

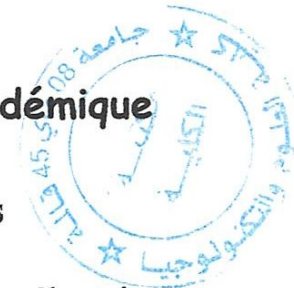
République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8Mai 1945 – Guelma  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrotechnique et Automatique

693



**Mémoire de fin d'étude  
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : **Sciences et Techniques**  
Filière : **Génie Electrique**  
Spécialité : **commande des machines électrique**



---

**Commande vectorielle de la machine asynchrone par  
orientation du flux rotorique**

---

Présenté par : Chabbi Sabri

Sous la direction de : Mr. ABED EL HAFID BOUCHELKHA

JUIN 2011

47 / 2699





# Remerciements

En premier lieu je tiens à remercier Dieu, notre créateur, pour m'avoir donné la force d'accomplir ce travail.

Ce travail a été réalisé au département d'électrotechnique et de l'automatique, Centre Universitaire de Guelma, sous la direction de monsieur ABED EL HAFIDE BOUCHELKHA, je tiens à lui exprimer mes profondes gratitude pour son soutien constant, ses nombreux conseils qu'il n'a cessé de ne prodiguer, son aide scientifique de grande qualité, ses encouragements et participation au jury de thèse. Puisse ce travail l'exprime mes sincères reconnaissances.

Je tiens à transmettre mes chaleureux remerciements à tous les enseignants du département électrotechnique et automatique pour leurs conseils scientifiques.

De même, mes remerciements pour les membres du jury, pour l'intérêt qu'ils ont manifesté à ce travail en acceptant de le juger.

sabri

# Dédicace

**A** ma très chère mère, qu'elle reçoit le témoignage de ma  
profonde affection,  
Ma sincère reconnaissance à mon père, qui ma aidé,  
soutenus et encouragé Durant toutes mes études.

A mes chers frères,  
A mes chères sœurs,  
A leurs enfants  
A tous ceux que j'aime,  
A ceux, qu'ils arrivent de penser à Sabri.

Je dédie ce modeste travail.

sabri

## Symboles :

$X^*$  : Grandeur de référence.

$\hat{X}$ : Grandeur estimée.

A, B, C : Indices des trois phases statoriques

a, b, c : Indices des trois phases rotoriques.

s, r : Indices relatifs respectivement au stator et rotor.

d, q : Indices relatives au axes direct et en quadrature.

[P] : Matrice de Park.

$[P]^{-1}$ : Matrice inverse de Park.

$[v_s]$  : Vecteur des tensions statoriques.

$[v_r]$  : Vecteur des tensions rotoriques.

$[i_s]$  : Vecteur des courants statoriques.

$[i_r]$  : Vecteur des courants rotoriques.

$\Psi_s$ : Vecteur flux statorique.

$\Psi_r$  : Vecteur flux rotorique.

v [v] : Tension.

i [i] : courant.

$\Psi$  [Wb] : flux

$M_{sr}$  [H] : Inductance mutuelle stator-rotor.

$M_s$ [H]: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$M_r$  [H] : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

l [H] : Inductance propre.

$J$ [Kg. m<sup>2</sup>]: Moment d'inertie de la masse tournante.

f [N.m. Sec/rad] : Coefficient de frottement visqueux.

P : Nombre de paire de pôles.

$L_s$  [H] : Inductance cyclique propre du stator.

$L_r$ [H] : Inductance cyclique propre du rotor.

M [H] : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

$\Omega$ : Vitesse de rotation mécanique.

$\omega_s$ : Pulsation statorique.

$\omega_r$ : Pulsation rotorique.

$\omega_c$ : Vitesse angulaire de repère (d,q).

$\omega_g$ : Vitesse de glissement.

$\Theta$ : Angle rotorique.

$C_e$ : Couple électromagnétique.

$C_r$ : Couple résistant.

# Sommaire

## *Introduction général*

### *Chapitre01 : recherche bibliographique*

1	Introduction .....	1
2	Commande de la MAS .....	2
2.1	Commande scalaire .....	2
2.2	Commande vectorielle .....	3
3	Modélisation de la MAS .....	5
4	Commande vectorielle par orientation du flux .....	7
5	Conclusion.....	12

### *Chapitre 02 : modalisation*

1	Modèle de la Machine Asynchrone .....	14
1.1	Hypothèses simplificatrices.....	14
1.2	Modèle dynamique de la machine .....	14
1.2.1	Equations électriques .....	15
1.2.2	Equations magnétiques .....	16
1.2.3	Transformation du système triphasé.....	18
1.2.4	Transformation triphasé-biphasé .....	18
1.2.5	Expression du couple électromagnétique .....	29
2	Modélisation de l'alimentation .....	30
2.1	Modélisation du redresseur .....	30
2.2	Modélisation du filtre .....	32
2.3	Modélisation de l'onduleur .....	32
2.3.1	Les tensions dans les phases de la MAS .....	33
2.3.2	Commande en courant de l'onduleur de tension .....	34
2.3.3	La technique de commande par hystérésis.....	35

### *Chapitre03 : commande vectorielle a flux rotorique orienté d'une MAS*

1	Introduction .....	37
2	Théorie de la commande vectorielle de la MAS .....	38
3	Principe de la commande à flux rotorique orienté .....	39
4	Conclusion .....	42

### *Chapitre04 : Simulation*

1	Introduction .....	43
2	Schéma bloc de l'application .....	44
2.1	Schéma bloc de la MAS .....	44
2.1.1	Schéma bloc de courant statorique .....	45
2.1.2	Schéma bloc de courant rotorique .....	46

2.1.3	Schéma bloc de flux rotorique .....	46
2.1.4	Schéma bloc de couple électromagnétique (Ce) .....	47
2.1.5	Schéma bloc de la Vitesse de rotation mécanique .....	47
2.1.6	Schéma bloc de la Pulsation rotorique .....	48
2.2	Schéma bloc de l'onduler et de sa commande .....	49
2.2.1	Schéma bloc de l'onduleur de tension à deux niveaux .....	49
2.2.2	Schéma bloc de largeur d'impulsions sinusoïdale (MLI).....	51
2.3	Schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique .....	53
2.3.1	Schéma bloc de $i_{ds}^*$ .....	53
2.3.2	Schéma bloc de la Pulsation rotorique .....	53
2.3.3	Schéma bloc de courant $i_{qs}^*$ .....	54
2.3.4	Schéma bloc de la Pulsation statorique .....	55
3	Simulation .....	57
3.1	Simulation de la MAS .....	58
3.2	Simulation de la Association Onduleur-MAS .....	59
3.3	Simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté D'une MAS alimenter en courant .....	60
3.4	Interprétation des résultats.....	62
4	Conclusion .....	64

## ***Conclusion général***

## ***Bibliographie***



*Introduction  
général*

## Introduction générale

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence du découplage naturelle entre le stator et le rotor donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait on aura la difficulté de sa commande, [17], [2].

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent les machines asynchrones pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Les gammes de puissances sont très variées (de quelques Watts aux quelques MWatts) et les applications sont très diverses (robotique, traction, électroménager,... etc.). A fin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes, ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément très important dans les différents cycles de formation, [5].

L'étude de la commande de l'ensemble onduleur- machine nécessite des connaissances de base en électrotechnique, électronique de puissance et en automatique. Les développements dans chaque domaine ont contribué à l'amélioration des performances du système.

Avec les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. La commande vectorielle des machines asynchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'étude pour les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes.

L'objectif de notre travail est de faire l'étude et la simulation de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en courant.

Pour mener à bien notre travail, nous avons choisi le plan suivant :

Dans le premier chapitre, baptisé ETAT DE L'ART sur « *Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique* » recense quelques articles ayant retenu notre attention et qui sont en rapport avec notre sujet.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude du modèle de la machine asynchrone, nous développons la transformation de Park pour rendre ce dernier plus simple. Puis, une partie est consacrée à l'étude de l'alimentation de la machine, une alimentation qui assure une variation de fréquence des courants et de l'amplitude des tensions statoriques.

Dans le troisième chapitre, nous traiterons quelques notions théoriques de la commande vectorielle, mais en se basant surtout sur la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

Dans le quatrième chapitre, et après élaboration du modèle de la machine, de son alimentation et de sa commande et dans le but de voir les impacts de l'onduleur et de sa commande sur le comportement de la machine. On a procédé à une simulation du système dans un environnement *matlab/simulink*.

Enfin, une conclusion générale résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

*Chapitre 01*  
*Recherche bibliographique*

## 1 Introduction

La qualité de la MAS, son faible coût, ses performances et sa facilité d'entretien, justifie son intérêt particulier dans l'industrie moderne, elle est la plus utilisée comme moteur et tend à remplacer le moteur à courant continu dans plusieurs applications. Le modèle de Park et l'orientation du flux rotorique qui rendent le modèle compliqué de la machine similaire au modèle de la machine à courant continu, un modèle simple présentant un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique est un atout en plus de ses avantages, ce modèle rend sa commande plus facile et plus performante, surtout avec le développement de l'électronique de puissance et les systèmes de commande qui peuvent fournir un signal d'entrée à fréquence et amplitude variables en plus qu'il est faible en harmoniques supérieures.

Les travaux de recherche proposent beaucoup de méthodes pour commander la machine, citant à titre d'exemple la commande scalaire qui donne un couple maximal dans une large plage de variations de la vitesse, mais, ce couple est faible en basses vitesses, avec un temps de réponse gênant. La commande vectorielle est la plus utilisée jusqu'aujourd'hui, elle fournit une dynamique plus rapide et des performances plus importantes, elle assure un couple même en basses vitesses de la machine.

Un nombre croissant de projets de recherche dans le monde entier essayait d'exploiter le maximum la commande vectorielle avec le minimum de coût et faire face à quelques insuffisances sur cette commande, comme : la présence des capteurs, la variation des paramètres ... etc.

Dans cette recherche bibliographique parlant sur le thème « *Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique* » nous allons présenter l'état de l'art du domaine en regroupant l'ensemble des articles ou contenus d'ouvrages, que nous avons choisis pour faire cette étude. A chaque fois, nous tâcherons de présenter dans quelle configuration de commande l'auteur s'est placé, et quelle a été sa thématique de recherche.

## 2 Commande de la MAS

On distingue deux types de commande : les commandes scalaires et les commandes vectorielles.

### 2.1 Commande scalaire

La première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupée une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande scalaire, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe. Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone.

On considère dans la littérature deux types de commande scalaire:

- La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant.
- La commande scalaire direct où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure

La commande scalaire est ce, nonobstant ses inconvénients vis-à-vis ses performances, beaucoup utilisé dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût plutôt bon marché. Mais néanmoins il existe dans la littérature des travaux qui visent à son amélioration en utilisant des techniques modernes tel que l'optimisation des régulateurs par logique floue, ou par l'adjonction d'algorithme stabilisant, tout en restant simples à mettre en œuvre.

## 2.2 Commande vectorielle

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par **Blaschke** et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard [1]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de **Park**, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique, par ailleurs la commande vectorielle a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée où le couple et le courant pour imposer un couple sont d'une façon indépendante. Les méthodes de contrôle direct de couple DTC (direct torque control) des machines asynchrones sont initiées dans la deuxième moitié des années 1980 par **Takahashi** et **Depenbrock** comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Par opposition, ces deux stratégies de commande (commande vectorielle à flux orienté et la commande directe du couple) ont le même objectif que les machines à courant continu à excitation séparés où le courant et le flux sont naturellement découplés et peuvent être commandés indépendamment. La comparaison de ces deux techniques de contrôle est basée sur des divers critères comprenant les performances statiques et dynamiques de la caractéristique de contrôle de base.

Durant ces 20 dernières années d'importants progrès en matière de commande vectorielle surtout numérique ont été réalisés. On arrive donc à avoir une commande rapide et sûre la commande indirecte par orientation du flux rotorique donne de très bons résultats. Elle permet de contrôler le couple y compris à l'arrêt. A l'aide d'un encodeur incrémental. D'excellentes performances sont obtenues aussi bien en contrôle de couple que de vitesse. Le choix de certains types de régulateurs permet d'améliorer ces performances tout en gardant un temps de calcul acceptable ces méthodes nécessitent cependant l'utilisation d'un capteur mécanique.

De nombreuses variante basées sur ce principe d'orientation ont été présentées dans la littérature généralement ces techniques se différent :

- Selon la source d'énergie : commande en tension ou en courant.
- Selon l'orientation du repère (d, q) : suivent le flux statorique ou rotorique ou d'entrefer.
- Selon le contrôle du flux : directe par mesure (observation) ou indirect.

Nous regroupons ici toutes les études ou nous pouvons trouver une partie concernant la commande de la MAS.

-Nous trouverons [1] ce document est un support de cours sur la commande de machine. Il comporte une introduction à la modélisation de la machine asynchrone en régime transitoire, une présentation de la commande scalaire et de la commande vectorielle.

-- [2] ils sont utilisé Le contrôle V/F des systèmes d'entrainements à vitesse variable. S'il est naturelle de nos jours de penser à des applications de ce type, ce mode de contrôle a cependant des limitations

-- [3] ce guide technique a pour objet de rappeler et de classer les technique les plus répandues et les plus récentes de la commande des moteurs asynchrone à vitesse variable.

-- [4] il traite quelques notions théoriques de la commande vectorielle, mais en ce basant surtout sur la commande directe à flux rotorique orienté. Il mettra en œuvre la simulation de cette commande par le logiciel matlab/simulink et explique les différentes étapes.

-- [5] Ce projet de fin d'études concerne l'élaboration d'une commande performante de la machine asynchrone ils utilisant la commande vectorielle et des observateurs pour observer la vitesse de rotation et le flux rotorique. Après présentation du modèle de Park de la machine asynchrone, ils sont utilisé la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, l'alimentation est assurée par une cascade redresseur-filtre-onduleur. La même structure de commande est utilisée en deuxième



partie, mais en introduisant deux observateurs de Luenberger observant la vitesse de rotation et le flux rotorique dans la machine et remplaçant le capteur de la vitesse et l'estimateur du flux rotorique. Dans la dernière partie, nous avons remplacé les régulateurs classiques par de régulateurs en logique floue.

-- [9] (Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques) Dans cet article, ils proposent la commande de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique. Cette commande consiste à éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes, en quadrature dans un repère de référence lié au champ tournant, de telle sorte que, l'une des composantes commande le flux tandis que l'autre commande le couple.

-- [8] Cet article présente le contrôle de la tension à la sortie d'une génératrice asynchrone excitée par un onduleur/redresseur à ML1 relié à un condensateur du côté continu du convertisseur pour une utilisation dans les régions éloignées et isolées. Elle est contrôlée en utilisant la commande vectorielle à flux rotorique orienté lorsque la vitesse du rotor et la charge électrique sont variables.

-- [15] Le but de cet article est de présenter de la façon la plus simple possible les commandes vectorielles en général. Aucun calcul ne sera développé en totalité. Les lecteurs qui désirent plus de détails se référeront à la littérature qui regorge de livres et de publications sur le sujet.

-- [16] est dédié à la description et la modélisation de la MAS. est consacré à la définition et à la classification des défauts ainsi qu'aux généralités sur le diagnostic et la détection des défauts. Comprend une présentation des techniques de détection et de localisation des défauts basées sur les réseaux de neurones et la logique floue. il expose les différentes méthodes d'identification des systèmes ainsi que les méthodes d'identification par les réseaux de neurones.

### 3 Modélisation de la MAS

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente réellement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement.

On trouve dans un recensement de certains articles parus sur la modélisation de la MAS :

-- [5] est consacré à l'étude du modèle de la machine asynchrone, ils Développent la transformation de Park pour rendre ce dernier plus simple. Puis, une partie est consacrée à l'étude de l'alimentation de la machine, une alimentation qui assure une variation de fréquence des courants et de l'amplitude des tensions statoriques.

-- [6] Dans le cadre de ce travail, ils sont intéressés aux modèles de la machine asynchrone qui permettent de simuler son fonctionnement en régimes transitoires ainsi qu'à ceux qui débouchent sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique ou statorique.ils voient par la suite d'autres variantes de contrôle vectoriel ainsi qu'un modèle qui permet de tenir compte de défaillances au rotor ( rupture de barre).

-- [7] ils Proposent une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de CLARK et PARK ils sont choisi la représentation complexe permet une simplification de l'écriture.

-- [2] ils ont abordés de façon simplifiée la représentation d'un modèle d'un moteur asynchrone triphasé au stator et triphasé au rotor. Ce modèle est certes réduit mais sera la base d'une réflexion pour la commande en variation de vitesse et son alimentation par onduleur de tension.

-- [4] (mémoire de fin d'études "ingénieur d'tat" thème : commande vectorielle de la MAS) dans ce travaille, ils ont présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone à cage d'écureuil.

Son modèle est fortement non linéaire à cause de la variation des inductances mutuelles entre le stator et le rotor en fonction de la vitesse de ce dernier. L'utilisation de la transformation de PARK ils sont permis de simplifier le modèle.

Le processus du démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide et en charge. Les résultats obtenus montrent la validité du modèle développé.

