

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

674



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

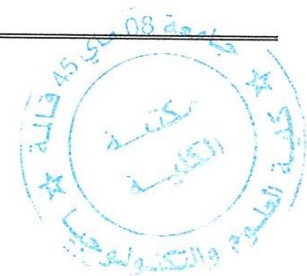
Domaine : **Sciences et Techniques**
Filière : **Génie électrique**
Spécialité : **Commande des machines électrique**

Commande vectorielle d'une machine asynchrone par orientation du flux statorique

Présenté par : **Nasri Zeyneb**

Sous la direction de : Mr. A/H. **Bouchelkha**

JUIN 2011





Remerciements

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

Ce travail a été réalisé au département d'électronique et de l'automatique, Centre Universitaire de Guelma, sous la direction de monsieur M.h. Bouchelkha, je tien 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 tien à transmettre mes chaleureux remerciements à tous les enseignants du département électronique et automatique pour leurs conseils scientifiques.

Mes remerciements vont également à tout le personnel du centre de calcul et des laboratoires pour leur soutien moral et les conseils qu'ils m'ont donnés.

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



Zeyneb

Notations

Indices :

r : Grandeur rotorique

s : Grandeur statorique

d : axe d du repère biphasé

q : axe q du repère biphasé

Grandeurs principales :

v_{ds} : Tension statorique dans l'axe d

v_{qs} : Tension statorique dans l'axe q

v_{dr} : Tension rotorique dans l'axe d

v_{qr} : Tension rotorique dans l'axe q

i_{ds} : Courant statorique instantané dans l'axe d

i_{qs} : Courant statorique instantané dans l'axe q

i_{dr} : Courant rotorique instantané dans l'axe d

i_{qr} : Courant rotorique instantané dans l'axe q

ω_s : Pulsation statorique

ω_r : Pulsation rotorique

θ : Angle électrique

Ω : Vitesse de rotation mécanique

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

Paramètres Principaux de la MAS :

R_s : Résistance statorique

R_r : Résistance rotorique

L_s : Inductance statorique

L_r : Inductance rotorique

M : Inductance mutuelle

P : nombre de paires de pôles

T_s : Constant de temps statorique

T_r : Constant de temps rotorique

J : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur

f : Coefficient de frottement visqueux

F : fréquence

Introduction générale

Le secteur industriel fait largement appel aux entraînements électriques à vitesse variable. Ces entraînements exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue et un coût réduit.

Les machines à courant continu caractérisées par une grande souplesse de fonctionnement et ne nécessitant qu'un équipement électrique de faible importance, répondent en partie à ces exigences. Cependant, la présence du système balais-collecteur les pénalise. Elle ne pouvant servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute l'entretien que nécessite le collecteur.

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrone. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages.

- ✚ Elles sont de construction relativement simple, supportent les surcharges, n'exigent pas d'entretien permanent et leur prix à l'achat est acceptable.
- ✚ L'absence du collecteur leur confère une grande fiabilité et une vitesse de rotation plus élevée. Néanmoins, l'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multivariables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande.

En effet, 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 occupé 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 vectorielle (*FOC*) constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique. Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se payent chères. Le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performante et moins coûteuse, ces efforts en étaient récompensés par l'introduction de la commande directe du couple

(DTC), conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente, elle a fait ses preuves mais qui n'était pas sans inconvénients.

Grâce aux évolutions actuelles, beaucoup de travaux de recherches visent à développer les performances de ces deux grandes méthodes.

C'est dans ce domaine que s'insère le présent travail dont l'intitulé est « Commande vectorielle d'une machine asynchrone par orientation du flux statorique »

L'objet de ce travail est d'illustrer le développement complet d'une commande vectorielle à flux statorique orienté dans un environnement MATLAB/SIMULINK.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter l'état de l'art des différentes stratégies de commandes de la machine asynchrone en regroupant l'ensemble des articles ou contenus d'ouvrages, que nous avons choisis de sélectionner pour commencer notre étude.

Au deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone dans le repère biphasé de Park; ce modèle mathématique est établi à partir d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle simplifié biphasé est choisi pour réduire la complexité de la représentation triphasée.

On troisième chapitre nous étudie le modèle de simulation de la machine asynchrone et le modèle de l'onduleur en environnement Matlab/Simulink et on représente le résultat de démarrage à vide et en charge et après celle de l'association onduleur-machine.

Le dernier chapitre concerne la commande vectorielle directe de la machine à flux statorique orienté, nous introduisons ce type de commande et son application sur la machine asynchrone.

Table des matières

Notation

Introduction générale

Introduction	1
I.1. Bref historique sur la MAS	3
I.1.1. Historique de la MAS	3
I.1.2. Présentation	4
I.1.3. Principes généraux	5
I.2. Etat de l'art de la commande de la MAS	6
I.2.1. Introduction	6
I.2.2. Commande scalaire	7
I.2.3. Commande vectorielle	9
I.2.3.1. Introduction	9
I.2.3.2. Commande vectorielle par orientation du flux	9
I.2.4. La commande vectorielle dans les applications industrielles	13
I.3. Résumé de l'état de l'art de la stratégie de commande pour les machines électriques	15
I.3.1. Commande scalaire (scalaire control)	15
I.3.2. Commande vectorielle (FOC : Field oriented control)	15
Conclusion	16

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone

II.1. Introduction	17
II.2. Modèle mathématique de la machine asynchrone	18
II.2.1. Description- hypothèses simplificatrices	18
II.2.2. Equations générales de la machine idéalisée	19

II.2.3. Transformation du system triphasé	22
II.2.4. Transformation triphasé-diphasé	23
II.2.4.1. Armature triphasée équilibrée	24
II.2.4.2. Armature déphasée équilibrée.....	24
II.2.4.3. Transformation de Park.....	25
II.2.4.4. Emploi de la transformation de PARK.....	27
II.2.4.4.1 Forme générale des équations transformées.....	28
II.2.4.4.2Utilisation des différents systèmes d'axes de cordonnées.....	32
A/ système immobile par rapport au stator.....	32
B/ système immobile par rapport au rotor	33
C/ système lié au champ tournant	34
Conclusion	35

Chapitre III

Modèle de la machine asynchrone et l'onduleur de tension en environnement Matlab/Sumilink

III.1. Introduction	36
III.2. Schéma bloc de la MAS	37
III.2.1. Stator	37
III.2.2. Rotor	38
III.2.3. Equation mécanique	41
III.3. Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension	45
Résulta de simulation de la machine asynchrone pour démarrage à vide	46
Résulta de simulation pour démarrage en charge	47
III.4. Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux	48
III.4.1. Commande en courant de l'onduleur de tension	50
III.4.2. La technique de commande par hystérésis.....	50
III.5. Association Onduleur-MAS	54
Résulta de la simulation de la machine asynchrone associée avec onduleur à hystérisé	55
III.6. Interprétation des résultats	56
Conclusion	58

Chapitre IV

Modèle de la commande vectorielle à flux statorique orienté

IV.1. Introduction	59
IV.2. Contrôle par flux orienté	60
IV.3. Principe de la commande à flux statorique orienté	60
IV.4. Association commande-machine	66
Résulta de la simulation	67
Conclusion	69

Chapitre I

Etat de l'art

Introduction:

Depuis que l'homme sait mettre au service de son imagination les objets qui l'entourent, il n'a cessé d'élever sa condition en créant d'innombrables procédés techniques de déplacement et de transformation de la matière d'oeuvre. Souvent, la maîtrise des mouvements est à la base de ces procédés : c'est le cas pour de nombreuses applications industrielles qui nécessitent un contrôle de vitesse et de position de ses actionneurs. Parmi ceux-ci, le moteur électrique est probablement le plus employé à ce jour.

Les lois qui régissent la dynamique des mouvements de rotation nous montrent que le contrôle du couple appliqué à un mobile permet d'en maîtriser la vitesse et la position. Le moteur électrique à courant continu répond parfaitement à cet impératif : il suffit de contrôler son courant d'induit pour en contrôler son couple. En outre, il est nécessaire de pouvoir élaborer un modèle de l'application aussi proche que possible de la réalité : il faut pouvoir prendre en compte les régimes transitoires qui sont plus contraignants que les régimes établis afin que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique. Ce qui n'est pas facile à faire pour le moteur asynchrone... Mais le moteur à courant continu reste, par construction cher et pose des problèmes d'usure et de maintenance : beaucoup d'applications, sensibles au rapport coût/fiabilité, ont dû se contenter des performances intrinsèques moindres du moteur asynchrone.

La machine asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin la machine la plus utilisée en industrie, les chercheurs ne se lassent d'améliorer ses performances tant à la machine elle-même (*MAS* multi phases et à double étoile, *MAS* à double cage, et à cage profonde, *MAS* doublement alimentée, *MAS* utilisés en génératrices ...), qu'à sa commande, autant que permettent les progrès en matières de composants électroniques et matériaux industriels. Par contre le contrôle de la *MAS* se heurte à une grande complexité physique liée au couplage électromagnétique entre le stator et le rotor. La machine asynchrone a donc été utilisée essentiellement à vitesse constante.

Toutefois le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence

variable a été possible grâce d'une part, au développement des calculateurs puissants tel que les *DSP*, et les microcontrôleurs facilitant ainsi l'implantation d'algorithmes complexes temps réel dans les systèmes d'informatiques industriels actuels, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Les problèmes d'alimentations et de calculs étant réglés, de diverses commandes ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes permettant ainsi d'étendre la gamme de puissance d'utilisation de la *MAS* dans les commandes à vitesse variable et supplanté la machine à courant continu longtemps utilisée.

Les commandes les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple.

I.1. Bref historique sur la MAS:

I.1.1. Historique de la MAS:

L'histoire des moteurs électriques remonte jusqu' à 1820, quand Hans Christian Oersted a découvert l'effet magnétique d'un courant électrique. Un an après, Michael Faraday a découvert la rotation électromagnétique et a construit le premier moteur primitif de courant continu. Faraday par la suite en 1831 a découvert les phénomènes électromagnétiques.

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. En 1889, Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891.

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé. Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage mis au point en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV ainsi que des nouveaux métros parisiens.

I.1.2. Présentation:

La machine se compose de deux pièces principales :

- Le stator est relié au réseau ou à un variateur de vitesse.
- Le rotor est constitué de conducteurs en court-circuit qui sont parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques.

Cette machine peut, selon sa construction, être reliée à un réseau monophasé ou polyphasé (généralement triphasé car c'est celui de la distribution).

Bien que réversible, la machine asynchrone est principalement (mais pas exclusivement) utilisée en moteur.



Figure (I.1) : Rotor (à gauche) et stator (à droite) d'une machine asynchrone 0,75 kW.

I.1.3. Principes généraux:

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée **vitesse de synchronisme**.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.

La machine est dite **asynchrone** car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, vu dans le référentiel du rotor, il n'y aurait pas de variation de champ magnétique ; les courants s'annuleraient, de même que le couple qu'ils produisent, et la machine ne serait plus entraînée. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée *vitesse de glissement*.

Lorsqu'il est entraîné au-delà de la vitesse de synchronisme — fonctionnement hypersynchrone — la machine fonctionne en générateur alternatif. Mais son stator doit être forcément relié au réseau car lui seul peut créer le champ magnétique nécessaire pour faire apparaître les courants rotoriques.

Un fonctionnement en générateur alternatif autonome est toutefois possible à l'aide de condensateurs connectés sur le stator, à condition qu'il existe un champ magnétique rémanent. On retrouve cette même problématique lorsqu'on cherche à faire fonctionner des machines à courant continu à excitation série en génératrice. À défaut, des dispositifs d'électronique de puissance et une batterie permettent d'amorcer le fonctionnement en génératrice autonome. Cette solution est mise en œuvre pour produire de l'électricité à l'aide d'éoliennes ou de groupes électrogènes, constitués d'une génératrice couplée à un moteur à combustion interne.

I.2. Etat de l'art de la commande :

I.2.1. Introduction:

Dans les années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position et de précision. En effet, à cette époque, les industriels ont mis au point des asservissements analogiques performants qui ont contribué à rendre pratiquement incontournable ce type de moteur pendant plusieurs décennies dans la plupart des installations industrielles que ce soit en robotique ou en commande numérique de machines-outils. Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients de par son prix élevé (tant en fabrication qu'en maintenance). A cause de son collecteur, sa puissance et sa vitesse de rotation se retrouvent limitées, sa sensibilité vis à vis des environnements corrosifs et son incapacité à travailler en atmosphère explosive.

Aussi, ces limitations d'emploi ont poussé la recherche vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines à courant alternatif, en particulier le moteur asynchrone. Ainsi, les progrès effectués en électronique de puissance et de commande ont permis de remplacer les machines à courant continu par des machines à courant alternatif dans le domaine de la vitesse variable. On peut citer à titre d'exemple la traction électrique (trains à grande vitesse) où les moteurs à courant continu des années 1970 ont été remplacés par des moteurs synchrones autopilotés dans les années 1980, puis par des machines asynchrones en 2000 cette mutation s'est également produite sur les métros et d'autres moyens de transport.

De ces études sur les entraînements électriques à vitesse variable, il ressort que le moteur à cage est de loin le moins coûteux en terme de construction et d'entretien, et le plus électromécaniquement robuste des moteurs alternatifs. Cependant, le développement de stratégies de commande pour contrôler la vitesse des moteurs asynchrones est préalablement nécessaire, parce que contrairement à leur structure mécanique qui est robuste et simple, sa structure mathématique est très complexe (système multi variable et non linéaire). C'est dans ce domaine qu'un effort considérable de recherches a été réalisé.

L'objectif étant de trouver des stratégies de commande de vitesse convenables aux moteurs asynchrones.

Depuis quelques décennies plusieurs stratégies de commandes ont été développées et améliorées en Commande scalaire, et Commande vectorielle.

I.2.2. 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 oeuvre. La figure (I.2), montre la structure d'une commande scalaire.

