

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

FACULTE : Sciences de l'Ingéniorat

DEPARTEMENT : Électrotechnique

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : Sciences et Technologies

FILIERE : Électrotechnique

OPTION : Commande électrique

Thème

COMMANDE NUMERIQUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Présenté par:

DRICI Mourad et MERZOUG M^{ed} Lamine

Dirigé par:

Pr. BAHI Tahar

Jury de soutenance:

- | | | | |
|------------------|------------|------|---------------------|
| - KAHOUL Nabil | Président | MAB. | Université d'Annaba |
| - BAHI Tahar | Rapporteur | Pr. | Université d'Annaba |
| - BENSIALI Nadia | Examineur | MCA. | Université d'Annaba |
| - ZERZOURI Nora | Examineur | MCB. | Université d'Annaba |

Promotion : Juin 2018

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- *Ma très chère mère et mon très chère père, que dieu les protège ;*
- *Toute ma famille sans exception ;*
- *Tous mes amis ;*
- *Tous mes amis de université Badji Mokhtar Annaba en particulier les amis de
département électrotechnique ;*
- *A mon binôme Mrd Lamine avec qui j'ai passé de meilleurs moments qui restent
de bons souvenirs pour toujours.*

Mourad

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- *Ma très chère mère et mon très chère père, que dieu les protège ;*
- *Toute ma famille sans exception ;*
- *Tous mes amis ;*
- *Tous mes amis de université Badji Mokhtar Annaba en particulier les amis de
département électrotechnique ;*
- *A mon binôme Mourad avec qui j'ai passé de meilleurs moments qui restent de
bons souvenirs pour toujours.*

M^d Lamine

Remerciements

On remercie tout d'abord ALLAH le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

On tient à remercier Monsieur BAH Tahar , professeur à l'université Badji Mokhtar Annaba qui a su nous orienté, conseillé, motivé et qui nous a énormément aidé.

A travers ce mémoire, on adresse nos reconnaissances aux enseignants qui ont contribué à notre formation depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.

On remercie tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils portent à ce dernier.

Je tiens à remercier vivement toutes les personnes qui nous ont aidés à élaborer et réaliser ce mémoire.

Mourad & M^{ed} Lamine

LISTE DES FIGURES

Chapitre 01 : ETAT DE L'ART

Figure 1.1	Structure de la commande scalaire	04
Figure 1.2	Structure de la commande vectorielle	05
Figure 1.3	Structure de la commande directe du couple	06

Chapitre 02 : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Figure 2.1	Constituants d'une machine asynchrone	09
Figure 2.2	Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée (3/2)	12
Figure 2.3	Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant un MAS	17
Figure 2.4	Principe de la technique MLI sinus-triangle	19
Figure 2.5	Représentation de la porteuse triangulaire bipolaire	20
Figure 2.6	Résultats de simulation MAS alimentée directement par réseau triphasé	22
Figure 2.7	Résultats de simulation de l'ensemble MAS-onduleur MLI	23

Chapitre 03 : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Figure 3.1	Principe de commande par orientation du flux	25
Figure 3.2	Principe de la commande vectorielle	27
Figure 3.3	Modèle de la machine	30
Figure 3.4	Découplage par addition des termes de compensation	31
Figure 3.5	Commande découplée	31
Figure 3.6	Bloc de défluxage	32
Figure 3.7	Représentation de la commande par PI	32
Figure 3.8	Boucle de régulation PI de la vitesse	33
Figure 3.9	Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}	34
Figure 3.10	Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}	34
Figure 3.11	Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte	35

Figure 3.12	Grandeurs de la MAS sous variation de la consigne de vitesse	37
Figure 3.13	Grandeurs de la MAS en changement du sens rotation	39
Figure 3.14	Grandeurs de la MAS sans la variation de la charge	41

Chapitre 04 : COMMANDE ADAPTATIVE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Figure 4.1	Principe de la commande adaptative	43
Figure 4.2	Commande adaptative à gain préprogrammé	44
Figure 4.3	Correcteur auto-ajustable	44
Figure 4.4	Correcteur auto-ajustable	45
Figure 4.5	Structure de la commande adaptative à modèle de référence.	46
Figure 4.6	Structure parallèle.	46
Figure 4.7	Structure série-parallèle	47
Figure 4.8	Structure série-parallèle	47
Figure 4.9	Décomposition pour l'étude de l'hyper-stabilité.	49
Figure 4.10	Structure de (MRAC) dans la commande vectorielle indirecte de la MAS	52
Figure 4.11	Contrôle PI et CAMR pour $2R_r$	55
Figure 4.12	Contrôle PI et CAMR pour $3R_r$	55

LISTE DES SYMBOLES

a, b, c: Indices correspondants aux trois phases

s, r : Indice relatif au stator et rotor respectivement

d, q :Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant

v : tension

i : courant

Φ_s : flux statorique

Φ_r : flux rotorique

θ : Position du rotor par rapport au stator

θ_s : Angle électrique entre l'axe *d* et le stator (*S*) lié au stator

θ_r : Angle électrique entre le rotor et l'axe «*d*»

K_f : Coefficient de frottement

Ω_s : La vitesse de synchronisme (rad/sec)

Ω : La vitesse mécanique de rotor (rad/sec)

p : nombre de paire des pôles

Ω_g : vitesse de glissement

Ω : Vitesse de rotation mécanique [tr /min]

ω_s , ω_r : Pulsation statorique et rotorique [rad /s]

J : Moment d'inertie

ω : Vitesse de rotation électrique [rad/s]

$[P(\theta)]$: Matrice de transformation de Park

T_s : Constante de temps statorique

T_r : Constante de temps rotorique

K_i : Constante du gain intégrateur

K_p : Constante du gain intégrateur

P : Opérateur de Laplace

f_s : La fréquence d'alimentation

g : Le glissement

C_e : Le couple électromagnétique

C_r : Le couple résistant appliqué à la machine

σ : Coefficient de dispersion

R_s : Résistances des bobinages du stator

R_r : Résistances des bobinages du rotor

M_{sr} : L'inductance mutuelle entre le stator et le rotor

M_{rs} : L'inductance mutuelle entre le rotor et le stator

L_{sc} : L'inductance cyclique du stator

$[U]$: Le vecteur de commande

$[X]$: Le vecteur d'état

$[L]$: La matrice inductance

L_{ss} : Matrice spécifique au stator comprenant

L_s : Inductance propre d'un enroulement statorique

M_s : Inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques

L_{rr} : Matrice spécifique au rotor comprenant

L_r : Inductance propre d'un enroulement rotorique

M_r : Inductance mutuelle entre deux enroulements rotoriques

ملخص

يعالج هذا الموضوع آلية التحكم في سرعة المحرك الحثي عن طريق منظم تكيفي. نبدأ بنمذجة المحرك المغذى عن طريق محول ثابت (عاكس التيار). تم التطرق لآلية التحكم الشعاعي من أجل الحصول على نموذج منفصل. نركز على التحكم الشعاعي غير المباشر مع منظم (تناسبي تكامل PI) و بما أن هذا الأخير حساس للتغيرات خصائصه فقد توصلنا لوضع هيكلية لمنظم تكيفي للتحكم في هذه الآلة. نهتم في هذه الحالة بالنظام التكيفي مع نموذج مرجعي مما يمنحنا تحكماً جيداً في المحرك الحثي.

كلمات مفتاحية: تحكم تكيفي, تحكم عن طريق التدفق الموجه, محرك حثي, MRAS.

Résumé

Ce sujet traite le contrôle de la vitesse d'une machine asynchrone (MAS) moyennant un régulateur adaptatif. Nous commençons par la modélisation de la MAS alimentée par un convertisseur statique (onduleur MLI). La commande vectorielle est introduite dans le but d'avoir un modèle découplé. En se basant la commande vectorielle indirect (IFOC) avec un régulateur PI, et bien que ce dernier soit sensible aux variations paramétriques, nous parvenons à élaborer la structure du régulateur adaptatif qui sera utilisé pour la commande en vitesse de la MAS. Nous nous intéressons dans ce cas au système adaptatif avec modèle de référence (MRAS), ce qui nous assure un contrôle robuste de la machine asynchrone.

Mots clés : Machine asynchrone, Commande à flux orienté, Commande adaptatif, MRAS.

Abstract

This topic treats the speed control of asynchronous machine (MAS) with an adaptive controller . We start by modeling the MAS powered by a static converter (PWM strategy). Vector control is introduced in order to have a decoupled model. Based on the indirect vector control (IFOC) with a PI controller, and although the latter is sensitive to parametric variations, we manage to develop the adaptive controller structure that will be used for the MAS speed control. In this case, we are interested in the adaptive system with reference model (MRAS), which ensures robust control of the asynchronous machine.

Keywords: Asynchronous machine, Oriented field control, Adaptive control, MRAS.

INTRODUCTION GENERALE

Dans le domaine du contrôle des machines électriques, le contrôle du couple de la machine à courant continu est particulièrement aisé grâce au découplage naturel entre le contrôle du couple et le contrôle du flux. Malheureusement, l'ensemble balais- collecteur de ces types de machines font qu'elles ne puissent être utilisées ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [1]. Or, l'absence du système balais-collecteur dans la machine asynchrone (MAS) rend le poids, la taille et le coût de cette dernière réduits et qu'elle puisse fonctionner dans des ambiances difficiles avec un minimum de maintenance.

Toutefois, la commande de la MAS est complexe à cause du couplage entre les champs statorique et rotorique. Ceci, exige l'application de techniques de commande beaucoup plus complexes que pour la machine à courant continu afin que la MAS soit utilisée comme actionneur dans les entraînements électriques à vitesses variables tout en satisfaisant les performances souhaitées. En effet, pour assurer un découplage entre le couple et le flux de la machine, on applique alors la commande vectorielle du flux rotorique [1] dont les bases de la théorie sur le contrôle vectoriel ou contrôle à flux orienté (FOC) ont été développées par Blaschke dès 1971. Ses inconvénients est qu'elle nécessite, la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et qu'elle est sensible aux variations des paramètres de la machine. C'est ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par les régulateurs classiques (PI), en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge [2].

Par conséquent, pour pallier à ces problèmes, la commande adaptative à modèle de référence (MRAC) est utilisée dans ce mémoire de fin d'études. Cette commande est basée sur une optimisation des critères de performances.

Ce mémoire est organisé, fondamentalement, en quatre chapitres, comme suit:

Dans le premier chapitre, nous allons présenter l'état de l'art des différentes stratégies de commandes de la machine asynchrone.

Dans le second chapitre, nous traiterons dans un premier lieu la modélisation de la machine asynchrone. Nous rappellerons ensuite la modélisation de l'onduleur de tension et la technique de modulation de largeur d'impulsion utilisée pour piloter un onduleur de tension et on termine par sa simulation.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique FOC de la machine asynchrone.

Dans le quatrième chapitre, la commande adaptative avec modèle de référence est appliquée pour la commande de la machine asynchrone.

Enfin une conclusion générale sur l'essentiel du sujet traité clôture les travaux de ce mémoire.

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART

1.1. Introduction

La commande des machines à courant alternatif continue à préoccuper les chercheurs pour satisfaire les exigences consignées sur le cahier de charge. La machine asynchrone à cage est la plus utilisée dans le domaine de la vitesse variable [3]. Ceci, grâce au développement de l'électronique de puissance et l'électronique numérique qui a significativement contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques, d'une part, et la commande vectorielle par orientation du flux rotorique [4], permet un contrôle séparé du flux et de couple tout en assurant des performances satisfaisantes.

Toute fois cette commande est sensible aux variations des paramétriques du moteur [4]. Alors pour palier à ce problème les régulateurs adaptatifs basées, essentiellement, sur l'identification en ligne des paramètres du moteur, peuvent être utilisés.

La commande adaptative permet d'ajuster automatiquement les paramètres du correcteur des systèmes de commande lorsque les caractéristiques du processus et les perturbations sont inconnues ou varient dans le temps [5]. Cette commande est non-linéaire comportant deux (2) boucles de contre-réaction imbriquées : une boucle de correction et une boucle d'adaptation. Par ailleurs, la difficulté consiste à déterminer ses conditions de stabilité.

1.2. Commande scalaire

C'est la plus ancienne méthode de commande développée pour la variation de vitesse des machines à courant alternatif. Dans cette commande, on ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non pas à sa phase. Connue aussi sous le nom de commande V/f , elle consiste à maintenir le flux statorique constant en alimentant la machine avec une source de tension dont rapport V/f est une constante [6]. La figure 1.1 montre la structure de la commande scalaire.

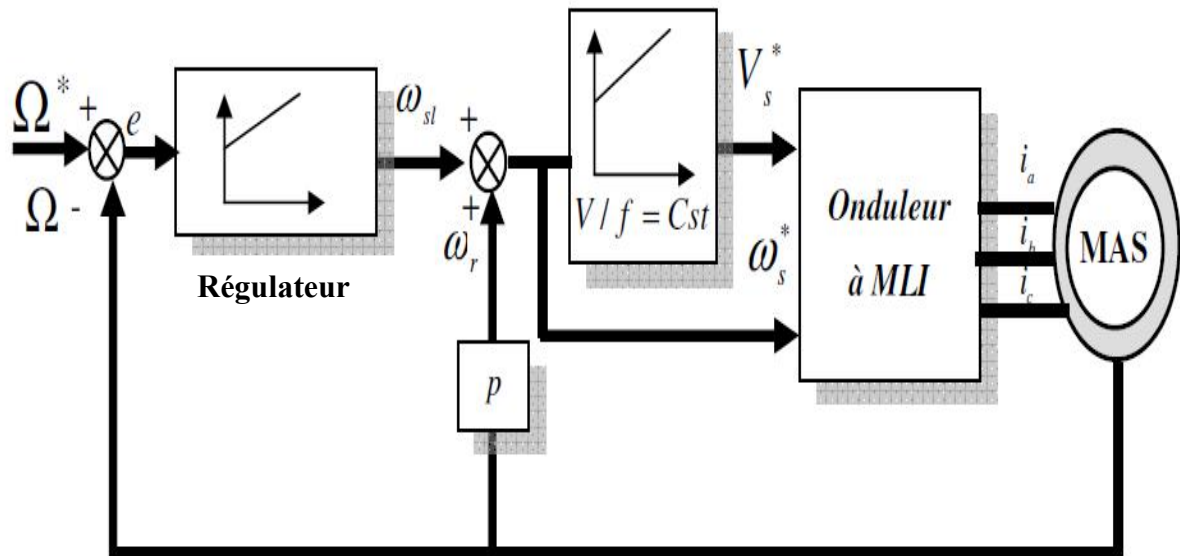


Fig.1.1. Structure de la commande scalaire

En négligeant la chute de tension ohmique dans le bobinage statorique, le flux statorique peut être maintenu constant si la tension statorique reste proportionnelle à la pulsation des courants statoriques. Cette hypothèse n'est plus valable en basses vitesses et il faut alors imposer à la tension statorique une valeur plus grande que celle que donnerait un rapport V/f constant afin de compenser la chute de tension aux bornes des enroulements.

La commande scalaire permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec de grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires [7]. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables qu'en régime permanent. Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine.

Ce type de commande n'est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n'est pas grande telle en pompage ou en ventilation [8]. Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsqu'on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils.

1.3. Commande vectorielle

La machine asynchrone est difficilement commandable. La difficulté réside dans le fait que son modèle mathématique dans le repère de Park est non linéaire, multivariable et fortement couplé.

Le couple électromagnétique (C_{em}) d'une MAS est développé par l'interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits au rotor. Par conséquent toute variation du couple par variation du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor (couplage). Cependant, Blascke a proposé en 1971,

la commande par flux orienté (commande vectorielle) qui consiste à séparer la commande de flux de celle du couple grâce à l'orientation du flux selon l'axe direct du repère (d, q) [9]. La figure 1.2 montre la structure de la commande vectorielle.

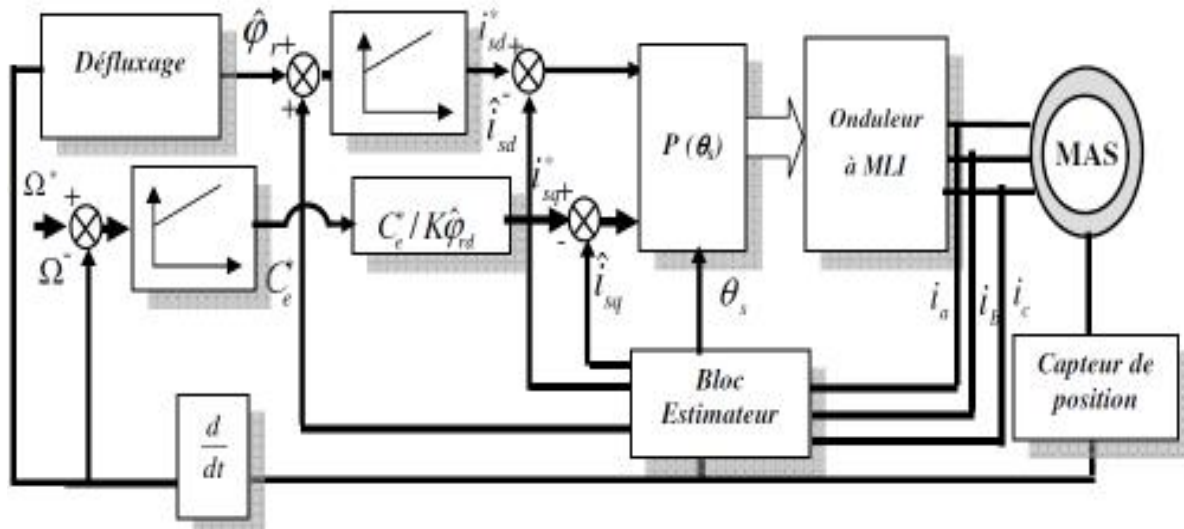


Fig.1.2. Structure de la commande vectorielle

Au fait, le but majeur de l'orientation du flux est d'assurer un découplage entre les grandeurs de contrôle de la machine qui sont le flux et le couple. L'orientation du vecteur flux passe d'abord par son choix. A cet effet, deux méthodes de commande vectorielle à flux orienté sont utilisées pour avoir la position du flux :

- Commande à flux orienté indirecte IFOC (Indirect Field Oriented Control) ;
- Commande à flux orienté directe DFOC (Direct Field Oriented Control).

Le principe de la commande IFOC consiste, essentiellement, à l'estimation de la position du flux à partir du modèle de la machine en régime dynamique, tandis que la commande DFOC est sur la détermination instantanée de l'amplitude et de la position du flux.

Bien que la commande vectorielle assure des performances élevées à la machine asynchrone en terme de précision au niveau de la réponse en couple et en vitesse, elle présente un certain nombre d'inconvénients :

- présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle estimé; nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards;
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances de la commande;
- faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.

A cet effet de nombreux travaux ont été consacrés à l'amélioration des performances de la commande FOC. Une bonne quantité de ces recherches s'est focalisée sur le problème de la sensibilité de cette commande aux variations des paramètres de la machine asynchrone dont l'objectif est d'assurer la non sensibilité en la rendant robuste et fiable vis-à-vis des variations paramétriques, malheureusement inévitables. Parmi ces travaux, ceux qui proposent l'identification en temps réel de la constante de temps rotorique en se basant sur la puissance réactive instantanée de la machine, d'autres travaux proposent l'adaptation de la constante de temps rotorique en exploitant l'erreur entre le flux rotorique réel et estimé en utilisant des correcteurs PI, tandis qu'une autre catégorie de recherches a exploité les avantages de la logique floue pour l'estimation en temps réel de la constante de temps rotorique [10].