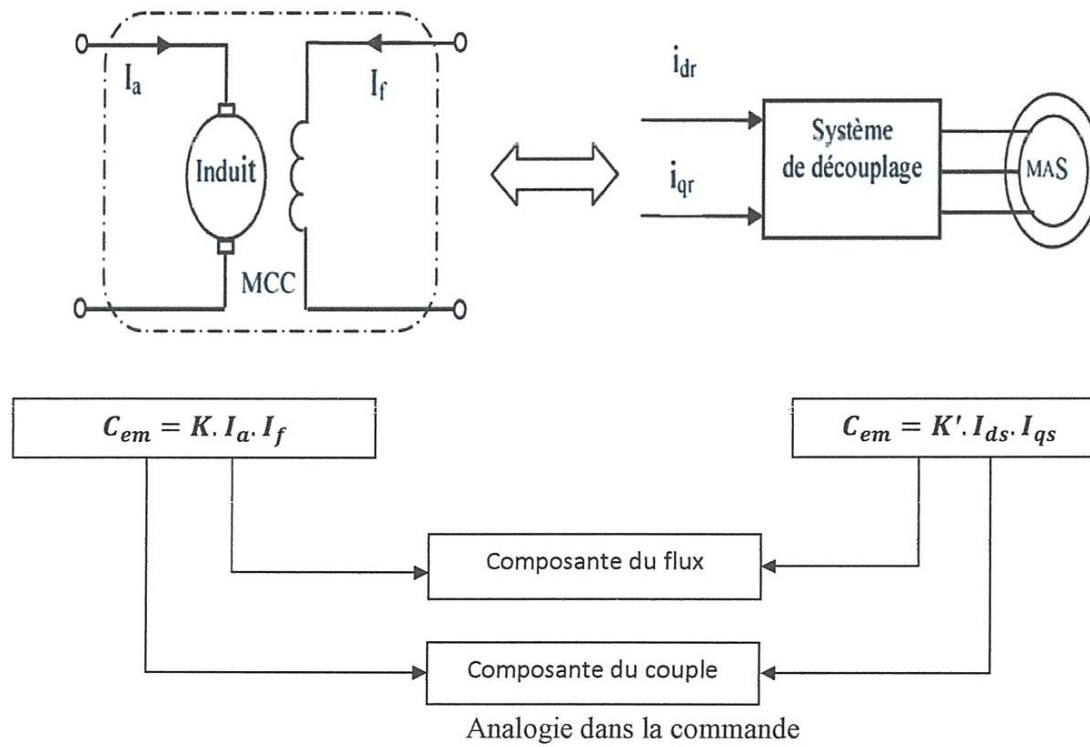
## 4 Commande vectorielle par orientation du flux

La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique utilisée principalement dans les applications industrielles. Ses principaux avantages sont : sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique. A partir de ces considérations analogiques, elle est de plus en plus utilisée pour des commandes performantes en remplaçant du moteur à courant continu.

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour ce faire, ce découplage entre le couple et le flux, la commande classique sert à contrôler : le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence  $U/f$  (constant). Mais, et à cause du manque d'informations sur le rapport  $U/f$ , ce type de commande a montrer ses limites en matière de qualité de ses performances. En ce temps, le principe de découplage n'a pas été encore développé, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machine à courant continu.

La commande par orientation de flux est un outil de contrôle fort intéressent au fonctionnement réel et pratique de la machine asynchrone dans ses applications industrielles. Cette technique de commande est devenue faisable sur ce type de machines grâce à la possibilité de découplage de flux du couple, de façon, presque analogue, à celle appliquée sur la machine à courant continu. Cette faisabilité lui permettra d'être, grâce à ses qualités technico-économiques très attrayantes, un substitut, sans aucun doute, à la machine à courant continu.

Dans ce type de commande la qualité, des performances, en régime statique ou dynamique est assurée.



Il existe trois choix possibles pour l'orientation du flux selon l'axe direct **d** du repère tournant :

- orientation du flux rotorique :  $\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases}$
- orientation du flux statorique :  $\begin{cases} \phi_{ds} = \phi_s \\ \phi_{qs} = 0 \end{cases}$
- orientation du flux magnétique (d'entrefer) :  $\begin{cases} \phi_{dm} = \phi_m \\ \phi_{qm} = 0 \end{cases}$

Le choix convenable du modèle d'action associé au choix du référentiel est l'étape primordiale dans cette étude.

Nous regroupons ici toutes les études ou nous pouvons trouver une partie concernant la Commande vectorielle par orientation du flux.

-- [8] - Cet article présente le contrôle de la tension à la sortie d'une génératrice asynchrone excitée par un onduleur/redresseur à MLI relié à un condensateur du côté continu du convertisseur pour une utilisation dans les régions éloignées et isolées. Elle est contrôlée en utilisant la commande vectorielle à flux orienté lorsque la vitesse du rotor et la charge électrique sont variables.

-- [9] : Dans cet article, ils proposent la commande de la machine asynchrone avec orientation du flux on s'intéresse à la commande par orientation du flux rotorique. Cette commande consiste à éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes, en quadrature dans un repère de référence lié au champ tournant, de telle sorte que, l'une des composantes commande le flux tandis que l'autre commande le couple. Les résultats de l'étude, exprimés en régime de démarrage et en régime de charge, sont largement présentés et discuter.

-- [10] Ce projet de fin d'études concerne l'élaboration d'une commande performante de la machine asynchrone en utilisant la commande vectorielle et des observateurs pour observer la vitesse de rotation et le flux rotorique. Après présentation du modèle de Park de la machine asynchrone, nous avons utilisé la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté,

-- [11]. Cette courbe déterminée Le principe du contrôle du couple électromagnétique par la méthode du flux orienté est basé sur la connaissance du modèle dynamique (modèle de Park) de la machine.

-- [12] dans ce travail il propose les trois choix possibles pour l'orientation du flux selon l'axe  $d$  du repère tournant. Il choisies l'orientation du flux rotorique.

-- [13] il présente une analyse avec simulation de la commande en  $u/f$  constant et de la commande par orientation du flux rotorique appliquée sur la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé en **MLI** triangula-sinusoidal.

-- [9] : Dans cet article, ils proposent la commande de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique. Cette commande consiste à éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes, en quadrature dans un repère de référence lié au champ tournant, de telle sorte que, l'une des composantes commande le flux tandis que l'autre commande le couple. Les résultats de l'étude, exprimés en régime de démarrage et en régime de charge, sont largement présentés et discuter.

-- [13] il présente une analyse avec simulation de la commande en  $u/f$  constant et de la commande par orientation du flux rotorique appliquée sur la machine asynchrone à base d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé en **MLI** triangulo-sinusoidal.

-- [5] ils étudient la commande vectorielle directe de la machine à flux rotorique orienté par des régulateurs classiques de type PI, ils utilisent des capteurs pour mesurer la vitesse de rotation et des capteurs pour mesurer les courants statoriques. En plus d'un estimateur qui estime le flux rotorique. L'application de l'observateur à ordre réduit est précédée par la linéarisation du modèle de la machine.

-- [14] (Unité de recherche : Réseau et Machines Electriques à l'INSAT INSAT, Centre Urbain Nord, B.P. 676, 1080, Tunis, Tunisie) Le processus étudié dans ce travaille est un système de pompage au fil de soleil, tel que le stockage s'effectue indirectement sous forme d'eau dans un réservoir. La pompe centrifuge est entraînée par un moteur asynchrone à travers un onduleur de tension triphasé à MLI sinus triangle. La technique de la Commande Vectorielle Indirecte Orientation de Flux Rotorique (CVIOFR) est utilisée afin de réaliser les régulations vitesse et du courant statorique.

-- [5] Ce projet de fin d'études concerne l'élaboration d'une commande performante de la machine asynchrone ils utilisant la commande vectorielle et des observateurs pour observer la vitesse de rotation et le flux rotorique. Après présentation du modèle de Park de la machine asynchrone, ils sont utilisé la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, l'alimentation est assurée par une cascade redresseur-filtre-onduleur. La même structure de commande est utilisée en deuxième partie, mais en introduisant deux observateurs de Luen berger observant la vitesse de rotation et le flux rotorique dans la machine et remplaçant le capteur de la vitesse et l'estimateur du flux rotorique. Dans la dernière partie, nous avons remplacé les régulateurs classiques par de régulateurs en logique floue.

-- [9] (Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques) Dans cet article, ils proposent la commande de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique. Cette commande consiste à éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes, en quadrature dans un repère de référence lié au champ tournant, de telle sorte que, l'une des composantes commande le flux tandis que l'autre commande le couple.

-- [8] Cet article présente le contrôle de la tension à la sortie d'une génératrice asynchrone excitée par un onduleur/redresseur à ML1 relié à un condensateur du côté continu du convertisseur pour une utilisation dans les régions éloignées et isolées. Elle est contrôlée en utilisant la commande vectorielle à flux rotorique orienté lorsque la vitesse du rotor et la charge électrique sont variables.

## 5 Conclusion

On peut dire à la lueur de cette étude bibliographique, que ce terme regroupe énormément de sujets. Nous avons pu, à travers cet échantillonnage de 30 ans de publications de la commande de la MAS

Au terme de ce survol effectué dans le domaine de l'ETAT DE L'ART sur la commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique, l'on constate l'intérêt grandissant accordé par les divers auteurs à cette technique de commande où chacun a essayé de l'étudier sous un aspect particulier. L'on remarque également que la majorité des sujets traités ont concerné un commande vectorielle sur la MAS avec une visée sur « la commande vectorielle par orientation du flux rotorique »





*Chapitre 02*  
*Modélisation*

## Introduction

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente réellement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement.

La machine asynchrone est représentée par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique. Travailler avec ces sept équations n'est pas facile même avec l'outil numérique, l'utilisation d'une transformation est alors indispensable [23].

Les transformations de Concordia et de Clark permettent le passage du système triphasé vers un système biphasé équivalent plus simple à étudier [1], la transformation de R.H Park aboutit à un modèle biphasé équivalent plus simple à utiliser et permet de déboucher sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel [1].

Dans ce chapitre, nous allons représenter le modèle triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation en utilisant le modèle de Park, un modèle qui simplifie sa commande, par la suite, nous représenterons sous forme d'état ces équations en alimentant la machine en tension.

Ensuite, nous allons passer au modèle de l'alimentation constituée d'une cascade redresseur, filtre passe bas et onduleur commandé en courant, dont la stratégie de commande de l'onduleur dans ce travail est la commande par hystérésis.

## 1 Modèle de la Machine Asynchrone :

### 1.1 Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, les courants de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices [23], [28], [7] pour faire la modélisation de la machine asynchrone :

- ✓ Une symétrie parfaite de la machine.
- ✓ Le bobinage statorique est reparti de manière à donner une F.M.M sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court circuit.
- ✓ Le niveau de la saturation est faible et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.

Ces hypothèses impliquent que :

- ✓ Les flux sont additifs.
- ✓ Les inductances propres sont constantes.
- ✓ La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.

### 1.2 Modèle dynamique de la machine :

La machine asynchrone peut être représentée par la figure fig.II.1. Le stator est formé de trois enroulements décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, traversés par trois courants variables formant un système triphasé équilibré [28].

Le rotor peut être modélisé, comme le stator, par trois enroulements décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, mais, elles sont en court-circuit [28].

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulement rotoriques sont notées, respectivement, ( A , B , C ) et ( a , b , c ). L'angle  $\theta$  est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.

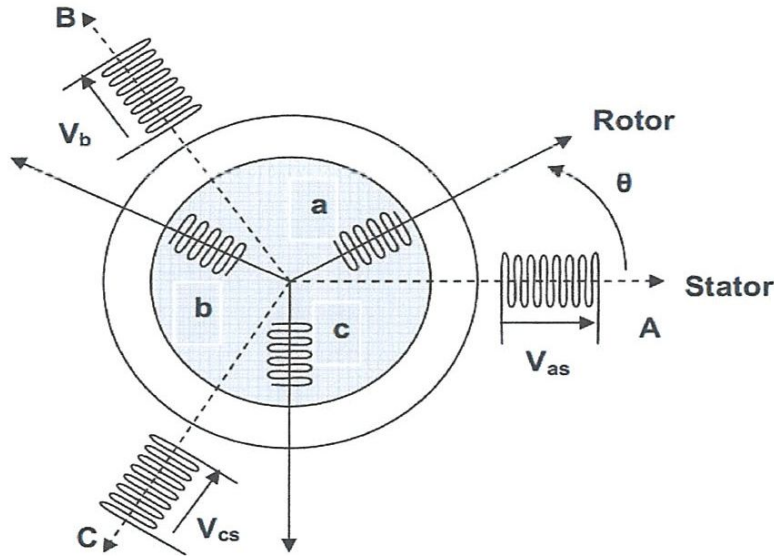


Fig.II. 1 : Représentation d'une machine asynchrone triphasée et définition des repères statoriques et rotoriques.

1.2.1 Equations électriques :

Avec les hypothèses avancées, les équations de tentions des trois phases statoriques et celles rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} v_A = R_s i_A + \frac{d}{dt} \Psi_A \\ v_B = R_s i_B + \frac{d}{dt} \Psi_B \\ v_C = R_s i_C + \frac{d}{dt} \Psi_C \end{cases} \Rightarrow [v_{ABC}] = [R_s][i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABC}] \quad (II.1)$$

$$\begin{cases} v_a = R_r i_a + \frac{d}{dt} \Psi_a \\ v_b = R_r i_b + \frac{d}{dt} \Psi_b \\ v_c = R_r i_c + \frac{d}{dt} \Psi_c \end{cases} \Rightarrow [v_{abc}] = [R_r][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (II.2)$$

En désignant par :

$$[v_{ABC}] = [v_A \ v_B \ v_C]^t \quad \text{Tels que : } v_A, v_B, v_C : \text{ tensions appliquées au stator}$$

$$[v_{abc}] = [v_a \ v_b \ v_c]^t \quad \text{Tels que : } v_a, v_b, v_c : \text{ tensions rotoriques}$$

$$[i_{ABC}] = [i_A \ i_B \ i_C]^t \quad \text{Tels que : } i_A, i_B, i_C : \text{ courant statoriques}$$

$$[i_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^t \quad \text{Tels que : } i_a, i_b, i_c : \text{ courant rotoriques}$$

$$[\Psi_{ABC}] = [\Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^t \quad \text{Tels que : } \Psi_A, \Psi_B, \Psi_C : \text{ flux totaux statoriques}$$

$$[\Psi_{abc}] = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^t \quad \text{Tels que : } \Psi_a, \Psi_b, \Psi_c : \text{ flux totaux rotoriques}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{Tels que : } R_s = R_A = R_B = R_C : \text{ Résistance d'un enroulement statoriques}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \text{Tels que : } R_r = R_a = R_b = R_c : \text{ Résistance d'un enroulement rotoriques}$$

### 1.2.2 Equations magnétiques :

Pour évaluer les flux, on remarque que l'entrefer étant constant, la machine ayant ses deux armatures triphasées et symétrique, les inductances propres et mutuelles entre enroulements d'une même armature sont constantes et égales :

- $L_A = L_B = L_C = L_s$
- $M_{AB} = M_{AC} = M_{CB} = M_{BA} = M_{CA} = M_{BC} = M_s$
- $L_a = L_b = L_c = L_r$
- $M_{ab} = M_{ac} = M_{cb} = M_{ba} = M_{ca} = M_{bc} = M_r$

Si  $\theta$  est l'écart angulaire, compté dans le sens de rotation, entre les phases d'indice A et a du stator et du rotor, en supposant pour simplifier la machine bipolaire, l'écart angulaire entre la phase du rang j du stator et celle du rang k du rotor est :

$$\theta + (k - 1) \frac{2\pi}{3} - (j - 1) \frac{2\pi}{3}$$

avec :  $j = 1, 2$  ou  $3$  suivant qu'il s'agit de A, B ou C

$k = 1, 2$  ou  $3$  suivant qu'il s'agit de a, b ou c

En désignant par  $M_{sr}$  la mutuelle inductance entre ces phases et par  $M$  sa valeur lorsque leurs axes coïncident, on a donc :

$$M_{sr} = M \cos \left[ \theta + (k-1) \frac{2\pi}{3} - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right]$$

Donc :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Les expressions des flux totaux :

$$[\Psi_{ABC}] = [L_{ss}][i_{ABC}] + [M_{sr}][i_{abc}] \quad (\text{II.3})$$

$$[\Psi_{abc}] = [M_{rs}][i_{ABC}] + [L_{rr}][i_{abc}] \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Avec : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}, \quad [M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

Ainsi le système tension, flux sera :

$$\begin{cases} [v_{ABC}] = [R_s][i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABC}] \\ [v_{abc}] = [R_r][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} [\Psi_{ABC}] = [L_{ss}][i_{ABC}] + [M_{sr}][i_{abc}] \\ [\Psi_{abc}] = [M_{rs}][i_{ABC}] + [L_{rr}][i_{abc}] \end{cases}$$

### 1.2.3 Transformation du système triphasé :

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent. Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle. Avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement [2].

### 1.2.4 Transformation triphasé-biphasé:

On veut définir l'équivalence entre deux armateurs l'une triphasée équilibrée et l'autre biphasée équilibrée.

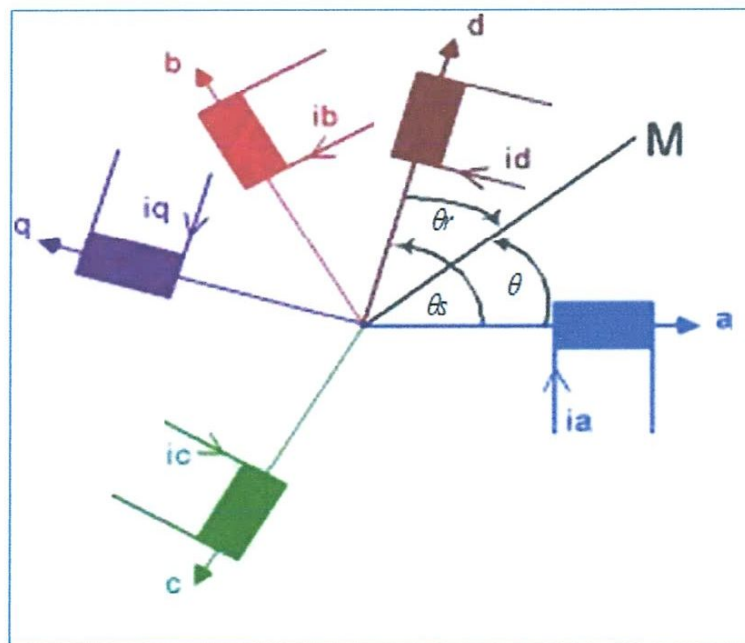


Fig.II. 2 Transformation triphasé-biphasé

L'équivalence implique que les champs magnétique des deux armatures soit identiques.

### 1.2.4.1 Armature triphasée équilibrée :

Une armature triphasée à 2.p pôles est formée de trois enroulements identiques dont les axes sont décalés de  $2.p/3$  et alimentées par un système équilibré de courants triphasés.

Au point M défini par  $\theta = (OA, OM)$ , la force magnétomotrice (FMM) est :

$$F = K \cdot N \left[ i_a \cos(\theta) + i_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$F = K \cdot N \cdot I_{tM} \left[ \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos(\theta) + \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

Soit tous calculs faits,

$$F = \frac{3}{2} \cdot K \cdot N \cdot I_{tM} \cdot \cos(\omega \cdot t - \theta)$$

L'armature triphasée crée un champ tournant.