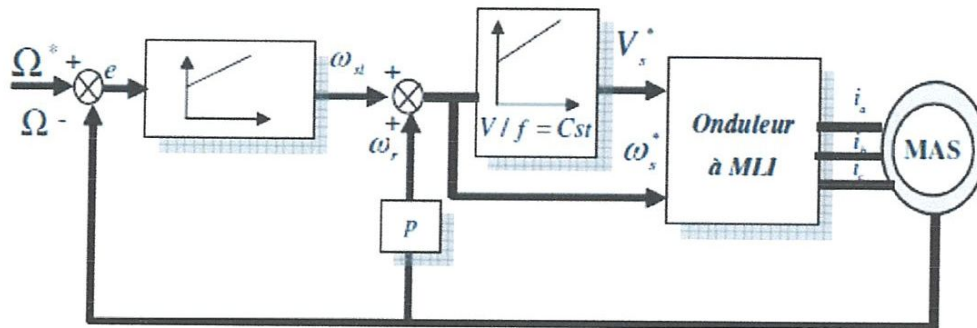


Figure (I.2) : Schéma classique de commande scalaire

Dans ce cadre, parmi les travaux les plus significatifs, nous citons les suivants:

[1] a effectué une introduction à la commande vectorielle des MAS mais il présente aussi la commande scalaire à $V/f = \text{constante}$ qui possède plusieurs lois de commande en U/f suivant les applications souhaitées (couple constant ou variable). Y figurent également quelques améliorations possibles comme la compensation « RI » qui permet de ne pas négliger l'influence de la résistance statorique et la compensation de glissement. On parle alors de variateur à $E/f = \text{constante}$

[2] ce travail commence par l'étude du principe de la commande scalaire, qui occupe une place non négligeable dans l'industrie,

[3] Parmi les nombreuses possibilités à disposition pour le réglage d'un MAS, dans ce travail l'auteur étudie la variante d'un contrôle indirect du flux par courant statorique

I.2.3. Commande vectorielle:

I.2.3.1. Introduction :

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. 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.

I.3.3.2. Commande vectorielle par orientation de flux:

La commande vectorielle (*FOC*) constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires.

La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

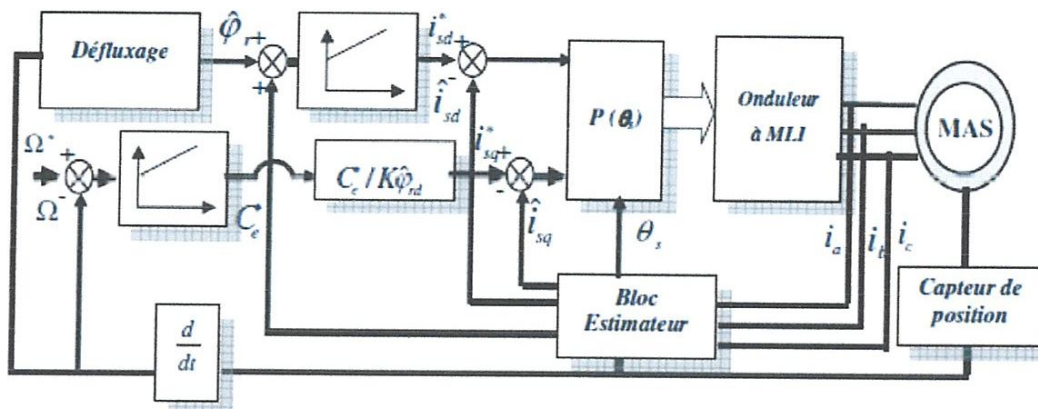


Figure (I.3) : Structure de la commande à flux rotorique orienté

Dans ce cadre, parmi les travaux les plus significatifs, nous citons les suivants:

[4] Dans ce travail l'auteur a abordé l'étude de la commande à flux rotorique orienté. Une technique de découplage est proposée, il évoque les limitations liées à celles de l'estimateur de flux utilisé ainsi qu'une technique permettant d'éviter une éventuelle divergence du système due à l'évolution des paramètres du modèle en cours de fonctionnement. Un calcul pratique des différents régulateurs (flux, couple, vitesse).

[5] Dans ce travail, l'auteur s'intéresse à la machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. La stratégie de commande développée est basée sur un contrôle vectoriel avec une orientation du flux rotorique, avec une loi de répartition de puissances

actives entre le stator et le rotor. Cette loi de répartition de puissance donne lieu à une relation entre la pulsation des grandeurs statoriques et la pulsation des grandeurs rotoriques qui permet d'optimiser le dimensionnement de chaque convertisseur.

[2] Dans ce travail l'auteur a effectué un développement complet d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrones (*IRFOC*). Avec une tentative d'amélioration de cette commande. En partant par l'onduleur de tension, passant par les régulateurs, et achevant par des techniques pour supprimer les capteurs.

Une étude théorique étendue de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (*IRFOC*) a été présentée, ainsi que pour la commande *DTC*, en vue de faire une étude comparative sous environnement **Simulink** de **Matlab** des performances qu'offrent ces deux grandes méthodes qui dominent l'industrie de la commande des machines électriques à hautes performances.

L'auteur a conclu que les deux méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients, et vu les progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semi-conducteurs il est difficile de les départager, la meilleure méthode sera donc celle qui sera améliorée par les techniques modernes afin d'en garder les avantages et supprimer les inconvénients.

[6] présente une étude sur la commande directe du couple de la MAS.

Après avoir exposé les principes de la commande vectorielle des machines asynchrones, en se limitant plus particulièrement à la commande indirect flux rotorique orienté appelée IFOC (Indirect Field Oriented Control). On décrira les principales structures nécessaires pour le contrôle des courants, le calage du référentiel et le contrôle de flux rotorique.

Dans ces études, nous développons le principe des commandes en amplitudes de la MAS avec un intérêt particulier au contrôle direct du couple, noyau de notre thème. Pour cette stratégie de commande, nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique en se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux et en utilisant les vecteurs de tension générés. La deuxième partie de ce chapitre est destinée à l'étude de l'effet des bandes hystérésis sur les performances de la commande *DTC*. On terminera par l'étude du contrôle vectoriel

direct du flux statorique [Direct Self Control (DSC)].

[7] présenté une étude a la commande adaptative de la MAS

Elle présentée la stratégie de la commande vectorielle à flux orienté appelée (FOC). Cette technique nécessite la connaissance de la position du flux ou de la position du rotor afin de contrôler le couple et la vitesse de la machine. Pour cela et pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, nous allons présenter la technique d'estimation de flux et de la vitesse en utilisant le filtre de Kalman au lieu d'en effectuer une mesure directe à l'aide d'un capteur.

Le but de cette thèse dans un premier lieu est de présenter une multitude de techniques de commande alternatives à la commande vectorielle, à savoir (les commandes sans capteur et la commande adaptative). Puis la mise en oeuvre d'une loi de commande non linéaire, prédictive et adaptative prédictive de haute performance appliquée à la machine asynchrone, avec comme objectif d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbation

[8] présente la MAS comme étant la solution du futur pour les industries de pompage. Le contrôle qu'il adopte est assuré par l'orientation du flux statorique. Il évalue la stabilité de la MAS à l'aide de la méthode des petites variations autour du point de fonctionnement. Cette approche lui permet de tracer le lieu des pôles du système

[9] Dans cette thèse, l'auteur présent un contrôleur base sur la commande non linéaire par linéarisation d'entrée-sortie. La faisabilité d'une telle approche est certes déjà établie dans la littérature.

Cette thèse sera consacrée à l'analyse du principe de linéarisation par orientation de flux. Différentes simulations de stratégies de commande basées sur la méthode du flux orienté sont présentées et nous montrerons que lorsque le défluxage est effectué, le découplage est critique.

[10] présente une étude sur le contrôle vectoriel d'une MAS dans un référentiel orienté selon le flux statorique.

Les stratégies de type contrôle vectoriel par orientation sur le flux sont particulièrement performantes. Le choix d'une orientation selon le flux rotorique a l'avantage de permettre un découplage entre le flux et le couple assez simple, mais l'inconvénient d'une forte dépendance vis-à-vis des paramètres de la

machine. Une stratégie par orientation selon le flux statorique est abordée dans le cadre de ce travail, elle est caractérisée par un découplage plus complexe entre le flux et le couple, mais dépend moins des variations des paramètres de la machine, surtout de la constante de temps rotorique. La stratégie proposée ici s'appuie sur trois approches complémentaires: une étude théorique, des simulations numériques et des vérifications expérimentales.

-La connaissance du flux statorique est une condition indispensable pour garantir un bon fonctionnement du réglage. Les trois flux de phase sont obtenus par intégration analogique suivie d'un traitement numérique. L'effet d'une valeur imprécise de la résistance statorique est examiné analytiquement et par simulation. Un filtrage numérique adapté en fonction de la vitesse de la machine permet de diminuer l'influence néfaste sur le réglage d'une valeur de la résistance mal connue.

[11] cet article, proposé 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

I.2.4. La commande vectorielle dans les applications industrielles:

Grâce à la "commande vectorielle de flux", nous avons les moyens de contrôler séparément les flux du stator et du rotor sur toute la plage de vitesse du moteur. Nous pouvons donc envisager de faire fonctionner le moteur asynchrone avec la loi de commande qui convient le mieux : commande en vitesse, en courant, à couple constant, à puissance (couple • vitesse angulaire) constante, etc. En outre,

les puissances de calcul des microprocesseurs installés dans un variateur de vitesse électronique moderne autorisent la prise en compte d'événements externes afin d'adapter, voire de changer, la loi de commande du moteur au cours du cycle de mouvement.

Cette double souplesse rend l'ensemble "variateur à commande vectorielle de flux / moteur asynchrone" apte à répondre aux besoins spécifiques de la plupart des applications industrielles. A titre

d'exemple, non exhaustif, nous allons mettre en évidence la contribution de la commande vectorielle de flux au coeur des applications de manutention (convoyeurs, palettiseurs, enrouleurs), de pompage (pompes, centrifugeuses, extrudeuses, ventilateurs), de levage (grues, ponts roulants, ascenseurs) et d'emballage (encaisseuses, étiqueteuses, remplisseuses, banderoleuses) : la commande vectorielle de flux trouvera sa place dans le contrôle de mouvement de fonctions communes à plusieurs applications :

Fonctions	Applications			
	Manutention	Pompage	Levage	Emballage
Commande en couple	■	■		■
Freinage			■	■
Equilibrage	■	■		■
Positionnement	■		■	
Mesure de charge			■	

I.3. Résumé de l'état de l'art des stratégies de commande pour les machines électriques:

I.3.1. Commande scalaire (Scalaire control):

L'une des premières commandes pour les MAS, Ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase.

- _ N'est valable qu'en régime permanent.
- _ Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes.
- _ Reste inadaptée lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine

I.3.2. Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control):

Introduite par Blaschke en 1972 Consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui du MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple. Cependant elle:

- _ Nécessite la mise en place d'1 capteur mécanique sur l'arbre de la MAS
- _ Reste sensible vis-à-vis les variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.

Chapitre II

Modèle de la machine asynchrone et l'onduleur

II.1. Introduction :

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de définir par un modèle mathématique. C'est ce qu'on appelle modélisation; Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

A cet effet, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente, et après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de machine asynchrone alimentée en tension.

II.2. Modèle mathématique de la machine asynchrone :

Un modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulations courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Le moteur asynchrone et comme toute machine à courant alternatif admet sous réserve de quelques hypothèses simplificatrices, un modèle défini par un système algèbro-différentiel non linéaire. La modélisation de la machine asynchrone en vue de la commande repose principalement sur les travaux de G. Kron. Il a été proposé pour ce système un nombre important de réalisations en fonction des objectifs de commande (couple, vitesse, position), de la nature de la source de puissance (tension, courant), du référentiel de travail ($\{a, b, c\}$, ou $\{d, q\}$) et des composantes du vecteur d'état (flux ou courants statoriques et rotoriques).

II.2.1. Description- hypothèses simplificatrices :

- La machine asynchrone se compose :
 - D'un primaire (stator), portant un bobinage triphasé, relié à l'alimentation
 - D'un secondaire (rotor), qui peut être soit bobiné soit à cage d'écueil.

Si le rotor est bobiné, il porte un bobinage triphasé, l'extrémité de chaque phase est reliée à une bague sur laquelle frottent des balais fixe. Cela permet d'accéder au rotor pour modifier les caractéristiques, par un rhéostat de démarrage, ou pour de relier à un montage d'électronique de puissance.

Si le rotor est à cage, il est formé par des barres celées entre elle à chaque extrémité du rotor par des anneaux.

Nous considérons ici le cas du rotor bobiné et supposerons la machine triphasée tant au primaire qu'au secondaire. si le rotor est à cage on peut en effet considérer le bobinage triphasée équivalent.

- On effectue les hypothèses suivantes :
 - L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochés est négligé
 - La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
 - Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
 - On admet de plus que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

II.2.2. Equations générales de la machine idéalisée :

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

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

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

En désignant par :

- $[v_{ABC}] = [v_A \ v_B \ v_C]^t$ Tels que : v_A, v_B, v_C : tensions appliquées au stator
- $[v_{abc}] = [v_a \ v_b \ v_c]^t$ Tels que : v_a, v_b, v_c : tensions rotoriques
- $[i_{ABC}] = [i_A \ i_B \ i_C]^t$ Tels que : i_A, i_B, i_C : courant statoriques
- $[i_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^t$ Tels que : i_a, i_b, i_c : courant rotoriques

- $[\Psi_{ABC}] = [\Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^t$ Tels que : Ψ_A, Ψ_B, Ψ_C : flux totaux statoriques
- $[\Psi_{abc}] = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^t$ Tels que : Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c : flux totaux rotoriques
- $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$ Tels que : $R_s = R_A = R_B = R_C$: Résistance d'un enroulement statoriques
- $[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$ Tels que : $R_r = R_a = R_b = R_c$: Résistance d'un enroulement rotoriques

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 θ 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 l'orque leurs axes coïncident, on à donc :

- **Équation mécanique:**

Equation de mouvement :

On appelle C_{em} le couple électromagnétique développé par la machine, C_r le couple résistant de la charge, J l'inertie totale ramenée sur l'arbre de la machine et f le coefficient total de frottement visqueux. Par application du principe fondamental de la dynamique, on obtient l'équation mécanique du modèle en abc :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - f\Omega \dots \dots \dots (II.6)$$

Equation du couple :

$$C_e = p(\Psi_{ds}i_{qs} - \Psi_{qs}i_{ds}) \dots \dots \dots (II.7)$$

II.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.

II.2.4. Transformation triphasé-diphasé:

On veut définir l'équivalence entre deux armatures l'une triphasée équilibrée et l'autre diphasée équilibrée.

