

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université de Boumerdès
Faculté des hydrocarbures et de la chimie



Laboratoire de Recherche sur l'Electrification
des Entreprises Industrielles (LREEI)



Thèse de Doctorat

En Génie Electrique

Option : Electrification et Automatisation des Procédés Industriels

Présentée par :

M^r KHELDOUN Aissa

Magister en Génie Electrique

Thème

**Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par
Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode
à Flux Orienté**

Soutenue publiquement le 08/02/2007 devant le jury composé de:

M ^r IBTIOUEN Rachid	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique-Alger	Président
M ^r CHETATE Boukhemis	Professeur	F.H.C-Université de Boumerdès	Directeur de Thèse/ Rapporteur
M ^r BERKOUK Abdelmajid	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique-Alger	Examineur
M ^r REFOUFI Larbi	Professeur	F.S.I-Université de Boumerdès	Examineur
M ^r BENTARZI Abdelhamid	M. C.	F.S.I-Université de Boumerdès	Examineur
M ^r LABAR Hocine	M. C.	F.S.I- Université d'Annaba	Examineur
M ^r BENAÏSSA Kaddour	Docteur d'État	IAP de Boumerdès	Invité

Boumerdès 2007

المحرك اللامتزامن، التحكم الشعاعي، المنطق المبهم، النجاعة، الضياع في الحديد، التحكم بدون متحسس السرعة، مرشح كالمن الممدد.

Abstract

The present work is a contribution to improve the efficiency and the robustness of vector controlled induction motor drives. The efficiency of the induction motor drives deteriorate for two reasons: rotor resistance variation and operation under light loads, the flux is being maintained constant. For these reasons, a method is suggested to select the optimal flux which leads to minimum power loss. On the other hand, to address the effect of the rotor resistance variation, a fuzzy logic-based mechanism is proposed to maintain the decoupling between the torque and the flux, hence avoiding extra power loss. The last part of this thesis is dealing with mechanical robustness improvement by eliminating the speed sensor which is the weakest part in the drive system. The extended Kalman filter has been chosen for its ability to deal with noisy systems where converter generated harmonics are important. In order to compensate for the effect of iron loss, a mechanism has been suggested to improve the estimation accuracy without incurring extra calculations. The obtained results indicate that the suggested methods are effective.

Keywords

Induction motor, vector control, fuzzy logic, efficiency, iron loss, sensorless control, extended Kalman filter

Avant propos

Le présent travail a été réalisé au sein de l'Equipe de Recherche sur les Economies d'Energie du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises Industrielles (LREEI) à l'Université de Boumerdès. A cet effet, je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Professeur B. Chetate directeur du laboratoire, pour m'avoir accueilli au sein de son équipe, pour avoir dirigé ce travail et pour les nombreuses et fructueuses discussions que nous avons eues durant la période de formation.

Je remercie le Professeur R. Ibtouen, Directeur du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique à l'ENP, pour avoir accepté de me faire l'honneur de présider le jury de ma soutenance, pour son égard et l'importance qu'il a porté à ce travail ainsi que pour les remarques utiles qui ont permis d'améliorer certains aspects de cette thèse.

Je tiens à remercier également Messieurs L. Refoufi, Professeur à l'Université de Boumerdès, A. Berkouk, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, A. Bentarzi, Maître de conférence à l'Université de Boumerdès et H. Labar, Maître de Conférence à l'Université d'Annaba, d'avoir accepté d'être membres de mon jury, pour leurs intérêts et enrichissantes observations.

Je remercie le Docteur K. Benaissa, enseignant chercheur à l'Institut Algérien du Pétrole de Boumerdès, pour avoir accepté d'être membre invité du jury.

Que tous les membres du Laboratoire de Recherche sur l'Electrification des Entreprises Industrielles trouvent ici l'expression de ma gratitude, en particulier, ceux de l'Equipe de Recherche sur les Economies de l'Energie ainsi que Monsieur S. Oukali, Ingénieur chef de laboratoire du département d'Automatisation et Electrification des Procédés Industriels.

A ma famille et tous mes amis

Sommaire

<i>Introduction Générale</i>	1
------------------------------------	---

Chapitre 1 - Contraintes de control des moteurs asynchrones par la méthode à flux orienté

1. Introduction	5
2. Contrôle d'alimentation du moteur à induction	5
2.1. Contrôle en tension	6
2.2. Contrôle en courant.....	7
2.3. Comparaison et choix.....	8
3. Contrôle de vitesse du moteur à induction	9
3.1. Commande scalaire	9
3.2. Contrôle vectoriel	10
3.2.1. Commande vectorielle directe	11
3.2.2. Commande vectorielle indirecte	12
3.2. Comparaison expérimentale entre la méthode vectorielle et scalaire	13
4. Contraintes liées à l'utilisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté	17
4.1. Variation des paramètres électriques et mécaniques	17
4.1.1. Le moment d'inertie	17
4.1.2. La constante de temps rotorique	17
4.2. Fonctionnement à flux constant	20
4.3. Sensibilité due à la présence du capteur de vitesse	22
5. Analyse critique des méthodes existantes	24
5.1. Pour l'adaptation de la résistance rotorique	24
5.2. Pour la minimisation des pertes.....	26
5.3. Pour la commande sans capteur de vitesse	27
6. Position du problème à résoudre	28
7. Conclusion	2

Chapitre 2 - Commande vectorielle du moetur asynchrone avec compensation des pertes fer

1. Introduction	30
2. Modélisation du moteur alimenté par onduleur MLI	30
2.1. Modèle du moteur asynchrone à cage	30
2.2. Equations de l'onduleur MLI	32
2.3. Modèle du moteur asynchrone avec prise en compte des pertes fer.....	33
3. Découplage par orientation de flux	36
4. Réglage classique de vitesse	39
4.1. Méthode directe	40
4.2. Méthode indirecte.....	41
5. Compensation des pertes fer	44
6. Réglage flou de vitesse	48
6.1. Structure générale d'un système flou	50
6.1.1. Fuzzification	50
6.1.2. Base de règles et définitions	51
6.1.2.1. Partition floue	51
6.1.2.2. Base de règles floues	51
6.1.3. Inférence floue.....	52
6.1.4. Défuzzification.....	52
6.2. Synthèse du régulateur flou de vitesse.....	53
6.2.1. Source de la base des règles floues	54
6.2.2. Choix de partition floue	56
6.2.2.1. Régulateur flou à trois ensembles	56
6.2.2.2. Régulateur flou à cinq ensembles	57
6.2.2.3. Régulateur flou à sept ensembles	58
6.2.3. Simulations et interprétations	58

7. Conclusion.....	60
--------------------	----

Chapitre 3 - Adaptation de la résistance rotorique et minimisation de pertes

1. Introduction.....	61
2. Première partie : Adaptation de la résistance rotorique.....	61
2.1. Analyse de la déviation de T_r	61
2.2 Simulation et interprétations.....	67
2.3. Adaptation de la constante de temps rotorique.....	72
2.3.1. Orientation du flux rotorique sans désaccord.....	72
2.3.2. Orientation du flux rotorique avec désaccord.....	73
2.3.3. Orientation du flux rotorique avec adaptation floue.....	76
2.3.3.1. Synthèse du système flou.....	78
2.3.3.2. Simulations et interprétations.....	82
2.4. Adaptation floue en présence des pertes fer.....	86
2.5. Simulation et interprétation.....	88
3. Deuxième partie : Minimisation des Pertes.....	90
3.1. Introduction.....	90
3.2. Loi d'optimisation.....	90
3.3. Adaptation et minimisation de pertes.....	97
4. Simulations et interprétations.....	98
4.1. Contrôle indirect à flux constant.....	99
4.2. Contrôle indirect à flux variable.....	100
4.3. Commande vectorielle indirecte avec optimisation et adaptation de R_r	106
4.4. Cas d'optimisation avec rétablissement de la charge.....	106
5. Conclusion.....	110

Chapitre 4 - Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur de vitesse

1. Introduction.....	111
2. Contrôle sans capteur.....	113
2.1. Observateurs.....	113
2.2. Théorie générale des observateurs.....	114
2.3. Filtre de Kalman.....	116
2.4. Filtre de Kalman Etendu.....	118
3. Application du filtre de Kalman étendu au modèle de la machine asynchrone.....	120
4. Résultats de simulation.....	121
5. Etude de l'effet des pertes fer sur les performances du filtre de Kalman étendu.....	121
5.1. Effet sur la méthode directe.....	124
5.2. Effet sur la méthode indirecte.....	124
5.3. Compensation des pertes fer.....	126
6. Conclusion.....	129

Conclusion Générale	130
----------------------------------	-----

Bibliographie

Annexe

<i>Symbole</i>	<i>Signification</i>	<i>Unité</i>
σ	Coefficient de dispersion totale	
$\delta(u)$	Impulsion de Dirac	
θ_s, θ_e	Pulsation statorique	rad
θ_r	Position du rotor	rad
Ω_r	Vitesse rotorique	rad/s
η	Coefficient de température caractérisant le matériau	
λ_r	Argument de l'impédance rotorique	rad
λ	Fonction d'optimisation	
φ	Flux	Wb
as	Axe statorique du repère naturel	
ar	Axe rotorique du repère naturel	
e	Erreur	
dq	Le repère de Park tournant	
de	Dérivée de l'erreur	
$f_{1, 2, 3}$	Etats d'interrupteurs	
A_d, B_d, C_d	Les matrices de la représentation d'état du système discret	
B_f	Coefficient de frottement visqueux	Nm s/rad
g	Glissement	
h	La bande du comparateur à hystérésis	A
H	Matrice de mesure	
F	Matrice Jacobienne	
I, i	Courant	A
J_Σ	Moment d'inertie	Kg.m ²
j	Nombre complexe	
K_m	Coefficient du couple moteur	
k_r	Facteur de variation de la résistance rotorique	
K	Gain de Kalman	
L	Gain de Luenberger	
l_{fr}	Inductance de fuite rotorique	H
l_{fs}	Inductance de fuite statorique	H
L_m	Inductance mutuelle cyclique	H
L_r	Inductance rotorique cyclique	H
L_s	Inductance statorique cyclique	H
M	Nombre de règles floues	
P	Nombre de paires de pôles	
P_0	Matrice de covariance d'état initiale	
Q	Matrice de covariance du système	
R	Matrice de covariance des états mesurés	
ΔP_{fe}	Pertes fer	W
ΔP	Pertes totales	W
ΔP_r	Pertes par effet Joule rotoriques	W
ΔP_s	Pertes par effet Joule statoriques	W
R_{fe}	Résistances équivalentes des pertes fer	Ω
$R_r, R_r^*, k_r R_r$	Résistance rotorique (actuelle, initiale et estimée)	Ω
R_s	Résistance statorique	Ω
s	Opérateur de Laplace (=d/dt)	

Nomenclature

T	Température	°C
$T(\theta_s)$	Matrice de transformation de Park	
T_e, T_e^*	Couple électromagnétique de sortie et de référence	N.m
T_{fr}	Constante de temps rotorique de fuite	s
T_r, T_r^*	Constante de temps rotorique actuelle et initiale	s
T_s	Constante de temps statorique	s
u	Grandeur de commande	s
U_d	Tension à l'entrer de l'onduleur	V
ω_s, ω_e	Pulsation statorique	rad/s
ω_r	Pulsation rotorique	rad/s
ω_{sl}	Fréquence de glissement	rad/s
$x_{\alpha s}, x_{\beta s}$	Grandeurs statoriques liées au repère fixe au stator	
x_{dr}, x_{qr}	Grandeurs rotoriques liées au repère tournant dq	
x_{ds}, x_{qs}	Grandeurs statoriques liées au repère tournant dq	
x_{dm}, x_{qm}	Grandeurs d'entrefer liées au repère tournant dq	
RFOC	Orientation indirecte du flux rotorique	
SFOC	Orientation indirecte du flux statorique	
MFOC	Orientation indirecte du flux magnétisant	

Introduction générale

Introduction générale

Le moteur asynchrone à cage excelle lorsqu'il doit fonctionner à vitesse constante, en effet, ses avantages sont assez nombreux et connus, du fait qu'il est le seul moteur électrique dont l'usage est généralisé dans l'industrie (pour fournir de l'énergie mécanique). Par contre, il est difficile et onéreux d'en faire un variateur de vitesse tel que le groupe de Ward-Leonard. C'est la raison pour laquelle, le moteur à courant continu est resté longtemps le plus utilisé dans les entraînements à vitesse variable. Toutefois, avec le développement de l'industrie et l'accroissement continu de l'automatisation des processus de production, le moteur asynchrone suscite de plus en plus l'intérêt des industriels. La disponibilité des convertisseurs de fréquence assurant la mise en forme de l'énergie électrique et la mise en place de lois de commande, souvent implémentées dans un microcalculateur, permet d'utiliser le moteur asynchrone à cage dans des applications à vitesse variable. Pour les premières applications, le réglage de la vitesse en régime permanent constituait la principale satisfaction des industriels ; très vite on s'est intéressé aux performances de réglage durant les régimes transitoires à savoir : le démarrage, le freinage ainsi que ceux qui apparaissent lors de l'application d'une charge.

Que ce soit en régime permanent ou en régime dynamique, les recherches effectuées ont montré que le moteur asynchrone peut être découplé en utilisant la théorie de la commande à flux orienté. En outre, la commande indirecte à flux rotorique orienté est la plus simple à mettre en œuvre et offre un contrôle linéaire du couple de la machine asynchrone, des avantages qui ont fait d'elle la commande la plus prépondérante dans les milieux industriels. Toutefois, lorsque le moteur est contrôlé par la méthode indirecte à flux rotorique orienté, il est exposé à des contraintes qui peuvent affecter potentiellement ses performances. Autrement dit, le contrôle linéaire du couple, obtenu grâce au découplage effectif de la machine, n'est plus valable lorsque la résistance rotorique change. Cette dernière obtenue par des essais d'identification est étroitement tributaire de la température du circuit rotorique. Durant le fonctionnement de la machine, la température va augmenter à cause des différents types de pertes, ce qui provoque la variation de la résistance rotorique et par conséquent la perte de découplage. Ce phénomène affecte à la fois les performances de réglage de la vitesse et l'efficacité du moteur asynchrone.

La variation de la résistance rotorique n'est pas la seule source à l'origine de la dégradation de l'efficacité du variateur car le fonctionnement à flux constant provoque également une consommation inutile d'énergie électrique lorsque le moteur entraîne des faibles charges. Autrement dit, le moteur asynchrone à cage est conçu pour fonctionner sous tension et fréquence nominales et son fonctionnement reste optimal tant que la charge entraînée est au delà de 75% de sa charge nominale. Cependant, ces critères ne peuvent être respectés lorsque le moteur est contrôlé par la méthode à flux orienté, par conséquent, il est appelé à fonctionner à vitesse et couple variables. Le maintien de niveau du flux rotorique constant par le contrôleur à flux orienté permet d'avoir un couple maximal (disponible en permanence), tandis qu'il est inutile de l'avoir lorsque le moteur fonctionne à faibles charges car les pertes fer deviennent importantes. Les travaux publiés sur ce sujet montrent que le fonctionnement optimal peut être restauré par la recherche de la valeur du flux permettant la minimisation de la consommation de l'énergie d'entrée.

La robustesse du moteur asynchrone est altérée également par la commande indirecte à flux orienté, étant donnée que cette dernière nécessite l'emplacement d'un capteur de vitesse afin de satisfaire le processus de découplage. Le capteur de vitesse participe à l'augmentation du coût de l'installation et le degré de redondance des pannes. Par conséquent, sa suppression et l'utilisation des estimateurs de vitesse peut améliorer nettement la robustesse du variateur et fait diminuer son coût.

Ainsi les travaux présentés dans la présente thèse se situent dans le cadre des objectifs suivants :

- ▶ Adaptation de la résistance rotorique : L'amélioration de l'efficacité ou le maintien du rapport couple et courant statorique constant ainsi que les performances du découplage. Par conséquent, le réglage de vitesse passe par l'adaptation de la résistance rotorique.
- ▶ Minimisation des pertes : Ceci par l'élaboration d'un mécanisme permettant de varier le niveau du flux rotorique en fonction des conditions de fonctionnement. La sélection du flux rotorique pour la commande à flux orienté permettra d'améliorer l'efficacité du variateur à faibles charges. Les pertes fer sont prises en compte par ce mécanisme. La variation du flux rotorique doit être prise en considération par le mécanisme d'adaptation de la résistance rotorique.
- ▶ Estimation de la vitesse : Un variateur de vitesse dépourvu du capteur de vitesse rotorique présente plus de robustesse et de disponibilité que le variateur avec capteur. Etant donné que les pertes fer sont considérées dans le modèle du moteur utilisé, l'estimateur de vitesse doit les considérer.

Afin de répondre aux objectifs cités ci-dessus, le manuscrit de la thèse est organisé de la manière suivante :

Le premier Chapitre présente tout d'abord le variateur de vitesse par moteur à induction, en effet, l'association du moteur à l'onduleur, la stratégie utilisée pour le contrôle des interrupteurs de commutation et la méthode de contrôle ou de découplage du moteur. L'objectif est de choisir une configuration du variateur étant donné qu'il en a plusieurs. Notre choix est guidé par l'objectif d'obtenir une architecture performante et assez simple sur laquelle nous allons travailler. La comparaison est concrétisée par des tests expérimentaux effectués sur un variateur industriel. L'accent est mis sur les contraintes liées à l'application de la commande indirecte à flux orienté et leurs répercussions sur les performances du moteur à induction. Une synthèse des travaux effectués dans ce domaine est présentée.

Le principe de la commande vectorielle est expliqué dans le Chapitre suivant, en effet, ce Chapitre présente les différentes configurations permettant de découpler les grandeurs internes du moteur asynchrone puis l'application de la commande à flux rotorique orienté en utilisant le schéma indirect. Afin de pallier l'effet des pertes fer, le contrôleur indirect de flux rotorique orienté a été modifié. La dernière partie de ce chapitre porte sur l'application de la logique floue pour le réglage de vitesse du moteur asynchrone. Après une présentation des notions générales sur le contrôle par logique floue, une comparaison entre plusieurs régulateurs flous et le régulateur conventionnel est effectuée afin d'en choisir d'une part, le plus robuste vis-à-vis la variation du moment d'inertie et, d'autre part, le moins exigeant en terme de temps de calcul. Le schéma global obtenu (moteur asynchrone, onduleur de tension avec son contrôle en courant, bloc d'orientation de flux qui tient compte des pertes fer et le régulateur flou de vitesse) sera utilisé par la suite pour l'adaptation et la minimisation des pertes.

L'effet de la variation de la résistance rotorique sur les performances du réglage de la vitesse et l'efficacité du variateur est présenté en premier lieu dans le troisième Chapitre, puis un mécanisme d'adaptation basé sur la logique floue est développé afin de palier les effets néfastes dus au variation de la résistance rotorique. Ce mécanisme est modifié également afin d'adapter la résistance rotorique en considérant les pertes fer dans le modèle de la machine. Dans ce chapitre également, un deuxième mécanisme est développé afin de sélectionner le niveau de flux permettant d'améliorer l'efficacité du variateur à faibles charges. L'algorithme obtenu utilise les paramètres de la machine, la vitesse du champ et le couple de référence, ceci signifie que ce mécanisme doit fonctionner en concordance avec le mécanisme d'adaptation flou.

Dans le dernier Chapitre, des notions sur les observateurs (l'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman) sont présentées. Ensuite, on a considéré l'application du principe du filtre de Kalman

étendu sur le modèle de Park du moteur asynchrone afin d'estimer la vitesse rotorique. Finalement, un mécanisme est développé afin de réduire l'effet des pertes fer sur l'observation de la vitesse sans pour autant modifier l'algorithme du filtre de Kalman étendu.

Finalement, en conclusion générale, nous avons présenté un résumé des résultats obtenus concernant les différents aspects présentés dans la présente thèse et quelques perspectives pour le futur.

Chapitre 1

Chapitre 1 – Contraintes de contrôle des moteurs asynchrones par la méthode à flux orienté

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons cerner le cadre de travail de la présente thèse. Le système d'entraînement par moteur à induction est un domaine important de la recherche [14, 15]. Une étude globale de ce système paraît impossible, par conséquent, nous allons procéder par étape afin de limiter les éléments sur lesquels l'étude sera focalisée. En effet, l'étude est abordée par la présentation du variateur avec ses principaux composants, ensuite certains choix sont adoptés dans le but de, entre autres, simplifier l'étude. Finalement, nous abordons certains problèmes liés au tel variateur.

Dans ce qui suit, en partant de l'alimentation à la commande permettant de varier la vitesse du moteur asynchrone à cage, nous allons décrire les éléments de base de ce système.

2. Contrôle d'alimentation du moteur à induction

Pour faire varier la vitesse des moteurs asynchrones à cage d'écureuil, la méthode la plus économique est de faire varier simultanément la fréquence et l'amplitude de la tension (ou courant) d'alimentation [5, 13] ; d'où une adaptation de l'énergie d'entrée du moteur par un convertisseur de fréquence. Autrement dit, ce convertisseur consiste brièvement en une batterie fournissant une tension continue associée à un onduleur. Dans la majorité des applications industrielles, la tension continue est obtenue à partir du réseau moyennant un redresseur et filtre pour améliorer la qualité de la tension obtenue. Etant donnée que la vitesse dépend de la fréquence de tension ou du courant d'alimentation, par conséquent, la tâche du convertisseur est la variation de la fréquence. Cependant, afin d'avoir un fonctionnement normal du moteur, le rapport entre la tension et la fréquence doit être maintenu constant. Ceci est valable lorsque il s'agit d'un contrôle en courant. En effet, le rapport entre le courant et la fréquence doit être constant également, chose qui permet de distinguer deux types de contrôle, à savoir : en tension et en courant. Il est à signaler que l'alimentation en courant (source de courant est nécessaire dans ce cas à l'entrée de l'onduleur) ne fait pas l'objet de notre étude.

Nous nous intéressons dans le présent travail aux convertisseurs de tension qui sont couramment utilisés, pour alimenter les machines asynchrones de faible et moyenne puissance [5, 11, 13]. La section suivante montre davantage la différence entre les deux types d'alimentations.

2.1. Contrôle en tension

La figure.1.1 montre l'architecture du convertisseur de fréquence avec contrôle en tension, en effet, le bloc de contrôle fournit les tensions et la fréquence satisfaisant les exigences du convertisseur qui, à son tour, impose les paramètres nécessaires permettant d'avoir la vitesse désirée.

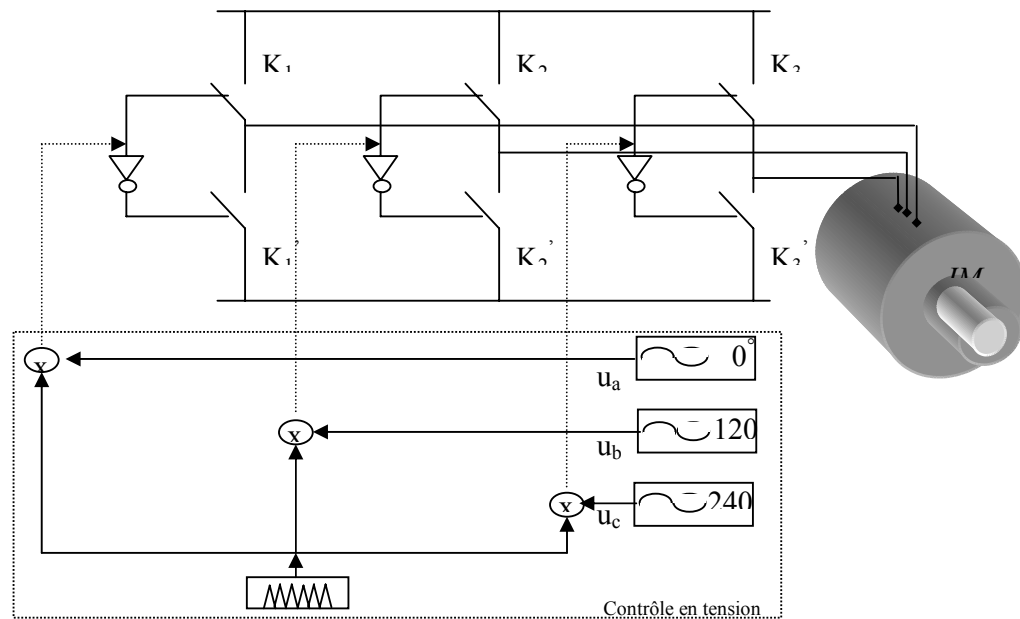


Fig.1.1 Variateur de vitesse avec contrôle en tension, Méthode : sinus – triangulaire avec u_a , u_b , u_c : tensions de références (désirées)

Ce mode de contrôle est appelé contrôle en tension du variateur. En pratique, différentes techniques ont été développées pour contrôler la commutation des interrupteurs dans les convertisseurs de fréquence afin d'obtenir un système de tensions triphasées avec amplitude et fréquence variables [5, 11, 38], entre autres :

- La commande sinus triangulaire ;
- MLI avec injection du troisième harmonique ;
- MLI pré- calculée (ou optimisée) ;
- etc.

La forme de tension doit être proche de la forme sinusoïdale afin de minimiser les pertes dans le moteur, le taux de minimisation des harmoniques supérieurs est la principale différence entre ces techniques. Le concept de base de la majorité de ces méthodes consiste à comparer les signaux de référence avec un signal triangulaire. L'intersection de ces deux signaux détermine les instants de commutation des cellules de l'onduleur de tension.

2.2. Contrôle en courant

Lorsque la machine est contrôlée en courant, cela signifie qu'elle est alimentée à travers un onduleur de tension également, cependant, l'onduleur impose un système triphasé du courant dans le bobinage statorique. La configuration de la fig.1.2 en est un exemple. Ce mode de contrôle est couramment utilisé pour alimenter les machines de faible et de moyenne puissance où le contrôle se fait en boucle fermée par des régulateurs linéaires ou par des comparateurs à hystérésis [13, 49, 89].

Cette dernière stratégie appelée par Séguier [89]: la technique DELTA, est largement discutée dans la littérature et fait l'objet de plusieurs travaux développés [36, 37, 91, 103]. Elle consiste à utiliser un comparateur à hystérésis pour déterminer les instants de commutation. La fig.1.2 montre le schéma principe de la commande en courant par comparateurs à hystérésis.

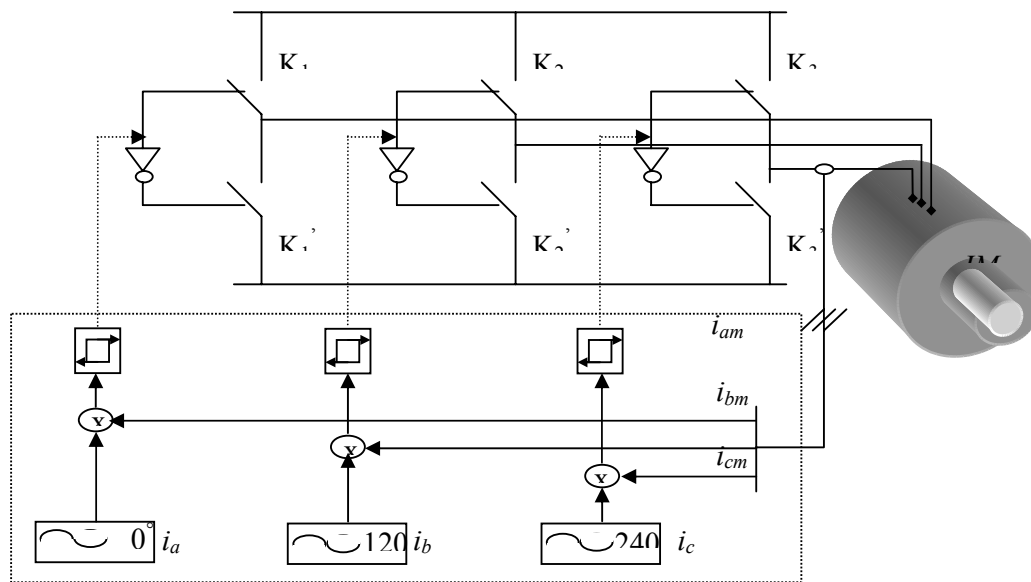


Fig.1.2 Variateur de vitesse avec contrôle en courant, technique de contrôle est DELTA [88], i_a , i_b , i_c : Courants de références.

2.3. Comparaison et choix

L'imposition du courant statorique offre un contrôle robuste du couple qui est le produit vectoriel du vecteur courant statorique et du courant rotorique, ceci permet ainsi de simplifier la

commande vectorielle de la machine asynchrone, dans le cas où cette dernière est découplée par la technique à champ rotorique orienté.

En outre, le contrôle vectoriel de la machine à induction, est basé sur le découplage entre les deux vecteurs des courants statorique et rotorique autrement dit, l'axe direct du repère tournant, est orienté suivant le porteur du vecteur flux rotorique. Par l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique, les tensions de commandes sont :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_s (1 - \sigma) \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{\varphi_r}{L_m} \right) - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_s (1 - \sigma) \left(\frac{\varphi_r}{L_m} \right) \cdot \omega_s + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{aligned} \quad (1.1)$$

Sous cette forme, la partie électrique apparaît comme étant constituée de deux processus mono-variables couplés par les grandeurs de perturbations e_d et e_q [35], tel que :

$$\begin{aligned} e_d &= \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ e_q &= -L_s \omega_s (1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}) \varphi_r \end{aligned} \quad (1.2)$$

Les tensions v_{ds} et v_{qs} représentent respectivement les commandes du flux et du couple électromagnétique de la machine, mais il existe aussi entre les deux processus un couplage linéaire dû à la présence du terme ω_s dans les équations (1.1). Pour cela, l'emplacement de deux correcteurs de découplage est souhaitable sur les deux axes de commande pour éliminer le couplage complètement. Ce problème peut être résolu si le courant de commande est imposé dans le bobinage par l'onduleur de tension contrôlé en courant [49].

En outre, il est utile de citer les autres avantages de la commande en courant des onduleurs de tensions [49] :

- Une bonne dynamique ;
- Une forme de courant proche de la sinusoïde ;
- Une faible oscillation du courant (par conséquent du couple).

Cependant, son inconvénient principal est sa fréquence de commutation variable. Raison pour laquelle, des travaux ont été et continuent d'être développés afin d'assurer un contrôle en courant avec fréquence de commutation quasiment constante [86].

3. Contrôle de vitesse du moteur à induction

Le modèle dynamique de la machine à courant continu à excitation séparée comparé à celui de la machine à induction, met en évidence le fait que cette dernière présente une commande plus complexe ; ceci tient au fait que :

- les grandeurs deviennent alternatives à fréquence variable ;
- le système est non linéaire, variant dans le temps et fortement couplé;
- les grandeurs physiques rotoriques ne sont pas mesurables pour le moteur à cage d'écureuil.

Les raisons précédentes ont été la cause principale du retard enregistrée pour l'émergence de solutions acceptables pour le contrôle de la machine à induction. En effet, depuis les années 70, de nouvelles méthodes adaptées aux modèles de la machine ont été proposées [6, 7, 13, 24, 64] ; à savoir : la commande scalaire et la commande vectorielle.

3.1. Commande scalaire

Cette commande est basée sur les équations de fonctionnement de la machine à induction en régime permanent, si nous considérons dans notre cas précis un contrôle de la machine en courant, le niveau de flux est maintenu constant et le couple est contrôlé par la fréquence de glissement. Pour des faibles valeurs de glissement le couple sera proportionnel à la fréquence de glissement ω_{sl} . Le bloc diagramme de cette technique est illustré sur la fig.1.3.

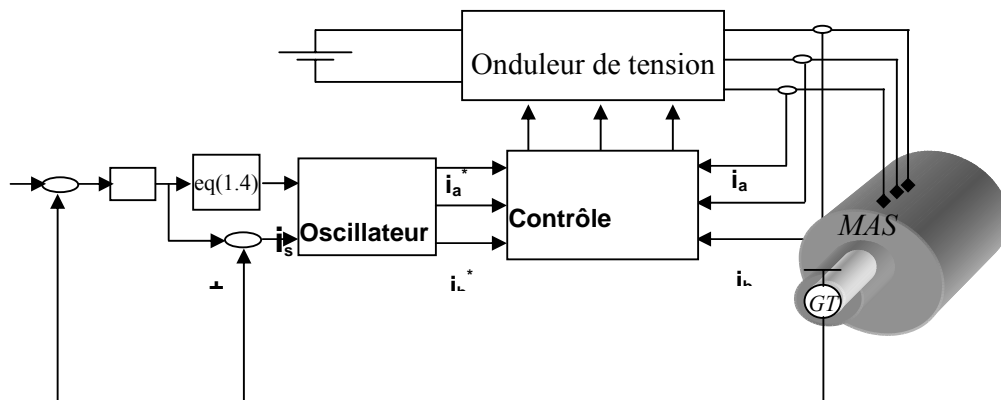


Fig.1.3 Schéma principe de la commande scalaire du moteur à induction

Le moteur à induction est alimenté à travers un onduleur MLI contrôlé en courant fonctionnant comme une source de courant sinusoïdal triphasé. Les courants i_a^* , i_b^* et i_c^* sont générés par l'oscillateur triphasé connaissant l'amplitude du vecteur courant statorique et sa pulsation ω_s . Cette dernière est obtenue par la loi de l'autopilotage (1.3).

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \quad (1.3)$$

Où : ω_{sl} est la sortie du régulateur de vitesse PI.

L'amplitude du vecteur courant statorique, permettant d'avoir un fonctionnement à flux relativement constant, est calculée par l'équation (1.4). Cette dernière, implémentée pratiquement sous la forme d'un tableau (look-up table), est issue des équations en régime stationnaire et permet de calculer le courant statorique en fonction du glissement et du courant magnétisant désiré [31, 82].

$$I_s = I_m \cdot \sqrt{\frac{R_r^2 + (\omega_{sl} L_r)^2}{R_r^2 + (\omega_{sl} l_{fr})^2}} \quad (1.4)$$

Sachant que :

I_m : le courant magnétisant nominal (image du flux nominal) ;

R_r : la résistance rotorique ;

L_r : L'inductance cyclique d'une phase rotorique ;

l_{fr} : L'inductance de fuite d'une phase rotorique.

Les analyses de cette méthode [13, 31] ont montré, d'une part, la simplicité de sa mise en œuvre et, d'autre part, ses performances acceptables en régime permanent pour une plage restreinte de vitesse. Toutefois la limitation en question est indésirable pour les systèmes entraînés, dans de larges gammes de variation de la vitesse (notamment le fonctionnement à pleine charge et à vitesse proche de zéro). En effet, le fonctionnement à des vitesses proches de zéro entraîne de mauvaises performances et plus particulièrement durant les régimes transitoires. Il est à signaler que pour de tels régimes de fonctionnement, les industriels optent pour la commande vectorielle pour contrôler la vitesse [5, 6, 31, 64].

3.2. Contrôle vectoriel

Pour une machine à induction alimentée en courant contrôlée par la commande scalaire, le couple électromagnétique et le flux statorique sont à la fois fonction des courants et de la fréquence d'alimentation notamment pour les grandes valeurs de glissement, ce qui provoque de mauvaises performances dynamiques. La commande vectorielle est une alternative permettant de découpler le flux et le couple de la machine à chaque instant et sur toute la plage de variation de la vitesse (y compris la vitesse nulle). Contrairement à la méthode précédente, celle-ci est basée sur le modèle dynamique de la machine. Son principe de base consiste à orienter l'axe direct du repère tournant sur le porteur du vecteur flux. Par conséquent, ce dernier sera proportionnel à la composante directe du

vecteur courant statorique ; tandis que le couple sera proportionnel à la composante en quadrature (la machine est contrôlée comme la machine à courant continu à excitation séparée).

Dans le présent travail, nous nous limiterons à l'utilisation de la méthode de commande vectorielle par orientation du flux rotorique ; ce choix est fait pour deux raisons principales, d'une part, à cause de son algorithme plus simple comparativement aux algorithmes des autres orientations (voir schéma fonctionnel de découplage par flux rotorique orienté, chapitre 3) [35], et d'autre part, le découplage obtenu entre le flux et le couple est meilleur comparativement aux autres orientations [37]. Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté : la première, appelée directe et repose sur une commande de flux en boucle fermée (*feedback control*). La seconde, dite méthode indirecte, caractérisée par une régulation du flux en boucle ouverte (*feedforward control*).

3.2.1 Commande vectorielle directe

Le contrôle direct du flux, développé par Blaschke [64], est basé sur la connaissance du module du flux rotorique et de sa position. Dans les travaux de Blaschke, le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet Hall logées dans le bobinage statorique. Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l'orientation permet de ramener les composantes directe et transverse du courant au repère fixe. La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine. Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût de la machine et sur sa robustesse (nécessité de moteurs asynchrones spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température). Pour cela, certains auteurs ont substitué les capteurs par des estimateurs basés sur les équations statiques et dynamiques de la machine à induction, le système (1.5) en est un exemple.

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}(\varphi_{\alpha r}) &= \left(\frac{L_m}{T_r}\right)i_{\alpha s} - \omega_r \varphi_{\beta r} - \frac{1}{T_r} \varphi_{\alpha r} \\ \frac{d}{dt}(\varphi_{\beta r}) &= \left(\frac{L_m}{T_r}\right)i_{\beta s} + \omega_r \varphi_{\alpha r} - \frac{1}{T_r} \varphi_{\beta r}\end{aligned}\tag{1.5}$$

Avec : $T_r = L_r/R_r$ la constante de temps rotorique.

Les équations (1.5) permettent d'estimer le flux rotorique pour toute la plage de variation de la vitesse [5]. Dans la présente thèse, nous allons appliquer la commande directe en utilisant le modèle proposé par P. Vas [100] pour estimer le flux rotorique (voir chapitre 3).

3.2.2. Commande vectorielle indirecte

Le contrôle indirect, proposé par HASSE [64], utilise un modèle inverse déduit du modèle de la machine exprimé dans le repère du flux rotorique. Dans ce cas précis et si la machine est contrôlée en courant, le découplage est obtenu par le fait que le flux et le couple moteur sont contrôlés indépendamment par les composantes du vecteur statorique. Le passage du repère tournant vers le repère fixe nécessite la connaissance de la position du vecteur flux rotorique, cette dernière est calculée par la loi de l'autopilotage (1.6)

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (p.\Omega_r + \omega_{sl}).dt \quad (1.6)$$

Où :

ω_{sl} représente la fréquence de glissement, générée par le modèle inverse obtenu du modèle dont le repère est lié au flux rotorique :

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_r} \frac{d}{dt}(\varphi_r^*) + \varphi_r^* &= L_m i_{ds}^* \\ i_{qs}^* &= \left(\frac{2}{3} \frac{L_r}{p.L_m}\right) \cdot \left(\frac{T_e^*}{\varphi_r^*}\right) \\ \omega_{sl}^* &= \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \end{aligned} \quad (1.7)$$

Du point de vue simplicité, on voit clairement qu'elle est plus facile à implémenter et n'exige pas de capteurs de flux. Chose qui rend cette méthode plus attractive et donc plus utilisée [5, 31, 99, 100].

3.2. Comparaison expérimentale entre la méthode vectorielle et scalaire

En fonction des moyens dont nous disposons, nous avons pu mettre quelques tests permettant de montrer la supériorité de la commande vectorielle par rapport à la commande scalaire. En effet, un variateur de vitesse industriel [90], a été utilisé pour contrôler un moteur à induction avec sa charge dont les paramètres sont indiqués dans l'annexe. Le schéma principe de ce variateur est montré sur la fig. 1.4.

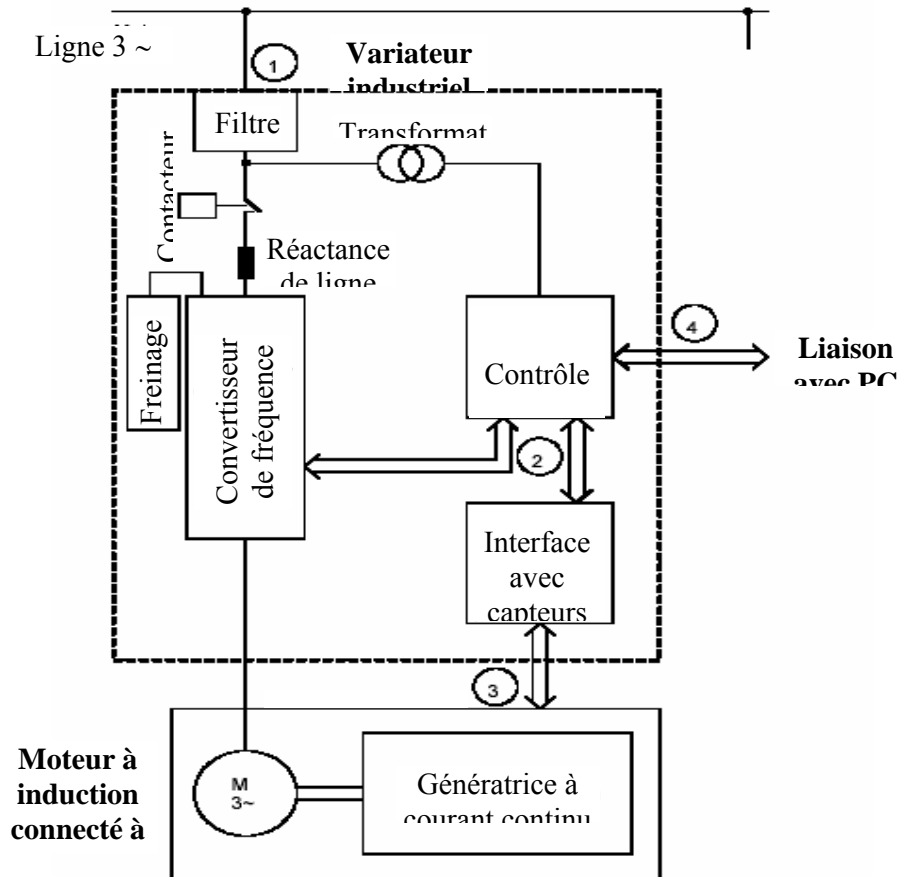


Fig.1.4 Schéma synoptique de l'association d'un variateur industriel, moteur à induction et sa charge (machine à courant continu)

La configuration du variateur de fréquence se fait moyennant un logiciel approprié (changement des paramètres du convertisseur et les régulateurs). Ce convertisseur permet également de sélectionner la méthode de contrôle du moteur ; à savoir : scalaire ou vectorielle, avec ou sans capteur de vitesse. Un tachymètre est monté sur l'arbre du moteur et de la génératrice afin de mesurer la vitesse. Les paramètres de la charge (machine à courant continu) sont illustrés en annexe 2. Lors du fonctionnement du moteur à induction, la génératrice à courant continu est mise en service puis hors service afin de réaliser l'application brusque de la charge et tester les performances des deux méthodes de contrôle. Ceci par la variation brusque de la résistance d'excitation de la machine à courant continu. La figure 1.5 montre l'évolution de la vitesse du moteur contrôlé par la méthode scalaire ainsi que le courant d'une phase statorique. Ce fonctionnement correspond au démarrage à vide, application et annulation de la charge durant le régime permanent et finalement le freinage du moteur.

La figure 1.6 montre le comportement du variateur pour les mêmes conditions cependant dans ce cas, le moteur est contrôlé par la méthode à champ orienté. Les grandeurs sont exprimées par rapport à la valeur nominale (en pourcentage). Les courbes des courants statoriques (fig. 1.5.b et fig. 1.6.b) montrent que la commande vectorielle assure un contrôle plus uniforme. La comparaison des deux courbes de vitesse rotorique (fig. 1.5.a et fig. 1.6.a) permet également de vérifier la supériorité de la commande vectorielle lors du régime transitoire (démarrage), le dépassement par rapport à la vitesse désirée et la robustesse vis-à-vis l'application de la charge. Ceci explique la principale différence entre la commande vectorielle et scalaire, en effet, la commande vectorielle contrôle les valeurs instantanées des états, tandis que la commande scalaire contrôle leur valeur moyenne, raison pour laquelle est valable uniquement en régime permanent.

Par ailleurs, les études effectuées par d'autres auteurs sur la commande vectorielle [5, 9, 13, 14, 31, 44, 77] ont montré la supériorité de la méthode vectorielle par rapport à la méthode scalaire tant en régime statique qu'en régime dynamique si les paramètres électriques et mécaniques de la machine sont parfaitement connus.