### 1.2.4.2 Armature déphasée équilibrée :

Une armature déphasée est formée de deux bobinages d'axe orthogonaux alimentés par des courants en quadrature :

$$\hat{F} = \hat{K}\hat{N} \cdot [i_d \cdot \cos(\theta_d) + i_q \cdot \sin(\theta_d)]$$

$$\hat{F} = \hat{K}\hat{N} \cdot I_{dM} \left[ \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos(\theta_d) + \cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin(\theta_d) \right]$$

Soit tous calculs faits :

$$\hat{F} = \hat{K}\hat{N} \cdot I_{dM} \cdot \cos(\omega \cdot t - \theta_d)$$

Le champ créé étant de même nature que celui de l'armature triphasée, on peut établir une relation d'équivalence entre les armatures.



### 1.2.4.3 Transformation de Park :

Si on veut que les deux armatures créent le même champ, en projetant  $F = F_a + F_b + F_c$  sur l'axe d, on obtient  $F_d$  et sur l'axe q, on obtient  $F_q$  :

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix}$$

Les F.M.M étant proportionnelles au courant, il vient :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{K.N}{\hat{K}\hat{N}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

La matrice de transformation dite matrice de Clarke n'est pas carrée donc ne peut être inversée pour passer du diphasé au triphasé. On va ajouter une composante dite homopolaire  $i_0 = \gamma(i_a + i_b + i_c)$  correspondant à une F.M.M sur un axe  $O_0$  perpendiculaire au plan  $(O_d, O_q)$ . Cette composante sera généralement nulle.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{K.N}{\hat{K}\hat{N}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \gamma & \gamma & \gamma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Il reste à déterminer les coefficients  $\hat{K}$ ,  $\hat{N}$  et  $\gamma$ .

Plusieurs points de vue sont possibles suivant les grandeurs que l'on veut conserver dans la transformation.

- Si on prend  $\frac{K.N}{\hat{K}\hat{N}} = \frac{1}{2}$ , la transformation conserve les valeurs efficaces. et on obtient alors la matrice :

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

- Si on désire conserver les puissances on doit avoir :

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_d i_d + v_q i_q + v_0 i_0$$

On adopte alors la matrice  $[A]$  pour transformer les courants et une matrice  $[B]$  pour transformer les tensions.

On pose  $[i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$  et  $[i_{dq0}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}$ , de même pour les tensions ;

$$[v_{abc}] = [B]^{-1} [v_{dq0}] \quad \text{et} \quad [i_{abc}] = [A]^{-1} [i_{dq0}]$$

$$P = [V_{abc}] \cdot [i_{abc}] = [v_{dq0}]^t \cdot [B]^t \cdot [A]^{-1} \cdot [i_{dq0}] ;$$

On doit donc avoir  $[B]^t = [A]^{-1}$  où  $[ ]^t$  désigne la matrice transposée.  $[ ]^{-1}$  la matrice inverse

Tous calculs faits, il vient :

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

- Si on désire conserver les valeurs efficaces et les puissances, les matrices  $[A]$  et  $[B]$  sont différentes.

Dans la transformation de Park, on adoptera la même matrice  $[P] = [A]$  pour toutes les grandeurs tensions, courants, flux. La puissance n'est donc pas conservée.

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = 3 \cdot (v_d i_d + v_q i_q) / 2 + 3 \cdot v_0 i_0$$

#### 1.2.4.4 Emploi de la transformation de PARK :

Au lieu de considérer les trois phases d'axe fixes A.B.C du rotor .On considère l'enroulement équivalent formé des deux bobinages d'axe en quadrature dq tournant à la vitesse  $\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_s$  au stator .de même pour le rotor ,au enroulement A. B et C on substitue les enroulement équivalents d'axes dq tournant a la vitesse  $\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r$  par rapport au rotor .

$$\theta_s = \theta + \theta_r \rightarrow \frac{d}{dt} \theta_s = \frac{d}{dt} \theta + \frac{d}{dt} \theta_r \quad \text{d'où} \quad \omega_c = \omega_m + \omega_r$$

$$\theta_s = \omega_c t + \theta_{s0} \quad \text{et} \quad \theta_r = (\omega_c - \omega_m)t + \theta_{r0}$$

$\omega_s$  : vitesse angulaire du champ électromagnétique du stator par rapport au stator (pulsation statorique)

$\omega_r$  : vitesse angulaire du champ électromagnétique du rotor par rapport au rotor (pulsation rotorique)

$\omega_c$  : vitesse angulaire du système de coordonnées communs par rapport au stator

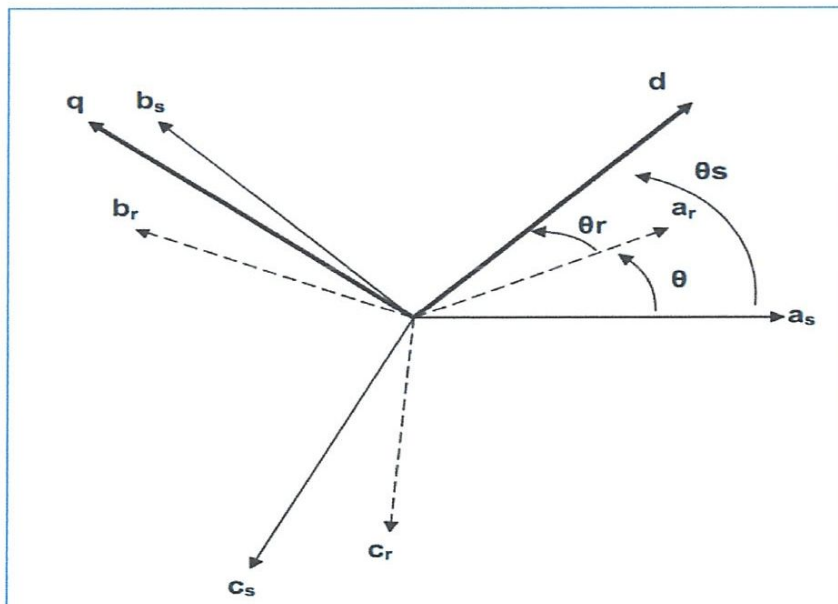


Fig.II. 3 Représentation des axes de la MAS

1.2.4.4.1 Forme générale des équations transformées :

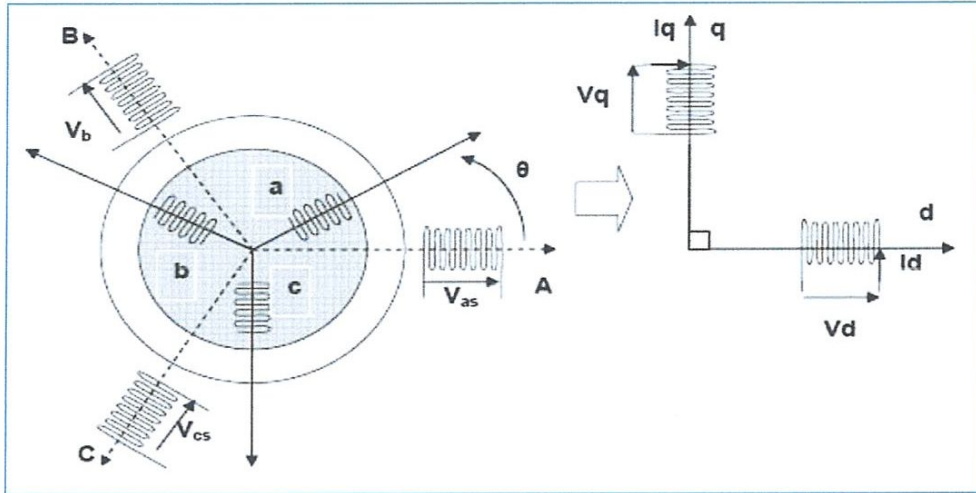


Fig.II. 4 Modèle de PARK de la MAS

➤ **Stator :**

L'application de la transformée de Park à l'équation de tension ( II.1) nous donne :

$$[v_{dq0}]_s = [R_s][i_{dq0}]_s + \frac{d}{dt} [\Psi_{dq0}] + [D] \frac{d}{dt} \theta_s [\Psi_{dq0}]_s$$

Avec :

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'application de la transformée de Park à l'équation de flux ( II.3) nous donne :

$$[\Psi_{dq0}]_s = [\mathcal{L}_{ss}][i_{dq0}]_s + [\mathcal{M}_{sr}][i_{dq0}]_r$$

Avec :

$$[\mathcal{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s - 2M_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_s & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{L}_s & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{L}_s \end{bmatrix}$$

$$[\mathcal{M}_{sr}] = \frac{3}{2} M \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{M} & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

➤ **Rotor :**

L'application de la transformée de Park à l'équation de tension ( II.2) nous donne :

$$[v_{dq0}]_r = [R_r] \cdot [i_{dq0}]_r + \frac{d}{dt} [\Psi_{dq0}]_r + [D] \left\{ \frac{d}{dt} \theta_s - \frac{d}{dt} \theta \right\} \cdot [\Psi_{dq0}]_r$$

L'application de la transformée de Park à l'équation de flux ( II.4) nous donne :

$$[\Psi_{dq0}]_r = [\mathcal{M}_{rs}] \cdot [i_{dq0}]_s + [\mathcal{L}_{rr}] [i_{dq0}]_r$$

$$[\mathcal{M}_{rs}] = \frac{3}{2} M \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{M} & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[\mathcal{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r + 2M_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_r & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{L}_r & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{L}_r \end{bmatrix}$$

Le modèle générale transformé sera :

$$[v_{dq0}]_s = [R_s] \cdot [i_{dq0}]_s + \frac{d}{dt} [\Psi_{dq0}]_s + [D] \frac{d}{dt} \theta_s \cdot [\Psi_{dq0}]_s$$

$$[v_{dq0}]_r = [R_r] \cdot [i_{dq0}]_r + \frac{d}{dt} [\Psi_{dq0}]_r + [D] \left( \frac{d}{dt} \theta_s - \frac{d}{dt} \theta \right) \cdot [\Psi_{dq0}]_r$$

Avec :

$$[\Psi_{dq0}]_s = [\mathcal{L}_{ss}] [i_{dq0}]_s + [\mathcal{M}_{sr}] \cdot [i_{dq0}]_r$$

$$[\Psi_{dq0}]_r = [\mathcal{L}_{rr}] [i_{dq0}]_r + [\mathcal{M}_{rs}] \cdot [i_{dq0}]_s \quad ;$$

$$[\mathcal{M}_{sr}] = [\mathcal{M}_{rs}]$$

Il peut être aussi représenté de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_s \Psi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_s \Psi_{ds} \end{cases} \quad \begin{cases} \Psi_{ds} = \mathcal{L}_s i_{ds} + \mathcal{M} i_{dr} \\ \Psi_{qs} = \mathcal{L}_s i_{qs} + \mathcal{M} i_{qr} \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_m) \Psi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{ds} \end{cases} \quad \begin{cases} \Psi_{dr} = \mathcal{L}_r i_{dr} + \mathcal{M} i_{ds} \\ \Psi_{qr} = \mathcal{L}_r i_{qr} + \mathcal{M} i_{qs} \end{cases}$$

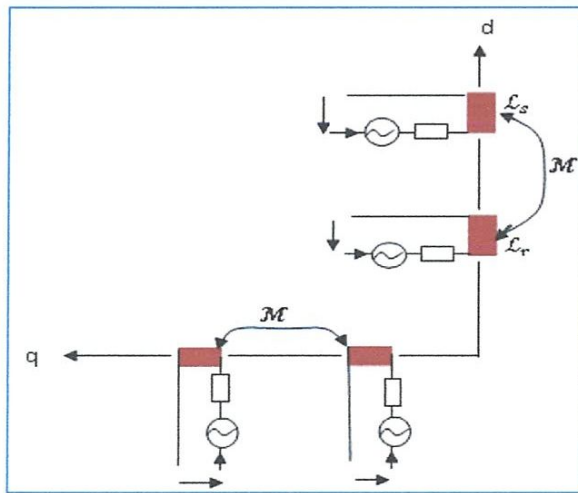


Fig.II. 5 Modèle générale transformé

Si les tensions d'alimentation sont sinusoïdales et équilibrée :

$$\begin{cases} v_A = v_{ms} \cos(\omega_s t + \alpha) \\ v_B = v_{ms} \cos\left(\omega_s t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_C = v_{ms} \cos\left(\omega_s t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_{ds} = v_{ms} \cos[(\omega_s - \omega_c)t + \alpha - \theta_{s0}] \\ v_{qs} = v_{ms} \sin[(\omega_s - \omega_c)t + \alpha - \theta_{s0}] \end{cases}$$

Et pour le rotor on aura :

$$\begin{cases} v_a = v_{mr} \cos(\omega_r t + \alpha) \\ v_b = v_{mr} \cos\left(\omega_r t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c = v_{mr} \cos\left(\omega_r t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_{dr} = v_{ms} \cos[(\omega_r + \omega_m - \omega_c)t + \alpha - \theta_{r0}] \\ v_{qr} = v_{ms} \sin[(\omega_r + \omega_m - \omega_c)t + \alpha - \theta_{r0}] \end{cases}$$

1.2.4.4.2 Utilisation des différents systèmes d'axes de coordonnées :

**A) système immobile par rapport au stator :  $\omega_c = 0$**

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} \\ v_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} + \omega_m \Psi_{qr} \\ v_{rq} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} - \omega_m \Psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Pour l'alimentation :

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{ms} \cos(\omega_s t + \alpha - \theta_{s0}) \\ v_{qs} = v_{ms} \sin(\omega_s t + \alpha - \theta_{s0}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{dr} = v_{mr} \cos[(\omega_r + \omega_m)t + \alpha - \theta_{r0}] \\ v_{qr} = v_{mr} \sin[(\omega_r + \omega_m)t + \alpha - \theta_{r0}] \end{cases}$$

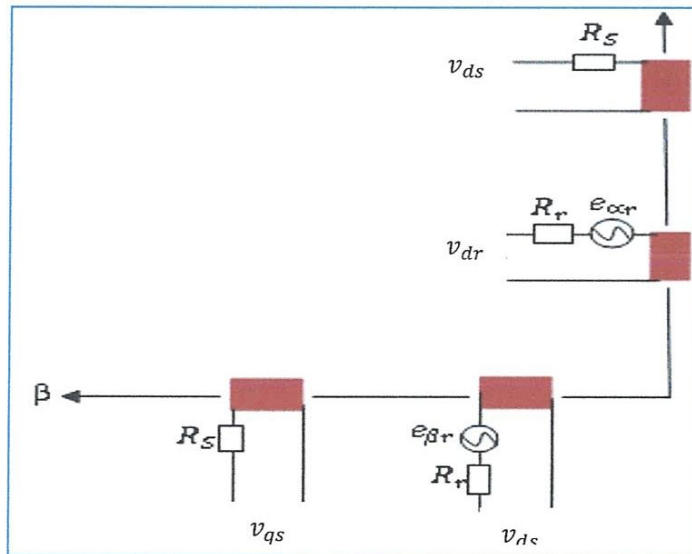


Fig.II. 6 système immobile par rapporte au stator

**B) système immobile par rapport au rotor:  $\omega_c = \omega_m$**

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_m \Psi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} - \omega_m \Psi_{ds} \end{cases} \quad (II.7)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} \end{cases} \quad (II.8)$$

Pour l'alimentation :

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{ms} \cos[(\omega_s - \omega_m)t + \alpha - \theta_{s0}] \\ v_{qs} = v_{ms} \sin[(\omega_s - \omega_m)t + \alpha - \theta_{s0}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{dr} = v_{mr} \cos(\omega_r t + \alpha - \theta_{r0}) \\ v_{qr} = v_{mr} \sin(\omega_r t + \alpha - \theta_{r0}) \end{cases}$$

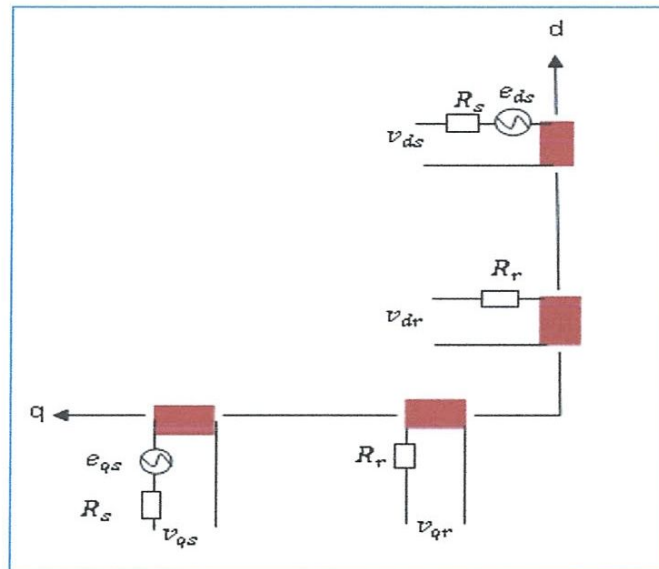


Fig.II. 7 système immobile par rapport au rotor



**C) système lié au champ tournant:  $\omega_c = \omega_s$**

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_s \Psi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_s \Psi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_m) \Psi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{ds} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

**L'alimentation :**

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{ms} \cos(\alpha - \theta_{s0}) \\ v_{qs} = v_{ms} \sin(\alpha - \theta_{s0}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{dr} = v_{mr} \cos[(\omega_r + \omega_m - \omega_s)t + \alpha - \theta_{r0}] \\ v_{qr} = v_{mr} \sin[(\omega_r + \omega_m - \omega_s)t + \alpha - \theta_{r0}] \end{cases}$$

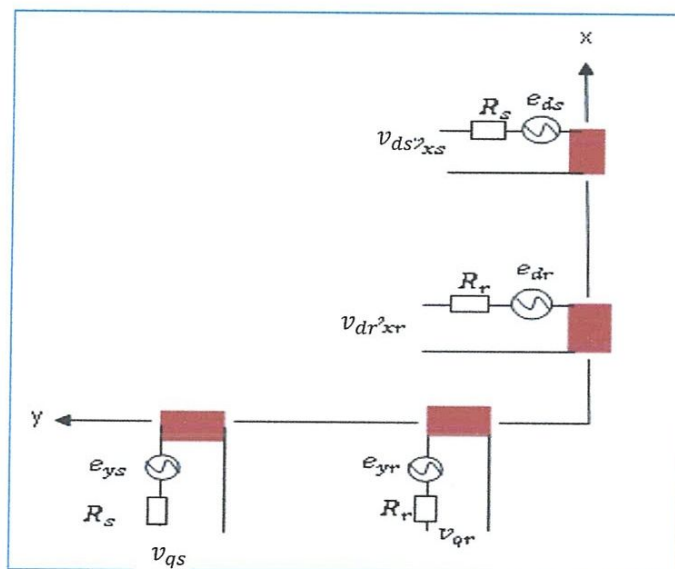


Fig.II. 8 Système lié au champ tournant

### 1.2.5 Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est obtenu à l'aide d'un bilan de puissance [28]. La puissance électrique consommée par la machine est exprimée dans le repère (d, q) par :

$$P_e = v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}$$

Cette dernière se décompose en trois termes :

- puissance dissipée par pertes Joule :

$$\Delta P_j = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2)$$

- puissance représentant les échanges de l'énergie électromagnétique avec la source :

$$i_{ds} \frac{d}{dt} \Psi_{ds} + i_{qs} \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + i_{dr} \frac{d}{dt} \Psi_{dr} + i_{qr} \frac{d}{dt} \Psi_{qr}$$

- puissance mécanique :

$$P_m = (\Psi_{ds}i_{qs} - \Psi_{qs}i_{ds})\omega_c + (\Psi_{dr}i_{qr} - \Psi_{qr}i_{dr})\omega_g$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = p \left( \frac{P_m}{\omega} \right)$$

D'après le système d'équations (II.3) et (II.4) on peut avoir plusieurs expressions du couple :

$$\begin{cases} C_e = pM(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) \\ C_e = p(\Psi_{ds}i_{qs} - \Psi_{qs}i_{ds}) \\ C_e = p(\Psi_{qr}i_{dr} - \Psi_{dr}i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

**Equation de mouvement :**

La loi de la mise en rotation du moteur est donnée par l'équation générale de la dynamique :

$$C_e = J_t \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega + C_r \quad (\text{II.12})$$

Où  $J_t$  est le moment d'inertie totale ramené à l'arbre du moteur.