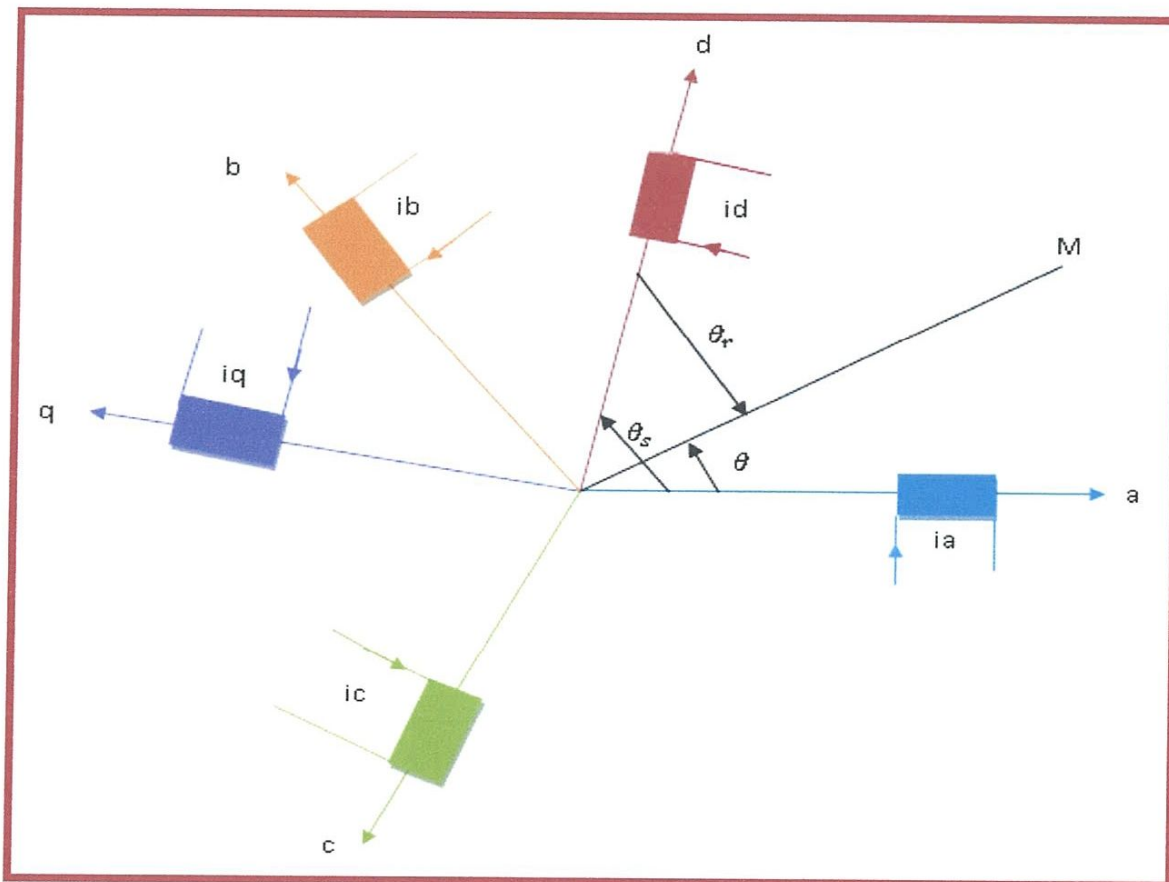


Fig. II.1 : Représentation d'une machine asynchrone triphasée

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

II.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 $2.p/3.p$ 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.

II.2.4.2. Armature déphasée équilibrée :

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

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

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

Soit tous calculs faits :

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

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

II.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.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{K.N}{\hat{K}\hat{N}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \gamma & \gamma & \gamma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

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

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 :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.8)$$

- 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 :

$$[B] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.9)$$

- 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.

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

II.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 considéré 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 substitut les enroulement équivalents d'axes dq tournant a la vitesse $\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r$ par rapport au rotor .

$$\theta_s = \theta + \theta_r \rightarrow \frac{d}{dt} \theta_s = \frac{d}{dt} \theta + \frac{d}{dt} \theta_r$$

$$\text{D'où } \omega_c = \omega_m + \omega_r$$

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

ω_s : vitesse angulaire du champ électromagnétique du stator par rapport au stator (pulsation statorique)

ω_r : vitesse angulaire du champ électromagnétique du stator par rapport au rotor (pulsation rotorique)

ω_c : vitesse angulaire du système de coordonnées communs par rapport au stator

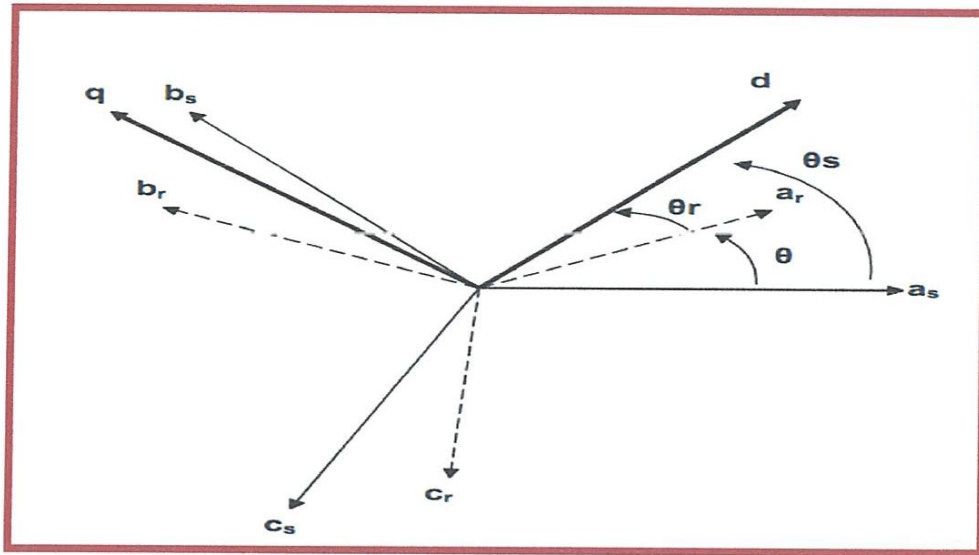


Fig. II.2 : Transformation de Park et choix des angles de Park

II.2.4.4.1. Forme générale des équations transformées :

➤ 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 :

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

Avcc :

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

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

➤ **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 :

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

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

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

Il peut être aussi représenté de la manière suivante :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_s \Psi_{qs}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_s \Psi_{ds}$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_m) \Psi_{qr}$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{ds}$$

$$\Psi_{ds} = \mathcal{L}_s i_{ds} + \mathcal{M} i_{dr}$$

$$\Psi_{qs} = \mathcal{L}_s i_{qs} + \mathcal{M} i_{qr}$$

$$\Psi_{dr} = \mathcal{L}_r i_{dr} + \mathcal{M} i_{ds}$$

$$\Psi_{qr} = \mathcal{L}_r i_{qr} + \mathcal{M} i_{qs}$$

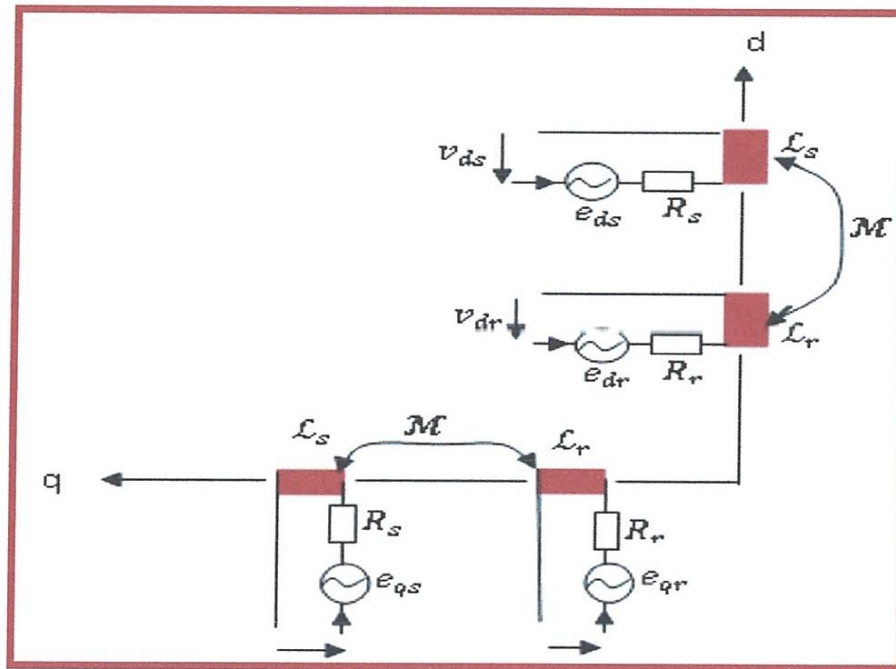


Fig. II.3 : système biphasée de la MAS

Si les tensions d'alimentation sont sinusoïdales et équilibrée :

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

Et pour le rotor on aura :

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

II.2.4.4.2. Utilisation des différents systèmes d'axes de coordonnées :

A/ système immobile par rapport au stator : $\omega_s = 0$

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Psi_{sd} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_{sq} \end{aligned} \dots\dots\dots (II.10)$$

$$\begin{aligned} v_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Psi_{rd} + \omega_m \Psi_{rq} \\ \tilde{v}_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Psi_{rq} - \omega_m \Psi_{rd} \end{aligned} \dots\dots\dots (II.11)$$

Pour l'alimentation :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= v_{ms} \cos(\omega_s t + \alpha - \theta_{s0}) \\ v_{sq} &= v_{ms} \sin(\omega_s t + \alpha - \theta_{s0}) \end{aligned} \Rightarrow \begin{aligned} v_{rd} &= v_{mr} \cos[(\omega_r + \omega_m)t + \alpha - \theta_{r0}] \\ v_{rq} &= v_{mr} \sin[(\omega_r + \omega_m)t + \alpha - \theta_{r0}] \end{aligned}$$

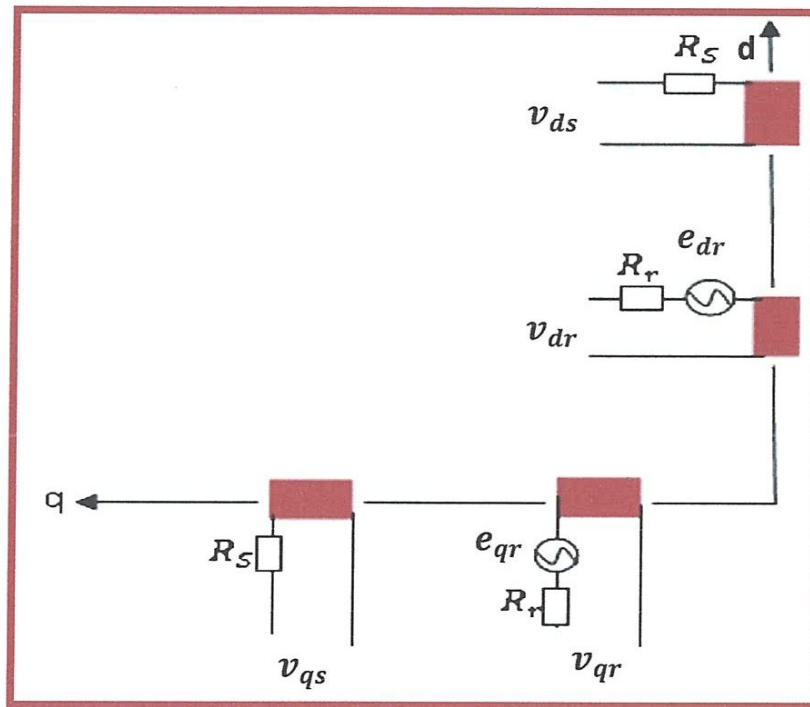


Fig. II.4 : système immobile par rapport au stator

B/ système immobile par rapport au rotor : $\omega_a = \omega_m$

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_m \Psi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} - \omega_m \Psi_{ds} \end{aligned} \dots\dots\dots (II.12)$$

$$\begin{aligned} v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} \end{aligned} \dots\dots\dots (II.13)$$

Pour l'alimentation :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= v_{ms} \cos[(\omega_s - \omega_m)t + \alpha - \theta_{s0}] \\ v_{qs} &= v_{ms} \sin[(\omega_s - \omega_m)t + \alpha - \theta_{s0}] \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} v_{dr} &= v_{mr} \cos(\omega_r t + \alpha - \theta_{r0}) \\ v_{qr} &= v_{mr} \sin(\omega_r t + \alpha - \theta_{r0}) \end{aligned}$$

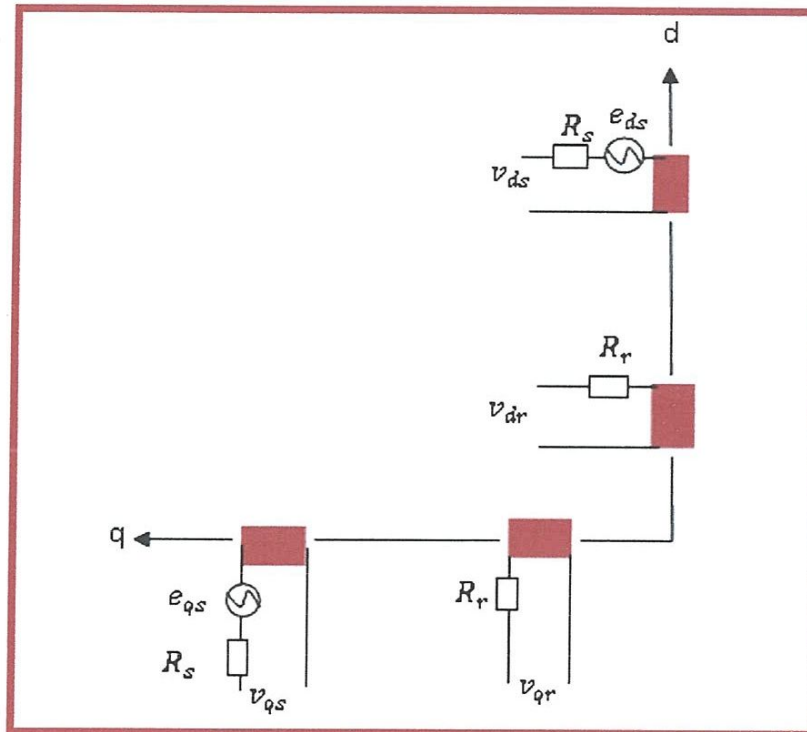


Fig. II.5 : système immobile par rapport au rotor

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

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_s \Psi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_s \Psi_{ds} \end{aligned} \dots\dots\dots (II.14)$$

$$\begin{aligned} v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_m) \Psi_{qr} = 0 \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{dr} = 0 \end{aligned} \dots\dots\dots (II.15)$$