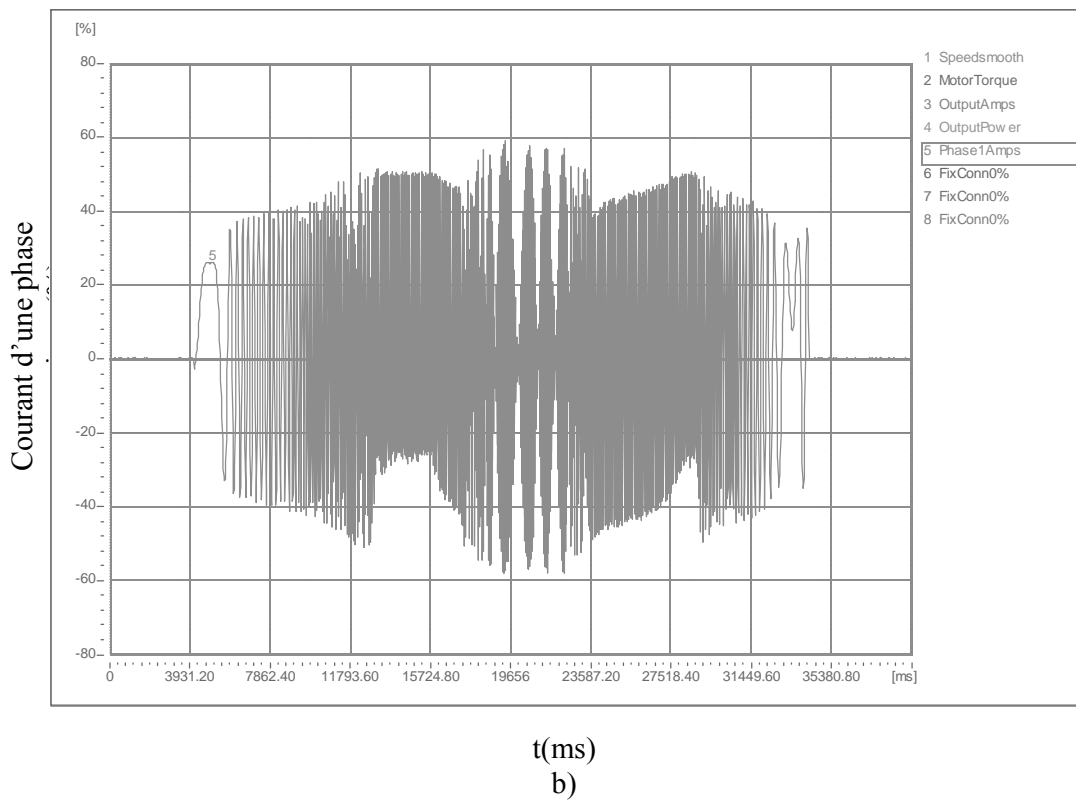
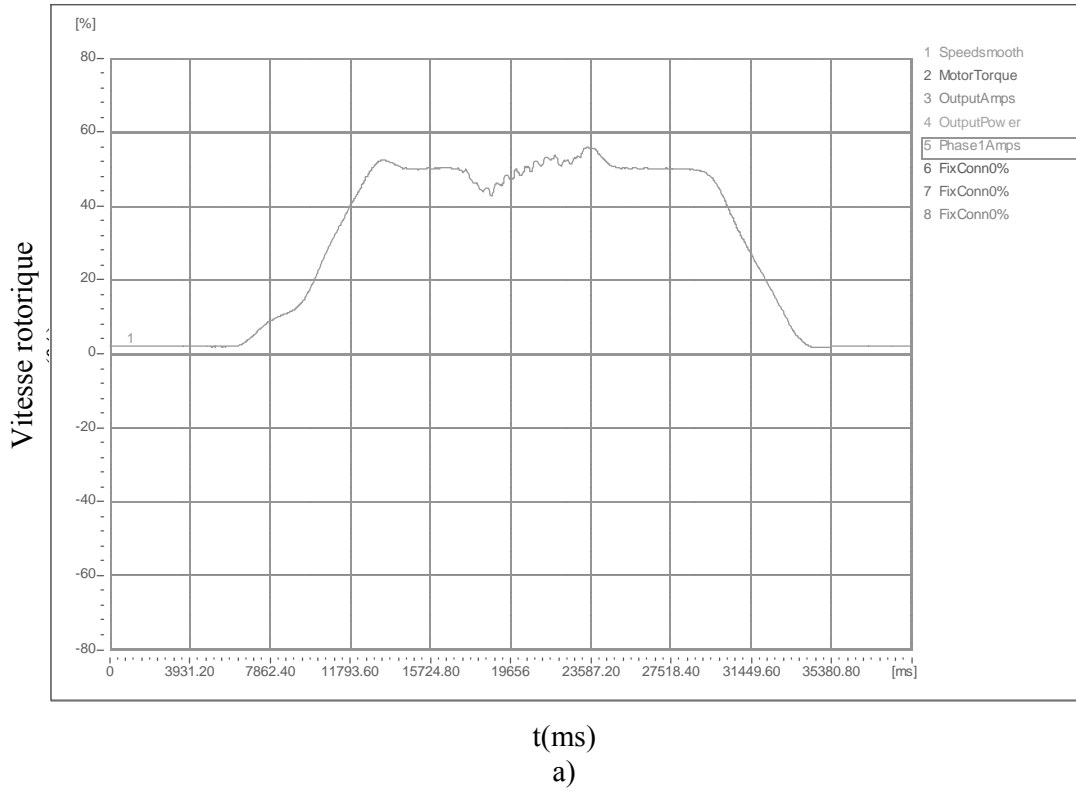
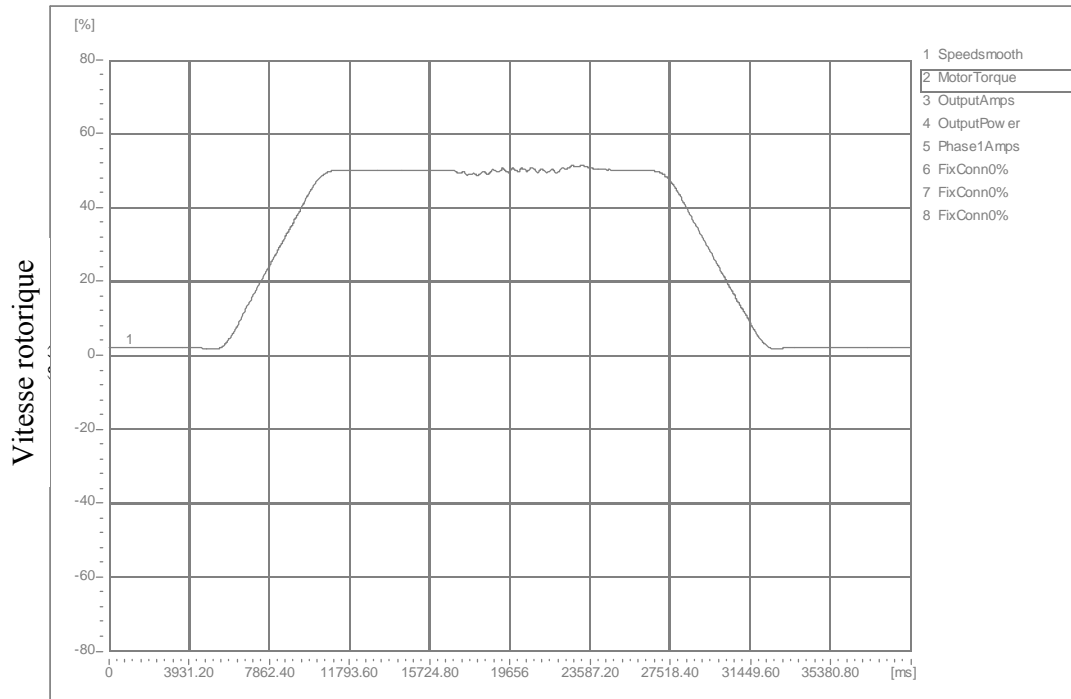
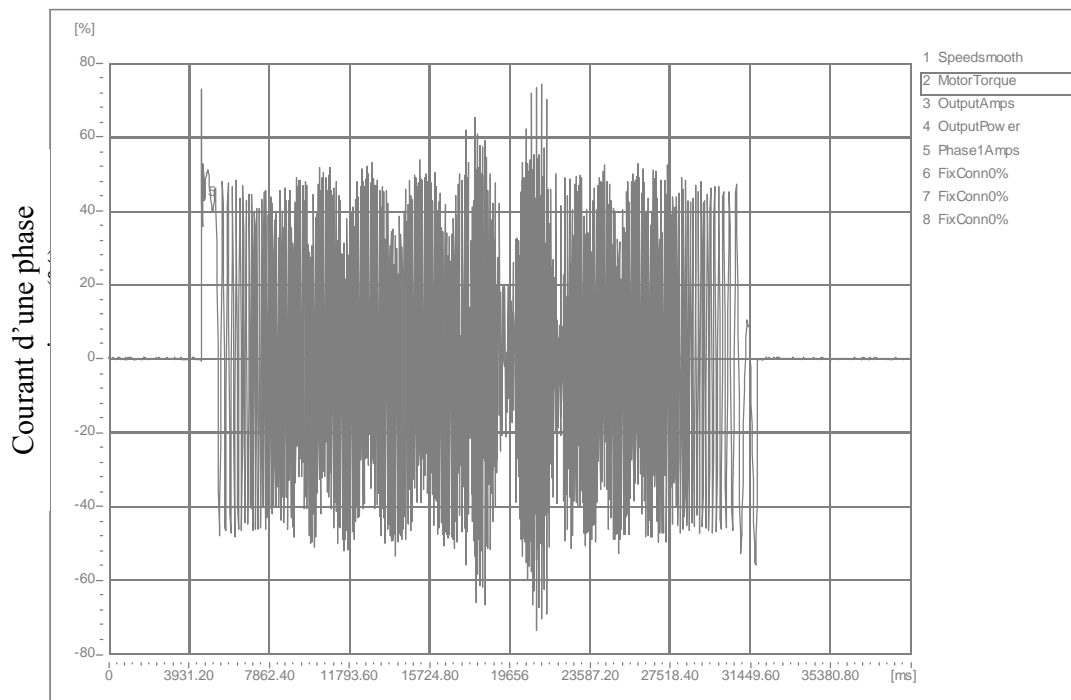


Fig.1.5 Commande scalaire du MAS, vitesse de référence = 50% de la vitesse nominale



t(ms)
a)



t(ms)
b)

Fig.1.6 Commande vectorielle du MAS, vitesse de référence = 50% de la vitesse nominale

4. Contraintes liées à l'utilisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

4.1. Variation des paramètres électriques et mécaniques

4.1.1. Le moment d'inertie

L'accouplement de la machine avec le mécanisme entraîné à travers le réducteur (souvent utilisé dans l'industrie) provoque la variation du moment d'inertie du système d'entraînement global (moment d'inertie du rotor de la machine asynchrone plus celui du mécanisme entraîné) [59]. En effet, le lecteur peut se référer au livre de Léonard [64] afin de voir la formulation mathématique montrant que le moment d'inertie total (celui du moteur et de la charge entraînée) varie lorsque le système fonctionne à vitesse variable. Etant donné que les paramètres du régulateur de vitesse sont fonctions du moment d'inertie (le lecteur peut se référer au livre de C.C.de Wit [14] concernant le dimensionnement des régulateurs pour la commande vectorielle et scalaire), par conséquent, le changement de ce dernier affecte les performances de ce régulateur. Cette altération se manifeste en terme de dépassement ou de temps de réponse. Dans le cas de la machine à induction, ceci provoque des dépassements au niveau de la réponse de la vitesse rotorique [59].

Dans le but d'améliorer la réponse de la vitesse (le rejet de perturbations) et réduire l'effet de la variation du moment d'inertie, autrement dit augmenter la robustesse, le régulateur PI sera substitué par son homologue basé sur la logique floue [36, 107]. Ceci fait l'objet du dernier volet de chapitre 3.

4.1.2. La constante de temps rotorique

Etant donné que l'objet principal de la thèse est l'amélioration de l'efficacité du variateur, par conséquent la variation du moment d'inertie n'est pas un problème majeur. Cependant, l'objet du dernier volet de chapitre 3 est le choix du régulateur flou qui sera utilisé par la suite dans le chapitre 4 afin de montrer que ce type de régulateur, bien qu'il soit indépendant des paramètres du moteur, il reste incapable de surpasser le problème lié à la variation de la constante du temps rotorique.

La variation de la constante de temps rotorique (variation de la résistance ou de l'inductance d'une phase rotorique) affecte directement le découplage entre le flux et le couple de la machine, le temps de réponse de vitesse et le rapport couple courant statorique. Si la machine est alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant, l'effet de la résistance et de l'inductance statoriques est compensé [49]. En effet, le paramètre le plus important est la constante de temps rotorique ; la connaissance exacte de cette dernière est indispensable pour obtenir le découplage idéal de la

machine à induction. Ceci s'explique par la présence de ce paramètre dans le contrôleur d'orientation du flux (voir équation 1.7) afin de déterminer la vitesse de glissement correcte w_{sl} et d'avoir par conséquent une décomposition optimale du vecteur courant statorique en deux composantes : l'une en quadrature, servant à véhiculer la puissance active par la transformation en couple électromagnétique (contrôle du couple) et l'autre directe, pour contrôler le flux rotorique. Ce découplage effectif entre le flux et le couple permet d'avoir à tout moment un fonctionnement à couple maximal de la machine [76, 77].

Pour illustrer cette décomposition nous considérons le schéma équivalent du moteur à induction (voir fig.1.7), montré par Nordan B. *et al* [76], dans un référentiel tournant, dont le rapport de transformation est égale à L_m/L_r . Cette démonstration permettra de mettre en évidence les deux composantes du vecteur courant statorique de commande du couple et du flux [76].

Le glissement peut être déterminé à partir de l'égalité des tensions aux bornes des branches magnétisante et rotorique (fig.17).

$$i_{ds} \cdot \left(j \frac{L_m}{L_r} x_m \right) = i_{qs} \cdot \left(\frac{L_m^2}{L_r} \cdot \frac{R_r}{g} \right) \quad (1.8)$$

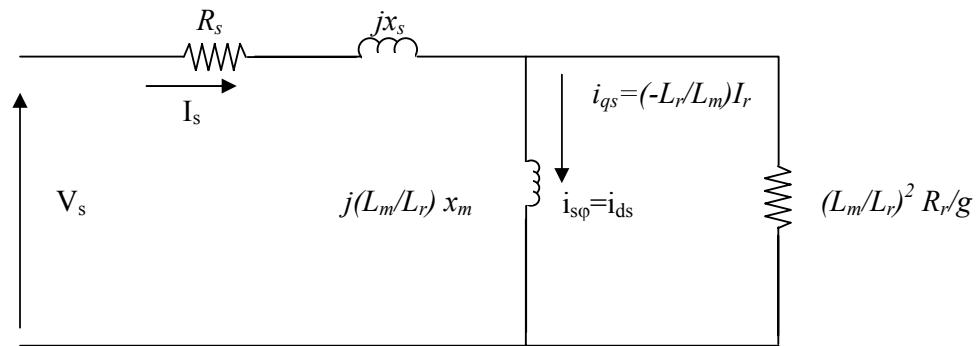


Fig.1.7 Circuit équivalent de la machine découplée montrant les deux composantes du vecteur courant statorique

Avec :

j : le nombre complexe imaginaire ;

g : le glissement de la machine tel que $\omega_{sl} = g \cdot \omega_s$.

D'où :

$$\omega_{sl} = g \cdot \omega_s = \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (1.9)$$

Le courant rotorique est obtenu également à partir du circuit équivalent. En effet, ce dernier est considéré comme un circuit diviseur de courant, par conséquent :

$$i_{qs} = -\frac{L_r}{L_m} I_r = I_s \cdot \frac{j \cdot \left(\frac{L_r}{L_m}\right) x_m}{\left(\frac{L_r}{L_m}\right)^2 \left(\frac{R_r}{g}\right) + j \cdot \left(\frac{L_r}{L_m}\right) x_m} \quad (1.10)$$

Si le glissement est calculé à partir de la troisième équation de (1.7), autrement dit, lorsque la machine est découplée par l'orientation du flux rotorique, l'équation (1.10) se réduit à (1.11) :

$$I_r = \frac{-j \cdot \omega_{sl}^* L_m}{R_r + j \cdot \omega_{sl}^* L_r} I_s \quad (1.11)$$

En effet, si la valeur de la fréquence de glissement est calculée à partir de l'équation (1.11) lorsque la valeur de la constante de temps rotorique est supposée parfaitement connue, l'équation (1.11) se simplifie davantage et le vecteur courant rotorique deviendra comme suit :

$$\begin{aligned} I_r &= \frac{-j \cdot \omega_{sl}^* L_m}{R_r (1 + j \cdot \omega_{sl}^* T_r)} \cdot \left(1 + j \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right) i_{ds} \\ &= -j \cdot (\omega_{sl}^*) \frac{L_m}{R_r} i_{ds} \\ &= -j \cdot \left(\frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right) \frac{L_m}{R_r} i_{ds} \\ &= -j \cdot \left(\frac{L_m}{L_r}\right) i_{qs} \end{aligned} \quad (1.12)$$

Avec : L_m/L_r - le rapport de transformation.

Il est clair, à partir de l'équation (1.12), que le courant rotorique prendra la valeur en quadrature du vecteur courant statorique, autrement dit, l'angle de déphasage est imposé de sorte que le vecteur courant statorique est orienté d'une manière que le courant rotorique contrebalance sa composante en quadrature, tel que montré précédemment par fig.1.7. Par conséquent, la subdivision du courant statorique I_s en deux composantes est assurée. L'une traverse la branche magnétisante (contrôle du flux) et l'autre traverse la branche rotorique pour contrôler le couple ou la puissance active.

Si la grandeur de commande ω_{sl}^* n'est pas correcte à cause de la variation de la constante de temps rotorique, le courant rotorique ne prendra pas sa valeur exacte et la subdivision optimale du courant

statorique n'aura pas lieu. Ce désaccord affecte, à la fois, l'efficacité du variateur et les performances de réglage [76]. Dans le chapitre 4, une étude quantitative de ce désaccord est effectuée afin de mettre en exergue l'importance de la constante de temps rotorique.

4.2. Fonctionnement à flux constant

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que le fonctionnement avec désaccord entre la constante de temps rotorique réelle et celle utilisée dans le mécanisme d'orientation provoque un fonctionnement non efficace ; ceci s'explique par l'augmentation du courant statorique pour compenser la chute du couple engendrée avec le même couple de charge (ce point sera détaillé davantage dans le chapitre 4). Le fonctionnement non optimal est dû aussi au fait que la valeur du flux rotorique est maintenue constante (la valeur nominale). En effet, le principe de la commande à flux orienté est basé sur le maintien du niveau de flux à sa valeur nominale et sur le contrôle du couple indépendamment. Cette stratégie, effectivement permet d'avoir un couple maximal disponible pour tous les régimes de fonctionnement. Cependant, étant donné que le variateur entraîne une charge variable, par conséquent lors des fonctionnements à faibles charges, le moteur développe un couple maximal inutilement, chose qui se traduit par une consommation inutile du courant statorique, par conséquent, le moteur s'écarte de son point de fonctionnement optimal [1].

D'après les études effectuées par G.C.D.Sousa *et al.* [94] et de F.M.Khater *et al.* [51], le point de fonctionnement optimal des machines à induction, pour des machines de faible puissance, est indiqué généralement par l'égalité (dans le repère tournant) entre les composantes du vecteur courant statorique.

Autrement dit, ce point correspond au minimum de la puissance d'entrée au convertisseur de fréquence ou au minimum de la puissance continue à l'entrée de l'onduleur PWM (désignée par B.K. Bose [5, 94] par « *DC Link Power* »). Cette puissance, notée P_d , est mesurée suivant le schéma suivant :

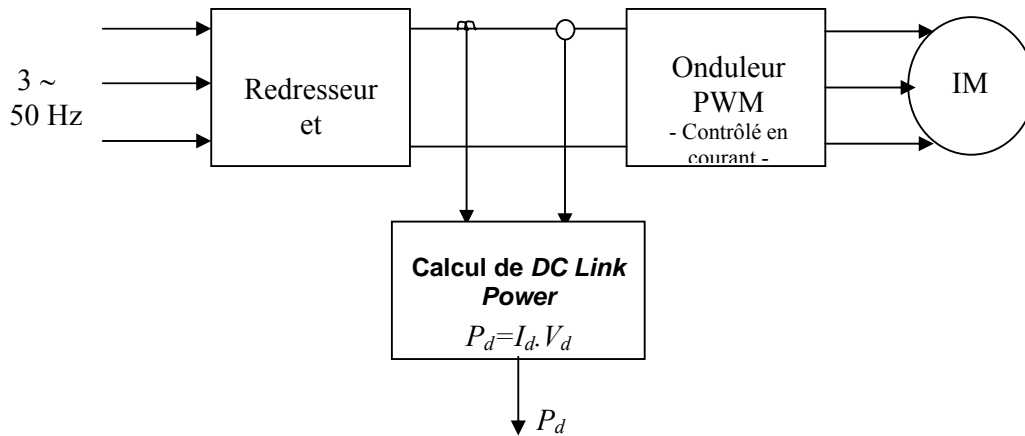


Fig.1.8 Mesure de la puissance à l'entrée de l'onduleur (*DC Link Power*)

Cette puissance englobe la puissance de sortie, les pertes fer, les pertes par effet Joule, et les pertes dans le convertisseur de fréquence comme est illustré sur la fig.1.9.

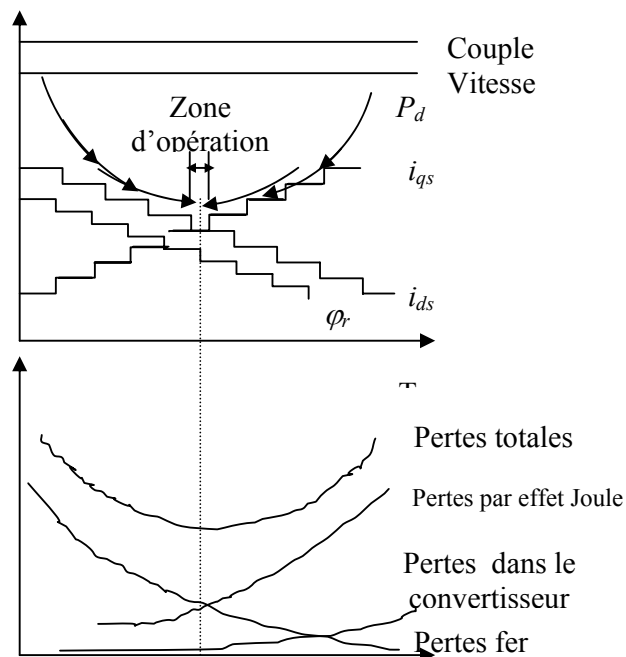


Fig.1.9 Principe d'optimisation de la commande vectorielle en agissant sur la valeur du flux rotorique [94]

Les courbes montrées sur la fig.1.9 sont obtenues expérimentalement par variation de la valeur du flux rotorique de commande [94].

La vitesse et le couple sont maintenus constants. Si on diminue la valeur de flux, la composante directe du vecteur courant statorique diminue et par conséquent, la composante En quadrature

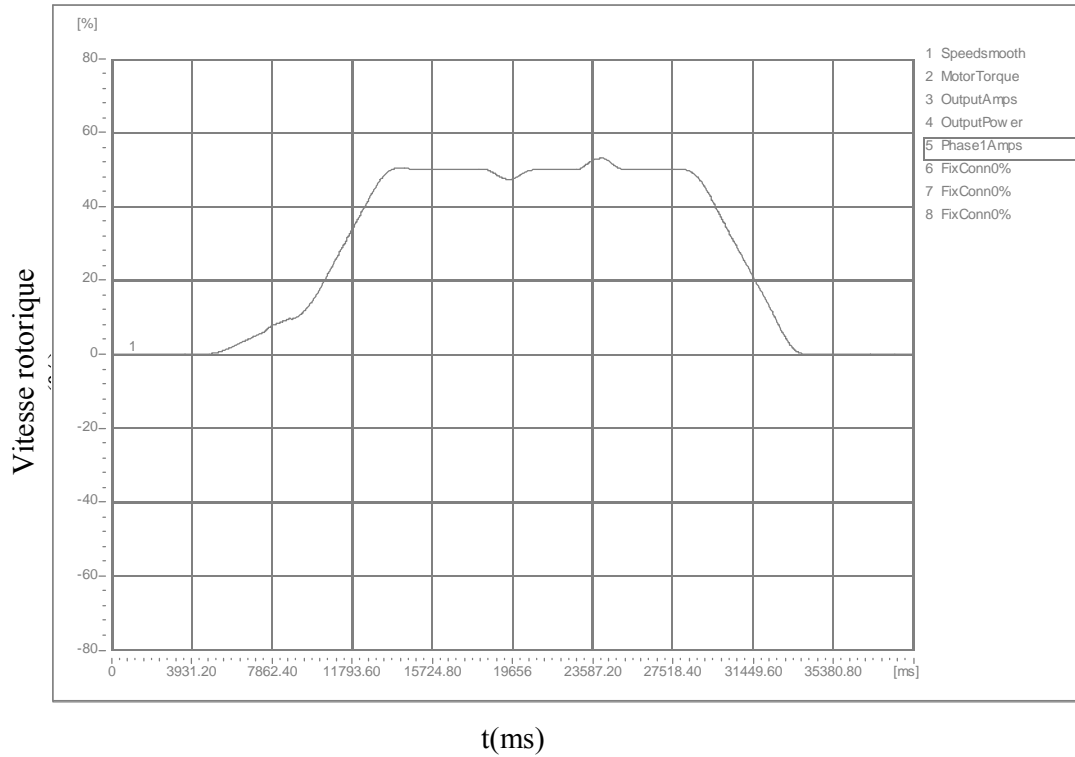
augmente pour compenser la chute du couple moteur. Ceci provoque l'augmentation des pertes joules et la diminution des pertes fer et à une certaine valeur de flux, les pertes totales atteignent leur minimale. Le point correspondant est appelé le point de fonctionnement optimal du fait que si on continue à faire diminuer le flux, la valeur des pertes totales va augmenter.

Par conséquent, l'amélioration de l'efficacité du moteur à induction découplé par la technique à champ rotorique orienté, lorsque ce dernier entraîne des faibles charges, revient à rechercher la valeur du flux rotorique correspondante aux pertes minimales (ce qui correspond à une puissance d'entrée minimale) [94].

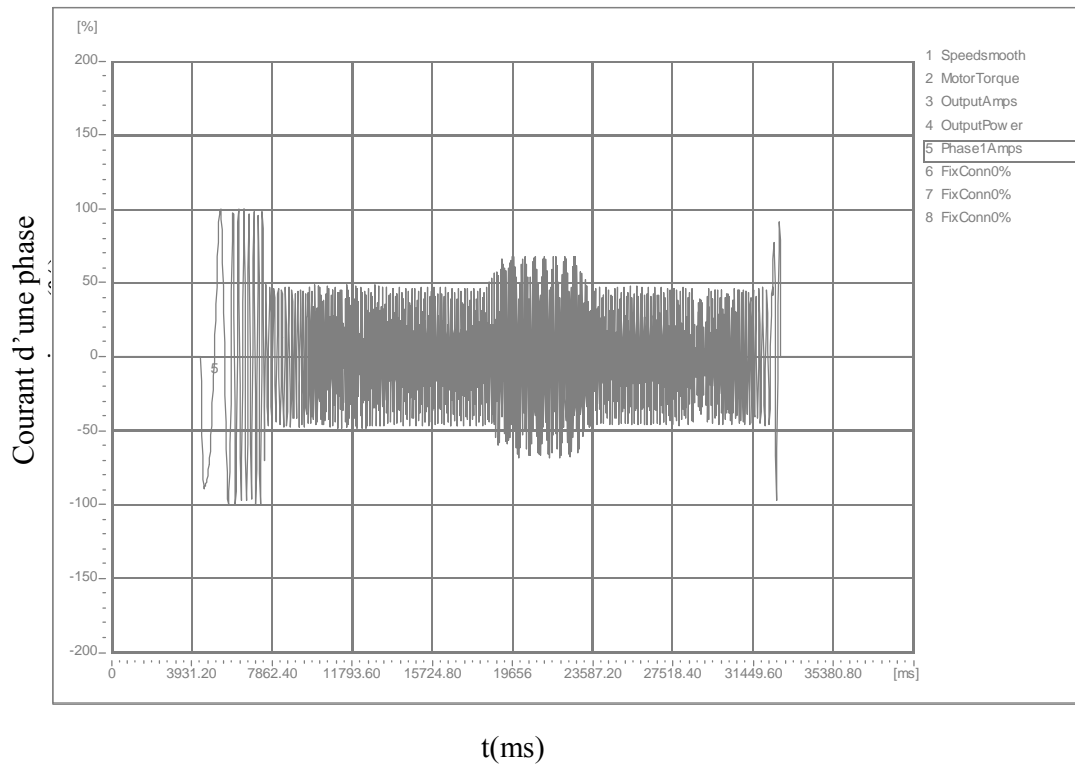
4.3. Sensibilité due à la présence du capteur de vitesse

Afin d'améliorer l'efficacité du variateur de vitesse par moteur à induction, il faut à tout moment, d'une part, maintenir le découplage entre le couple et le flux rotorique et, d'autre part, rechercher la valeur du flux rotorique optimal pour laquelle, les pertes du moteur sont minimales. Autrement, dit maintenir l'efficacité signifie la diminution des coûts d'exploitation. La présence du capteur de vitesse augmente aussi le coût du variateur, en outre dans certaines applications, vu sa sensibilité, il diminue la robustesse du variateur par moteur à induction. L'autre facteur qui affecte aussi les performances du capteur de vitesse et rend le contrôle moins performant est la dégradation des performances du capteur avec le temps autrement dit, la durée de vie ou d'utilisation de ce capteur dans l'installation. Le variateur industriel précédent est opérationnel depuis au moins dix (10) ans et la comparaison de la commande vectorielle avec et sans capteur de vitesse montre l'effet de la durée de l'utilisation du capteur de vitesse qu'est dans ce cas un tachymètre. Le variateur utilise un estimateur de vitesse interne basé sur le modèle de la machine.

La comparaison entre les courbes de vitesse obtenues avec (fig.1.6) et sans capteur de vitesse (fig.1.10) montre que, lorsque on applique une charge sur l'arbre du moteur, le capteur de vitesse présente des oscillations et ceci est indiqué par la forte oscillation du courant statorique. Tandis que la vitesse rotorique est plus stable et la forme de courant statorique correspondant est plus régulière avec le contrôle sans capteur de vitesse.



a)



b)

Fig.1.10 Commande vectorielle du MAS sans capteur de vitesse, vitesse de référence = 50% de la vitesse nominale

5. Analyse critique des méthodes existantes

5.1. Pour l'adaptation de la résistance rotorique

Pour garantir de bonnes performances en régime dynamique et statique de la commande vectorielle indirecte, il est nécessaire de concevoir une régulation qui soit plus robuste ou insensible aux variations paramétriques, en particulier la résistance rotorique qui est le paramètre le plus important [9, 95, 101, 102].

De nombreux travaux ont été consacrés à l'estimation et à l'identification de la constante de temps rotorique en considérant toujours le problème thermique. L'approche adaptative proposée dans [40] consiste à ajuster la vitesse de glissement afin que le flux rotorique puisse suivre sa référence conformément à une équation déduite à partir du modèle de la machine. Toute fois l'algorithme obtenu présente l'inconvénient lié au fait que la constante de temps rotorique est un paramètre de l'équation utilisée. Le principe de la commande adaptative par modèle de référence a été appliqué par G.C. Sousa [93]. Deux modèles de références ont été utilisés, la puissance réactive et la tension directe multipliée par un facteur de corrélation, pour améliorer la convergence de l'estimation de la vitesse de glissement, cette approche s'avère intéressante en raison de l'utilisation de la logique floue et de l'absence, par conséquent, des paramètres de la machine dans l'algorithme. Cependant ce dernier nécessite deux régulateurs flous pour corriger un seul paramètre. En outre, cette méthode se prête pour la commande de la machine à induction à flux rotorique constant. Une autre technique basée sur l'injection d'un signal de test sur l'axe transverse [95], mais son implémentation exige des modifications au niveau du système d'entraînement. La méthode proposée par Holtz [39] est basée sur un modèle en temps réel de la machine à induction et l'évaluation de l'erreur sur le courant statorique donne de bon résultats, tandis que son implémentation pose problème de temps de calcul (il est important et de l'ordre d'une minute).

La commande adaptative à gains programmés (gain scheduling) est applicable lorsque il est possible de trouver un processus auxiliaire qui corrèle avec les variations paramétriques du système en adaptant les paramètres du régulateur en fonction des variables secondaires [10]. Cette approche est basée sur la détection de la température du rotor dans le cas des machines à induction [105], son principe repose sur l'utilisation de la formule liant la variation de la température et la valeur de la résistance afin d'ajuster cette dernière si la température change. Cette méthode est simple mais nécessite l'emplacement d'un capteur de température dans le bobinage statorique, ce qui fait augmenter le coût.

Par ailleurs, Une technique pratique, basée sur la détection de l'instant de l'annulation de courant statorique de la première phase, permet d'estimer la valeur de la constante de temps rotorique à partir des équations obtenues par simplification des équations du modèle de la machine à induction à ces instants [98] ; cette méthode peut être aussi utilisée pour estimer la vitesse rotorique en connaissant la constante de temps rotorique, pour ce faire, elle nécessite une technique de contrôle de courant (CRPWM) modifiée qui permet de maintenir l'annulation du courant statorique pour un laps de temps et mesurer la tension correspondante. De plus, l'estimation dépend directement de la fréquence du courant statorique, par conséquent, l'estimation se détériore au fur et à mesure que la fréquence diminue.

En tenant compte des pertes fer, le problème sera plus complexe, car celles-ci engendrent un couplage entre les courants rotorique et statorique [74]. Autrement dit, les pertes fer affectent le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique malgré l'orientation de l'axe direct du repère tournant sur l'axe du flux rotorique par les équations (1.7). Par conséquent, l'approche proposée par Garces [30], basée sur l'ajustement de la constante de temps rotorique en fonction de l'erreur entre la puissance réactive estimée (en mesurant les tensions et les courants statoriques) et la puissance réactive issue de la commande (qui correspond à la constante de temps rotorique initiale) ne permet pas d'ajuster la constante de temps rotorique correctement, car la puissance réactive issue de l'orientation du flux rotorique ne correspond pas au découplage idéal à l'état initiale. En plus, cette approche a été appliquée pour l'adaptation de la constante de temps rotorique en supposant que le variateur fonctionne avec un niveau de flux constant.

Le même problème se pose avec l'approche traitée dans [97]. Cette dernière est basée également sur l'ajustement de la constante de temps rotorique en fonction de l'erreur entre l'énergie magnétisante estimée (obtenue par le produit vectoriel de la tension interne et le courant statorique) et celle fournie par le mécanisme d'orientation du flux rotorique (qui correspond à la constante de temps rotorique initiale). Sachant qu'à flux constant et si la constante de temps rotorique est constante, l'énergie magnétisante est constante, alors un correcteur PI est utilisé pour maintenir l'énergie magnétisante par l'ajustement de la constante de temps rotorique. Cependant, en tenant compte des pertes fer l'approche doit être modifiée et il y a nécessité de mettre au point un mécanisme pour générer l'énergie magnétisante de référence lorsque le fonctionnement à flux variable est exigé par l'application.

5.2. Pour la minimisation des pertes

D'après F. Abrahamsen *et al.* [1], les moteurs électriques consomment environ 56% de l'énergie électrique produite dans les pays industrialisés. En outre, le moteur à induction représente 96% de la consommation de l'ensemble de ces moteurs, ce qui fait que ce dernier consomme environ 54% de l'énergie électrique produite dans les pays industrialisés [1]. Dans cette étude est montrée l'importance de la recherche des techniques permettant de minimiser l'énergie consommée par ce type de moteur. Dans ce contexte, certains pays (tel que les Etats Unis d'Amérique) ont appliqué des lois qui exigent l'utilisation des moteurs de haute efficacité.

Les études statistiques effectuées sur la consommation de l'énergie électrique pour différentes classes de puissances de ce type de moteur et sur les pertes engendrées, ont montré, d'une part, que la part la plus importante de cette puissance est consommée par les moteurs à induction dont la classe de puissance est inférieure à 52 kW et, d'autre part, que cette gamme de moteur à induction, engendre le plus de pertes que toutes les autres classes de puissances [1]. A partir de cette constatation, l'étude de l'optimisation de la commande des machines à induction est indispensable pour améliorer l'efficacité du système d'entraînement industriel, et améliorer, par conséquent, toute la chaîne de production, transport et distribution de l'énergie électrique.

En général, les pertes dans la machine à induction sont influencées par différents facteurs, entre autres : le niveau du flux dans la machine, la taille du moteur, les conditions de charge et les harmoniques que contient le courant statorique [58]. Etant donné que le moteur est dimensionné normalement pour une fréquence et une tension bien déterminée, l'efficacité est maximale lorsque le moteur est alimenté par sa tension nominale et fréquence nominale et entraîne une charge proche de sa charge nominale [57]. Le niveau de flux, dans ce cas est maintenu à sa valeur nominale. Cependant à faible charge, le fonctionnement à flux constant engendre des pertes fer importantes ; par conséquent, pour maintenir l'efficacité du système une réduction de la valeur du flux est nécessaire en régime établi [55, 56, 58]. A la lumière de ce qui précède, nous nous posons la question suivante : quelle valeur peut-on donner au flux de référence, de la commande à orientation indirecte, pour avoir un fonctionnement à minimum d'énergie et comment satisfaire cette variation sans pour autant affecter le découplage, autrement dit les performances de la commande vectorielle ? Pour répondre à cette problématique et pour améliorer l'efficacité de la commande vectorielle indirecte et scalaire de la machine à induction plusieurs tentatives ont été entreprises, entre autres, le principe de la méthode de contrôle par recherche « *search control* », qui a été appliqué pour les commandes vectorielle et scalaire [26, 57, 58]. Il consiste à maintenir la puissance de sortie du

moteur constante et à chercher le point de fonctionnement qui minimise la puissance d'entrée en diminuant la valeur du flux graduellement. La fig. 1.9 montre le principe de variation de la valeur flux et de recherche du minimum de la puissance d'entrée P_d . L'avantage principal de cette méthode réside dans le fait que la recherche du point optimal est indépendante des paramètres de la machine (méthode robuste) et son inconvénient principal réside dans le temps de convergence qui est de l'ordre de quelques minutes. Ce temps relativement long empêche l'utilisation de cette méthode lorsque la valeur du couple de charge change fréquemment.

La logique floue a été appliquée par G.C.D.Sousa *et al.* [94] pour optimiser la commande vectorielle indirecte. L'implémentation d'un régulateur flou permet la détermination de la valeur du courant de commande i_{ds} qui minimise la puissance d'entrée (puissance mesurée à l'entrée de l'onduleur MLI). Cette méthode s'avère être très attractive en raison de son indépendance des paramètres de la machine et de sa rapidité, mais le problème de découplage en tenant compte de la variation de la constante de temps rotorique n'a pas été considéré. Par la suite J.B. Wang *et al.* [103] ont utilisé la logique floue pour l'adaptation de la constante de temps rotorique et l'optimisation de la valeur des pertes totales. D'autre part la logique floue a été utilisée par L. Zhen *et al.* [107] pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone et l'adaptation de la constante de temps rotorique.

L'optimisation de la commande vectorielle en tenant compte des pertes fer dans le moteur est traitée dans [56], alors que le problème thermique dû à la variation de la résistance rotorique subsiste toujours. L'approche de minimisation des pertes de la machine (pertes joules et fer) proposée dans [41] est basée sur le principe de variation du niveau de flux rotorique en fonction du couple de référence (conditions de charge du moteur) où le flux rotorique de la machine est estimé à travers un observateur adaptatif. Cependant cette méthode a été appliquée sur la machine sans compensation des pertes fer, chose qui provoque l'apparition d'une erreur d'optimisation.

5.3. Pour la commande sans capteur de vitesse

Etant donné que la commande vectorielle nécessite le retour de la vitesse afin d'effectuer le réglage, plusieurs méthodes ont été développées afin d'estimer en temps réel cette grandeur. Chaque méthode possède des avantages et des limites d'utilisation, le chapitre 6 en résume les plus importantes. L'une des méthodes qui a été largement utilisée est celle qui est basée sur le filtre de Kalman. Cet observateur est connu par sa robustesse autant vis-à-vis des bruits du système et de mesure. En effet, le moteur à induction est alimenté par un onduleur de tension qui génère des créneaux de tension par conséquent un courant statorique non sinusoïdal. Plusieurs travaux ont montré que le filtre de Kalman peut considérer ces harmoniques comme des bruits d'entrées [15, 78, 88]. Cette constatation

est un avantage du fait que le convertisseur de fréquence sera utilisé comme une source de bruit pour l'observateur et éviter par conséquent des bruits externes. Cependant, les travaux mentionnés n'ont pas pris les pertes fer en considération. Dans la présente thèse, nous allons appliquer le filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la vitesse rotorique et l'adapter afin que les pertes fer n'aient pas d'effet sur les performances d'estimation de vitesse.

6. Position du problème à résoudre

A la lumière de l'analyse effectuée, l'objectif de la présente thèse est d'adresser les trois contraintes citées précédemment ; à savoir, la variation de la résistance rotorique, le fonctionnement non efficace du variateur à faibles charges et la sensibilité du capteur de vitesse et son coût. En effet, chaque problème sera traité indépendamment aux autres, bien que l'objectif final est l'amélioration de l'efficacité du variateur par la minimisation des pertes d'énergie et l'amélioration de sa robustesse par l'élimination du capteur de vitesse.

7. Conclusion

Dans ce chapitre, a été considéré en premier lieu, l'alimentation de la machine à induction qui assure un fonctionnement à vitesse variable. Nous avons, également, choisi la technique de contrôle en courant, réalisée par un comparateur à hystérésis pour la détermination des instants de commutation, en raison des avantages sus-cités.

Il est clair que le contrôle vectoriel de la machine à induction offre des performances de contrôle semblables à celles de la machine à courant continu à excitation séparée à condition que la constante de temps rotorique soit parfaitement connue. Toutefois, en pratique, cette constante de temps change dans le temps. La recherche bibliographique effectuée dans ce contexte a montré que l'identification ou l'estimation de la constante de temps est un problème crucial pour la commande indirecte à flux orienté. En outre, il est à remarquer que l'application des techniques de l'intelligence artificielle permet de résoudre les problèmes soulevés sans pour autant nécessiter la connaissance des paramètres du système [8, 73, 93, 107]. Tel est le cas de la logique floue qui peut être utilisée pour l'adaptation de la constante de temps rotorique. En plus, la logique floue a un caractère heuristique permettant le fonctionnement avec d'autres systèmes. Néanmoins, le fonctionnement de la machine n'est pas optimal à faible charge et une étude d'optimisation de sa commande s'avère nécessaire.

Dans la présente étude, il est envisagé d'élaborer un mécanisme d'optimisation permettant la détermination de la valeur du flux rotorique en fonction du couple de référence, en tenant compte des pertes fer (sans ajouter des capteurs ou des régulateurs) afin de minimiser les pertes totales dans la machine à induction et avoir ainsi un fonctionnement optimal du système d'entraînement.

Le dernier volet de cette étude concerne l'utilisation du filtre de Kalman pour estimer la vitesse rotorique et éliminer par conséquent le capteur de vitesse de rotation. Les pertes sont prises en considération pour le développement d'un mécanisme permettant de réduire leur effet sur les performances de l'observateur en question.

Le chapitre suivant aborde la modélisation du variateur de vitesse (moteur AS et son alimentation), le principe de la méthode à flux orienté en présence des pertes fer et finalement le réglage de vitesse par des régulateurs flous.

Chapitre 2

Chapitre 2 - Commande vectorielle avec compensation des pertes fer et réglage flou de la vitesse

1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons, d'une part, présenter en bref le modèle du moteur asynchrone sans et avec pertes fer, utiliser le principe de l'orientation du flux afin de mettre en exergue ses performances ainsi que son extension sur le modèle qui tient compte des pertes fer et, d'autre part, appliquer la logique floue pour améliorer le réglage de vitesse de la machine asynchrone.

2. Modélisation du moteur alimenté par onduleur MLI

Le variateur de vitesse utilisé dans la présente thèse est l'association d'un moteur asynchrone à cage avec un onduleur de tension MLI contrôlé en courant par des comparateurs à hystérésis. Dans ce qui suit nous présentons le modèle mathématique de chaque élément de cette association.

2.1. Modèle du moteur asynchrone à cage

Le modèle standard du moteur asynchrone, nommé le modèle de Park, est obtenu par l'application de la transformation de Park sur son modèle dans le système d'axes abc [4, 5, 14]. Cette conversion est effectuée par la multiplication des grandeurs du repère abc par la matrice $T(\theta)$. Formellement :

$$[f_{dq}] = T(\theta) \cdot [f_{abc}] \quad (2.1)$$

Et

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Tel que θ est l'angle entre l'axe a du repère stationnaire abc et l'axe d du repère tournant dq comme la relation suivante le montre :

$$\theta = \theta_r + \theta_{sl} = \int (p \cdot \Omega_r + \omega_{sl}) \cdot dt \quad (2.3)$$

En choisissant le vecteur d'état $X = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \varphi_{\alpha r} \quad \varphi_{\beta r}]^T$, le modèle final dans le repère stationnaire [5, 16, 24, 31] est exprimé sous forme matricielle comme suit:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (2.4)$$

Tel que :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K_l}{T_r} & p \cdot K_l \cdot \Omega_r \\ 0 & -\gamma & -p \cdot K_l \cdot \Omega_r & \frac{K_l}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p \cdot \Omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p \cdot \Omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad U = [v_{\alpha s} \quad v_{\beta s}]^T$$

Avec :

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 \cdot R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \quad K_l = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ - la constante de temps rotorique ;

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ - le coefficient de dispersion de la machine.

Le système d'équations précédent représente l'interaction entre la partie électrique et la partie magnétique de la machine, ceci afin de développer le couple électromagnétique nécessaire pour vaincre le couple de charge et les frottements, comme l'équation suivante le montre :

$$J_\Sigma \frac{d\Omega_r}{dt} = (T_e - B_f \cdot \Omega_r - T_{ch}) \quad (2.5)$$

Avec :

$$T_e = \frac{3}{2} p \cdot \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds})$$

T_e - le couple électromagnétique développé par le moteur asynchrone.

2.2. Equations de l'onduleur MLI

L'onduleur de tension MLI est l'organe principal qui a pour tâche l'obtention, à partir d'une tension continue, un système de tensions triphasées de fréquence et amplitudes variables. L'onduleur de tension est constitué de trois bras dont chacun est constitué de deux cellules de commutation (IGBT à titre d'exemple) montées en série et qui ne fonctionnent pas simultanément. Dans ce cas, chaque cellule est assimilée à un interrupteur contrôlable en ouverture et fermeture, voir fig. 2.1.

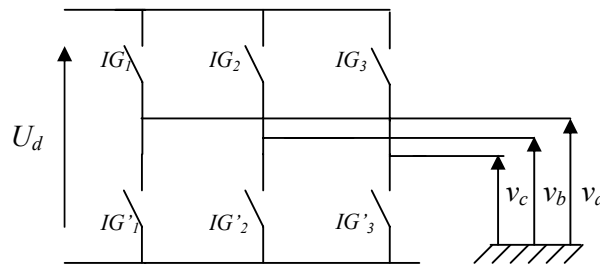


Fig.2.1 Onduleur de tension MLI

En fonction de la tension continue U_d et les fonctions logiques générées par le système de contrôle de l'onduleur, les tensions de sortie s'écrivent [37, 7, 59, 57] :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Avec:

$f_i, i=1,2,3$ - les états binaires des cellules de commutation $IG_{1,2,3}$

$v_i, i=a,b,c$ - les tensions simples aux bornes de la machine

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs sont déterminées par le contrôleur en courant, à savoir le comparateur à hystérésis. En effet, les instants de commutation se déterminent par contre réaction [7, 89]. La tension de sortie passe de U_d à 0 dès que l'écart dépasse un seuil $h/2$ et passe de 0 à U_d lorsque l'écart devient inférieur à $h/2$. H est la bande caractérisant le Comparateur à Hystérésis comme il est illustré sur la fig. 2.2.

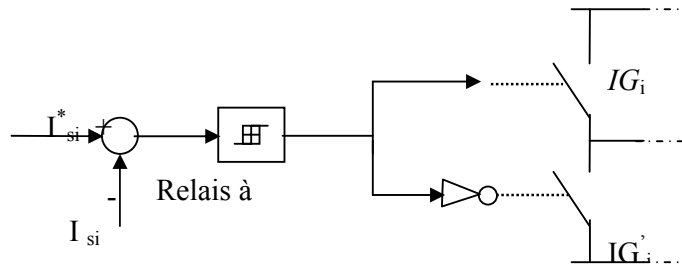


Fig.2.2 : Contrôle MLI par Hystérésis

Par conséquent, les équations du contrôle en courant par hystérésis [89] :

$$f_i^{k+1} = \begin{cases} 1 & \text{si } i_{si} \leq (i_{si}^* - h/2) \\ 0 & \text{si } i_{si} \geq (i_{si}^* + h/2) \\ f_i^k & \text{si } (i_{si}^* - h/2) \leq i_{si} \leq (i_{si}^* + h/2) \end{cases} \quad (2.7)$$

Avec

h : la largeur de la bande de l'hystérésis;

f_i^{k+1}, f_i^k : l'état actuel et précédent de l'interrupteur de la phase i ;

i_{si}, i_{si}^* : le courant réel et sa valeur de référence de la phase i ;

$i = a, b, c$: le rang de la phase.

2.3. Modèle du moteur asynchrone avec prise en compte des pertes fer

Le modèle précédent néglige les pertes fer. Ces dernières unissent à la fois les pertes dues à l'hystérésis et les pertes par courant de Foucault. Ces pertes peuvent être exprimées comme suit [68]:

$$\begin{aligned} P_{fer}^h &= k_h \cdot \omega_e \varphi_m^2 \\ P_{fer}^f &= k_f \cdot \omega_e^2 \varphi_m^2 \end{aligned} \quad (2.8)$$

Avec :

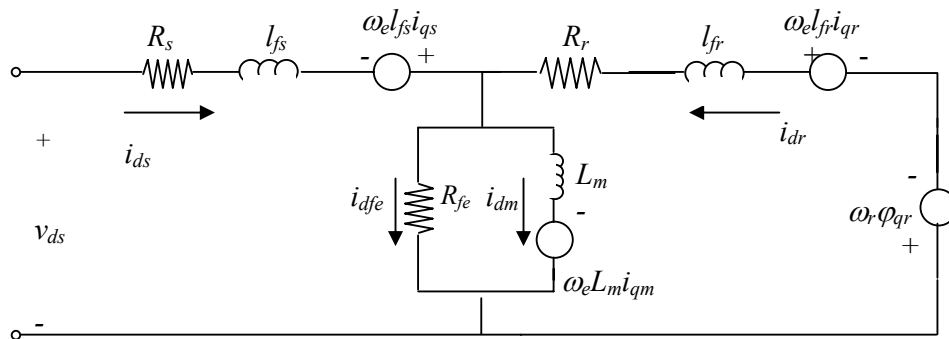
k_f, k_h - respectivement les coefficients des pertes par courant de Foucault et par phénomène d'hystérésis.