1.4. Commande directe du couple

La commande directe du couple (Direct Torque Control) DTC, est une stratégie de commande proposée par Takahashi et Depenbrock en 1985, pour les entraînements des machines asynchrones. Le principe de cette commande est le contrôle direct du couple de la machine asynchrone par l'application directe des différentes vectrices tensions de l'onduleur. La figure 1.3 [11] montre la structure de la commande DTC.

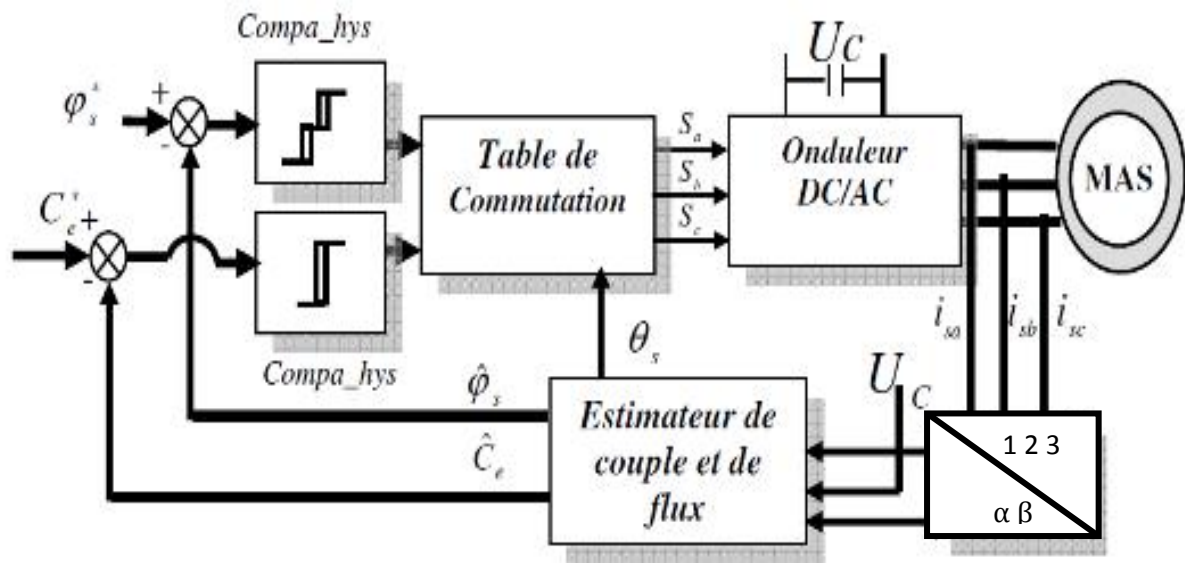


Fig.1.3. Structure de la commande directe du couple

Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique. Ils sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur optimal de tension à appliquer à chaque instant de commutation. L'échantillonnage de la commande avec l'utilisation des comparateurs à hystérésis discret a pour effet d'avoir des oscillations du couple et de flux statorique qui dépassent les bandes d'hystérésis.

La réduction des bandes d'hystérésis avec une période d'échantillonnage donnée n'a pas toujours un effet sur l'amplitude des oscillations du couple et du flux statorique [1]. Pour réduire les oscillations, il est nécessaire de réduire la période d'échantillonnage. De plus la fréquence de commutation des interrupteurs n'est pas contrôlée, elle varie en fonction du point de fonctionnement.

La commande DTC présente les avantages suivants :

- Réduction du temps de réponse du couple;
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques;
- Contrôle des amplitudes de modulation du couple et du flux;
- Suppression du modulateur et des transformations de coordonnées.

Cette loi de commande est donc bien adaptée aux fonctionnements sans capteur de vitesse, mais présente plusieurs inconvénients :

- Non-maîtrise de la fréquence de modulation de l'onduleur;
- L'existence des oscillations du couple et du flux statorique;
- L'existence de problèmes en basses vitesses;

De nombreuses méthodes ont été présentées pour remédier à ces problèmes et améliorer certains aspects comme la réduction des ondulations du couple ou de la distorsion du flux statorique. Toutefois, elles gardaient toujours leurs caractéristiques de base à savoir l'absence de MLI, le réglage par hystérésis du couple et du flux statorique, ainsi que le choix des vecteurs tensions directement à partir d'une table de commutation, établie à partir de règles qualitatives relatives au comportement de la machine [12].

En effet, ce type de commande a été développé à la fin des années 90. Le synoptique de commande diffère de celui des stratégies initiales, où les régulateurs à hystérésis sont souvent écartés. Une catégorie de ces stratégies utilise la modulation de largeur d'impulsion vectorielle et fait appel au modèle approximatif de la machine. L'algorithme de ces commandes est plus complexe mais les oscillations du couple et du flux sont réduites et la fréquence moyenne de commutation de l'onduleur est devenue constante.

Les auteurs proposent des techniques pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple en utilisant les techniques intelligentes, nommées commande floue directe du couple. Elles utilisent des contrôleurs à logique floue pour remplacer la table de vérité et les régulateurs à hystérésis afin de générer le vecteur tension qui permet de forcer le flux et le couple vers leurs références d'une manière optimale. Ces techniques ont montré de bonnes performances en terme de réduction des ondulations du couple et du flux statorique.

1.5. Commande adaptative

Les variations paramétriques pendant le fonctionnement d'un moteur asynchrone suivant les changements de l'environnement influent sur le régulateur de la vitesse à paramètres fixes. Dans ces conditions, il faut trouver un régulateur qui a le possibilité de s'adapter devant ces variations. Parmi, ces régulateurs on trouve les régulateurs adaptatifs qui sont basés

essentiellement sur l'identification en ligne des paramètres du procédé. Ces techniques d'estimation sont connues depuis les années soixante. Elles permettent d'obtenir un modèle mathématique qui représente le plus fidèlement possible le comportement dynamique d'un processus. Donc, la commande adaptative fait partie d'un ensemble de techniques destinées à ajuster automatiquement les paramètres du correcteur des systèmes de commande lorsque les caractéristiques du processus et les perturbations sont inconnues ou varient dans le temps. Par principe, ce type de commande est non-linéaire puisqu'il comporte deux boucles de contre-réaction imbriquées : la boucle de correction et la boucle d'adaptation.

Plusieurs approches ont été considérées pour le développement des stratégies de commandes adaptatives. Deux approches semblent être relativement simples à mettre en œuvre et qui sont les seules à être utilisées à ce jour en pratique. Il s'agit de la commande auto-ajustable et la commande adaptative à modèle de référence.

Le schéma de commande adaptative avec modèle de référence a été initialement proposé par Whitaker en 1958 et le schéma de commande auto-ajustable a été originalement proposé par Kalman en 1958.

1.6. Objectifs de l'étude

Dans ce travail, on étudie la robustesse de la commande vectorielle indirecte par l'implantation d'un régulateur adaptatif (régulateur adaptative avec modèle de référence MRAS). Ce dernier repose sur l'adaptation en temps réels de la valeur de la résistance rotorique (ou statorique), afin de réduire l'influence des variations paramétriques sur les performances de la commande vectorielle du moteur asynchrone.

1.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des différentes stratégies de commande du moteur asynchrone. Ensuite, nous avons mentionné que la réalisation de ces commandes est souvent liée à l'utilisation d'estimateurs soit de vitesse du moteur ou bien de flux. Pour le cas de la commande vectorielle, nous avons expliqué la problématique des variations paramétriques qui peut apparaître lors de l'entraînement du moteur, d'où la nécessité de concevoir un régulateur robuste du flux rotorique.

Pour cela, nous avons cité les différents types de commande adaptative, d'où le régulateur adaptatif à modèle de référence (MRAS) que nous avons choisi pour notre étude.

CHAPITRE 2

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.1. Introduction

Dans ce chapitre les différentes parties et pièces de la machine asynchrone sont présentées. On s'intéresse à sa modélisation dans le plan de Park et enfin on présente les différentes caractéristiques de la machine connectée directement au réseau électrique de distribution ainsi que lorsqu'elle est alimentée par un onduleur triphasé : (moteur+onduleur MLI).

2.2. Machine asynchrone

Une machine asynchrone triphasée peut être décrite du point de vue mécanique, en trois (3) parties distinctes:

- le stator : partie fixe de la machine qui est connectée à l'alimentation électrique ;
- le rotor : partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;
- les paliers: partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre du moteur.

Par ailleurs le stator et le rotor, sont séparés par un entrefer d'une très faible épaisseur.

La figure 2.1 montre les parties principales qu'on y trouve dans une machine asynchrone à cage d'écureuil.

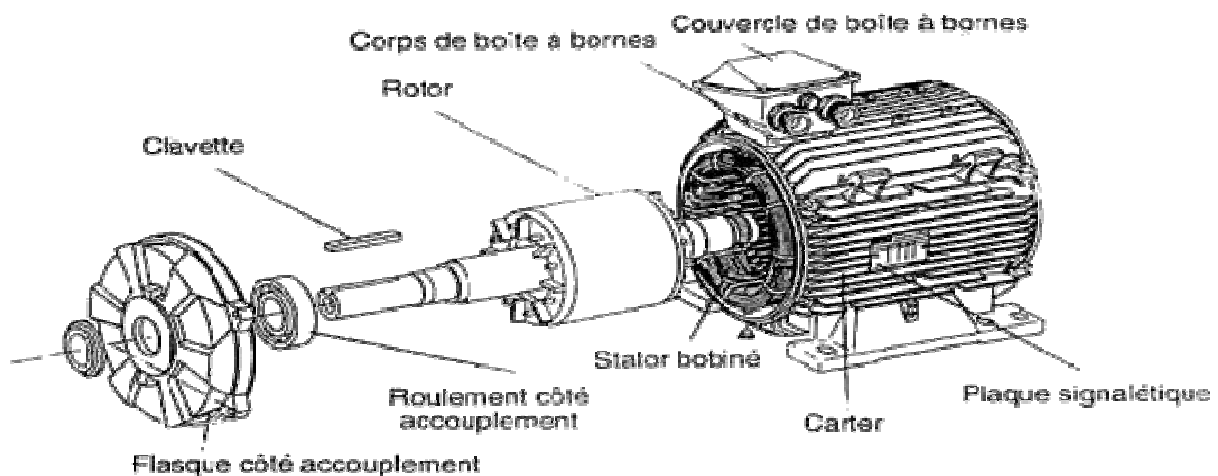


Fig.2.1. Constituants d'une machine asynchrone

2.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Lorsque les enroulements des trois phases (décalés de 120° entre elles) sont alimentées, des champs magnétiques tournants sont créés. Ces champs magnétiques sont déphasés dans le temps, de par la nature même, par rapport aux courants triphasés et la vitesse du champ magnétique devenue supérieure à celle du rotor. Ces deux vitesses ne peuvent être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone [3].

La vitesse de rotation du rotor dépend de la fréquence du réseau (f_s) qui alimente le stator et du nombre de pôles ($2p$) du moteur. Donc, pour faire varier la vitesse, il suffit de modifier l'un de ces deux (2) paramètres.

2.4. Mise en équations de la machine asynchrone triphasée

Les expressions générales de la machine asynchrone, exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit :

* Équations électriques

$$[V_s] = \frac{d[\Phi_s]}{dt} + R_s [i_s] \quad (2.1)$$

$$[V_r] = \frac{d[\Phi_r]}{dt} + R_r [i_r] \quad (2.2)$$

où,

$[v_s] = (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})^t$ et $[v_r] = (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc})^t$ représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques, respectivement.

$[i_s] = (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})^t$ et $[i_r] = (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})^t$ sont les vecteurs des courants traversant ces phases.

$[\Phi_s] = (\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc})^t$, $[\Phi_r] = (\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc})^t$ correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques et rotoriques.

Et, t : désigne de transposé des vecteurs.

* Équations magnétiques

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous formes matricielles condensées s'écrivent :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (2.3)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \quad (2.4)$$

avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} = [M_{rs}]^t$$

où,

θ_r : angle entre la phase a du stator et celle du rotor. ($\Omega = d\theta_r/dt$) ;

$L_s, (L_r)$: inductance propre d'une phase statorique (rotorique) ;

$M_s (M_r)$: inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques) ;

M_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.

* Équation mécanique

L'équation du mouvement est définie par l'équation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \tag{2.5}$$

Où, C_e est le couple électromagnétique ; C_r le couple résistant ; k_f le coefficient de frottement et, J est le moment d'inertie.

Le modèle de la machine asynchrone triphasée et donc constituent d'un système de six (6) équations différentielles (2.1) et (2.2) et une expression du couple (2.5), Ces équations dépendent de coefficients qui font intervenir des fonctions sinusoïdales dépendant du mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique. Alors, la transformation de Park permet de considérer les enroulements biphasés équivalents aux enroulements statorique et rotorique afin de surmonter la complexité constatée.

2.5. Transformation de PARK

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé (a,b,c) au système biphasé à deux axes fictifs (d,q) en quadrature équivalent, comme le montre à la figure 2.2.

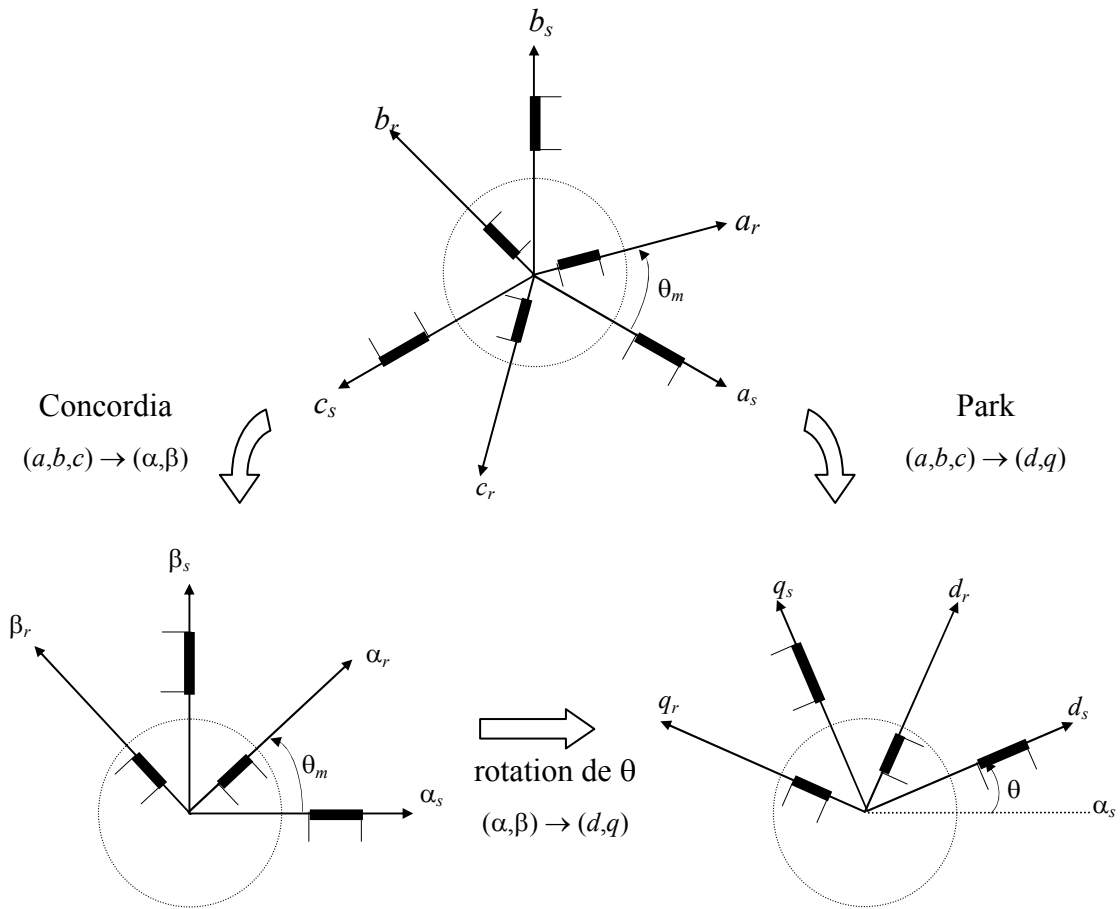


Fig.2.2. Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée (3/2)

De ce fait, il est donc possible de définir une matrice $[P]$ représentée par (2.6), permettant le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{dq0} du système biphasé tournant à la même vitesse, telle que :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Où, θ est l'angle entre la phase "a" du stator et l'axe "d" du référentiel.

Les courants, tensions et flux dans le nouveau repère sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La transformation [P] peut s'effectuer à partir de deux transformations successives :

- la première transforme l'enroulement triphasé en un enroulement équivalent bipolaire dans un repère fixe $(\alpha, \beta, 0)$. Elle est donnée par :

$$[P_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

la deuxième consiste en une rotation des axes du repère (α, β) d'un angle quelconque θ pour donner le référentiel tournant. Elle est donnée par :

$$[P_2] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.6. Équations de la machine dans le système biphasé équivalent

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park, afin de rendre la matrice impédance indépendante de la variable θ_r .

Les équations électriques et magnétiques donnent alors le système suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_a \Phi_{ds} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.12)$$

avec,

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (2.13)$$

En posant :

$\omega_a = d\theta / dt$ la vitesse de rotation du référentiel ;

$\omega_r = p \cdot \Omega = p \cdot d\theta_r / dt$ la vitesse électrique de rotation du rotor ;

Et, $L_s = L_{as} - M_{as}$ et $L_r = L_{ar} - M_{ar}$

Ou, L_s, L_r inductances propres cycliques du stator et du rotor, respectivement ;

M : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ; $M = 3/2 M_{sr}$.

Le couple électromagnétique s'exprime par la relation suivante :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (2.14)$$

2.7. Définition des différents référentiels

On distingue trois (3) référentiels dont le choix se fait en fonction du problème étudié.

* Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par la condition : $\omega_a = 0$. Par conséquent, les équations électriques représentées précédemment prennent les formes suivantes :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.15)$$

Le référentiel fixe est intéressant lorsqu'on veut étudier la variation de la fréquence d'alimentation, associée ou non à la variation de la vitesse de rotation.

*** Référentiel fixe par rapport au rotor**

Il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone, c.-à-d. : $\omega_a = \omega_r$.

Les équations électriques sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_r \Phi_{qs} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_r \Phi_{ds} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \end{array} \right. \quad (2.16)$$

Ce référentiel est particulièrement avantageux dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation du rotor est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit.

*** Référentiel fixe par rapport au champ tournant**

La condition qui régit ce cas est: $\omega_a = \omega_s$

Dans ce cas, le système des équations électriques du moteur est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.17)$$

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par un convertisseur statique de fréquence et lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné.

2.8. Equation d'état

Pour obtenir un model de la MAS sous forme d'équations d'état le model sera de la forme survivante [13] :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.18)$$

Avec :

$$X = [i_{ds} \ i_{qs} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{qr}]^T \text{ le vecteur d'état ; et sa dérivée est donc ; } \dot{X} = [\dot{i}_{qs} \ \dot{i}_{qs} \ \dot{\Phi}_{dr} \ \dot{\Phi}_{qr}]^T$$

$$U = [V_{ds} \ V_{qs}] \text{ le vecteur de commande.}$$

Où :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds}^* = \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r}\right) i_{qs} + \omega_s i_{qs} \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \dot{i}_{ds}^* = -\omega_s i_{ds} + \left(-\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r}\right) i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr}^* = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \dot{\Phi}_{dr}^* = \frac{M}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.19)$$

Après le calcul, on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} & \frac{1-\sigma}{M \sigma} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma}\right) \omega & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice de commande sera :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

avec :

$$\omega = \omega_r - \omega_s$$

$$\sigma = \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{coefficient de dispersion ;}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{constante de temps statorique ;}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{constante de temps rotorique.}$$

2.9. Principe et commande de l'onduleur triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou thyristors pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On alimente le moteur asynchrone à partir d'un onduleur de tension. L'onduleur alimente le stator de la machine avec des tensions triphasées, carrées, de largeurs variables mais dont la composante fondamentale est sinusoïdale. Cette dernière permet de réaliser les variations de la vitesse de la machine.