L'alimentation :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= v_{ms} \cos(\alpha - \theta_{s0}) \\ v_{qs} &= v_{ms} \sin(\alpha - \theta_{s0}) \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} v_{dr} &= v_{mr} \cos[(\omega_r + \omega_m - \omega_s)t + \alpha - \theta_{r0}] \\ v_{qr} &= v_{mr} \sin[(\omega_r + \omega_m - \omega_s)t + \alpha - \theta_{r0}] \end{aligned}$$

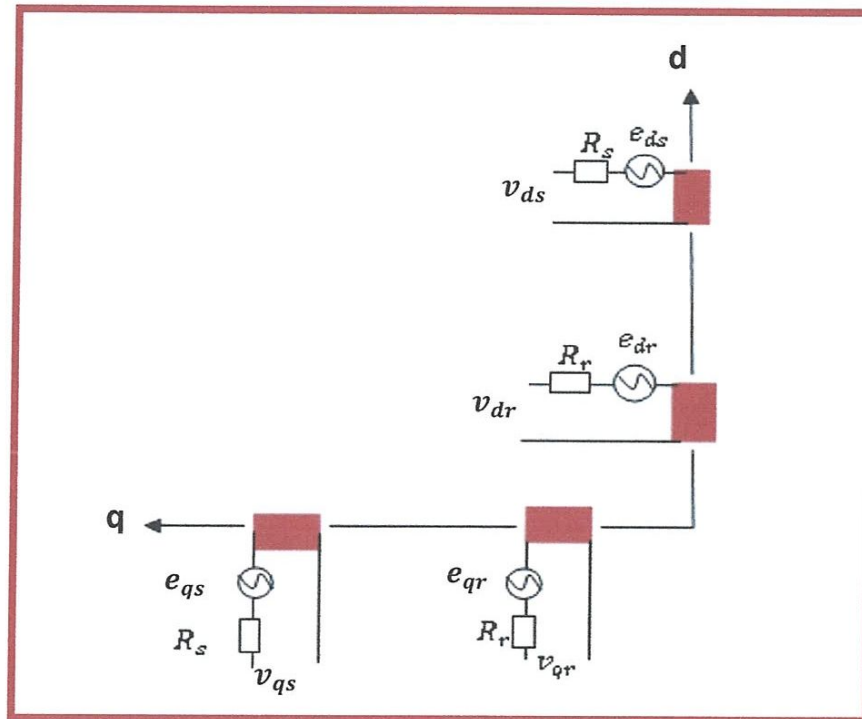


Fig. II.6. Système lié au champ tournant

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a rappelle la structure de la MAS, ainsi que son modèle mathématique dans le repère naturel (a,b,c), Ce modèle est non linéaire et fortement couplé.

Pour contourner cette difficulté on à fait appel à la transformation de PARK.

Le modèle dynamique de la machine écrit dans le repère de PARK puis traduit sous forme d'équation à été simulé.

Chapitre III

Modèle de la machine asynchrone et l'onduleur

III.1. Introduction :

La modélisation et la simulation d'un système physique sont une étape essentielle qui précède toute implémentation matérielle. Dans les langues évoluées, 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- linéarité.

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 :

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

III.2. schéma bloc de la MAS :

Le schéma bloc de la machine synchrone peut être déduit à partir des équations du système immobile par rapport au stator

III .2.1. Stator :

✚ Schéma bloc du flux statorique :

Il est déterminé à partir de l'équation (II.10)

$$\frac{d}{dt} \Psi_{ds} = v_{ds} - R_s i_{ds}$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{qs} = v_{qs} - R_s i_{qs}$$

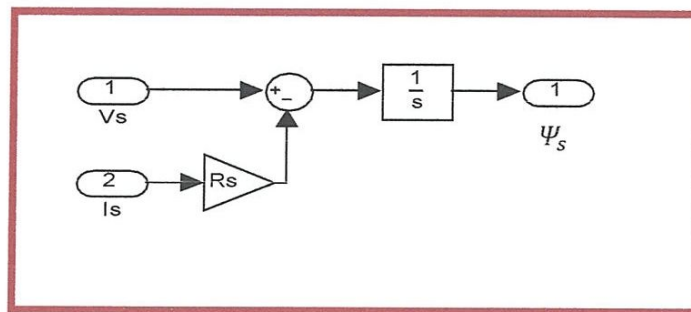


Fig. III.1 : Schéma bloc du flux statorique

✚ Schéma bloc du courant statorique

Les équations du flux (II.4) nous donnent les équations des courant statorique et rotorique suivant :

$$i_{ds} = \frac{1}{L_s} \Psi_{ds} - \frac{M}{L_s} i_{dr}$$

$$i_{qs} = \frac{1}{L_s} \Psi_{qs} - \frac{M}{L_s} i_{qr}$$

D'où les schémas blocs suivants :

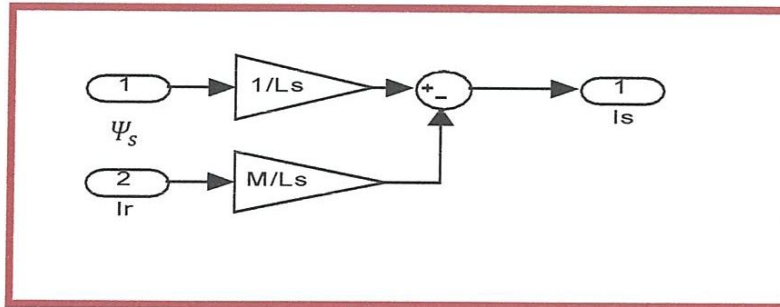


Fig. III.2 : Schéma bloc du courant statorique

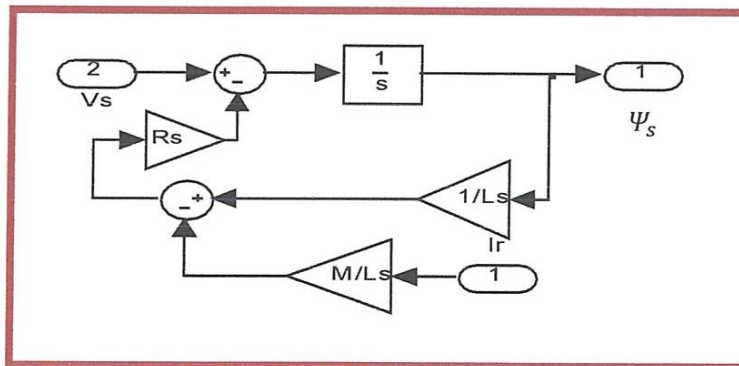


Fig. III.3 : association du flux et courant statorique

III .2.2. Rotor:

✚ Schéma bloc du flux statorique :

✚ Il est déterminé à partir de l'équation (II.11) :

est

$$\frac{d}{dt} \Psi_{dr} = -R_r I_{dr} - \omega_r \Psi_{qr}$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{qr} = -R_r I_{qr} + \omega_r \Psi_{dr}$$

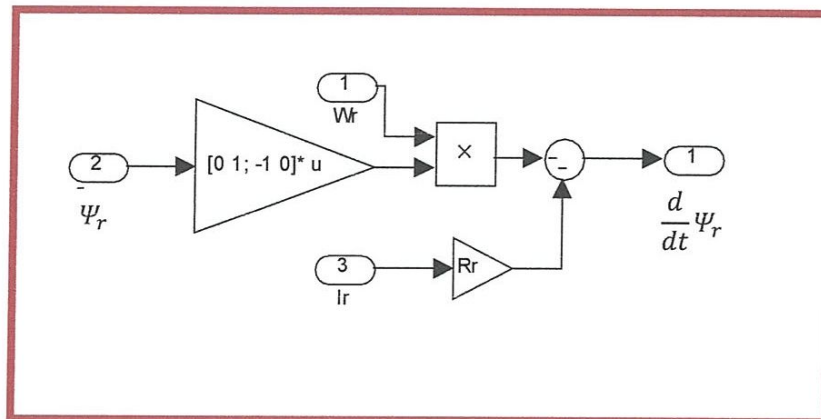


Fig. III.4 : Schéma bloc du flux rotorique

✚ Schéma bloc du courant rotorique:

D'après l'équation de flux rotorique (II.5) on trouve l'expression du courant rotorique suivant :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \psi_{dr} - \frac{M}{L_r} i_{ds}$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \psi_{qr} - \frac{M}{L_r} i_{qs}$$

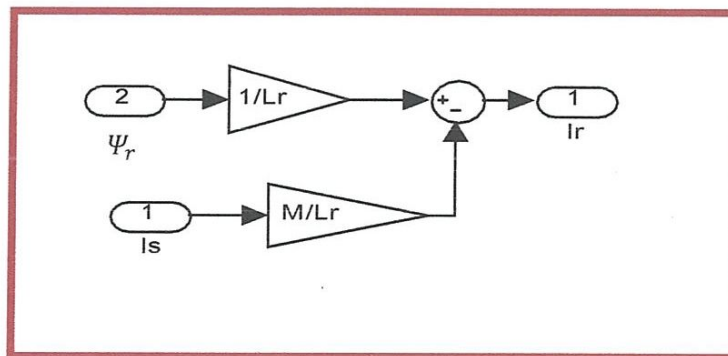


Fig. III.5 : Schéma bloc du courant rotorique

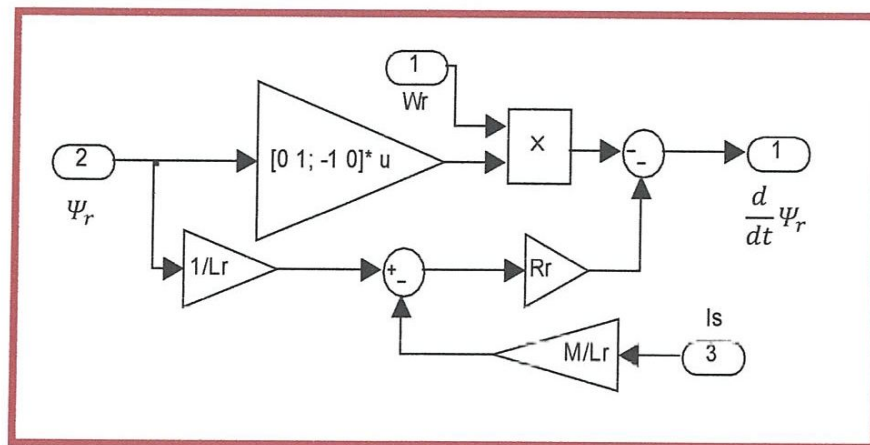


Fig. III.6 : association du flux et le courant rotorique

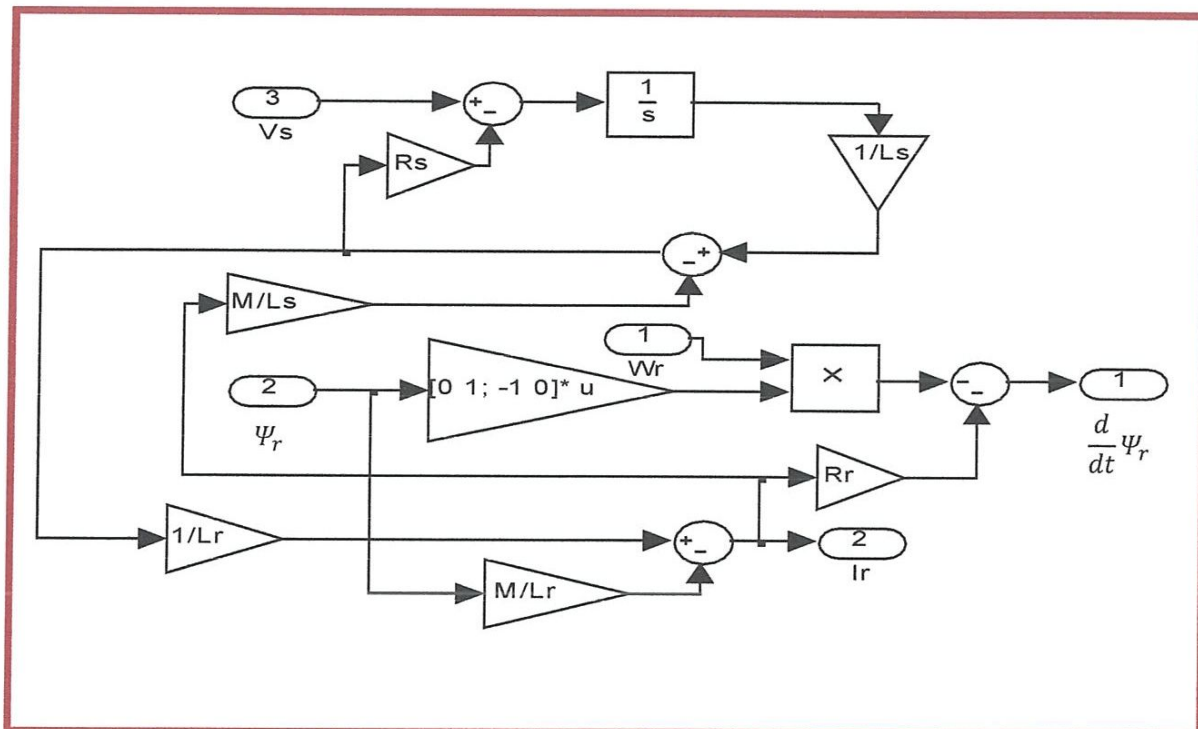


Fig. III.7 : association du flux et courant rotorique et statorique

III .2.3. Equations mécanique

✚ Schéma bloc du couple électromagnétique:

Le schéma bloc de la machine synchrone peut être déduit à partir des équations (II.7)

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

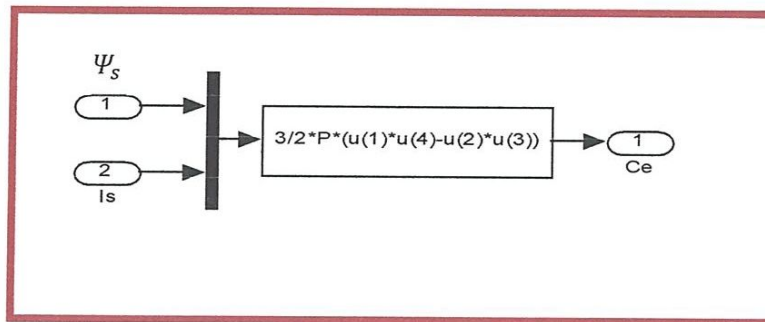


Fig. III.8 : Schéma bloc du couple

✚ Schéma bloc de la vitesse:

L'application de la transformation de Laplace à l'équation de mouvement (II.6) nous donne:

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{sJ + f}$$

D'où le schéma suivant :

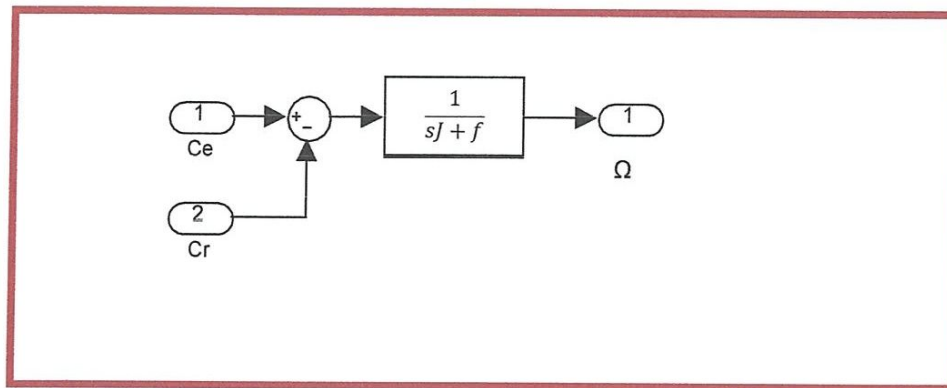


Fig. III.9 : Schéma bloc de la vitesse

✚ Schéma bloc de la pulsation rotorique :

$$\omega_r = P \cdot \Omega$$

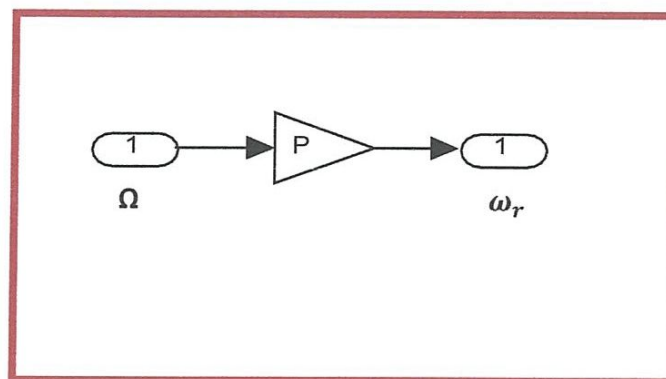
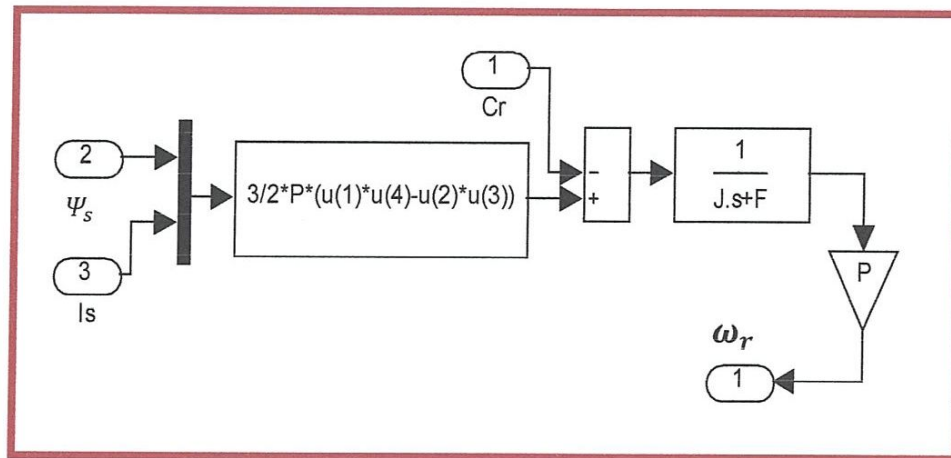


Fig. III.10: Schéma bloc de ω_r

Fig. III.11: association de (C_e, Ω, ω_r)

D'après les schémas bloc des équations de la MAS on trouve le modèle de simulation suivant :

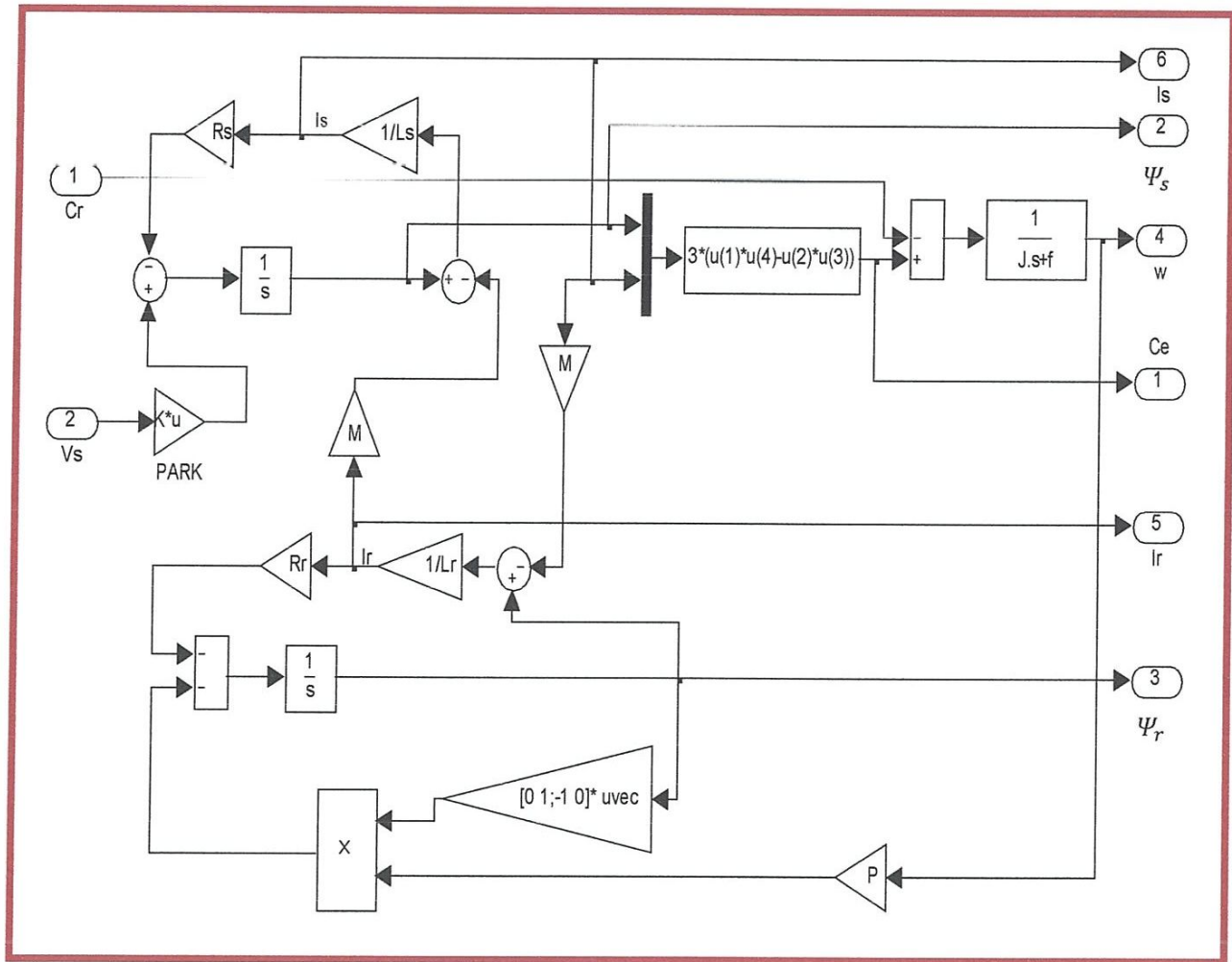


Fig. III.12 : Schéma de simulation

III.3. Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension :

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 résultats de simulation effectués sur Matlab donnés au figure (III.14) , Figure.(III.15), et Figure (III.22) la première donne le démarrage a vide en alimentant la machine par le réseau triphasé et la deuxième montre l'effet de l'application d'un couple résistant a partir de 0.7s sur la vitesse.et la troisième par l'onduleur de tension. Après une seconde de démarrage, on insert un couple résistant de valeur nominale 25 N.m.

Paramètres utilisés :

$$R_s = 1.2\Omega$$

$$M=0.15 H$$

$$R_r = 1.8\Omega$$

$$J = 0.07 \text{ kg. m}^2$$

$$L_s = 0.1554 H$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} = 0.1295 \Omega$$

$$L_r = 0.1568 H$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = 0.0871 \Omega$$

$$P = 2$$

$$I_n = 15 A$$

➦ Résulta de simulation de la machine asynchrone pour démarrage à vide :

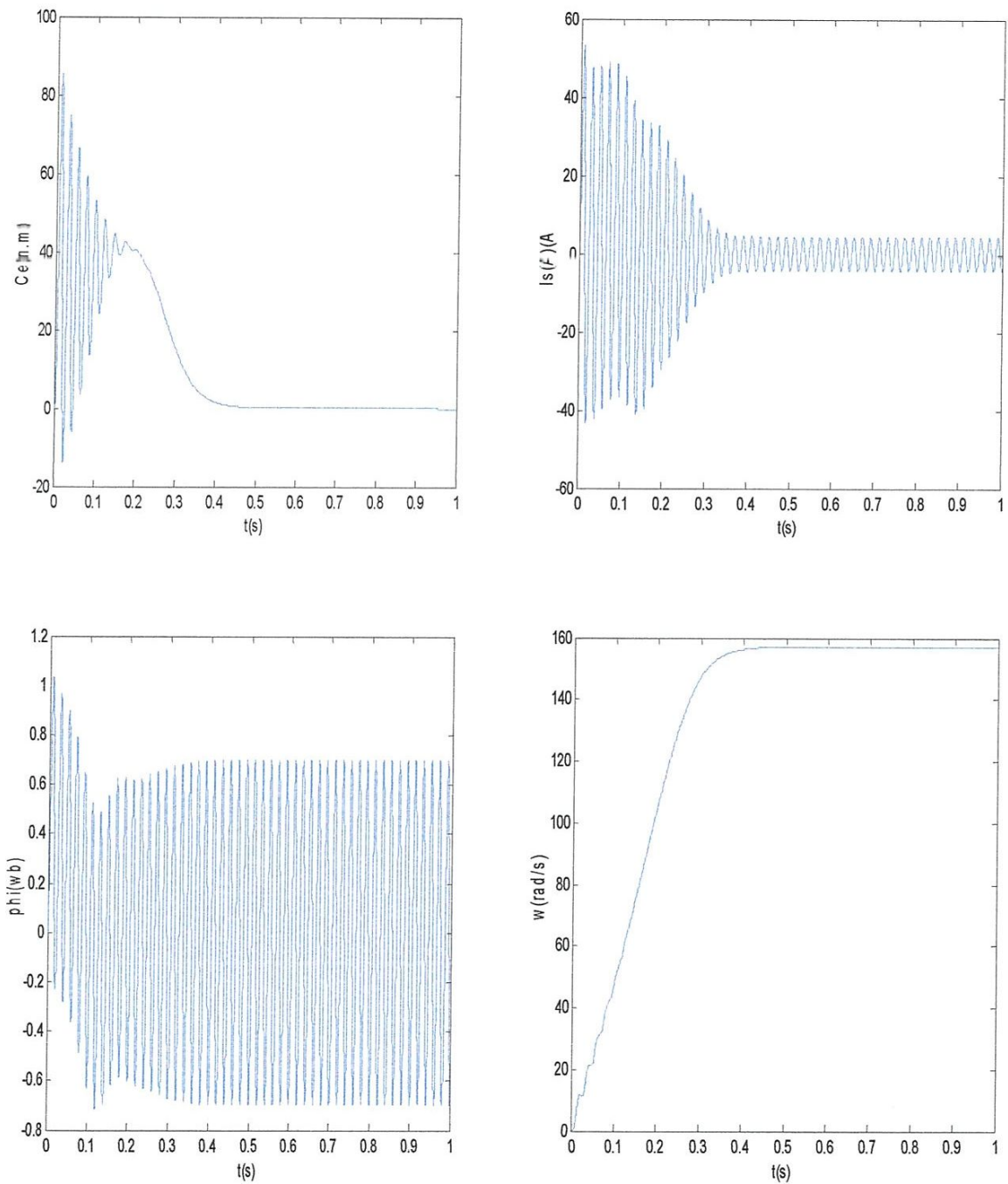


Fig. III.13: démarrage à vide de la MAS

✚ Résulta de simulation pour démarrage à vide avec perturbation ($C_r = 0.8$) :

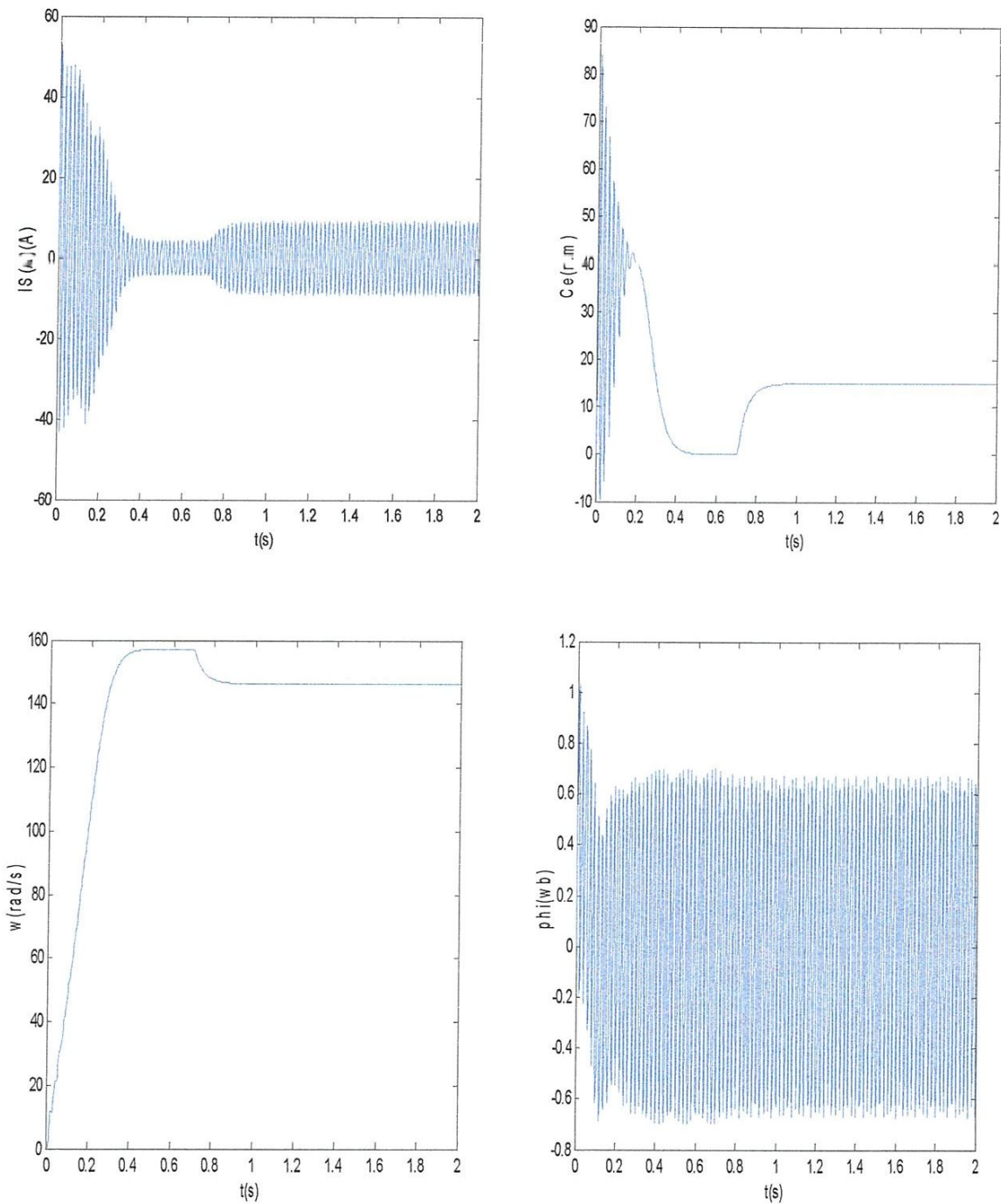


Fig. III.14 : effet de l'application d'un couple C_r

III.4. Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux :

Le schéma représentatif d'une association onduleur-machine peut être donné par la figure III.15.