φ_m - est le flux magnétisant (d'entrefer)

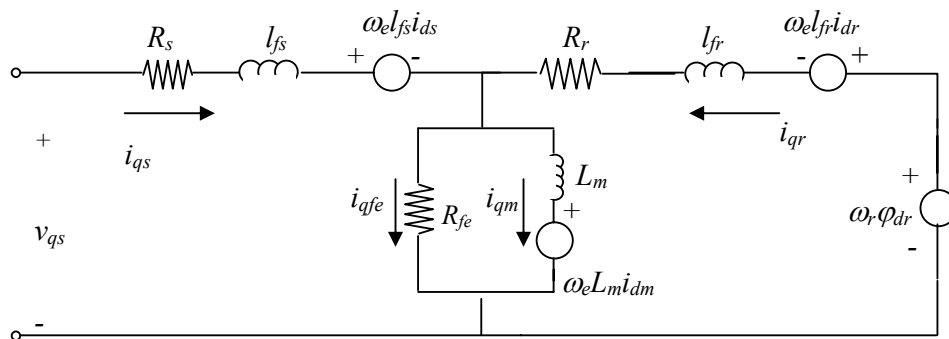
Les deux types de pertes, sont proportionnels au carré du flux magnétisant. Il est à noter également que les pulsations statorique et rotorique sont différentes, à savoir que ω_s est la pulsation statorique et $g.\omega_s$ la pulsation rotorique (g représente le glissement). Si les pertes fer rotoriques sont négligées devant celles du stator, les pertes fer sont évaluées comme suit :

$$\begin{aligned}
 P_{fer} &= (k_f \omega_e^2 + k_e \omega_e) . \varphi_m^2 \\
 &\approx \frac{\omega_e^2 . \varphi_m^2}{1/k_e} \\
 &= \frac{\omega_e^2 . \varphi_m^2}{R_{fe}}
 \end{aligned}
 \tag{2.9}$$

Etant donné que le terme $\omega_e \varphi_m$ représente une tension, on peut déduire que le coefficient $1/k_e$ a la dimension d'une résistance, supposée R_{fe} . Par conséquent, afin de considérer les pertes fer, le schéma équivalent de la machine, peut être modifié en ajoutant une résistance en parallèle à la branche magnétisante, fig. 2.3.



a) Circuit équivalent sur l'axe d



b) Circuit équivalent sur l'axe q

Fig.2.3 Circuit équivalent de la machine à induction en tenant compte des pertes fer dans un référentiel dq tournant à la vitesse aléatoire ω_e .

En choisissant le vecteur $x=[i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, i_{dm}, i_{qm}]=[x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]$ et à partir du schéma équivalent du moteur qui tient compte des pertes fer, le système d'équations dans le repère stationnaire (décrivant l'interaction entre les grandeurs électriques et magnétiques) est obtenu.

$$\frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (2.10)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s - R_{fe}}{l_{fs}} & 0 & -\frac{R_{fe}}{l_{fs}} & 0 & \frac{R_{fe}}{l_{fs}} & 0 \\ 0 & \frac{-R_s - R_{fe}}{l_{fs}} & 0 & -\frac{R_{fe}}{l_{fs}} & 0 & \frac{R_{fe}}{l_{fs}} \\ -\frac{R_{fe}}{l_{fr}} & 0 & \frac{-R_r - R_{fe}}{l_{fr}} & -p.\Omega_r & \frac{R_{fe}}{l_{fr}} & -\frac{L_m}{l_{fr}} p.\Omega_r \\ 0 & -\frac{R_{fe}}{l_{fr}} & p.\Omega_r & \frac{-R_r - R_{fe}}{l_{fr}} & \frac{L_m}{l_{fr}} p.\Omega_r & \frac{R_{fe}}{l_{fr}} \\ \frac{R_{fe}}{L_m} & 0 & \frac{R_{fe}}{L_m} & 0 & -\frac{R_{fe}}{L_m} & 0 \\ 0 & \frac{R_{fe}}{L_m} & 0 & \frac{R_{fe}}{L_m} & 0 & \frac{R_{fe}}{L_m} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

L'équation du mouvement :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = [T_e - B_f.\Omega_r - T_{ch}] / j \quad (2.11)$$

Le couple électromagnétique est exprimé en fonction des nouvelles variables d'état comme suit :

$$T_e = \frac{3}{2} p.L_m (i_{qm}.i_{dr} - i_{dm}.i_{qr}) \quad (2.12)$$

3. Découplage par orientation de flux

La complexité de la commande des machines à induction réside dans la non linéarité du modèle de la machine et l'effet de couplage inhérent entre le flux et le couple électromagnétique. En outre, les pôles et les zéros de la fonction de transfert varient à chaque point de fonctionnement [24], alors la commande peut être optimisée en certains points de fonctionnement mais les performances se détériorent si le point de fonctionnement change.

La commande vectorielle ou découplée élimine le problème de couplage entre les deux axes direct et en quadrature, son principe est basé sur le choix d'un repère de référence [29, 31, 35] lié au flux qu'on désire orienter. Par conséquent, elle dissocie le vecteur courant statorique en deux composantes dans le repère tournant, l'une sur l'axe direct pour contrôler le flux orienté de la machine, et l'autre, calée sur l'axe en quadrature, pour contrôler le couple électromagnétique comme est illustré sur la fig.2.4.

Le flux orienté φ_i peut être le flux statorique, le flux rotorique ou le flux magnétisant (d'entrefer). On peut avoir, par conséquent, trois possibilités d'orientation et qui permettent, chacune, d'avoir un fonctionnement découplé [37, 64, 77] ; à savoir :

1. orientation du flux statorique, conditionnée par $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$;
2. orientation du flux rotorique, conditionnée par $\varphi_{ds} = \varphi_s$ et $\varphi_{qs} = 0$;
3. orientation du flux magnétisant, conditionnée par $\varphi_{dm} = \varphi_m$ et $\varphi_{qm} = 0$.

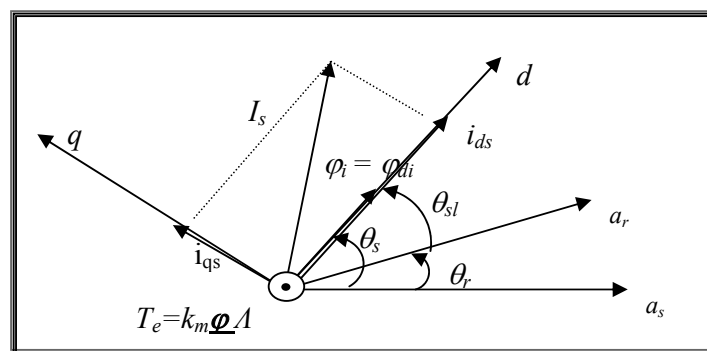


Fig.2.4 Principe de l'orientation du flux, φ_i

En associant le block de découplage, connu dans la littérature anglaise sous le terme Field Oriented Controller (FOC), à l'ensemble onduleur MLI et moteur asynchrone, le schéma synoptique montré par fig.2.5 est obtenu.

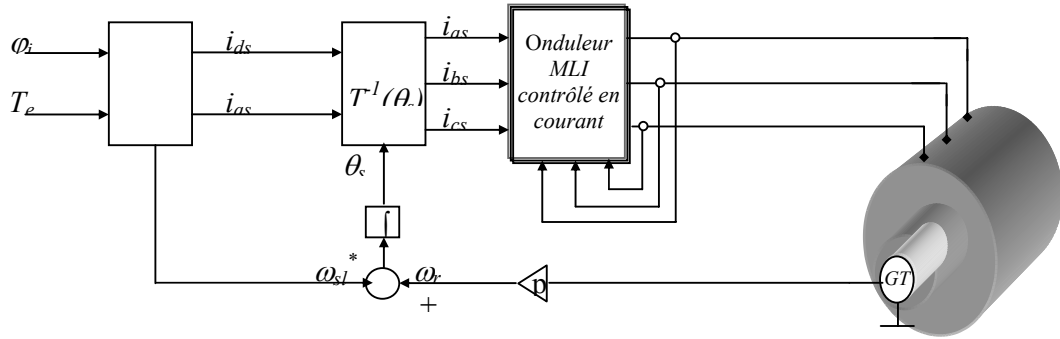


Fig.2.5 schéma bloc d'orientation indirecte du flux φ_i ($i = r, s$ ou m)

Les équations du bloc FOC s'obtiennent par l'application de l'orientation du flux φ_i (statorique, rotorique ou magnétisant) sur le model en courant de la machine asynchrone. Selon le flux choisi pour l'orienter, nous déduisons la structure du contrôleur d'orientation appropriée désignée par le bloc FOC [37].

Dans ce qui suit, nous allons présenter l'orientation du flux rotorique qui fera l'objet de la présente thèse. Ce choix est expliqué par les avantages de son algorithme en terme de simplicité et de performance [37, 76].

En appliquant les conditions de l'orientation du flux rotorique sur le modèle en courant de la machine, nous obtenons les équations du bloc FOC (2.13 -2.15) et par conséquent son schéma principe, voir fig. 2.6.

$$i_{qs}^* = \left(\frac{2}{3} \frac{L_r}{p.L_m} \right) \left(\frac{T_e^*}{\varphi_r^*} \right) \quad (2.13)$$

$$i_{ds}^* = \left(\frac{1+s.T_r}{L_m} \right) \varphi_r^* \quad (2.14)$$

$$\omega_{sl}^* = \left(\frac{L_m}{T_r} \right) \left(\frac{i_{qs}^*}{\varphi_r^*} \right) \quad (2.15)$$

Bien que les autres contrôleurs d'orientations, à savoir : statorique et magnétisant, n'ont pas été expliqués mais la présentation de leurs résultats de simulations a été jugée utile afin de mettre en exergue la différence principale entre les trois contrôleurs d'orientation en question. A cet effet, nous avons choisi les consignes montrées sur la fig. 2.7 qui représentent respectivement le couple de référence et le flux rotorique de référence.

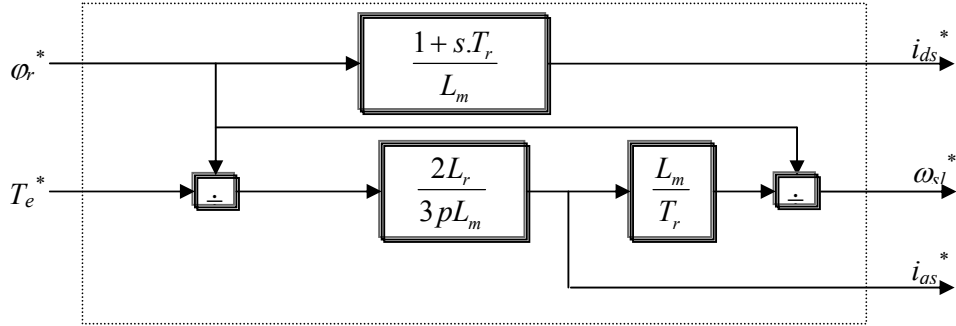


Fig.2.6 Schéma principe de découplage (FOC) à flux rotorique orienté

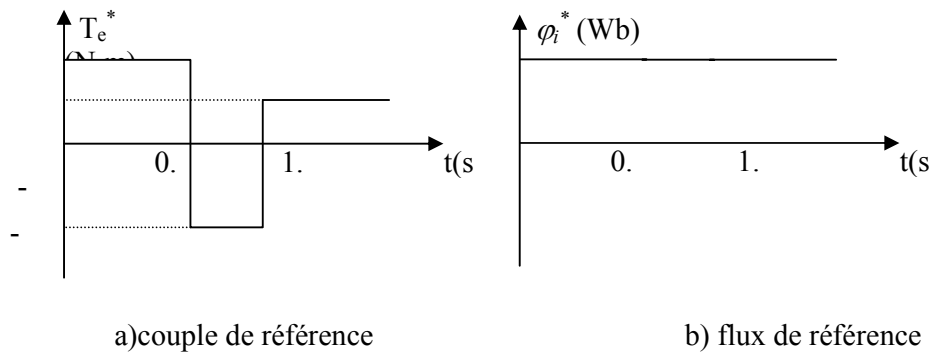


Fig.2.7 Les consignes de flux et de couple désirés

Les résultats de simulation sont illustrés sur la fig.2.8. Ces courbes montrent que le meilleur découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique est obtenu lorsque le flux rotorique (fig.2.8.a) est orienté. En effet, le changement de sens du couple sur l'axe transverse n'a pas affecté l'orientation du flux sur l'axe direct. Il est à signaler que la présence des ondulations, au niveau du couple est due simplement aux opérations de commutation au niveau des cellules de l'onduleur MLI.

En ce qui concerne les autres orientations (SFOC et MFOC), le flux sur l'axe direct est affecté lorsque le couple est inversé sur l'axe transverse (couplage en régime dynamique). Ceci est interprété par la présence de la dérivée du courant en quadrature dans l'expression de la pulsation de glissement pour les deux contrôleurs [37].

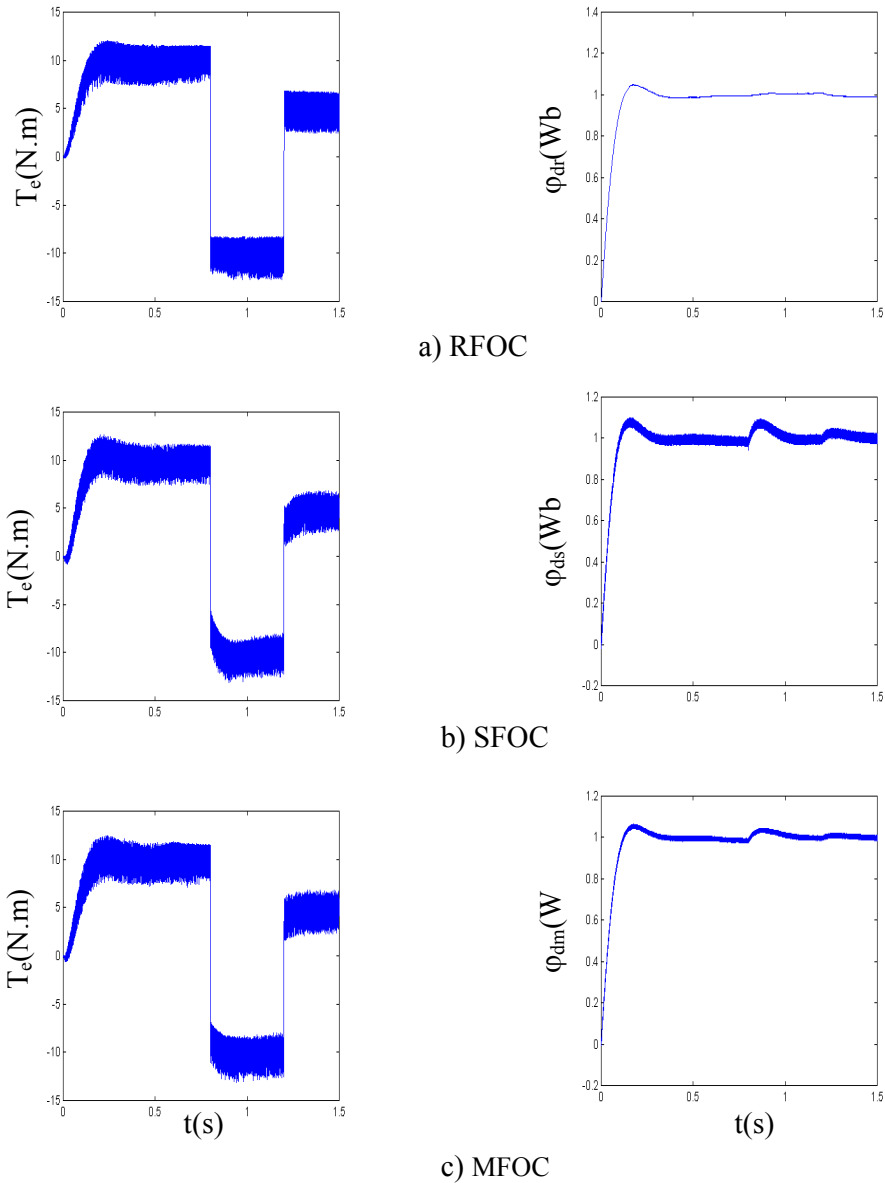


Fig.2.8 Dynamique de la machine à flux orienté

4. Réglage classique de vitesse

Pour répondre aux exigences des systèmes qui fonctionnent à vitesse variable, l'adjonction d'un régulateur de vitesse est nécessaire au système présenté sur la fig.2.5. L'utilisation d'un régulateur PI avec filtre de référence [10] est suffisante pour avoir une bonne poursuite de vitesse et des performances dynamiques satisfaisantes mais aussi pour compenser rapidement l'effet des

perturbations qui peuvent avoir lieu sur la chaîne de régulation. En plus ce régulateur est largement utilisé dans la littérature [28, 49, 64, 75], et il constitue un standard industriel [10].

Deux schémas distincts émergent quand on parle de la commande vectorielle, à savoir le schéma direct et celui indirect. Dans le contrôle direct, on effectue une régulation de flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, tandis que dans le contrôle indirect, on se libère de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations.

4.1. Méthode directe

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970 [64] (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux rotorique et de sa position. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase [8, 29]. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et aux échauffements. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur. On peut en concevoir de très nombreuses variantes selon le mode d'alimentation de la machine et le référentiel choisi.

Afin de simplifier la structure de cette commande, P. Vas [99] a proposé l'estimateur de flux et de sa position utilisant les équations (2.16).

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\phi}_r + T_r \frac{d\hat{\phi}_r}{dt} = L_m i_{ds} \\ \hat{T}_e = \frac{3}{2} p \cdot \frac{L_m}{L_r} \hat{\phi}_r \cdot i_{qs} \\ \hat{\omega}_{sl} = \hat{\omega}_s - \omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\hat{\phi}_r} \\ \hat{\theta}_{sl} = \int (p \cdot \Omega_r + \hat{\omega}_{sl}) dt \end{array} \right. \quad (2.16)$$

Il est facile à remarquer que les équations de cet estimateur sont les mêmes que celles du contrôleur indirect à flux rotorique orienté (2.13-2.15). Par conséquent, les performances du réglage de vitesse seront approximativement les mêmes. Raison pour laquelle, nous allons considérer uniquement la structure indirecte du réglage de vitesse.

4.2. Méthode indirecte

Cette méthode (feedforward control) a été proposée par **Hasse [5, 44, 64]**, et son schéma fonctionnel est présenté sur la fig.2.9.

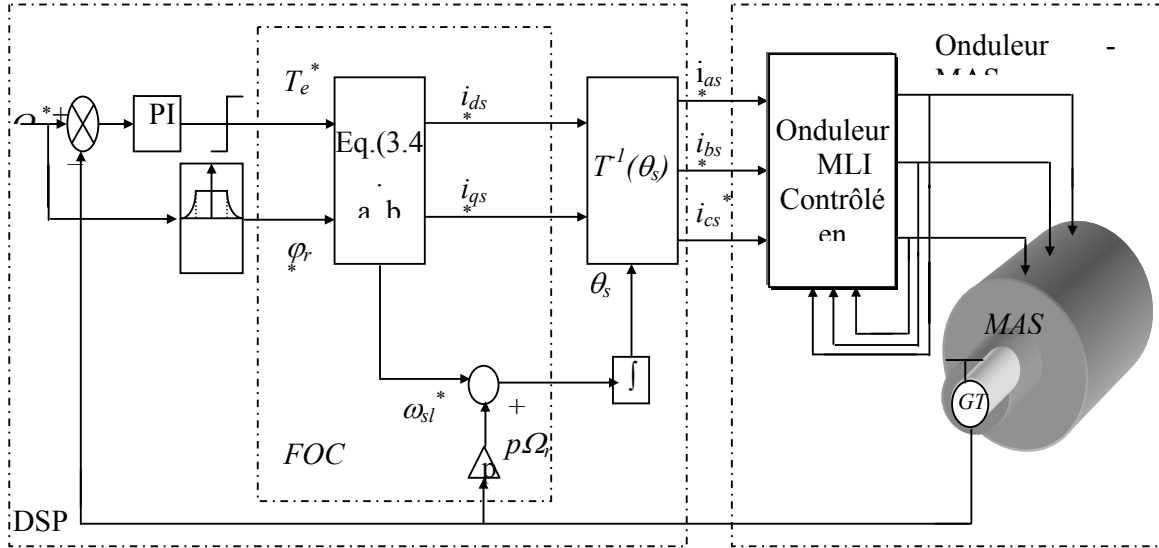


Fig.2.9 Schéma de principe du variateur de vitesse avec contrôle vectoriel indirect du flux rotorique.

Cette structure comprend un moteur à induction [84, 105] alimenté par un onduleur de tension contrôlé en courant par des régulateurs à hystérésis. Le bloc FOC, celui de la fig. 2.6, permet d'avoir une commande découplée. Le passage des grandeurs continues (repère tournant avec le flux rotorique) vers des grandeurs alternatives (repère fixe) est assuré par la transformation inverse de Park. La vitesse de rotation réelle est disponible (supposée mesurée par un capteur mécanique ou optique). Le régulateur de vitesse est de type Proportionnel – Intégral [54]. Le lecteur peut se référer à [14] pour plus de détails sur la méthode de calcul des paramètres des correcteurs de vitesse et de flux.

L'angle de rotation du repère (qui assure l'orientation de l'axe direct du repère tournant suivant l'axe du flux rotorique) peut être estimé par l'expression suivante :

$$\theta_s = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (2.17)$$

Où:

$$\theta_s = \int \left(p \cdot \Omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right) dt \quad (2.18)$$

On voit clairement la distinction de la partie de puissance de celle de commande réalisée sur DSP ou un calculateur numérique.

Pour des régimes de fonctionnement à vitesse supérieure à celle de base (ou nominale) [31, 77], le bloc de défluxage permet de réduire le flux à l'entrée du bloc FOC pour maintenir le fonctionnement sous la commande vectorielle et afin que la tension à la sortie de l'onduleur ne dépasse pas la tension nominale du moteur et que le courant statorique reste limité par sa valeur maximale [77].

Alors, la diminution de flux (ou du courant magnétisant i_{ds}^*) se fait suivant la fonction non-linéaire suivante :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_m \dots \dots \dots si \dots \Omega_r^* \leq \Omega_{rn} \\ \varphi_m \cdot \frac{\Omega_{rn}}{\Omega_r^*} \dots \dots \dots si \dots \Omega_r^* > \Omega_{rn} \end{cases} \quad (2.19)$$

La sortie du régulateur de vitesse est le couple de référence qui sera l'entrée du bloc de découplage FOC, il doit être limité par ses valeurs maximales qui dénotent le couple maximal supporté par le moteur dans les deux sens de rotation [31, 53].

La simulation de la structure en question, fig. 2.9, est faite sur MATLAB/SIMULINK et son programme équivalent est montré sur la fig.2.10. Nous avons opté pour un fonctionnement au delà de la vitesse de synchronisme afin de vérifier le découplage entre les deux axes de commande. L'application d'une charge à $t=0,5s$ permet de vérifier la robustesse du réglage de vitesse. La vitesse de rotation est diminuée à 100 rad/s à l'instant $t=1s$ qui est le régime normal. Par conséquent, le block de défluxage doit agir afin de rétablir le flux nominal.

La fig.2.11 montre les résultats de simulation obtenus. Les courbes obtenues pour un échelon de vitesse de 170 rad/s, montrent que la vitesse suit parfaitement cette référence. Le bloc de défluxage a répondu en diminuant le module de flux sans affecter l'orientation de ce dernier (fig.3.11.c, d). L'application d'une charge qui provoque une chute de vitesse est prise en charge par le régulateur de vitesse par l'augmentation du courant statorique et par conséquent le rétablissement de la vitesse de rotation. Le passage au fonctionnement à vitesse inférieure à la vitesse de base est effectué sans altération sur le découplage et les courbes du flux (fig.2.11.c et d) en témoignent. En effet, le flux nominal est rétabli sans affecter le réglage de vitesse.

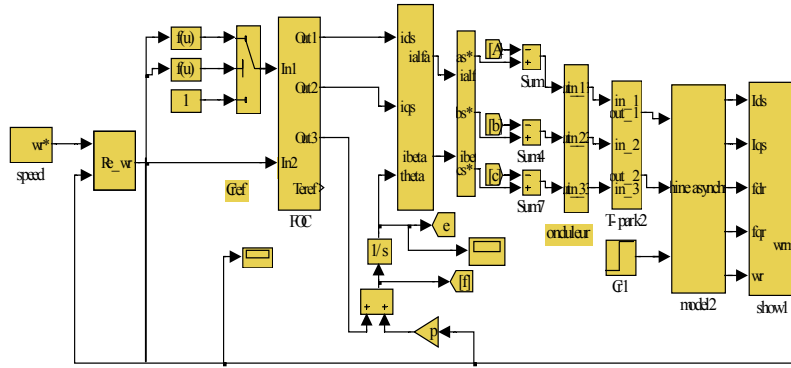


Fig.2.10 Modèle *Simulink* pour la simulation de la commande

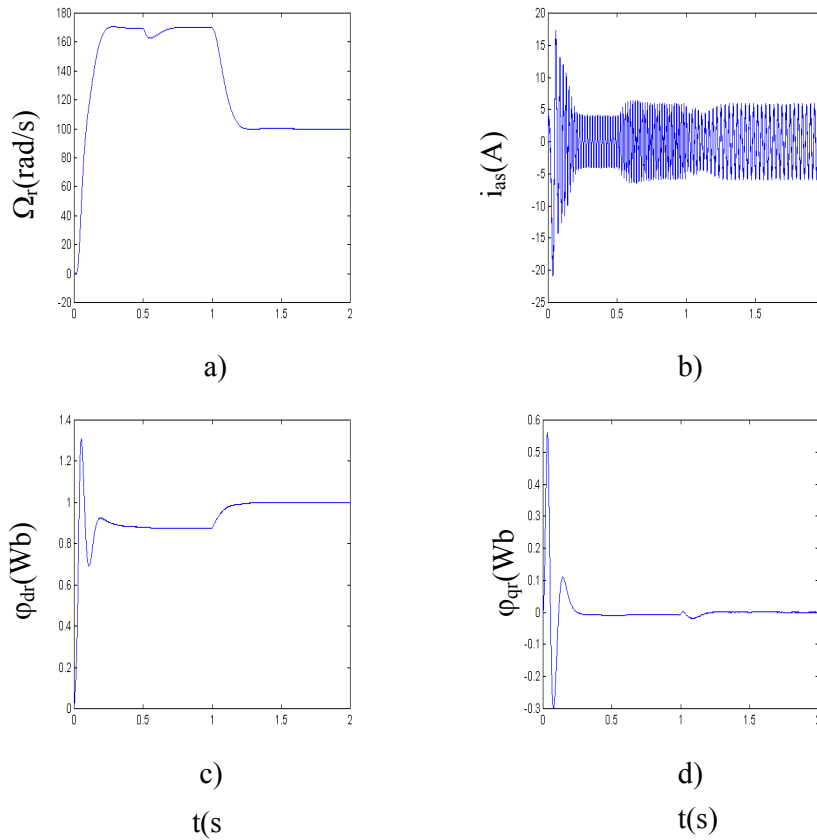


Fig.2.11 Réglage de vitesse avec orientation indirecte du flux rotorique

5. Compensation des pertes fer

Les résultats obtenus, montrent que la commande vectorielle offre un contrôle assez précis du couple du moteur asynchrone à cage. Cependant, le contrôleur à flux orienté a été développé en ignorant les pertes fer. Ces dernières sont une source de désaccord pour la commande vectorielle. En effet, le découplage effectif entre le couple et le flux se détériore lorsque les pertes fer sont considérables, ceci se répercute sur l'imposition du couple désiré du moteur. Dans cette section est traité l'effet des pertes fer ainsi que leur compensation.

La figure 2.12 montre la détérioration des performances de la commande vectorielle lorsque les pertes fer sont introduites. En effet, le modèle du moteur développé précédemment (équations 2.10 – 2.12) a été utilisé afin de mettre en évidence le désaccord provoqué par les pertes fer. Cependant, le contrôleur indirect à flux orienté, fig.2.6, n'a pas été modifié. Le variateur démarre à vide pour atteindre 100 rad/s, après 0.5s une charge de 10 N.m est introduite et la vitesse est inversée après un temps de 1s. Nous constatons que la mauvaise orientation du flux rotorique (provoque un écart entre le couple de référence et le couple électromagnétique de sortie. Cependant, il apparaît clairement que la vitesse n'a pas été affectée. Même si l'effet existe, le correcteur de vitesse le compense rapidement [65, 66, 67, 80].

Pour la compensation des pertes fer, nous partons du principe de la commande vectorielle à champ rotorique orienté, qu'est le calage de l'axe direct du repère tournant avec l'axe du flux rotorique, nous considérons toujours l'équation du flux rotorique dans le repère tournant [65] :

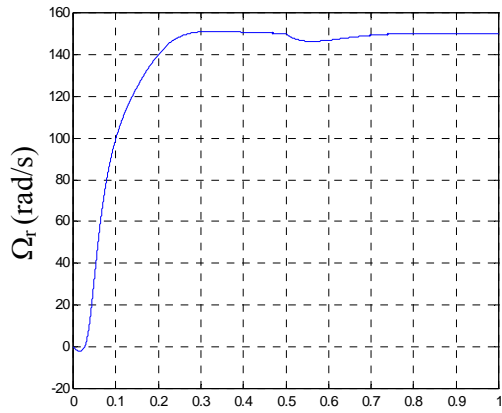
$$\frac{d\varphi_r}{dt} + j.(\omega_s - p.\omega_r).\varphi_r + R_r I_r = 0 \quad (2.20)$$

Nous allons remplacer le vecteur courant rotorique par celui du flux magnétisant φ_m .

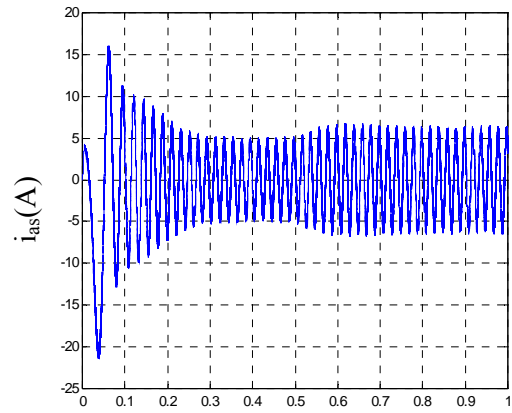
$$\begin{aligned} \varphi_{dr} &= l_{fr} i_{dr} + \varphi_{dm} = l_{fr} i_{dr} + L_m i_{dm} \\ \varphi_{qr} &= l_{fr} i_{qr} + \varphi_{qm} = l_{fr} i_{qr} + L_m i_{qm} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Nous en déduisons ce qui suit :

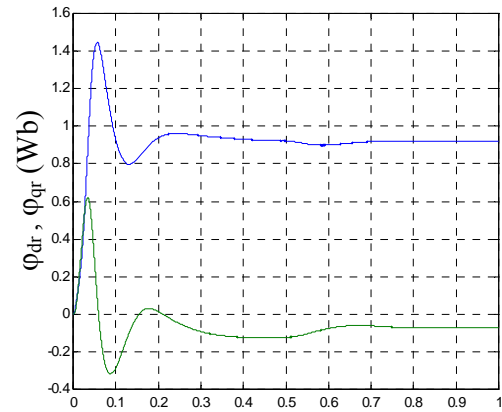
$$I_r = \frac{1}{l_{fr}} . (\varphi_r - \varphi_m) \quad (2.22)$$



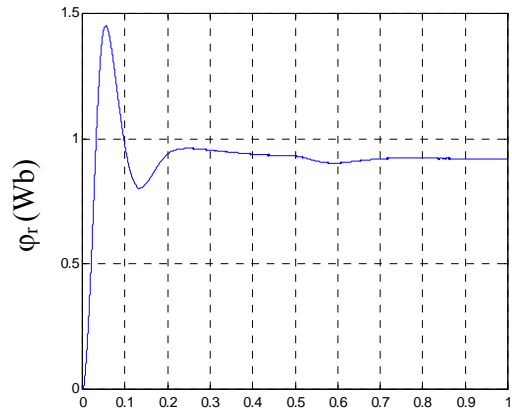
a)



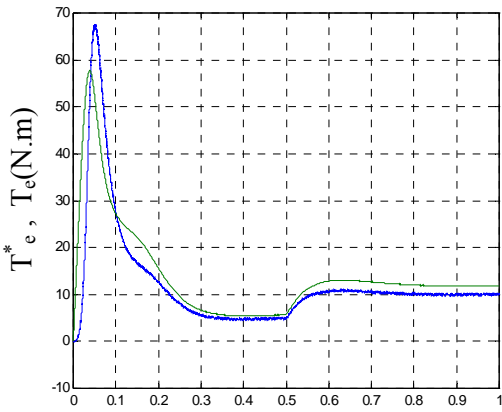
b)



c)

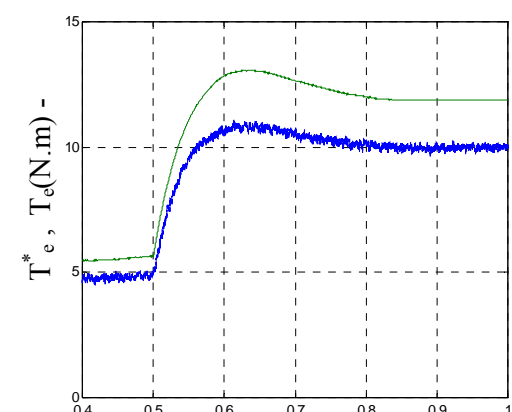


d)



e)

t(s)



f)

t(s)

Fig.2.12 Influence des pertes fer sur le couple du variateur dans le cas d'un contrôle indirect

D'où :

$$T_{fr} \frac{d\varphi_r}{dt} + j.(\omega_s - p.\omega_r).\varphi_r + \varphi_r = \varphi_m \quad (2.23)$$

Avec- $T_{fr} = l_{fr}/R_r$

L'application des conditions de découplage classiques sur le flux rotorique nous permet d'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{fr} \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = \varphi_{dm} \\ \omega_{sl} = \omega_s - p.\Omega_r = \frac{\varphi_{qm}}{T_{fr}\varphi_r} \\ T_e = -p.\varphi_r.i_{qr} = \frac{3p}{2l_{fr}}\varphi_{qm}\varphi_r \end{array} \right. \quad (2.24)$$

A partir du schéma équivalent, on déduit :

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{dm}}{dt} &= R_{fe}.(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + \omega_s.\varphi_{qm} \\ \frac{d\varphi_{qm}}{dt} &= R_{fe}.(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) - \omega_s.\varphi_{dm} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} \varphi_{dr} &= l_{fr}i_{dr} + \varphi_{dm} = l_{fr}i_{dr} + L_m i_{dm} \\ \varphi_{qr} &= l_{fr}i_{qr} + \varphi_{qm} = l_{fr}i_{qr} + L_m i_{qm} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Nous pouvons écrire, ce qui suit :

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{dm}}{dt} &= R_{fe}.\left(i_{ds} + \frac{\varphi_r}{l_{fr}} - \frac{\varphi_{dm}}{l_{fr}} - i_{dm}\right) + \omega_s.\varphi_{qm} \\ \frac{d\varphi_{qm}}{dt} &= R_{fe}.\left(i_{qs} + \frac{\varphi_{qm}}{l_{fr}} - i_{qm}\right) - \omega_s.\varphi_{dm} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Finalement, les équations de compensation des pertes fer sont :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{1}{R_{fe}} \frac{d\varphi_{dm}}{dt} - \frac{\varphi_r}{l_{fr}} + \frac{\varphi_{dm}}{l_{fr}} + \frac{\varphi_{dm}}{L_m} - \frac{\omega_s}{R_{fe}} \varphi_{qm} \\ i_{qs} &= \frac{1}{R_{fe}} \frac{d\varphi_{qm}}{dt} + \frac{\varphi_{qm}}{l_{fr}} + \frac{\varphi_{qm}}{L_m} + \frac{\omega_s}{R_{fe}} \varphi_{dm} \end{aligned} \quad (2.28)$$

En fonction des composantes de vecteur courant magnétisant (i_{dm}, i_{qm}), (2.28) deviennent (2.29)

$$\begin{aligned}
 i_{ds} &= \frac{L_m}{R_{fe}} \frac{di_{dm}}{dt} - \frac{\varphi_r}{l_{fr}} + \frac{L_r i_{dm}}{l_{fr}} - \frac{\omega_s}{R_{fe}} L_m i_{qm} \\
 i_{qs} &= \frac{L_m}{R_{fe}} \frac{di_{qm}}{dt} + \frac{L_r i_{qm}}{l_{fr}} + \frac{\omega_s}{R_{fe}} L_m i_{dm}
 \end{aligned}
 \tag{2.29}$$

En régime permanent :

$$\begin{aligned}
 i_{ds} &= i_{dm} - \frac{\omega_s}{R_{fe}} L_m i_{qm} \\
 i_{qs} &= \frac{\omega_s}{R_{fe}} L_m i_{dm} + \frac{L_r}{l_{fr}} i_{qm}
 \end{aligned}
 \tag{2.30}$$

Sous forme matricielle, tout en remplaçant i_{dm} par φ_r/L_m , on obtient :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} & -\frac{\omega_s}{R_{fe}} L_m \\ \frac{\omega_s}{R_{fe}} & \frac{L_r}{l_{fr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_r \\ i_{qm} \end{bmatrix}
 \tag{2.31}$$

Nous pouvons déduire que le couplage entre les deux axes de commande, direct et transverse, est proportionnel à la fréquence d'alimentation, ce qui explique l'augmentation de la valeur des pertes fer à grande vitesse. Par conséquent, afin de maintenir les performances de la commande vectorielle, le contrôleur d'orientation du flux rotorique, fig.2.6, doit être modifié afin de compenser le couplage dû à la résistance des pertes fer R_{fe} . La fig.2.13 montre le nouveau contrôleur d'orientation du flux orienté.

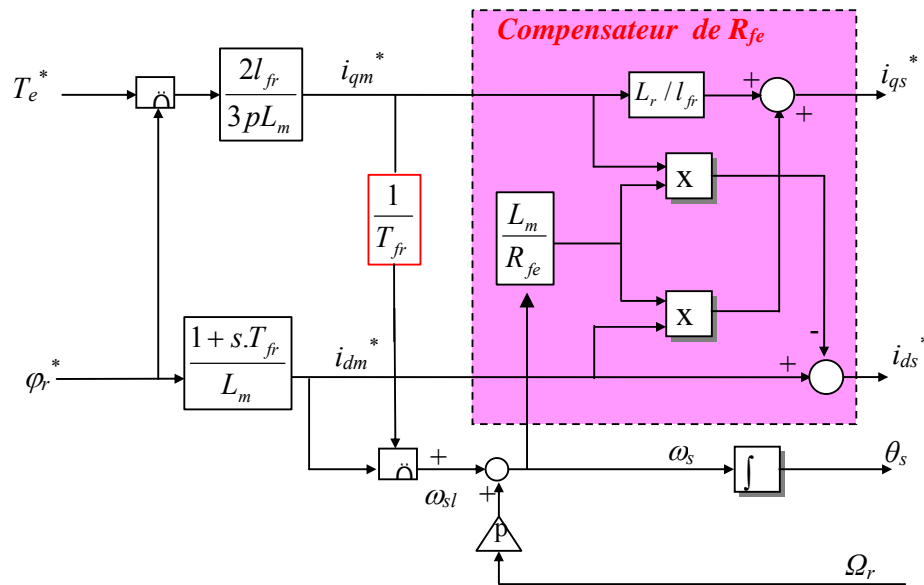


Fig.2.13 Schéma principe du RFOC en tenant compte des pertes fer.

La simulation du variateur avec le contrôleur à flux orienté modifié a donné les résultats montrés sur la fig. 2.14. Le variateur démarre à vide et se stabilise à la vitesse de 100 rad/s, à 0,5 s ensuite un couple de charge de 10 N.m est appliqué suivi par une inversion du sens de rotation après 1 seconde. Nous constatons une bonne orientation de flux rotorique sur l'axe direct due à la compensation du courant circulant dans la résistance équivalente aux pertes fer. Chose qui se répercute sur la régulation du couple, en effet, le couple électromagnétique de l'arbre suit parfaitement le couple de référence.

Dans la section suivante, nous allons appliquer la logique floue pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone.

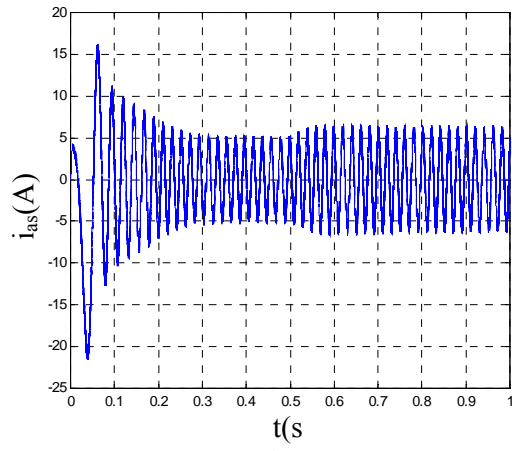
6. Réglage flou de la vitesse rotorique

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement par leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle et l'estimation ou l'identification des paramètres des systèmes variants, et le nombre de publications qui traitent ce sujet en confirme. Parmi ces techniques, on trouve la logique floue qui s'applique de plus en plus dans le contrôle de la machine à induction [3, 36, 73, 91] et l'adaptation de sa commande vectorielle [7, 86, 93, 99, 103, 107].

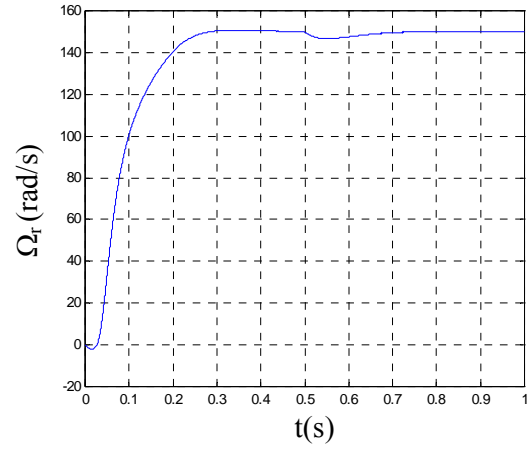
Les systèmes flous appartiennent à la classe des systèmes à base de connaissance, leur but principal consiste à implémenter un savoir-faire humain, ou des règles heuristiques sous la forme d'un programme informatique. Les algorithmes basés sur la logique floue sont considérés comme une solution très intéressante pour le réglage de systèmes non linéaires ou les systèmes pour lesquels il n'existe pas de modèle mathématique. D'une manière générale les avantages du contrôle par la logique floue sont :

- Facilité d'implémentation
- Solution de problèmes multivariables complexes
- Robustesse vis-à-vis des imprécisions
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert

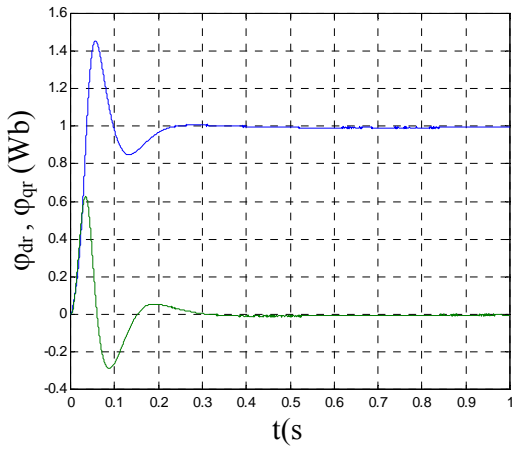
La connaissance exacte du système à régler est, d'une part, souvent entachée d'imprécision et d'erreurs commises durant la modélisation des processus et, d'autre part, ses paramètres, qui le caractérisent, varient dans le temps pendant le contrôle de ce dernier [8, 12, 33] : tel est le cas avec le moment d'inertie du système d'entraînement (voir chapitre I). Ceci influence la réponse de vitesse si le contrôle est assuré par un régulateur classique PI.



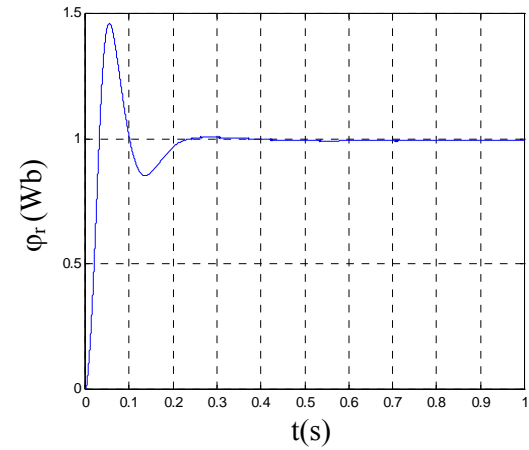
a)



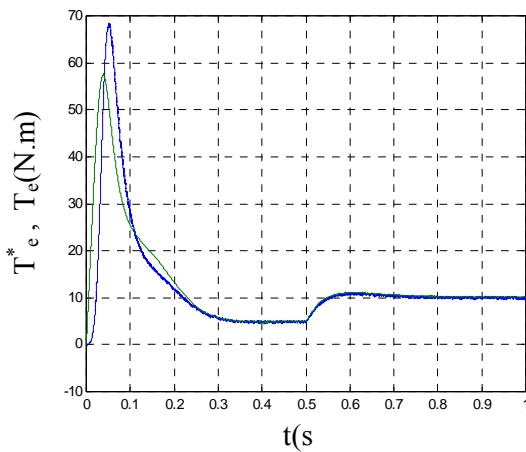
b)



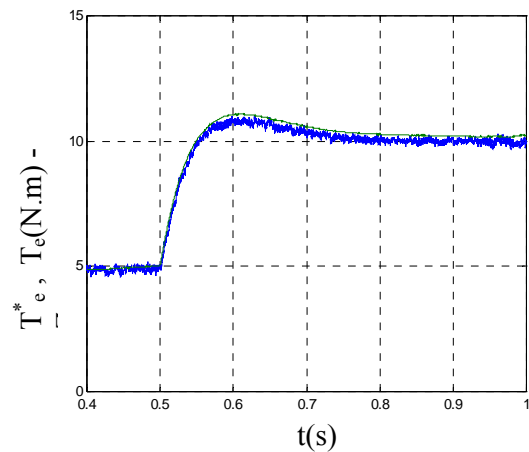
c)



d)



e)



f)

Fig.2.14 Contrôle vectoriel indirect avec compensation des pertes fer

Avant de procéder à la synthèse du régulateur flou, un rappel sur la structure des régulateurs flous parait indispensable afin de montrer les différentes étapes de conception de tel correcteur.

6.1. Structure générale d'un système flou

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux (fig.2.15).

- Base de connaissance (règles et paramètres des fonctions d'appartenances) ;
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence ;
- Fuzzification ;
- Defuzzification.

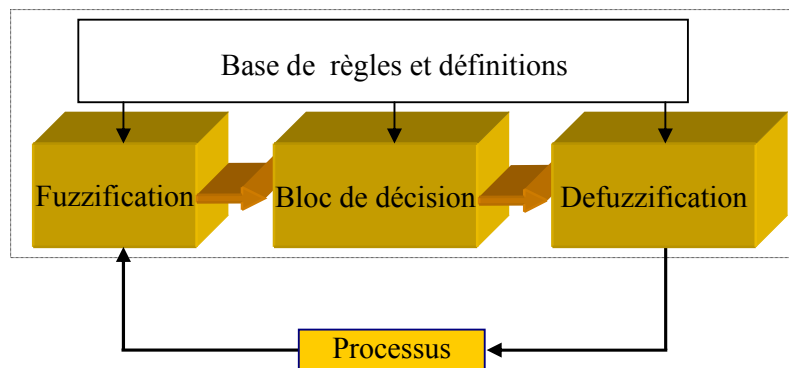


Fig.2.15 Structure interne d'un système flou

6.1.1. Fuzzification

La fuzzification comprend :

- L'adaptation des variables d'entrées ;
- L'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée.

Les entrées dans un système flou sont en général mesurées à l'aide d'organes de mesures qui sont le plus souvent de type analogique. Etant donné que l'implémentation du système flou se fait toujours en numérique, il faut d'abord convertir les entrées analogiques en digital, puis on procède à la fuzzification. L'adaptation des entrées permet de garantir l'appartenance de celles-ci à l'univers de discours choisi \tilde{U} . La dernière étape de la fuzzification est la génération des degrés d'appartenance à

chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance. Par ailleurs, les fonctions d'appartenance [12, 25, 45] les plus utilisées sont : triangulaire, trapézoïdale, gaussienne, sigmoïde, etc.

Il est à signaler que le choix de la fonction d'appartenance et de sa distribution sur l'univers de discours est arbitraire. Toutefois, en pratique l'intersection entre deux prédicats consécutifs est non nulle, de façon à pouvoir exercer une pondération sur la commande. Il en résulte un chevauchement des variables qui doit être suffisant pour permettre une description continue des variables mais pas trop important pour limiter l'imprécision. Il est notamment préférable d'éviter que les fonctions d'appartenance de deux prédicats voisins soient simultanément égale à 1 [12].