La structure de l'onduleur triphasé (trois bras) est présentée sur la figure suivante :

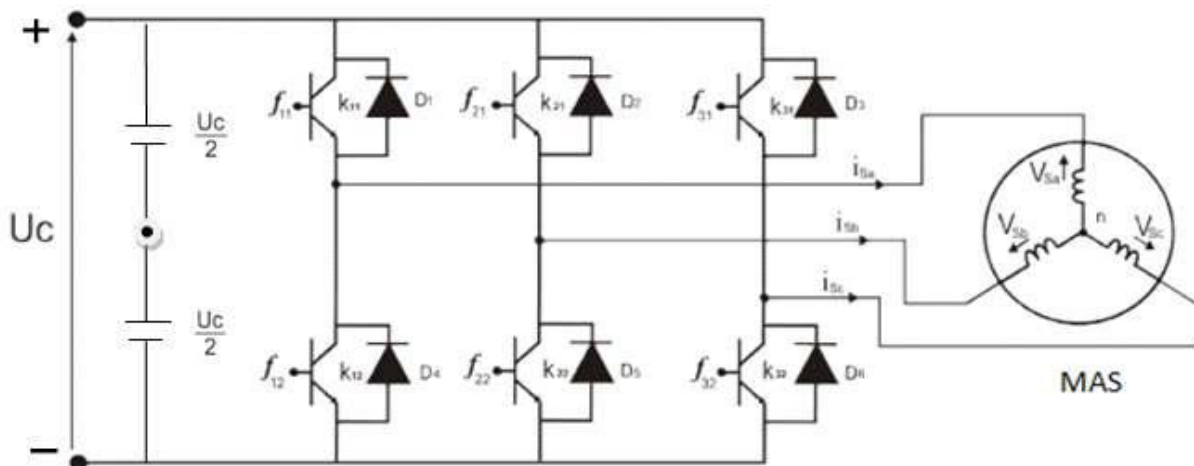


Fig.2.3. Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant un MAS.

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs k_{11} et k_{12} , k_{21} et k_{22} , k_{31} et k_{32} doivent être contrôlés de manière complémentaire [14].

On définit la fonction de connexion f_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{1, 2\}$) comme l'état de l'interrupteur k_{ci} , on a :

$$\begin{cases} f_{11}=1-f_{10} \\ f_{21}=1-f_{20} \\ f_{31}=1-f_{30} \end{cases} \quad (2.20)$$

Avec :

$f_{ci} = 1$ si l'interrupteur est fermé.

$f_{ci} = 0$ si l'interrupteur est ouvert.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante, d'amplitude « U_c ». Les potentiels des nœuds a, b et c de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu fictif «n» sont donnés par les tensions suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = f_{11} U_c \\ V_{bn} = f_{21} U_c \\ V_{cn} = f_{31} U_c \end{cases} \quad (2.21)$$

Les tensions composées délivrées par l'onduleur sont exprimées par :

$$\begin{cases} U_{sab} = U_c (f_{11} - f_{21}) \\ U_{sbc} = U_c (f_{21} - f_{31}) \\ U_{sca} = U_c (f_{31} - f_{11}) \end{cases} \quad (2.22)$$

Pour une charge triphasée équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé, les tensions statoriques simples sont reliées par :

$$V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0 \quad (2.23)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par :

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{1}{3} (U_{sab} - U_{sca}) \\ V_{sb} = \frac{1}{3} (U_{sbc} - U_{sab}) \\ V_{sc} = \frac{1}{3} (U_{sca} - U_{sbc}) \end{cases} \quad (2.24)$$

Après arrangement les équations des deux systèmes (1.21) et (2.23), on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Les grandeurs de commande représentent les tensions désirées aux bornes de la machine. Pour avoir les valeurs appropriées, il faut utiliser une technique de commande qui permet le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

Ces interrupteurs découpent la tension d'entrée (V_f) en impulsions de largeurs variables. En faisant varier la largeur des impulsions, on peut modifier l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie, c'est-à-dire, la tension d'alimentation de la machine. Parmi les stratégies adaptées à ce genre de réglage, on utilise la modulation de largeur d'impulsion (MLI) triangulo-sinusoïdales.

2.9.1 Principe de la commande MLI (sinus-triangle)

Pour un onduleur commandé à modulation de largeur d'impulsion, au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeurs convenables, ou c'est la commande des interrupteurs est modifiée. Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont donnés par les intersections du signal de référence avec la porteuse.

La technique de commande d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion « MLI » sert à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tensions, de manière à ce que, la fondamentale de la tension de sortie soit plus proche de la référence sinusoïdale. Cette technique consiste à comparer deux signaux : l'un est un signal triangulaire, appelé « Porteuse » de fréquence (f_p) et d'amplitude (V_p); L'autre est un signal de référence (qui est l'image du signal de sortie qu'on voudrait obtenir), généralement sinusoïdale de fréquence (f_r) et d'amplitude (V_r).

Les points d'intersections entre la porteuse et la référence (modulante) définissent les instants d'allumage et d'extinction des interrupteurs.

La figure 2.3 montre le principe de la technique MLI sinus-triangle.

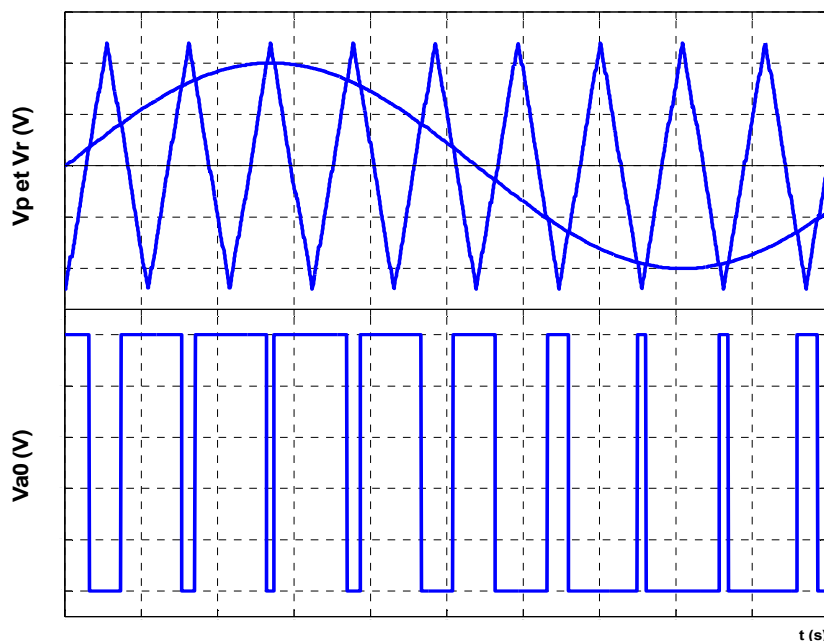


Fig.2.4. Principe de la technique MLI sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est caractérisée par [12] :

- L'indice de modulation 'm' est égale au rapport des fréquences :

$$m = f_p / f_r ;$$
- Le taux de modulation (coefficient de réglage de tension) 'r' est égale au rapport de l'amplitude V_{rm} de la tension de référence à l'amplitude V_{pm} de la porteuse

$$r = V_{rm} / V_{pm} ;$$

- L'augmentation de m rejette les harmoniques vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage ;
- Par action sur (r), on agit sur les temps de commutation des interrupteurs.

Puisqu'on applique cette technique pour la commande d'un onduleur triphasé, on doit utiliser trois tensions de références.

Ces tensions de références sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{r1} = V_{rm} \sin \omega t \\ V_{r2} = V_{rm} \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{r3} = V_{rm} \sin (\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.26)$$

La porteuse la plus adaptée à l'onduleur à deux niveaux est la triangulaire bipolaire. Elle est définie par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{4V_{pm}}{T_p} t - V_{pm} + 3V_{pm} & \text{si } 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\ V_p(t) = -\frac{4V_{pm}}{T_p} t + V_{pm} + 3V_{pm} & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \end{cases} \quad (2.27)$$

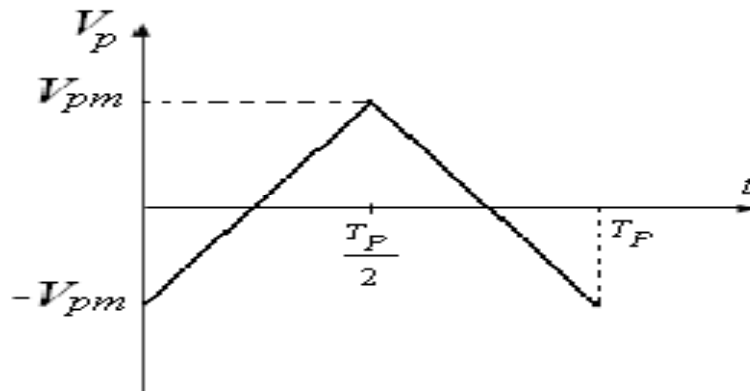


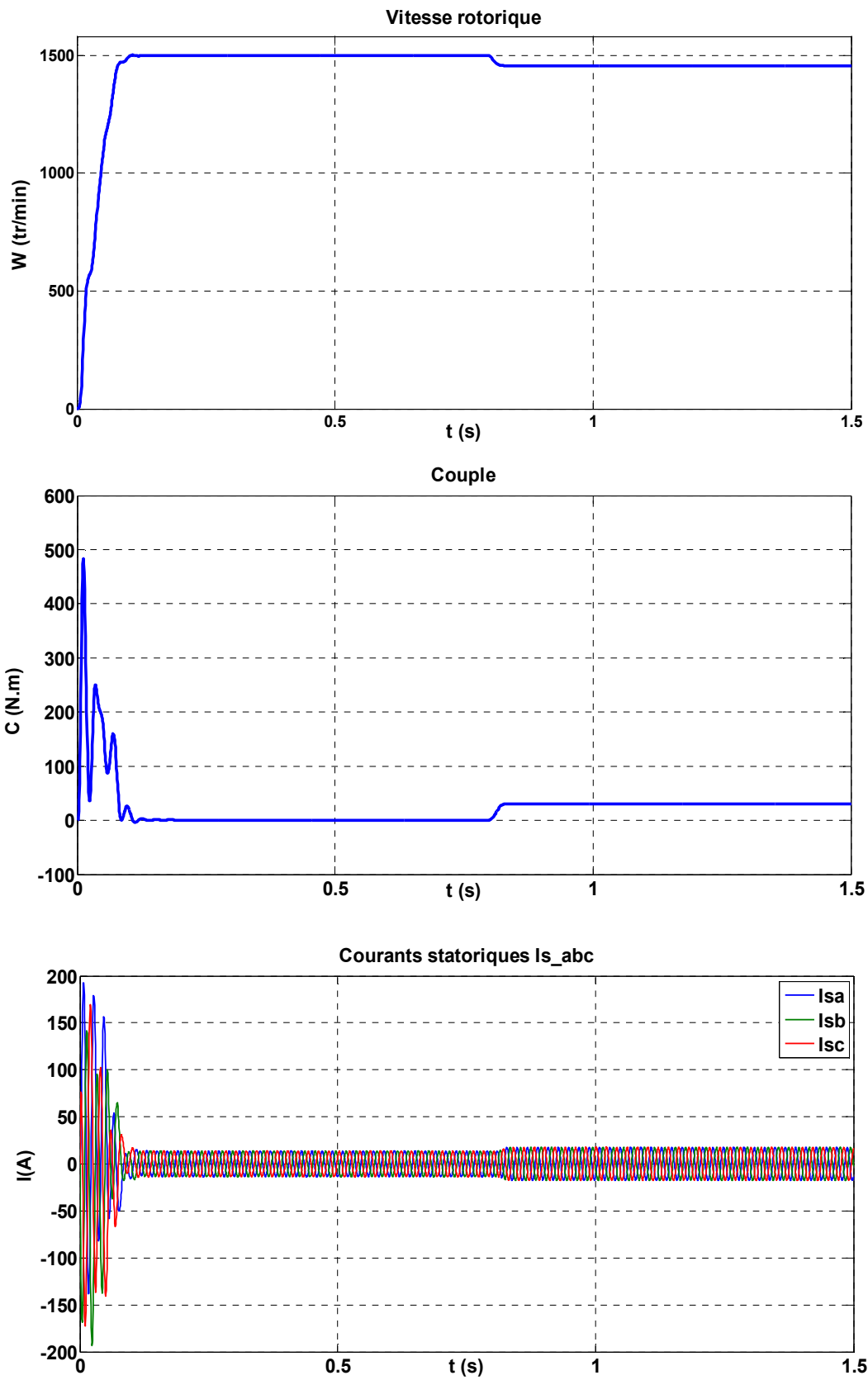
Fig.2.5. Représentation de la porteuse triangulaire bipolaire

2.10. Simulation et Interprétation

2.10.1 Simulation de la MAS connectée directement au réseau

La figure 2.6 montre les différentes caractéristiques relevant de la machine lorsqu'elle est alimentée directement par le réseau triphasé 220/380V. En effet, étant lancée à vide, elle atteint son régime permanent après environ $t=0.13$ s ; puis on la charge avec un couple résistant de 30 N.m à l'instant 0.8 s la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statoriques. La simulation est effectuée par le logiciel de simulation Matlab Simulink.

• Résultat de simulation :



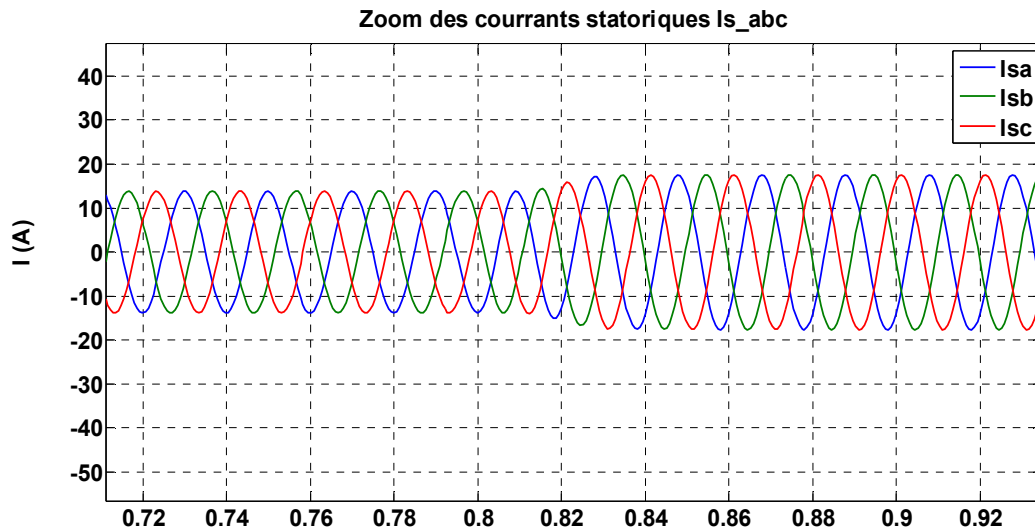


Fig .2.6. Résultats de simulation d’une MAS alimenté directement par le réseau triphasé

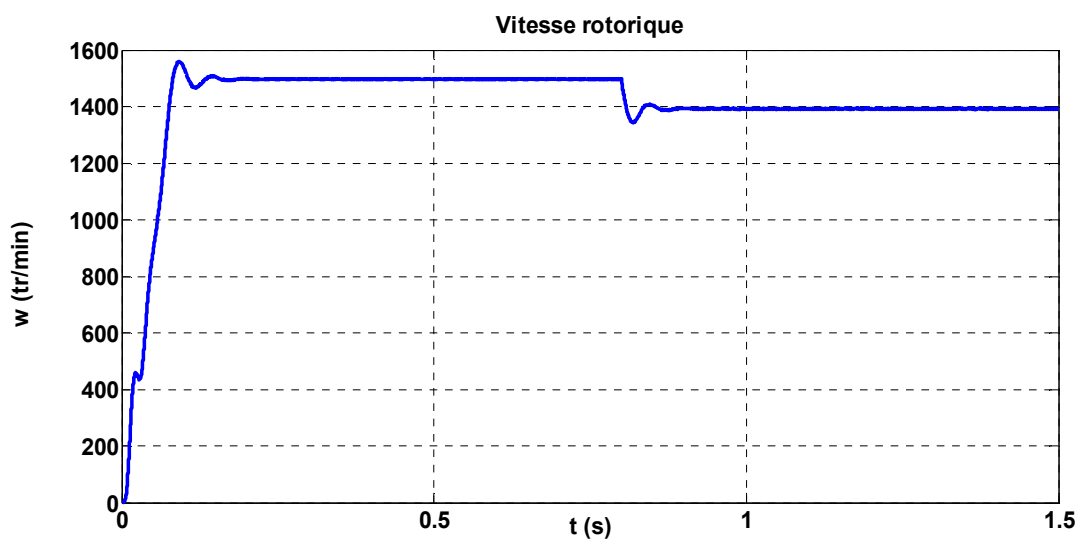
- **Pour une alimentation sinusoïdale.**

On note qu’an démarrage à vide de la MAS, le couple est fortement pulsatoire. Et de forts appels de courants statoriques. La vitesse augmente jusqu'à 1500 (tr/min), puis elle se stabilise (vitesse de synchronisme).

Durant, $0.8 < t \leq 1.5$ l'application du couple résistant s’accompagne d'une chute de vitesse, avec augmentation du couple électromagnétique jusqu'à la valeur du couple de charge.

2.10.2 Simulation de l’ensemble machine-onduleur

Nous avons associé la MAS, avec un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d’impulsion (MLI). La figure 2.7 montre les allures du couple électromagnétique, la vitesse, ainsi que les courants statoriques et leur zoom.