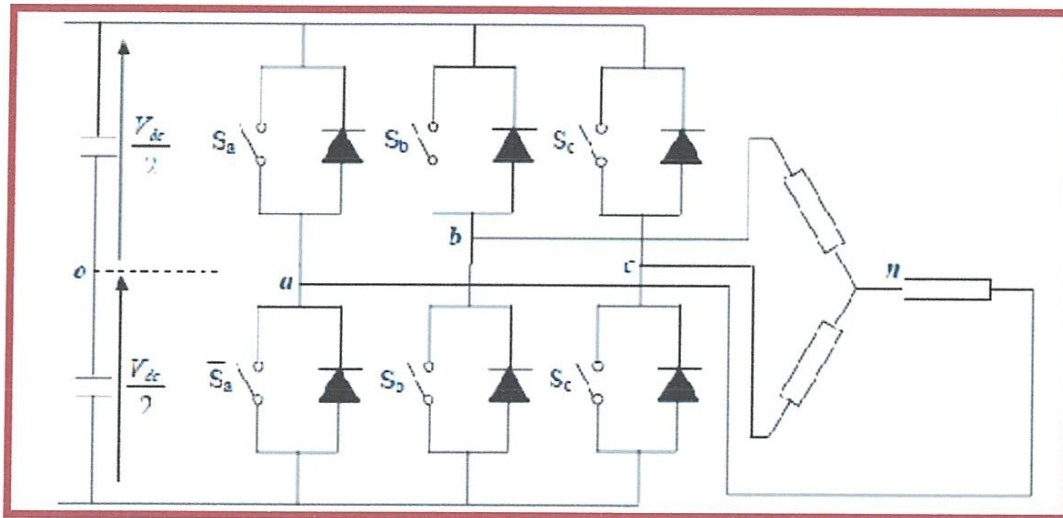


Fig. III.15 : l'onduleur de tension associé à la MAS

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_{jn0} en fonction des signaux de commande S_j tel que :

$$u_{jn0} = S_j u_c - \frac{u_c}{2} \dots \dots \dots (III. 3)$$

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 :

$$U_{an} = ?$$

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

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

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

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

$$U_{an} = \frac{1}{3} [2U_{an0} - U_{bn0} - U_{cn0}] \dots \dots \dots (III.4)$$

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

$$U_{an} = \frac{U}{3} [2S_a - S_b - S_c] \dots \dots \dots (III.5)$$

$$U_{bn} = ?$$

$$U_{bn} = \frac{U}{3} [2S_b - S_a - S_c] \dots \dots \dots (III.6)$$

$$U_{cn} = ?$$

$$U_{cn} = \frac{U}{3} [2S_c - S_a - S_b] \dots \dots \dots (III.7)$$

L'écriture matricielle de ces équations donne :

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

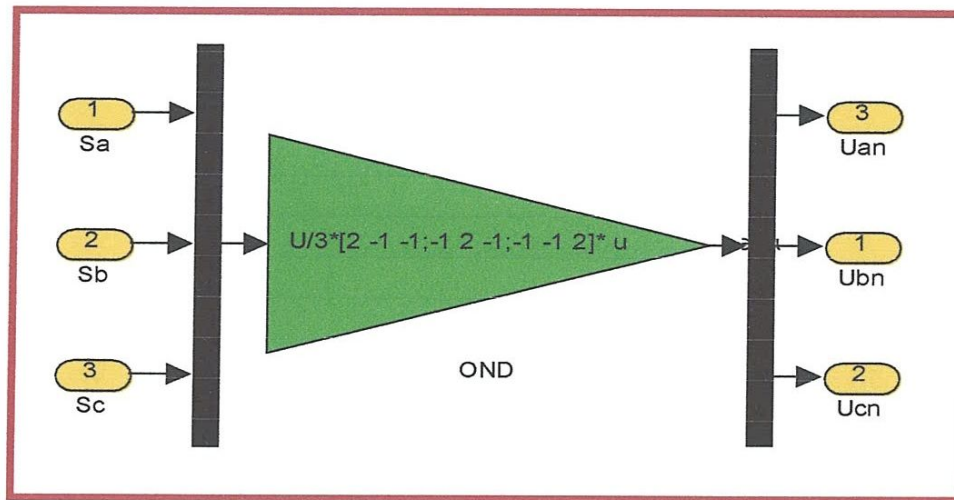


Fig. III.16 : schéma bloc de l'onduleur

III.4.1. 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. 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 haute exactitude de poursuite. Parmi plusieurs stratégies de contrôle de courant, on choisit la commande par hystérésis.

III.4.2. 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.III.17 donne le principe de cette commande en monophasé : si le courant mesuré i est inférieur à la référence I_{ref}

Augmenté d'une fourchette : δ . 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.

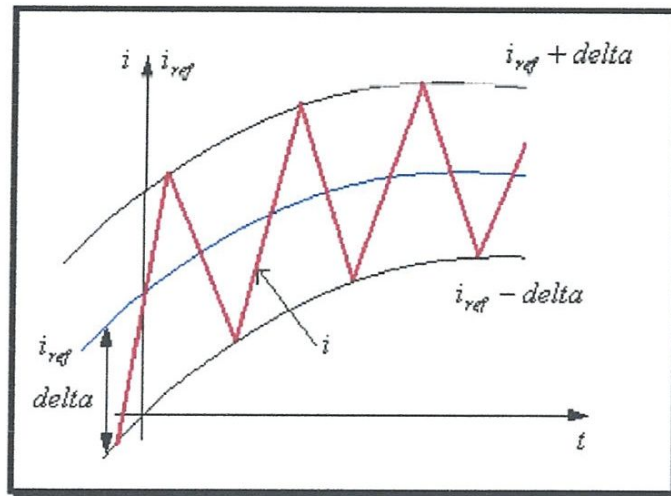


Fig. III.17: Signaux dans une commande par hystérésis.

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).

En triphasé, la même procédure qu'en monophasé est suivie. La Fig. (III.18) donne le schéma fonctionnel de la commande par hystérésis en triphasé.

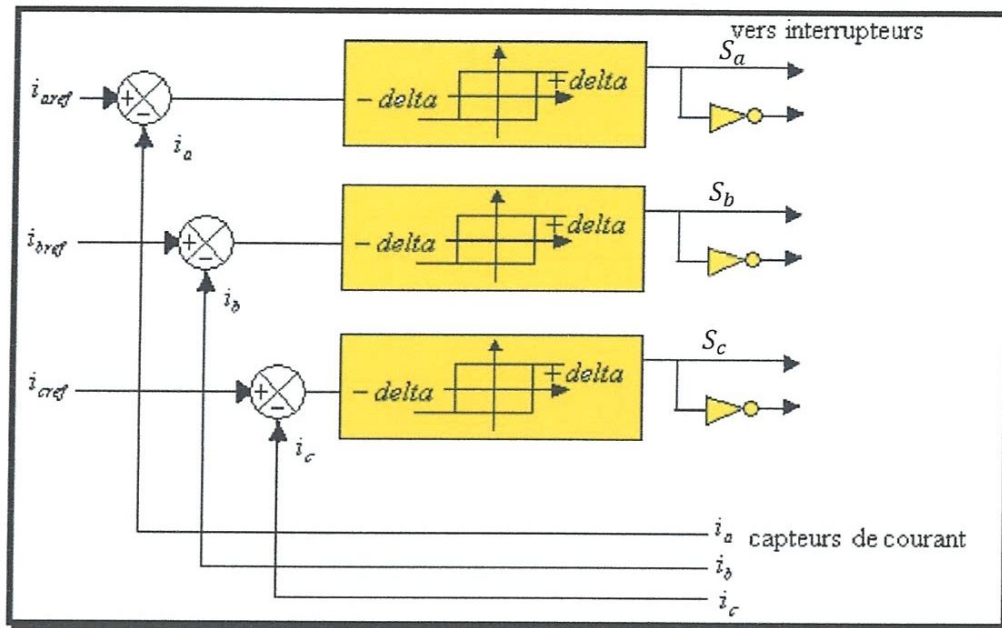


Fig. III.18 : Schéma fonctionnel de la commande par hystérésis triphasée.

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 :

- 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.

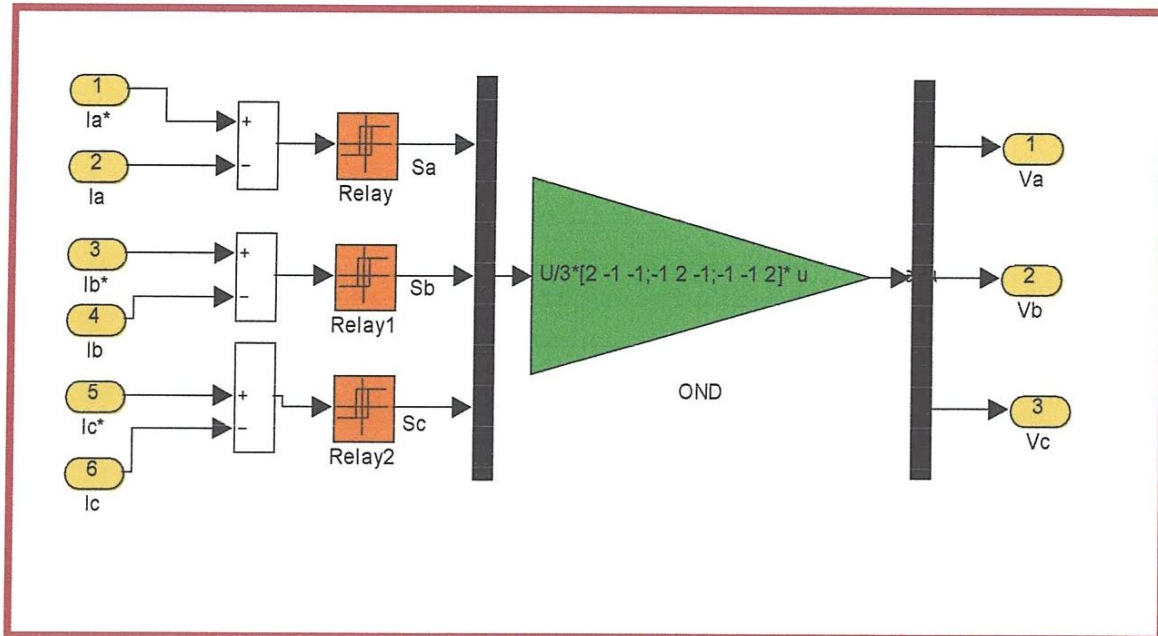


Fig. III.19 : schéma bloc de l'onduleur à hystérésis

III.5. Association Onduleur-MAS :

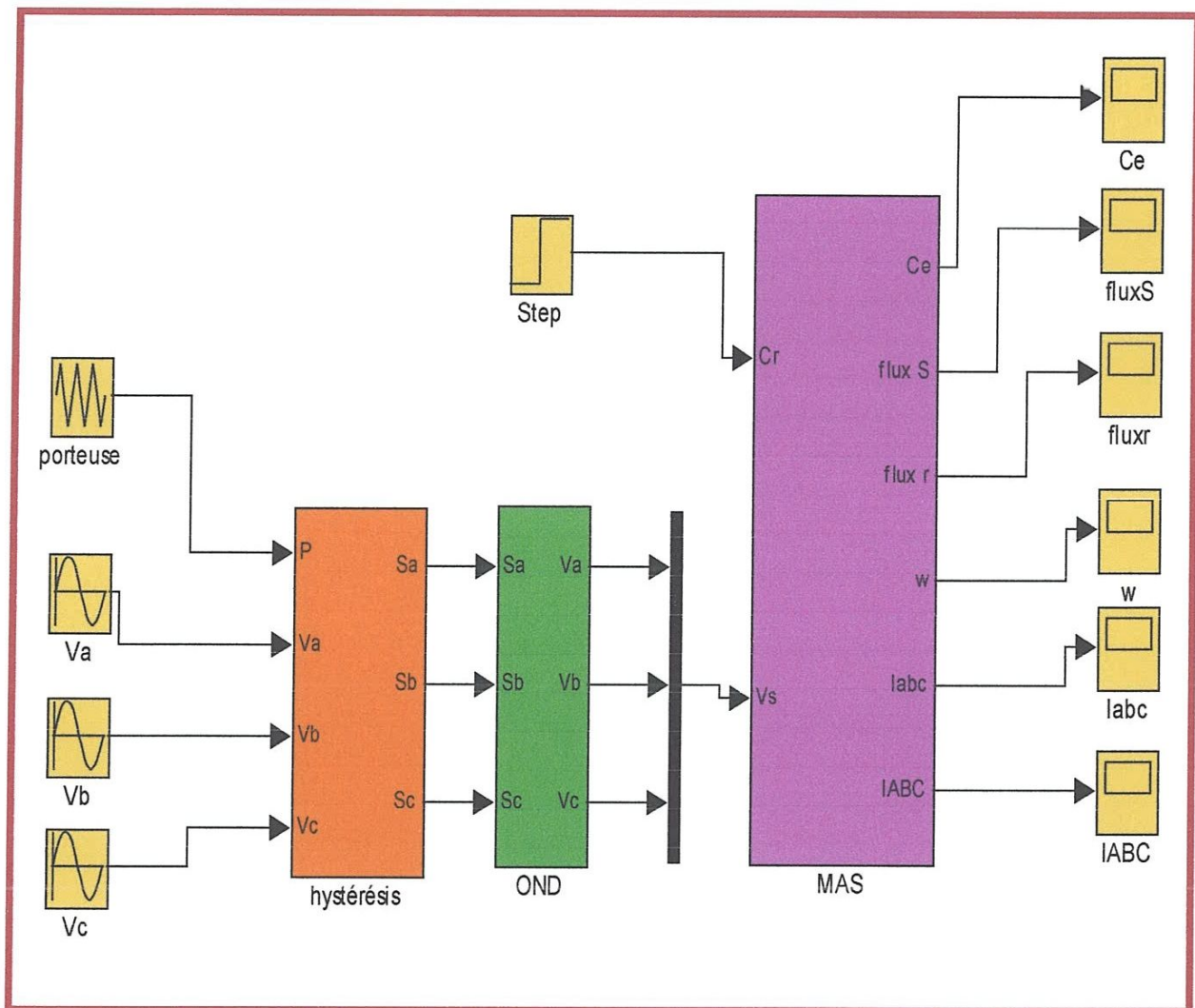


Fig. III.20 : schéma bloc de la MAS alimenté par onduleur à hystérésis

➤ Résulta de simulation de la machine asynchrone associée avec onduleur à hystérésis :