6.1.2. Base de règles et définitions

On regroupe dans ce bloc, d'existence virtuelle, l'ensemble de définitions utilisées dans la commande floue (univers de discours, partitions ou classes floues, choix d'opérateurs, etc.), ainsi que la base de règle « *Si...alors...* » de la stratégie de commande.

6.1.2.1. Partition floue

La création et l'utilisation d'une base de règles nécessitent l'existence, pour chaque univers de discours considéré, de sous-ensembles flous particuliers (il n'y a pas de différence entre sous-ensemble et ensemble en théorie de commande par logique floue). La définition de ces sous-ensembles flous fait l'objet de la partition floue.

La partition d'un univers de discours \tilde{U} consiste à définir n sous-ensemble flous F_i de façon à recouvrir \tilde{U} . C'est-à-dire que pour tout élément x de \tilde{U} , il faut assurer une appartenance minimale ε à l'union de F_i .

$$\cup F_i \supseteq \tilde{U}_\varepsilon = \{x \in \tilde{U}; \mu_{\cup F_i}(x) = \varepsilon\} \quad (2.32)$$

6.1.2.2. Base de règles floues

Une fois la partition des univers de discours réalisée, il est possible de définir la base des règles. Celle-ci caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes. Généralement, on utilise le terme matrice d'inférence pour décrire ces règles floues. Par conséquent, si l'on considère r univers de discours pour les prémisses des règles floues et si pour

chaque univers \tilde{U}_i on définit une partition de m_i sous ensembles flous, le nombre maximal de règles n_{max} (les cases de la matrice d'inférence) est de :

$$n_{max} = \prod_{i=1}^r m_i \quad (2.33)$$

Enfin, on peut remarquer qu'une augmentation de la sensibilité de la commande floue obtenue par une partition plus fine (plus de classes d'appartenances) des univers de discours des prémisses aboutit à un accroissement important du nombre de règles à définir par l'expert.

6.1.3. Inférence floue

L'inférence floue est le processus de formuler la relation entre les entrées et les sorties par logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est prise par le système flou. L'inférence floue fait appel alors aux concepts expliqués dans les sections précédentes, à savoir : fonctions d'appartenance, les opérateurs flous et les règles floues. Nous distinguons une variété importante d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter quatre types. L'inférence de Max-min (Mamdani), Max-prod, Som-prod et de Sugeno. Les quatre inférences diffèrent par la manière les sorties sont déterminées [33].

6.1.4. Défuzzification

Le résultat de l'inférence en utilisant une des méthodes d'implication floue, Max-min, Max-prod ou Som-prod, est une valeur floue. Cette information ne peut être utilisée directement pour contrôler le système. Une transformation doit être prévue à la sortie du bloc d'inférence pour la convertir en grandeur fixe, cette transformation étant connue par la défuzzification (concrétisation).

Plusieurs méthodes de défuzzification existent en logique floue, les plus utilisées sont [12, 25, 104] :

- La méthode de la moyenne des maxima
- La méthode du centre de gravité (COG)
- Méthode des hauteurs pondérées (HD)

Il est à signaler que le choix des fonctions d'appartenances de même type, symétriques et équitables facilitera considérablement le processus de défuzzification. C'est la raison pour laquelle nous allons opter pour cette méthode dans les deux chapitres qui suivent.

6.2. Synthèse du régulateur flou de vitesse

Dans cette partie nous allons procéder au remplacement du régulateur classique de vitesse par un régulateur flou [3, 25, 36] au sein d'une commande indirecte, le schéma de cette dernière est le même que celui de la fig.2.9 mais en utilisant le contrôleur d'orientation montré sur la fig.2.13. Comme nous avons l'expliqué dans le chapitre précédent, la conception de ce dernier offre un nombre de combinaisons et de variantes élevé pour le choix de ses paramètres. Devant ce large éventail, notre choix est motivé par la simplicité, tout en conservant les propriétés du régulateur flou et en respectant aussi la contrainte du temps de traitement.

A la lumière de ce qui a été dit, nous avons retenu pour le contrôleur flou:

- Une structure proportionnelle – intégrale incrémentale, fig. 2.16.
- Trois partitions différentes des univers de discours, à savoir trois, cinq ou sept ensembles flous.

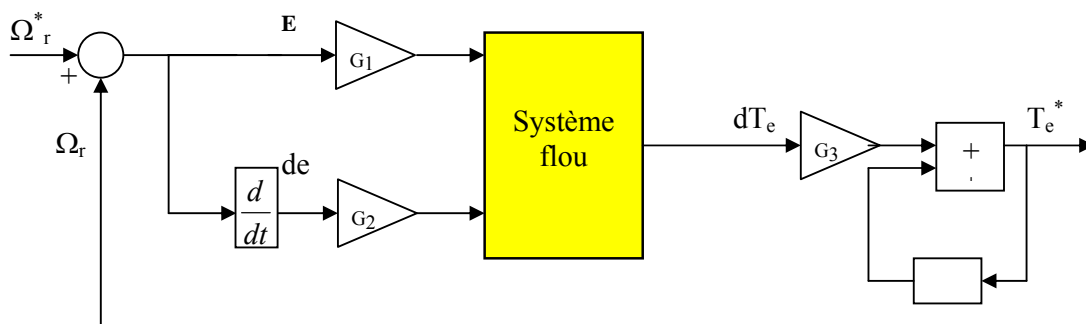


Fig.2.16 Structure interne du contrôleur PI flou de vitesse

Ceci est jugé assez suffisant pour en choisir celle qui satisfait le compromis Performance – envergure de calcul.

Comme l'objectif recherché est d'avoir une commande plus robuste que celle obtenue par un PI classique tout en respectant la contrainte du temps de traitement, nous allons procéder à une étude comparative entre les performances de trois régulateurs flous à trois, cinq et sept ensembles flous. Pour cela nous reprenons le schéma interne du régulateur flou, fig.2.16. Les entrées sont obtenues par normalisation de l'erreur et la dérivée de l'erreur (accélération) de vitesse comme suit :

$$e(k) = G_1(\Omega_r^*(k) - \Omega_r(k)) = G_1.e(k)$$

$$de(k) = G_2 \cdot \frac{(e(k) - e(k-1))}{t_e} \quad (2.34)$$

Où:

- t_e : est la période d'échantillonnage;
- G_1, G_2 : les gains de normalisation (d'adaptation) de l'erreur et de sa variation.

La sortie du régulateur flou est l'incrément du couple de référence qui s'obtient ainsi :

$$T_e^*(k) = T_e^*(k-1) + G_3 \cdot \Delta T_e^*(k) \quad (2.35)$$

Vu l'absence des procédures systématiques permettant le choix des différents paramètres du régulateur PI, nous avons retenu ce qui suit :

- De par leur simplicité, les fonctions d'appartenance triangulaire et trapézoïdale sont choisies pour couvrir les ensembles de référence des variables linguistiques ;
- La méthode de Mamdani *Max-min* est retenue pour réaliser l'inférence floue ;
- La méthode des Hauteurs pondérées (HP) est sélectionnée pour déffuzifier la sortie floue ;
- L'utilisation de la méthode *essai et erreur* pour déterminer les gains de normalisation ;
- L'utilisation de la méthode heuristique pour la dérivation des règles floues.
-

La section suivante expliquera davantage cette méthode.

6.2.1. Source de la base des règles floues

On distingue deux méthodes principales pour la dérivation des règles floues : heuristique et systématique. Cette dernière s'adapte à l'identification floue qui permet de convertir une base de

données entrée – sortie d'un processus en un ensemble de règles floues. Pour cela, vu l'absence de cette base de donnée, nous avons opté pour la méthode heuristique.

Cette approche est basée sur l'analyse du comportement du processus à contrôler, le résultat de cette analyse a donné la table de Mac-Vicar [12, 25]. Cette méthode, conçue généralement pour les régulateurs de type Mamdani, est basée sur trois règles générales, à savoir:

Règle1 : Si l'erreur de variable contrôlée et sa variation sont nulles, la commande actuelle générée par le contrôleur flou doit être maintenue.

Règle2 : Si l'erreur tend vers zéro avec une variation satisfaisante, alors la commande actuelle doit être maintenue (autocorrection).

Règle3 : Si l'erreur diverge de zéro, alors l'action de contrôle n'est pas nulle et dépend du signe de l'amplitude, et de la variation de l'erreur.

Ces trois règles peuvent être projetées sur le cas du réglage de vitesse du moteur asynchrone, et ceci en utilisant le plan de phase de la trajectoire que le système devra suivre afin de maintenir sa stabilité [3, 36] comme il est illustré sur la fig.2.17.

Etant donné que la variable réglée est la vitesse, par conséquent les variables d'entrée du régulateur PI flou sont l'erreur $e(t)$ et sa variation $de(t)$. Formellement :

$$\begin{aligned} e(kt_e) &= \Omega^*(kt_e) - \Omega(kt_e) \\ de(kt_e) &= (\Omega^*(kt_e) - \Omega(kt_e)) - (\Omega^*((k-1)t_e) - \Omega((k-1)t_e)) \end{aligned} \quad (2.36)$$

Supposons que le pas d'échantillonnage soit suffisamment petit. On aura alors:

$$\begin{aligned} e(kt_e) &= \Omega^*(kt_e) - \Omega(kt_e) \\ de(kt_e) &= \Omega((k-1)t_e) - \Omega(kt_e) \end{aligned} \quad (2.37)$$

- Dans les quadrants 2 et 4, nous avons respectivement

$$e(kt_e) < 0 \text{ et } de(kt_e) > 0 \Rightarrow \Omega^*(kt_e) < \Omega(kt_e) \text{ et } \Omega(kt_e) < \Omega((k-1)t_e) \quad (2.38)$$

$$e(kt_e) > 0 \text{ et } de(kt_e) < 0 \Rightarrow \Omega^*(kt_e) > \Omega(kt_e) \text{ et } \Omega(kt_e) > \Omega((k-1)t_e) \quad (2.39)$$

On remarque que l'erreur se corrige naturellement. La commande, générée par le régulateur flou (FLC), peut être donc maintenue constante ($dT_e=0$)

- Dans les quadrants 1 et 3, nous avons respectivement :

$$e(kt_e) \geq 0 \text{ et } de(kt_e) \geq 0 \Rightarrow \Omega^*(kt_e) \geq \Omega(kt_e) \text{ et } \Omega(kt_e) \leq \Omega((k-1)t_e) \quad (2.40)$$

$$e(kt_e) \leq 0 \text{ et } de(kt_e) \leq 0 \Rightarrow \Omega^*(kt_e) \leq \Omega(kt_e) \text{ et } \Omega(kt_e) \geq \Omega((k-1)t_e) \quad (2.41)$$

L'erreur est en augmentation, la variation de la commande doit être différente de zéro et dépend des amplitudes de $e(kt_e)$ et $de(kt_e)$; d'après le plan de phase, la commande doit être positive dans le quadrant 1 et négative dans le quadrant 3.

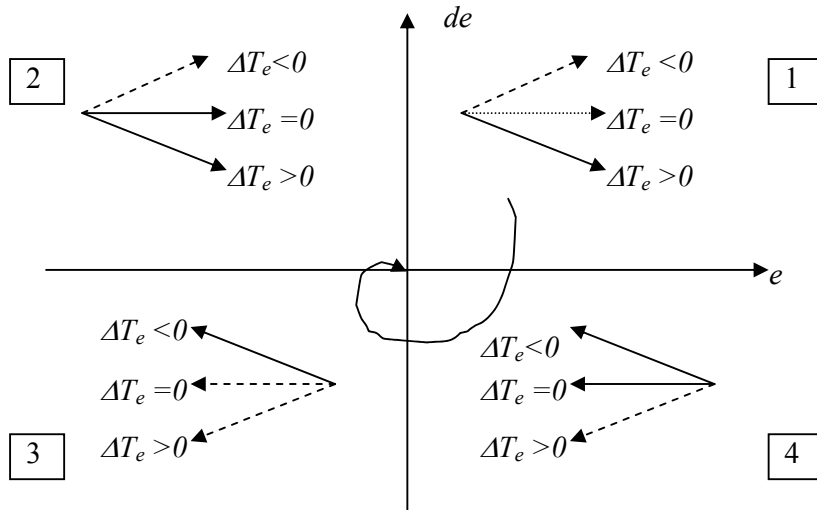


Fig.2.17 Trajectoire dans le plan de phase

6.2.2 Choix de partition floue

Reste à choisir le nombre des valeurs linguistiques pour les variables d'entrée et de sortie du régulateur de vitesse.

6.2.2.1 Régulateur flou à trois ensembles

Le régulateur admet pour chaque variable les trois ensembles flous N (Négatif), Z (Zéro) et P (Positif), comme le montre fig.2.18.

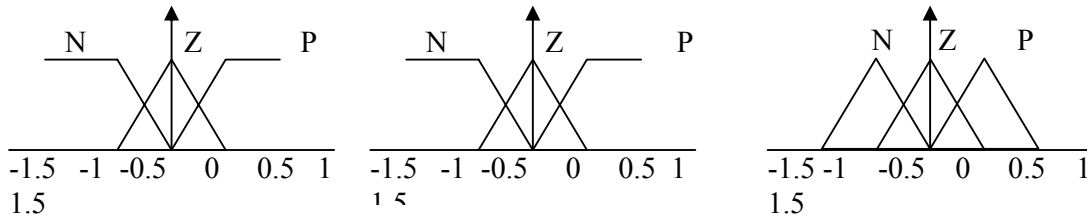


Fig.2.18 : Partitions floues pour PI-flou à 3 ensembles.

Les règles floues, qui permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrées, sont déduites à partir de la table de Mac-Vicar ou par l'utilisation de l'analyse dans le plan de phase. Ainsi, on obtient la table d'inférence suivante (table.3.1).

de \ e	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	P

Table .3.1

6.2.2.2. Régulateur flou à cinq ensembles

Ce régulateur admet cinq ensembles flous distribués sur l'univers de discours de chaque variable d'entrée et de sortie (NG, NP, Z, PP, PG) : voir la fig.2.19. Par conséquent, le nombre de règles augmente à 25. En se basant toujours sur l'analyse dans le plan de phase, on peut déduire la matrice d'inférence : voir table .3.2.

Les valeurs linguistiques ont la signification suivante : NG : Négatif Grand, NP : Négatif Petit, Z : Zéro (nulle), PP : Positif Petit et PG : Positif Grand.

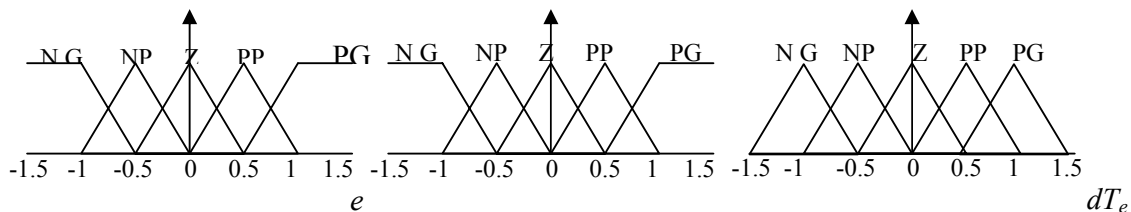


Fig.2.19 : Partitions floues pour PI-flou à 5 ensembles

de \ e	NG	NP	Z	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	Z
NP	NG	NP	NP	Z	PP
Z	NG	NP	Z	PP	PG
PP	NP	Z	PP	PG	PG
PG	Z	PP	PG	PG	PG

Table .3.2

6.2.2.3. Régulateur flou à sept ensembles

L'augmentation de nombre d'ensembles flous à sept (NG, NM, NP, Z, PP, PM, PG) nécessite le traitement de 49 règles dont la répartition de ces ensembles sur l'univers de discours de chaque variable devient un choix judicieux. Pour cela, nous avons choisi la répartition élaborée par [107] (fig.2.19).

Les valeurs linguistiques : NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen, NP : Négatif Petit, Z : Zéro (nulle), PP : Positif Petit, PM : Positif Moyen et PG : Positif Grand.

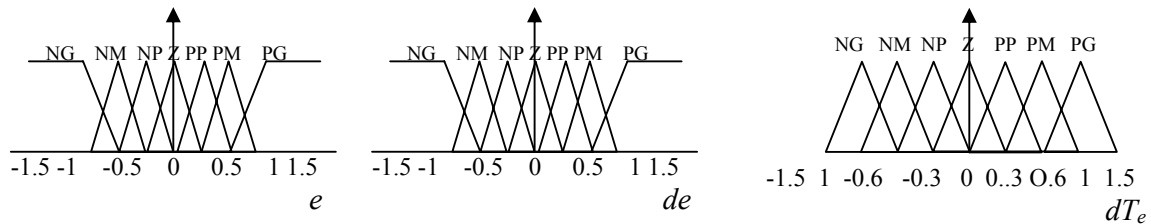


Fig.2.19 : Partitions floues pour PI-flou à 7 ensembles

de \ e	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
NM	NG	NG	NM	NM	NP	Z	PP
NP	NG	NM	NM	NP	Z	PP	PM
Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NM	NP	Z	PP	PM	PM	PG
PM	NP	Z	PP	PM	PM	PG	PG
PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Table .3.3

6.2.3. Simulations et interprétations

Pour le choix du nombre d'ensemble flous des variables d'entrée et de sortie, nous avons effectué une étude comparative des résultats obtenus par les trois régulateurs précédents et le régulateur classique PI, ceci en se basant sur l'analyse de la robustesse lors de l'application de la charge et lors de la variation de 80% du moment d'inertie [3], fig.2.20.a.

La fig.2.20.b montre la réponse de vitesse lors de l'application d'une charge nominale ($T_c=10$ N.m). Ce qu'il y a à remarquer est que la réponse de vitesse est d'autant moins sensible à l'application de la charge que la partition floue de l'univers de discours est plus fine. En effet, le nombre d'ensembles flous des variables linguistiques est plus grand. Lors d'une inversion de sens de rotation, de -100

rad/s à 100 rad/s tout en supposant que le moment d'inertie a augmenté à 80%, (fig.2.20.c). On constate également que l'effet du moment d'inertie (qu'est le dépassement de vitesse) diminue considérablement en augmentant les partitions floues.

L'amélioration apportée par l'augmentation des ensembles flous s'explique par la sollicitation des ensembles qui sont plus proches de l'ensemble «Z» lorsque la vitesse s'approche de la référence, ce qui donne une réponse plus douce.

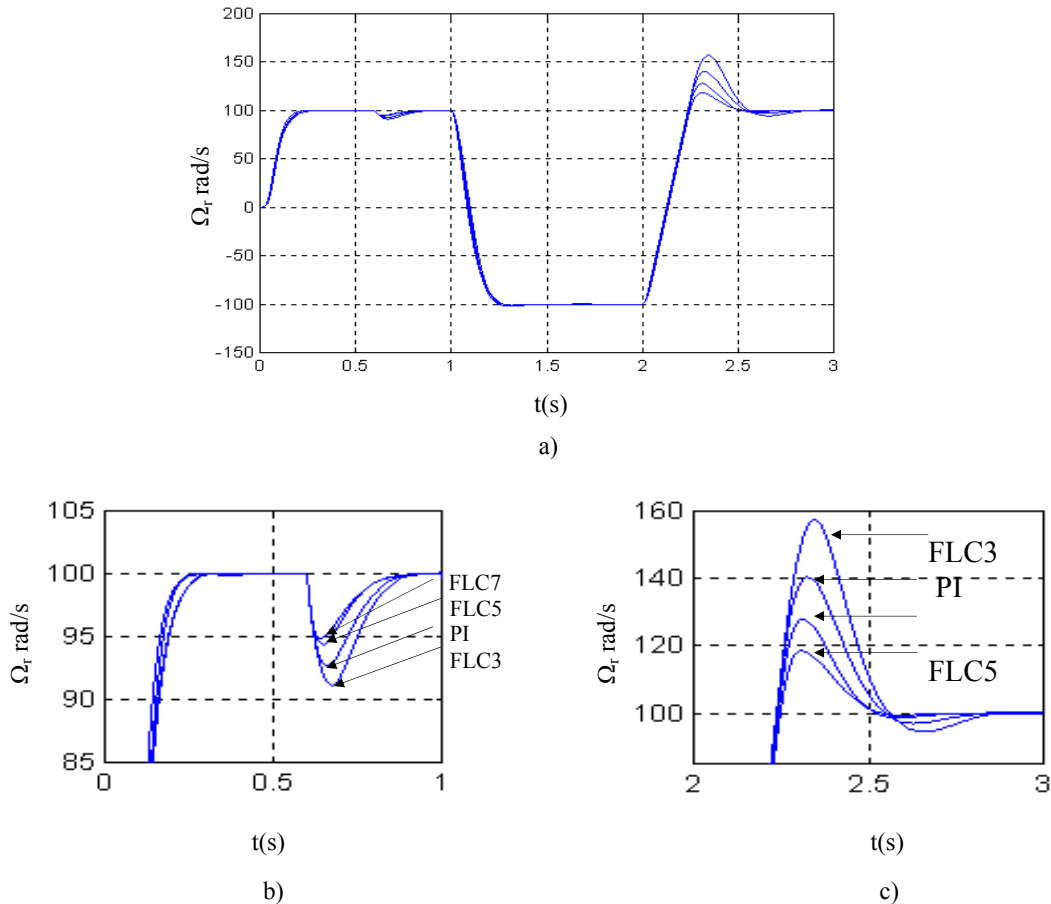


Fig.2.20 Comparaison des réponses de vitesse obtenues avec variation de 80% sur le moment d'inertie introduite à $t=1.7$ s.

En se basant sur les résultats obtenus, nous avons jugé que le régulateur flou à cinq ensembles flous, désigné par FLC5 et dont la loi de commande est illustrée par la fig.2.21 est le mieux placé pour satisfaire le compromis performance – envergure de calcul. En effet, il offre une robustesse meilleure que celle offerte par le régulateur conventionnel et, en plus, il nécessite moins du temps de traitement comparativement à celui à sept ensembles flous. C'est le régulateur qui sera retenu pour le reste de la thèse.

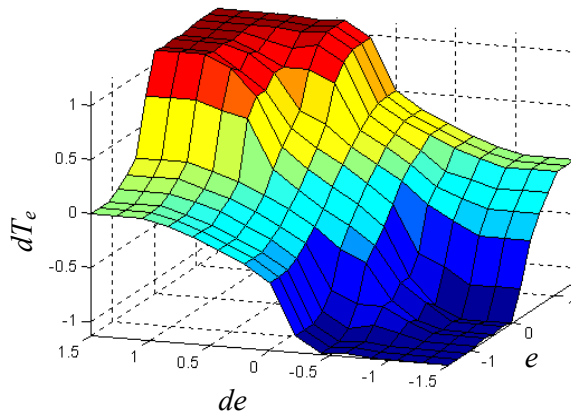


Fig.2.21 Surface de contrôle du régulateur de vitesse à cinq ensembles flous

7. Conclusion

Dans ce chapitre, Il a été montré la supériorité de l'orientation du flux rotorique comparativement aux autres ainsi que les performances du réglage de vitesse qu'on peut obtenir à partir d'un moteur asynchrone à cage en utilisant la méthode à flux rotorique orienté. Un contrôleur de flux orienté qui tient compte de pertes fer a été élaboré afin de compenser leur effet sur la qualité de réglage du couple.

Dans ce chapitre, nous avons traité également l'application des ensembles flous pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone. En effet, le réglage flou de vitesse du moteur asynchrone est apprécié pour sa robustesse, c'est-à-dire sa capacité de ne pas produire de sauts brusques lorsque les paramètres du système changent.

Néanmoins, ces performances sont obtenues en supposant que les paramètres électriques de la machine sont parfaitement identifiés. Dans le prochain chapitre, nous allons montrer que la robustesse du régulateur flou ne permet pas de rétablir le découplage, si la constante de temps rotorique change [20, 21].

Pour cela, le chapitre suivant traitera l'influence de la variation de la constante de temps rotorique sur les performances de la commande vectorielle, l'élaboration d'un mécanisme d'adaptation pour pallier à ce problème, finalement, l'optimisation de cette commande pour améliorer l'efficacité de la machine en régime permanent à faible charge.

Chapitre 3

Chapitre 3 - Adaptation de la résistance rotorique et minimisation de pertes

1. Introduction

La commande indirecte à flux rotorique, dont le schéma de principe est illustré sur fig.2.9 (chapitre 2), est basée sur le calcul de la fréquence rotorique. La simplicité de cette méthode est la raison principale de sa réputation industrielle. En effet, elle offre une structure minimale pour atteindre un découplage effectif entre le flux et le couple du moteur asynchrone. Cependant, sa simplicité est accompagnée par sa sensibilité vis-à-vis de la variation de la constante de temps rotorique, cette dernière est tributaire de la variation de la température ainsi que de la saturation de la machine. Cette variation affecte directement les performances du réglage et l'efficacité du moteur asynchrone. En outre, la commande vectorielle est basée également sur le maintien du niveau de flux de référence, qui engendre un rendement maximal quand le moteur fonctionne à pleine charge. Etant donné que les applications à vitesse variable sont soumises à des couples de charges variables, le moteur se trouve, par conséquent, loin du point du fonctionnement optimal.

Ce chapitre est subdivisé en deux parties : la première est consacrée à l'adaptation de la résistance rotorique, tandis que la deuxième traite la minimisation des pertes lorsque le moteur est découplé par la méthode à flux orienté.

2. Première partie : Adaptation de la résistance rotorique

2.1. Analyse de la déviation de T_r

La recherche bibliographique, effectuée dans le chapitre 1, a montré que le paramètre le plus important pour la commande indirecte est la constante de temps rotorique (fig.3.1).

Ce paramètre est défini comme étant le quotient de l'inductance rotorique sur la résistance d'une phase rotorique. Par conséquent, sa variation est due principalement à deux phénomènes physiques, la saturation du circuit magnétique et l'échauffement du bobinage de la machine. L'effet pelliculaire participe également à la variation de la résistance rotorique si la fréquence du courant circulant dans les barres de la cage devient considérable (au delà de 100 rad/s).

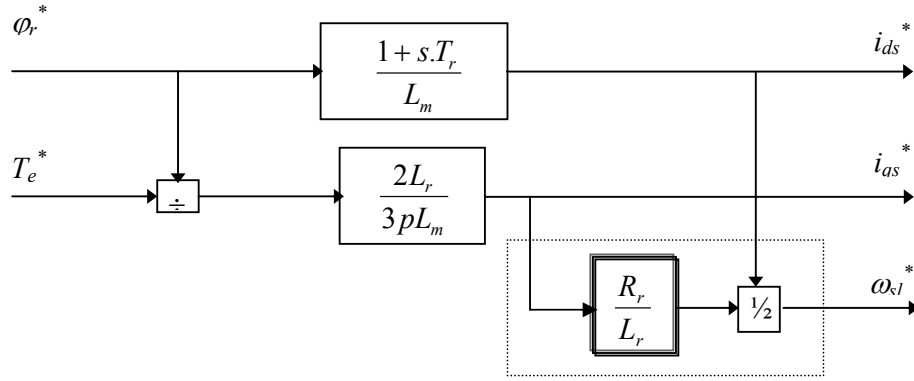


Fig.3.1 Calcul de la fréquence rotorique

Comme la fréquence de glissement d'une machine à induction contrôlée par la technique à champ rotorique orienté ne dépasse guère cette valeur [35], la résistance rotorique sera, par conséquent, fonction de la température conformément à la formule suivante [7] :

$$R_r(T) = R_r^* + \eta.R_r^*.(T - 25^\circ c) \quad (3.1)$$

Avec :

- R_r : la résistance rotorique correspondante à la température T ;
- R_r^* : la résistance rotorique correspondante à la température $25^\circ c$;
- η : le coefficient de température caractérisant le matériau du bobinage.

Nous avons montré, à travers le schéma équivalent de la machine à induction découplée par la technique à champ rotorique orienté (Chapitre 1, fig. 1.7) que lorsque la constante de temps rotorique est calculée correctement, en supposant les composantes de commandes i_{ds}^* et i_{qs}^* constantes, le courant rotorique i_r se crée de tel sorte qu'il contrebalance la composante en quadrature i_{qs}^* , sachant que cette dernière contrôle le couple. Par conséquent, si la constante de temps rotorique est correcte, le contrôleur à flux rotorique orienté subdivise le vecteur courant statorique à tout moment en deux composantes de manière à maintenir le niveau de flux rotorique à son niveau approprié par la composante directe, et l'autre composante, en quadrature, sert à contrôler le couple électromagnétique mais indépendamment [76]. La fig.3.2 montre clairement cette subdivision optimale.

$$i_r = \frac{-j\omega_{sl}^* L_m}{R_r + j\omega_{sl}^* L_r} i_s \quad (3.2)$$

Avec une valeur incorrecte de fréquence de glissement ω_{sl}^* , à cause de la variation de la constante de temps rotorique, la situation devient celle qui est illustrée par fig.3.2, où la constante de temps rotorique actuelle est supposée plus petite à celle utilisée dans le calculateur de glissement (un désaccord, qu'on suppose, provoqué par une augmentation de la résistance rotorique). Ceci entraîne une diminution de la tension rotorique induite $-j\omega_s L_m i_s$, mais dans la même direction. L'angle $\lambda_r = \text{tg}^{-1}(\omega_{sl}^* T_r)$ de l'impédance rotorique se réduit et le courant rotorique diminue et ne contrebalance plus la composante transverse du vecteur courant statorique. Par conséquent, le flux rotorique obtenu sera plus grand que la valeur désirée et perd son orientation faisant un angle de désaccord δ avec l'axe direct en régime établi. L'erreur de l'alignement du flux rotorique causera évidemment une erreur sur le couple électromagnétique, en effet, le couple ne correspondra pas proprement à la composante de commande transverse (i_{qs}).

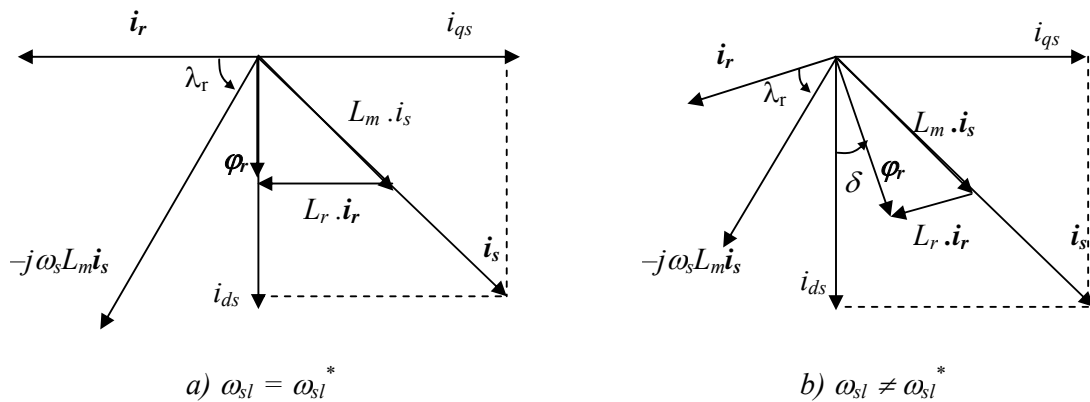


Fig.3.2 L'orientation indirecte du flux rotorique sans et avec désaccord sur T_r

Le travail de Nordin *et al.* [76] a montré que dans les deux cas de désaccord ($T_r^* > T_r$, $T_r^* < T_r$) le couple de la machine développée s'affaiblit pour les machines de petites puissances, ceci tient au fait que le couple est fonction du flux rotorique, du courant statorique et du sinus de l'angle λ_r (3.3)

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} |\varphi_r| |i_{qs}^*| \sin(\lambda_r) \quad (3.3)$$

Les composantes du vecteur courant statorique sont constantes, si $T_r / T_r^* < 1$ le flux rotorique augmente, cependant, l'angle de l'impédance λ_r diminue avec la diminution de ω_{sl}^* . Le changement de $\sin(\lambda_r)$ est plus grand que la variation de φ_r , par conséquent, le couple diminue. Lorsque $T_r / T_r^* > 1$ le flux rotorique diminue alors que $\sin(\lambda_r)$ augmente. Dans ce cas, le changement de φ_r est plus grand que la variation de $\sin(\lambda_r)$. D'où l'affaiblissement du couple [35, 76].

Dans l'objectif d'avoir une analyse quantitative de la déviation de T_r sur le couple, nous allons introduire deux paramètres α et β , telle que :

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{T_r}{T_r^*} \\ \beta &= \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Avec :

- T_r est la constante de temps actuelle ;
- T_r^* est la constante de temps utilisée par contrôleur à flux orienté ;
- i_{qs}^* est la composante correspondante au couple électromagnétique;
- i_{ds}^* est la composante correspondante au flux rotorique.

A partir du schéma équivalent (voir chapitre 1, fig.1.7), le couple électromagnétique est proportionnel à la puissance d'entrefer qui est la puissance dissipée par R_r/s ; autrement dit, la puissance transmise au rotor sur la vitesse électrique [76]. Formellement :

$$T_e = 3 \cdot p \cdot \frac{i_r^2}{s} \frac{R_r}{\omega_e} \quad (3.5)$$

On remplace i_r par son expression (3.2) dans celle du couple (3.5) et après simplification, on trouve ce qui suit :

$$T_e = 3 \cdot p \cdot i_s^2 \frac{L_m^2}{L_r} \frac{s \omega_e T_r}{1 + (s \omega_e T_r)^2} \quad (3.6)$$

L'étude quantitative de l'effet du désaccord nécessite la comparaison de la grandeur en question pour différents degrés de désorientation avec la même grandeur obtenue par orientation correcte. En effet, concernant le couple électromagnétique, ceci doit être exprimé en fonction du couple correspondant au fonctionnement avec orientation parfaite du flux. Par conséquent, nous considérant :

$$\alpha = \frac{T_r}{T_r^*} = 1$$

$$\beta = \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = 1$$
(3.7)

Ceci correspond au cas où le moteur est de petite puissance ($\beta \leq 1$) et son flux rotorique est correctement orienté ($\alpha=1$). Le couple développé, noté T_0 , se déduit comme suit :

$$T_0 = 3 \cdot p \cdot i_s^2 \frac{L_m^2}{L_r} \frac{s \omega_e T_r}{1 + (s \omega_e T_r)^2}$$

$$= 3 \cdot p \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \frac{i_{qs}/i_{ds}}{1 + (i_{qs}/i_{ds})^2}$$
(3.8)

$$T_0 = 3 \cdot p \cdot i_{ds}^2 \cdot (1 + (i_{qs}/i_{ds})^2) \frac{L_m^2}{L_r} \frac{i_{qs}/i_{ds}}{1 + (i_{qs}/i_{ds})^2}$$

$$= 3 \cdot p \cdot i_{ds}^2 \cdot \frac{L_m^2}{L_r}$$
(3.9)

Finalement, l'expression du couple (3.6) aura la forme compacte suivante :

$$T_e = 3 \cdot p \cdot i_{ds}^2 \left(1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2 \right) \frac{L_m^2}{L_r} \cdot \frac{\alpha \frac{i_{qs}}{i_{ds}}}{1 + \left(\alpha \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}$$
(3.10)

$$\frac{T_e}{T_0} = \frac{1 + (\beta)^2}{1 + (\alpha\beta)^2} \alpha\beta$$
(3.11)

La figure 3.3 montre l'évolution du rapport T_e/T_0 (3.11) en fonction de la variable α avec β comme paramètre reflétant la puissance de la machine. La ligne verticale ($\alpha=1$) est la ligne d'orientation du flux (c à d il n'y pas de désaccord entre le contrôleur d'orientation et le moteur asynchrone). Toute ligne verticale, autre que celle-ci, correspond au fonctionnement avec désorientation du flux correspondant au rapport α entre la constante de temps rotorique réelle et celle du contrôleur à flux orienté. Le sommet de chaque courbe, qui représente le couple maximal, se produit lorsque $\alpha=1/\beta$.

Il est clair que pour les machines de petites puissances $\beta \leq 1$, la perte de découplage engendre un affaiblissement du couple développé par le variateur. Ce constat ne peut pas être généralisé sur les machines de grande puissance. En effet, il est facile de remarquer que le point d'origine de la diminution du couple, avec la diminution de α , est d'autant plus décalé vers l'origine des coordonnées avec l'augmentation de la valeur de la puissance nominale de la machine.

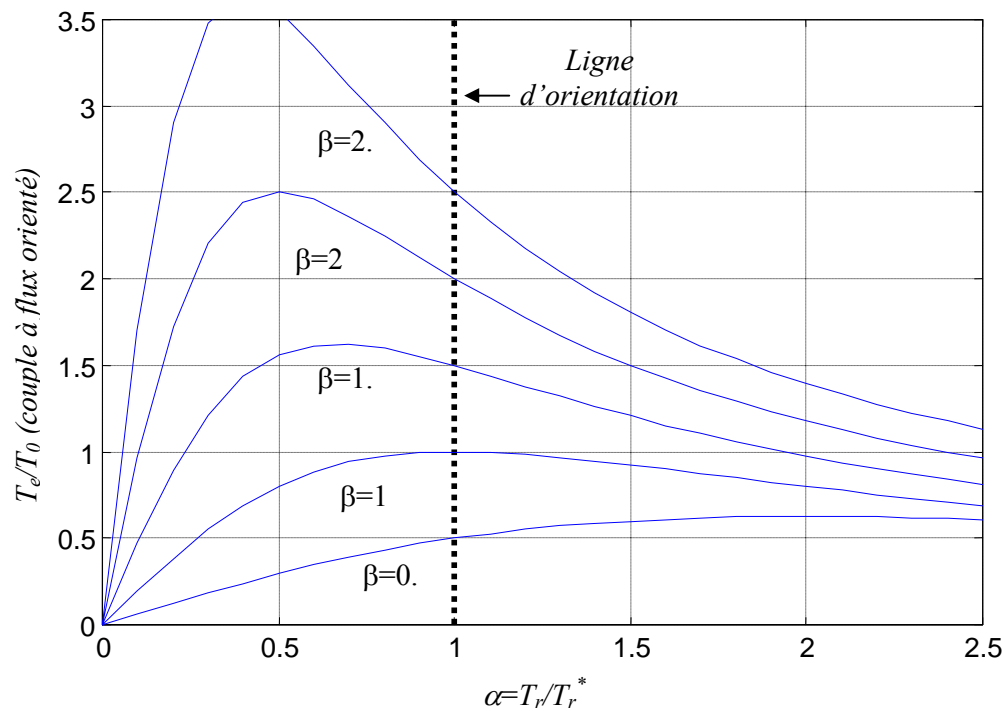


Fig. 3.3. Caractéristiques du couple moteur à flux rotorique orienté en désaccord.

2.2 Simulation et interprétations

L'analyse donnée montre l'effet indésirable de la mauvaise orientation du flux sur le couple développé, entraînant la détérioration de l'efficacité du variateur. Cependant, cette étude est valable uniquement en régime statique. Pour visualiser l'effet de désorientation du flux, due à la variation de la résistance rotorique, à la fois en régime statique qu'en régime dynamique, une simulation du variateur avec orientation indirecte du flux rotorique, (chapitre 2, fig.2.9,) avec le contrôleur flou FLC5 (chapitre 2) au lieu du PI, doit être effectuée. Trois types de désaccord ont été considérés, à savoir : augmentation linéaire, augmentation brusque et diminution brusque de la résistance rotorique.

La fig.3.4 montre l'effet d'une variation plus concrète de la résistance rotorique, supposée linéaire telle que montrée par D. Pomorski [81], fig.3.4.a, sur les performances de la commande vectorielle de la machine à induction lors d'un fonctionnement en charge, avec deux inversions du sens de rotation ($t_1=2s$ et $t_2=3s$).

On remarque une augmentation de niveau du flux sur les deux axes, ce qui explique la perte de découplage fig.3.4.d, fig. 3.4.f, par conséquent, le temps d'inversion de la vitesse de la machine augmente, fig.3.4.c. En outre, une augmentation de courant statorique est enregistrée pour les mêmes conditions de charge, fig. 3.4.e.

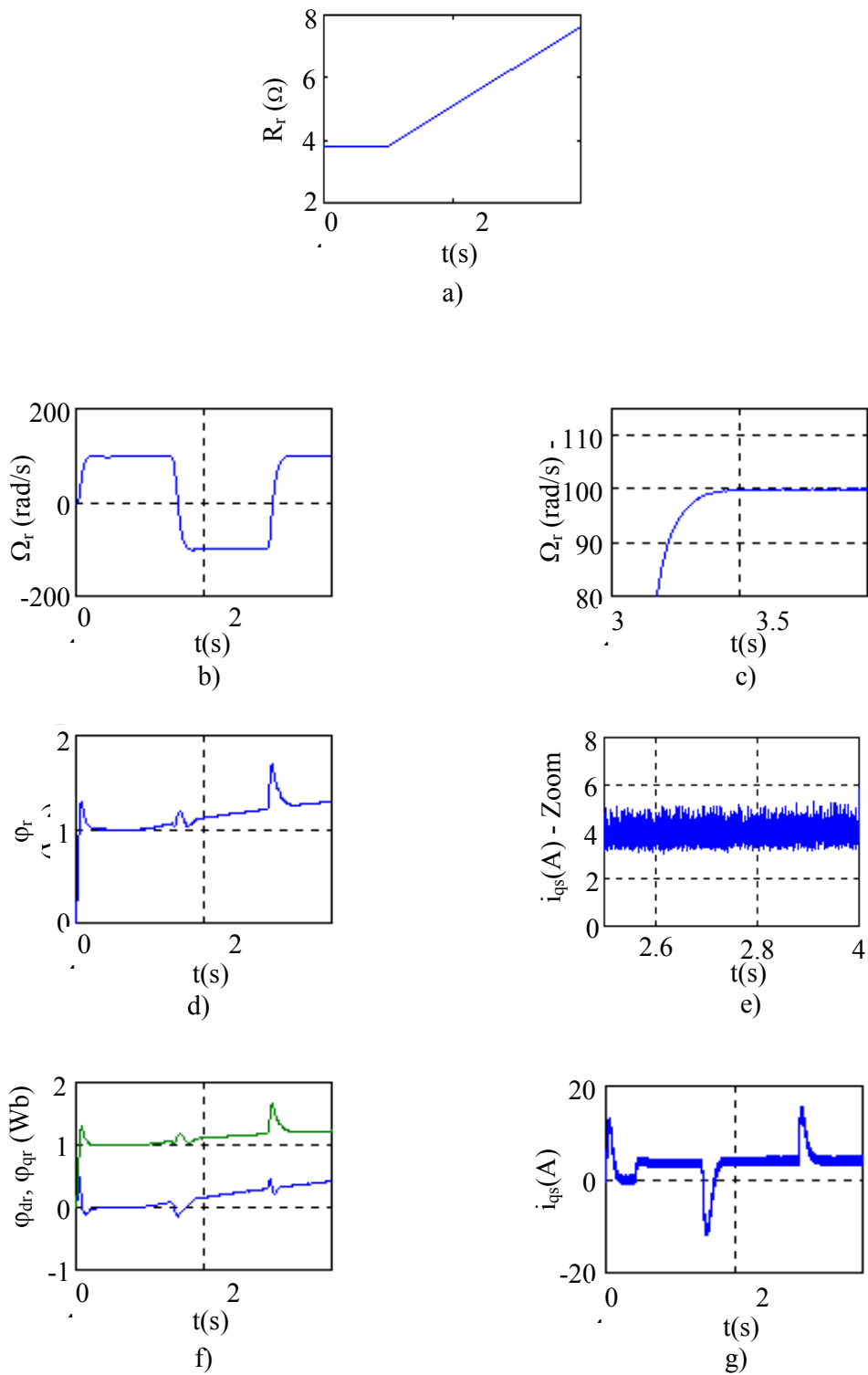


Fig.3.4 Performances du variateur avec désorientation du flux rotorique dans le cas d'une variation lente de la résistance rotorique

Afin de clarifier davantage l'effet de variation de la résistance rotorique, nous considérons une variation brusque de R_r , comme le montre la fig.3.5.a, où un désaccord de 100% sur R_r a été introduit après un fonctionnement d'une seconde.

Fig. 3.5.c, d et fig. 3.5.f montrent respectivement d'une part, l'augmentation du niveau du flux dans la machine, ce qui signifie la perte du découplage (la composante en quadrature de flux rotorique est différente de zéro) et, d'autre part, l'augmentation de la valeur du courant statorique pour atteindre le niveau qui permet de compenser la chute du couple, chute entraînée par la variation de la résistance rotorique.

La diminution brusque de 50% sur R_r , fig.3.6.a, dégrade énormément les performances de la commande vectorielle aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent, provoque la perte du découplage entre le flux et le couple, fig.3.6.c, fig.3.6.d, engendre des pics de vitesse de rotation (fig.3.6.b) et on constate une augmentation excessive enregistrée sur le courant statorique (fig.3.6.f). Cette augmentation compense la diminution du couple moteur également, fig.3.6.e.

Les résultats sus cités correspondent à ceux présentés sur la fig. 3.3 pour les machines de petite puissance. En effet, on constate une diminution du rapport couple moteur - courant statorique, pour le même couple de charge. Autrement dit, la variation de la résistance rotorique provoque l'augmentation du courant statorique (i_{qs}), chose qui se répercute automatiquement sur le réglage de la vitesse par l'apparition des pics ou l'allongement du temps de réponse. Le même résultat a été constaté par L. Zhen et L. Xu [107].

A l'essor de ce qui a été constaté et vu la dégradation importante des performances de la commande vectorielle indirecte, il s'avère indispensable que le paramètre intervenant dans le calcul de la vitesse de glissement (la constante de temps rotorique) soit, à tout instant, en accord avec celle de la machine contrôlée par la technique à champ rotorique orienté.