## 2 Modélisation de l'alimentation :

Les machines asynchrones sont généralement conçues pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesses variables, elles doivent être alimentées en fréquence variable.

L'alimentation en fréquence variable se fait à l'aide des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est donné par Fig II.9. Le convertisseur est composé d'une cascade : redresseur, filtre passe bas et onduleur.

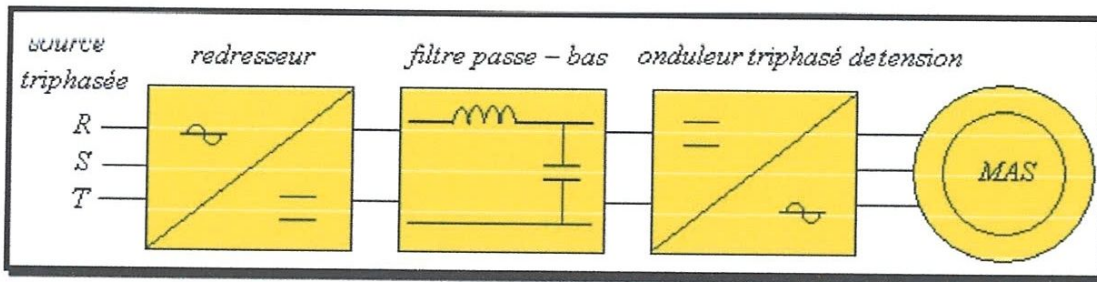


Fig.II. 9 Schéma de principe de l'association convertisseur-machine.

Les caractéristiques exigées de l'association convertisseur-machine dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [28], pour assurer :

- o Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- o Une large plage de variation de vitesse.

### 2.1 Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [26].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composantes sont des diodes. Le schéma de principe est représenté en fig.II.10. L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

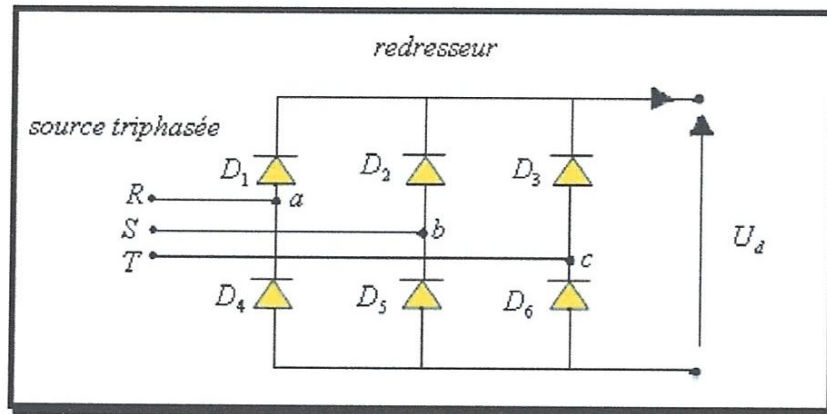


Fig.II. 10 : Représentation de la redresseuse triphasée double alternance à diodes.

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [26]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin(\omega t) \\ U_b = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_d = \max[U_a, U_b, U_c] - \min[U_a, U_b, U_c] \quad (\text{II.14})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (\text{II.15})$$

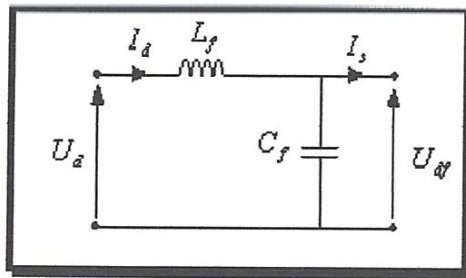
Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$K\% = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{2\bar{U}_d} = 7\% \quad (\text{II.16})$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée, plus ce facteur est petit plus la tension redressée est moins ondulée.

## 2.2 Modélisation du filtre :

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre passe-bas [26], il existe plusieurs choix, mais, le schéma le plus simple est donné en fig.II.11, [28].



Ce filtre est modélisé par le système d'équations suivant [26] :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{df} \\ \frac{dU_{df}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (II.17)$$

La fréquence de coupure de ce filtre est [26] :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II.18)$$

## 2.3 Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables [27]. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. La figure fig.II.12 illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'une machine asynchrone.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et une diode de récupération montés en tête-bêche fig.II.12). Les couples

d'interrupteurs  $(K_{11}, K_{12}), (K_{21}, K_{22}), (K_{31}, K_{32})$  sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [27], [28].

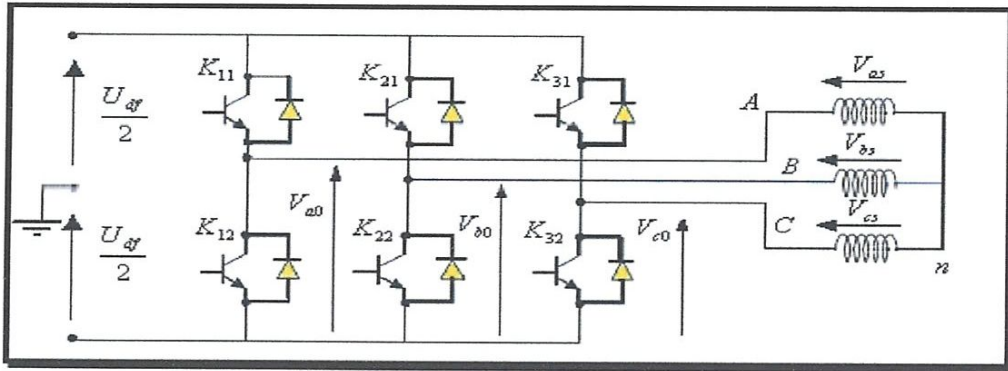


Fig.II. 12 Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone.

### 2.3.1 Les tensions dans les phases de la MAS :

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des l'interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{BC} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{CA} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (II.19)$$

$V_{a0}, V_{b0}$  et  $V_{c0}$  Sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence 'o'.

Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{as} = V_{a0} - V_{n0} \\ V_{bs} = V_{b0} - V_{n0} \\ V_{cs} = V_{c0} - V_{n0} \end{cases} \quad (II.20)$$

$V_{n0}$  : est la tension de neutre de la charge par rapport au point 'o'

On a :  $V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$

Donc on tire :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (II.21)$$

En remplaçant (II.18) dans (II.17) on obtient :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bs} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cs} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (II.22)$$

La forme matricielle :

$$[V]_S = [T][V_0] \quad (II.23)$$

Avec :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}, \quad [V_S] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [V_0] = \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}$$

Où  $S_1, S_2$  et  $S_3$  représentent respectivement les états logiques des interrupteurs K11, K21 et K31

### 2.3.2 Commande en courant de l'onduleur de tension :

Un onduleur de tension ayant un contrôleur de courant, fournit une dynamique élevée pour la commande de la machine à courant alternatif. Parce que le courant se relie directement au développement du couple et du flux de la machine [28], [30]. Cependant, la structure de la commande comporte des boucles internes de courant et les performances du système d'entraînement dépendent en grande partie de la stratégie de contrôle du courant utilisée.

Le contrôleur de courant doit satisfaire des nécessités, en particulier, contrôle instantané de forme d'onde du courant et haut exactitude de poursuite [30]. Parmi plusieurs stratégies de contrôle de courant, on choisit la commande par hystérésis.

### 2.3.3 La technique de commande par hystérésis :

La commande par hystérésis ou en fourchette de courant est une technique très simple à implanter, elle s'intéresse directement au contrôle du courant. Le schéma représenté en fig.II.13 donne le principe de cette commande en monophasé : si le courant mesuré  $i$  est inférieur à la référence  $I_{ref}$  augmenté d'une fourchette :  $\delta$ . La tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible. S'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette, alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible [24], [28], [30].

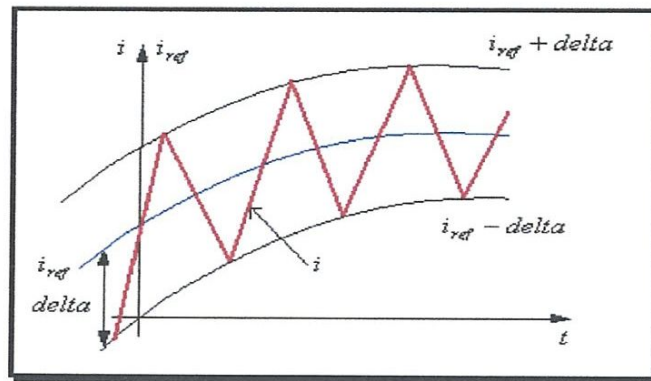


Fig.II. 13 Signaux dans une commande par hystérésis.

Traditionnellement le régulateur est réalisé en utilisant des techniques analogiques. Les valeurs des courants sont mesurées directement à partir de trois capteurs de courant (au minimum deux) [29].

En triphasé, la même procédure qu'en monophasé est suivie. La figure fig.II.14 donne le schéma fonctionnel de la commande par hystérésis en triphasé.



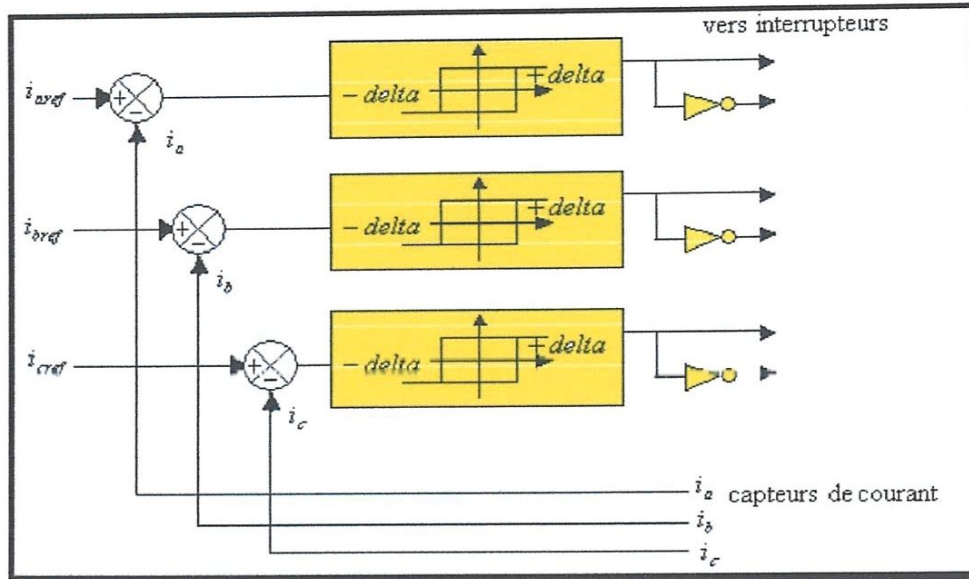


Fig.II. 14 Schéma fonctionnel de la commande par hystérésis triphasée.

Le contrôle de courant par hystérésis est la technique la plus utilisée dans les systèmes d'entraînement à haute vitesse, à cause de la simplicité de sa mise en œuvre, sa robustesse, l'exactitude en poursuite du courant de référence et une dynamique extrêmement bonne. Cependant, ce contrôleur a les inconvénients suivants [31] :

- La fréquence de commutation dépend en grande partie des paramètres de la machine. Elle n'est pas connue et par conséquent les harmoniques de la tension deviennent aléatoires.
- Dans un contrôleur de courant par hystérésis le courant instantané est maintenu dans une bande de tolérance, mais dans le système à neutre isolé comme le cas des entraînements réglés, la somme des courants de phase est nulle, ce qui signifie qu'à tout instant seul deux courants de phase peuvent être commandés indépendamment, et par conséquent un des trois régulateurs est redondant à un instant donné.

## *Chapitre 03*

# *Commande vectorielle a flux rotorique orienté d'une MAS*

## 1 Introduction

La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé par l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant de l'induit. Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant, la présence du collecteur mécanique limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse, milieux, etc.).

Face à ces limitations, la simplicité de construction, la robustesse et le faible coût de la machine asynchrone sont devenus très attrayants pour l'industrie. Toutefois, de nombreuses difficultés de sa commande existent à cause de ses principes de fonctionnement. Comme pour les moteurs à courant continu, on cherche aussi à obtenir une commande de la machine asynchrone découplée pour régler le flux et le couple qu'elle développe indépendamment l'un de l'autre.

Pour y parvenir, la méthode dite du flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe pour le flux et un autre pour le couple.

Dans ce chapitre on va essayer de présenter le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone. Des résultats de simulation sous MATLAB seront présentés aussi pour valider notre étude.

## 2 Théorie de la commande vectorielle de la MAS :

Le contrôle de la MAS, requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est ce lui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvant s'écrire directement en fonction des courants :

$$C_e = PL_m(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr})$$

Ce pendant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage du flux et celui du couple rond sa commande simple. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple.

En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Cette commande, appelée par la suite commande vectorielle, vient de régler ce problème de découplage du flux et du couple à l'intérieure de la MAS.

De nombreuses variantes basées sur ce principe d'orientation ont été présentées dans la littérature  $\theta + \theta_r = \theta_s$ . Généralement ces techniques se diffèrent :

- Selon la source d'énergie : commande en tension ou en courant.
- Selon l'orientation du repère (d,q): suivant le flux statorique ou rotorique ou d'entrefer.
- Selon le contrôle du flux : direct par mesure (observation) ou indirect (estimation)

Dans notre étude, on s'intéresse à la commande directe par orientation du flux rotorique de la MAS alimentée par un onduleur de courant. Cette technique largement utilisée dans l'industrie, car elle élimine l'influence de réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats [35].

L'objectif de la commande vectorielle est d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu, comme le montre la figure fig.III.1, pour simplifier sa commande [28], [33], [34].

Pour cela, on a choisit d'orienter le flux rotorique de telle sorte à annuler sa composante en quadrature, qui revient à éliminer le deuxième produit de la deuxième expression du système d'équations (II.5). C'est-à-dire de choisir un angle de Park convenable pour porter le flux rotorique sur l'axe d et donc annuler  $\Psi_{qr}$ , [01], [28], [34], le principe est donné en fig.III.2.

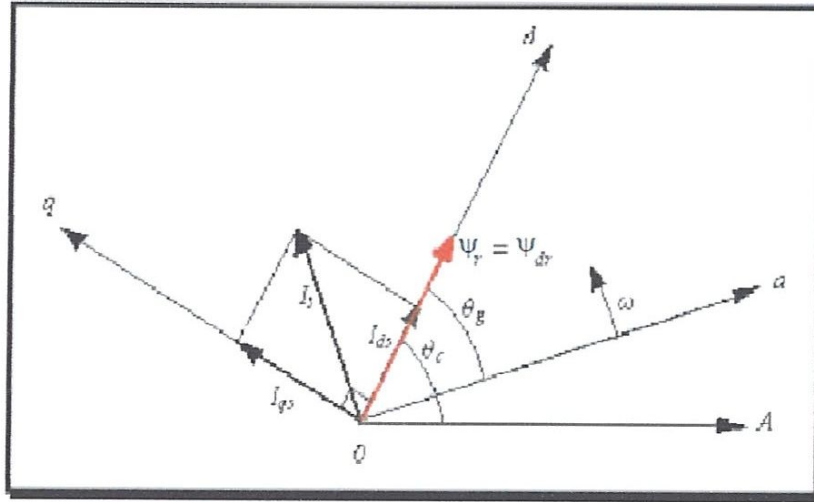


Fig.III. 2 Orientation du flux rotorique.