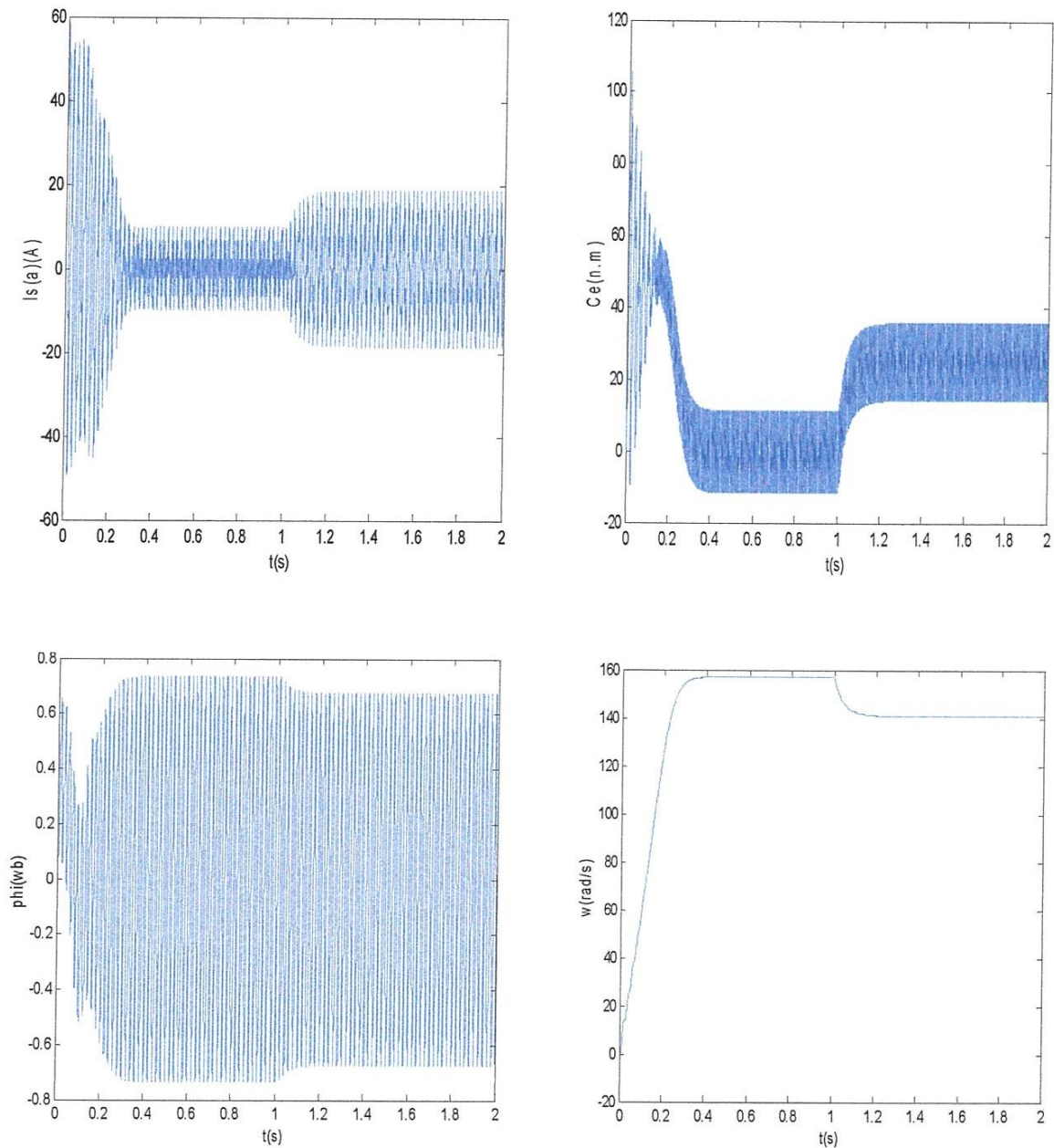


Fig. III.21 : démarrage de la MAS alimentée par onduleur

III.6. 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. (III.14) et par un onduleur à hystérésis en Fig. (III.21) et l'insertion d'un couple résistant de valeur nominale $C_r = 25 \text{ N.m}$. 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 déduit des résultats similaires à ceux obtenus pour la machine alimentée par le réseau triphasé équilibré. Le courant au démarrage est fort, il atteint presque sept fois le courant nominale, l'ondulation du couple électromagnétique sont due à la présence du régulateur à hystérésis, 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 huit Ampères, 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 due à la présence de l'alimentation qui a un effet sur la machine, elle crée des harmoniques d'ordre supérieur.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, nous allons l'appliquer une commande vectorielle, qui fera l'objet du prochain chapitre.

III.7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la machine asynchrone triphasée. Dans un premier lieu, on a fait sa modélisation, et cela à partir des équations de la machine généralisée, et par la suite sa simulation, en utilisant le logiciel " **MATLAB**" qui nous a permis d'établir les différentes caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par une source de tension triphasée.

Donc ce chapitre a permis essentiellement de trouver les résultats classiques de la machine asynchrone.

Chapitre IV

Commande vectorielle de la MAS

IV.1. Introduction :

La commande vectorielle est un terme générique désignant l'ensemble des commandes tenant compte en temps réel des équations du système qu'elle commande. Le nom de ces commandes vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires. Les relations ainsi obtenues sont bien plus complexes que celles des commandes scalaires, mais en contrepartie elles permettent d'obtenir de meilleures performances lors des régimes transitoires. Il existe des commandes vectorielles pour tous les moteurs à courant alternatif.

La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. Avec les progrès de l'électronique de puissance et de la micro informatique, il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne par l'existence d'un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse et la position, Ce couplage rend la commande de la machine asynchrone beaucoup plus délicate.

Les principaux modes de contrôle de la machine asynchrone sont :

- le contrôle scalaire : qui consiste à imposer à la machine le module de la tension ou du courant statorique ainsi que la fréquence statorique ; préférable pour des performances moyennes et pour des fonctionnements en survitesse.
- le contrôle vectoriel : plus complexe à réaliser que le précédent mais qui permet des performances plus élevées que le contrôle scalaire ; car il est le seul à permettre un fonctionnement satisfaisant à très basses vitesses et à l'arrêt.
- le contrôle direct : basé sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension.

IV.2. Contrôle par flux orienté :

Contrairement aux méthodes scalaires, le contrôle vectoriel permet de faire varier non seulement l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux, mais aussi leur phase.

Le problème du moteur asynchrone est qu'il n'est pas possible de contrôler directement le flux et le couple à partir des courants d'alimentation comme c'est le cas pour les moteurs à courant continu à excitation séparée. En effet, en alimentant les bobinages du stator, les courants de ligne de la machine asynchrone créent des courants dans le rotor en court circuit. Ces courants à leur tour créent un champ dans l'entrefer de la machine qui, en s'ajoutant au champ tournant du stator forme le flux tournant de la machine.

Le but de la commande est de retrouver la proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à excitation séparée. Cela permet d'obtenir des performances dynamiques intéressantes et un contrôle précis jusqu'à la vitesse nulle.

Cette technique de contrôle revient en fait à transformer la machine à courant alternatif à une machine à courant continu équivalente. La commande vectorielle dite à flux orienté, découle de la transformation de Park qui fait apparaître l'expression du couple instantané sous forme de produit, $\Psi \cdot i$.

IV.3. Principe de la commande à flux statorique orienté :

L'objectif de la commande vectorielle est d'orienter le flux. Donc on souhaite qu'il n'ait qu'une composante suivant l'axe d par exemple, il faut alors annuler la composante du flux Ψ_{qs} suivant l'axe q .

L'expression (III.1) du couple électromagnétique se réduit alors à :

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

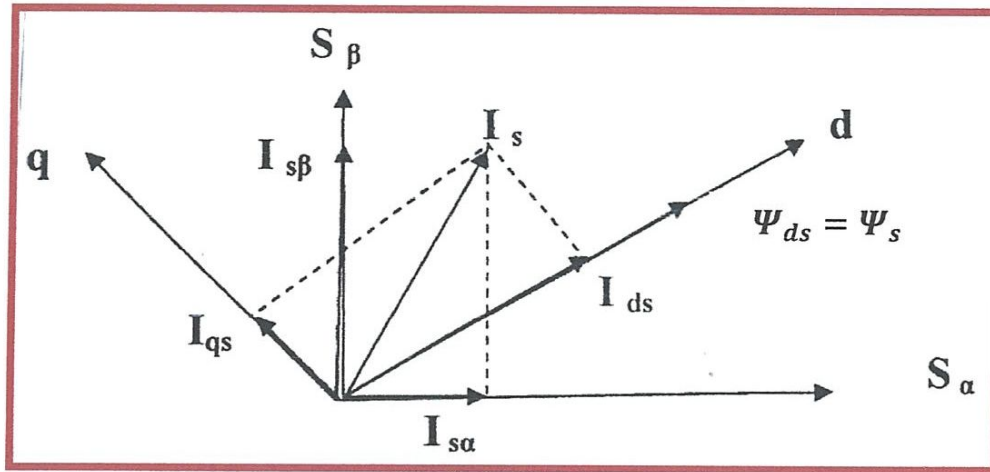


Fig.IV.1 : Flux lié au stator

D'après l'expression (III.1), la stratégie consiste à contrôler de façon indépendante le flux et le courant rotorique pour imposer le couple. On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu.

Dans cette condition nous avons: $\Psi_{ds} = \Psi_s$ et $\Psi_{qs} = 0$. Seules les grandeurs statorique sont accessibles, les grandeurs rotorique, elles ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs rotorique. En conséquence, le modèle de moteur à induction établi dans le domaine de flux statorique orienté est alors donné par l'équation (II.13) comme suit :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_s \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s \Psi_s \end{aligned}$$

D'après les relations entre les flux et les courants qui représentent dans l'équation (II.11) on trouve :

$$\begin{aligned} \Psi_s &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{aligned}$$

$$i_{ds} = \frac{\Psi_s - M i_{dr}}{L_s} \dots \dots \dots (IV.1)$$

$$i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \dots \dots \dots (IV.2)$$

En remplaçant (IV.1) dans l'équation de la tension suivant l'axe d:

$$\frac{d}{dt} \Psi_s = v_{ds} - \frac{1}{T_s} \Psi_s + \frac{M}{T_s} i_{dr} \dots \dots \dots (IV.3)$$

En appliquant la transformation de la place sur l'équation (IV.4) :

$$i_{dr} = \frac{\Psi_s}{M} (sT_s + 1) - \frac{1}{M} v_{ds}$$

En négligeant T_s le courant rotorique i_{dr} sera donné par :

$$i_{dr} = \frac{\Psi_s}{M} - \frac{T_s}{M} v_{ds} \dots \dots \dots (IV.4)$$

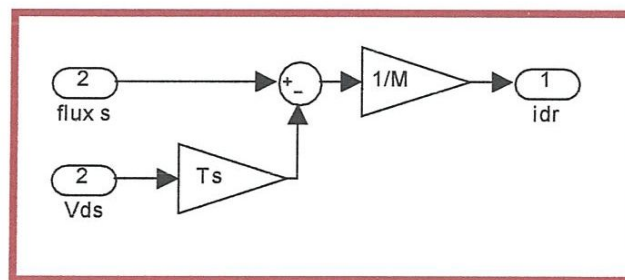


Fig.IV.2 : Schéma bloc du courant rotorique (i_{dr})

D'après les équations du couple (III.1) et les équations courant (IV.2) on trouve :

$$C_e = \frac{3}{2}P(\Psi_s \cdot i_{qr})$$

$$i_{qr} = -\frac{2L_s C_e}{3MP\Psi_s} \dots \dots \dots (IV.5)$$

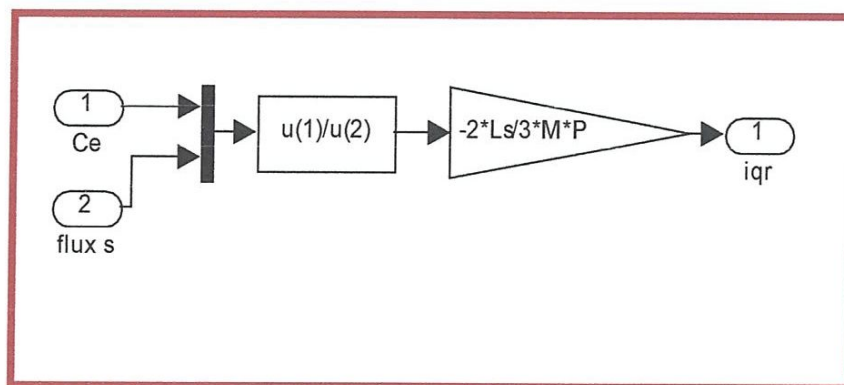


Fig IV.3: Schéma bloc du courant rotorique (i_{qr})