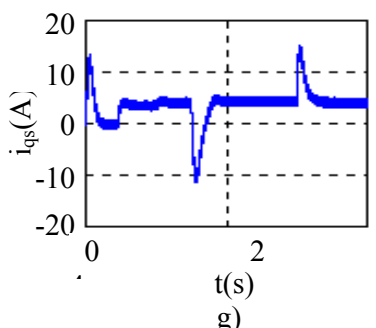
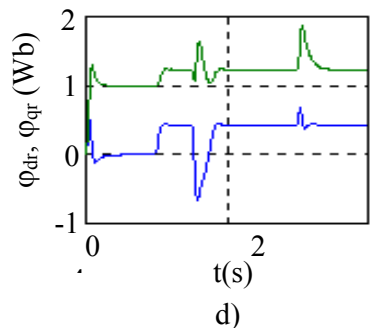
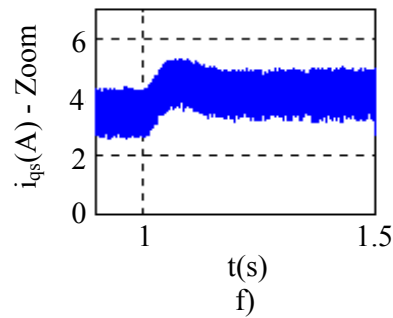
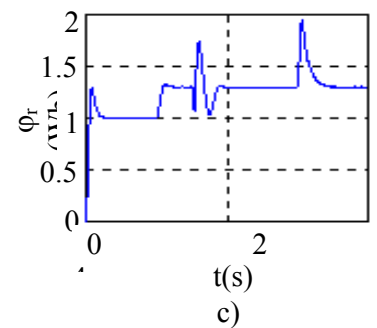
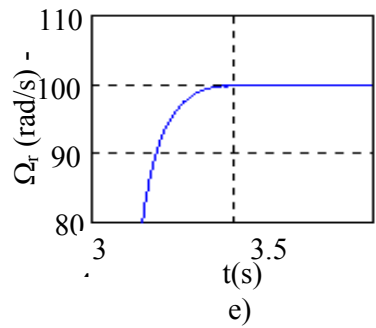
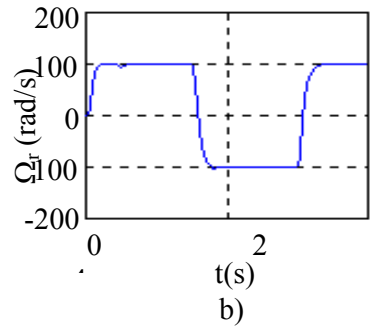
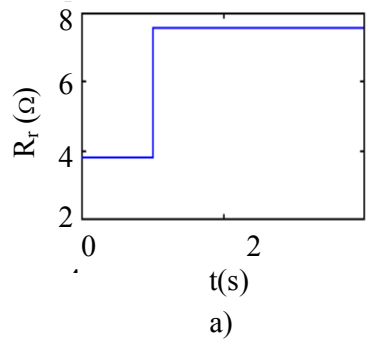


Fig.3.5 Performances du variateur avec désorientation du flux rotorique dans le cas d'une variation brusque de la résistance rotorique

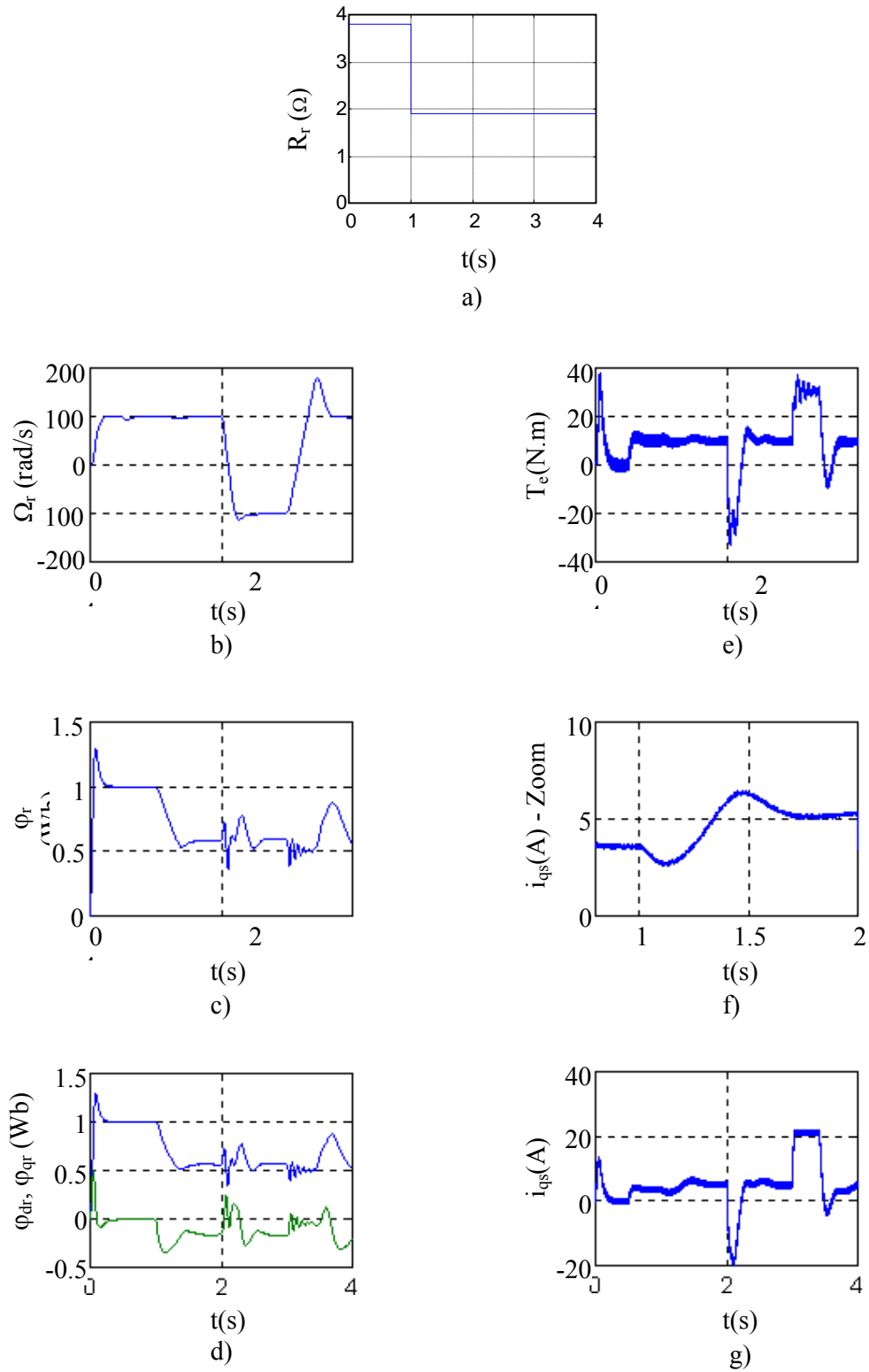


Fig.3.6 Performances du variateur avec désorientation du flux rotorique dans le cas d'une diminution de 50% de la valeur de la résistance rotorique

2.3. Adaptation de la constante de temps rotorique

L'étude précédente a montré que le problème majeur de la commande vectorielle indirecte est la variation de la résistance rotorique. En effet, la désorientation due au désaccord de cette dernière provoque, d'une part, l'augmentation des pertes joules I^2R statoriques et rotoriques, autrement dit, la dégradation de l'efficacité et, d'autre part, la détérioration des performances du réglage de vitesse. Par conséquent, afin d'améliorer les caractéristiques de découplage et maintenir la valeur maximale du rapport couple - courant statorique, nous remplaçons le calculateur de glissement du schéma de commande indirecte fig.3.7, montré en trait pointillé, par un mécanisme de découplage adapté à la variation de la résistance rotorique. Ce mécanisme est basé sur une analyse de l'erreur du flux rotorique [103].

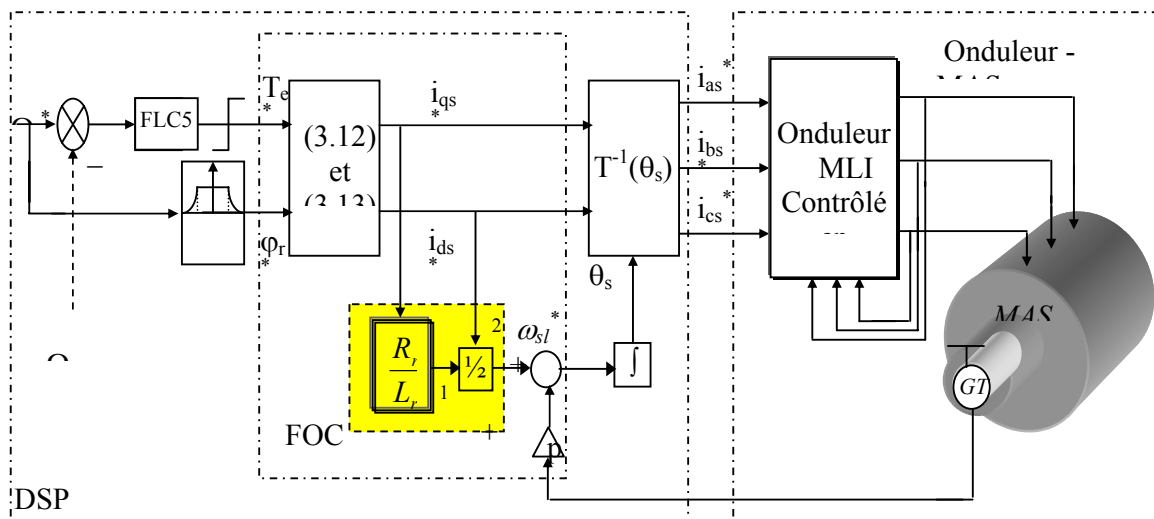


Fig.3.7 Principe de la commande indirecte

2.3.1. Orientation du flux rotorique sans désaccord

Dans le chapitre précédent, la constante de temps rotorique a été supposée constante. Le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique de la machine est achevé si la fréquence de glissement est calculée de la manière suivante :

$$i_{qs}^* = T_e^* / k_m \cdot \varphi_{dr}^* \quad (3.12)$$

$$i_{ds}^* = \varphi_{dr}^* / L_m \quad (3.13)$$

$$\omega_{sl}^* = (R_r^* / L_r^*) i_{qs}^* / i_{ds}^* \quad (3.14)$$

$$\dot{\varphi}_{qr}^* = d\varphi_{qr}^* / dt = 0 \quad (3.15)$$

Avec :

- $L_r^* / R_r^* = T_r^*$ la constante de temps rotorique ;
- $k_m = 3pL_m / (2L_r)$ le coefficient du couple ;
- i_{ds}^* , i_{qs}^* représentent respectivement les commandes du flux rotorique et du couple.

2.3.2 Orientation du flux rotorique avec désaccord

Nous considérons dans ce paragraphe une résistance rotorique variable et nous observons, par conséquent, l'erreur de flux provoquée sur les deux axes du repère tournant [103].

Si on ne considère que le régime permanent du flux rotorique de la machine à induction, par annulation des termes dynamiques (les dérivés) dans les équations du flux rotorique du moteur AS, sachant que les composantes du courant statorique supposées comme entrées, nous obtenons :

$$\varphi_{dr} = \frac{\frac{L_m}{T_r} (i_{ds} \cdot 1/T_r + \omega_{sl} \cdot i_{qs})}{(1/T_r)^2 + \omega_{sl}^2} \quad (3.16)$$

$$\varphi_{qr} = \frac{\frac{L_m}{T_r} (-\omega_{sl} i_{ds} + (1/T_r) i_{qs})}{(1/T_r)^2 + \omega_{sl}^2} \quad (3.17)$$

Si on remplace la vitesse de glissement (3.14) dans (3.16) et (3.17), en utilisant les paramètres correctes de T_r , nous obtenons $\varphi_{dr}^* = i_{ds}^* \cdot L_m$ et $\varphi_{qr}^* = 0$. Ceci correspond au découplage idéal de la machine, et servira comme modèle de référence pour le mécanisme d'adaptation.

Si on suppose que la résistance change de R_r^* à $R_r^* + \Delta R_r$, et k_r est le facteur de cette variation, on peut exprimer ce dernier en fonction de α comme suit :

$$k_r = \frac{R_r}{R_r^*} = \frac{R_r^* + \Delta R_r}{R_r^*} = \frac{1}{\frac{R_r^*}{R_r}} = \frac{1}{\alpha} \quad (3.18)$$

Par réarrangement et simplification de (3.16) et (3.17), on aura :

$$\varphi_{dr} = L_m \frac{i_{ds} + \omega_{sl} T_r i_{qs}}{1 + (\omega_{sl} T_r)^2} \quad (3.19)$$

$$\varphi_{qr} = L_m \frac{i_{qs} - \omega_{sl} T_r i_{ds}}{1 + (\omega_{sl} T_r)^2} \quad (3.20)$$

Afin d'introduire le facteur α , les équations (3.19) et (3.20) peuvent être écrites comme suit :

$$\varphi_{dr} = L_m i_{ds} \frac{1 + \omega_{sl} T_r \frac{i_{qs}}{i_{ds}}}{1 + (\omega_{sl} T_r)^2} \quad (3.21)$$

$$\varphi_{qr} = L_m i_{ds} \frac{\frac{i_{qs}}{i_{ds}} - \omega_{sl} T_r}{1 + (\omega_{sl} T_r)^2} \quad (3.22)$$

Nous remplaçons $\omega_{sl} T_r$ par $\alpha \frac{i_{qs}}{i_{ds}}$ dans (3.21) et (3.22) :

$$\varphi_{dr} = L_m i_{ds} \frac{1 + \alpha \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\alpha \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \quad (3.23)$$

$$\varphi_{qr} = L_m i_{ds} \frac{\frac{i_{qs}}{i_{ds}} - \alpha \frac{i_{qs}}{i_{ds}}}{1 + \left(\alpha \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \quad (3.24)$$

Finalement, les composantes du flux peuvent être exprimées en fonction du flux de référence (découplage idéal) :

$$\frac{\varphi_{dr}}{\varphi_r^*} = \frac{(1 + \alpha\beta^2)}{1 + (\alpha\beta)^2} \quad (3.25)$$

$$\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_r^*} = \frac{(1 - \alpha)\beta}{1 + (\alpha\beta)^2} \quad (3.26)$$

Les fig. 3.8.a et b montrent l'évolution des rapports φ_{dr}/φ_r^* (3.25) et φ_{qr}/φ_r^* (3.26) en fonction de la variable k_r avec β comme paramètre qui reflète la puissance du moteur. La ligne verticale ($k_r=1$) est

la ligne d'orientation idéale du flux. Nous définissons les variations du flux suivant les deux axes d - q du repère tournant comme suit :

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{dr} &= \varphi_r^* - \varphi_{dr} = \varphi_r^* (1 - \varphi_{dr} / \varphi_r^*) \\ \Delta\varphi_{qr} &= \varphi_{qr}^* - \varphi_{qr} = -\varphi_{qr} \end{aligned} \quad (3.27)$$

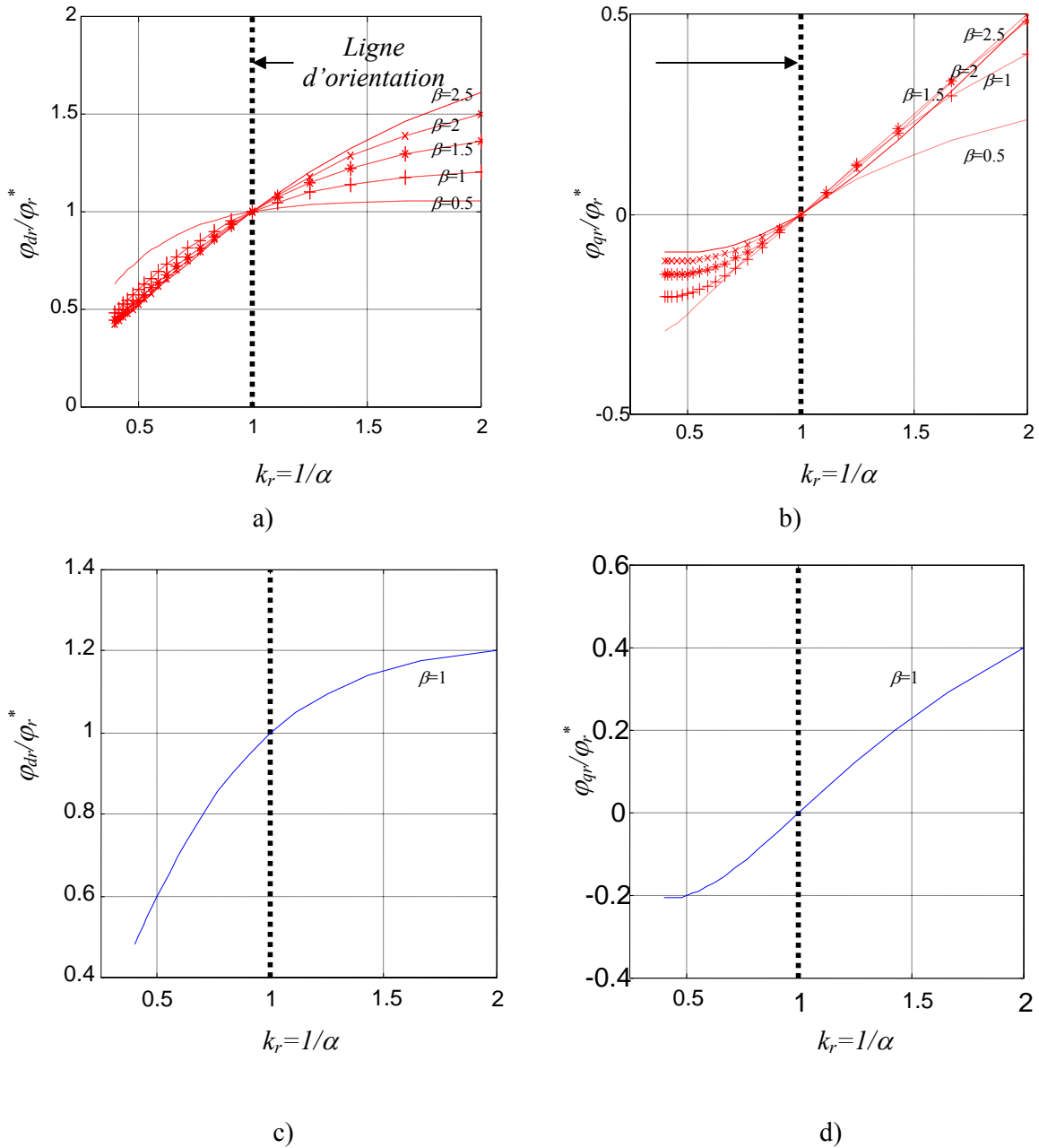


Fig.3.8 Effet du désaccord sur le niveau du flux rotorique, pour différents niveaux de puissance.

Il est clair que à partir des courbes de la fig.3.8, l'augmentation du gain k_r ($k_r > 1$) provoque l'augmentation du niveau du flux rotorique sur les deux axes. De même, sa diminution ($k_r < 1$) entraîne la diminution de ce dernier sur les deux axes. Par conséquent et, selon (3.27), pour des valeurs de k_r telles que $k_r > 1$, la variation $\Delta\varphi_{dr}$ est négative (car φ_{dr}/φ_r^* est supérieur à 1), tandis que $\Delta\varphi_{qr}$ est négative car φ_{qr}/φ_r^* est strictement positif. De même, pour des valeurs de k_r telles que $k_r < 1$, les variations $\Delta\varphi_{dr}$ et $\Delta\varphi_{qr}$ sont positives.

Formellement :

Si $k_r > 1 \Leftrightarrow R_r > R_r^* (T_r^* > T_r)$ on a alors ($\Delta\varphi_{dr} < 0$) et ($\Delta\varphi_{qr} < 0$)

Si $k_r < 1 \Leftrightarrow R_r < R_r^* (T_r^* < T_r)$ on a alors ($\Delta\varphi_{dr} > 0$) et ($\Delta\varphi_{qr} > 0$)

Sur ces deux règles est basée la stratégie d'adaptation du mécanisme correcteur de R_r .

2.3.3 Orientation du flux rotorique avec adaptation floue

L'analyse précédente permet de conclure que le contrôleur classique d'orientation de flux doit être remplacé par un mécanisme qui est en mesure d'adapter la fréquence de glissement. Cette adaptation est basée sur l'analyse du signal d'erreur entre le flux estimé et celui supposé orienté. Dans ce rapport, on utilise un mécanisme correcteur flou, équivalent à un PI classique utilisé par les auteurs [30, 97] afin d'adapter la commande indirecte ou pour adapter le gain de glissement k_r , [93, 103]. La fig.3.9 illustre son schéma synoptique.

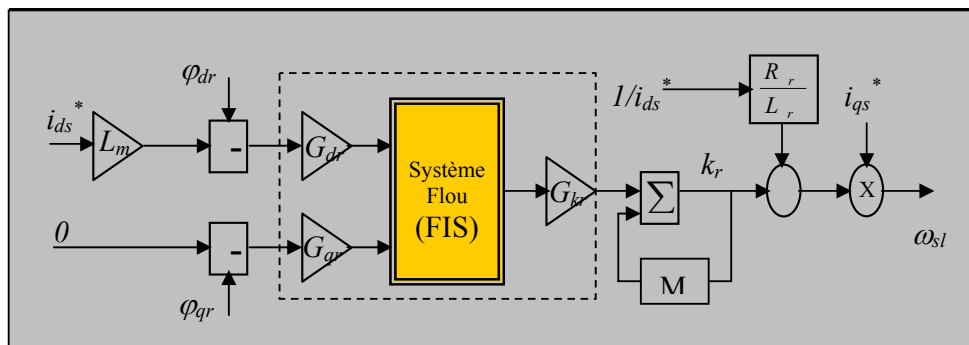


Fig.3.9 Schéma de principe du mécanisme flou d'adaptation de R_r .

La loi d'adaptation est basée sur l'équation suivante :

$$\omega_{sl} = k_r \cdot \omega_{sl}^* \quad (3.28)$$

Les entrées de ce correcteur sont les erreurs du flux rotorique sur le deux axes entre le découplage idéal et le découplage réel (composantes du flux estimées à partir des paramètres mesurables) :

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{dr} &= \varphi_{dr}^* - \varphi_{dr} = L_m i_{ds}^* - \varphi_{dr} \\ \Delta\varphi_{qr} &= \varphi_{qr}^* - \varphi_{qr} = 0 - \varphi_{qr} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Les composantes φ_{dr} et φ_{qr} sont estimées en mesurant les courants et les tensions statoriques à l'entrée de la machine [40, 103], conformément aux étapes suivantes :

- Estimation du flux statorique

$$\begin{aligned} \varphi_{\alpha s} &= \varphi_{\alpha s}(t=0) + \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{\beta s} &= \varphi_{\beta s}(t=0) + \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{aligned} \quad (3.30)$$

Les indices α , et β dénotent les deux axes orthogonaux du repère stationnaire.

- Transformation au repère tournant

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} &= \varphi_{\alpha s} \cdot \cos(\theta_s) + \varphi_{\beta s} \cdot \sin(\theta_s) \\ \varphi_{qs} &= -\varphi_{\alpha s} \cdot \sin(\theta_s) + \varphi_{\beta s} \cdot \cos(\theta_s) \end{aligned} \quad (3.31)$$

- Estimation du flux rotorique

$$\begin{aligned} \varphi_{dr} &= L_r \cdot (\varphi_{ds} - L_s \cdot \sigma \cdot i_{ds}) / L_m \\ \varphi_{qr} &= L_r \cdot (\varphi_{qs} - L_s \cdot \sigma \cdot i_{qs}) / L_m \end{aligned} \quad (3.32)$$

Il est à signaler que durant le processus d'estimation du flux rotorique, la résistance rotorique n'intervient pas.

En tenant compte de la variation de la résistance statorique, le processus d'estimation du flux rotorique est valable pour des fréquences de fonctionnement supérieures à 5 Hz car au-delà de cette limite la chute de tension provoquée par la résistance statorique peut être négligée. Pour des valeurs de fréquence inférieures à 5Hz et, afin d'éliminer son impact sur le processus d'estimation, l'équation (3.30) est réduite à (3.33) [98] :

$$\begin{aligned}\varphi_{cs} &= \varphi_{cs}(t=0) + \int (v_{cs})dt \\ \varphi_{\beta s} &= \varphi_{\beta s}(t=0) + \int (v_{\beta s})dt\end{aligned}\tag{3.33}$$

2.3.3.1. Synthèse du système flou

Son architecture interne est semblable à celle du régulateur de vitesse FLC5, (Chapitre 2, fig.2.16), il en diffère dans ses entrées (absence de dérivée) et dans sa stratégie d'action (ou la base de connaissance) ainsi que sa source de dérivation [21, 22].

Le processus de décision de ce mécanisme passe par trois étapes [12, 104]:

☞ *Fuzzification* - Cette étape consiste à déterminer le degré d'appartenance des entrées. Ceci exige que ces entrées soient tout d'abord normalisées. La normalisation consiste à multiplier les entrées par des gains de concrétisation afin de garantir l'appartenance des entrées à l'ensemble de référence.

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_{dr} &= G_{dr} \cdot (L_m \cdot i_{ds}^* - \varphi_{dr}) \\ \Delta\varphi_{qr} &= G_{qr} \cdot (0 - \varphi_{qr})\end{aligned}\tag{3.34}$$

Chaque variable floue ($\Delta\varphi_{dr}$, $\Delta\varphi_{qr}$) est subdivisée en sept (7) ensembles flous (NG, NM, NP, Z, PP, PM, PG) ayant des fonctions d'appartenance triangulaires (choix basé sur la simplicité de traitement [12, 25]) ou trapézoïdales équidistantes (pour les ensembles flous extremums). Concernant la variable de sortie, l'ensemble de référence est couvert de fonctions triangulaires pour tous les prédicats, fig.3.10. Tel qu'il a été expliqué dans le chapitre précédent. Vu l'absence des règles systématiques pour le choix des paramètres des systèmes flous, le choix est souvent intuitif ou basé sur des travaux antérieurs.

La partition floue fine adoptée pour ce régulateur est dictée par le fait que le découplage est sensible vis-à-vis de la variation de la fréquence de glissement d'une part et, d'autre part, la précision de décision est importante, étant donné que ce mécanisme est appelé à fonctionner avec le mécanisme d'optimisation.

☞ *Inférence* - la base de règle dont le nombre est déterminé automatiquement par la partition des univers de discours des variables d'entrées est telle que $M=7 \times 7=49$ règles floues. Concernant la relation entre la partie antécédente et la partie conséquente, elle est basée sur l'analyse faite dans

la section précédente, ceci par l'inversion de la relation **Cause –Effet**, chose qui permet d'écrire les règles générales suivantes:

- ❶ Si $\Delta\varphi_{dr}$ est négatif ET $\Delta\varphi_{qr}$ est négatif, ceci s'explique par l'augmentation de la résistance rotorique, ALORS l'incrément Δk_r doit être positif.
- ❷ Si $\Delta\varphi_{dr}$ est positif ET $\Delta\varphi_{qr}$ est positif, ceci s'explique par la diminution de la résistance rotorique, ALORS l'incrément Δk_r doit être négatif.
- ❸ Si $\Delta\varphi_{dr}$ n'est pas nul ET $\Delta\varphi_{qr}$ est nul, ceci s'explique par le maintien du découplage (R_r n'a pas changé), ALORS le niveau du flux rotorique est varié par un contrôleur de flux (optimisation ou défluxage).

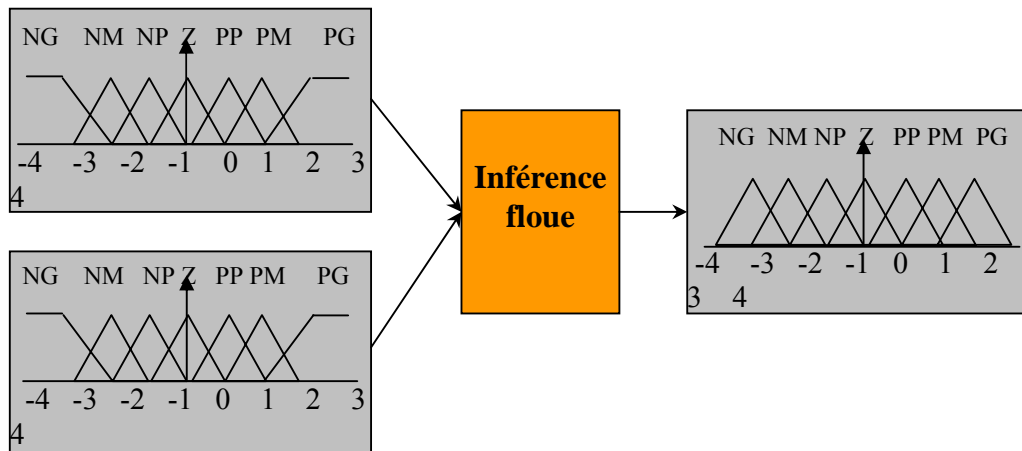


Fig.3.10 Partitions floues du correcteur de glissement k_r .

L'application des trois règles précédentes sur les partitions floues illustrées par la fig. 3.10 permet de déduire la table d'inférence (table 3.1).

$\Delta\varphi_{dr}$		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
$\Delta\varphi_{qr}$	NG	PG	PM	PP	PP	Z	Z	Z
	NM	PM	PP	PP	PP	Z	Z	Z
	NP	PP	PP	PP	PP	Z	Z	Z
	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
	PP	Z	Z	Z	NP	NP	NP	NP
	PM	Z	Z	Z	NP	NP	NP	NM
	PG	Z	Z	Z	NP	NP	NM	NG

Table.3.1 Matrice d'inférence du mécanisme flou d'adaptation

Sachant que les valeurs linguistiques utilisées sont comme suit :

NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen, NP : Négatif Petit, Z : Zéro (nul), PP : Positif Petit, PM : Positif Moyen, PG : Positif Grand.

Les cases en double trait peuvent être un exemple de lecture de la table, alors :

1. **SI** ($\Delta\varphi_{dr}$ est PM) **ET** ($\Delta\varphi_{qr}$ est Z) **ALORS** (Δk_r est Z) ;
2. **SI** ($\Delta\varphi_{dr}$ est NG) **ET** ($\Delta\varphi_{qr}$ est NG) **ALORS** (Δk_r est PG).

La première règle signifie que le flux rotorique de référence a changé ($\Delta\varphi_{dr}$ est PM) mais le découplage est toujours maintenu ($\Delta\varphi_{qr}$ est Z) ; la résistance rotorique actuelle est, par conséquent, la même que celle utilisée par le contrôleur d'orientation. Dans ce cas, le mécanisme d'adaptation doit maintenir le glissement tel qu'il est. Ce fonctionnement correspond au cas d'optimisation où la vitesse du moteur est au-delà de celle de synchronisme. En ce qui concerne la deuxième règle, la variation sur les deux axes est négative, autrement dit le flux a augmenté sur les deux axes. La résistance réelle est, par conséquent, supérieure à celle du contrôleur et le mécanisme d'adaptation doit augmenter k_r d'une manière à éliminer le désaccord.

En outre, la méthode d'inférence de Mamdani (Max – Min) [12, 25] a été choisie pour obtenir une décision floue à partir de 49 règles.

☞ *Défuzzification* - La décision issue du bloc d'inférence est une grandeur floue, celle-ci doit être convertie en grandeur de commande. Pour ce faire, une méthode de défuzzification doit être utilisée pour réaliser la conversion en grandeur réelle. La partition floue de la variable de sortie permet d'implémenter la méthode des hauteurs pondérées, cette dernière est celle qui consomme moins de temps de calcul, d'une part et, d'autre part, elle est comparable à celle des centres de gravité en terme de précision. La répartition symétriques, équidistante des fonctions

d'appartenance et de même type permet de les réduire à des singletons avec des abscisses respectivement de gauche à droite -3, -2, -1, 0, 1, 2 et 3, chose qui permet d'appliquer la méthode des hauteurs pondérées.

En terme de valeur numérique, le comportement de ce mécanisme se résume par la loi d'action illustrée par la fig. 3.11. En effet, pour tout couple de valeurs d'entrées, le mécanisme génère la variation de glissement, cette dernière correspondant à l'augmentation ou à la diminution de k_r .

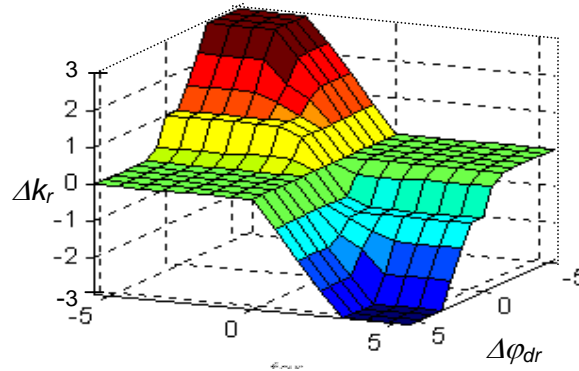


Fig.3.11 Loi de contrôle du correcteur de glissement k_r .

Le mécanisme d'adaptation, après défuzzification, génère la variation du gain de glissement et, comme ce mécanisme possède la structure d'un correcteur Proportionnel – Intégral, le gain de glissement se déduit par la relation suivante :

$$k_r(k) = k_r(k-1) + G_{kr} \cdot \Delta k_r(k) \quad (3.35)$$

Où :

G_{kr} est le gain d'adaptation de sortie.

Il est à signaler que les gains de normalisation G_{dr} , G_{qr} et G_{kr} sont ajustés par la méthode essai et erreur (*Trail & error*).

2.3.3.2. Simulations et interprétations

En vue de voir l'effet de ce mécanisme, nous allons simuler la commande indirecte avec variation de la résistance rotorique pour les mêmes conditions considérées précédemment, à savoir : variation linéaire, augmentation brusque et diminution brusque de la résistance réelle de la machine. En effet,

le calculateur classique de la fréquence de glissement, encadré en trait pointillé sur la fig. 3. 8, est remplacé par le mécanisme flou illustré par la fig. 3.9.

En observant les résultats de la fig.3.12, nous constatons que l'introduction du mécanisme d'adaptation flou permet de maintenir le découplage par l'approximation de la résistance réelle (fig.3.12.a). Ceci est expliqué par l'annulation de la composante transverse de flux rotorique et le maintien de la composante directe identique à sa référence (fig.3.12.c et d). Par conséquent, le temps d'inversion du sens de rotation a été rétabli, chose qui s'explique par un temps d'inversion réduit comparativement avec le variateur sans adaptation (fig.3.12.b et e). Le courant statorique est maintenu à sa valeur optimale (fig.3.12.f et g) ; autrement dit le rapport couple – courant est maximal. Il est clair, à partir de la fig.3.12.a, que le gain de variation k_r n'est valable que en régime statique, raison pour laquelle il diverge lors de l'inversion de rotation ou le démarrage.

Les performances du mécanisme d'adaptation floue sont illustrées davantage en considérant une variation brusque de la résistance rotorique. La fig.3.13 montre l'effet d'une augmentation de 100% de R_r (fig.3.13.a) ; il est clair que le découplage est rétabli rapidement (fig.3.13.c et d) car l'estimation de la résistance rotorique a été rapidement faite (fig.3.13.a), ainsi que la valeur du courant statorique (fig.3.13.f et g).

La fig.3.14 montre l'effet d'une diminution de 50% sur R_r (voir fig.3.14.a). Les résultats obtenus confirment l'efficacité du mécanisme d'adaptation flou élaboré ; le découplage entre le flux et le couple est maintenu (fig.3.14.c et d), les performances du réglage de la vitesse (fig.3.14.b et e) aussi bien en régime statique qu'en régime transitoire, sont quasi identiques à celles obtenues sans désaccord. Finalement, les fig.3.14.f et fig.3.14.g montrent clairement le rétablissement du courant statorique transverse vers sa valeur optimale. De cette manière, le mécanisme d'adaptation flou (FLC) maintient le rapport couple /courant à sa valeur optimale, quelles que soient les conditions de fonctionnement. En remarque des oscillations sur la courbe de la résistance estimée (ou le gain k_r) ceci est l'effet de la diminution de la résistance rotorique sur le flux rotorique, par conséquent, le couple moteur qu'est plus grand que celui de son augmentation d'après la fig.3.8.c.

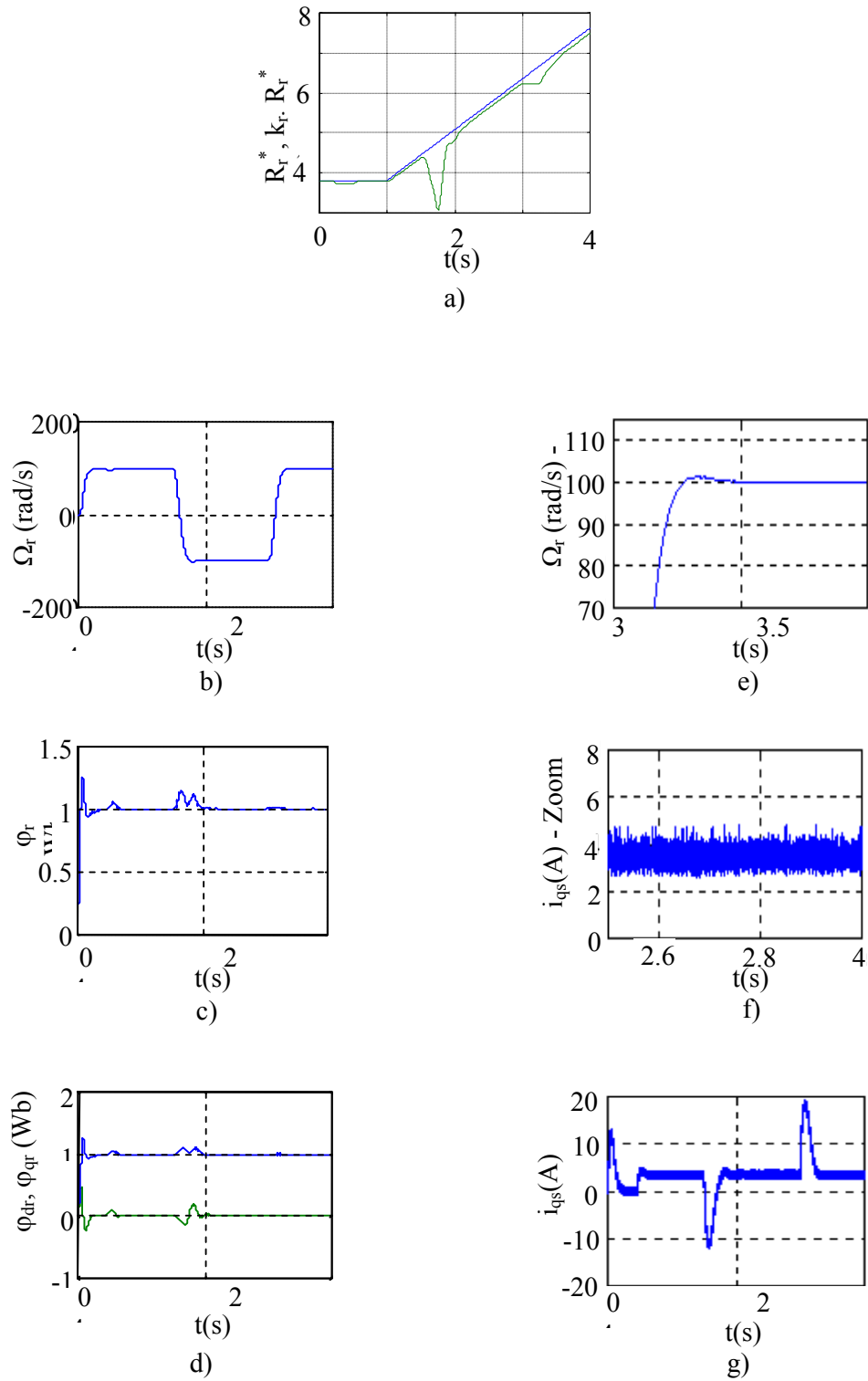


Fig.3.12 Performances du variateur avec adaptation floue de la résistance rotorique dans le cas d'une variation lente de la résistance rotorique

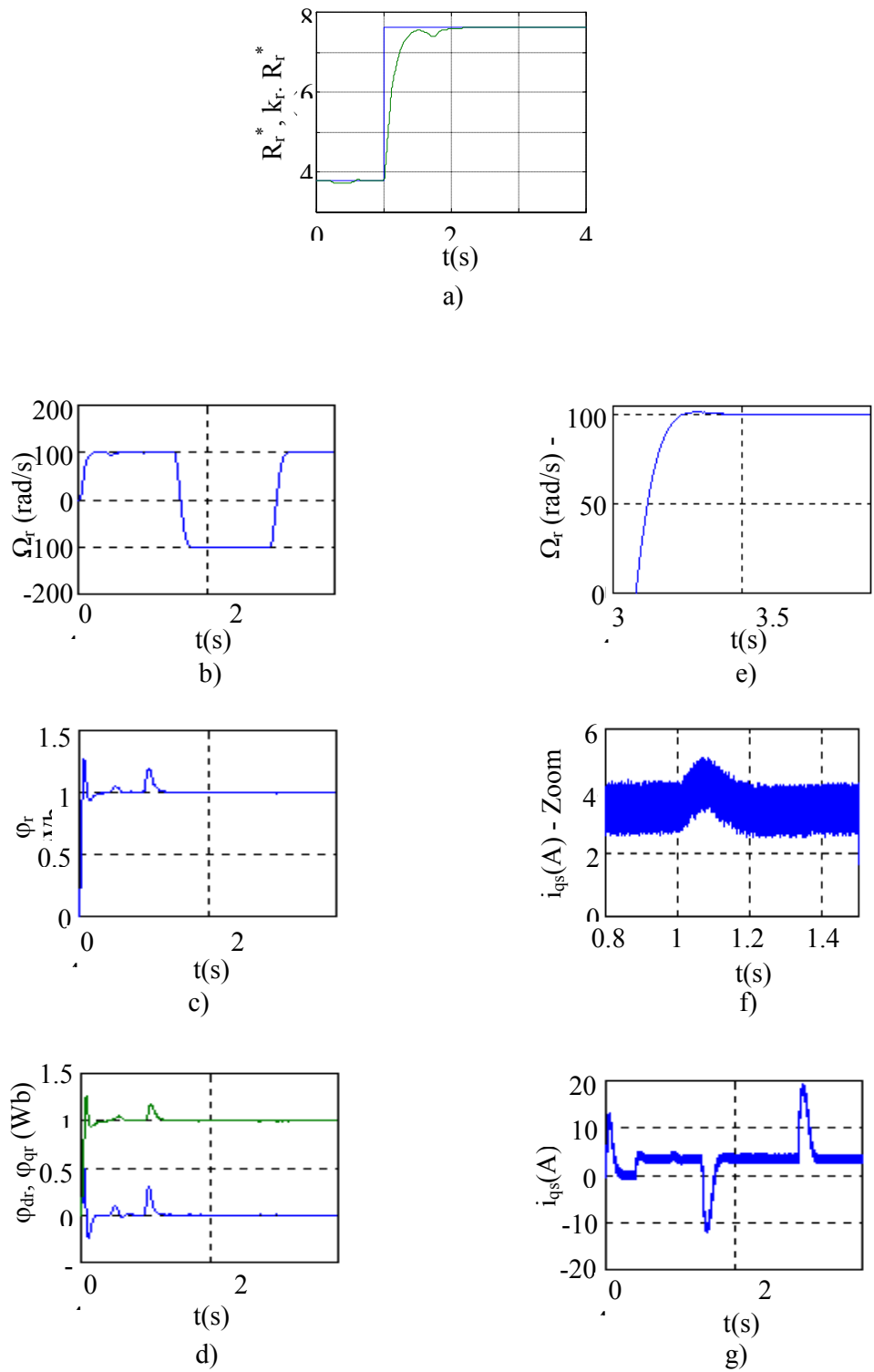


Fig.3.13 Performances du variateur avec adaptation floue de la résistance rotorique dans le cas d'une augmentation brusque de sa valeur

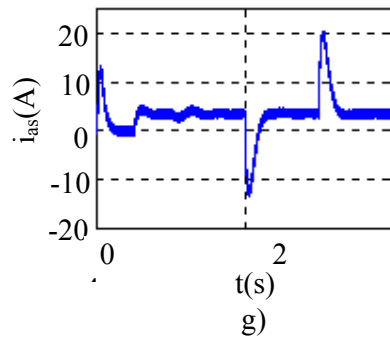
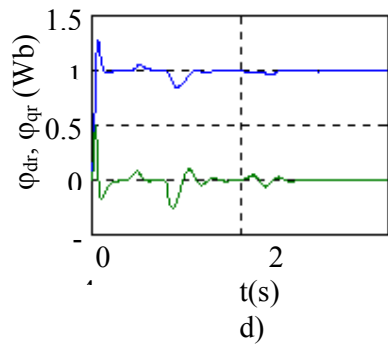
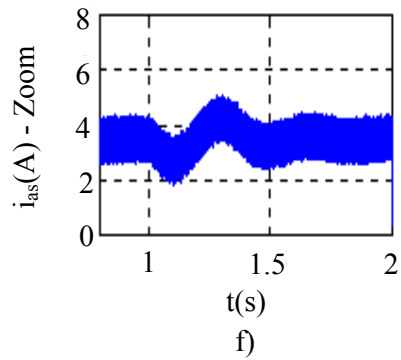
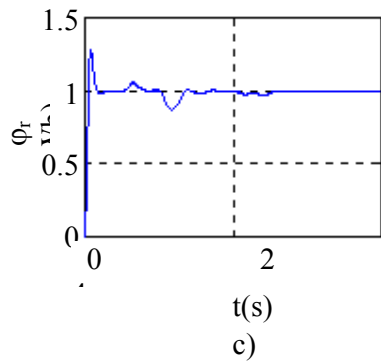
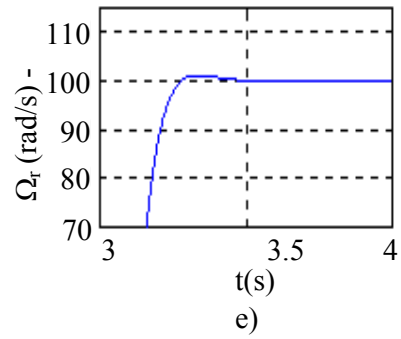
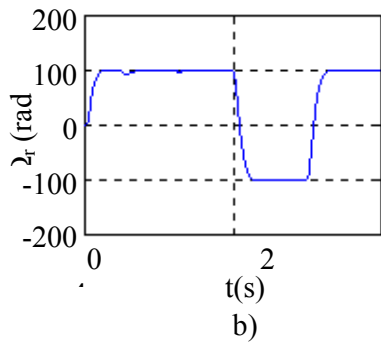
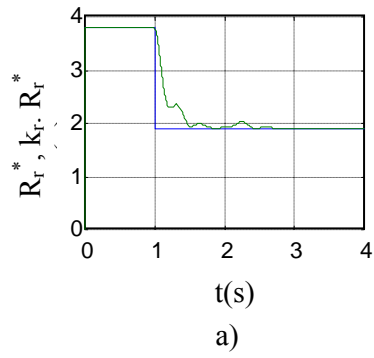


Fig.3.14 Performances du variateur avec adaptation floue de la résistance rotorique. Diminution brusque de la résistance rotorique

2.4. Adaptation floue en présence des pertes fer

L'objectif du système flou suggéré est de corriger la fréquence de glissement en se basant sur la déviation des composantes du flux rotorique. Cette déviation est estimée par la comparaison entre le flux estimé et le flux orienté. Sachant que le flux orienté est interprété par l'alignement du vecteur flux rotorique avec l'axe direct du repère tournant, autrement dit, $\varphi_{dr}^* = i_{ds}^* \cdot L_m$ et $\varphi_{qr}^* = 0$, par conséquent, en tenant compte des pertes fer, le système de référence doit être changé. En effet, la composante permettant le contrôle du flux n'est plus i_{ds} mais i_{dm} . De même, le couple n'est plus contrôlé par i_{qs} mais par i_{qm} . Ainsi, le mécanisme d'adaptation flou est appelé désormais à corriger la constante de temps de fuite rotorique T_{fr} , (voir fig.3.15). Après réarrangement et simplification des équations (2.24) et (2.26) du chapitre 2, on obtient la formule de la fréquence rotorique :

$$\omega_{sl}^* = \frac{1}{T_{fr}} \frac{i_{qm}^*}{i_{dm}^*} = \frac{R_r}{l_{fr}} \frac{i_{qm}^*}{i_{dm}^*} \quad (3.36)$$

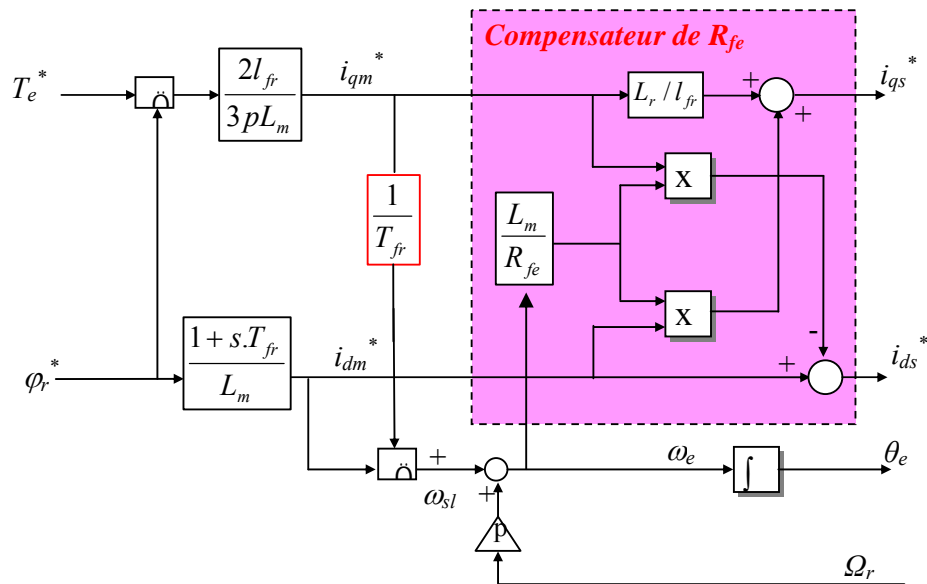


Fig.3.15 Présence de la résistance dans le nouveau contrôleur d'orientation de flux.

La fréquence de glissement générée par la fig.3.15 est adaptée par le mécanisme d'adaptation flou (fig. 3.9) tout en changeant ce qui suit :

- le modèle de référence devient $\varphi_r^* = \varphi_{dm}^* = i_{dm}^* \cdot L_m$ et $\varphi_{qr}^* = 0$; les gains d'adaptation G_{dr} et G_{qr} sont ajustés, également de telle sorte à maintenir les performances d'adaptation.
- le processus d'estimation des composantes du flux rotorique, (3.30) – (3.32) reste valable en présence des pertes fer [80]. Dans ce qui suit, nous allons le démontrer.