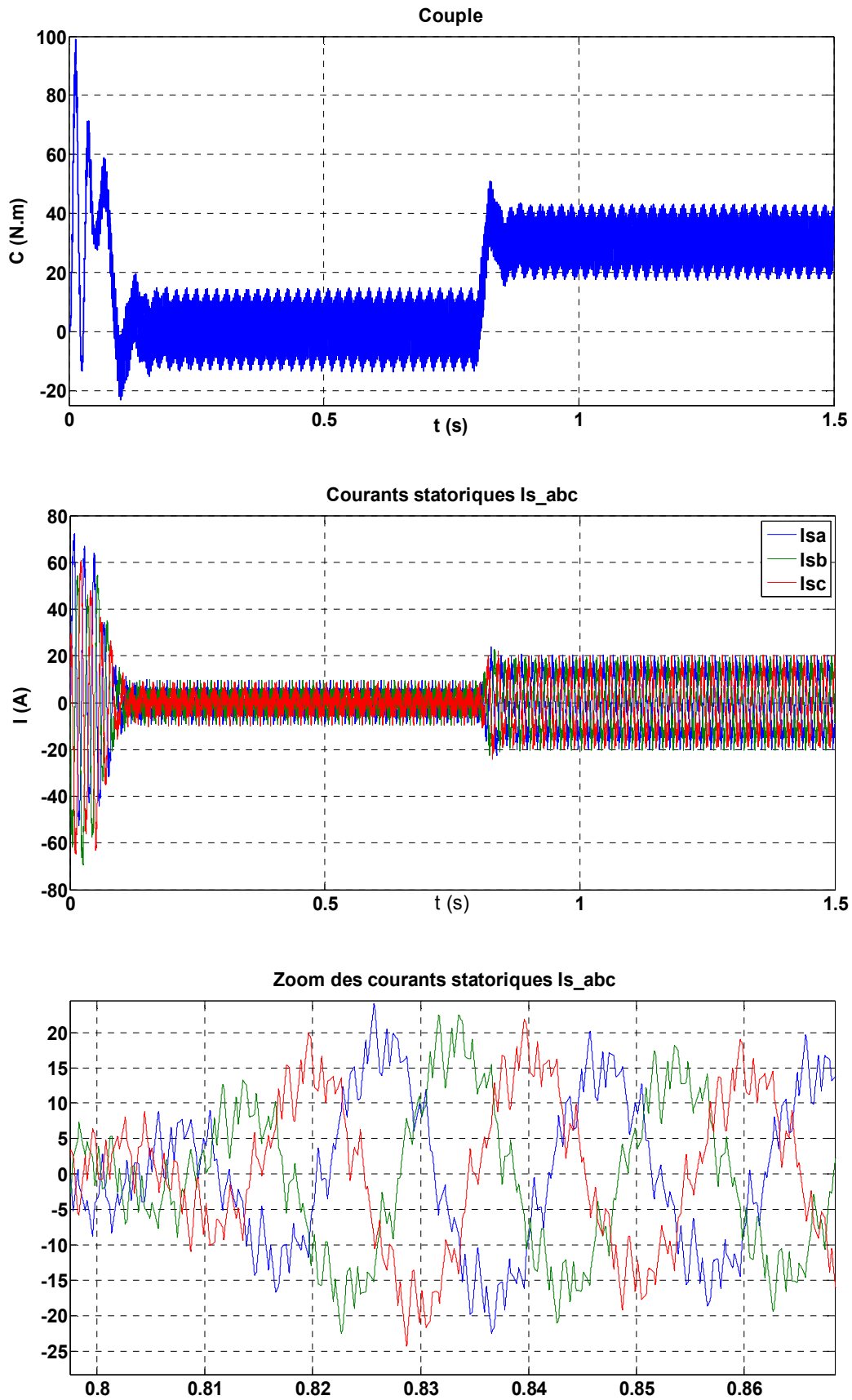


Fig.2.7 Résultats de simulation de l'ensemble MAS-onduleur MLI

On remarque que, pour l'association onduleur-MAS comparativement avec les résultats obtenus avec celle du MAS connectée directement au réseau, les allures des grandeurs sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, Ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur MLI. On constate les mêmes performances avec la présence d'ondulation dues aux fréquences élevées de l'onduleur. On note aussi un régime transitoire relativement plus long.

2.11 Conclusion

A l'issue de la modélisation de la machine asynchrone à cage et de l'onduleur de tension, des simulations ont été faites pour analyser les évolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la machines. En commençant le test de la machine associée de distribution puis alimentée avec un onduleur de tension triphasé, on a notamment constaté des oscillations qui apparaissent dans le deuxième cas ainsi qu'un léger retard sur les réponses de ces grandeurs.

CHAPITRE 3

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

3.1. Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux appelée (FOC) est l'une des techniques de commandes les plus utilisées pour l'entraînement des machines asynchrones. L'objectif principal étant de retrouver une configuration analogue aux moteurs à courant continu à excitation séparée, de façon à assurer le découplage naturel entre le flux (courant d'excitation) et le couple (courant d'induit).

3.2. Principe de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux rotorique par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante dans le repère (d,q), soit i_{qs} et i_{ds} ; respectivement. Par ailleurs, de retrouver une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'idée principale du contrôle vectoriel est basée sur un modèle du moteur asynchrone dans le repère biphasé "d q", et par le fait d'orienter le flux dans la MAS suivant l'axe "d", et de le maintenir constant via le courant i_{ds} , ce qui permet de régler le couple à travers le courant i_{qs} , réalisant ainsi le découplage entre le flux et le couple dans la MAS [15,16] (Figure 3.1).

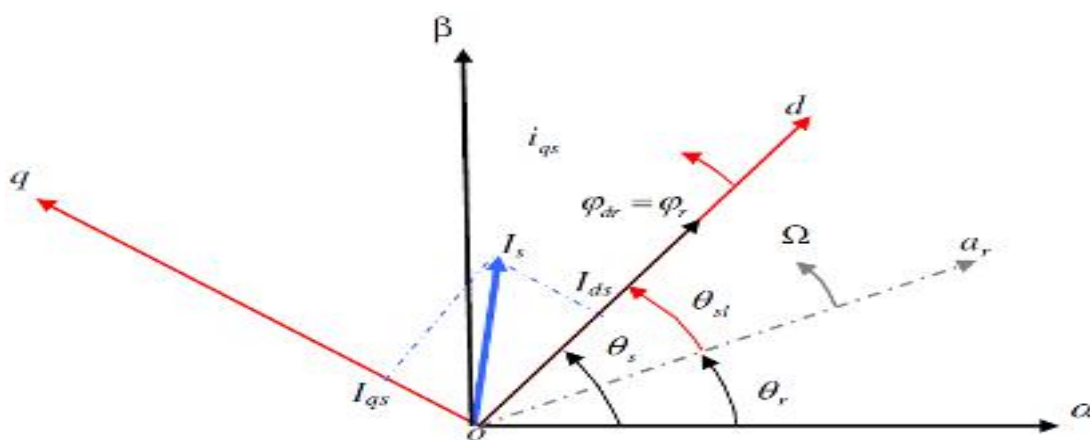


Fig.3.1 Principe de commande par orientation du flux

3.2.1. Types d'orientations

On peut classer la commande vectorielle suivant l'orientation de l'un de ces trois flux sur l'axe d, soit :

$$\text{- Orienter le flux rotorique : } \Phi_{dr} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{qr}=0 ; \quad (3.1)$$

$$\text{- Orienter le flux statorique : } \Phi_{ds} = \Phi_s \text{ et } \Phi_{qs}=0 ; \quad (3.2)$$

$$\text{- Orienter le flux d'entrefer : } \Phi_{de} = \Phi_e \text{ et } \Phi_{qe}=0. \quad (3.3)$$

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important, élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et assure de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

Dans ce travail, on opte pour l'orientation du flux rotorique. En tenant compte de la condition (3.1), l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} \Phi_r i_q \quad (3.4)$$

L'équation du système (2.19) devient :

$$T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M \cdot i_{ds} \quad (3.5)$$

Des relations (3.4) et (3.5), on peut seulement déterminer l'amplitude du flux rotorique à partir du courant i_{ds} et on considère que le flux rotorique est constant, donc le couple ne dépend que de la composante i_{qs} .

Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants, respectivement, au flux et au couple, et par conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu [17].

3.2.2. Méthodes d'orientations

Il existe deux méthodes pour la régulation de flux :

- **Contrôle Direct** : le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit donc être mesuré (rarement) ou estimé. La pulsation statorique ω_s est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator.
- **Contrôle Indirect** : le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

La figure (3.2) montre l'analogie entre le découplage réalisé par la commande vectorielle du moteur asynchrone et le découplage naturel d'une machine à courant continu à excitation séparée [18].

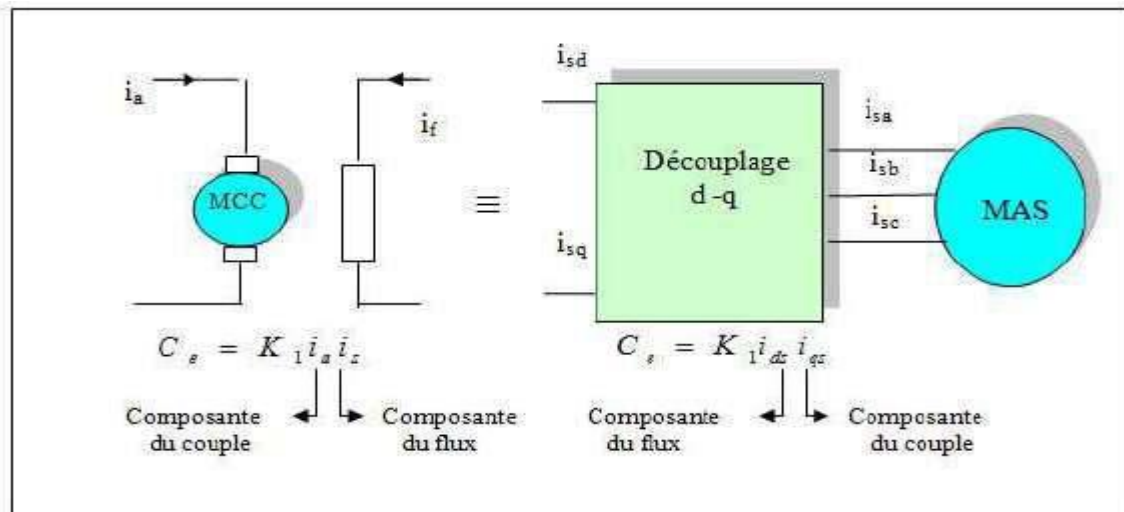


Fig.3.2 Principe de la commande vectorielle

3.3. Commande vectorielle directe

Le contrôle direct du flux (**DFOC** : Direct Field Oriented Control), consiste à déterminer le module et de la phase du flux rotorique pendant le fonctionnement de la machine. C'est pour cela il existe deux méthodes pour résoudre ce problème : Une première méthode consiste à utiliser un capteur physique du flux pour mesurer directement le flux de la machine d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés, cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle découplée (flux et couple). Puisque l'installation des capteurs de flux augmente le coût de fabrication, et une deuxième méthode nécessitant un estimateur (boucle ouverte) ou observateur (boucle fermée) du flux à partir de mesures effectuées sur le montage (courants, tensions, vitesse) [19] est utilisée.

3.4. Commande vectorielle indirecte

La méthode vectorielle indirecte (**IFOC**) consiste à utiliser directement l'amplitude de référence du flux rotorique (n'utilise pas un capteur de flux). L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui ne sont pas bruitées, donc, à partir d'un couple électromagnétique de référence (C_{em}^*) et du flux rotorique de référence.

Le découplage cherché entre couple et le flux par cette méthode sera effectué par choisir un système d'axes approprié, dont le repère de référence (d q) est lié au flux rotorique de sorte que le vecteur flux rotorique soit orienté selon l'axe d. Les deux composantes (i_{ds} et i_{qs}) des courants statoriques représentent les variables d'entrée d'une commande découplée du flux et du couple. Ce type de commande est le plus utilisé du fait qu'il permet l'élimination de l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique [20-22].

Par contre, l'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de vis à vis des variations paramétriques de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout pour la constante de temps rotorique T_r .

On peut présenter les équations de la machine dans le repère (d q) de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

D'où, les équations dans le plan de Park (3.6), munies de la contrainte $\Phi_{qr} = 0$, débouchent donc sur les propriétés enchaînées de la manière suivante :

- l'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que $\Phi_{dr} = \Phi_r$;
- la composante i_{dr} du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est

maintenu constant.

En effet, on a :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r = \text{cste et } \Phi_{qr} = 0 \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} \end{cases} \Rightarrow R_r \cdot i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \text{ puis que } R_r \neq 0$$

L'évolution du couple suit celle d' i_{qr} qui peut alors être contrôlé par i_{qs} . Donc, on a :

$$\Phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs}$$

L'expression du couple sera :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (3.7)$$

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant (d q), deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s i_{ds} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = M \cdot i_{ds}$$

Après passage par la transformation de Laplace, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{qs} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$\Phi_r = \frac{M}{1+P \cdot T_r} i_{ds}$$

On a:

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (3.10)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega_r \quad (3.11)$$

A partir de l'équation (3.8) et (3.9) on peut déduire que le courant i_{ds} est producteur du flux, et le courant i_{qs} producteur du couple.

Dans ce type de commande, l'angle θ_s , utilisé pour la transformé du Park (directe et inverse), est calculé à partir de la formule suivante:

$$\theta_s = \int \left(P \cdot \Omega + \frac{i_{qs}^*}{T_r i_{ds}^*} \right) dt \quad \text{où } i_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \quad (3.12)$$

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants i_{ds} , i_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* . Les composantes i_{ds}^* et i_{qs}^* sont calculées. i_{qs}^* est comparé à la valeur i_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur entre ces valeurs sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* . En parallèle, les sorties des régulateurs V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques à l'aide d'une rotation d'angle θ_s . Ce dernier, qui représente l'orientation du repère lié au champ tournant, est donné par $\theta_s = \int \omega_s dt + \theta_0$. L'intégration de la pulsation statorique est obtenue par la relation : $\omega_s = \omega_r + p\Omega$.

Les composantes triphasées des tensions peuvent être calculées après la transformation de Park. Ces tensions sont alors reconstituées par un onduleur commandé par une MLI. Les courants $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ sont mesurés, puis transformés à l'aide des transformations inverses, ce qui donne i_{ds} et i_{qs} qu'on utilise pour la régulation des courants.

3.4.1. Découplage

Les équations statoriques comprennent en effet des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. En supposant que le flux rotorique varie très lentement, les équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{qs} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (3.13)$$

$$\Phi_r = \frac{M}{1+P \cdot T_r} i_{ds} \quad (3.14)$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \cdot \Phi_r} i_{ds} \quad (3.15)$$

Alors, on peut représenter la machine par le schéma suivant [22] :

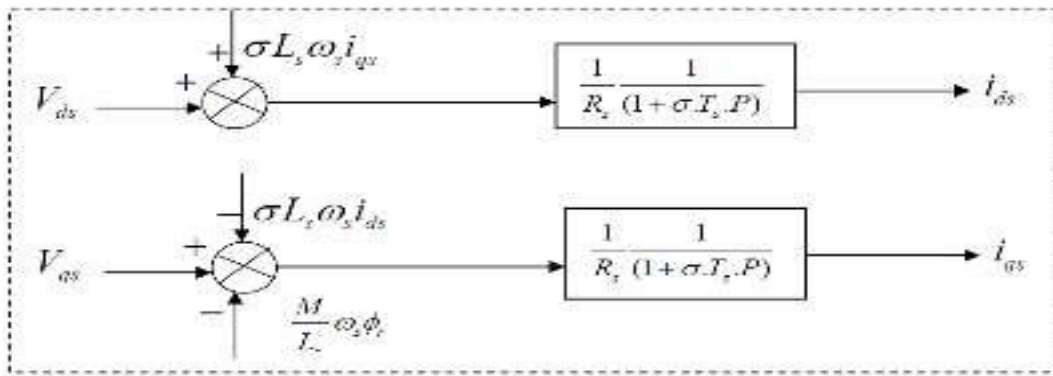


Fig.3.3 Modèle de la machine

Où :

$\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}$, $\omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r$ et $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds}$: sont les termes de découplage entre les axes d, q.

Il existe différents techniques pour obtenir le découplage : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, découplage entré-sortie.

a) Découplage entré-sortie

Le flux et le couple sont dépendent simultanément des tensions V_{ds} et V_{qs} , donc il faut réaliser un découplage. L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives.

b) Découplage par compensation

Les tensions V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur les courants I_{ds} et I_{qs} et par conséquent sur le flux et le couple. Donc, le découplage cherché par cette technique a le but de commander séparément les courants. Dans ce cas, nous utilisons le découplage par compensation [23].

Deux nouvelles variables de commande sont considérées V_{ds}^* , V_{qs}^* telles que :

$$V_{ds} = V_{ds}^* - e_d \tag{3.16}$$

Avec :

$$e_d = \sigma L_s i_{qs} \tag{3.17}$$

$$\frac{i_{qs}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot T_s \cdot P}$$

La perturbation peut être compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième expression et définir :

$$V_{qs} = V_{qs}^* - e_q \tag{3.18}$$

Avec :

$$V_{qs}^* = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{qs} \tag{3.19}$$

$$e_q = -\omega_s \frac{M}{L_s} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \tag{3.20}$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_{qs}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot T_s \cdot P} \quad (3.21)$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* figure (3.4) tel que:

$$\begin{cases} V_{ds}^* = V_{ds} - e_d \\ V_{qs}^* = V_{qs} - e_q \end{cases} \quad (3.22)$$

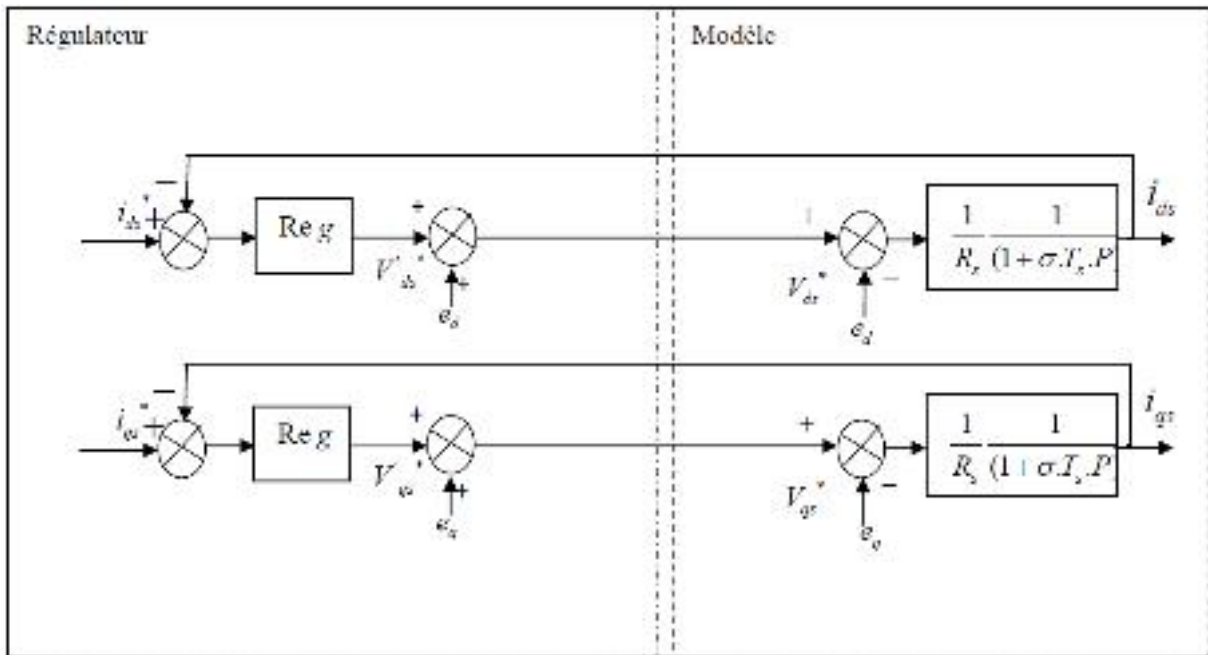


Fig.3.4 Découplage par addition des termes de compensation

On obtient alors le schéma bloc simple et identique pour les deux axes i_{ds} et i_{qs} [22] :

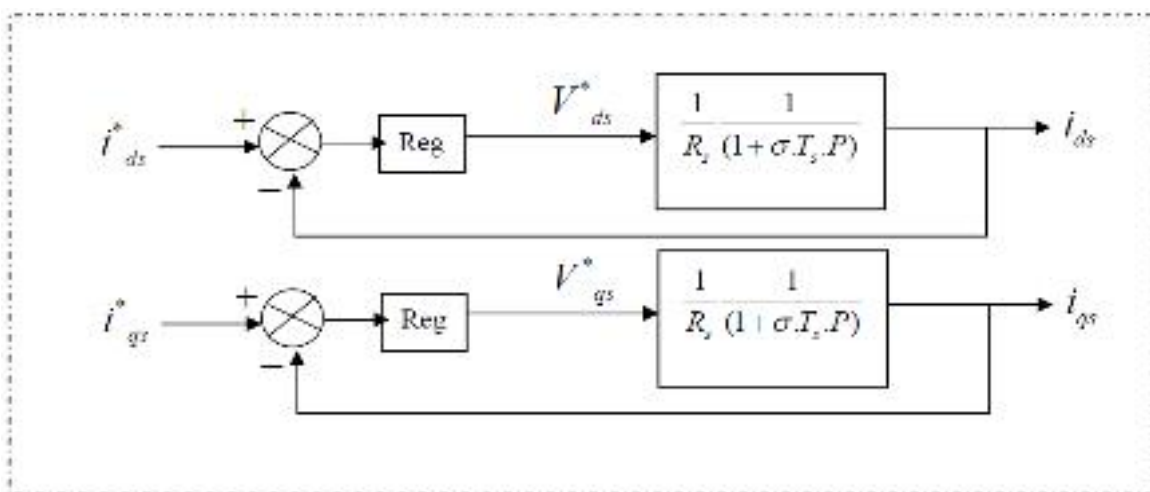


Fig.3.5. Commande découplée

3.4.2. Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet, d'une part, l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, et aussi un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale et d'autre part d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse dépasse la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \text{Pour : } |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom} \implies \Phi_r = \Phi_{rnom} \\ \text{Pour : } |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom} \implies \Phi_r = \Phi_{rnom} \cdot \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} \end{cases} \quad (3.23)$$

Ω_{rnom} : vitesse de rotation nominale ;

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

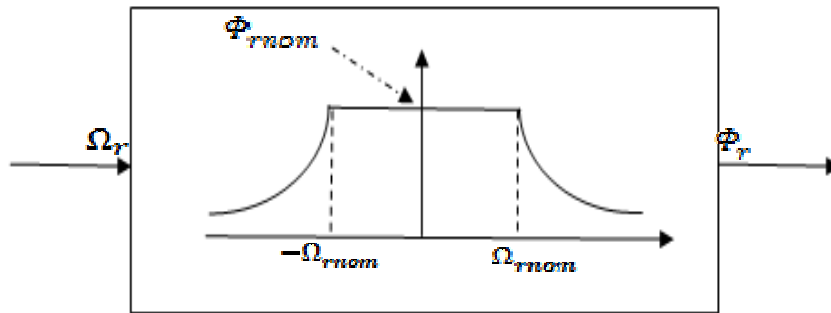


Fig.3.6 Bloc de défluxage

3.4.3. Régulation

On a utilisé dans ce travail la technique du contrôle (PI).

Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre, et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

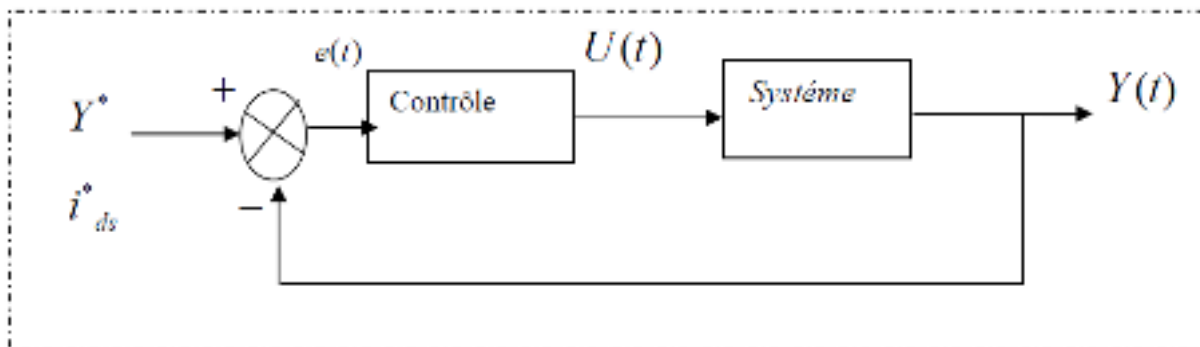


Fig.3.7. Représentation de la commande par PI

La loi de la commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (3.24)$$

3.5 Synthèse des régulateurs

Les structures des chaînes de régulation sont choisies pour satisfaire plusieurs nécessités. Il convient d'abord de réguler la machine de façon à imposer la vitesse vie à vie de la charge. Le calcul des coefficients des régulateurs est fonction des paramètres de la machine. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables car elles sont simples, faciles à mettre œuvre et à implanter.

3.5.1 Régulateur de vitesse

La dynamique de la machine en vitesse est donnée par l'équation mécanique, donc la régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant [24] :

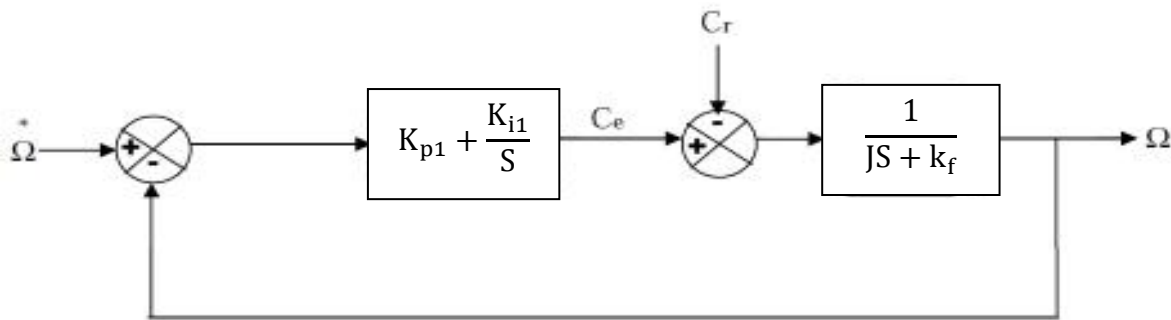


Fig.3.8 Boucle de régulation PI de la vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc est donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(\frac{1}{JS+kf}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)}{1 + \left(\frac{1}{JS+kf}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)} = \frac{1 + \tau_1 S}{1 + \left(\tau_1 + \frac{kf}{K_{i1}}\right)S + \frac{J}{K_{i1}}S^2} \quad (3.25)$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\varepsilon}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{kf}{K_{i1}} \end{cases}$$

Pour un amortissement critique $\varepsilon = 1$ on obtient :

$$\begin{cases} K_{p1} = \tau_1 + K_{i1} \\ K_{i1} = \frac{4J}{\tau_1^2} \end{cases}$$

3.5. 2 Régulateurs de courants

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consignes, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables, nous nous intéressons au dimensionnement des régulateurs. Donc les deux régulateurs sont identiques.

La boucle de régulation du courant I_{sd} (respectivement I_{sq}) peut être représentée par la figure suivante :

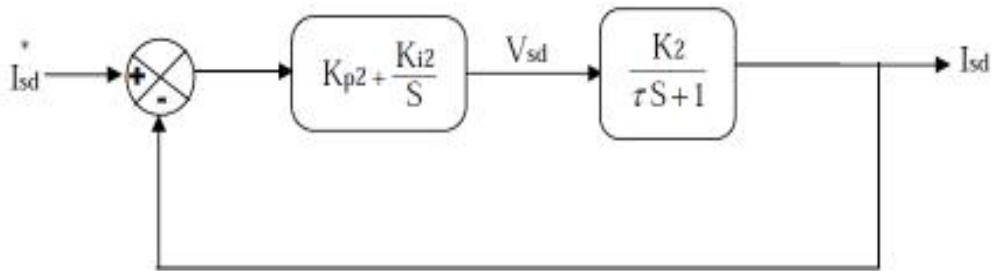


Fig3.9. Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}

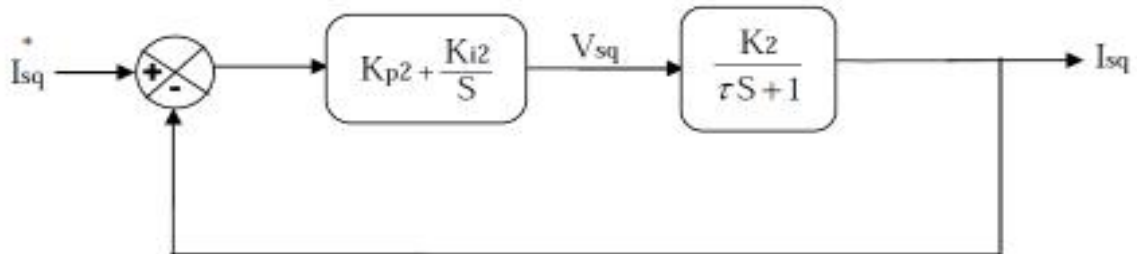


Fig.3.10. Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}

Avec :

$$K_2 = \frac{1}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r}$$

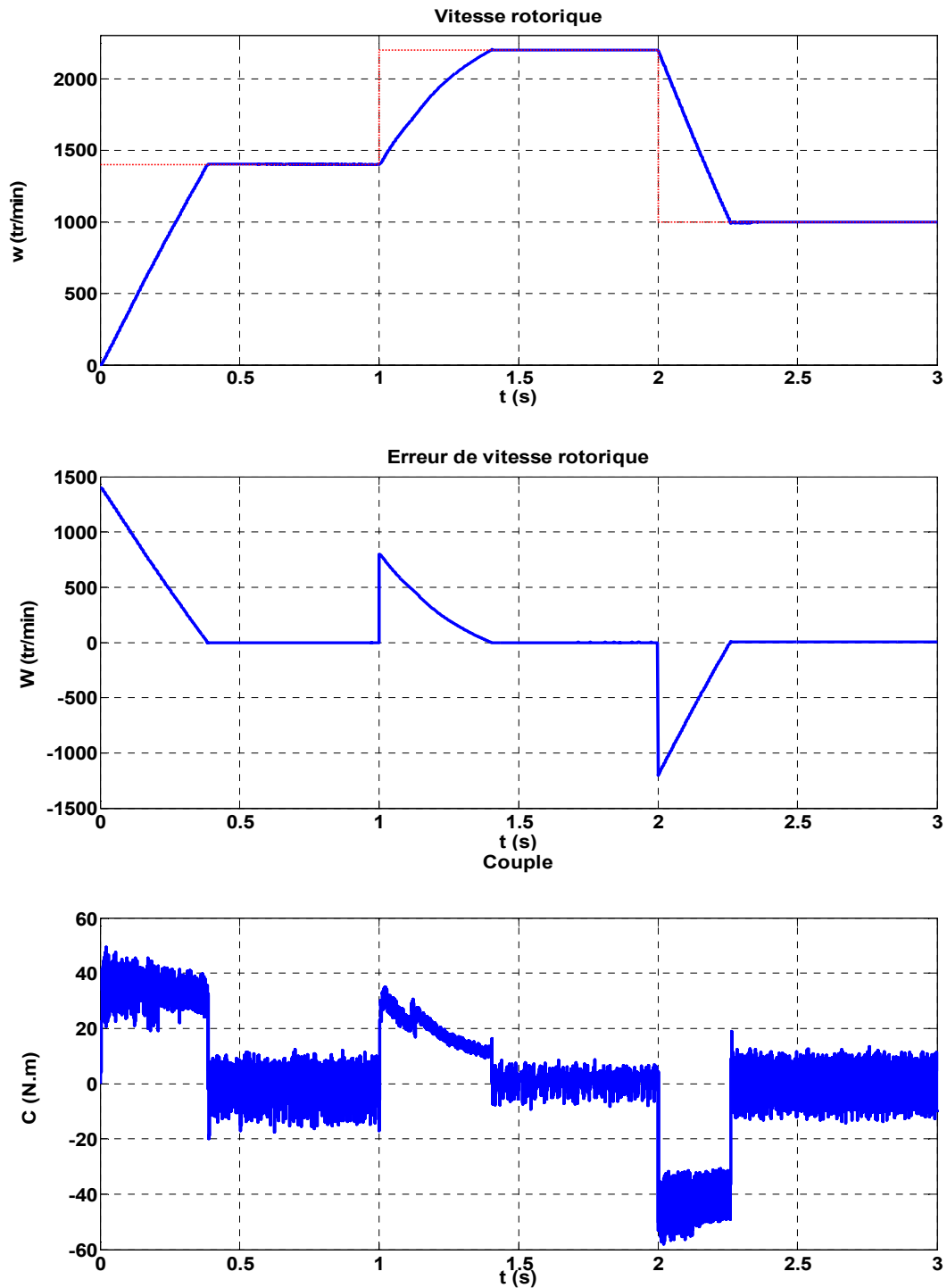
$$\tau = \frac{\sigma L_s}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donc :

$$\frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{S}\right) \left(\frac{K_2}{\tau S + 1}\right)}{1 + \left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{S}\right) \left(\frac{K_2}{\tau S + 1}\right)} = \frac{\left(\frac{K_{p2} K_2}{\tau}\right) S + \frac{K_{i2} K_2}{\tau}}{S^2 + \left(\frac{K_{p2} K_2 + 1}{\tau}\right) S + \frac{K_{i2} K_2}{\tau}} \quad (3.26)$$

- Test par variation de vitesse

On démarre la machine à une consigne de 1400 tr/min, puis on augmente à partir de l'instant $t=1s$ la vitesse à 2200 tr/min, A l'instant $t=2s$, on diminue la vitesse jusqu'à 1000 tr/min. Les simulations sont représentées par la figure 3.12. On remarque que la vitesse de rotation suit parfaitement sa consigne, le couple électromagnétique et les flux rotorique marquent des impulsions lors de le changement de vitesse, puis se stabilisent en régime permanent, et le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de ce réglage face à des variations larges de vitesse.



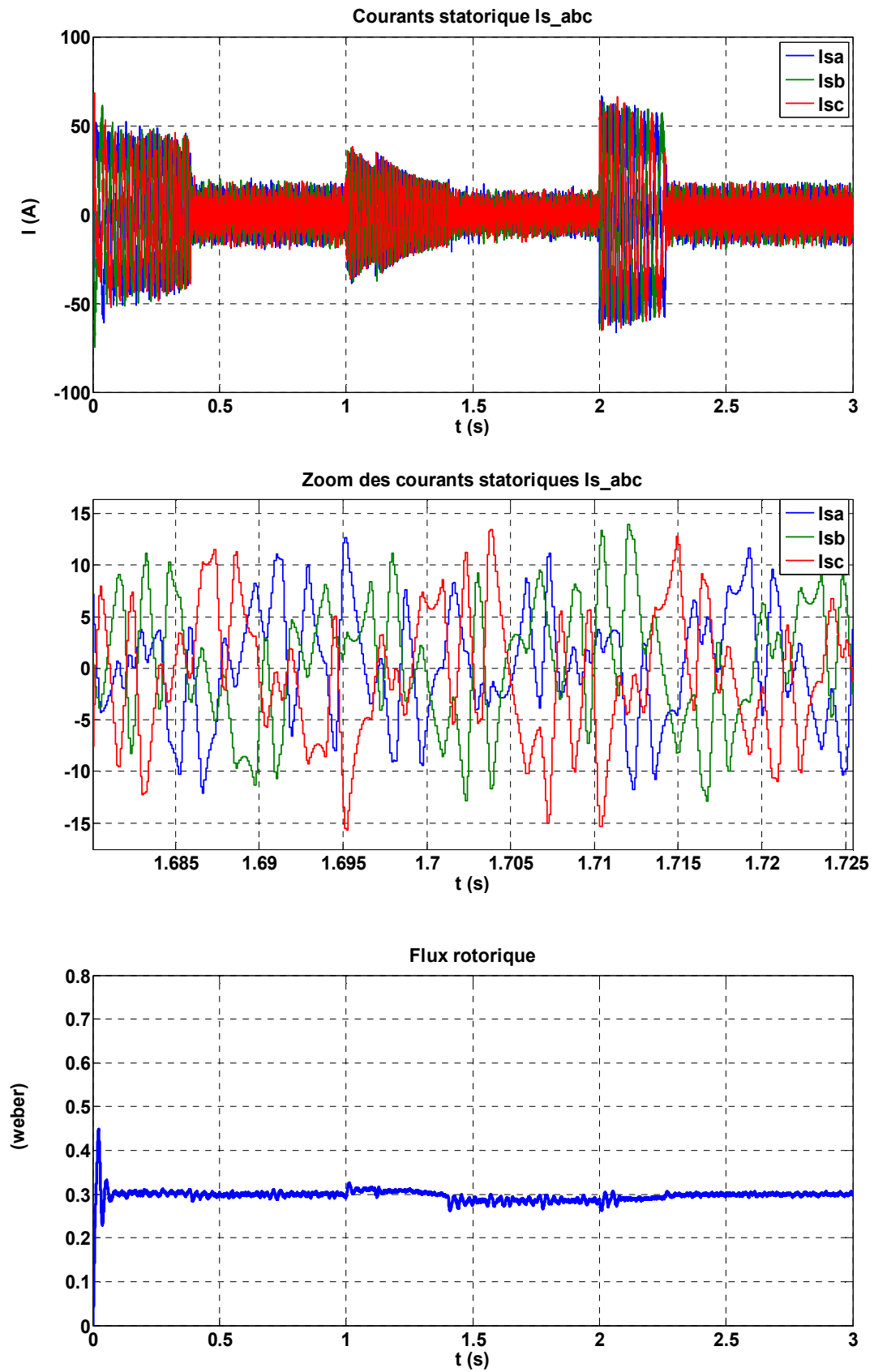
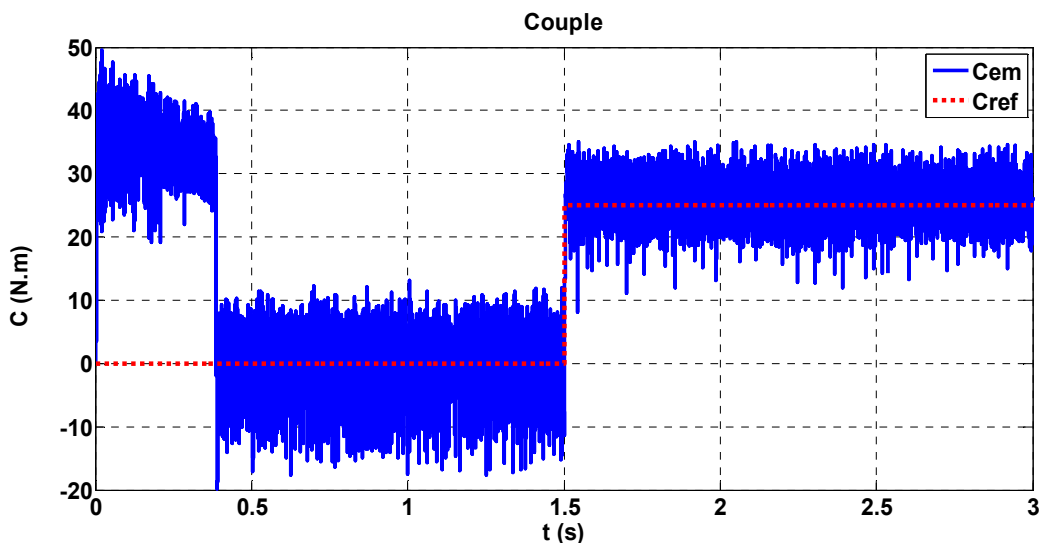
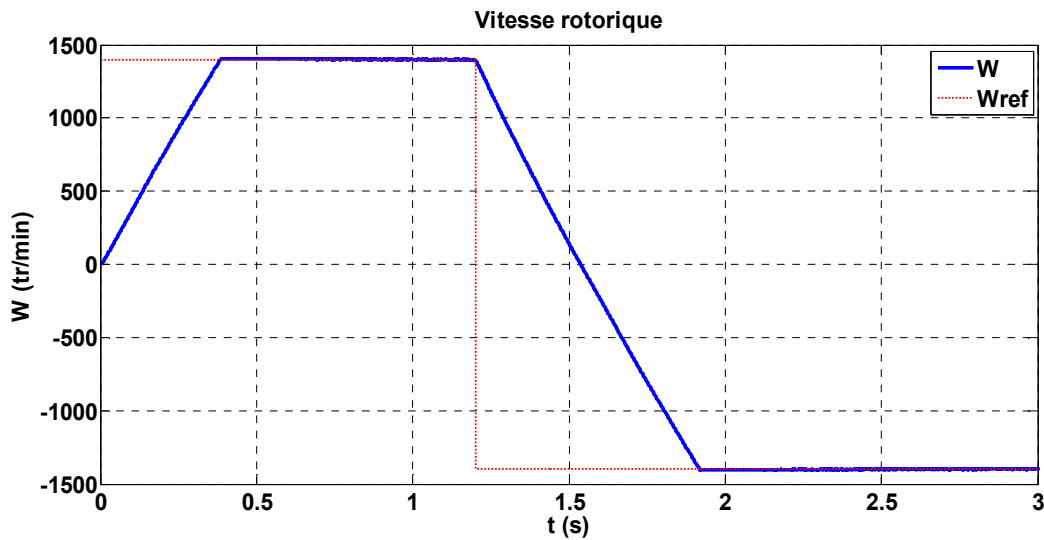


Fig.3.12. Grandeurs de la MAS sous variation de la consigne de vitesse

- Test par l'inversion de sens de rotation

Après un démarrage à vide de la machine asynchrone avec consigne de 1400 tr/min, on applique une inversion de la consigne de vitesse de 1400tr a -1400 tr/min de à partir de l'instant $t=1.2s$. Les résultats de simulations correspondants sont illustrés par la figure 3.13.