Le flux rotorique est alors :

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = \Psi_r \\ \Psi_{qr} = 0 \end{cases} \tag{III. 2}$$

D'après les équations rotorique et sachant que ( $\Psi_{dr} = \Psi_r, \Psi_{qr} = 0$ )

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} \tag{III. 3}$$

$$0 = R_r i_{qr} + \omega_r \Psi_{dr} \tag{III. 4}$$

D'après les relations entre le flux et les courants :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\Psi_{dr} - M i_{ds})$$

$$i_{qr} = \frac{-M}{L_r} i_{qs}$$

En remplace ( $i_{dr}, i_{qr}$ ) dans les équations des tensions rotorique (III. 15) on aura :

$$0 = R_r \frac{1}{L_r} (\Psi_r - M i_{ds}) + \frac{d}{dt} \Psi_r$$

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \Psi_r - \frac{M}{\tau_r} i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_r \quad / \quad \tau_r = \frac{R_r}{L_r}$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_r = \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_r \xrightarrow{T.P} P \Psi_r + \frac{1}{\tau_r} \Psi_r = \frac{M}{\tau_r} i_{ds}$$

$$i_{sd} = \frac{\Psi_r^*}{M} (\tau_r P + 1) \quad / \quad (\tau_r P + 1) \rightarrow 0$$

$$i_{ds} = \frac{\Psi_r^*}{M} \quad (III. 5)$$

En remplace  $(i_{rd}, i_{rq})$  dans les équations des tensions rotorique (III. 4) on aura :

$$0 = R_r \left( -\frac{M}{\tau_r} i_{ds} \right) + \omega_r \Psi_r$$

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \Psi_r} i_{qs} \quad / \quad i_{ds} = \frac{\Psi_r}{M} \Rightarrow \Psi_r = M i_{ds}$$

$$\omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} \quad (III. 6)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds})$$

On à:  $\Psi_{qr} = 0$ .

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs}) \quad (III. 7)$$

On à :

$$\omega_s = \omega_r + P\Omega \quad (III. 8)$$

## 4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les aspects de la commande vectorielle à flux rotorique orienté ainsi que son application à la machine asynchrone. La technique de commande proposée est basée sur une alimentation en courant. En effet, cette méthode est la plus simple des techniques vectorielles puisque elle n'utilise ni bloc de découplage par anticipation ni estimateur ou observateur du flux rotorique.



*Chapitre 04*  
*Simulation*



## 1 Introduction

La modélisation et la simulation d'un système physique sont une étape essentielle qui précède toute implémentation matérielle. Dans les langages évolués, cette tâche est réalisée par l'élaboration des programmes informatiques spécifiques qui décrivent le comportement du système aussi bien à l'état dynamique (régime transitoire) qu'à l'état statique (régime permanent). Cette opération devient plus complexe dès qu'il s'agit des systèmes physiques d'ordre élevé, ou ayant des non-linéarités.

La dernière décennie a été surtout marquée par le développement de nombreux logiciels appelés solvers, pour l'aide à la modélisation et la simulation numérique des systèmes dynamiques. Parmi ces logiciels on trouve :

- CSMP<sup>TM</sup> "continuous system modeling program", développé par IBM, il est destiné à modéliser et à simuler les systèmes dynamiques continus.
- MATLAB/SIMULINK<sup>TM</sup>, développé par Math-Works, ce logiciel est destiné à la modélisation et à la simulation des systèmes continus et discrets.

## 2 Schéma bloc de l'application

### 2.1 Schéma bloc de la MAS

Les équations électriques vectorielles pour un référentiel lié au stator (II.5), (II.6):

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Psi_s$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \Psi_r + \omega \Psi_r$$

- Les équations du flux (II.3), (II.4) :

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s i_s + M i_r \\ \Psi_r = L_r i_r + M i_s \end{cases}$$

- L'équation du couple électromagnétique (II.11) :

$$C_e = \frac{3}{2} P (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds})$$

- L'équation fondamentale de la mécanique (II.12) :

$$\frac{d}{dt} \Omega = C_e - F \Omega - C_r$$

Schéma bloc de flux statorique

L'équation (II.5) :  $V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Psi_s$

$$\frac{d}{dt} \Psi_s = V_s - R_s i_s \Rightarrow \Psi_s = \int (V_s - R_s i_s)$$

⇒

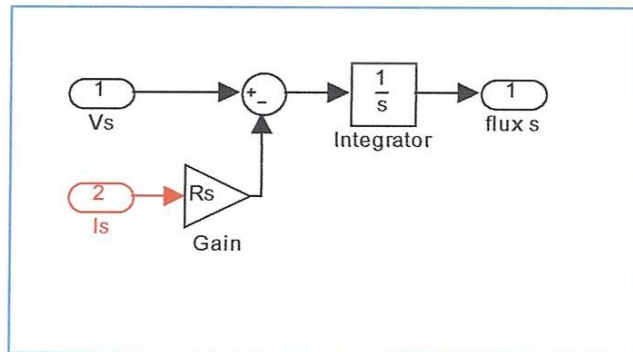


Fig.IV. 1 Schéma bloc de l'équation de flux S

### 2.1.1 Schéma bloc de courant statorique

L'équation (II.3) :  $\Psi_S = L_S i_S + M i_r$

$$\Rightarrow L_S i_S = \Psi_S - M i_r$$

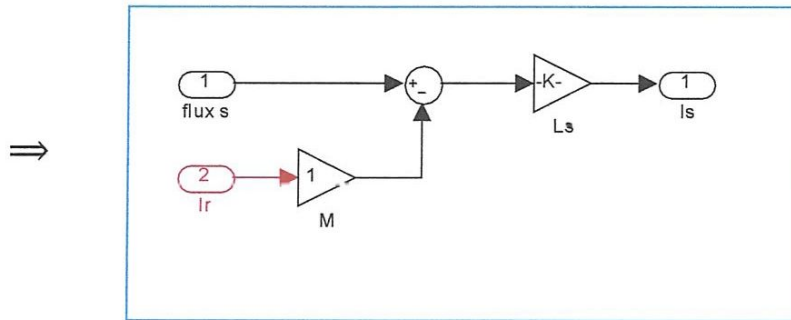


Fig.IV. 2 Schéma bloc de l'équation de  $I_s$

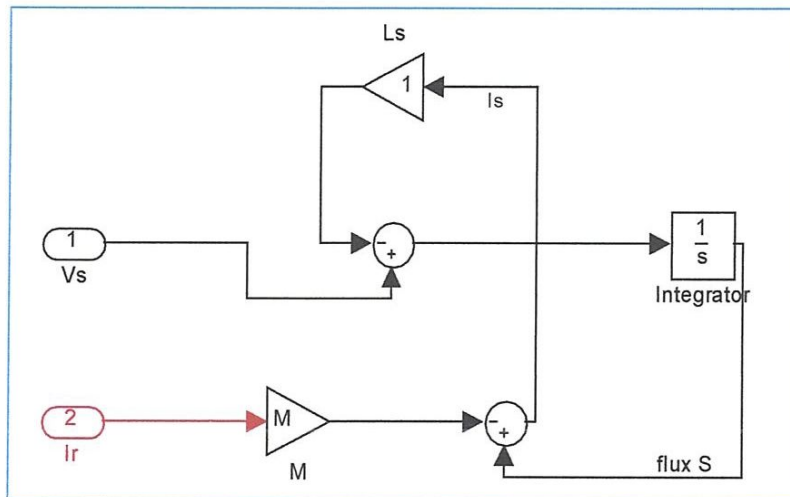


Fig.IV. 3 Schéma bloc de l'équation de flux S+ $I_s$

2.1.2 Schéma bloc de courant rotorique

L'équation (II.4) :  $\Psi_r = L_r i_r + M i_s$

$$\Rightarrow L_r i_r = \Psi_r - M i_s$$

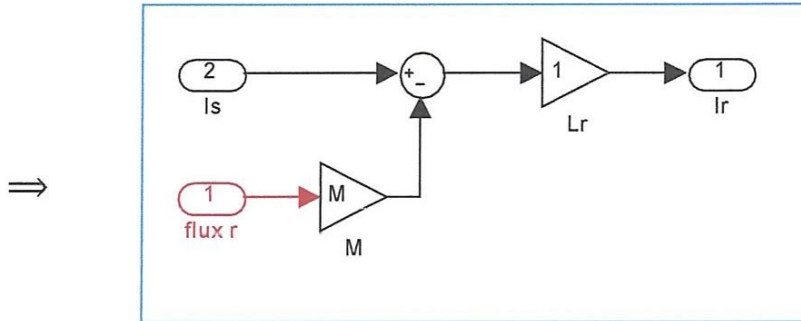


Fig.IV. 4 Schéma bloc de l'équation de  $I_r$

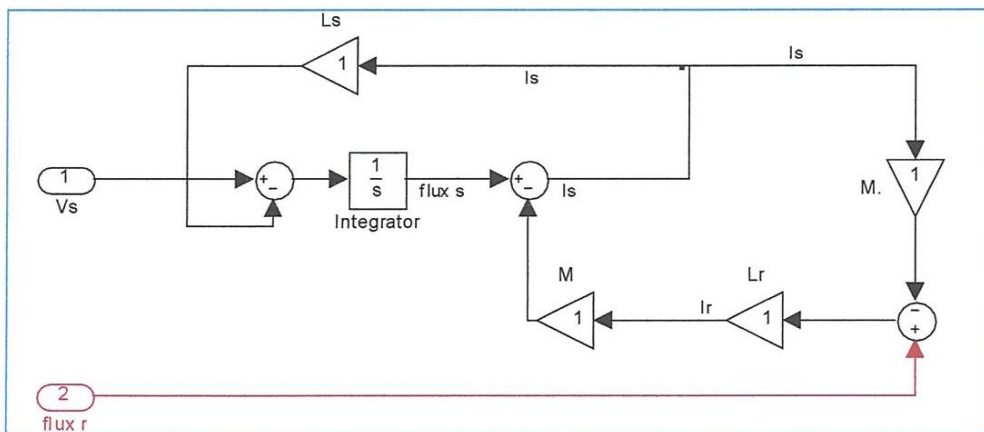


Fig.IV. 5 Schéma bloc de l'équation de flux  $S+I_s+I_r$

2.1.3 Schéma bloc de flux rotorique

L'équation (II.6) :  $0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \Psi_r + w \Psi_r$

$$\Rightarrow \frac{d}{dt} \Psi_r = -R_r i_r - w \Psi_r$$

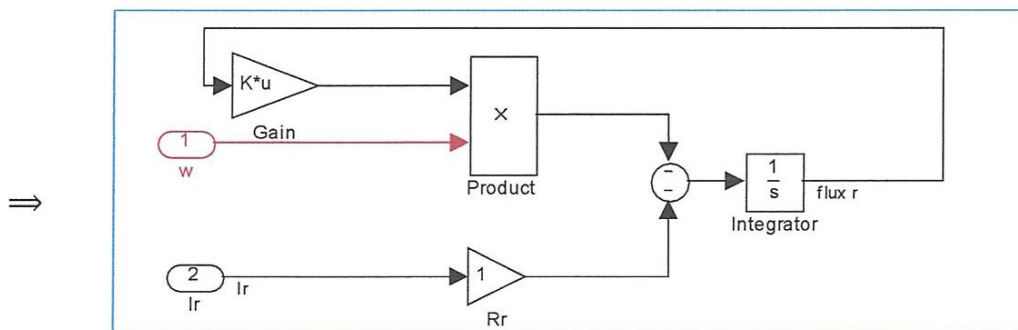


Fig.IV. 6 Schéma bloc de l'équation de flux  $r$

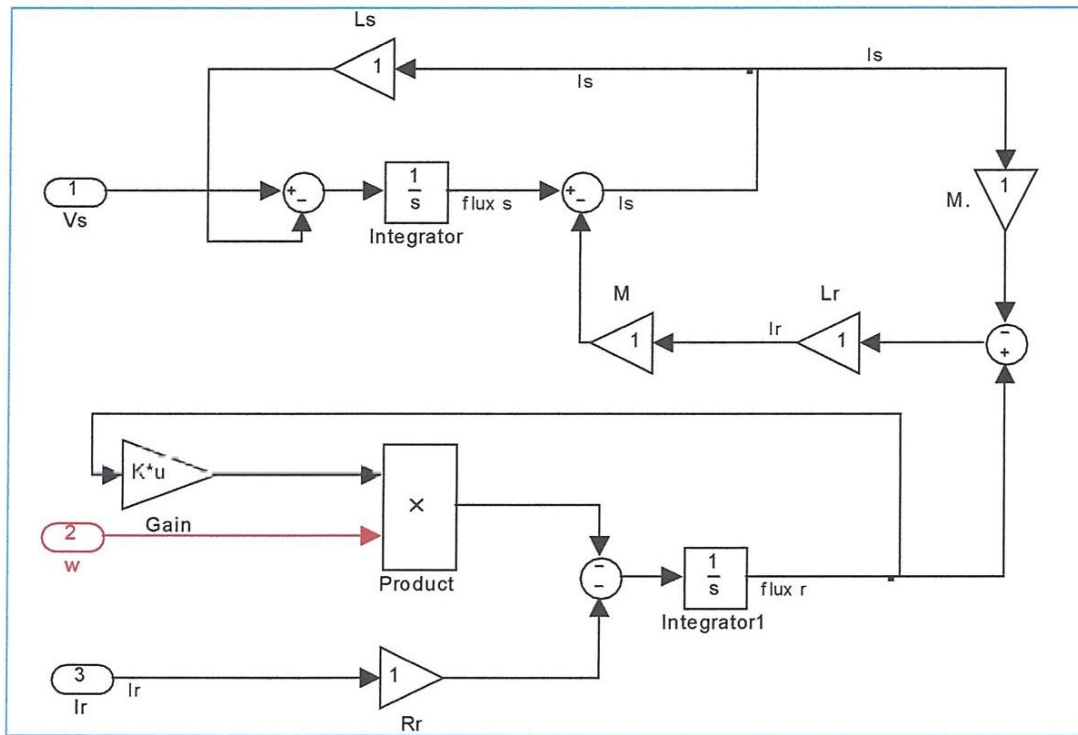


Fig.IV. 7 Schéma bloc de l'équation de flux  $S+I_s+I_r+\text{flux } r$

2.1.4 Schéma bloc de couple électromagnétique (Ce)

L'équation (II.11) :  $C_e = \frac{3}{2}P(\Psi_{ds}i_{qs} - \Psi_{qs}i_{ds})$

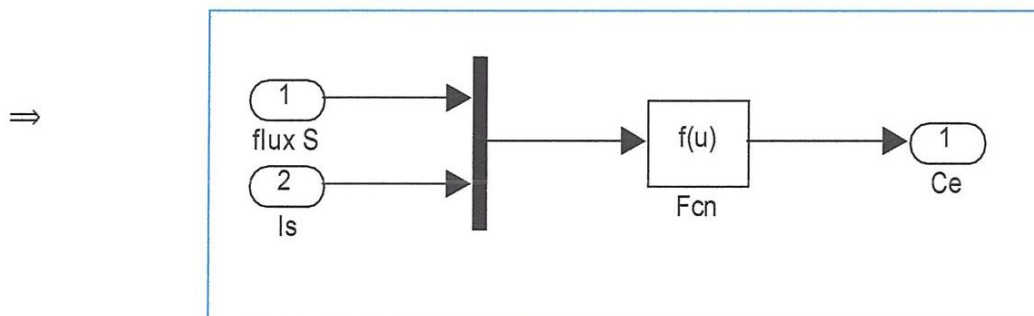


Fig.IV. 8 Schéma bloc de l'équation de Ce

2.1.5 Schéma bloc de la Vitesse de rotation mécanique :

L'équation (II.12)  $\Rightarrow \frac{d}{dt}\Omega = C_e - F\Omega - C_r \xrightarrow{TL} P\Omega = C_e - F\Omega - C_r$