En remplaçant (IV.2) dans l'équation de la tension suivant l'axe q on trouve :

$$\omega_s = \frac{1}{\Psi_s} \left(v_{qs} + \frac{M}{T_s} i_{qr} \right) \dots \dots \dots (IV.6)$$

en remplaçant le flux Ψ_s dans (IV.6) on trouve :

$$\omega_s = \frac{1}{Mi_{dr} + Ts \cdot v_{ds}} \left(v_{qs} + \frac{M}{T_s} i_{qr} \right) \dots \dots \dots (IV.7)$$

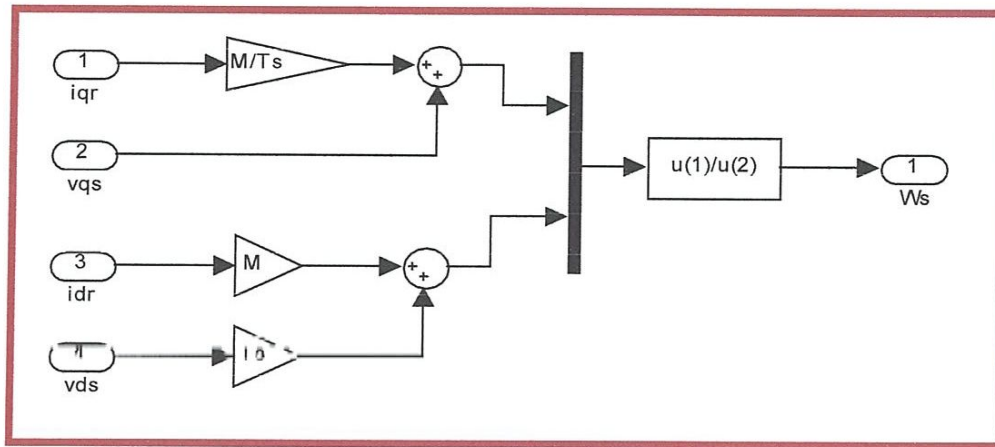


Fig IV.4 : Schéma bloc de ω_s

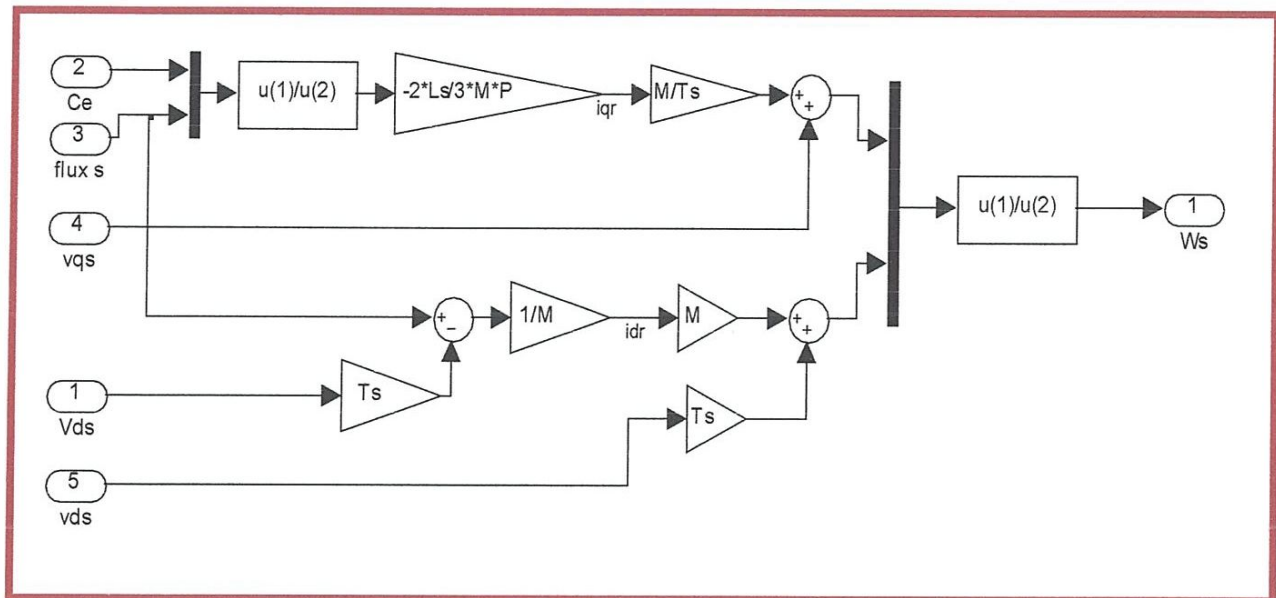


Fig IV.5 : Association du courant rotorique (i_{dr} , i_{qr}) et ω_s

$$\omega_r = \omega_s - P \cdot \Omega \dots \dots \dots (IV.8)$$

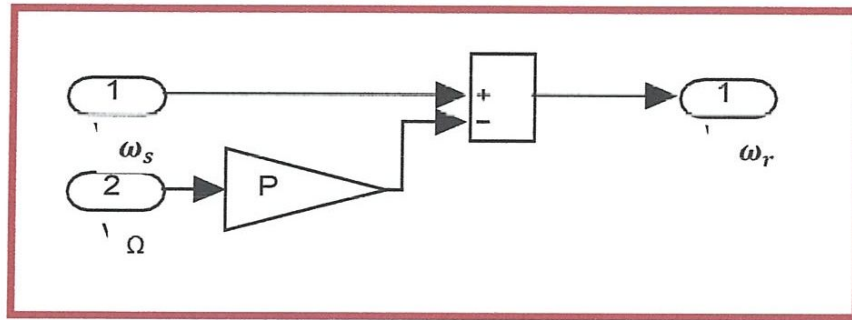


Fig IV.6 : Schéma bloc de ω_r

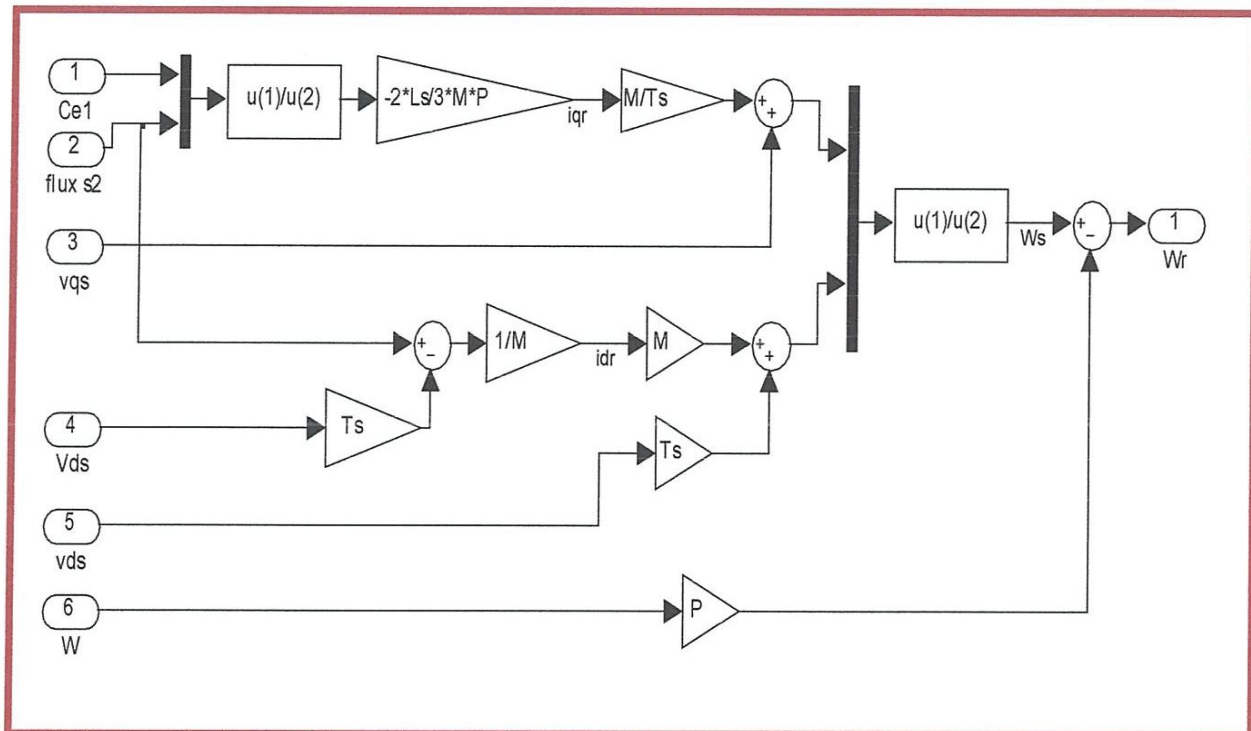


Fig IV.7 : commande vectorielle a flux statorique orienté

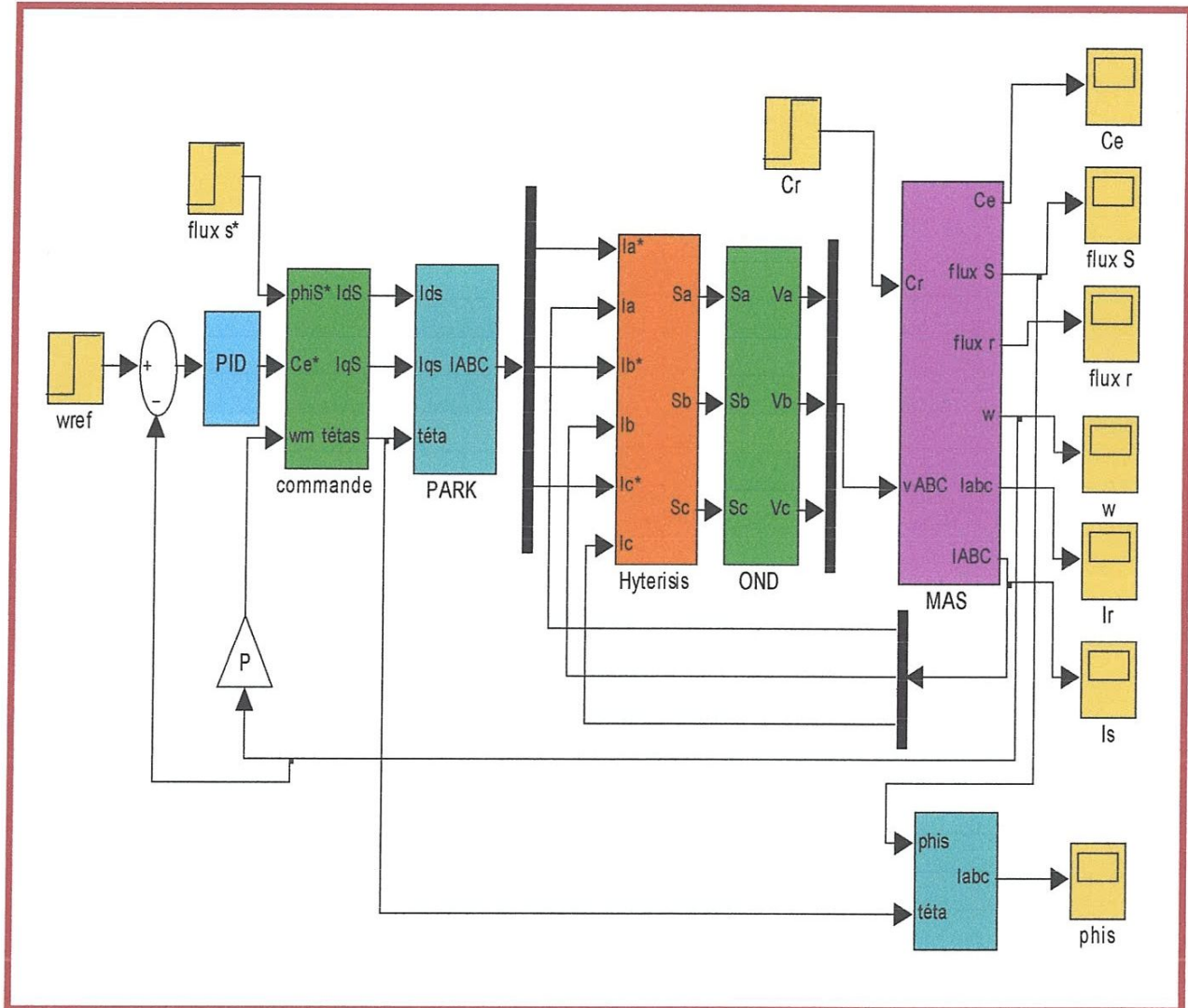


Fig IV.8 : Schéma globale de la commande vectorielle par orientation du flux statorique

Bibliographie



- [1] PATRICK BRUNET, « INTRODUCCION A LA COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MAS »,
COUR.

- [2] REZGUI SALAH EDDIN, « COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT MATLAB/SIMULINK »,
THESE DE MAGISTER 2009.

- [3] H. BUHLER, « ELECTRONIQUE DE LA COMMANDE »,
1987, PRISSES, POLYTECHNIQUE ROMAUNES

- [4] GEBRIEL BUCHE, « COMMANDE VECTORIEL DE MACHINE ENVIRONNEMENT MATLAB/SIMULINK »
MEMOIRE D'INGINIEUR 2001.

- [5] KHOET EL KHIL, « COMMANDE VECTORIEL D'UNE MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTEE »
THESE DOCTORAT 2006.

- [6] MOUNISIEUR TOUFOUTI RIADE, « CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MAS »

THESE DOCTORAT 2008.

- [7] MEZIANE SALIMA, « COMMANDE ADAPTATIVE ET PREDICTIF DE LA MAS »

THESE DOCTORAT 2009

- [8] SALLOUM, « CONTRIBUTION A LA COMMANDE ROBUSTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION »

THESE DOCTORAT 2007

- [9] TARBOUCHI MOHAMMAD, « COMMANDE PAR LINEARISATION EXACTE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME DEFLUXE »

THESE DOCTORAT 1997

- [10] ALEXANDER SCHWERY, « LA CONTROLE VECTORIELLE D'UNE MAS DANS UN REFERENTIEL ORIENTE SELON LE FLUX STATORIQUE »

THESE DOCTORAT 1999.

- [11] N. BENYAHIA, K. SRAIRI, S. M. MIMOUNE, « COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR ORIENTATION DU FLUX »

COUR