On remarque que la vitesse de rotation suivie parfaitement la consigne, le couple électromagnétique et les flux rotorique marquent des impulsions lors de l'inversion de sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent, et le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de ce réglage face à l'inversion de sens de rotation.



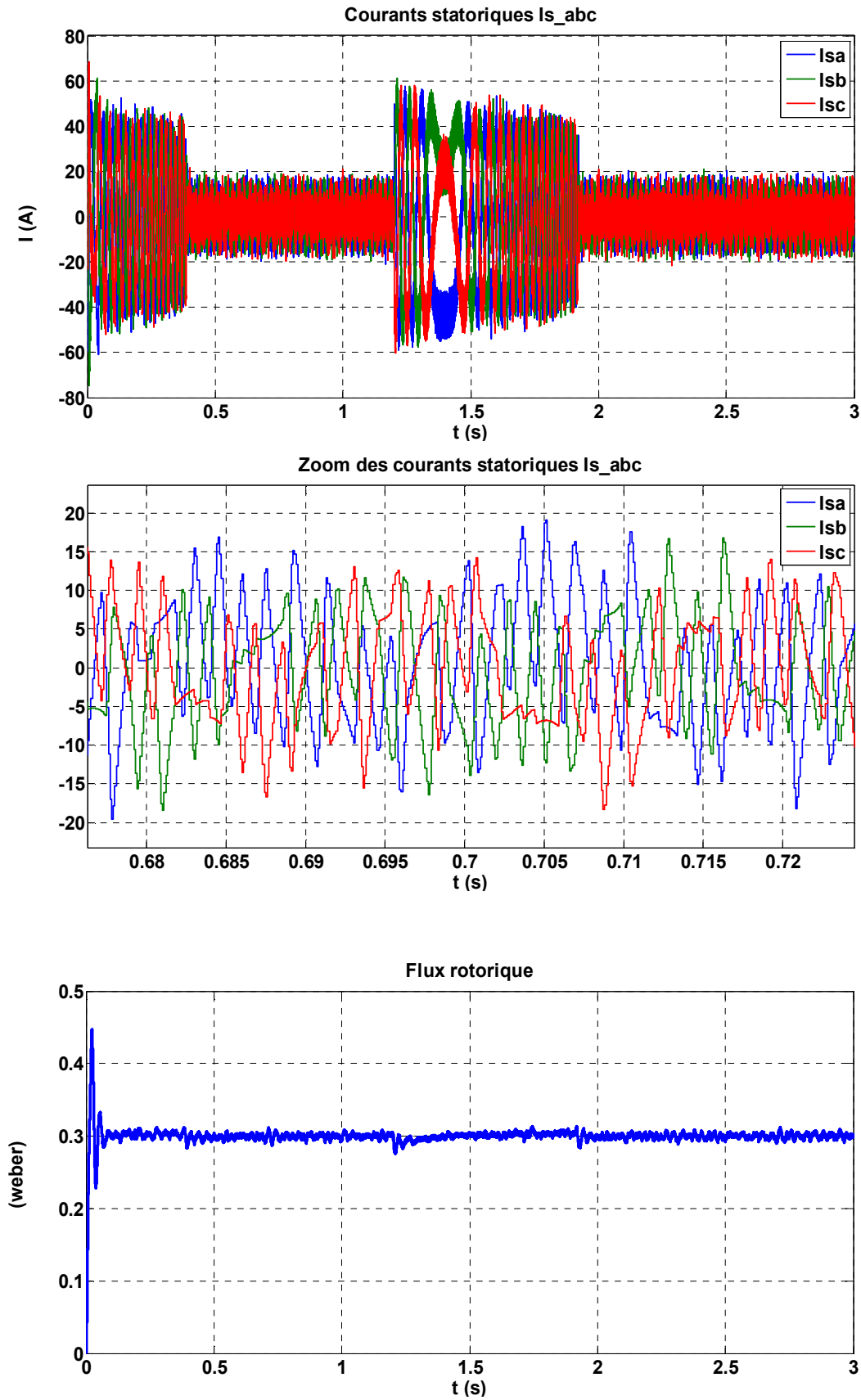
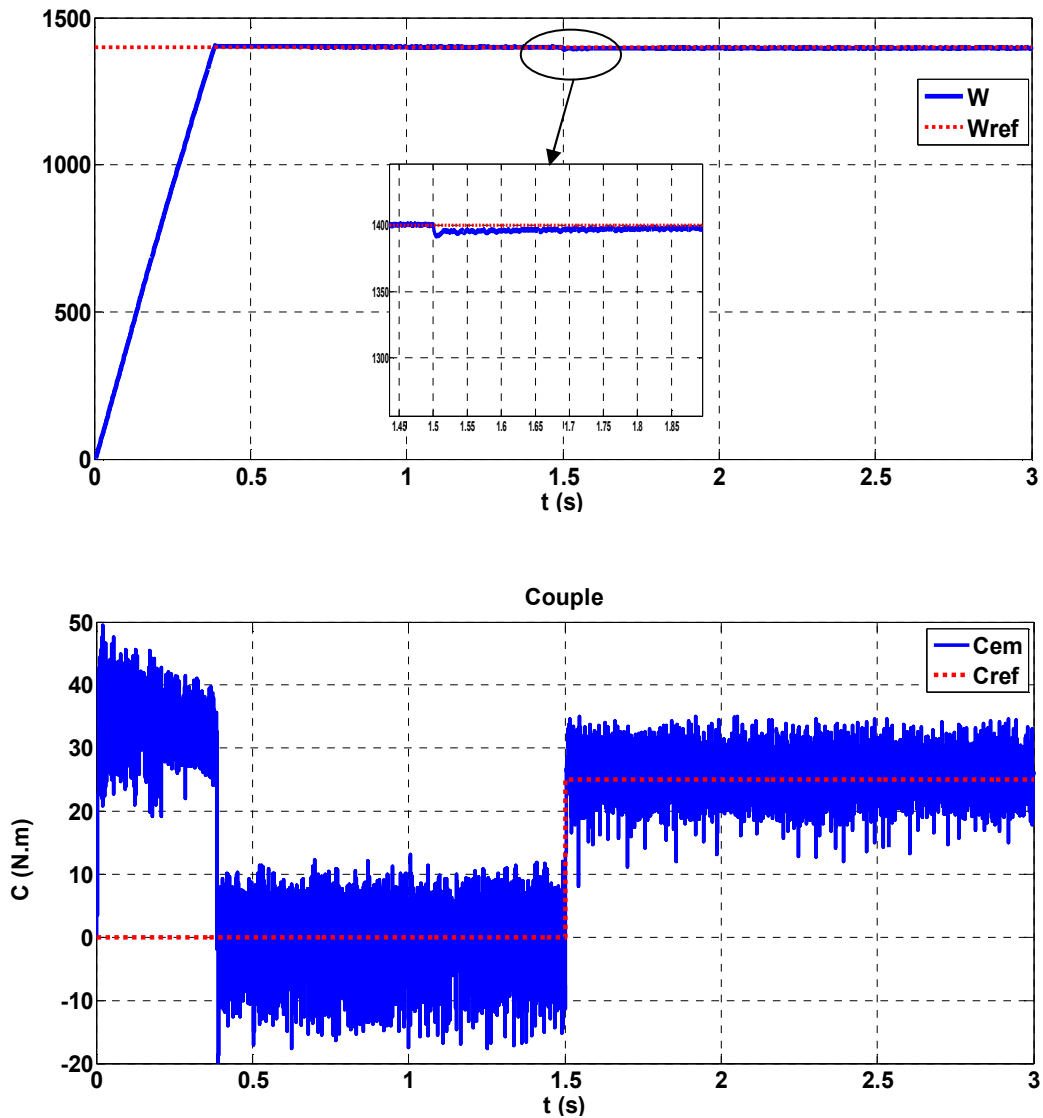


Fig.3.13. Grandeurs de la MAS en changement du sens rotation

- Teste par variation de couple de charge

Les résultats de simulations correspondantes sont montrés par la figure.3.14. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans dépassement, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant i_{qs} est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.



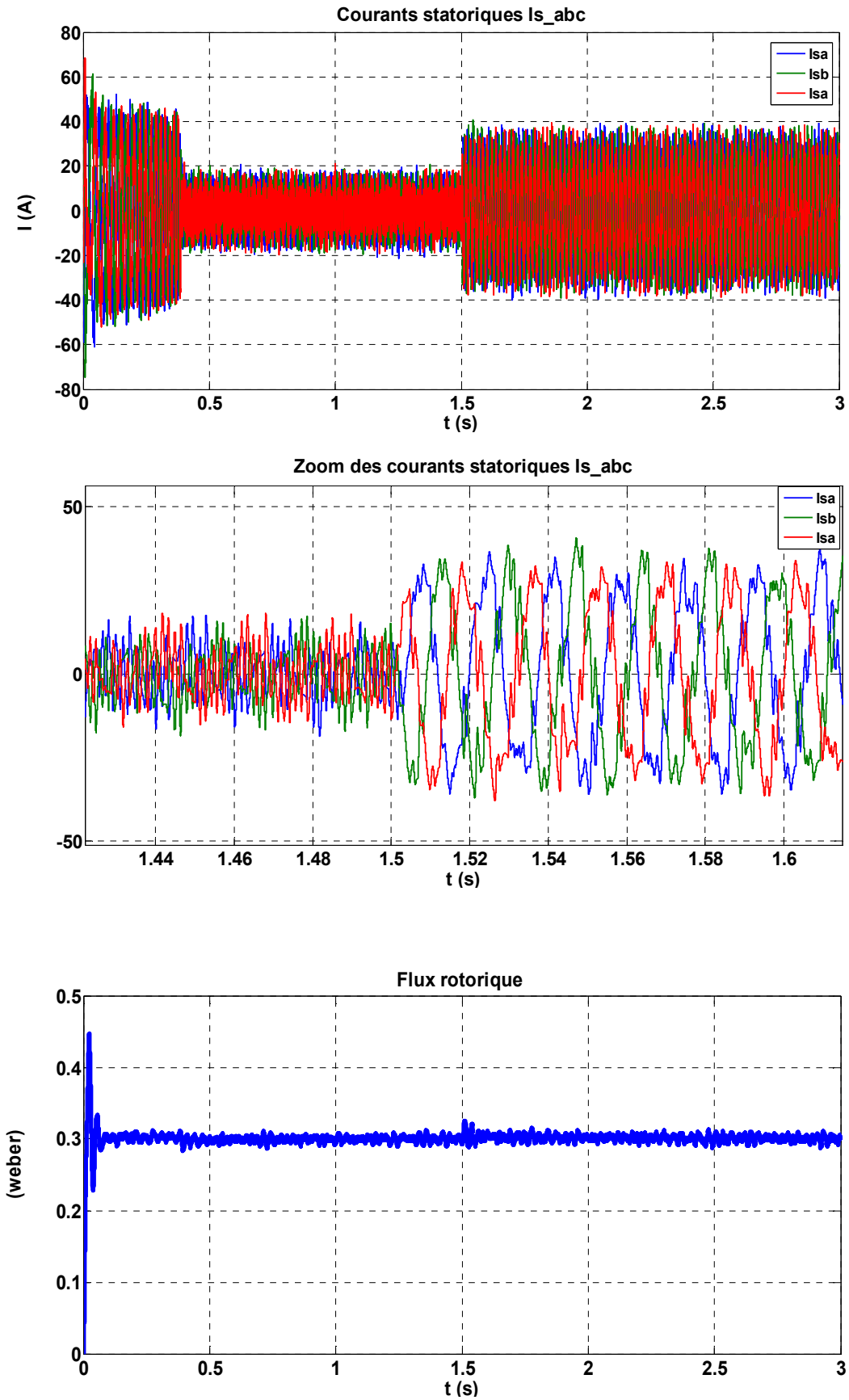


Fig.3.14. Grandeurs de la MAS sans la variation de la charge

3.7 Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons établi la technique de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Grâce à cette technique de commande, la machine asynchrone est assimilable à une machine à courant continu.

Les résultats de simulation montrent que les objectifs de régulation ont été atteints en découplant le flux et le couple, mais cette commande est affectée par les perturbations de la variation de vitesse et de l'application de couple de charge.

CHAPITRE 4

COMMANDE ADAPTATIVE

4.1. Introduction

La commande adaptative est un ensemble de techniques destinées pour l'ajustement automatique en ligne et en temps réel des paramètres du correcteur des systèmes de commande, lorsque les caractéristiques du processus et les perturbations sont difficiles à déterminer ou variant dans le temps [6].

4.2. Principe de la commande adaptative

L'intérêt de la commande adaptative apparaît, essentiellement, au niveau des perturbations paramétriques, c'est à dire agissant sur les caractéristiques du processus à commander et celles agissant sur les variables à réguler ou à commander. L'utilisation nécessite la mesure d'un certain indice de performance qui est comparé à l'indice désiré. Suivant l'écart obtenu, le mécanisme d'adaptation (algorithme d'adaptation) modifie les paramètres du correcteur ajustable afin de maintenir l'indice de performance à sa valeur désirée. La figure 4.1 montre le principe des systèmes de la commande adaptative [25].

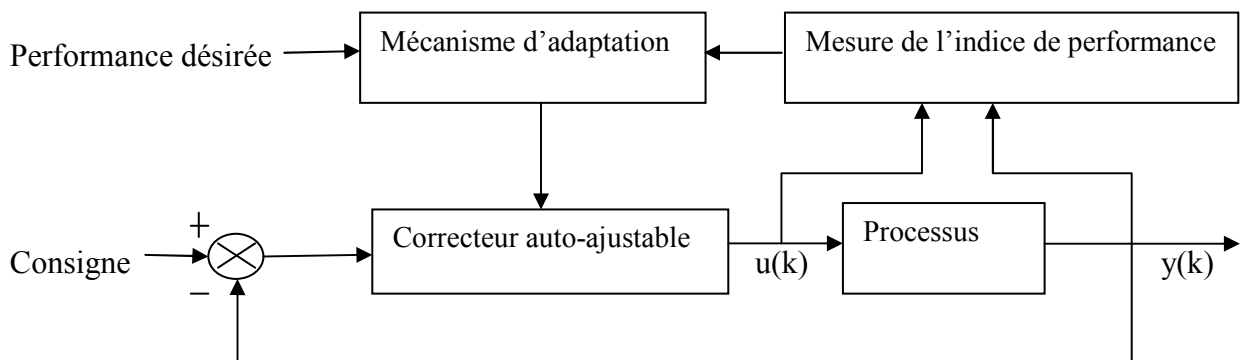


Fig.4.1. Principe de la commande adaptative

La commande adaptative est dite directe (explicite), si les paramètres du correcteur sont calculés directement, et indirecte (implicite), si les paramètres du correcteur sont calculés après l'estimation des paramètres du processus.

4.3. Techniques de la commande adaptative

Il existe essentiellement trois (3) approches considérées de la commande adaptative des systèmes à paramètres inconnus ou variables dans le temps.

4.3.1. Commande adaptatif à gain programmé

Bien qu'il n'existe pas de correction pour compenser une programmation incorrecte (fonctionnement en boucle ouverte), cette méthode suppose que les non-linéarités sont connues. Elle a cependant l'avantage d'ajuster rapidement les paramètres du correcteur lors des changements rapides de la dynamique du processus. Le schéma de principe est illustré par la figure 4.2.

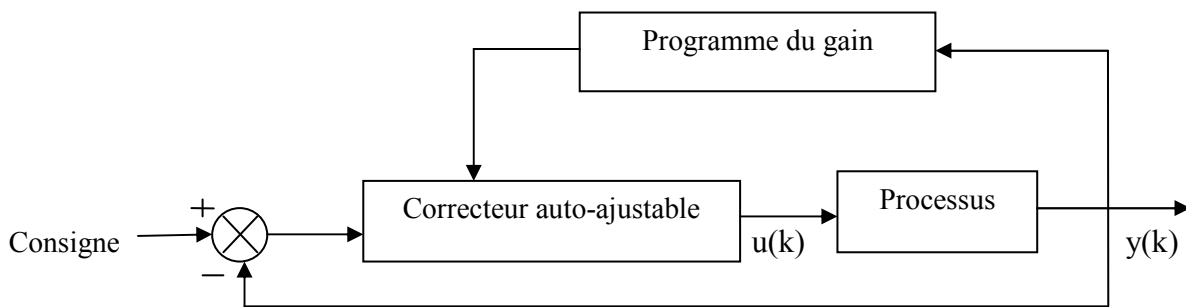


Fig.4.2. Commande adaptative à gain préprogrammé

4.3.2. Commande adaptative à correcteur auto-ajustable

Cette commande comporte une boucle interne, la boucle classique processus-correcteur, et une boucle externe comprenant un estimateur (identification des paramètres du processus) et un mécanisme d'adaptation qui minimise l'erreur entre la sortie du processus et son estimation comme le montre la figure 4.3.

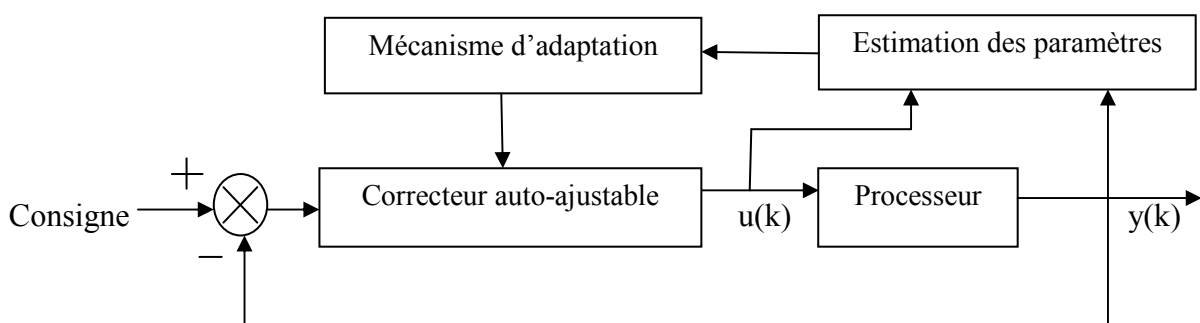


Fig.4.3. Correcteur auto-ajustable

4.3.3. Commande adaptative à modèle de référence (CAMR)

Le modèle de référence définit le comportement dynamique du processus, et les paramètres du correcteur sont ajustés par la boucle externe de façon à minimiser l'erreur de sortie du processus-modèle. Pour la description mathématique du modèle de référence et du système

ajustable deux méthodes sont généralement utilisées : les équations d'état ou les relations entrée-sortie.