$\Rightarrow \Omega = \left(\frac{1}{p+f}\right)(C_e - C_r)$

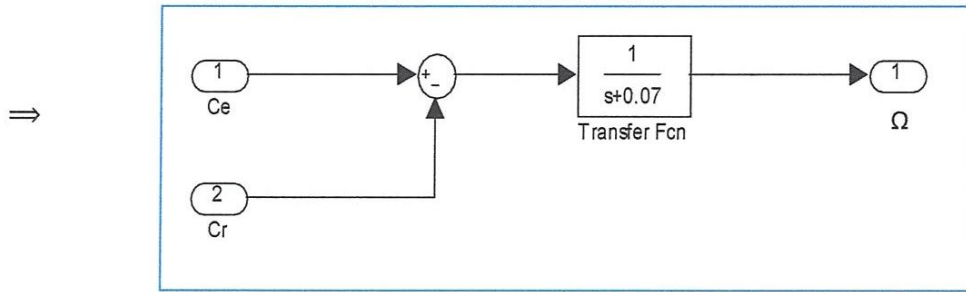


Fig.IV. 9 Schéma bloc de l'équation de  $\Omega$

2.1.6 Schéma bloc de la Pulsation rotorique :

On a:  $\omega = P\Omega$

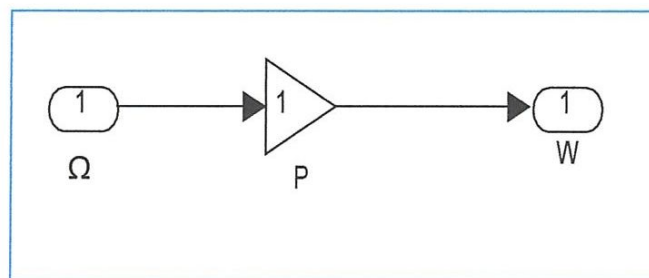


Fig.IV. 10 Schéma bloc de l'équation de  $w$

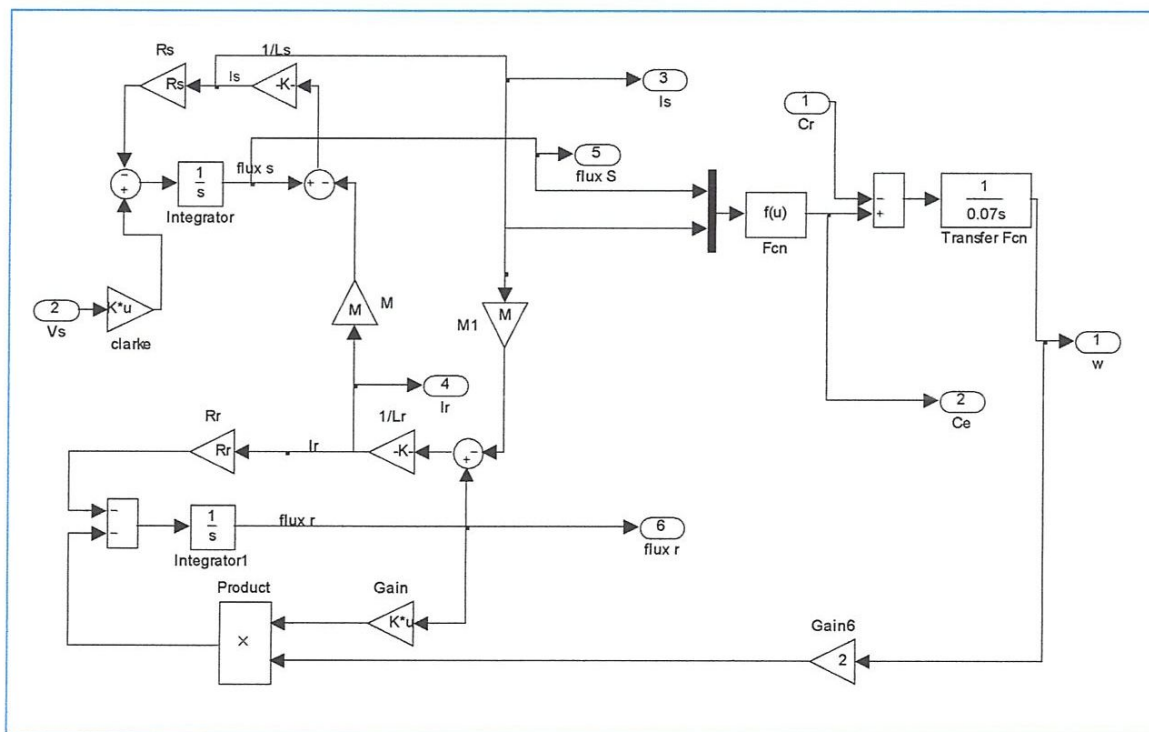


Fig.IV. 11 Schéma bloc de la MAS

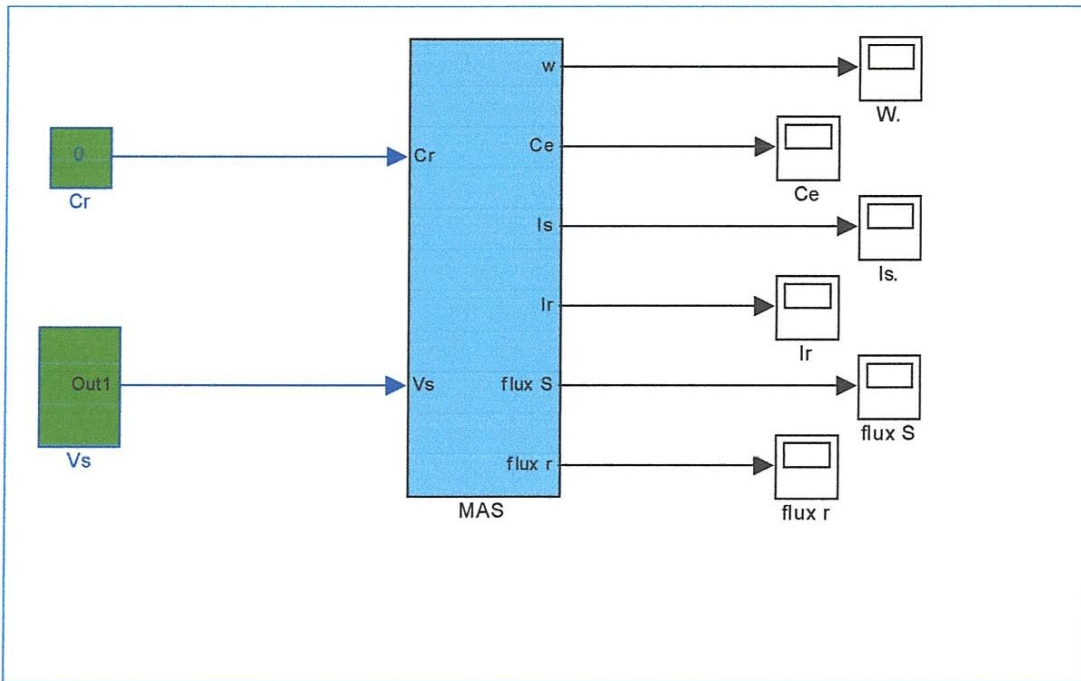


Fig.IV. 12 Machine Asynchrone

## 2.2 Schéma bloc de l'onduler et de sa commande :

### 2.2.1 Schéma bloc de l'onduleur de tension à deux niveaux :

Le schéma représentatif d'une association **onduleur-machine** peut être donné par la Fig.IV.13.

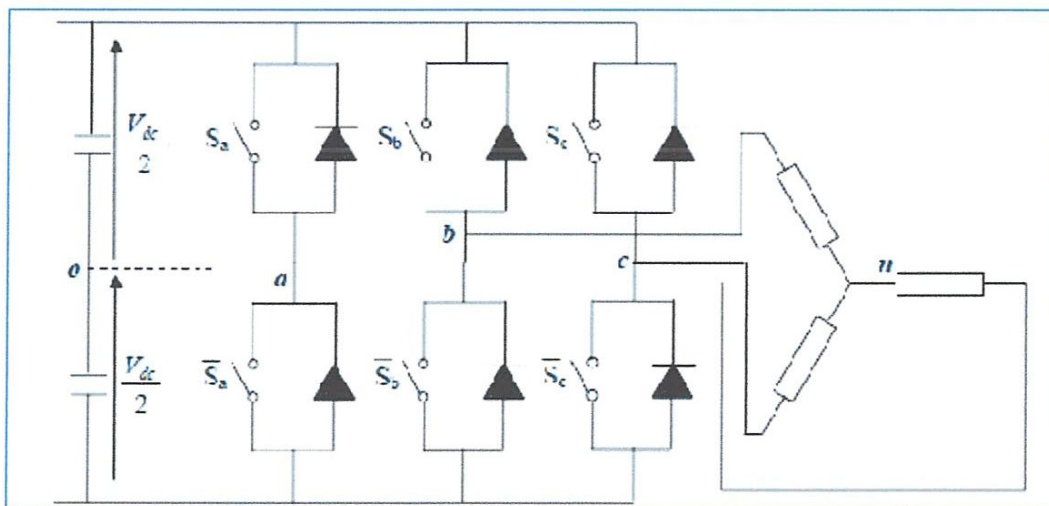


Fig.IV. 13 l'onduleur de tension associé à la MAS

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande  $S_j$  ( $j = a, b, c$ ) telles que :

$S_j = 1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui d'en bas ouvert.

$S_j = 0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases  $u_{jno}$  en fonction des signaux de commande  $S_j$  tel que :

$$u_{jno} = S_j u_c - \frac{u_c}{2}$$

$j = a, b, c$

La machine constitue une charge triphasée équilibrée couplée en étoile ou en triangle sans neutre (neutre isolé)

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0$$

➤ **Calcule des tensions simples en fonction des signaux de commande  $S_a, S_b, S_c$  :**

$U_{an} = ?$

$$U_{an} = -U_{bn} - U_{cn} = (-U_{bn0} + U_{nn0}) - (U_{cn0} + U_{nn0})$$

$$U_{an} = -U_{bn0} - U_{cn0} - 2U_{nn0}$$

$$2U_{an} + U_{an} = -U_{bn0} - U_{cn0} - 2U_{nn0} + 2U_{an}$$

$$3U_{an} = -U_{bn0} - U_{cn0} - 2U_{nn0} + 2(U_{an0} + U_{nn0})$$

$$U_{an} = \frac{1}{3} [2U_{an0} - U_{bn0} - U_{cn0}]$$

$$U_{an} = \frac{1}{3} \left[ \left( S_a U - \frac{U}{2} \right) 2 - \left( S_b U - \frac{U}{2} \right) - \left( S_c U - \frac{U}{2} \right) \right]$$

$$U_{an} = \frac{U}{3} [2S_a - S_b - S_c]$$

$U_{bn} = ?$

$$U_{bn} = \frac{U}{3} [2S_b - S_a - S_c]$$

$U_{cn} = ?$



$$U_{cn} = \frac{U}{3} [2S_c - S_a - S_b]$$

L'écriture matricielle de ces équations donne :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

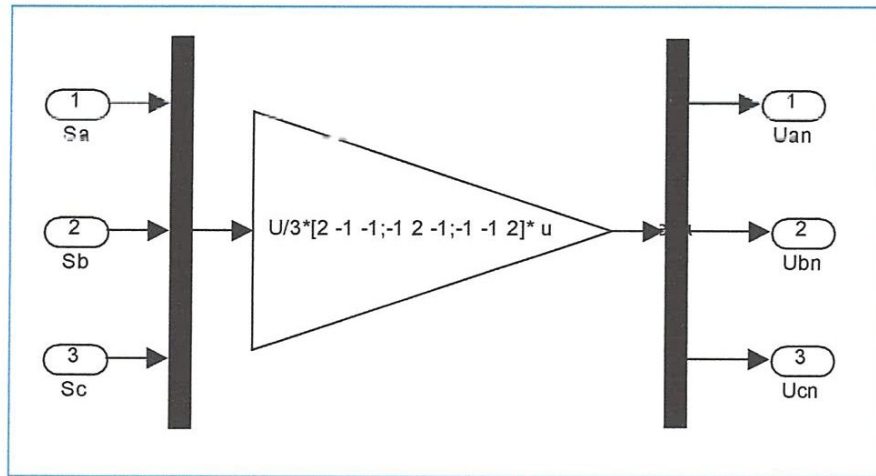


Fig.IV. 14 Schéma bloc de l'onduler

### 2.2.2 Schéma bloc de largeur d'impulsions sinusoïdale (MLI):

La technique MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie et elle est largement passée en revues dans la littérature. Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse (**fig IV.15**). Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

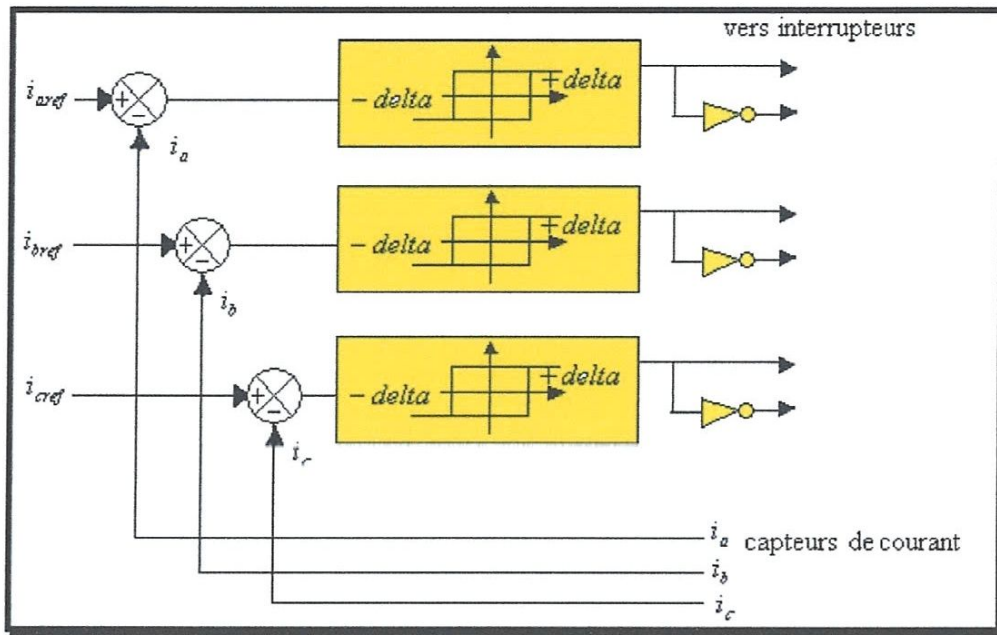


Fig.IV. 15 Schéma fonctionnel de la commande par hystérésis triphasée.

$$S_a = \begin{cases} 1 & i_a^* \geq \hat{i}_a \\ 0 & i_a^* < \hat{i}_a \end{cases}$$

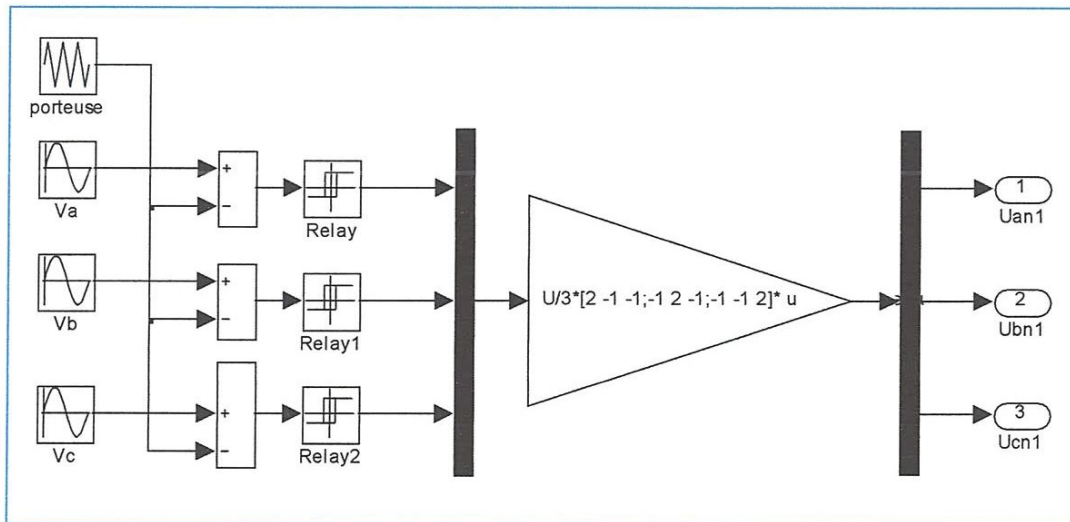


Fig.IV. 16 Schéma fonctionnel de la commande de l'onduler par hystérésis triphasée.

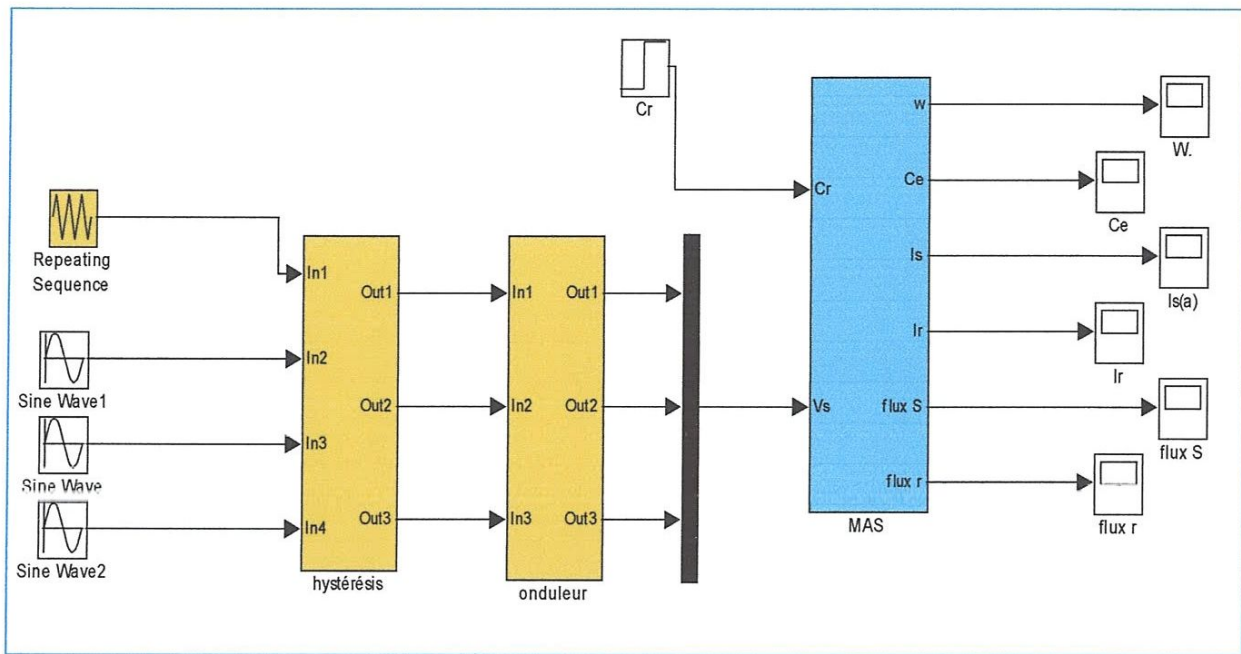


Fig.IV. 17 Association Onduleur-MAS

### 2.3 Schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

D'après les équations de commande (III.17), (III.18), (III.19) et (III.20) on réalise le circuit de commande