A partir du schéma équivalent (fig.2.3, chapitre 2), il est possible d'écrire dans le référentiel stationnaire :

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{cm}}{dt} + R_{fe} \cdot (i_{cs} + i_{cr} - i_{cm}) &= 0 \\ \frac{d\varphi_{\beta m}}{dt} + R_{fe} \cdot (i_{\beta s} + i_{\beta r} - i_{\beta m}) &= 0 \end{aligned} \quad (3.37)$$

Par ailleurs, de (2.21) du chapitre 2 et (3.37) on peut déduire les expressions de i_{cr} et $i_{\beta r}$

$$\begin{aligned} i_{cr} &= -\frac{1}{R_{fe}} \frac{d\varphi_{cm}}{dt} + \frac{\varphi_{cm}}{L_m} - i_{cs} \\ i_{\beta r} &= -\frac{1}{R_{fe}} \frac{d\varphi_{\beta m}}{dt} + \frac{\varphi_{\beta m}}{L_m} - i_{\beta s} \end{aligned} \quad (3.38)$$

En combinant (2.22) du chapitre 2 et (3.38), on peut exprimer les composantes du flux rotorique en fonction des composantes du flux magnétisant et du courant statorique seulement.

$$\begin{aligned} \varphi_{cr} &= -\frac{l_{fr}}{R_{fe}} \frac{d\varphi_{cm}}{dt} + \frac{L_r \varphi_{cm}}{L_m} - l_{fr} \cdot i_{cs} \\ \varphi_{\beta r} &= -\frac{l_{fr}}{R_{fe}} \frac{d\varphi_{\beta m}}{dt} + \frac{L_r \varphi_{\beta m}}{L_m} - l_{fr} \cdot i_{\beta s} \end{aligned} \quad (3.39)$$

La détermination des composantes de flux magnétisant se fait par l'estimation des composantes du flux statorique, obtenues en mesurant les courants et les tensions statoriques (voir équation 2.23 du chapitre 2).

$$\begin{aligned} \varphi_{cm} &= \varphi_{cs} - l_{fs} \cdot i_{cs} \\ \varphi_{\beta m} &= \varphi_{\beta s} - l_{fs} \cdot i_{\beta s} \end{aligned} \quad (3.40)$$

En remplaçant (3.40) dans (3.39) et en négligeant le terme $\frac{l_{fr}}{R_{fe}}$ et, étant donné que $l_{fr} \ll R_{fe}$, nous

obtenons les formules suivantes:

$$\begin{aligned}\varphi_{cr} &= \frac{L_r \varphi_{cs}}{L_m} - (l_{fr} + l_{fs} \frac{L_r}{L_m}) i_{cs} \\ \varphi_{br} &= \frac{L_r \varphi_{bs}}{L_m} - (l_{fr} + l_{fs} \frac{L_r}{L_m}) i_{bs}\end{aligned}\quad (3.41)$$

Autrement dit :

$$\begin{aligned}\varphi_{cr} &= \frac{L_r}{L_m} \left(\varphi_{cs} - (l_{fr} + l_{fs} \frac{L_m}{L_r}) i_{cs} \right) \\ \varphi_{br} &= \frac{L_r}{L_m} \left(\varphi_{bs} - (l_{fr} + l_{fs} \frac{L_m}{L_r}) i_{bs} \right)\end{aligned}\quad (3.42)$$

L'expression (3.42) et (3.32) sont identiques, car $l_{fr} = l_{fs}$, par conséquent :

$$l_{fr} + l_{fs} \cdot \frac{L_m}{L_r} = L_s \sigma \quad (3.43)$$

En effet, après l'obtention du flux statorique dans le repère tournant, en utilisant (3.31), le flux rotorique est estimé par (3.32). Ce mécanisme d'estimation diffère de celui, décrit précédemment par (3.30)-(3.32), par l'utilisation de l'angle de conversion obtenu après adaptation et compensation des pertes fer.

2.5. Simulation et interprétation

Afin de tester la validité du mécanisme d'adaptation flou de la résistance rotorique avec le nouveau contrôleur d'orientation de flux, une simulation a été faite sur le même variateur avec ce qui suit : démarrage direct avec sa charge nominale, introduction d'un désaccord effectué à l'instant t 0,6 secondes, ceci par l'augmentation de 100 % sur la résistance réelle du moteur et, finalement, par une inversion du sens de rotation à l'instant t=1,5 secondes. Les résultats de simulation obtenus, voir fig.3.16, montrent le comportement du variateur vis-à-vis des régimes cités ci-dessus. Le mécanisme d'adaptation flou, dont la stratégie d'action a été maintenue, a pu rétablir le découplage en présence des pertes fer. En effet, les fig.3.16.c et d, montrent l'alignement du flux rotorique sur l'axe direct et l'annulation de la composante en quadrature. La fréquence de glissement est adaptée de telle sorte à maintenir le découplage lorsque la résistance a été changée. Nous remarquons également que le couple du moteur suit le couple de référence, chose qui permet de conclure que le mécanisme d'adaptation flou reste valable avec le contrôleur d'orientation qui tient compte des pertes fer.

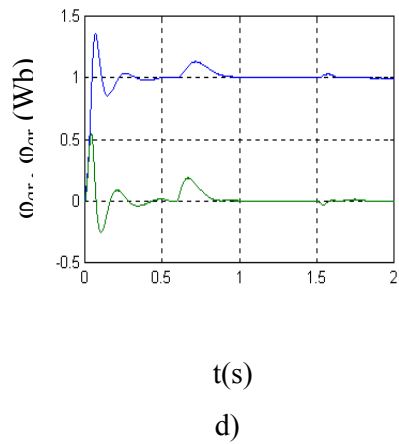
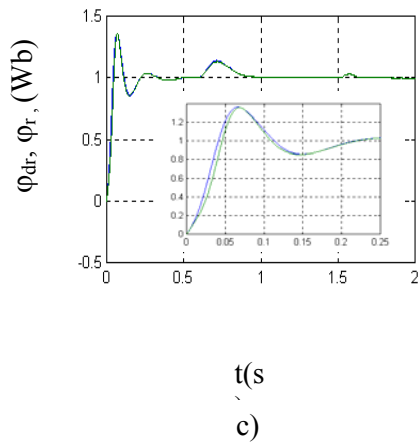
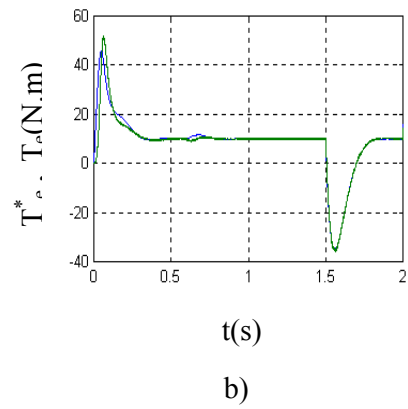
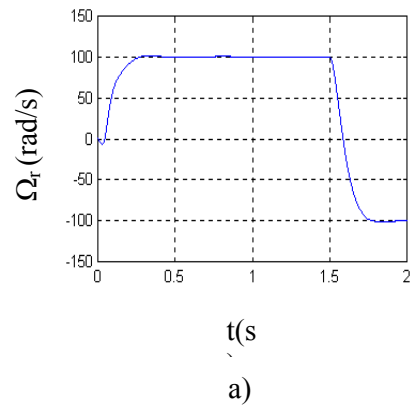


Fig.3.16 Adaptation de la résistance rotorique, en tenant compte des pertes fer.

- démarrage en charge avec échelon de vitesse de 100rad/s ;
- variation brusque de 100% sur R_r à $t=0.6s$;
- inversion de vitesse de rotation jusqu'à -100 rad/s après 1.5s.

3. Deuxième partie : Minimisation des Pertes

3.1. Introduction

Dans la première partie de ce chapitre, il a été démontré que la perte d'orientation du flux rotorique provoque l'augmentation des pertes joules statoriques et rotoriques et, par conséquent, la détérioration de l'efficacité du variateur du moteur asynchrone. Le mécanisme suggéré a pour tâche de maintenir le découplage et, par conséquent, maintenir les performances de réglage de vitesse, et l'efficacité de fonctionnement du moteur. Cette dernière est altérée par la charge entraînée également. En effet, lorsque le moteur entraîne une charge réduite comparativement à sa charge nominale, les pertes augmentent si le niveau de flux est maintenu. L'objectif de la section suivante est la détermination du niveau de flux permettant un fonctionnement avec le minimum de pertes lorsque la charge entraînée est variable.

3.2. Loi d'optimisation

La question qui se pose, lorsque il s'agit de minimiser les pertes de la machine, sachant que cette dernière est contrôlée par la méthode à flux rotorique orienté, est la suivante: quelle valeur doit-on donner au flux rotorique de référence permettant d'avoir un fonctionnement optimal de la machine sans pour autant influencer les performances du réglage de vitesse ou le découplage. Pour répondre à cette interrogation, un mécanisme d'optimisation est élaboré, son principe est d'exprimer les pertes totales dans la machine [52] (y compris les pertes fer), en fonction du flux rotorique, du couple électromagnétique et de la pulsation statorique. La dérivée de cette fonction par rapport au flux rotorique permet de trouver la valeur optimale du flux en fonction du couple (T_e) et la pulsation statorique (ω_s). Cette valeur minimise notre fonction objective à savoir, les pertes totales [52].

En régime permanent, les pertes totales dans le moteur à induction peuvent être évaluées à partir du schéma équivalent de la machine à induction ramené au stator présenté sur la fig.3.17 [18]. Ce schéma est obtenu à partir du schéma équivalent en régime dynamique et statique sur les deux axes du repère tournant, (fig. 1.7, chapitre1). Etant donné que les termes dynamiques sont ignorés, la fig.3.7 peut être réduite à celui de la fig.3.17. Les pertes totales représentent évidemment la somme des pertes par effet Joule (rotoriques et statoriques) et des pertes fer. Par conséquent :

$$\begin{aligned}
 \Delta P_s &= R_s \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \\
 \Delta P_r &= R_r \cdot (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \\
 \Delta P_{fe} &= R_{fe} \cdot (I_{fe})^2 = R_{fe} \cdot \left(\frac{L_m \omega_s}{R_{fe}} \cdot I_m \right)^2
 \end{aligned}
 \tag{3.44}$$

Avec :

ΔP_s : pertes par effet Joule statoriques ;

ΔP_r : pertes par effet Joule rotoriques ;

ΔP_{fer} : pertes fer.

ΔP : pertes totales

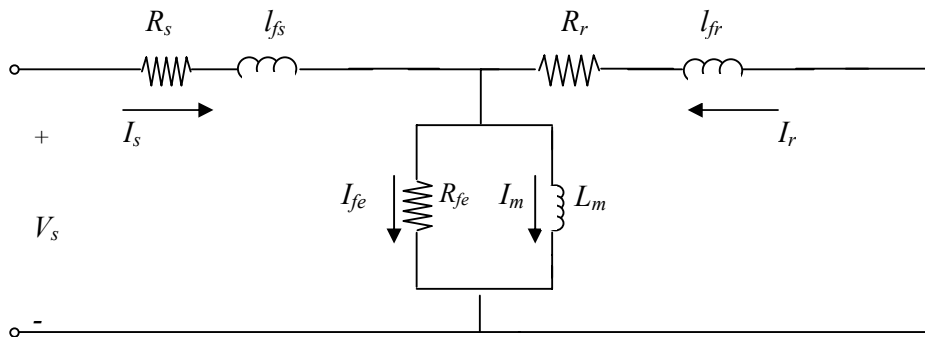


Fig.3.17 Circuit équivalent en régime permanent de la machine à induction ramené au stator en tenant compte des pertes fer

Sachant que la machine est découplée, alors :

$$T_{fr} \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = \varphi_{dm}
 \tag{3.45}$$

Nous remplaçons dans (3.45) la différence $(\varphi_r - \varphi_{dm})$ par $l_{fr} \cdot i_{dr}$ et on trouve :

$$T_{fr} \frac{d\varphi_r}{dt} + l_{fr} \cdot i_{dr} = 0
 \tag{3.46}$$

Par conséquent et, par simplification du terme l_{fr} , on peut écrire :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} + R_r i_{dr} = 0 \quad (3.47)$$

En régime permanent, le niveau du flux est maintenu constant par le mécanisme d'adaptation fluide, élaboré précédemment. L'équation (3.47) peut être simplifiée davantage :

$$R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (3.48)$$

En outre, le découplage de la machine est basé sur l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique, chose qui permet d'écrire :

$$\varphi_{qr} = 0 \Rightarrow l_{fr} i_{qr} + L_m i_{qm} = 0 \quad (3.49)$$

D'où :

$$i_{qr} = \frac{-L_m}{l_{fr}} i_{qm} \quad (3.50)$$

Nous venons de définir les composantes du courant rotorique, inaccessible état, en fonction des autres variables. Si on remplace (3.48) et (3.50) dans les équations des pertes (3.44), on trouvera ce qui suit :

$$\begin{aligned} \Delta P &= P_s + P_r + P_{fer} \\ &= R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r \left(\frac{L_m^2}{l_{fr}^2} i_{qm}^2 \right) + \frac{L_m^2 \omega_s^2}{R_{fe}} (i_{dm}^2 + i_{qm}^2) \end{aligned} \quad (3.51)$$

En substituant les composantes i_{ds} et i_{qs} par leur expressions, obtenues par compensation des pertes fer (équations 2.31, chapitre 2), dans (3.51), cette dernière peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \Delta P &= R_s \left(\frac{1}{L_m} \varphi_r - \frac{\omega_s L_m}{R_{fe}} i_{qm} \right)^2 + R_s \left(\frac{\omega_s}{R_{fe}} \varphi_r + \frac{L_r}{l_{fr}} i_{qm} \right)^2 + \\ &R_r \left(\frac{L_m^2}{l_{fr}^2} i_{qm}^2 \right) + \frac{L_m^2 \omega_s^2}{R_{fe}} (i_{dm}^2 + i_{qm}^2) \end{aligned} \quad (3.52)$$

Autrement dit:

$$\begin{aligned}
\Delta P = & \left[\frac{R_s}{L_m^2} + \frac{\omega_s^2 R_s}{R_{fe}^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{fe}} \right] \cdot \varphi_r^2 \\
& + \left[R_s \cdot \frac{\omega_s^2}{R_{fe}^2} \cdot L_m^2 + R_s \cdot \frac{L_r^2}{l_{fr}^2} + R_r \cdot \frac{L_m^2}{l_{fr}^2} + L_m^2 \frac{\omega_s^2}{R_{fe}} \right] i_{qm}^2 \\
& + \left[\frac{2 \cdot R_s \cdot L_r \cdot \omega_s}{l_{fr} \cdot R_{fe}} - \frac{2 \cdot R_s \omega_s}{R_{fe}} \right] i_{qm} \cdot \varphi_r
\end{aligned} \tag{3.53}$$

Nous remplaçons, également, i_{qm} par $\frac{l_{fr}}{p \cdot L_m} \cdot \frac{T_e}{\varphi_r}$, dans l'expression (3.53), pour aboutir à une expression des pertes totales mettant en évidence le flux rotorique (φ_r), le couple électromagnétique (T_e) et la pulsation statorique (ω_s).

$$\begin{aligned}
\Delta P = & \left[\frac{R_s}{L_m^2} + \frac{\omega_s^2 R_s}{R_{fe}^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{fe}} \right] \cdot \varphi_r^2 \\
& + \left[R_s \cdot \frac{\omega_s^2}{R_{fe}^2} \cdot L_m^2 + R_s \cdot \frac{L_r^2}{l_{fr}^2} + R_r \cdot \frac{L_m^2}{l_{fr}^2} + L_m^2 \frac{\omega_s^2}{R_{fe}} \right] \frac{l_{fr}^2}{p^2 L_m^2} \frac{T_e^2}{\varphi_r^2} \\
& + \left[\frac{2 \cdot R_s \cdot L_r \cdot \omega_s}{l_{fr} \cdot R_{fe}} - \frac{2 \cdot R_s \omega_s}{R_{fe}} \right] i_{qm} \cdot \varphi_r
\end{aligned} \tag{3.54}$$

L'expression (3.54) peut être simplifiée encore:

$$\begin{aligned}
\Delta P = & \left[\frac{R_s}{L_m^2} + \frac{\omega_s^2 R_s}{R_{fe}^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{fe}} \right] \cdot \varphi_r^2 \\
& + \left[R_s \cdot \frac{\omega_s^2 \cdot l_{fr}^2}{R_{fe}^2 \cdot p^2} + R_s \cdot \frac{L_r^2}{p^2 \cdot L_m^2} + \frac{R_r}{p^2} + l_{fr}^2 \frac{\omega_s^2}{p^2 \cdot R_{fe}} \right] \frac{T_e^2}{\varphi_r^2} \\
& + \left[\frac{2 \cdot R_s \cdot L_r \cdot \omega_s}{l_{fr} \cdot R_{fe}} - \frac{2 \cdot R_s \omega_s}{R_{fe}} \right] i_{qm} \cdot \varphi_r
\end{aligned} \tag{3.54}$$

Etant donné que T_e est proportionnel au produit i_{qm} et φ_r , alors (3.54) deviendra :

$$\begin{aligned}
\Delta P = & a \cdot \varphi_r^2 \\
& + \left[R_s \cdot \frac{\omega_s^2 \cdot l_{fr}^2}{R_{fe}^2 \cdot p^2} + R_s \cdot \frac{L_r^2}{p^2 \cdot L_m^2} + \frac{R_r}{p^2} + l_{fr}^2 \frac{\omega_s^2}{p^2 \cdot R_{fe}} \right] \frac{T_e^2}{\varphi_r^2} \\
& + b \cdot T_e
\end{aligned} \tag{3.55}$$

Finalement :

$$\Delta P = a\varphi_r^2 + b.T_e + c.\left(\frac{T_e}{\varphi_r}\right)^2 \quad (3.56)$$

Avec :

$$a = \left(\frac{R_s}{L_m^2} + (R_s + R_{fe}) \cdot \frac{\omega_s^2}{R_{fe}^2}\right)$$

$$b = 2.R_s \cdot \frac{\omega_s}{R_{fe}}$$

$$c = \frac{R_s.L_2^2}{p^2.L_m^2} + \frac{R_r}{p^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{fe}^2} \cdot \left(\frac{R_s}{p^2} + R_{fe} \cdot \frac{l_f^2}{p^2}\right)$$

L'expression (3.56) permet de soulever un point important, à savoir : les pertes (électriques et de fer) dans la machine asynchrone sont fonction de l'état magnétique, les conditions de charges représentées par le couple et la taille de la machine. Le dernier concept est exprimé par le quotient couple moteur sur le niveau de flux, autrement dit, ce rapport est proportionnel à β défini précédemment. Du point de vue mathématique, l'expression (3.56) est la fonction objective. Il est clair, qu'elle est une fonction d'autres paramètres que le flux et le couple, à savoir la vitesse électrique ω_s (fonction de la vitesse rotorique et la fréquence de glissement) et les paramètres électriques et magnétiques de la machine. Par conséquent, minimiser cette fonction revient à calculer la dérivée partielle par rapport à la variable qu'on désire ajuster. On ne peut pas ajuster le couple électromagnétique, car il dépend directement de la vitesse et les conditions de charge du moteur. Quant au flux rotorique, il est indépendamment contrôlé et fixé par la méthode vectorielle par orientation du flux. Cette valeur de flux s'obtient par l'annulation de la dérivée de la fonction objective. Formellement :

$$\frac{\partial(\Delta P)}{\partial \varphi_r} = 0 \Rightarrow 2.a.\varphi_r - 2.c.T_e^2 \cdot \frac{1}{\varphi_r^3} = 0$$

D'où :

$$\varphi_r = \lambda \cdot \sqrt{|T_e|} \quad (3.57)$$

Avec : $\varphi_r \leq \varphi_m$

$$\lambda = \sqrt{\sqrt{\frac{c}{a}}} = \sqrt[4]{\frac{c}{a}}$$

Dans ce cas, le flux rotorique (ou le courant i_{dm}) de commande obtenu est fonction des paramètres de la machine $\lambda = f(L_m, L_r, I_{fr}, R_s, R_r, R_{fe})$, la valeur du couple électromagnétique (T_e) et la pulsation statorique (ω_s). Cette relation, représentée par la fig. 3.18, détermine le point de fonctionnement optimal défini par le niveau de flux rotorique nécessaire, le couple électromagnétique du moteur et la vitesse de la machine ($\omega_s = \omega_{sl} + p \cdot \Omega_r$).

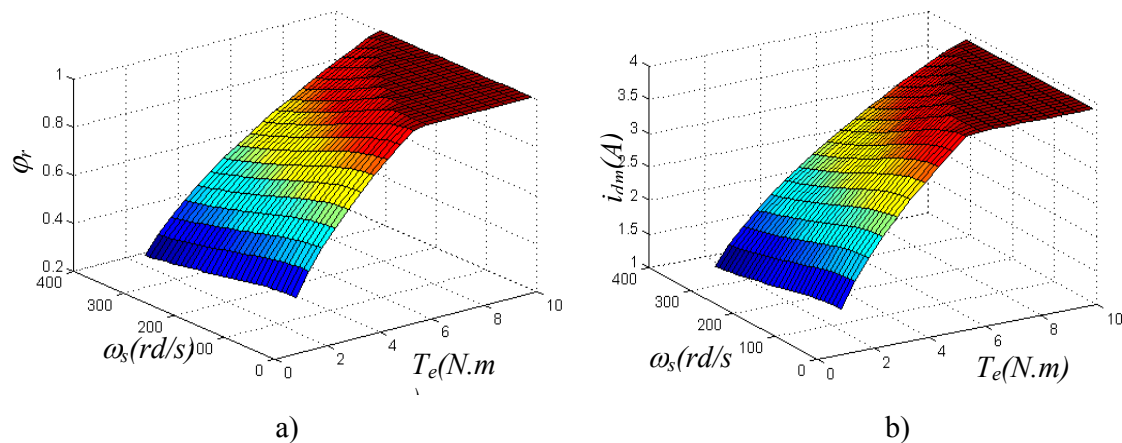


Fig.3.18 Loi de fonctionnement avec minimum de pertes par rapport au :

- a) flux rotorique de commande (ϕ_r) ;
- b) courant magnétisant de commande (i_{dm}).

L'introduction de ce mécanisme afin de déterminer le niveau de flux rotorique optimal, permet de modifier le schéma de la commande tel qu'il est illustré par la fig. 3.19. La valeur générée par ce mécanisme est la valeur de référence pour le bloc d'orientation de flux qui, à son tour, comprend le mécanisme d'adaptation flou et le mécanisme de compensation des pertes fer.

Etant donné que la loi d'optimisation obtenue (3.57) est basée sur le schéma équivalent de la machine en régime permanent, par conséquent, cette loi n'est pas valable en régime dynamique. A titre d'exemple, la valeur générée en régime dynamique à petites charges peut être insuffisante pour réaliser une inversion de rotation.

Cependant, lors des régimes transitoires, le flux nominal doit être restauré, ce qui permet de suggérer le mécanisme illustré par la fig.3.20. Ce dernier permet le passage d'un régime à un autre. Durant les régimes dynamiques, en partant du démarrage de la machine, le flux rotorique de référence est maintenu à sa valeur nominale afin d'avoir un couple maximal, tandis que, en régime permanent, le mécanisme est appelé à générer la valeur de flux convenable.

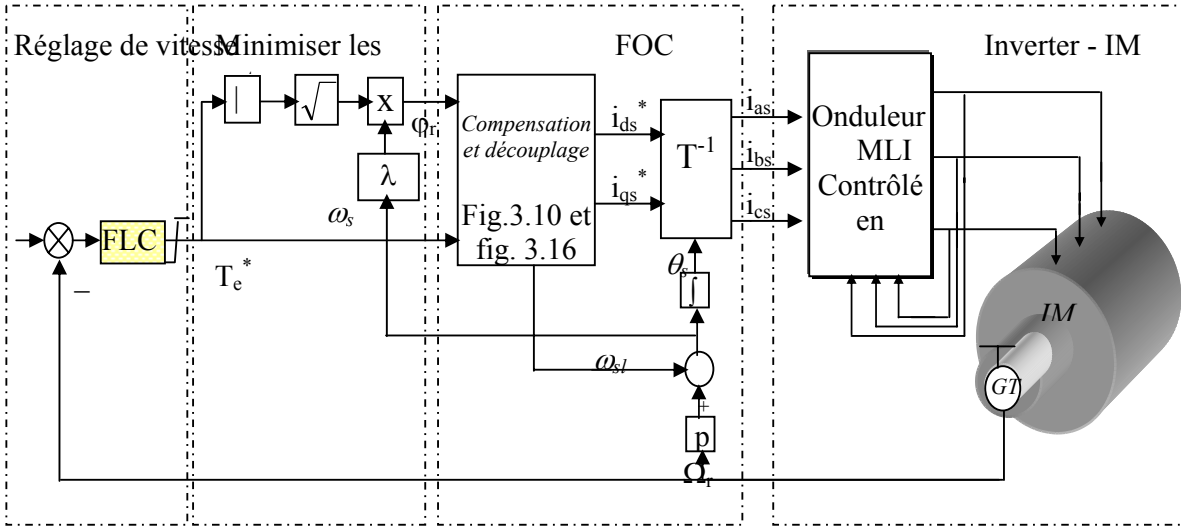


Fig.3.19 Schéma bloc de la commande indirecte à flux rotorique orienté avec optimisation des pertes totales

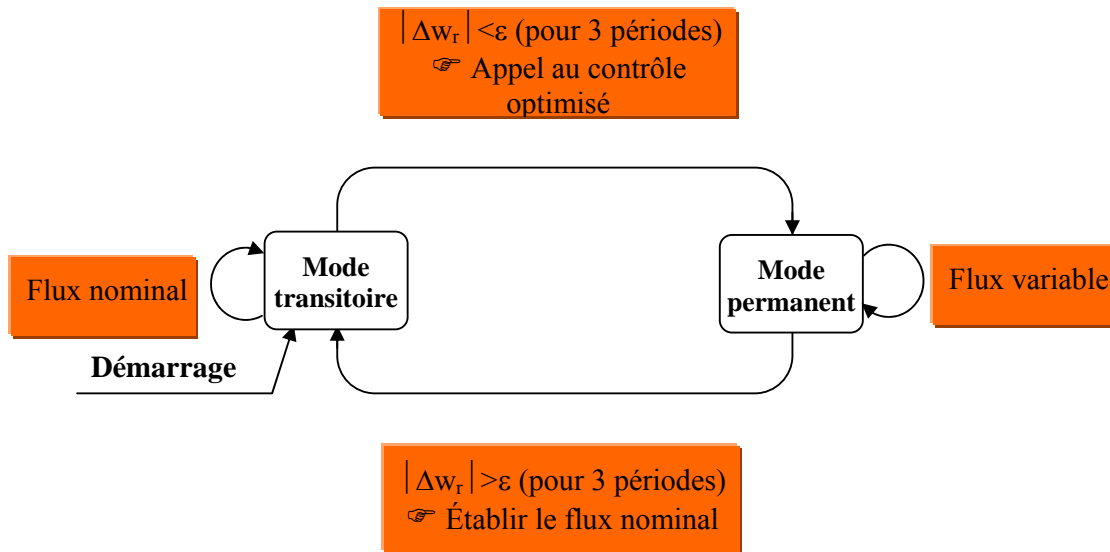


Fig.3.20 Le transit entre les deux modes de fonctionnement, flux constant et variable.

Le transit entre les deux modes est contrôlé par la variation de la vitesse. Si la variation est inférieure à une certaine précision durant quelques périodes de fonctionnement, le mode à flux variable est appliqué, sinon le flux reprend sa valeur nominale. La valeur de précision est obtenue par la technique « *essai & erreur* ».

3.3. Adaptation et minimisation de pertes

L'expression (3.57), obtenue par application du principe d'optimisation des fonctions analytiques, détermine le niveau de flux de la machine permettant d'avoir un fonctionnement avec un minimum de pertes. Dans la littérature technique, cette méthode est désignée par l'appellation minimisation des pertes de puissance à base de model (*Model-based power loss minimisation*) [1, 51, 71]. Par conséquent, notre contribution consiste en la quantification des pertes de la machine asynchrone, à savoir pertes par effet Joule statoriques, rotoriques et pertes dans le fer. Connaissant le couple, la vitesse rotorique avec la fréquence de glissement, la valeur optimale du flux rotorique est générée par le bloc de minimisation de pertes, d'autres paramètres participent, cependant, à ce calcul ; les plus primordiaux sont les résistances statorique et rotorique. Dans la présente thèse on s'est limité à l'adaptation de la résistance rotorique. Toutefois, l'effet d'une variation importante de l'ordre de 100% sur la valeur de la résistance statorique provoque une erreur inférieure à 0,25A sur le courant magnétisant de référence, valeur que nous avons jugée tolérable. Cette erreur est considérable lorsque le couple moteur devient comparable avec le couple nominal (cas d'inversion de vitesse de rotation ou d'application de charge, etc.), cette valeur d'erreur est évitée par le fait que le flux nominal est rétabli lorsque le couple de charge est proche de la valeur nominale. En ce qui concerne la résistance rotorique, le mécanisme d'adaptation qui actualise la fréquence de glissement en cas de variation de la résistance rotorique, peut fournir le gain de variation k_r . En effet, la résistance rotorique R_r est remplacée, dans l'expression (3.57), par $k_r.R_r^*$. On trouve finalement : une loi d'optimisation fonction des paramètres suivants :

- le couple électromagnétique (T_e) ;
- la pulsation statorique (ω_s) ;
- le gain de variation de la résistance rotorique (k_r).

Nous remarquons également que le mécanisme de minimisation nécessite la connaissance des conditions de charge, à savoir le couple moteur. En effet, l'idée d'utiliser un capteur de couple paraît possible mais ses inconvénients sont évidents, (des conséquences indésirables se répercutent sur le coût et la robustesse du variateur par l'ajout d'un capteur de couple, etc.) Pour cette raison et, étant donné que le couple développé par le moteur (T_e) est le même que celui de la référence (T_e^*), si les pertes fer sont compensées, par conséquent, le capteur est remplacé simplement par la sortie du régulateur flou de vitesse qui génère le couple de référence, voir chapitre 2, chose qui simplifie considérablement le système d'entraînement, voir fig. 3.22.

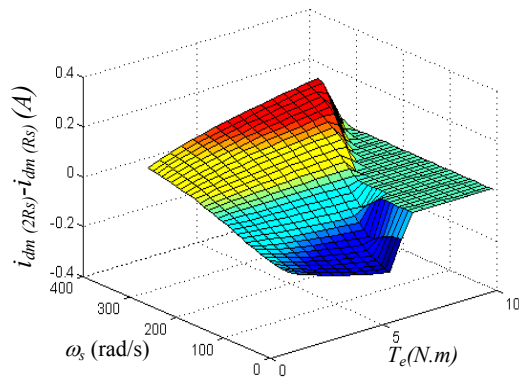


Fig.3.21 L'influence d'une variation de 100% de la résistance statorique sur la valeur du courant de commande optimisé

4. Simulations et interprétations

Deux mécanismes ont été élaborés, l'un pour l'adaptation de la résistance rotorique et l'autre pour le calcul optimal de niveau du flux pour un fonctionnement rationnel du variateur. Le plus important est que chacun utilise la sortie de l'autre. En effet, le mécanisme d'optimisation nécessite le gain k_r et la vitesse ω_s , qui sont générés par le mécanisme d'adaptation flux. Ce dernier a besoin, à son tour, de la valeur du flux de référence qui est générée par le mécanisme d'optimisation ; cette valeur ne reflète le niveau de flux nécessaire pour le fonctionnement optimisé que lorsque les pertes fer sont compensées. Autrement dit, si les pertes fer ne sont pas compensées, ceci engendre une erreur entre le couple de référence et le couple moteur et, par conséquent, l'optimisation est erronée. Cette architecture est récapitulée par la fig. 3.22.

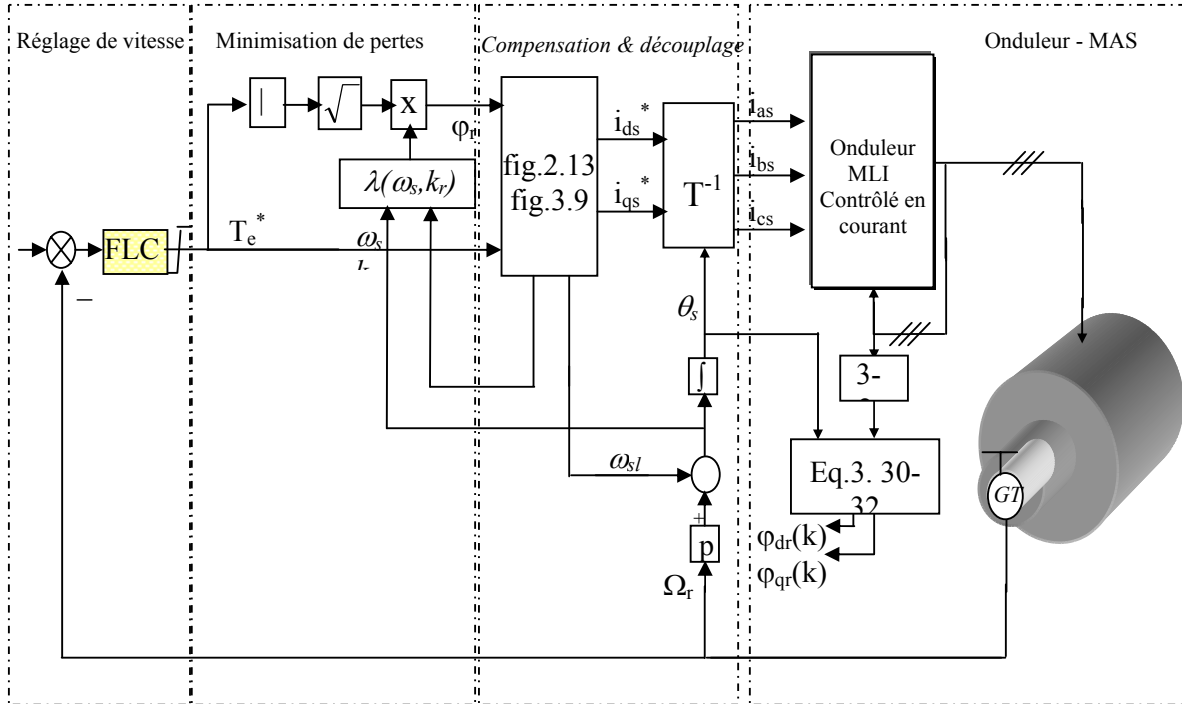


Fig.3.22 Schéma global de la commande indirecte à flux rotorique orienté optimisée en tenant compte des pertes fer (optimisation, compensation et adaptation)

Dans cette section, nous allons simuler cette architecture afin de valider la co-existence des deux mécanismes. Dans l'objectif de mieux comparer les résultats, nous allons considérer quatre types de conditions de fonctionnement, à savoir :

1. Commande vectorielle indirecte à flux constant ;
2. Commande vectorielle indirecte à flux variable (optimisation) ;
3. Commande vectorielle indirecte avec optimisation et adaptation de R_r ;
4. Commande vectorielle indirecte optimisée avec rétablissement de la charge.

Il est à signaler que l'élimination des harmoniques, que contiennent les courants statoriques, est effectuée par des filtres Passe-bas de fréquence de coupure de 1kHz [97].

4.1. Contrôle indirect à flux constant

La fig. 3.23 montre les courbes de simulation de la commande vectorielle avec niveau de flux fixé à sa valeur nominale. Le découplage est assuré entre le flux et le couple par le contrôleur d'orientation de flux modifié (fig. 3.10). Par conséquent, le flux rotorique est maintenu à sa valeur nominale (fig. 3.23.d et c) ; de même, le courant statorique direct prend sa valeur correspondante (i_{ds}

= 3.867A). A l'instant $t = 2s$ le couple de charge est réduit à 35% de la valeur nominale, le courant statorique transverse décroît jusqu'à la valeur 0.822A et le courant statorique direct est toujours maintenu constant (fig. 3.23.e et f), ce qui engendre un courant statorique de module $I_s = 3.956A$ (fig.3.23.g).

Il y'a lieu de constater clairement à partir de l'instant $t=2s$ que le fonctionnement à faible charge (surexcitation), suite à la diminution de la valeur du couple résistant, est caractérisé par la différence entre les courbes des composantes du courant statorique fig. 3.23.e. En effet, d'après la fig. 3.3, un moteur d'une telle puissance doit satisfaire à tout moment un rapport entre le courant transverse et direct, égal approximativement à l'unité, ce qui n'est pas le cas avec la commande vectorielle à flux fixe. Ceci provoque un fonctionnement avec rapport couple – courant statorique faible et appel inutile d'une puissance réactive excessive (courant magnétisant fixé par le niveau de flux), par conséquent, augmentation des pertes par effet Joule dues au maintien du courant statorique, chose qui se traduit par une dégradation de l'efficacité.

4.2. Contrôle indirect à flux variable

L'introduction du mécanisme d'optimisation a permis d'augmenter l'efficacité du système davantage dans le cas de faibles charges. Ceci tient au fait que la diminution du couple de charge est accompagnée par la réduction du flux rotorique (fig. 3.26.c) sans pour autant affecter l'orientation de ce dernier ou le découplage (fig. 3.24.d.) En effet, le courant sur l'axe direct est réduit à la valeur ($i_{ds} = 2.320A$) et on enregistre aussi une augmentation du courant sur l'axe transverse, (voir fig.3.24.e) pour compenser la chute du couple [94] ($i_{qs} = 2.02A$); cette augmentation est provoquée par le régulateur de vitesse qui génère le couple de référence (l'image du courant transverse). A cet effet, le module du courant statorique est réduit à la valeur $I_s = 3.076A$ (inférieur à la valeur avec fonctionnement à flux constant 3.956A), (voir fig. 3.24.f et g), ceci sans affecter les performances de réglage de vitesse évidemment (fig.3.24.a).

Sous un autre angle, le mécanisme de minimisation des pertes génère la valeur de flux (courant magnétisant) de sorte à satisfaire un rapport égal à l'unité entre le courant statorique transverse et direct, ceci correspond au fonctionnement rationnel pour les machines de petites puissances, une constatation expliquée davantage par la fig.3.3 et montrée par certains auteurs [94, 51]. Dans le but de tester cette constatation, d'autres simulations ont été faites en considérant des fonctionnements à différents faibles couples de charge. Les fig. 3.25 et fig.3.26 montrent les réponses du variateur, respectivement, lors d'une diminution de 50% et de 80% sur le couple de charge comparativement au couple nominal.

En terme de puissance consommée, la fig.3.27 montre que le mécanisme élaboré a permis de réaliser une économie de consommation. Ce fonctionnement correspond au couple de charge ayant une valeur de 35% de la charge nominale. La puissance instantanée est mesurée à l'entrée de l'onduleur (grandeurs continues) suivant la formule suivante :

$$P_d = U_d \cdot I_d = U_d \cdot (f_1 i_{as} + f_2 i_{bs} + f_3 i_{cs}) \quad (3.58)$$

Avec f_1, f_2, f_3 les fonctions logiques de commandes de interrupteurs de l'onduleur MLI et U_d la tension continue à son entrée.

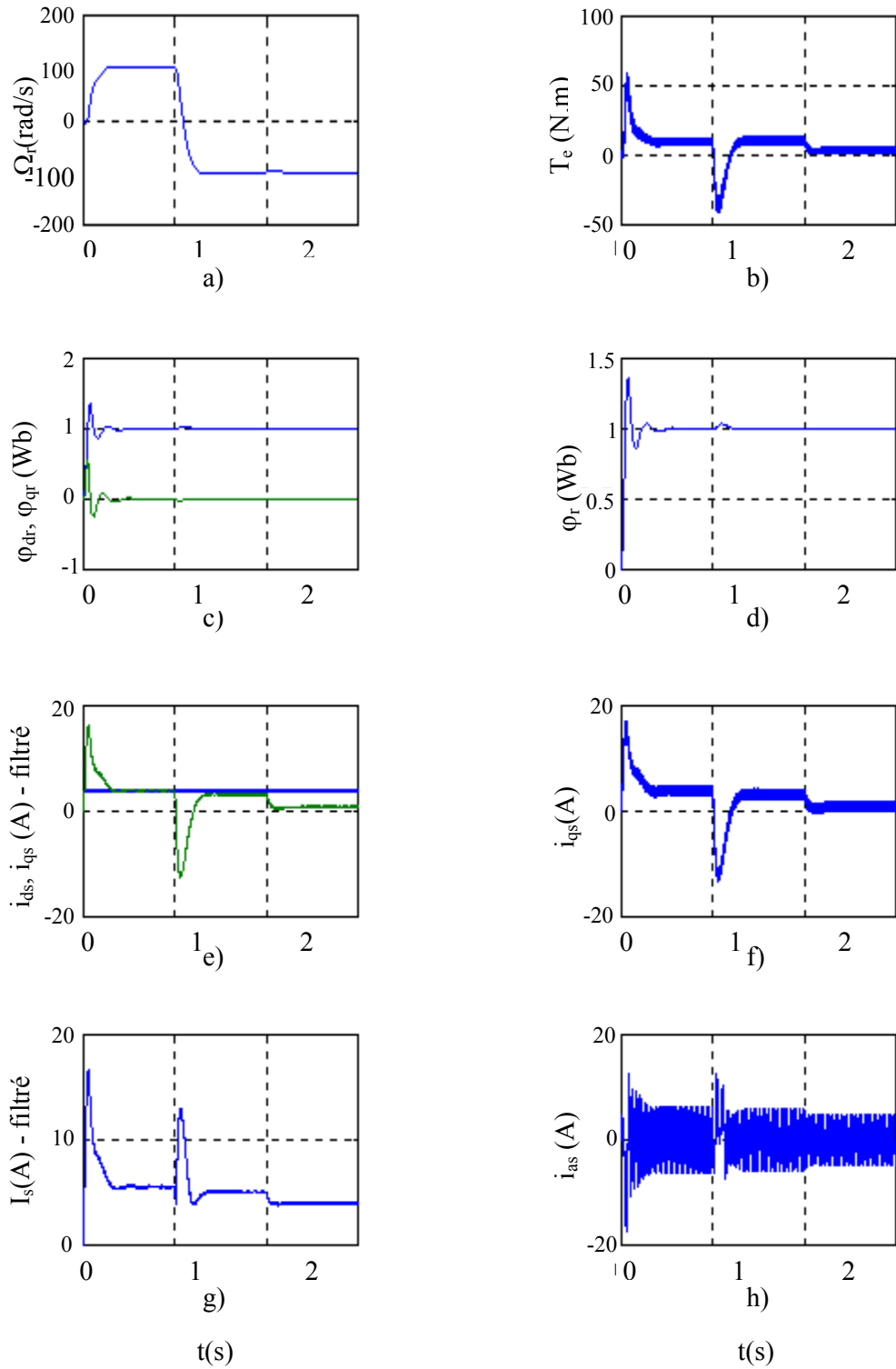


Fig.3.23 Contrôle vectoriel indirect à flux constant et résistance rotorique constante (inversion du sens de rotation à t=1s et diminution de la charge à 35% T_n à t=2s)

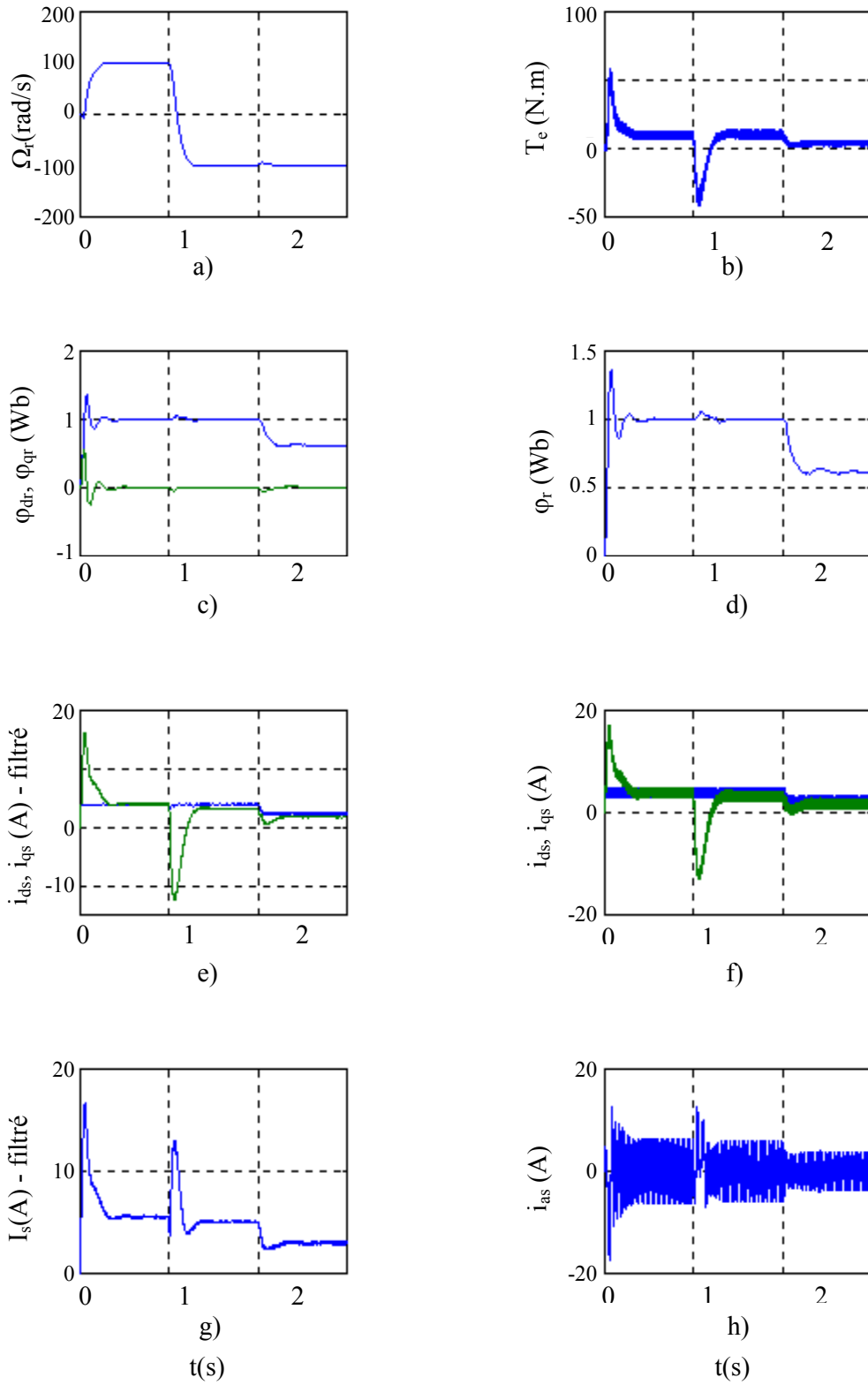


Fig.3.24 Contrôle vectoriel indirect à flux variable (mécanisme d'optimisation activé) et résistance rotorique constante (Inversion du sens de rotation à $t=1$ s et diminution de la charge à $35\%T_n$ à $t=2$ s)

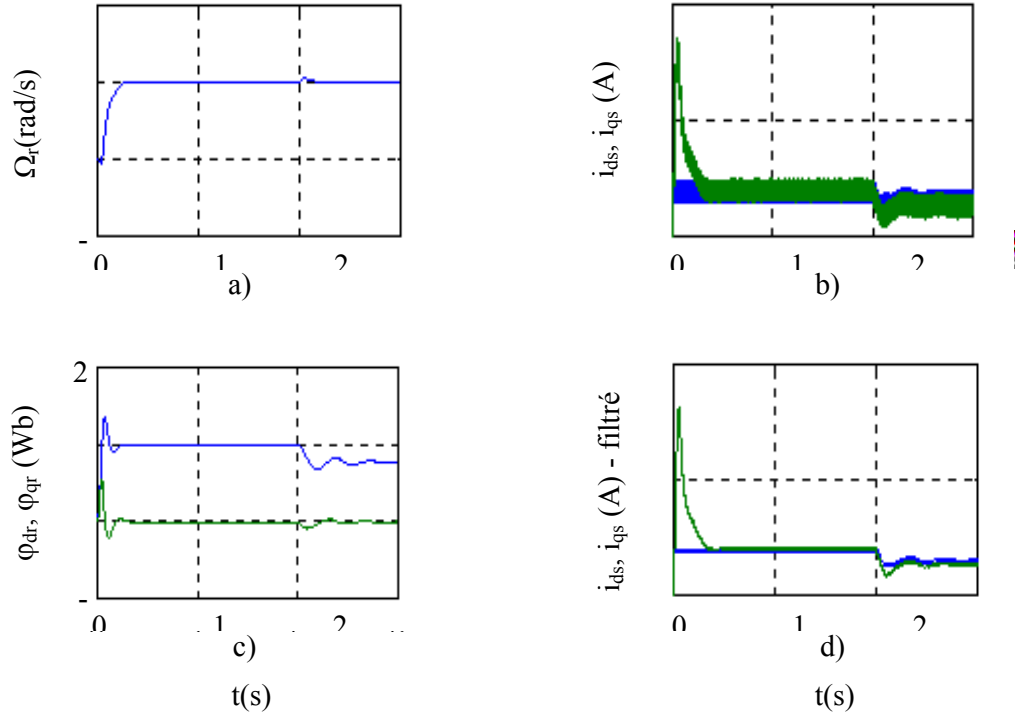


Fig.3.25 Optimisation de la commande vectorielle à faible charge en tenant compte des pertes fer, avec une diminution jusqu'à 50% de T_n à $t = 2$ s

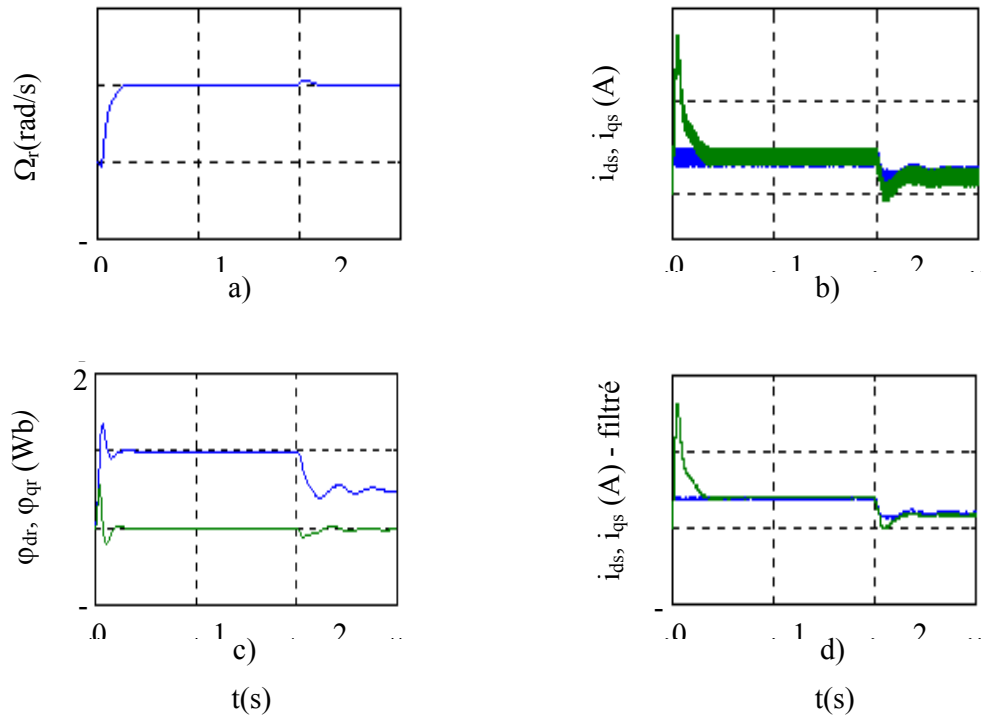


Fig.3.26 Optimisation de la commande vectorielle à faible charge en tenant compte des pertes fer, avec une diminution jusqu'à 20% de T_n à $t = 2$ s

La fig. 3.27 met en évidence la différence entre la puissance moyenne consommée à flux variable (cas de minimisation de pertes) et à flux constant (méthode vectorielle classique) pour une plage de variation du couple de charge allant de 10% jusqu'à 100%. En effet, lorsque le moteur à induction fonctionne avec des charges proches du couple nominal, plus de 70% d'après la fig. 3.28, le mécanisme de minimisation suggéré n'apporte rien en termes d'économies d'énergie. Cependant, à faibles charges, le gain de puissance est très évident en comparant les deux courbes de puissance obtenues sans et avec mécanisme de minimisation des pertes.