4.4. Commande adaptative à model de référence (CAMR)

4.4.1. Principe de la commande adaptatif avec model de référence

Le principe de cette technique consiste à décrire par un modèle de référence les performances désirées et de les comparer à chaque instant avec ceux du système ajustable. L'erreur ainsi déterminée permet au mécanisme d'adaptation de réajuster les paramètres ajustables, de telle manière que l'erreur entre le modèle de référence et le système ajustable s'approche asymptotiquement du zéro [26].

Le mécanisme d'adaptation est utilisé soit:

- Pour modifier les paramètres du système ajustable appelé adaptation des paramètres ;
- Par la génération d'un signal auxiliaire à l'entrée appelé adaptation par signal de synthèse.

La figure 4.4 montre le principe de la commande adaptative avec model de référence.

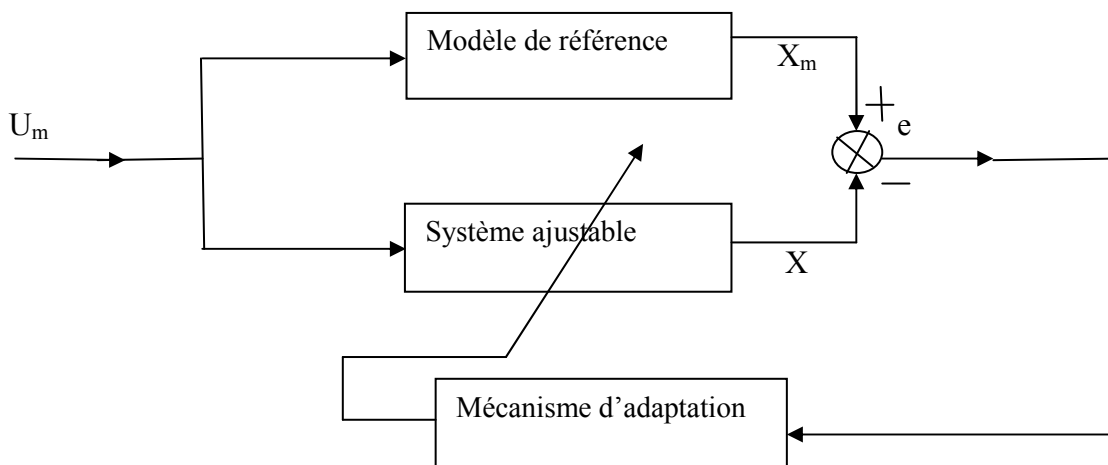


Fig.4.4. Structure de la commande adaptative à modèle de référence

4.4.2. Structures des systèmes de commande adaptative avec modèle de référence

Il existe trois (3) structures de systèmes adaptatifs.

4.4.2.1. Structure parallèle

C'est la structure la plus utilisée, elle est connue par la méthode de l'erreur de sortie dans le cas de l'identification Figure 4.5.

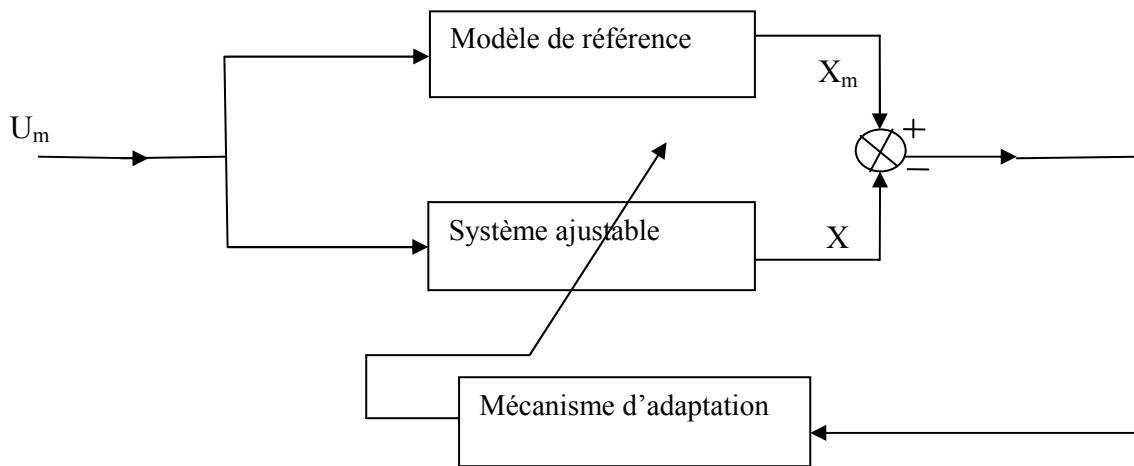


Fig.4.5. Structure parallèle

4.4.2.2. Structure série

Cette structure est souvent connue comme la méthode de l'erreur d'entrée. Dans cette structure le modèle de référence et le système ajustable sont en série (Figure 4.6).

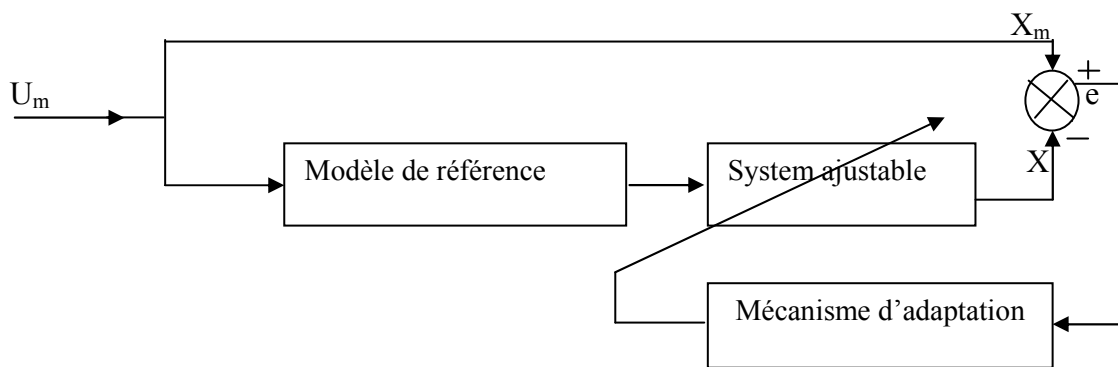


Fig.4.6 Structure série

4.4.2.3. Structure série parallèle

Deux cas possibles à partir de cette structure :

- Le système ajustable est placé d'une part en série avec le modèle de référence d'autre part, en parallèle avec celui-ci Figure 4.7.
- Le modèle de référence est placé d'une part en série avec le système ajustable d'autre part en parallèle avec celui-ci figure 4.8.

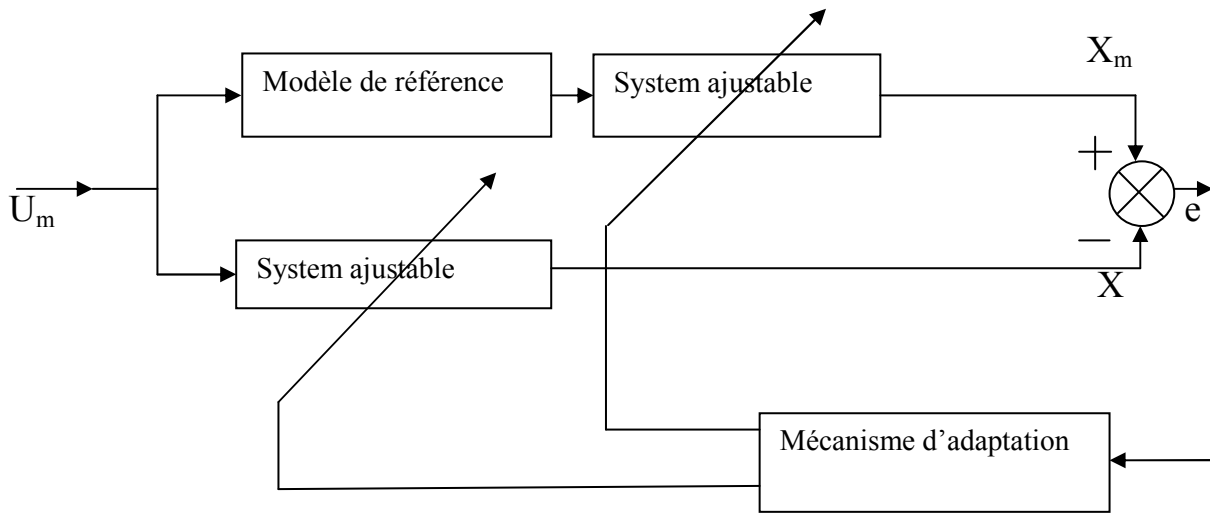


Fig.4.7 Structure série-parallèle

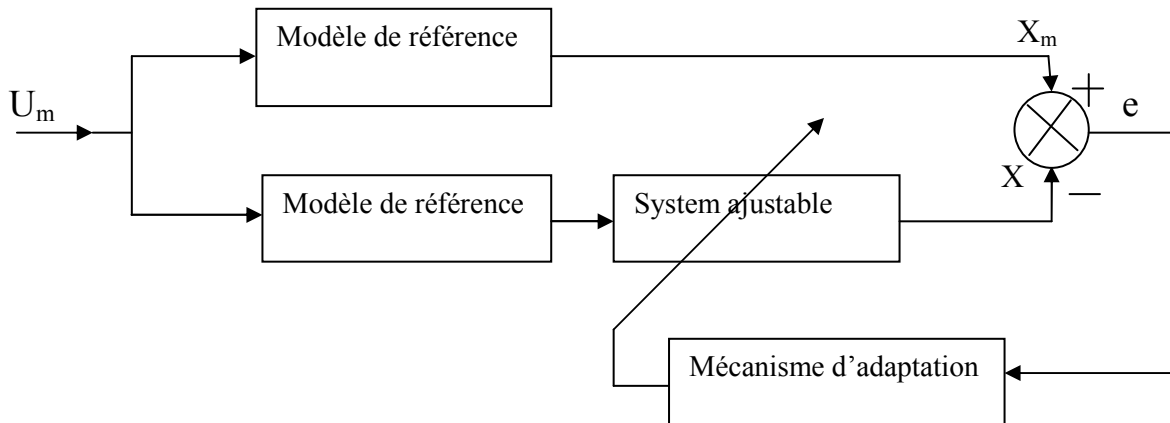


Fig.4.8 Structure série- parallèle

4.4.3 Méthodes de la MRAS basées sur l'optimisation

Ces techniques consistent à minimiser une fonction de l'erreur en sortie entre le système et le modèle de référence .On distingue deux (2) méthodes :

4.4.3.1. Algorithme des moindres carrés

Il appartient à la classe des algorithmes récursifs qui réactualisent le vecteur des paramètres à chaque nouvelle mesure, il est donné par :

$$\hat{\theta}_k = [a_1 \dots a_n \ b_0 \dots b_n]^T \tag{4.1}$$

a_i, b_i : vecteurs des paramètres estimé.

Le prédicateur correspondant donné par :

$$\hat{y}_k = h_k \hat{\theta}_k \tag{4.2}$$

Avec : $h_k = [-y_{k-1} \dots y_{k-n} \ u_k \dots u_{k-m}]^T$

On définit alors l'erreur de prédiction par :

$$e_k = y_k - \hat{y}_k \tag{4.3}$$

Dans toutes ces conditions, l'algorithme qui détermine $\hat{\theta}(t)$ et minimise le critère des moindres carrés est donné par:

$$E_e(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (e_k)^2 \tag{4.4}$$

E est l'erreur quadratique.

4.4.3.2 Algorithme de M.I.T

Cet algorithme tend à minimiser le critère quadratique :

$$E_e(\theta) = e^2 \tag{4.5}$$

avec :

e : erreur de prédiction entre le processus et le modèle de référence ;

θ : vecteur des paramètres du contrôleur.

La loi d'ajustement des paramètres est :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\mu \frac{dE}{d\theta} = -\mu e \frac{de}{d\theta} \tag{4.6}$$

μ est le gain d'adaptation.

Généralement, cette méthode n'assure pas, la stabilité du processus, en boucle fermée. Elle apparaît très simple, mais l'analyse des systèmes de très grand ordre est difficile.

4.4.4. Méthodes de la MRAS basée sur la stabilité

4.4.4.1. Méthode de Lyapunov

L'approche de Lyapunov offre des propriétés de stabilité globales sans aucune restriction concernant les conditions initiales des erreurs ou' la nature des entrées de référence qui sont utilisées. Elle consiste à définir une fonction dite de Lyapunov en fonction des paramètres, de

l'erreur et du temps= (Θ, e, t) , puis à déduire la loi d'ajustement $\frac{d\Theta}{dt}$ afin que la fonction dérivée $\frac{dV}{dt}$ soit définit négative.

L'inconvénient de cette approche est la nécessité de trouver la fonction de Lyapunov appropriée, chose qui est très difficile.

4.4.4.2. Méthode d'hyper stabilité

On considère le système mono-entrée /mono-sortie de la figure 4.9. Le système est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + Bu \\ Y = CX \end{cases} \quad (4.7)$$

A, B et C ont des matrice à coefficients réels .la fonction de transfert du bloc linéaire est donnée par :

$$F(s) = C(s[I] - A)^{-1} B \quad (4.8)$$

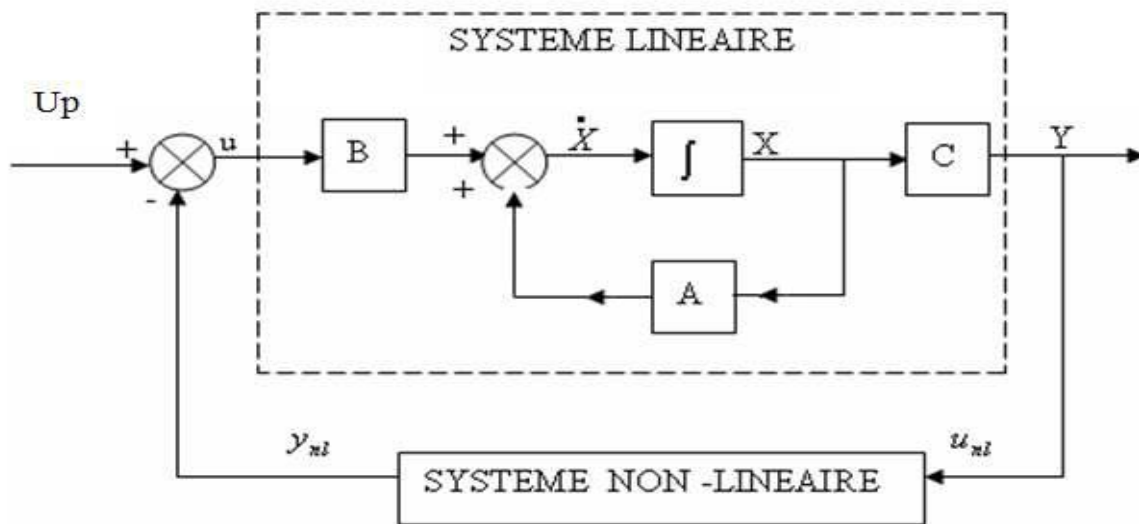


Fig.4.9. Décomposition pour l'étude de l'hyper-stabilité

Le système décrit par la figure 4.9 est stable si :

- La partie linéaire du système est une fonction réelle strictement positive représentée par la fonction de transfert F
- La partie non linéaire satisfait à l'inégalité de Popov.

Il existe une constante γ indépendant, telle que :

$$\int_0^t y_{NL}^T u_{NL} d\tau \geq -\gamma^2 \quad \text{pour tout } t \text{ positif.} \quad (4.9)$$

Avec :

y_{NL} : sortie de la partie non linéaire ;

u_{NL} : entrée de la partie non linéaire ;

γ : constante indépendant du temps.

En considérant la déviation de loi de contrôle adaptatif, le système est donné par :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU_p \\ Y = CX \end{cases} \quad (4.10)$$

$$\begin{cases} \frac{dX_m}{dt} = A_m X + B_m W \\ Y_m = C_m X_m \end{cases} \quad (4.11)$$

Avec :

X_m, X : sont deux vecteurs de dimension n ;

U_p, W : sont deux vecteurs ;

Y, Y_m : sont deux vecteurs de dimension ;

Notons : $e_x = X_m - X$: erreur sur l'état ;

$e_y = Y_m - Y$: erreur sur la sortie.

On détermine la loi d'adaptation rendant le système $\frac{de_x}{dt} = f(e_x, t)$ asymptotiquement hyper stable par :

La commande U_p est la somme d'une composante linéaire U_{pL} et d'une composante non linéaire U_{pNL} compensant l'influence des variations de paramètres.

$$\begin{cases} U_{pL} = k_x X_m + k_e e_y + k_w W \\ U_{pNL} = \Delta k_x(v, t) X_m + \Delta k_e(v, t) e_y + \Delta k_w(v, t) W \end{cases} \quad (4.12)$$

k_x, k_e, k_w sont des correcteurs calculés à partir du système nominal $\Delta k_x, \Delta k_e, \Delta k_w$. sont des gains d'adaptations.

$$v = D e_y = D C e_x = H e_x \quad (4.13)$$

Et, D est une matrice de gain de dimension $1 \times q$.

La suivi du modèle si $C=C_m$ et en l'absence de variation de paramètres et pour $U_{pNL} = 0$ l'erreur d'état est donnée par :

$$\frac{de_x}{dt} = (A - Bk_e C) e + (A_m - A - BK_x) X + (B_m - BK_w) W \quad (4.14)$$

En choisissant :

- K_e tel que $(A - BK_e C)$ soit une matrice d'Hurwitz (4.15)

- $k_x = (B^T B)^{-1} B \cdot (A_m - A)$ (4.16)

- $k_w = (B^T B)^{-1} B \cdot B_m$ (4.17)

L'erreur e_x converge asymptotiquement vers zéro. Mais les paramètres peuvent varier. Le système corrigé s'écarte alors du modèle. On rajoute le terme U_{pNL} pour compenser l'influence de cette dérive sur les paramètres.

Dans ce cas, l'écriture d'état de l'erreur vérifie :

$$\frac{de_x}{dt} = (A - Bk_e C) e + B\Delta U \quad (4.18)$$

$$\Delta U = [(B^T B)^{-1} B(A_m - A) - k_x - \Delta k_x] X_m - \Delta k_e e_y + [(B^T B)^{-1} B B_m - k_w - \Delta k_w] W \quad (4.19)$$

D'après le théorème de hyper-stable [27], le système défini par les équations (4.18) et (4.19) est asymptotiquement hyper-stable si :

- La matrice de transfert $H(s[I] - A + BK_e C)^{-1} B$ est réelle positive.