#### 2.3.1 Schéma bloc de $I_{sd}^*$ :

$$\checkmark (III.17) = I_{ds}^* \frac{\phi_r^*}{M}$$

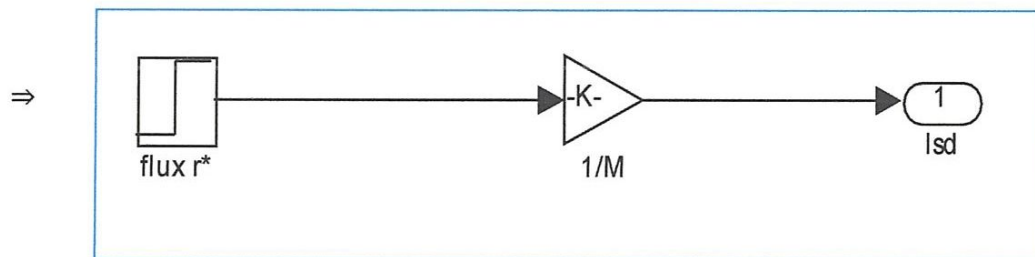


Fig.IV. 18 Schéma bloc de l'équation de  $I_{sd}^*$

#### 2.3.2 Schéma bloc de la Pulsation rotorique :

$$\checkmark 0 = R_r \left( -\frac{M}{\tau_r} I_{ds} \right) + \omega_r \phi_r$$

$$\Rightarrow \omega_r = \frac{M}{\tau_r \phi_r} I_{qs} \quad / \quad I_{ds} = \frac{\phi_r}{M} \Rightarrow \phi_r = M I_{ds}$$

$$(III.18) = \omega_r = \frac{I_{qs}}{\tau_r I_{ds}}$$

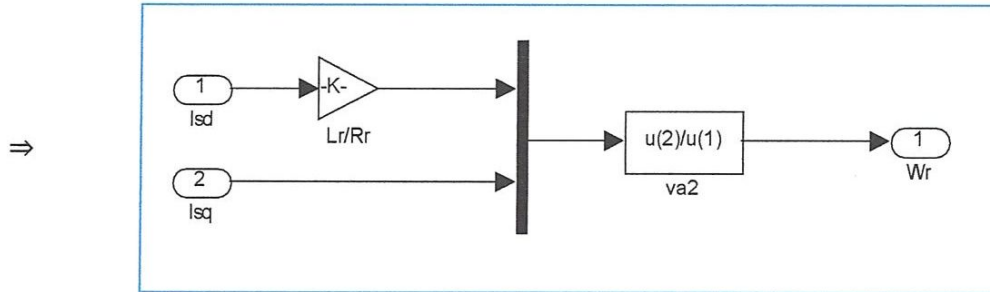


Fig.IV. 18 Schéma bloc de l'équation de  $\omega_r$

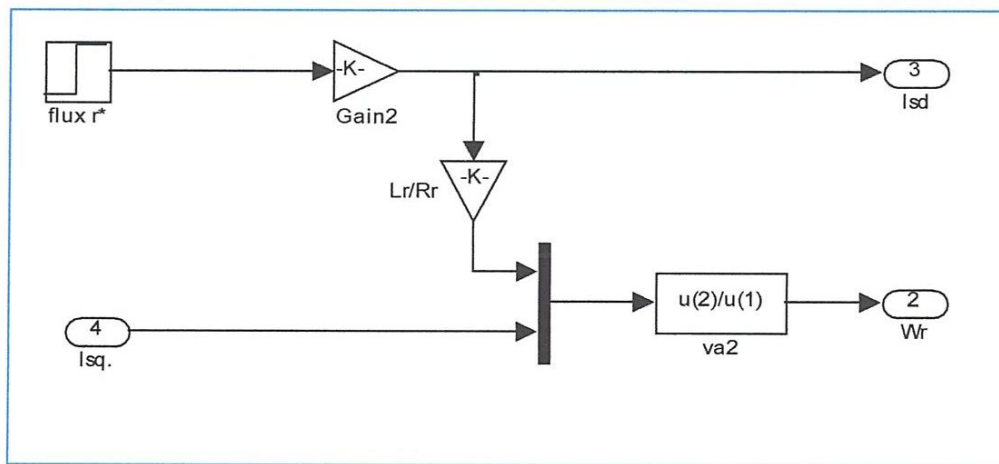


Fig.IV. 20 Schéma bloc de l'équation de  $I_{ds} + \omega_r$

### 2.3.3 Schéma bloc de courant $I_{sq}^*$

$$\checkmark (III.19) = C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs})$$

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds})$$

On à:  $\varphi_{qr} = 0$

$$I_{qs}^* = \frac{C_e}{\Psi_{dr}} \left( \frac{2 L_r}{3 M} \right)$$

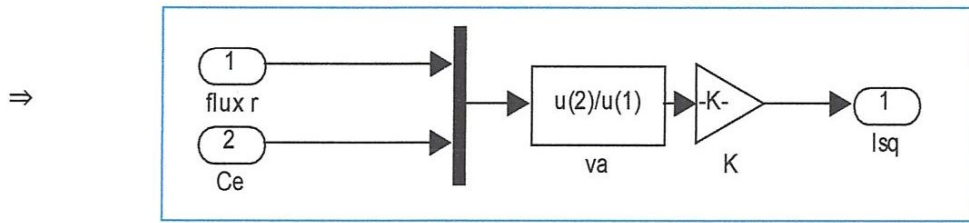


Fig.IV. 19 Schéma bloc de l'équation de Isq

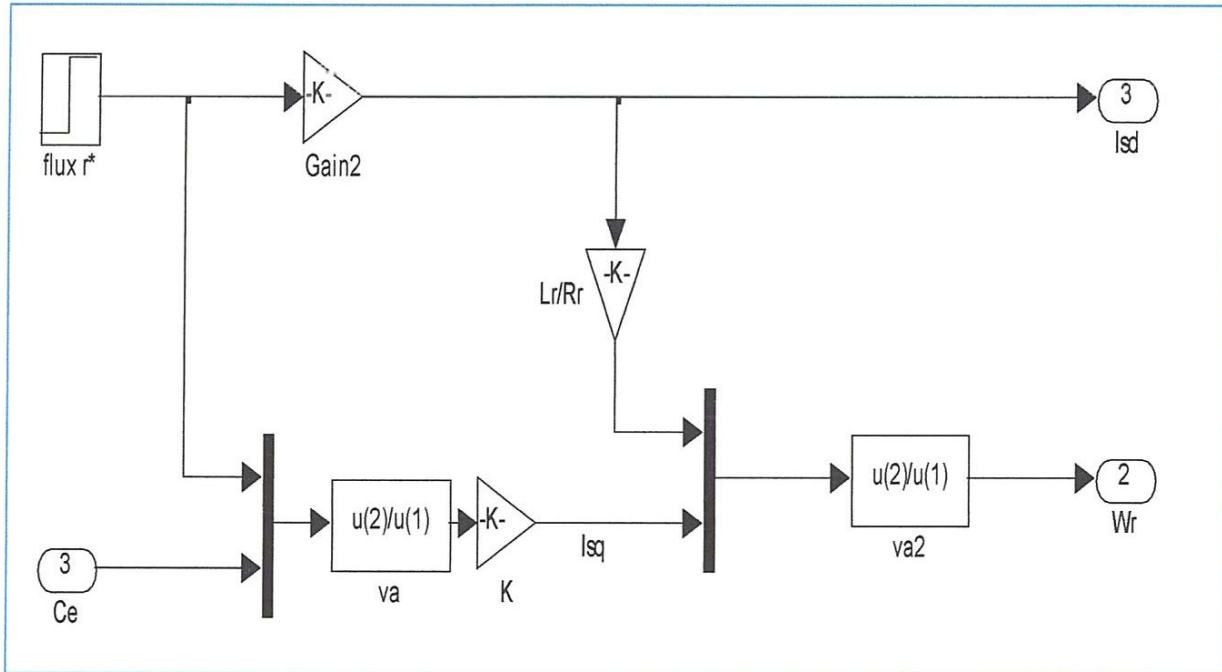


Fig.IV. 20 Schéma bloc de l'équation de Isd+wr+Isq

2.3.4 Schéma bloc de la Pulsation statorique

✓ On à : (III. 20) =  $\omega_s = \omega_r + P\Omega$

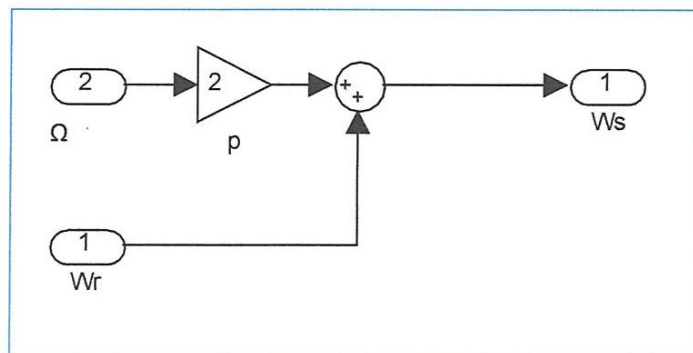


Fig.IV. 21 Schéma bloc de l'équation de ws

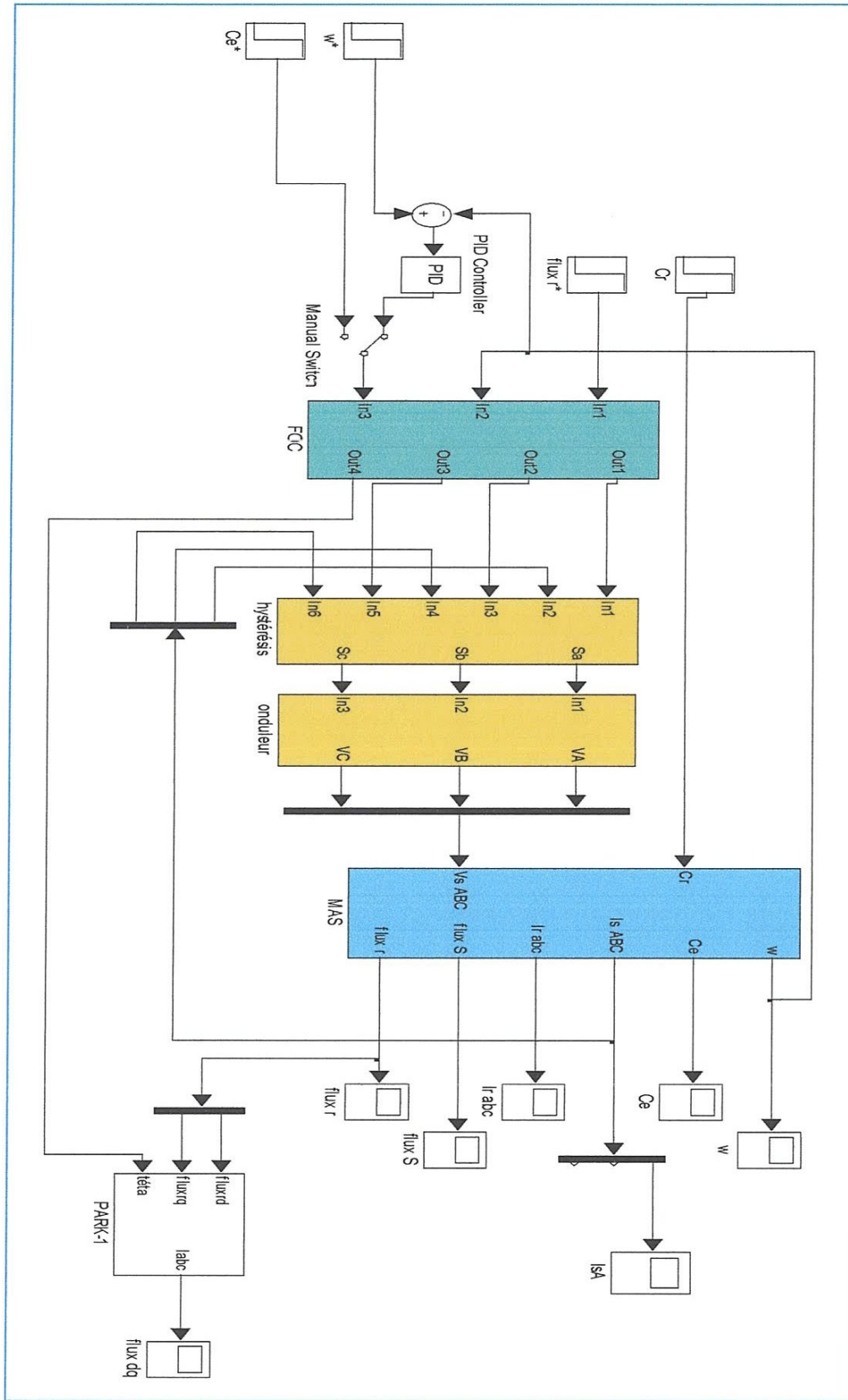


Fig.IV. 22 commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique.

Le calcul du correcteur PI est très simple du fait que le système est devenu linéaire par l'application de l'orientation du flux. Donc on peut utiliser l'une des méthodes de synthèse des correcteurs linéaires connues dans la littérature. Parmi ces méthodes on trouve : le lieu de racine, l'optimum symétrique....

### 3 Simulation :

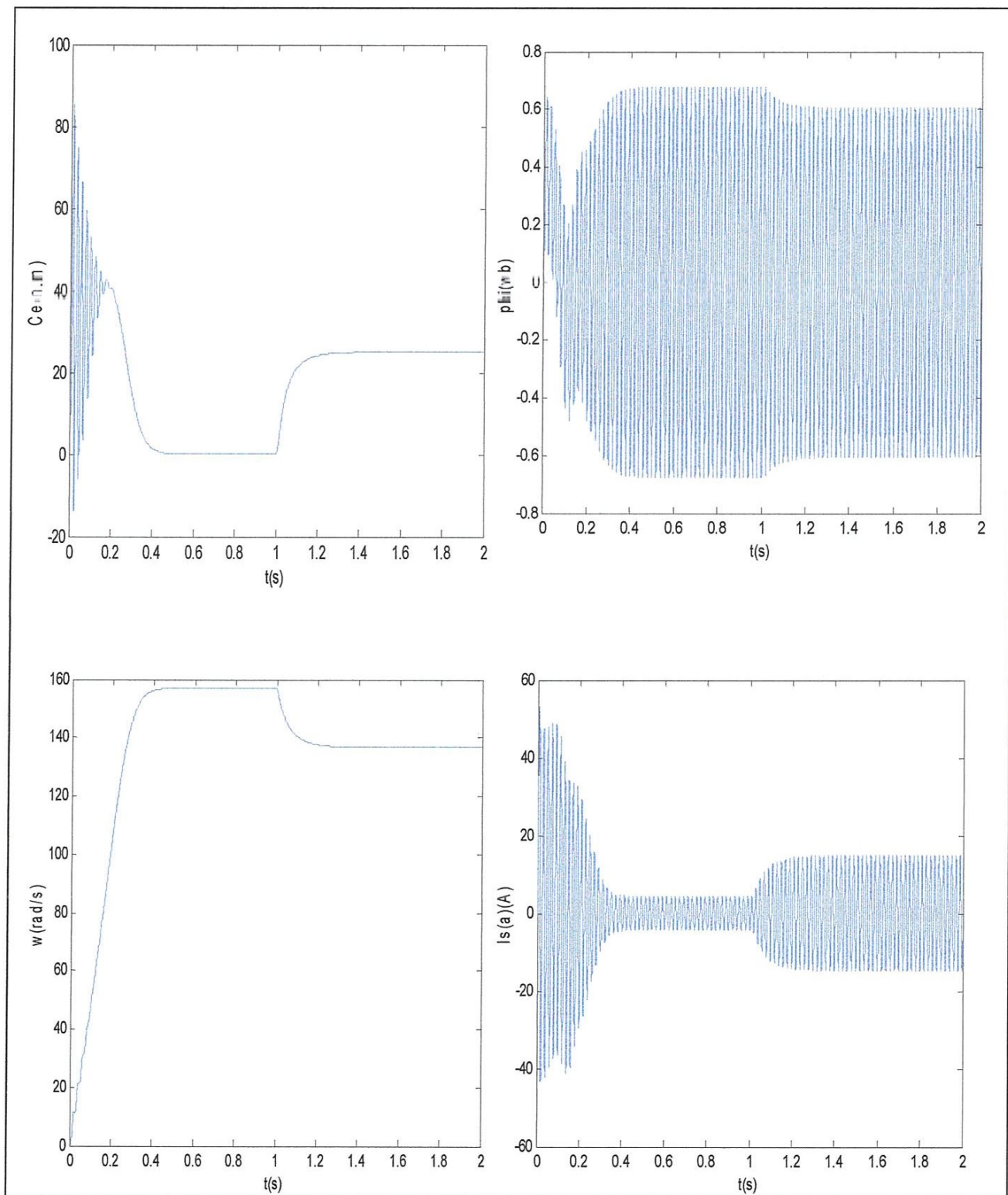
Nous avons simulé le démarrage de la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré V 380 / 220 de fréquence  $f= 50$  Hz, chaque phase est alimentée par 220V. Ensuite, par un onduleur à hystérésis. Les simulations sont effectués sur MATLAB.

Les résultats de simulation sont donnés en fig.IV.25, fig.IV.26, fig.IV.27 et fig.IV.28 la première donne le démarrage en alimentant la machine par le réseau triphasé et la deuxième par l'onduleur de tension alimenté en courant. Après une seconde de démarrage, on insert un couple résistant de valeur nominale 25 N.m. et la troisième donne le démarrage en alimentant la machine par l'onduleur avec la commande vectorielle à flux rotorique orienté

#### Paramètres de la machine :

- Résistance statorique  $1.2 \Omega$
- Résistance rotorique  $1.8 \Omega$
- Inductance statorique  $0.1554$  H
- Inductance rotorique  $0.1568$  H
- Mutuelle inductance  $0.15$  H
- Moment d'inertie  $0.07 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
- Coefficient de frottement  $10^{-4} \text{ N.m.s/rad}$
- Vitesse nominale  $1430 \text{ tr/mn}$
- Puissance nominale  $4 \text{ kW}$
- Couple nominale  $25 \text{ N.m}$
- Courant nominale  $15 \text{ A}$

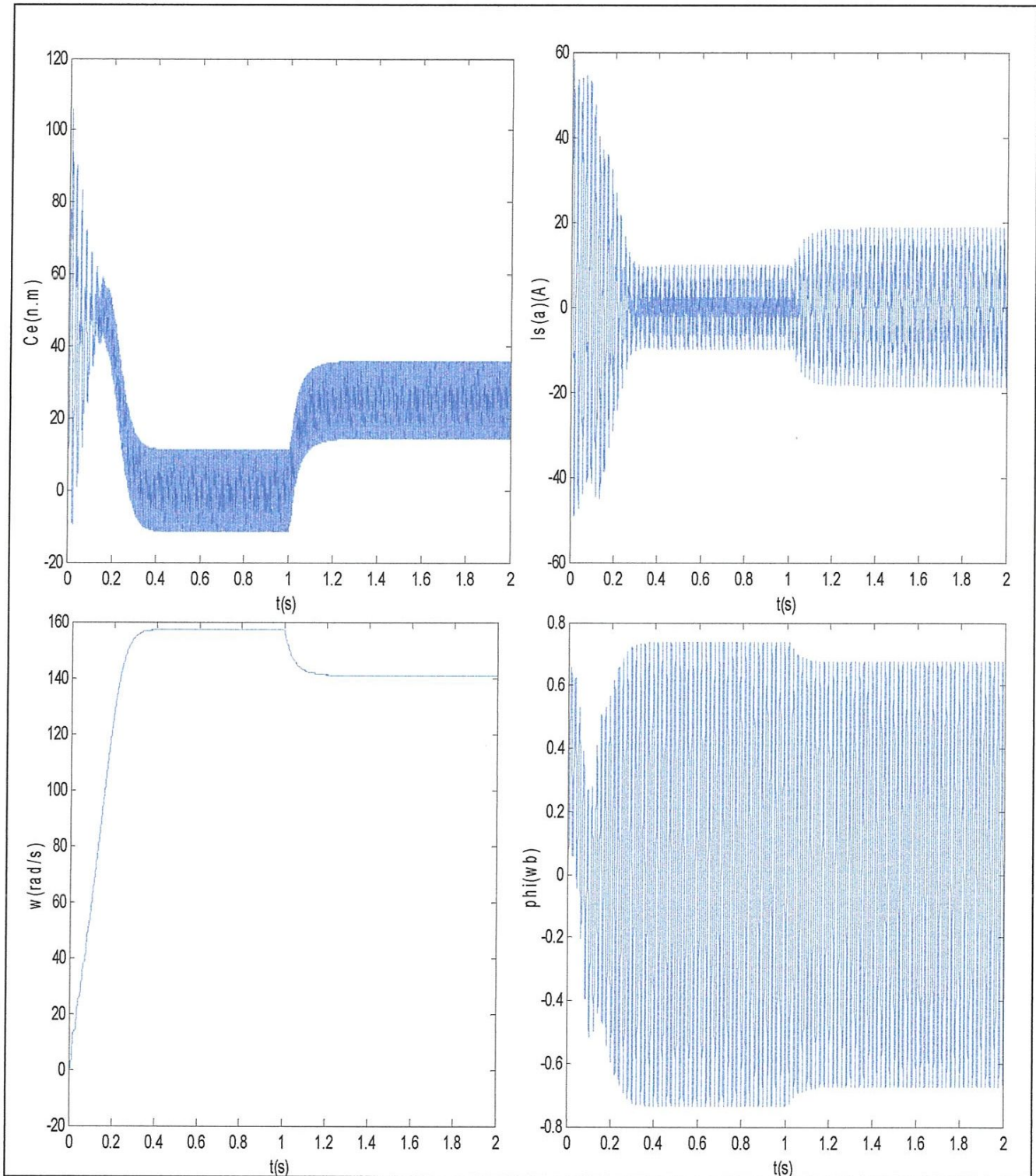
### 3.1 Simulation de la MAS:



**Fig.IV.25 : Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir de la première seconde.**



### 3.2 Simulation de la Association Onduleur-MAS



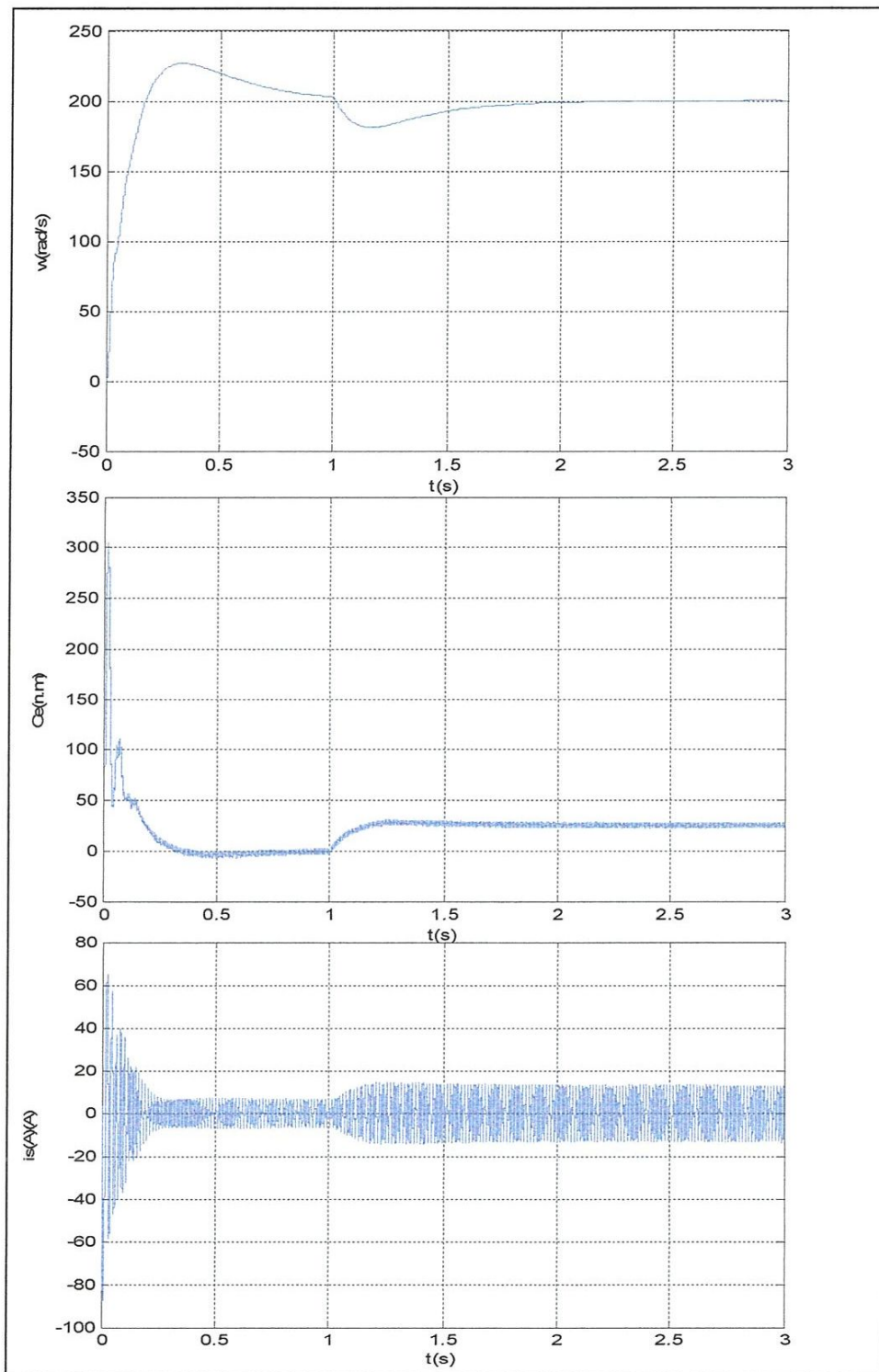
**Fig.IV.26 : Machine asynchrone alimentée par l'onduleur à hystérésis, démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir de 1 second.**

### 3.3 Simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

#### D'une MAS alimenter en courant

Afin de montrer l'efficacité de cette technique de commande vectorielle à flux rotorique orienté, nous allons présenter les résultats de la simulation sous MATLAB/SIMULINK.

D'après ces résultats, on voit que la vitesse est bien réglée à sa référence avec une bonne dynamique même après l'application d'une perturbation, une charge, ce qui explique l'efficacité du correcteur et de l'orientation. Aussi, on voit que les régimes transitoires sont maîtrisés par le contrôle des courants malgré que le flux s'oriente lentement au démarrage comme le montre la fig IV.28.



**Fig.IV.27 : Résultats de simulation de la commande à flux rotorique orienté  
D'une MAS alimentée en courant**

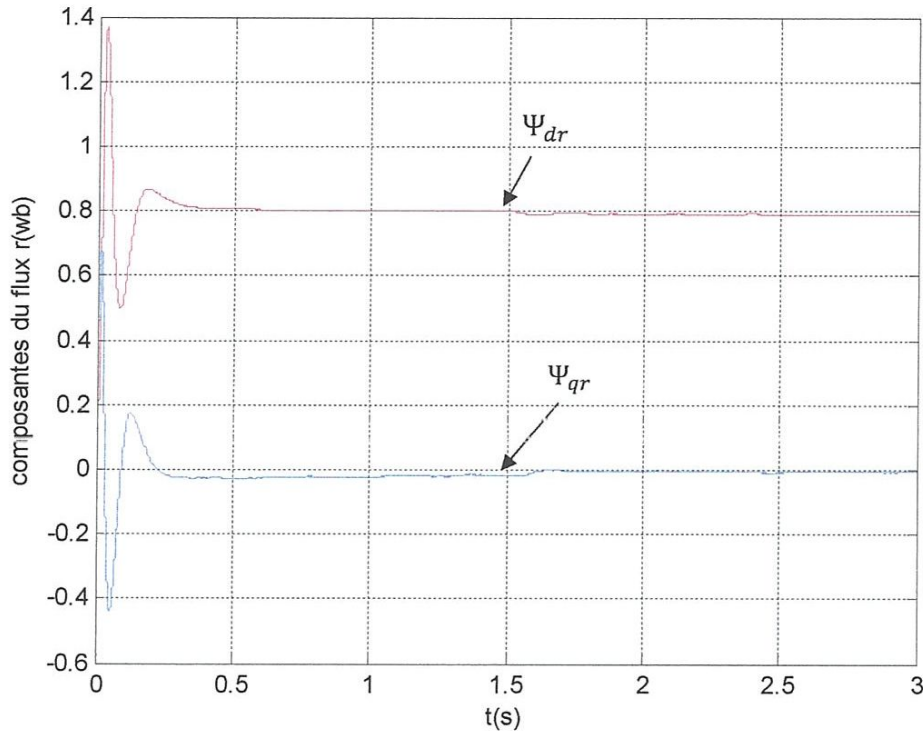


Fig.IV.28 : Composantes du flux rotorique

### 3.4 Interprétation des résultats :

Les courbes représentent les résultats de simulation de démarrage de la machine asynchrone à vide, alimentée par le réseau triphasé en fig.IV.25 et par un onduleur à hystérésis en fig.IV.26 et l'insertion d'un couple résistant de valeur nominale  $C_r = 25n.m$ . Les courbes montrent que le régime transitoire de la machine est de 0.2 sec.

En régime transitoire, l'alimentation par le réseau montre un fort appel de courant de l'ordre de 75 A, qui représente cinq fois le courant nominale de la machine, un couple électromagnétique élevé au démarrage qui s'annule en régime permanent. La vitesse augmente rapidement pour se stabiliser à 1500 tr/mn en régime permanent.

En alimentation par onduleur, on trouve des résultats similaires à ceux de la machine alimentée par le réseau triphasé équilibré. Le courant au démarrage est fort, il atteint presque sept fois le courant nominale, le couple électromagnétique aussi, c'est à cause de présence de l'onduleur à hystérésis.

Après le régime transitoire, la machine fonctionne à vide, le courant est de l'ordre de 8Ampères, c'est ce qu'on obtient aussi en alimentant la machine par l'onduleur. La vitesse est presque 1500 tr/mn et le couple électromagnétique est nul.

L'insertion du couple résistant nominal fait augmenter le courant à sa valeur nominale, la vitesse diminue à sa valeur nominale pour assurer le glissement nominal. Le couple électromagnétique augmente bien sûr à 25 N.m. on remarque aussi un petit régime transitoire qui suit l'insertion du couple résistant surtout dans la cas de l'alimentation par onduleur. Le flux rotorique diminue aussi, c'est l'effet du couplage naturel de la machine asynchrone entre le couple et le flux.

On remarque une ondulation du couple électromagnétique et du flux autour de la valeur de fonctionnement, cette ondulation est toujours à cause de la présence de l'alimentation qui à un effet sur la machine, elle crée des harmoniques d'ordre supérieur.

Les résultats de simulation (fig.IV.27, fig.IV.28) obtenus montrent bien les performances classiques de la commande vectorielle (contrôles linéaires et découplés du flux et du couple). D'après ces résultats, on voit que la vitesse est bien réglée à sa référence avec une bonne dynamique même après l'application d'une perturbation, une charge, ce qui explique l'efficacité du correcteur et de l'orientation. Aussi, on voit que les régimes transitoires sont maîtrisés par le contrôle des courants malgré que le flux s'oriente lentement au démarrage comme le montre la fig.IV.28.

## 4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les aspects de la commande vectorielle à flux rotorique orienté ainsi que son application à la machine asynchrone. La technique de commande proposée est basée sur une alimentation en courant. En effet, cette méthode est la plus simple des techniques vectorielles puisque elle n'utilise ni bloc de découplage par anticipation ni estimateur ou observateur du flux rotorique.

Les résultats de simulation montrent bien les performances de la commande vectorielle (contrôles linéaires et découplés du flux et du couple)

## Conclusion Générale

Dans ce travail, une étude sur la commande vectorielle par la stratégie d'orientation de flux rotorique d'un moteur asynchrone alimenté en courant est présentée.

Le choix convenable du modèle d'action associé au choix du référentiel est l'étape primordiale dans cette étude.

La commande par orientation de flux est un outil de contrôle fort intéressant au fonctionnement réel et pratique de la machine asynchrone dans ses applications industrielles. Cette technique de commande est devenue faisable sur ce type de machines grâce à la possibilité de découplage de flux du couple, de façon, presque analogue, à celle appliquée sur la machine à courant continu. Cette faisabilité lui permettra d'être, grâce à ses qualités technico-économiques très attrayantes, un substitut, sans aucun doute, à la machine à courant continu.

Cette étude, sur la commande vectorielle de la machine asynchrone à flux rotorique orienter nous permet de

- D'approfondir nos connaissances dans le domaine de la commande vectorielle de la machine asynchrone
- De savoir faire une recherche bibliographique en partant des mots clé en relation avec un sujet bien déterminer

Enfin ,nous espérons que se travail servira de base pour les gens qui s'intéresse a se types d'étude

# Bibliographie

[1] ⇒ [ 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, 14 janvier 1999.

[2]⇒[A.H.BOUCHELKHA] cours mastère 1 « **Modélisation dynamique des machines électrique** », université 8 Mai 45 GUELMA

[3]⇒[Rabah BELHADEF] «La Logique Floue avec Optimisation par les Algorithmes Génétiques Appliquée à la Commande d'Attitude d'un Satellite. », PFE, Département de Mathématique, Faculté de Sciences, Université Saad Dahlab, Blida, 2005.

[4] X.Aiping « Observateurs Adaptatifs Non-Linéaires et Diagnostic des Pannes. » Thèse de doctorat, université de Renne 1, 26 septembre 2002.

[5] J.-M.ALLENBACH «Systèmes Asservis, Volume 5R : Asservissement par logique flou. », Document de cours, Centre de Compétences en Automatisation Industrielle et Productique, Ecole d'ingénieurs de Genève, édition 2001.

[6] ⇒[Lotfi BAGHLI] Thèse de doctorat « **Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques** »

[7] ⇒ [Gabriel Buche]« Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Réel Matlab/Simulink. » Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.

[8]⇒[K. Idjdarene, D. Rékioua] Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique de Puissance, L2EP, Université de Lille, France « **Contrôle d'une éolienne en fonctionnement autonome basée sur une génératrice asynchrone** »



[9]⇒ [N. BENYAHIA, K. SRAIRI, S. M. MIMOUNE] Laboratoire de Modélisation des Systèmes Energétiques Département d'Electrotechnique, Université de Biskra « **COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE** »

[10]⇒ [Bilal BOUTAYA] mémoire D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique « **Commande vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone** »

[11] ⇒ cours « **Contrôle vectoriel du couple d'une machine asynchrone** »

[12]⇒ [Mr. Rachide Azaizia] mémoire de magistère en génie électrique « **étude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation par un convertisseur mutiniveaux** »

[13]⇒ [Mr. Bensliman Tarak] thèse de doctorat en génie électrique « **Caractérisation précise des défauts d'un variateur de vitesse en vue d'élaborer un système automatique de surveillance et de diagnostic** »

[14] ⇒ [M.A. Khalfa] Unité de recherche : Réseau et Machines Electriques à l'INSAT INSAT, Centre Urbain Nord, B.P. 676, 1080, Tunis, Tunisie « **Commande vectorielle indirecte d'une pompe centrifuge photovoltaïque au fil de soleil** »

[15] ⇒ [J. P. Caron, J. P. Hautier,] " **Modélisation et commande de la machine asynchrone** ", Edition Technip, 1995.

[16] ⇒ [ G. Grellet, G. Clerc], " **Actionneurs électriques : Principe/Modèle/Commande**", Edition Eyrolles, 1999.

[17] ⇒ [S. MENDACI], " **Différentes Stratégies du Contrôle Direct du Couple d'un Moteur à Induction associées à un Observateur de Flux par Modes de Glissement** ", Thèse de magister, Université de Batna, 2003.

[18] ⇒ [R. ACHOUR, M.HIDOUICHE], " **Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone**", Projet de fin d'étude ingénieur de l'ENP, 2004.

[19] ⇒ [C. C. De Wit], " **Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC**", Vol. 1, Edition Hermes Sciences Europe Ltd, 2000.

[20] ⇒ [K. Kouzi], "Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur de vitesse par un réglage PI-Flou à gains-Flous adaptés associé à un observateur d'état par modes de glissement", Thèse de magister, Université de Batna, 2002.

[21] ⇒ [N. Benounnas], "Commande vectorielle optimale de la machine à induction", Thèse de Magister, Université de Batna, 2001.

[22] A. KAUFMANN «Introduction à la Logique Floue. », technique de l'ingénieur, Volume A 120 ; R7 032.

[23] M.MAHMOUDI, « Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone. » Document cours, Ecole Nationale Polytechnique, Alger.

[24] M.MIRJANA, « Hysteresis Current Control in Three-Phase Voltage Source Inverter. » Document cours.

[25] O. PAGES «Etudes et Comparaison des Différentes Structures de Commande Multi-Contrôleurs, Application à un Axe Robotisé. », Thèse de doctorat EEA, laboratoire d'Automatique et de Micro-Informatique Industrielle, Université de Savoie.

[26] G.SEGUIER, « Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1 : la Conversion Alternative-Continue. » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984.

[27] G.SEGUIER, « Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V4 : la Conversion Continue-Alternative. » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1989.

[28] H.TAMRABET, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.

[29] H.WANG, B.FAHIMI, S.PEKAREK, E.ZIVI, J.CIEZKI, « Improvement of Fault Tolerance In AC Motor Drives Using a Digital Delta-Hysteresis Modulation Scheme. » ESRDC Research Project Report, 13 janvier 2004.

[30] H.CHEKIREB, « La Conversion Continue Alternative. » Notes de cours Electronique de Puissance, Ecole Nationale Polytechnique.

[31] Y.DAILI, A.MAKOUF, Med-S NAIT.SAID, « Une Simple Technique de Contrôle de Courant par Hystérésis d'un onduleur de tension à fréquence de commutation

[32]⇒ [GROUPE SCHNEIDER] le magazine de Schneider de l'enseignement technologique et professionnel « **Les techniques de commande du moteur asynchrone** »

[33] B.K.BOSE, « Power Electronics and AC Drives. » Prentice-Hall, New Jersey,1986.

[34] G.BUSHE, « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Réel Matlab/Simulink. » Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.

[35] I.AL-ROUH, « Contribution à la Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy, 12 juillet 2004.