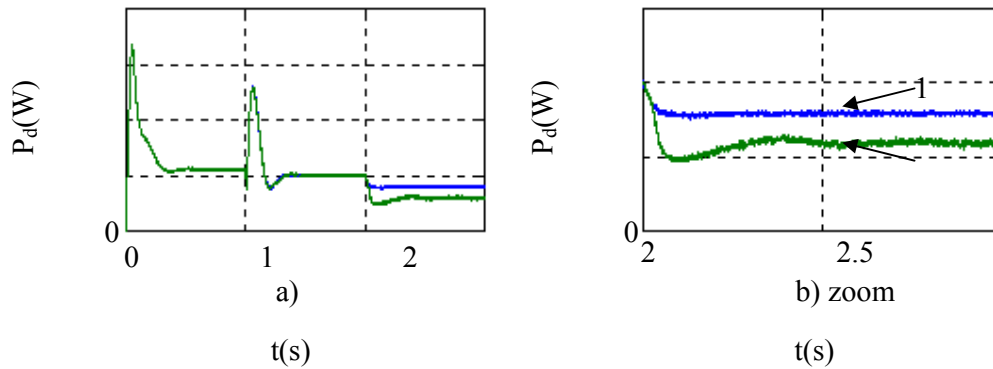


Fig.3.27 Puissance instantanée à l'entrée de l'onduleur d'alimentation du moteur à induction

- 1) fonctionnement à flux constant ;
- 2) fonctionnement à flux variable.

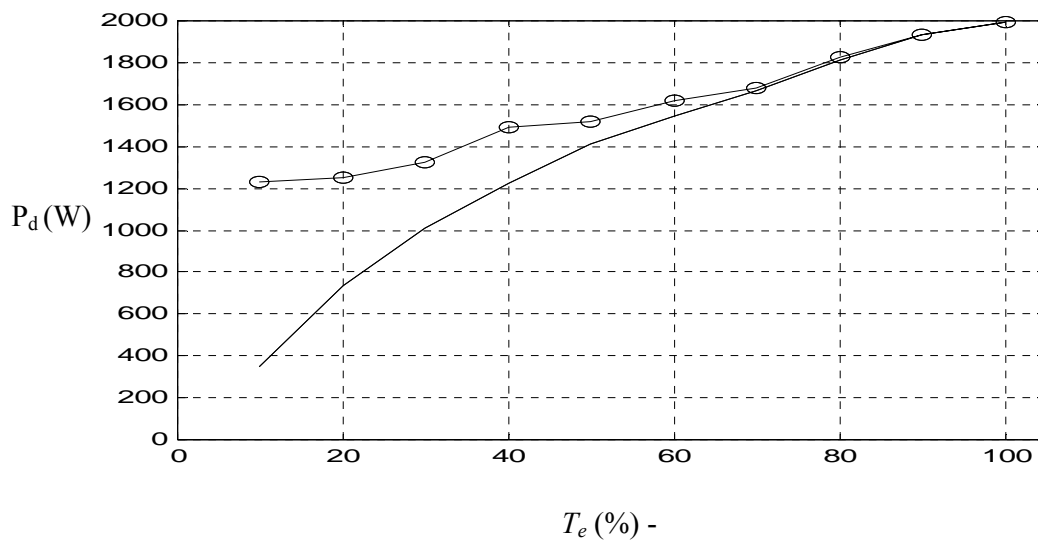


Fig.3.28 Puissance continue moyenne consommée par le variateur fonctionnant à vitesse de 100 rad/s (couple nominal du moteur $T_n = 10$ N.m)

- Courbe obtenue dans le cas où le flux est constant
- Courbe obtenue dans le cas où le flux est variable

4.3. Commande vectorielle indirecte avec optimisation et adaptation de R_r

L'avantage du mécanisme d'adaptation flou, traité précédemment, est le fait que sa stratégie de contrôle (la matrice d'inférence) tolère la variation de flux sur l'axe direct. Par conséquent, le fonctionnement simultané du mécanisme d'adaptation et du mécanisme d'optimisation améliore davantage l'efficacité du système si un désaccord a lieu entre la résistance rotorique réelle et celle de la commande, ceci s'explique par les résultats de simulation présentés dans la première partie de ce chapitre.

L'effet du désaccord, non corrigé, sur la commande vectorielle se manifeste, d'une part, par la perte de découplage et, d'autre part, par l'augmentation du courant statorique pour le même couple de charge, choses qui sont accompagnées par la détérioration des performances des régimes statique et transitoire du système d'entraînement (son efficacité qui diminue) ; ce problème a été résolu par l'introduction du mécanisme d'adaptation flou (FLC), (voir fig.3.29.c et d et fig. 3.29.h). En effet, l'orientation de flux a été rétablie après 0.2 secondes (fig.3.29.c et d). De même, le courant statorique sur l'axe transverse, après une augmentation due au désaccord, a été rétabli à sa valeur correspondante à la charge entraînée (fig. 3.29.h).

Après 2.5 secondes de fonctionnement, la charge a été réduite à 35% de sa valeur nominale. Les fig. 3.29.c et d montrent le comportement du mécanisme de minimisation. En effet, le flux a été diminué et, par conséquent, le courant statorique direct a la valeur 2.462A (fig.3.29.e). Le courant sur l'axe en quadrature se stabilise à la valeur 2.18A. Il est clair que la diminution du flux rotorique n'a pas affecté le fonctionnement du mécanisme flou, ceci est pris en compte par les règles floues.

On remarque bien que les courants statoriques direct et en quadrature sont presque identiques, en mode de fonctionnement optimisé ou à pleine charge, ce qui signifie que le fonctionnement de la machine à induction est optimal (pertes minimales) [51, 94].

4.4. Cas d'optimisation avec rétablissement de la charge

Les cas traités précédemment, montrent la validité du mécanisme d'optimisation en régime de fonctionnement à faible charge, par réduction du courant statorique direct à une valeur pour laquelle les deux composantes du courant statorique deviennent identiques [51], ce point de fonctionnement implique le fonctionnement optimal de la machine et, en cas d'inversion du sens de rotation, le flux rotorique reprend sa valeur nominale pour maintenir le couple maximal de la machine.

La fig. 3.30 montre le cas d'un fonctionnement à faible charge du variateur et brusquement la charge entraînée restitue sa valeur nominale. Nous remarquons que le fonctionnement à faible charge est accompagné par une diminution du courant et dès que la charge a restauré sa valeur nominale, le mécanisme passe au mode à flux constant, flux nominal, afin de vaincre le couple de charge avec un minimum de pertes. D'un autre côté, le rétablissement de la charge, appliqué dans ce cas (fig. 3.30) à l'instant $t = 2.5s$, a fait que le flux a été rétabli rapidement sans affecter son orientation (fig. 3.30.c et d) ; de même que la vitesse et le couple électromagnétique (fig.3.30.a et b).

Les composantes du vecteur courant statorique restent pratiquement identiques (fig. 3.30.e), par conséquent, le moteur fonctionne toujours avec une bonne efficacité.

Toutefois, on enregistre des oscillations amorties de faible amplitude du flux lors de sa variation, leur effet sur les réponses de vitesse et de couple n'étant pas néfaste [94]. Ces oscillations sont dues au fait que l'estimateur du flux n'est pas valable en régime dynamique, par conséquent, une petite variation sur l'axe transverse est interprétée directement par le mécanisme d'adaptation flou comme étant un changement au niveau de la résistance rotorique.

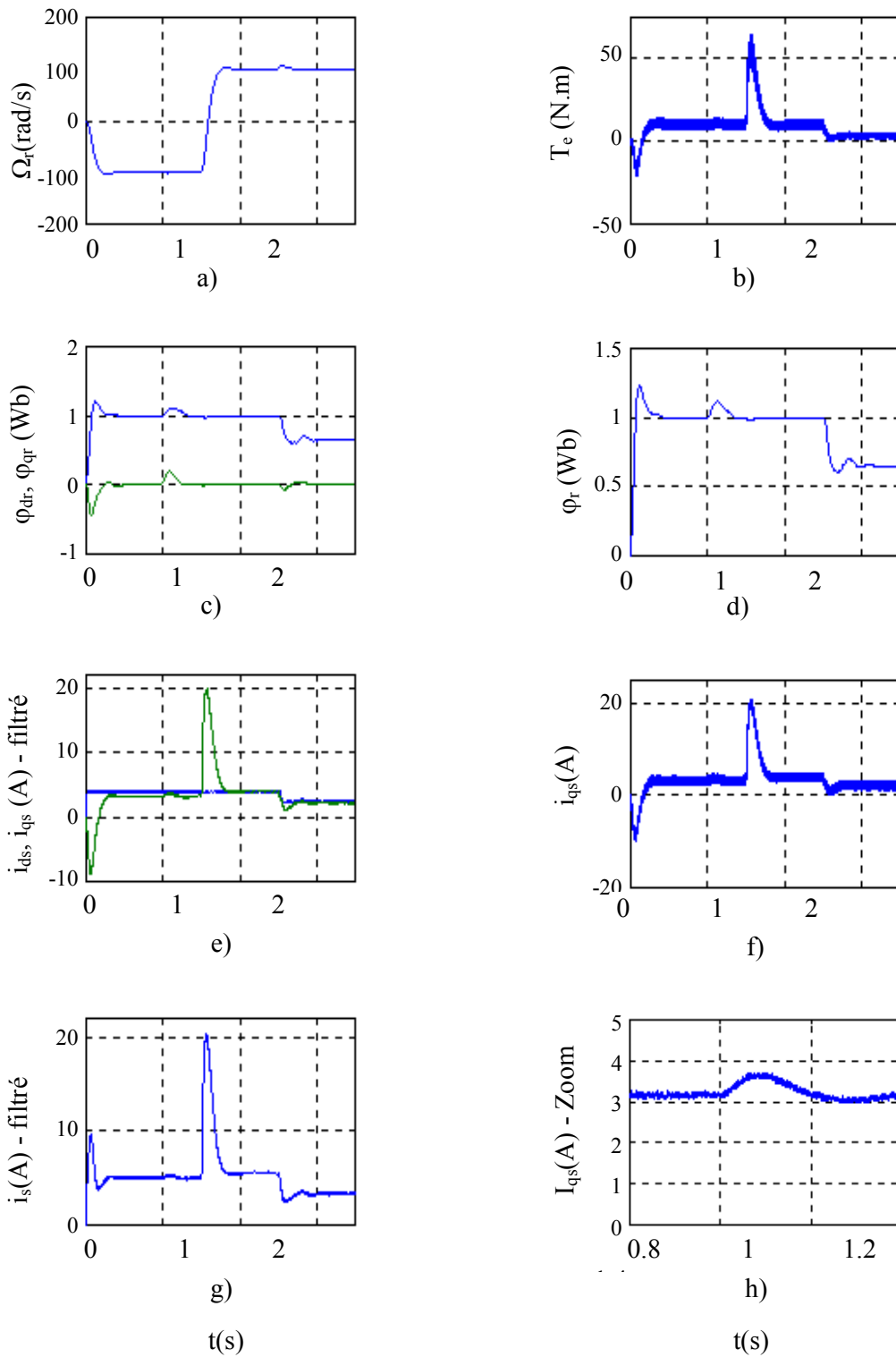


Fig.3.29 Optimisation de la commande vectorielle en tenant compte des pertes fer

- Introduction du désaccord de 100% sur R_r à l'instant $t=1s$;
- Inversion du sens de rotation à l'instant $t=1.5s$;
- Diminution de la charge à 35% de T_n à l'instant $t=2.5s$.

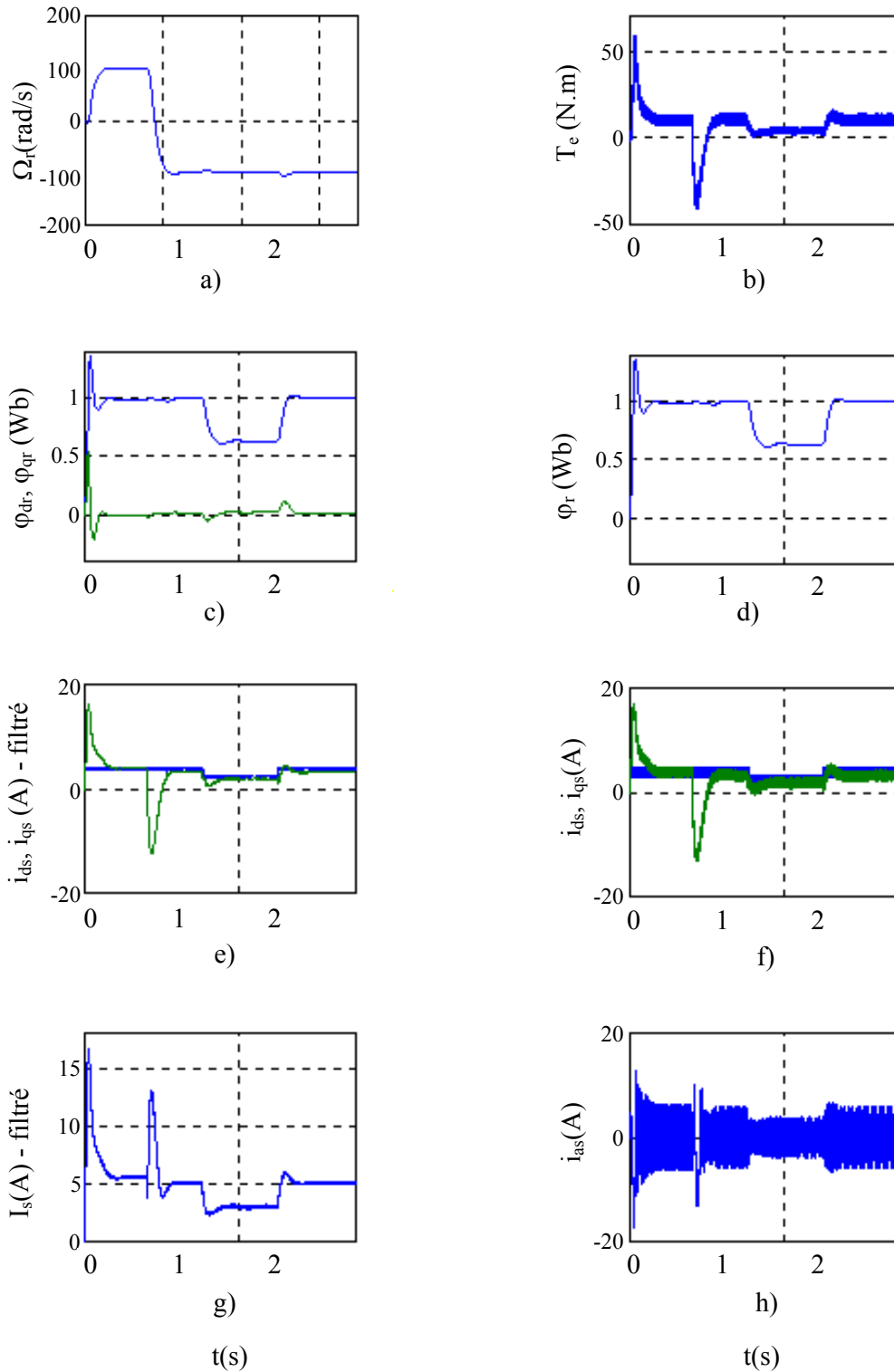


Fig.3.30 Optimisation de la commande vectorielle en tenant compte des pertes fer

- Inversion du sens de rotation à $t=0.8$ s;
- Diminution de la charge jusqu'à 35% de la charge nominale à $t= 1.5$;
- Augmentation de la charge à 100% de la charge nominale à $t= 2.5$.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, deux aspects importants ont été abordés, l'adaptation de la résistance rotorique et la minimisation des pertes d'énergie des machines à induction. L'objectif du mécanisme d'adaptation est de générer le gain de variation de la résistance rotorique réelle et ceci afin d'une part, de maintenir le découplage effectif entre le couple et le flux et, d'autre part, d'éviter des pertes joules supplémentaires par l'adaptation de la résistance rotorique. Tandis que le mécanisme de minimisation de pertes permet d'avoir un contrôle vectoriel à flux variable. Par contre, le contrôle à flux constant entraîne un fonctionnement non efficace du moteur si la charge diminue au-delà de 75% de la charge nominale. Certains travaux antérieurs ont montré que le symptôme du fonctionnement efficace des machines de petites puissances est l'égalité des composantes du courant statorique dans le repère tournant, par conséquent, notre contribution consiste en le développement d'une stratégie permettant d'avoir ce mode de fonctionnement. Par ailleurs, les principaux résultats peuvent être résumés de la manière suivante:

- ▶ L'utilisation de la logique floue a permis, d'une part, de surmonter le problème de variation de la constante rotorique et, d'autre part, son aspect heuristique permet de prendre en considération le fonctionnement à flux variable.
- ▶ La stratégie d'ajustement du gain de la fréquence de glissement, avec certaines modifications au niveau des gains d'adaptation et du changement du modèle de référence, reste toujours valable en présence des pertes fer.
- ▶ Le fonctionnement simultané des deux mécanismes, à savoir d'adaptation et de minimisation, s'oriente vers la minimisation des pertes totales de la machine. En effet, l'adaptation évite des pertes joules supplémentaires tandis que le mécanisme de minimisation abaisse le niveau du flux à faibles charges en évitant des pertes joules supplémentaires par la diminution de l'énergie réactive demandée.
- ▶ Le mécanisme de minimisation des pertes veille au fonctionnement efficace par l'égalisation des composantes du courant statorique dans le repère tournant.

L'économie réalisée par la minimisation des pertes peut être maximisée davantage par l'élimination du capteur de vitesse [23]. La solution la plus dominante est l'utilisation du filtre de Kalman. Par conséquent, le chapitre 4 traite son élaboration et ses performances en présence de pertes fer.

Chapitre 4

Chapitre 4 - Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur de vitesse

1. Introduction

Dans les variateurs de vitesse par moteur à induction, où la commande vectorielle est utilisée, la boucle de vitesse est basée sur la connaissance et la mesure de la vitesse du rotor, cette dernière est fournie par un capteur de vitesse, à savoir : tachymètre, résolveur, codeur digital etc. Cependant, dans certaines applications, il est difficile d'exploiter un capteur de vitesse. L'une des applications les plus importantes est l'utilisation des pompes pour refouler le pétrole vers l'extérieur des gisements « pompage du pétrole ». Ces pompes doivent fonctionner sous la surface de la mer (pompes immergées), parfois à des profondeurs de 50m, et la mesure de la vitesse exige dans ce cas des longueurs supplémentaires du câblage, chose qui se répercute sur le coût de l'installation ainsi que sur la qualité de l'information. Par conséquent, il est clair, que dans la majorité des cas, la réduction du nombre des capteurs permet, d'une part, de réduire le coût de l'installation et, d'autre part, d'améliorer la précision des mesures ainsi que la disponibilité des équipements.

Ces dernières années, un nombre important de propositions a été développé et appliqué en vue de résoudre ce problème. L'une des premières techniques, qui ont été utilisées pour estimer la vitesse, est basée sur l'utilisation des valeurs instantanées des tensions et des courants de la machine à induction. Toutes ces propositions peuvent être classées sous l'une ou l'autre des catégories suivantes :

- Estimation en boucle ouverte basée sur la connaissance des tensions et des courants statoriques [46];
- Estimation basée sur l'analyse des harmoniques (le calcul de l'harmonique d'ordre 3) [42] ;
- Utilisation des observateurs MRAS [83];

- Filtre de Kalman et observateur de Luenberger [2, 27, 63];
- Observateurs basés sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielles (logique floue et réseaux de neurones artificiels) [99].

Chaque technique a ses avantages et ses limites d'utilisations. Toutefois, l'effet des pertes fer n'a pas cependant été pris en considération. D'un autre côté, et à la lumière de la littérature publiée, la technique à base du filtre de Kalman est celle qui a été la plus largement utilisée pour l'estimation de valeur de la vitesse rotorique, du flux rotorique et de la position. Ces grandeurs sont indispensables pour réaliser la commande vectorielle ainsi que le réglage de la vitesse du variateur [2, 27, 63, 78, 99, 106]. En effet, le filtre de Kalman présente plus de robustesse vis-à-vis du changement des paramètres de la machine [63, 78, 96] et des incertitudes du modèle. Par ailleurs, l'avantage le plus important qui favorise l'utilisation du filtre de Kalman est sa capacité de fonctionnement avec les systèmes bruités; il convient, par conséquent, énormément au cas de la machine asynchrone lorsque celle-ci est alimentée à travers un convertisseur de fréquence (PWM inverter) [87]. En effet, ce dernier est une source d'harmoniques supérieurs qui sont considérés en tant que bruit par le filtre de Kalman. Selon les travaux publiés en ce qui concerne l'estimation des variables d'état de la machine, le modèle mathématique utilisé pour développer l'algorithme de Kalman est un modèle du quatrième ordre (4ème). Ce modèle est développé à partir de certaines hypothèses simplificatrices, entre autres, la négligence de l'effet des pertes fer [4, 5, 16, 31]. Plusieurs travaux ont été effectués dans le but d'évaluer, d'analyser et de remédier aux effets des pertes fer sur le couplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique. En effet, ces pertes provoquent la détérioration des performances de la commande vectorielle indirecte et directe. Levi et al. [67, 80] ont proposé un mécanisme permettant de réduire l'effet néfaste des pertes fer sur le découplage ainsi que sur le couple de sortie de la machine. Cependant, l'étude de l'effet des pertes fer sur l'estimation de la vitesse rotorique de la machine à induction par le filtre de Kalman étendu n'a pas été considérée.

A la lumière de ce qui a été dit, dans ce chapitre, l'effet de pertes fer est analysé en utilisant les deux schémas de la commande vectorielle ; à savoir: direct et indirect, en vue de proposer une solution permettant d'améliorer l'estimation de la vitesse rotorique. Pour ce faire, ce chapitre est organisé comme suit: la théorie générale des observateurs est abordée ainsi que l'algorithme du filtre de Kalman. Nous déduisons par la suite le filtre de Kalman étendu applicable sur les systèmes non linéaires. L'application de cet observateur sur le modèle conventionnel (4ème ordre) sera présentée dans la troisième section. L'effet des pertes fer est considéré par la suite dans le

modèle de la machine asynchrone. Après analyse de leur effet, un mécanisme pour améliorer la précision de l'estimation est suggéré dans la cinquième section.

2. Contrôle sans capteur

Généralement, le contrôle sans capteur est défini comme étant un système de commande où les paramètres mécaniques, à savoir la vitesse et le couple ne sont pas directement mesurés mais estimés. En vue de réaliser la commande vectorielle, le flux et le glissement peuvent être estimés à travers la mesure de la tension et du courant à la sortie de l'onduleur. Ces méthodes s'avèrent simples à implémenter mais provoquent des erreurs d'estimation considérables. Les techniques MRAS (Model Reference Adaptive System) sont utilisées aussi pour estimer la vitesse. Cependant, à basse vitesse, l'erreur d'estimation subsiste également. Récemment, on enregistre une forte tendance à utiliser les observateurs non linéaires pour estimer les paramètres et les états de la machine à induction.

2.1. Observateurs

La disponibilité de tous les états pour réaliser le contrôle des processus est quasiment rare. L'estimation des états non mesurables, comme le flux de la machine asynchrone est appelée : observation. L'algorithme qui permet d'estimer ou d'observer les états est appelé observateur d'état ou simplement observateur. Si ce dernier est appelé à observer tous les états du système y compris ceux mesurables, il est appelé observateur d'état d'ordre complet. Un observateur qui estime un nombre de variables inférieur est appelé observateur d'ordre réduit.

L'observateur est classifié selon la représentation utilisée avec le système à observer. Si ce dernier est déterministe alors l'observateur porte le nom d'observateur déterministe, dans le cas contraire, l'observateur est appelé observateur stochastique [15, 32].

Les observateurs les plus utilisés sont ceux dits de Luenberger et de Kalman qui sont utilisés dans le cas des systèmes linéaires. L'extension des observateurs aux systèmes non linéaires est possible. Dans ce cas, le filtre de Kalman étendu est utilisé pour les systèmes non linéaires stochastiques, tandis que l'observateur Luenberger étendu est appliqué aux systèmes non linéaires déterministes. L'avantage de l'observateur de Luenberger étendu est le fait d'avoir un algorithme simple et moins de paramètres à ajuster, comparativement au filtre de Kalman étendu. Cependant, le filtre de Kalman étendu, étant donné, qu'il est moins sensible aux variations des paramètres, convient mieux aux

variateurs de vitesse avec moteur asynchrone à cage (le bruit de mesure et les erreurs de modélisation sont pris en considération).

2.2. Théorie générale des observateurs

L'objectif des observateurs est le suivant: prenant un système qui possède des états internes, ces états ne sont pas mesurables ou accessibles. Si nous voulons utiliser ces états pour une raison ou une autre, pour le contrôle ou le diagnostic par exemple, il est nécessaire de calculer ces variables directement à partir des variables mesurables.

Considérons le système suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A.x + B.u \\ y &= C.x \end{aligned} \quad (4.1)$$

Avec une approche simple, il est possible de réaliser un système parallèle avec le système réel et de calculer le vecteur d'état en temps réel, comme il est montré sur la fig.4.1.

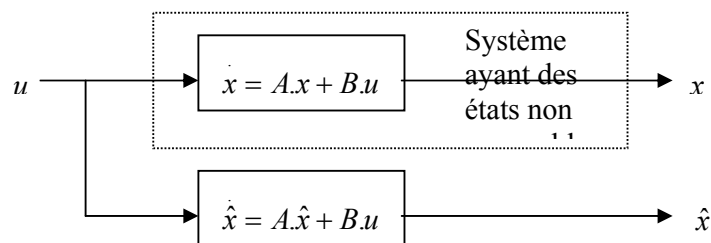


Fig.4.1 : Reconstitution du vecteur d'état

Cependant, cette approche ne prend pas en considération les conditions initiales du système qui ne sont pas connues dans la plus part des cas. Ceci entraîne une divergence entre le vecteur d'état réel et le vecteur estimé.

Ce problème peut être surpassé par le fait que le vecteur de sortie obtenu à partir du vecteur d'état estimé \hat{y} , donné par (4.2), peut être comparé avec le vecteur de sortie mesuré ; la différence

sera utilisée pour corriger le vecteur d'état du modèle, tel qu'il est illustré sur la fig.4.2. Ceci est le principe de l'observateur de Luenberger.

$$\hat{y} = C.\hat{x} \quad (4.2)$$

Par conséquent, on peut déduire les équations de cet observateur :

$$\dot{\hat{x}} = (A - LC).\hat{x} + Bu + Ly \quad (4.3)$$

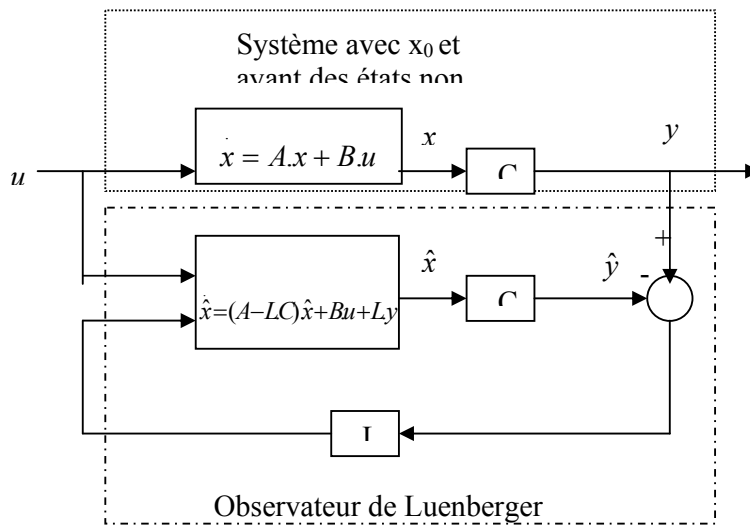


Fig.4.2 : Structure de l'observateur de Luenberger

L'erreur d'observation est donnée par la relation suivante:

$$e = x - \hat{x} \quad (4.4)$$

En choisissant d'une façon judicieuse les gains de la matrice L, on fixe la dynamique de la convergence de l'écart de l'observateur. En effet, ce choix est basé sur l'emplacement de pôles de l'observateur afin d'accélérer sa convergence par rapport à la dynamique du système. En règle générale, les pôles doivent être 5 à 6 fois plus rapide (la pulsation propre est de 5 à 6 fois supérieure à la pulsation maximale du système réel).

L'efficacité d'un tel observateur repose sur la connaissance exacte des paramètres et la bonne précision des mesures de la sortie. Dans la pratique, aucune de ces conditions ne peut être garantie. Ceci s'explique par le fait que les mesures sont fortement entachées de bruits et la plage de variation des paramètres est assez large. Dans ce cas, l'observateur de Kalman s'impose.

2.3. Filtre de Kalman

L'observateur de Kalman diffère de celui de Luenberger par la manière de calculer le gain (L pour Luenberger et K pour le filtre de Kalman). En effet, dans l'approche stochastique ou filtre de Kalman, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain K , est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimés [32]. Le fait de prendre en compte les bruits des mesures et du système rend le filtre de Kalman plus pratique que celui de Luenberger.

L'équation d'état du système s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A.x + B.u + w(t) \\ y &= C.x + v(t)\end{aligned}\tag{4.5}$$

Sachant que $w(t)$ et $v(t)$ sont respectivement les bruits du système et de mesure qui admettent les propriétés suivantes :

- Leur valeur moyenne est nulle:

$$\begin{aligned}E[w(t)] &= 0 \\ E[v(t)] &= 0\end{aligned}\tag{4.6}$$

- Leurs auto-corrélations s'expriment par

$$\begin{aligned}E[w(t).w(t)^\tau] &= Q.\delta(t - \tau) \\ E[v(t).v(t)^\tau] &= R.\delta(t - \tau)\end{aligned}\tag{4.7}$$

Où:

$\delta(u)$ est une fonction de l'impulsion de Dirac, les matrices Q et R définies non négatives sont symétriques et présentent des densités spectrales de puissance moyenne $w(t)$ et $v(t)$.

- Ils se caractérisent par l'absence de corrélation entre $v(t)$ et $w(t)$

$$E[w(t).v(t)^\tau] = 0\tag{4.8}$$

- Et entre le bruit et l'état initial

$$E[w(t).x_0(t)^\tau] = E[v(t).x_0(t)^\tau] = 0\tag{4.9}$$

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement de données qui génère à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruits, l'estimé des variables d'état d'un système dynamique. Comme ce filtre doit être utilisé en temps réel, il est donné directement sous forme

discrète. Pour cela nous supposons que l'entrée de commande $u(k)$ est constante entre les instants $k t_e$ et $(k+1) t_e$.

Premièrement, le modèle du système est donné sous forme discrète

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_d .x(k) + B_d .u(k) + w(k) \\ y(k+1) &= C_d .x(k+1) + v(k) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Où: $x(k)$ est le vecteur d'état des variables discrètes de dimension n , A_d , B_d et C_d sont respectivement les matrices de transition d'état entre $k t_e$ et $(k+1)t_e$.

Elles sont déterminées à partir de leurs homologues continus de la manière suivante:

$$\begin{aligned} A_d &= e^{\int_{k t_e}^{(k+1)t_e} A(\tau) d\tau} \\ B_d &= \int_{k t_e}^{(k+1)t_e} A(t, \tau) . B . u(\beta \tau) . d\tau \end{aligned} \quad (4.11)$$

Le vecteur d'observation $y(k+1)$ est de dimension m et $C_d(k) = C$ de dimension $(m \times n)$.

Le calcul des deux intégrales d'après l'équation (4.11) est fastidieux. Ce qui fait que des simplifications doivent être introduites, et ceci par l'approximation de la fonction exponentielle par son développement limité. Une approximation d'ordre 1 est suffisamment précise si la période t_e est suffisamment petite. Les deux matrices A_d et B_d sont évaluées comme suit :

$$\begin{aligned} A_d &\cong I + t_e A \\ B_d &\cong B . t_e \\ C_d &\cong C \end{aligned} \quad (4.12)$$

Finalement, l'algorithme du filtre de Kalman se présente en deux étapes, à savoir :

a) Prédiction

$$\begin{aligned} x(k+1/k) &= A_d .x(k) + B_d .u(k) \\ P(k+1) &= A_d .P(k) .A_d^T + Q \end{aligned} \quad (4.13)$$

b) Correction

$$\begin{aligned} K(k+1) &= P(k+1/k) . C_d^T . (C_d P(k+1/k) . C_d^T + R)^{-1} \\ x(k+1) &= x(k+1/k) + \dot{K}(k+1) . (Y_m - C_d .x(k+1/k)) \\ P(k+1) &= P(k+1/k) - \dot{K}(k+1) C_d . P(k+1/k) \end{aligned} \quad (4.14)$$

2.4. Filtre de Kalman Étendu

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter, au vecteur d'état, une autre variable que l'on désire estimer. Ce filtre est largement utilisé pour l'estimation des diverses grandeurs de la machine asynchrone, tels que la vitesse rotorique, le couple de charge, les paramètres électriques et les paramètres mécaniques.

Etant donné, que le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman décrit précédemment dans le cas d'un système non linéaire, par conséquent, ce système doit être discrétisé et linéarisé autour du point de fonctionnement (vecteur d'état estimé) actuel.

Soit le modèle non-linéaire du système à observer:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u, t) + w(t) \\ y &= h(x) + v(t) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Avec: f et h qui sont des fonctions non linéaires

Le modèle discret de (4.15) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k+1) &= h(x(k+1)) + v(k) \end{aligned} \quad (4.16)$$

La discrétisation du modèle non linéaire se fait par l'application du théorème de la valeur moyenne [87],

$$x(k+1) = x(k) + \int_{kt_e}^{(k+1)t_e} f(x(t), u(t), t) dt \quad (4.17)$$

Tel que :

$$\begin{aligned} \int_{kt_e}^{(k+1)t_e} f(x(t), u(t), t) dt &\cong ((k+1)t_e - kt_e) \cdot f(x) \\ &\cong t_e \cdot f(x) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Où: t_e est la période de discrétisation

L'implémentation du filtre de Kalman étendu dans le cas du système non linéaire donné par (4.16) consiste en l'exécution des étapes suivantes:

- a) *Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance*: des valeurs initiales doivent être affectées au vecteur d'état ainsi que les matrices de covariances P_0 , Q et R . Les matrices initiales Q et R sont considérées en tant que matrices diagonales.

Les valeurs initiales de P0, Q et R reflètent le degré de connaissance concernant l'état initial du système. Une grande valeur de P0 signifie une moindre information concernant les états et ceci peut créer une divergence de l'estimation et même des oscillations des états estimés.

- b) *Prédiction des états* : la prédiction des états $x(k+1)$ est basée seulement sur la connaissance de l'état précédent du système et le vecteur d'entrée. Cette étape consiste aussi à prédire la sortie $\hat{y}(k+1)$

$$\begin{aligned}\hat{x}(k+1/k) &= f(x(k), u(k)) \\ \hat{y}(k+1/k) &= h(x(k+1))\end{aligned}\quad (4.19)$$

- c) *Prédiction de la matrice de covariance*

$$P(k+1/k) = F(k).P(k).F(k)^T + Q \quad (4.20)$$

Avec:

$$F(k) = \left. \frac{\partial(f(x(k), u(k)))}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1/k)} \quad (4.21)$$

- d) *Calcul du gain de Kalman*

$$K(k+1) = P(k+1/k).H^T(k+1).[H(k+1).P(k+1/k).H^T(k+1) + R]^{-1} \quad (4.22)$$

H(k+1) est la matrice gradient définie comme suit:

$$H(k+1) = \left. \frac{\partial(h(x(k), u(k)))}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1/k)} \quad (4.23)$$

- e) *Estimation du vecteur d'état*

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1).[y_m(k+1) - \hat{y}(k+1/k)] \quad (4.24)$$

Avec: $y_m(k+1)$ - le vecteur des états mesurés.

- f) *Estimation de la matrice de covariance*

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1).H(k+1).P(k+1/k) \quad (4.25)$$

- g) *Mise à jour des matrices*

$$\begin{aligned}k &= k+1 \\ \hat{x}(k) &= \hat{x}(k+1) \\ p(k) &= p(k+1)\end{aligned}\quad (4.26)$$

Le processus d'estimation continue en revenant à l'étape (b) et ainsi de suite.

3. Application du filtre de Kalman étendu au modèle de la machine asynchrone

Pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone, nous utiliserons le modèle d'ordre quatre (4^{ème}) obtenu au chapitre 2, tout en changeant le vecteur d'état $x^T [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5] = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \varphi_{\alpha r} \ \varphi_{\beta r} \ \Omega_r]$.

Le modèle dynamique de la machine asynchrone se présentera comme suit :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot x_1 + \frac{K_l}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot K_l \cdot x_4 \cdot x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot u_{\alpha s} \\ -\gamma \cdot x_2 + \frac{K_l}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot K_l \cdot x_3 \cdot x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot u_{\beta s} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Avec:

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 \cdot R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \quad K_l = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Et:

$$h(x) = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T \quad (4.28)$$

La matrice Jacobienne F est déduite selon l'équation (4.21). Par conséquent:

$$F = \begin{bmatrix} 1-t_e \cdot \gamma & 0 & t_e \cdot \frac{K_l}{T_r} & p \cdot t_e \cdot K_l \cdot x_5 & p \cdot t_e \cdot K_l \cdot x_4 \\ 0 & 1-t_e \cdot \gamma & -p \cdot t_e \cdot K_l \cdot x_5 & t_e \cdot \frac{K_l}{T_r} & -p \cdot t_e \cdot K_l \cdot x_3 \\ t_e \cdot \frac{L_m}{T_r} & 0 & 1-t_e \cdot \frac{1}{T_r} & -p \cdot t_e \cdot x_5 & -p \cdot t_e \cdot x_4 \\ 0 & t_e \cdot \frac{L_m}{T_r} & p \cdot t_e \cdot x_5 & 1-t_e \cdot \frac{1}{T_r} & p \cdot t_e \cdot x_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Et selon (4.23) on trouve aussi :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

H est connue sous le nom matrice de mesure.

4. Résultats de simulation

Dans l'ordre de valider l'algorithme du filtre de Kalman étendu décrit dans la section précédente, une étude par simulation sur MATLAB/SIMULINK a été effectuée sur le moteur asynchrone [84, 105] utilisé précédemment. La vitesse de référence est variée de 0 à 140 rad/s, puis une inversion du sens de rotation jusqu'à -140 rad/s est effectuée à l'instant $t = 0.8$ s. En outre, pour tester son fonctionnement à basse vitesse, une vitesse de référence de 0 rad/s est introduite à l'instant $t=1.5$ s. Un fonctionnement en charge, par l'application d'une charge nominale de 10 N.m à l'instant $t=0.5$ s, est également obtenu. Il est à signaler que l'architecture utilisée est celle de la commande vectorielle directe tout en ignorant les pertes fer. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur la fig. 4.3.

On remarque clairement que la vitesse rotorique estimée suit parfaitement la vitesse du moteur (fig.4.3.a). En effet, l'erreur d'estimation, telle qu'elle est montrée sur la fig.4.3.b, ne dépasse pas 0.16%, chose qui est assez acceptable. Ces résultats montrent l'efficacité du filtre de Kalman étendu lorsqu'il est utilisé en qualité d'observateur pour réaliser un variateur de vitesse sans capteur. Dans la section suivante, nous allons considérer le modèle de la machine qui tient compte des pertes fer, et ceci afin de tester la robustesse de l'observateur en question vis-à-vis des pertes fer.

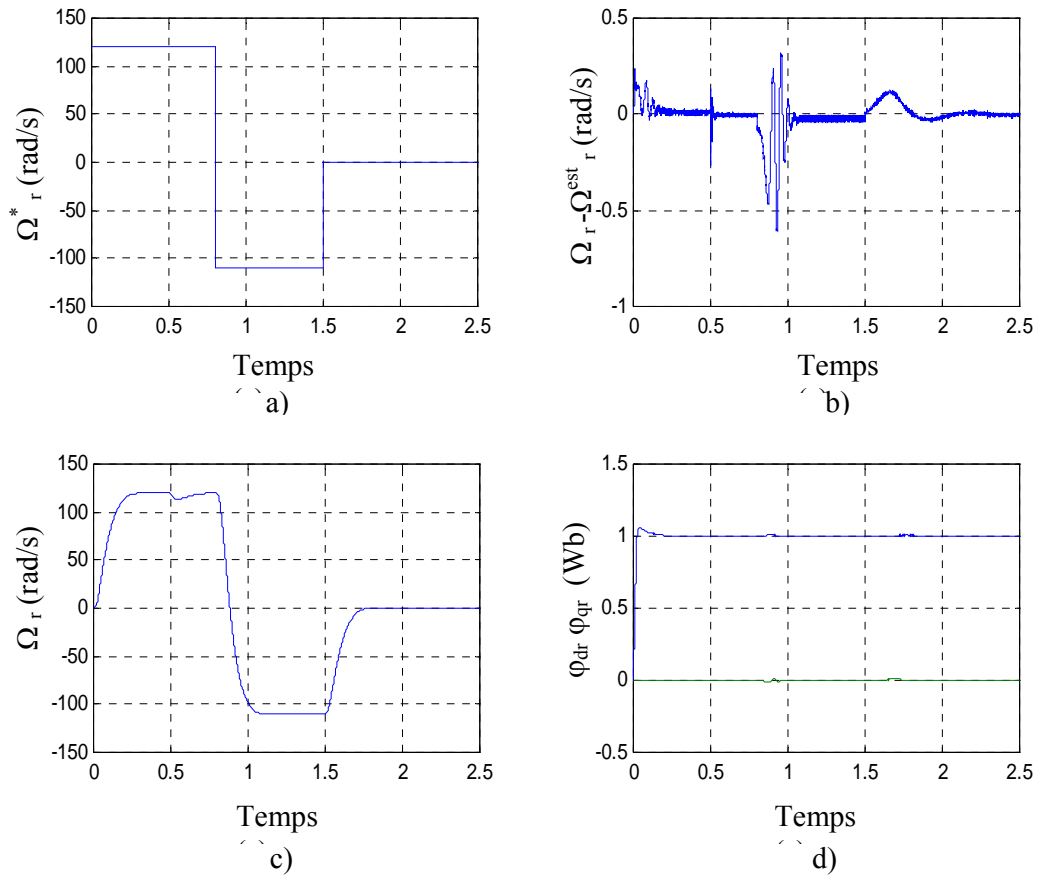


Fig.4.3. Estimation de la vitesse par Filtre de Kalman Etendu (sans tenir compte des pertes fer)

5. Etude de l'effet des pertes fer sur les performances du filtre de Kalman étendu

Les résultats précédents (fig.4.3) sont obtenus sans tenir compte des pertes fer; par conséquent, leur effet sur les performances du contrôle sans capteur peut être évalué si nous considérons le modèle du moteur qui tient compte des pertes fer. Ces dernières sont modélisées par une résistance en parallèle à la branche magnétisante. Ce changement permettra d'aboutir au nouveau modèle de la MAS lié au stator décrit dans le chapitre 2. c-à-d:

$$\begin{aligned}
u_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + l_{fs} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + R_{fe} (i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) \\
u_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + l_{fs} \frac{di_{\beta s}}{dt} + R_{fe} (i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) \\
0 &= R_s i_{\alpha r} + l_{fr} \frac{di_{\alpha r}}{dt} + R_{fe} (i_{\alpha s} + i_{\alpha r} - i_{\alpha m}) + \omega_r \varphi_{\beta r} \\
0 &= R_s i_{\beta r} + l_{fr} \frac{di_{\beta r}}{dt} + R_{fe} (i_{\beta s} + i_{\beta r} - i_{\beta m}) - \omega_r \varphi_{\alpha r} \\
\frac{d\varphi_{\alpha m}}{dt} &= R_{fe} (i_{\alpha s} + i_{\alpha r} - i_{\alpha m}) \\
\frac{d\varphi_{\beta m}}{dt} &= R_{fe} (i_{\beta s} + i_{\beta r} - i_{\beta m})
\end{aligned} \tag{4.30}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
\varphi_{\alpha r} &= l_{fr} i_{\alpha r} + \varphi_{\alpha m} = l_{fr} i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha m} \\
\varphi_{\beta r} &= l_{fr} i_{\beta r} + \varphi_{\beta m} = l_{fr} i_{\beta r} + L_m i_{\beta m}
\end{aligned} \tag{4.31}$$

L'effet de ces pertes sur les performances du filtre de Kalman étendu est testé en utilisant les deux configurations vectorielles, à savoir: directe et indirecte.