- La partie non linéaire vérifie : $\int_0^t (\Delta u)^T v d\tau \geq -\gamma^2$

L'inégalité précédente est satisfaite en adoptant une loi d'adaptation proportionnelle intégrale du type :

$$\Delta K_x = \int_0^t L_1 v(Q_1 X_m)^T d\tau + L_2 v(Q_2 X_m)^T + \Delta K_x(v(0), 0) \quad (4.20)$$

$$\Delta K_e = \int_0^t M_1 v(R_1 e_y)^T d\tau + M_2 v(R_2 e_y)^T + \Delta K_e(v(0), 0) \quad (4.21)$$

$$\Delta K_w = \int_0^t N_1 v(S_1 W)^T d\tau + N_2 v(S_2 W)^T + \Delta K_w(v(0), 0) \quad (4.22)$$

avec :

L_i, M_i, N_i : des réels positifs non nuls ;

S_i : des réels ;

R_i, Q_i : des matrices réelles ;

$v = D e_y$: un vecteur.

4.5. Commande adaptative par modèle de référence dans la commande vectorielle indirecte

Dans le cas de la machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du flux rotorique sur l'axe (d) du repère (d,q) lié au champ tournant, les entrées de commande sont le flux et le couple.

La variable de sortie régulée est la vitesse, la consigne de vitesse est envoyée simultanément sur le modèle de référence et sur l'algorithme adaptatif. Ses paramètres sont adaptés à partir de l'erreur de vitesse comme le montre la figure 4.10.

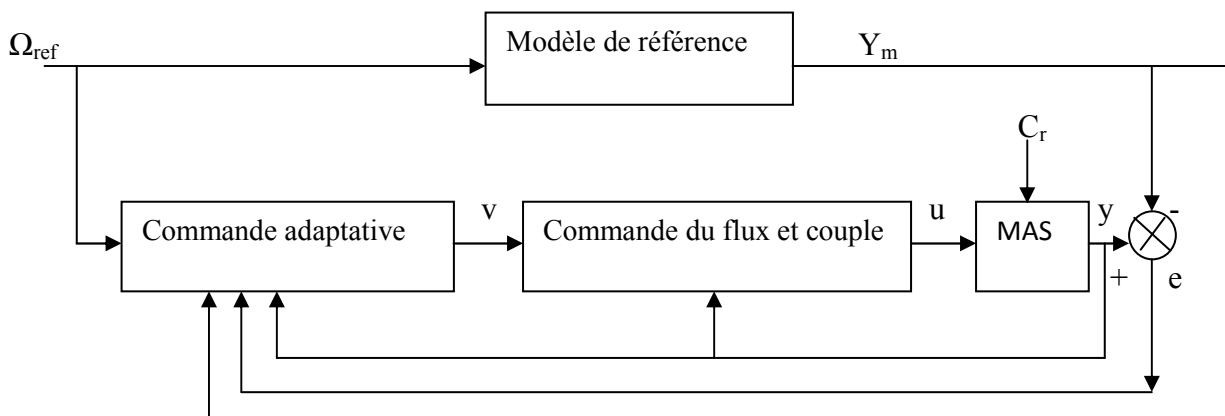


Fig4.10 Structure de (MRAC) dans la commande vectorielle indirecte de la MAS

Les équations du modèle de référence se mettent sous forme d'état :

$$\begin{aligned} \frac{dx_m}{dt} &= A_m x_m + B_m \Omega^* \\ y_m &= C_m x_m \end{aligned} \tag{4.23}$$

4.5.1. Commande adaptative par modèle de référence simplifiée (SMRAC)

Pour raison de la réduction dans la complexité des calculs pour la mise en œuvre des algorithmes on a choisie la méthode de contrôle (SMRAC).

A cet effet, nous avons choisi un modèle de référence du premier ordre avec une constante de temps T .

$$\frac{J}{T} \frac{d\Omega_m}{dt} + \Omega_m = \Omega_{ref} \quad (4.24)$$

La commande découplée se base sur les lois de la théorie du flux orienté traitée au troisième chapitre, et en considérant le régime permanent, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} Id_s^* = \frac{\phi_r^*}{M} \\ \omega r^* = \frac{1}{Tr} \frac{Iq_s^*}{Id_s^*} \\ \omega s^* = \omega r^* + p\Omega \\ Vd_s^* = Rs(Id_s^* - \sigma Ts \omega s^* Iq_s^*) \\ Vq_s^* = Rs(\sigma Ts \frac{dIq_s^*}{dt} + Iq_s^* + Ts \omega s^* Id_s^*) \end{array} \right. \quad (4.25)$$

Pour que le système suive le modèle de référence même après une variation paramétrique (variation de R_r), un mécanisme adaptatif est introduit dans la structure de commande adaptative par modèle de référence simplifié, l'entrée de commande (consigne), est générée par le mécanisme adaptatif pour éliminer ou réduire les effets de la variation de R_r , et donc :

Le passage du modèle de référence à la commande découplée se fait par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} e = \Omega_m - \Omega \\ Iq_s^* = \frac{LrCe^*}{pM} \frac{1}{\phi_r^*} \end{array} \right. \quad (4.26)$$

$$C_e^* = Kf.\Omega^* + Kb.\Omega + Ke.e \quad (4.27)$$

Dans notre cas, et d'après la théorie de stabilité des systèmes non linéaires, les coefficients de l'algorithme adaptatif sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} Kf = Kf_0 + F.v.\Omega^* + \int_0^t G.v.\Omega^* dt \\ Kb = Kb_0 + L.v.\Omega + \int_0^t \overline{M}.v.\Omega dt \\ Ke = Ke_0 + \overline{P}.v.e + \int_0^t \overline{Q}.v.e dt \\ v = D.e \end{cases} \quad (4.28)$$

Où :

$$Kf_0 = K; \quad Kb_0 = -(K - F); \quad Ke_0 = 0.5;$$

$G, \overline{M}, \overline{Q}$ sont positif ; F, \overline{P}, L, D sont non- négatifs.

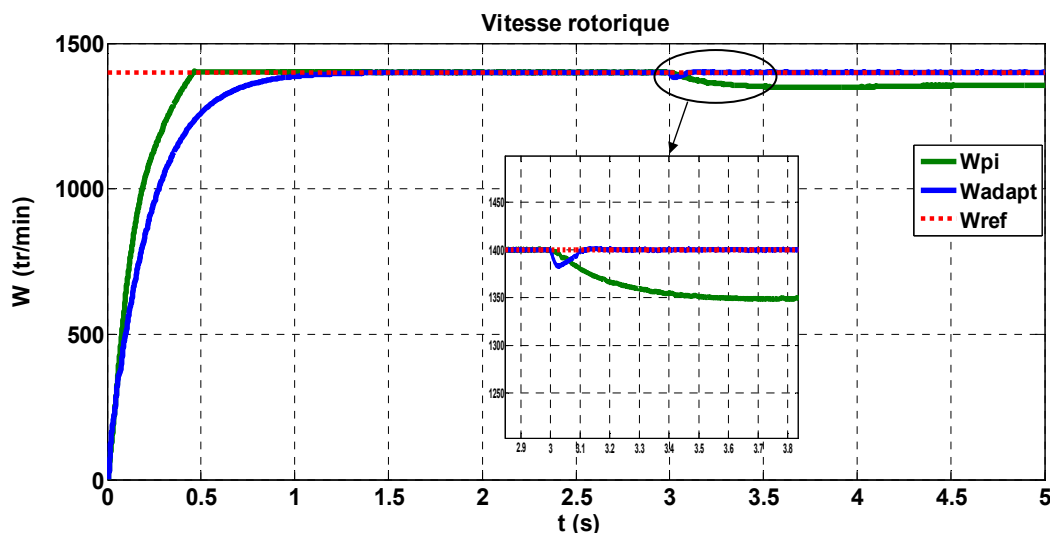
Après des essais pour rétrécissement l'erreur (e), on a trouvé :

$$D=1 ; \quad F = \overline{P} = L = 0.0002 ; \quad G = \overline{M} = \overline{Q} = 0.005 ; \quad K=J/(2,5.Tr)$$

4.5. 2 Simulation et Interprétation

Les résultats de simulation sont obtenus pour une comparaison entre le régulateur PI et le régulateur adaptatif utilisés dans la commande vectoriel (FOC), afin de tester la robustesse de ce dernier dans le cas de la variation de la résistance rotorique du MAS. A ce stade nous avons testé le système de commande adapté lors de la variation de la résistance rotorique. On constate, des figures 4.12 et 4.13 que dans ces conditions de fonctionnement le contrôle proportionnel intégral (PI) perd ces qualités or que pour le contrôle adaptatif, le système présente un réglage acceptable et désiré.

- Variation de 100% de R_r avec application de charge $C_r=10$ (N.m).



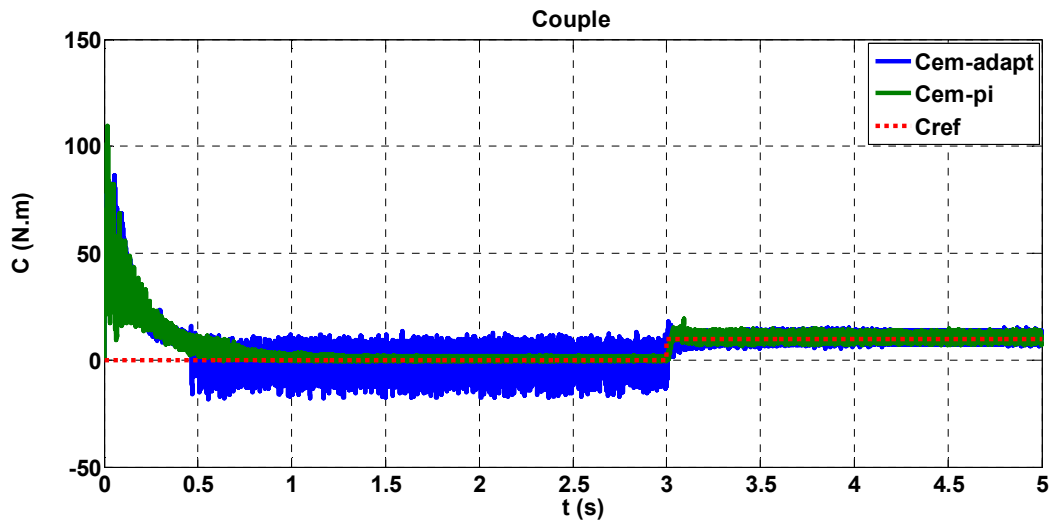


Fig.4.11 contrôle PI et CAMR pour $2R_r$

- Variation de 200% de R_r avec application de charge $C_r=10$ (N).

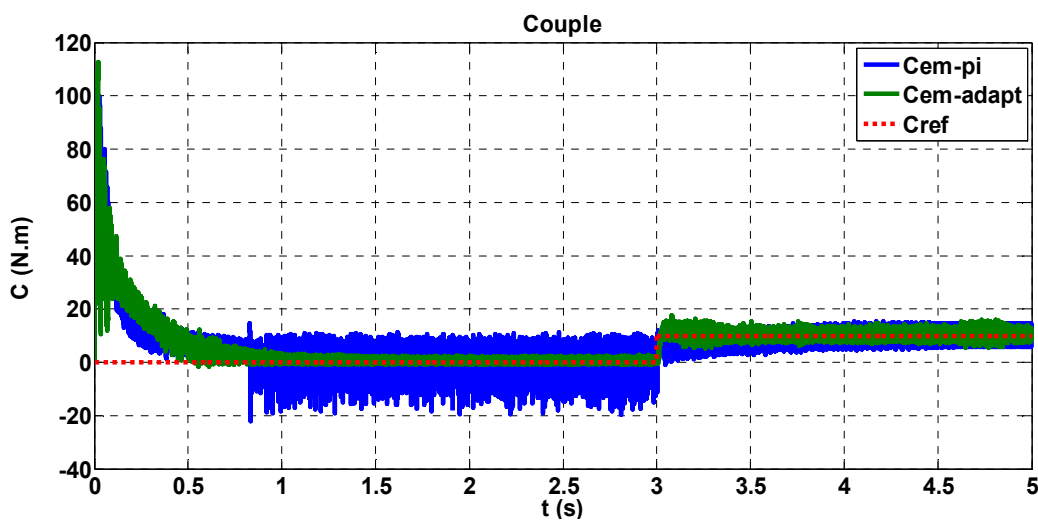
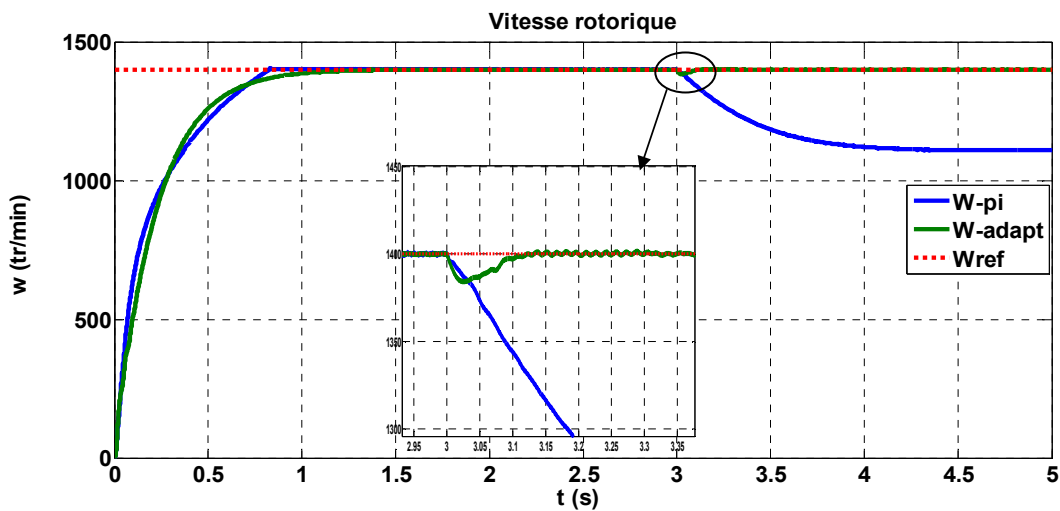


Fig 4.12. Contrôle PI et CAMR pour $3R_r$

4.5. Conclusion

A travers ce chapitre, la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence (MRAC) a été appliquée pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone pour améliorer la poursuite de la référence et garantir la robustesse aux variations des paramètres internes avec un rejet de perturbation. Cette technique donne des résultats satisfaisants car elle élimine l'influence de la perturbation et peut s'adapter aux variations de la résistance rotorique de cette machine.

CONCLUSION GENERALE

Le présent travail apporte une solution aux problèmes majeurs liés à la commande de la machine asynchrone. Ce problème concerne la robustesse vis-à-vis de la robustesse par rapport aux variations de paramètres de la MAS. Pour résoudre ce problème, le principe de la commande adaptative a été utilisé dans les algorithmes proposés pour but d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres avec un rejet de perturbation.

On a d'abord présenté l'état de l'art des différentes stratégies de commandes de la machine asynchrone ce qui nous a permis d'ouvrir les différents axes d'étude. La problématique principale consiste à élaborer un ensemble de stratégies innovantes qui permettent d'améliorer les résultats existants dans la littérature.

Ensuite, un rappel théorique de la modélisation de machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension. L'onduleur est contrôlé par la technique de la modulation de largeur d'impulsion avec une simulation ont été présentés.

Après une brève présentation de technique de commande vectorielle, et en s'intéressant à la commande vectorielle indirecte (IFOC) utilisant un régulateur PI nous avons appliqué cette commande à la machine asynchrone en fonctionnement moteur. Les performances de ce type de réglage obtenues par simulation ont été exposées et commentées. Cette technique présente une faiblesse face aux variations paramétriques de la machine.

Pour résoudre le problème de la variation des paramètres de la machine pendant le fonctionnement, on a proposé l'étude de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence (MRAC). Cette commande donne des résultats satisfaisants car elle élimine l'influence de la perturbation et peut s'adapter aux variations des paramètres de la machine.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à induction à double alimentation », Thèse de Doctorat En Sciences en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [2] M.S. Merzoug, « Étude comparative des performances d'un DTC Et D'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)», Thèse de Magistère, Université de Batna, 2008.
- [3] Teggat Ayoub, « Etude comparative entre la commande vectorielle à flux orienté et la commande directe du couple de la machine asynchrone », Mémoire master professionnel Université Kasdi Merbah Ouargla 2016.
- [4] Ferhat Hadjer , « Commande adaptative floue d'un moteurAsynchrone», Mémoire de Master en genie électrique Université de Mohamed Moudiaf- M'sila 2015.
- [5] Dr. H. Merabet Boulouiha , « Notes de cours : Techniques de commande avancée », Centre universitaire de Rélizane Ahmed Zabana Faculté des sciences et de la technologie ST Département d'électrotechnique 2015.
- [6] P. Vas, «Sensorless vector and direct torque control », Oxford Science Publication, 1998.
- [7] Dr A. Meroufel , « Cour Contrôle de la machine asynchrone », 2008/2009.
- [8] Bernard Fornel, « Machines asynchrones - Commande par contrôle scalaire», Techniques de l'ingénieur, Référence D3622, 10 mai 2006.
- [9] Meziane Salima , « commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone », Thèse de doctorat en sciences et électrotechnique. Université Mentouri Constantine 2009.
- [10] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, Janv.1999.
- [11] R. Toufouti, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone», Thèse de doctorat d'état en sciences en électrotechnique de l'université Mentouri- Constantine, 02 Juin 2008.

[12] R. Toufouti, « Direct Torque Control Strategy Of Induction Motors», Acta Electrotechnica et Informatica No. 1, Vol. 7, 2007.

[13] KH. Yahia, « Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé», Mémoire de Magister En Electrotechnique. Université Mohamed Khider De Biskra.2005.

[14] S. Djeriou, « Simulation d'un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone», Mémoire de Magister en électrotechnique. Université Ferhat Abbas de Sétif.2011.

[15] G. Ramond, « Contribution à la commande prédictive généralisée adaptative directe et application», Université Paris XI U.F.R. Scientifique D'Orsay, thèse doctorat Sept 2001.

[16] Georgiou G, « Commande adaptative de moteur asynchrone" Mémoire de D.E.A., Labo floit des Signaux et Systèmes Gifsur. Yveue, 1988.

[17] F.Mezaache et A.Menasri, « Implémentation des "RNA" sur "FPGA" pour le diagnostic des défaillances de la machine asynchrone en utilisant la co-simulation», Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique. Université de M'sila. 2009.

[18] M.Bouglam, « Synthèse des observateurs non linéaires appliqués à la commande sans capteur de la machine asynchrone», Mémoire de Master en génie électrique, Université de M'sila, 2013.

[19] T. V. Raumer, « Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone», Thèse de doctorat, INP Grenoble, France, 1994.

[20] B. K. Bose, « Power electronics and AC drives», Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1986.

[21] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisant de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques», Thèse de doctorat de l'université d'Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999.

[22] KH. Hallouche, Y. Nefnaf, « Commande des machines à induction en tenant compte des défauts », Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, Université de M'sila 2008.

[23] I. Deghnouche, L. Hellali et O. Moussa, « Commande par "PI" d'une machine asynchrone avec cassure des barres rotoriques», Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique université Mohamed Boudiaf de M'sila 2010.

[24] N. Mesbahi , « Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone », Mémoire de MAGISTER en Electrotechnique Université Badji Mokhtar- Annaba 2007.

[25] Sidney R. Bowes and Jian Li, «New robust adaptive control algorithm for high-performance ac drives» IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 2, pp.325 - 336 April 2000.

[26] J. L. gonzales , « Commande Adaptative à Modèle de Référence de Systèmes Discrets», Notes de cours, European organization for nuclear research, 8 Novembre 1988.

[27] Zelmat M., "Automatisation des processus industriels Tome 2, Commande modale et adaptative", Office des publications universitaires, Algérie 2001.