5.1. Effet sur la méthode directe

La Fig.4.4 montre la vitesse de référence que doit suivre le moteur asynchrone. Les résultats de simulation obtenus (voir fig.4.5), montrent que les pertes fer provoquent une erreur d'estimation de la vitesse rotorique, comme il est illustré sur la fig.4.5.a. En effet, dans ce cas, l'erreur est de l'ordre de 1 rad/s, ce qui représente 10 tours/minute. En ce qui concerne le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique, nous pouvons dire qu'il est insensible aux pertes fer et ceci est dû au fait que la commande directe utilise un contrôleur PI pour maintenir le flux à un niveau déterminé (valeur nominale), ceci est montré clairement par l'erreur entre le flux estimé et réel (fig.4.5.b). De ce qui précède on peut conclure que le filtre de Kalman étendu est sensible aux pertes fer.

5.2. Effet sur la méthode indirecte

Si la configuration de la commande indirecte est adoptée, le flux n'est pas directement contrôlé, tandis que son orientation est assurée par l'équation de l'autopilote (voir chapitre 2). En outre, l'introduction des pertes fer ne permet pas d'identifier l'origine de l'erreur d'estimation de la vitesse, étant donné que les pertes fer affectent le découplage entre le flux et le couple est par conséquent toute la chaîne de réglage de vitesse. Pour cette raison, nous avons opté pour la

configuration d'orientation indirecte de flux introduite par Levi *et al.* [65, 66, 67] afin d'éliminer le couplage qui peut se produire si les pertes fer ne sont pas compensées et évaluer ainsi la relation entre les pertes fer et l'estimation de la vitesse rotorique par filtre de Kalman étendu. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur la fig.4.6 pour la même vitesse de référence que celle de la fig.4.4. Selon les résultats, l'erreur d'estimation subsiste (voir fig.4.6.a) bien que l'orientation du flux rotorique ait été satisfaisante (fig.4.6.b).

Nous pouvons en déduire que la résistance qui représente les pertes fer dans la machine consomme de la puissance active, ce qui est négligée par le modèle à partir duquel le filtre de Kalman est obtenu. Ceci est valable pour les deux configurations de la commande vectorielle. Par conséquent, en vue d'éliminer l'effet des pertes fer sur les performances de l'observateur de Kalman, une des solutions suivantes peut être envisagée:

1. L'utilisation du modèle de la machine asynchrone qui tient compte des pertes fer (4.30) et (4.31), pour élaborer l'algorithme de l'observateur;
2. L'élimination du désaccord entre le modèle de la machine et celui du Filtre de Kalman étendu par la prise en considération de la puissance dissipée due aux pertes fer.

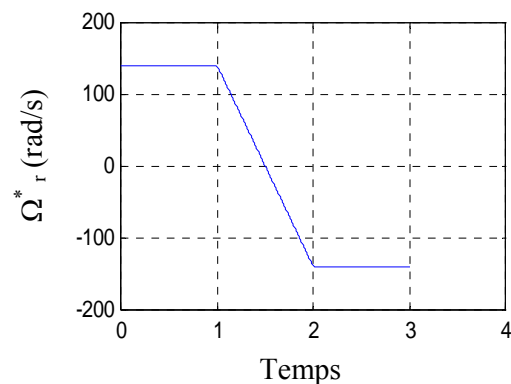
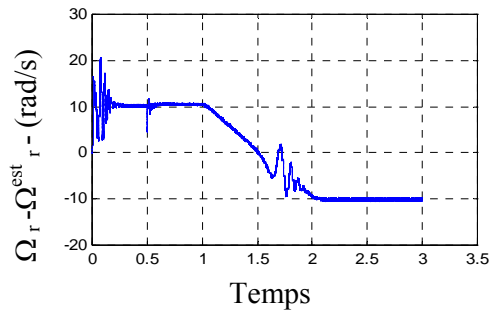
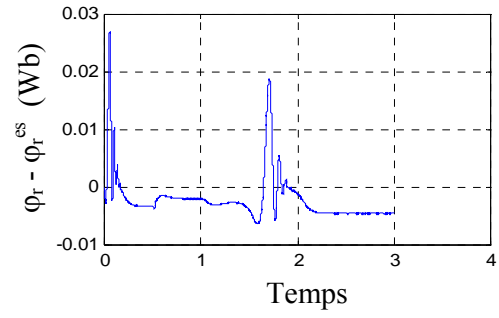


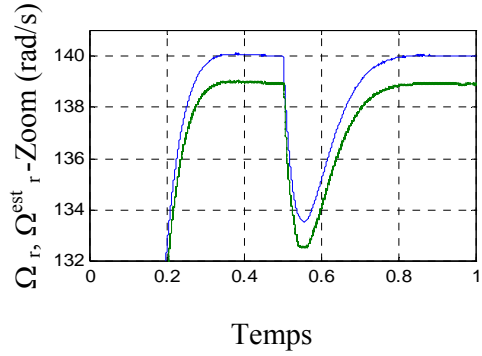
Fig.4.4. Vitesse de référence



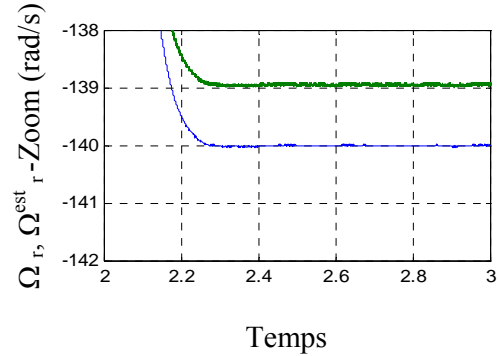
(a)



(b)

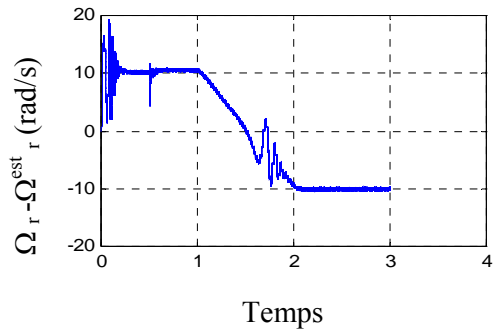


(c)

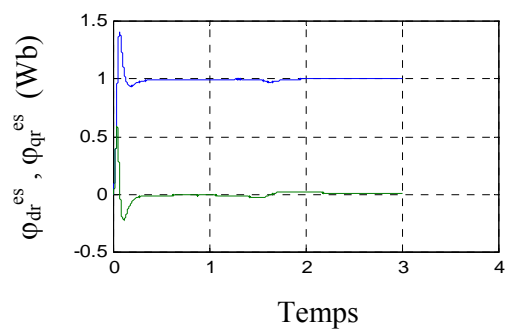


(d)

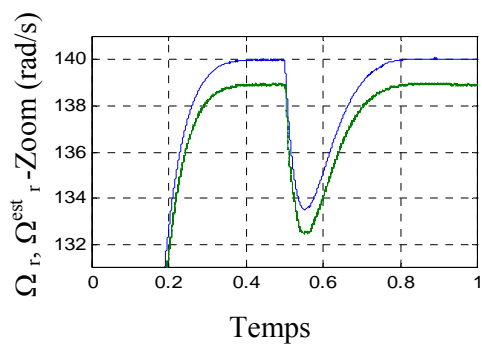
Fig.4.5. Commande vectorielle directe avec FKE sans compensation des pertes fer



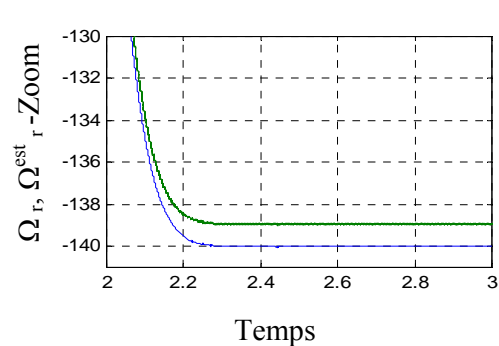
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig.4.6. Commande vectorielle indirecte avec FKE sans compensation des pertes fer

5.3. Compensation des pertes fer

En vue de prendre en considération les pertes fer, la solution la plus évidente consiste à élaborer l'algorithme de l'observateur en utilisant le nouveau modèle de la MAS qu'est du 7^{ème} ordre, cependant, le temps de calcul devient excessif, en effet, les matrices de covariances et la matrice Jacobienne F qui sont de dimensions $[5 \times 5]$ passent aux dimensions $[7 \times 7]$ ce qui complique éventuellement la réalisation des différentes opérations de l'algorithme telles que: la multiplication et l'inversion ainsi que le problème majeur de l'ajustement des matrices P_0 , Q et R .

Afin de maintenir le temps de calcul à son niveau acceptable et réduire l'effet des pertes fer, l'algorithme du filtre de Kalman étendu est maintenu à l'exception les entrées $u_{\alpha s}$, $u_{\beta s}$, $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ qui doivent être changées afin de prendre en considération le courant traversant la résistance R_{fe} .

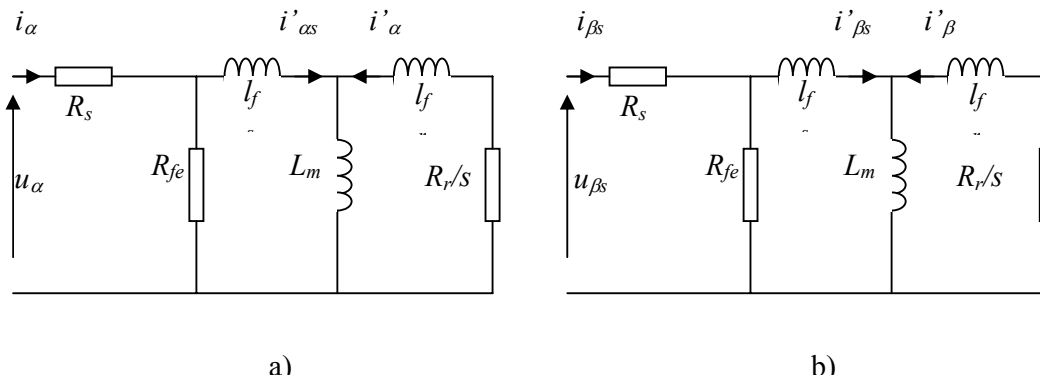


Fig. 4.7 Circuit monophasé équivalent de la machine asynchrone tenant compte de R_{fe} en régime permanent.

La Figure 4.7.a illustre le schéma équivalent sur l'axe alpha (α), en régime permanent de la machine asynchrone. Le même schéma est obtenu sur l'axe en quadrature (voir la fig.4.7.b) ; ce schéma est obtenu à partir du schéma équivalent considéré au chapitre 2 et ceci en négligeant la chute de tension aux bornes de l_{fs} devant la chute due à la résistance statorique R_s .

Cette simplification permettra de prendre en compte l'effet des pertes fer dans le modèle de l'observateur de Kalman étendu par le changement des entrées $u_{\alpha s}$, $u_{\beta s}$, $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ par $u'_{\alpha s}$, $u'_{\beta s}$, $i'_{\alpha s}$ et $i'_{\beta s}$ qui sont obtenues par les équations suivantes:

$$u'_{\alpha s} = u_{\alpha s} \quad (4.32)$$

$$u'_{\beta s} = u_{\beta s}$$

$$i'_{\alpha s} = i_{\alpha s} - \frac{u_{\alpha s} - R_s \cdot i_{\alpha s}}{R_{fe}}$$

$$i'_{\beta s} = i_{\beta s} - \frac{u_{\beta s} - R_s \cdot i_{\beta s}}{R_{fe}} \quad (4.33)$$

La tension est maintenue constante car, en négligeant la chute de tension aux bornes de l'inductance de fuite statorique, la tension appliquée restera la même (branche parallèle). Par conséquent, la nouvelle configuration du système d'entraînement deviendra comme illustrée sur la fig. 4.8.

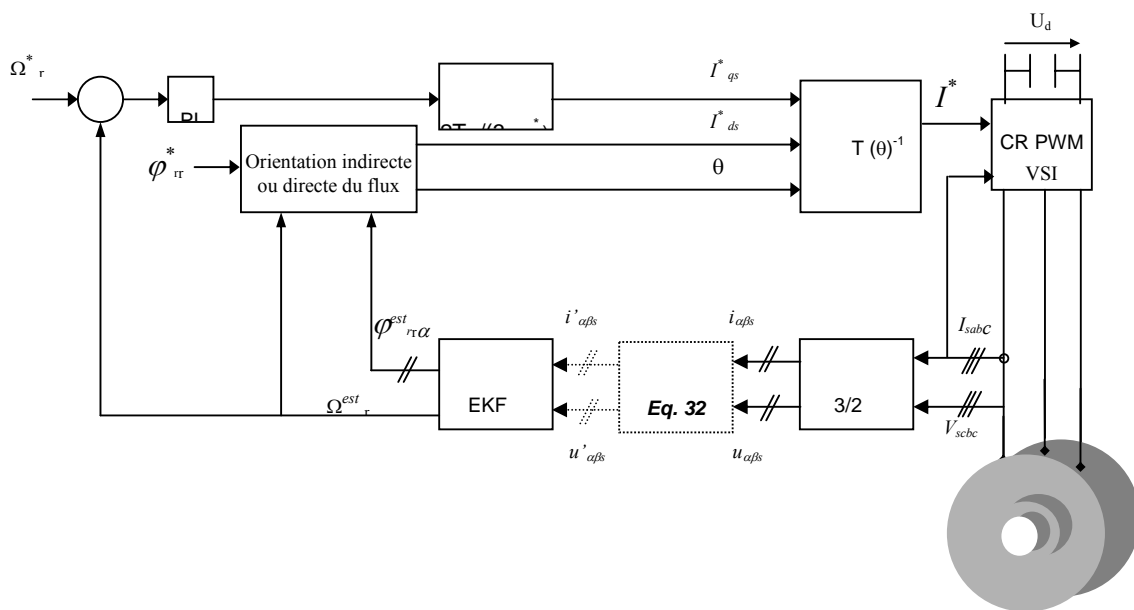


Fig. 4.8. Configuration du variateur sans capteur de vitesse en tenant compte des pertes fer.

La simulation des éléments de la nouvelle configuration a donné les résultats de la fig.4.9 pour la commande directe et ceux qui sont représentés sur la fig.4.10 pour le schéma indirect. La vitesse de référence désirée est toujours celle présentée sur la fig.4.4. Il est à signaler que l'algorithme n'a pas été changé. En effet, les paramètres des différentes matrices n'ont pas été modifiés (matrices de covariances P, Q et R). Les résultats obtenus montrent que l'erreur d'estimation a été

considérablement réduite pour les deux configurations de la commande vectorielle à savoir: directe (fig.4.9.a) et indirecte (fig.4.10.a) et ceci sans pour autant affecter le découplage entre le flux rotorique et le couple (orientation du flux rotorique maintenue). La fig.4.9.b montre l'erreur d'estimation du flux rotorique est très faible, de même la fig.4.10.b montre le maintien de la composante directe et l'annulation de celle sur l'axe q. Autrement dit, l'effet des pertes fer sur la précision d'estimation par le filtre de Kalman a été considérablement réduit.

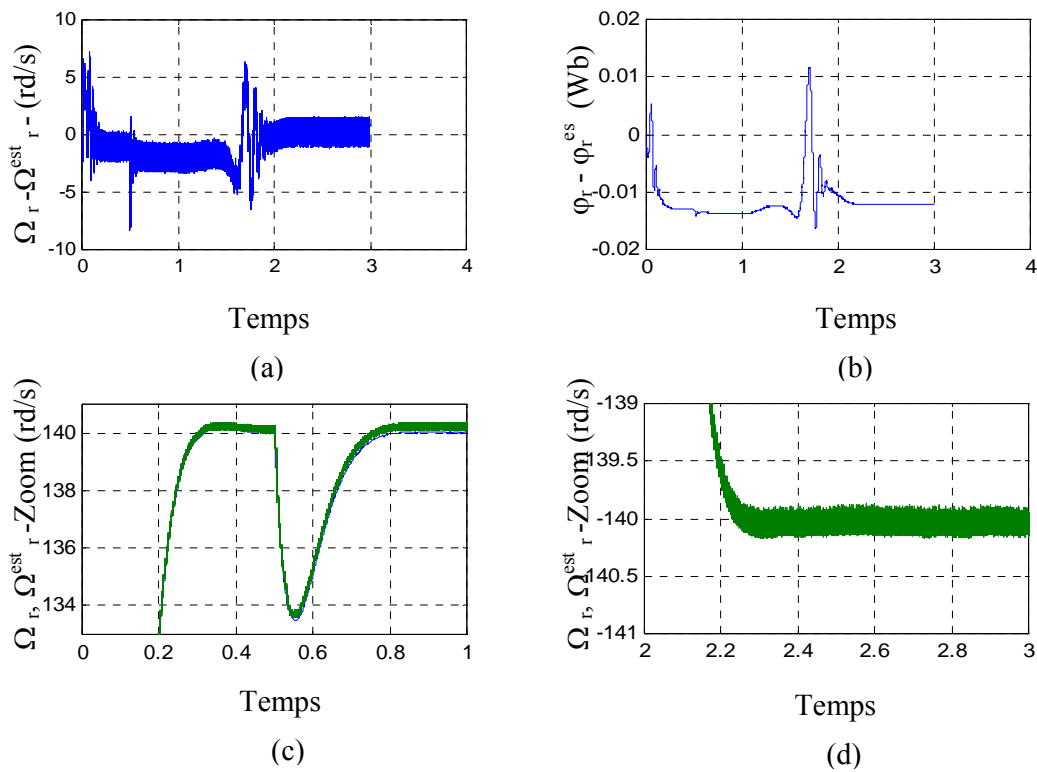


Fig.4.9. Commande vectorielle directe avec FKE et compensation des pertes fer

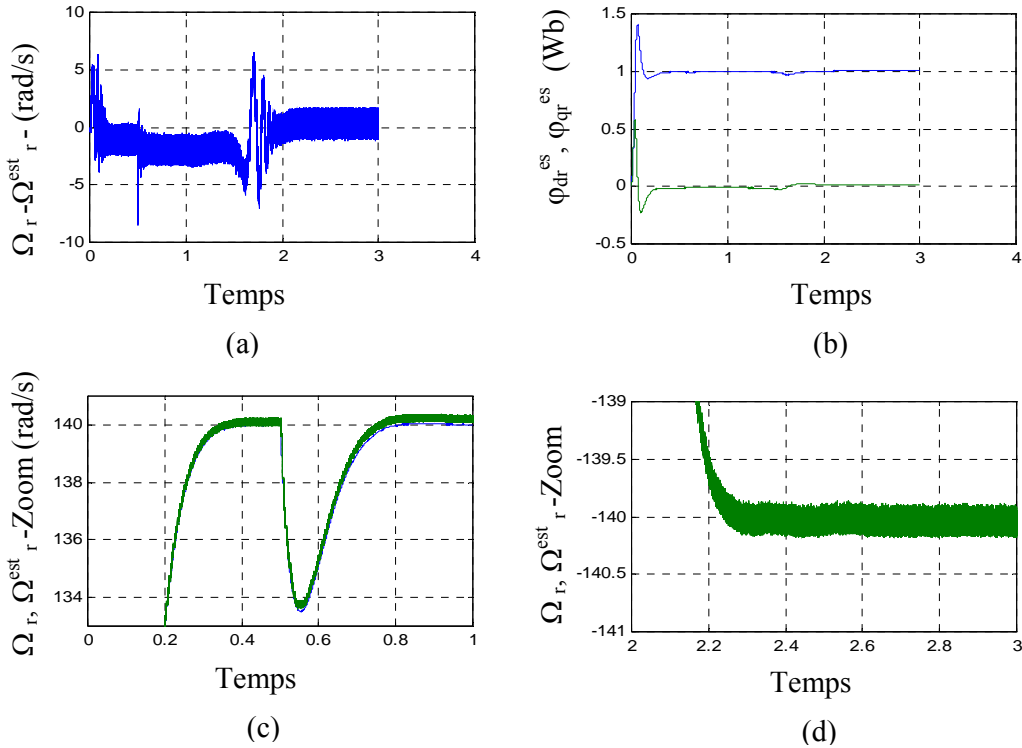


Fig.4.10. Commande vectorielle indirecte avec FKE et compensation des pertes fer

6. Conclusion

Dans ce chapitre, le point a été mis sur l'estimation de la vitesse rotorique d'une machine asynchrone à cage par le filtre de Kalman étendu (FKE) en tenant compte des pertes fer. Premièrement, le filtre est élaboré sur la base du modèle de la MAS du 4ème ordre, où sont négligées les pertes fer. Cependant, pour les grandes valeurs de fréquence, il est constaté que les pertes fer s'imposent et affectent les performances de l'observateur de Kalman.

L'analyse physique de cet effet a permis de conclure que l'erreur d'estimation est due principalement au fait que la puissance engendrée par les pertes fer n'a pas été considérée dans le modèle du filtre de Kalman étendu.

Par conséquent, une approche simple est suggérée afin de réduire cet effet indésirable sans pour autant augmenter le temps de calcul exigé par l'algorithme ou le changer. Elle consiste à soustraire les pertes du modèle par le changement des entrées de l'observateur. L'amélioration apportée a montré le bien fondé du mécanisme suggéré.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Dans le cadre de la présente thèse, trois aspects différents mais complémentaires ont été traités, à savoir : adaptation de la résistance rotorique, minimisation des pertes et commande sans capteur de vitesse du variateur par moteur à induction. Par ailleurs, étant donné le caractère multidisciplinaire du variateur, nous avons jugé utile d'aborder ce travail, à travers le premier chapitre, par une présentation du variateur de vitesse et ceci afin de spécifier ses différents éléments de base. Dans ce chapitre ont été également abordés, les conséquences de la variation de la résistance rotorique, les retombées du fonctionnement à niveau de flux constant sur les performances de la commande vectorielle et l'efficacité du variateur de vitesse, de même que les principaux inconvénients du capteur de vitesse dans le milieu industriel. Pour ce faire, une recherche bibliographique concernant les trois aspects en question a été effectuée. A cet effet, l'analyse critique des méthodes, des techniques et des algorithmes développés pour faire face aux problèmes sus - cités montrent, d'une part, l'ampleur et la complexité de la problématique et, d'une part, la nécessité d'explorer davantage ces aspects.

Par ailleurs, pour pallier aux conséquences de variation de la résistance rotorique, un mécanisme basé sur les ensembles flous a été développé. Le caractère non linéaire de l'effet de variation de la résistance rotorique sur l'évolution du flux rotorique a motivé l'utilisation de la logique floue pour analyser l'erreur estimée et corriger la résistance rotorique en conséquence. Les résultats obtenus ont montré que la correction de la résistance rotorique permet de maintenir le découplage effectif entre le flux rotorique et le couple électromagnétique, chose qui a permis de rétablir les performances du réglage de la vitesse et de maintenir le rapport couple-courant statorique maximal, c'est à dire, éviter des pertes par effet Joule supplémentaires dans le stator et le rotor de la machine et maintenir l'efficacité maximale du variateur.

Nous avons montré également que le fonctionnement à flux constant, bien qu'il permette d'avoir un couple maximal disponible à tout moment, provoque des pertes d'énergie lorsque le variateur entraîne des faibles charges. Plusieurs travaux ont montré que le fonctionnement efficace du moteur à induction de petite puissance est caractérisé par l'égalité des composantes du vecteur statorique

dans le repère tournant. A cet effet, afin de maintenir le fonctionnement optimal, un mécanisme de sélection du niveau du flux a été proposé. Le modèle de Park du moteur à induction, qui tient compte des pertes fer, a été utilisé afin de déterminer à tout moment la valeur du flux rotorique optimal permettant de minimiser la puissance consommée par le variateur. Ce mécanisme utilise le gain de variation de la résistance rotorique, généré par le mécanisme d'adaptation flou, la pulsation électrique et le couple électromagnétique. En outre, étant donné, que les pertes fer sont prises en compte par le contrôleur d'orientation de flux, le couple de référence généré par le régulateur de vitesse a été utilisé afin d'éviter l'ajout d'un capteur ou l'intégration d'un observateur de couple.

Le mécanisme d'adaptation flou a été modifié afin de prendre en considération la nouvelle structure du contrôleur d'orientation du flux. L'avantage de la logique floue, à savoir le caractère heuristique du contrôle, permet d'adapter la résistance rotorique même si le flux est variable sur l'axe direct. C'est la raison pour laquelle nous avons considéré trois types de règles floues: les deux premiers servent pour la correction du glissement et le troisième empêche le fonctionnement du mécanisme flou lorsque le flux rotorique varie seulement sur l'axe direct. De ce qui précède il est clair que le mécanisme d'adaptation flou permet d'éviter des pertes par effet Joule lorsque la résistance rotorique change, tandis que le mécanisme d'optimisation réduit le courant magnétisant à faibles charges, par conséquent, il permet d'éviter des pertes supplémentaires. Etant donné, que la variation du flux rotorique pour minimiser les pertes n'est valable qu'en régime stationnaire, par conséquent, durant les régimes transitoires, à savoir : inversion du sens de rotation ou rétablissement de la charge, le flux nominal est restauré afin de rétablir le couple maximal du moteur. Le transit entre les deux modes, à savoir: mode à flux variable et celui à flux nominal, est contrôlé par la variation de vitesse.

Le dernier volet de la présente thèse porte sur la commande vectorielle sans capteur de vitesse, ceci par l'utilisation du filtre Kalman étendu. La suppression du capteur de vitesse possède un aspect technico-économique, en effet, ceci entraînera, d'une part, une réduction considérable sur le coût du variateur et, d'autre part, une augmentation de sa robustesse. L'algorithme de l'observateur a été développé à partir du modèle de Park de quatrième ordre (qui est le plus fréquemment utilisé pour l'élaboration des observateurs). Dans ce cas, l'erreur d'estimation de vitesse est de 10 tr/min aussi bien pour la commande vectorielle indirecte que pour la commande directe.

Afin de pallier l'effet des pertes fer et d'améliorer l'estimation de la valeur de vitesse, un mécanisme de compensation des pertes fer sans modification de l'algorithme de l'observateur a été élaboré. Ce mécanisme est basé sur la soustraction de la puissance dissipée par la résistance des pertes fer du modèle utilisé par le filtre de Kalman. Les résultats obtenus ont montré l'amélioration apportée (en terme de précision) sans augmentation du volume de calcul.

Bien que les objectifs, cités dans l'introduction, ont été suffisamment atteints, toutefois, le travail effectué dans la présente thèse n'offre pas la solution idéale pour faire face aux contraintes d'utilisation du variateur de vitesse par moteur à induction. En effet, reste comme perspective, d'explorer l'observation simultanée de la vitesse rotorique et les paramètres de la machine, chose qui permettra d'avoir plus de précision en ce qui concerne le découplage et la sélection du niveau approprié pour l'optimisation avec la prise en compte de la saturation dans le processus de sélection du flux optimal réel.

Bibliographie

- [1] Abrahamasen F., Blaabjerg A., Pederson J.K., Grabowski P.Z., Thogersen P., “ On the energy optimized control of standard and high efficiency induction motors on CT and HVAC applications”, IEEE Transaction on Industry Application, Vol.34, n° 24, July/August 1998, pp.822-831.
- [2] Atkinson D.J., Acarnley P.P. and Finich J.W., “Observers for induction motor state and parameter estimation”, IEEE Transaction on Industry Application, Vol.27, n° 6, Nov/Dec. 1991, pp. 1119-1127.
- [3] Baghli L., “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques”, Thèse de Doctorat. 1999, Nancy, France / Sous la Direction de Pr. A. Rezzoug.
- [4] Barret P., “Régimes transitoires des machines tournantes électriques”, Edition Eyrolles, Paris, 1987.
- [5] Bose B.K., “Power Electronics and AC Drives”, Prentice-Hall, Englewood, New Jersey, 1989.
- [6] Bose B.K., “Technology trends in microcomputer control of electrical machines”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.35, N. °1, Feb.1988, pp.160-177.
- [7] Bose B.K., N.R.Patel, “Quasi-Fuzzy estimation of stator resistance of induction motor”, IEEE. Transaction on Power Electronics, Vol.13, N°3, May 1998.
- [8] Bouchon-Meunier B., Marsala C., “Logique floue, principes, aide à la décision”, Paris Hermès Science Publications, 2003.
- [9] Braham Amin, “Induction Motors: Analysis and Torque control”, Springer, 2002.
- [10] Büler H., “Conception des systèmes automatiques”, Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne 1988.
- [11] Büler H., “Convertisseurs statiques”, Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne 1991.
- [12] Büler H., “Réglage par logique floue”, Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne, 1994.
- [13] Büler H., “Réglage des systèmes d'électronique de puissance”, Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, Lausanne, 1997.
- [14] Canudas De Witt. C., “Commande des moteurs asynchrones 1: Modélisation, Contrôle vectoriel et DTC”, HERMES Science Publications, 2000.

- [15] Canudas De Witt C., “Commande des moteurs asynchrones 2: Optimisation, discrétisation et observateurs”, HERMES Science Publications, 2000.
- [16] Châtelain J., “Machines électriques”, Traité d’électricité, Presse polytechnique et Universitaire, Romandes, 1983.
- [17] Chetate B., Kabache N., **Kheldoun A.**, Bradai R., Chermalikh A.V., Maidansky I.Ia., Omrani M., “New Energetic Performances of Electrical Drives By Using Artificial Intelligence”, INISTA 2005, International Symposium on Innovation in Intelligent Systems and Applications, ISBN: 975-461-400-8, Yildiz University, pp. 33-37.
- [18] Chetate B., **Kheldoun A.**, “A method of minimizing the power losses in an induction motor with a squirrel-cage with vector control”, Electrical Technology Russia, ISSN 1028-7957, N° 4, 2004, pp. 154-165.
- [19] Chetate B., **Kheldoun A.**, Kabache N., Khodja D., “Energy saving by using artificial intelligence for specification, control and diagnostic of electric drives with induction machines”, ICCI-2004, International Conference on computational intelligence, 27-29 Mai 2004, NICOSIA, TRNC, pp. 44-49.
- [20] Chetate B., **Kheldoun A.**, “Adaptive control of induction machine by fuzzy logic”, Revue of sciences and technology of hydrocarbons, n° 3 (28), ISSN: 0234 – 8276, 2003, pp.69-77.
- [21] Chetate B., **Kheldoun A.**, “Commande Indirecte à Flux Rotorique Orienté d’une Machine à Induction avec Adaptation de la Constante de Temps Rotorique par Logique Floue”, First International Conference on Electrical Engineering, ICEE’2000, Nov.2000 – Boumerdes.
- [22] Chetate B., **Kheldoun A.**, “Commande Vectorielle Indirecte d’un Moteur à Induction par Logique Floue”, First instrumentation and Measurement in Petroleum Applications Conference, IMPAC-2000, OCT. 23-24, 2000, pp.246-251 – Boumerdes, ISSN: 1112-3001.
- [23] Cirstea M.N., Dinu A., Khor J. G., McCormick M., “Neural and Fuzzy logic control of Drives and Power Systems”, Newnes, Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, first published 2002.
- [24] Déformnel B., “Alimentation des machines électriques”, Technique de l’ingénieur, D3620, 1990.
- [25] Draincov D., Hellendoorn H., Frank M.R., “An introduction to fuzzy control”, Springer Verlag, 1996.
- [26] Famouri P., Cathy J.J., “Loss minimization control of an induction motor drive”, IEEE Transaction on Industry Application, Vol.27 n°01, Jan/Feb 1991, pp.33-37.

- [27] Finch J.W., Atkinson D.J., Acarnley P.P., "Full-order estimator for induction motor states and parameters", IEE Electr. Power Appl., Vol. 145, N°3, May 1998, pp.169-179.
- [28] Flaus J.M., "La régulation industrielle, régulateur PID, prédictif et flou", Hermès, 1994.
- [29] Gabriel R., Léonard W., Norbdy C., "Field Oriented control of a standard AC using microprocessors", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.IA. 16, N°2, March/April 1980, pp. 186-192.
- [30] Garces.L.J , "Parameter adaptation of the speed controlled static AC with a squirrel-cage induction motor", IEEE Transaction on Industry Application, IA 16.173-8, 1980, pp.173-178.
- [31] Grellet G., Clerc G., "Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande", Edition Eyrolles 1996.
- [32] Grewal M. S., Andrews A.P., "KALMAN filtering: Theory and Practice using Matlab", second edition, 2001, John Wiley & Sons.
- [33] Godjevac J., "Idées nettes sur la logique floue", Presse polytechnique et universitaire Romandes, Lausanne, 1999.
- [34] Guillard B., Dupre E., "Le flou, qu'est ce que c'est", REE, N° 1, Janvier 1998.
- [35] Hautier J.P., Caron P., "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition Technique et documentation, Paris, 1995.
- [36] Heber B., Xu L., Tang Y., "Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field oriented induction machine drive", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 12, N°5, septembes.1997, pp.772- 778.
- [37] Ho E.Y.Y., Sen P.C., "Decoupling Control of Induction Motor Drives", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.35 n°02, May 1988, pp.253-262.
- [38] Holtz J., "Pulse Width Modulation – A survey", IEEE, PESC'92. Conf. Recc. Vol. 1, 1992, pp. 95-102.
- [39] Holtz J., Thimm T., "Identification of the machine parameters in a vector controlled induction motor drives", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.28, n°.06, 1992, pp.96-102.
- [40] Hong K.T., Lorenz R.D., "A rotor flux error based adaptive tuning approach for feedforward field oriented induction drives", IEEE Conference record IAS 1990 Annual meeting 90, pp. 589-594.
- [41] Huang L., Tadokoro Y., Matsuse K., "Deadbeat flux level control direct field oriented high horsepower induction servo motor using adaptive rotor flux observer", IEEE Transaction on Industry Application, Vol.30 n°04, July/August 1994, pp.954-962.

- [42] Hurst K.D., Habetler T.G., "Sensorless speed measurement using current harmonics spectral estimation in induction machine drives", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, Jan. 1996, pp. 66-73.
- [43] Ick Choy *et al.* "On-line efficiency optimization control of slip angular controlled induction motor drive using neural networks", in Proc. IEEE Conference Annual meeting 1996, pp. 1216-1221.
- [44] Ion Boldă, S. A. Nasar, "Electric Drives", CRS Press, 1998.
- [45] Jamshidi M., Vadiie N., Ross T., "Fuzzy logic and control, hardware and software applications", Prentice- Hall, 1993.
- [46] Jonson P.L., Lorent R.D. and Novotny D.W., "Observer-based direct field orientation, analysis and comparison of alternative methods", IEEE Trans. On Indus. Applications, Vol. 30, N°4, pp.945-953.
- [47] Jung J., Nam K., "A vector control scheme for EV induction motors with a series iron loss model", IEEE Transaction On industrial electronics, Vol. 45, N°4, August 1998, pp.617- 624.
- [48] Katsota T., Toda S., Sato Y., "On-line estimation of induction motor parameters by extended Kalman filter", The European Power Electronics Association, pp. 325-329, 1993.
- [49] Kazamierkowski M.P., Tunia H., "Automatic Control of Converter-fed Drives", Amesterdam (The Netherlands), Elsevier, 1994.
- [50] Khan W., Taylor D., "Adaptive control of AC motor drives with inverter non linearities", INT. Journal of Control, Vol. 72, n°. 09, 1999, pp. 784-798.
- [51] Khater F.M., Lorenz R.D., Novotny D.W., Tang K., "Selection of level in field oriented induction machine controllers with consideration of magnetic saturation effects", IEEE Transaction on Industry Application, Vol.IA. 23, N°2, March/April 1987, pp.276-282.
- [52] **Kheldoun A.**, Chetate B., "Model based minimisation of power loss in vector control induction motor", 2nd International Symposium on Electrical, electronic and Computer engineering and exhibition, March, 11-13, NEU-CEE, NICOSIA, TRNC, 2004, pp.112-117.
- [53] **Kheldoun A.**, Chetate B., "Optimisation des Pertes d'Énergie d'un Moteur Asynchrone à Cage commandé Par la Technique à Champ Rotorique Orienté", Revue des Energies Renouvelables, Proceeding de la 1^{ère} Conférence Internationale sur l'Efficacité Énergétique, ISSN :1112-2242, Tome 2, 25-26 Mai 2003, pp. 422-427.

- [54] **Kheldoun A.**, “Commande vectorielle d’un moteur asynchrone à cage avec adaptation de la résistance rotorique par logique floue et minimisation des pertes totales”, Mémoire de Magistère, FHC, Université de Boumerdès, 2001, Dirigé par: Pr. B. Chetate.
- [55] Kim H.G., Sul S.K., Park M.H., “Optimal efficiency drive of a current source Inverter fed induction motor by flux control”, IEEE Transaction on Industry Application, Vol.20 n°06, Nov./Dec. 1984, pp.1453-1459.
- [56] Kisko A., Koyama M., “Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives”, IEEE Transaction on Industry Application, Vol.IA-19, N°.04, 1983, pp.561-570.
- [57] Kirchen D.S., Novotny D.W., Lipo T.A., “On line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drives”, IEEE Transaction on Industry Application, Vol.IA-21(4), 1985, pp.610-615.
- [58] Kirchen D.S., Novotny D.W., Wanwisoot S.W., “Minimizing induction motor loss by excitation control in variable frequency drives”, IEEE Transaction on Industry Application, IA-20(5), 1984, pp.1244-1250.
- [59] Koven T.J., Hyun D.S., “High-performance speed control of electrical machine using low-precision shaft encoder”, IEEE. Transaction on Power Electronics, Vol.4, N°5, september 1999, pp.838-849.
- [60] Lebaroud A., “Le diagnostic automatique des défaillances des systèmes électromécaniques”, Mémoire de Magistère, INHC, 1997 / Sous la Direction de Dr. B. Chetate.
- [61] Lee C.-M., Chen C.-L., “Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors”, IEE Proc.-Control theory Appl., Vol. 145, No.3, May 1998.
- [62] Lee C.C., “Fuzzy logic in control system: Fuzzy logic controller”, Part I, II IEEE Trans. Syst. Man. Vol 20, Mars 1990, pp. 404 – 435.
- [63] Leite A.V., Araujo R.E., Freitas D., “Full and reduced order extended Kalman filter for speed estimation I induction motor drives: a comparison study”, 35th Annual Meeting IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, pp. 2293-2299.
- [64] Leonard W., “Control of Electrical Drives”, Springer, 1997.
- [65] Levi E., “Impact of Iron loss on behaviour of vector controlled induction machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, N°6, Nov /Dec 1995, pp.1287-1296.
- [66] Levi E., Boglietti A., Lazzari M., “Performance deterioration in indirect vector controlled induction machines”, in Conf. Rec. IEEE PESC’95, 1995, pp.1312 –1318.

- [67] Levi E., Sokola M., Boglietti A., Pastrolli M., “Iron loss in rotor flux oriented induction machines: Identification, Assessment of detaining and Compensation”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.11, n°05, Sept 1996, pp.698-709.
- [68] Lim S., Nam K., “Loss-minimising control scheme for induction motors”, IEE Proc. -Electr. Power. Appl, Vol .151 N°4, July 2004, pp.385-397.
- [69] Lorenz R.D., Myang S., “AC induction servo sizing for motion and control application via loss minimizing real-time flux control”, In IEEE /IAS Annul. Meeting Conf. Record. 1989, pp.612-616.
- [70] Machtigal C.L., “Instrumentation and control, fundamentals and applications”, John Wiley and Sons Inc. 1990.
- [71] Matsuse K., Yoshizumi T., Katsuta S., Tanigushi S., “ High – Response Flux Control of Direct Field Oriented Induction Motor with High Efficiency Tacking Core Loss into Account”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.35, No. 1, JAN./FEB. 1999, pp.62-69.
- [72] Meunier B.B., “La logique floue et ses applications”, Editions Addison-Wesley France, S.A, 1995.
- [73] Mir S.A., Zinger D.S., Elbuluk M.E., “Fuzzy controller for inverter fed induction machines”, IEEE Transaction on Industry Application, Vol.30, N°1, Janu/Febru 1994, pp.78-84.
- [74] Mizling T., Takayama J., Ichioka T., Terashima M., “Decoupling control methods of induction motors tacking stator core loss in to consideration”, in Conference record IEEE IAS, Annual meeting 1990, pp. 69-74.
- [75] Mosskull H., “Robust Control of Induction Motor Drive”, Doctoral Thesis, 2006, Supervised by Pr. Kazmiekowski M. Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden.
- [76] Nordin B., Novotny W.N., Zinger S., “The influence of motor parameters deviations in feedforward field orientation drive systems”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IAS -21, No4, July/Aug. 1985, pp. 1009-1015.
- [77] Novotny D. W., Lipo T. A., “Vector Control and dynamics of AC drives”, Oxford University Press Inc, 2000, New York.
- [78] Ouhrouche M.A., “Estimation of speed, rotor flux and rotor resistance in cage induction motor using the EKF algorithm”, International Journal of Power and Energy Systems, Vol. 22, N°2, 2002, pp. 103-109.
- [79] Pereira L.F.A. et al, “A simulation framework for flux estimation and vector control of induction machines”, in Proc. of IEEE industry electronics conference, 1998, pp. 1587-1591.

- [80] Pham T., Levi E., “Core loss in direct torque controlled induction motors drives: detaining and Compensation”, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, Vancouver, Canada, 2001, pp.98-103.
- [81] Pomorski D., Perche P.B., “Diagnostic et arbres de décision. Applications à la surveillance partielle d’un moteur asynchrone”, APII. JESA, Volume 34, N° 4, Mai 2000, pp.441-477.
- [82] “Power System Blockset User’s Guide”, Copyright 1998 by TEQSIM International Inc, a sublicense of Hydro-Quebec, and The Mathworks Inc.
- [83] Rached M., Stronach F., P. Vas, “A stable MRAS sensorless control induction motor drives at low speeds”, In Proc. of the IEEE-IEMDC Conference, 2003, pp.139-144.
- [84] Rehahla S., “Etude de la commande d’une machine asynchrone triphasée par la technique de flux orienté”, Mémoire de Magistère, ENP, Dec. 1996 /Sous la Direction de Dr. Hemicic. B
- [85] Ribeiro L.A.S. *et al*, “Parameter sensitivity of MRAC models employed in IFO controlled AC motor drive”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.44, N°04, Aug.1997, pp.536-545.
- [86] Saetieo S., Torrey D.A., “ Fuzzy Logic control of a space vector PWM current regulator for three phase power converters”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.13, N°3, May.1998, pp.419-426.
- [87] Said M.S.N., Benbouzid M.H., Benchaib A., “Detection of broken bars in induction motors using extended kalman filter for rotor resistance sensorless estimation”, IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 15, N° 1, pp. 66-70, March 2000.
- [88] Salvatore L., Stasi S., Dell’Aquila A., Cupertino F., “Vector control if induction motors by using EKF and LKF”, Power Electronics and variable speed drives, pp. 504- 509, 21-23 September, IEE conference publication 1998.
- [89] Segulier G., Labrique F., “Les convertisseurs de l’électronique de puissance”, Tome 4, conversion continu – alternative, Edition Technique et Documentation, Paris, 1989.
- [90] “Simovert MasterDrives – Compendium Vector Control”, SIEMENS AG, Version AF, 1998.
- [91] Singh B.N., Singh B., B.P. Singh, “Fuzzy Control of Integrated Current Controlled Converter Inverter Fed Cage Induction Motor Drive”, IEEE Trans. Indus. Appl. Vol.35, n°2, March/April 1999, pp.405-412.
- [92] Sousa G.C.D., Bose B.K., “A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter DC machine drive”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 30 , N°1, January/February 1994, pp.854-861.
- [93] Sousa G.C.D., Bose B.K., “Fuzzy logic based on-line MRAC tuning of slip gain for an indirect vector controlled induction motor drive”, IEEE conference record IAS, 1993, pp.1003-1008.

- [94] Sousa G.C.D., Bose B.K., "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive", IEEE conference record IAS, 1993, pp.1168-1174.
- [95] Sugimoto H., Tamai S., "Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics", IEEE IAS Annu. Meeting, 1985, pp.613-620.
- [96] Tayie J.K.AI-, Acarnley P.P., "Estimation of speed, stator temperature and rotor temperature in cage induction motor drive using the extended Kalman filter algorithm", IEE Proc.- Electr. Power Appl., Vol. 144, pp. 301-309, No. 5, September 1997.
- [97] Tungpimolrut K., Peng F.Z., Fukao T., "Robust vector control of induction motor without using stator and rotor circuit time constants", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.30 n°05, Sept/October 1994, pp.168-173.
- [98] Tolyat H.A., Arefee M.S., Rahman K.M., Figoli D., "Rotor time constant updating for rotor flux oriented induction motor drive", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol 14, N°5, September 1999, pp.850-857.
- [99] Vas P., "Artificial-intelligence-Based Electrical Machines and Drives: application of fuzzy, neural, fuzzy-neural and genetic-algorithm-based techniques", Oxford University Press, 1999.
- [100] Vas P., "Vector Control of AC Machines", Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [101] Wade S., Dunnigan M.W., Williams B.W., "Modeling and simulation of induction machine vector control with rotor resistance identification", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.12, n°03, May 1997, pp.495-506.
- [102] Wade S., Dunnigan M.W., Williams B.W., "Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector controlled induction machines", IEE Proc-Electro. Power Applications, Vol.144, n°05, Sept. 1997, pp.1187-1192.
- [103] Wang J.B., Liaw C.M., "Indirect field oriented induction drive with fuzzy detuning correction and efficiency optimization controls", IEE Proc. Electr. Power. Appl., Vol.144 n°.1, January 1997, pp.37-45.
- [104] Yager R.R., Filev D. P., "Essentials of fuzzy Modeling and control", by John Wiley & Sons, Inc, Canada, 1994
- [105] Yazid K., "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone avec prise en compte de la variation de la résistance rotorique", Mémoire de Magistère, 1996, USTHB, / Sous la Direction de Dr. Benhaddadi. M.

- [106] Zein I., “Application du filtre de Kalman et de l’observateur de Luenberger à la commande de la machine asynchrone”, Thèse de Doctorat, Directeur de thèse Pr. L. Loron, Sept. 2000, Université de Technologie de Compiègne.
- [107] Zhen L., Xu L., “On line fuzzy tuning of indirect field oriented induction machine drives”, IEEE Transaction on Power electronics, Vol.13, N°1, January 1998, pp. 134-141.

Annexe

Paramètres du moteur asynchrone et de sa charge [90]

La plate forme d'expérimentation, sur laquelle nous avons effectué des tests sur la commande vectorielle et scalaire, comprend un convertisseur de fréquence industriel de 7,5kW et deux machines, l'une asynchrone à rotor bobiné (utilisée comme moteur variateur) et l'autre machine à courant continu (utilisée en tant que charge à couple variable).

Paramètres de la machine asynchrone (paramètres de la plaque signalétique) utilisée pour l'expérimentation :

Puissance nominale	1.4 kW
Rendement nominal	0.615
Tension nominale	380/220V
Facteur de puissance nominal	0.65
Vitesse nominale	885 tr/min
Fréquence nominale	50 Hz
Courant nominal	3.10/5.3A
Masse	51kg

Paramètres la machine à courant continu (paramètres de la plaque signalétique) utilisée pour l'expérimentation :

Puissance nominale	1.9 kW
Rendement nominal	0.8
Tension nominale	110V
Courant maximal d'induit	81A
Vitesse nominale	1000 tr/min
Courant nominal d'excitation	0.75A
Courant nominal d'induit	21A
Résistance d'induit	0.245 Ω
Moment d'inertie	0.057Kg.m ²
Masse	118kg