

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Faculté de Génie Electrique et Informatique

Département d'Electrotechnique



Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'état en

Électrotechnique

Option : Machine électrique

Thème

MODÉLISATION ET COMMANDE VECTORIELLE
PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Dirigé par :

Mr .M .T BELASSEL

Réalisé par :

Ø BEKHOUCHE - Youcef

Ø HADJ ARAB - Rachid

Ø SKENDRAOUI - Farid

PROMOTION 2011

Remerciement

En premier lieu, nous remercions Dieu, le tout puissant qui a guidé nos pas et éclairé notre esprit pour atteindre ce succès.

Nos remerciements les plus spéciaux à notre promoteur, Monsieur BELASSEL qui a accepté de nous encadrer et pour sa disponibilité et ses orientations pour mener à bien notre travail.

Nous sommes aussi reconnaissants à toute personne qui a contribué à la réalisation de Ce travail.

Nous remercions nos chers parents qui nous ont encouragés et soutenus pour aller au bout de notre cursus.

Nous remercions aussi les membres du jury qui nous feront l'honneur de juger notre travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

- A mes chers parents
- A mes frères et mes sœurs
- A toute ma famille **BEKHOUCHE**
- A tous mes collègues et mes amis .et toute personne que je connais

B -Yousef

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- A mes chers parents
- A mon frère et mes sœurs
- A tout ma famille : **HADJ ARAB**
- A tous mes collègues et mes amis .et toute personne que je connais

H-R achid

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- A mes chers parents
- A mes frères et mes sœurs
- A tout ma famille : **SKENDRAOUI**
- A tous mes collègues et mes amis .et toute personne que je connais

S-Farid

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

CHAPITRE I: Généralités sur MAS

I.1	Introduction	3
I.2	Constitution et principe de fonctionnement	3
I.2.1	Constitution	3
A)	Le stator	3
B)	Le rotor.....	4
I.2.2	Schéma équivalent de la machine asynchrone.....	6
I.2.3	Principe de fonctionnement	7
I.3	Le glissement	8
I.4	Le bilan des puissances	8
I.4.1	Puissance absorbée P_a	9
I.4.2	Pertes par effet Joule au stator P_{js}	9
I.4.3	Les pertes fer au stator P_{fs}	9
I.4.4	Puissance transmise au rotor P_{tr}	9
I.4.5	Pertes par effet Joule P_{jr} et pertes fer P_{fr} au rotor.....	10
I.4.6	Puissance disponible au rotor (Puissance mécanique) P_r	10
I.4.7	Pertes mécanique P_m et puissance utile P_u	10
I.4.8	Pertes collectives P_c	11
I.4.9	Rendement du moteur asynchrone η	11
I.5	Plaque signalétique	11

I.6	Branchement du moteur sur le réseau triphasé	12
I.7	Démarrage du moteur	13
I.8	Utilisation du moteur asynchrone.....	14
I.9	Avantages et problèmes posés par les machines asynchrones	14
I.9.1	Avantages du moteur asynchrone	14
I.9.2	Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	14

CHAPITRE II Généralités sur les convertisseurs de fréquence MLI

II.1	Introduction	16
II.2	Structures de MLI.....	16
II.3	Types de MLI.....	16
II.3.1	La MLI pré-calculée.....	16
II.3.2	La MLI sinus-triangle.....	17
II.3.3	La MLI vectorielle	17
II.4	Redresseur a commande MLI.....	18
II.4.1	Le principe de fonctionnement.....	19
II.4.2	Illustration par schéma de fonctionnement d'un redresseur MLI...	20
II.4.3	Etats de commutation des interrupteurs de redresseur.....	21
II.4.4	Tableau des états possible des interrupteurs de redresseur MLI ...	22
II.5	Onduleur de tension MLI.....	23
II.5.1	Présentation des systèmes étudiés.....	24
II.5.2	Courbe des tensions de l'onduleur MLI.....	26
II.6	Conclusion	27

CHAPITRE III Elaboration d'un modèle de PARK pour la MAS

Partie 1 : Modélisation

III.1	Introduction.....	28
III.2	Description.....	28
III.2 .1	Définition des angles.....	29
III .3	Hypothèses simplificatrices.....	29
III.4	Convention de signe.....	30
III .5	Equations électriques, magnétiques et mécaniques.....	30
III .5.1	Equations électriques.....	30
III .5 .1.1	Equations électriques du stator.....	30
III.5 .1.2	Equations électriques du rotor.....	31
III .5 .2	Equations magnétiques.....	31
III .5.3	Equation mécanique	33
III.6	Les équations électriques, magnétiques dans les axes dq.....	33
III.6.1	Transformation de PARK.....	33
III.6.1.1	Interprétation physique de transformation de PARK...34	
III.6.1.2	Matrice de PARK.....	34
III.6.2	Les équations électriques dans les axes d,q.....	35
III.6.3	Les équations magnétiques dans les axes d,q.....	36
III.6.4	Expression du couple électromagnétique	36
III.6.4.1	Expression de la puissance.....	36
III.7	Choix des référentiels.....	38
III.7.1	Référentiel lie au stator.....	38

III.7.2	Référentiel lie au champ tournant.....	39
III.7.3	Référentiel lie au rotor.....	40
III.8	Elaboration des équations de la MAS dans le plan complexe	41
III.8.1	Calcul du vecteur courant.....	41
III.8.2	Simplification des équations électriques dans le plan.....	43
	Complexe	
III.8.3	Equations de la machine asynchrone en unités relatives...	43
III.8.3.1	Equations électriques.....	45
III.8.3.2	Expression du vecteur courant dans le référentiel ...	46
	Mobile et immobile	
III.8.3.3	Dans le référentiel lié au stator.....	48
III.8.3.4	Dans le référentiel lie au champ tournant	49

Partie 2 : Simulation

III.1	Introduction.....	50
III.2	Présentation du MATLAB.....	50
III.2.1	SIMULINK.....	50
III.3	Schéma fonctionnel.....	51
III.4	Cahier de charge de la machine asynchrone étudié	56
III.5	Calcul des paramètres relatifs.....	57
III.6	Résultats de simulation.....	58
III.6.1	Référentiel est lié au stator (Référentiel immobile).....	58
III.6.2	Référentiel lié au champ tournant (référentiel mobile).....	60
III.7	Interprétation des résultats de simulation	62

III.7.8 Conclusion.....	62
-------------------------	----

CHAPITRE IV Commande vectorielle de MSA

IV .1	Introduction.....	63
IV.2	Techniques de commande électrique de la machine asynchrone.....	63
IV.2 .1	Commandes directes du couple (DSC).....	64
IV .2.2	Commande scalaire et commande vectorielle de la machine Asynchrone	64
IV.2 .3	La commande scalaire.....	64
	A) Principe de la commande en V/ f de la machine asynchrone.....	65
IV.2.4	Commande vectorielle.....	65
	IV.2.4.1 Principe de la commande vectorielle.....	67
IV.2.4.2	Commande vectorielle direct et indirect.....	67
	IV.2 .4.3 Commande vectorielle à flux rotorique orienté	68
	IV.2.4.3.1 Modèle mathématique de la commande à flux rotorique orienté	71
	a) Modèle mathématique de la commande avec convertisseur courant	71
	IV 2.4.2.2 Résultat de simulation pour un modèle de commande par courant de moteur, à flux rotorique orienté.....	74
	a) Modèle mathématique de la commande avec	76
	Convertisseur tension	
IV.3	interprétation des résultats.....	80
	CONCLUSION GENERALE.....	81

BIBLIOGRAPHIE

Introduction générale

Les moteurs asynchrones sont les plus employés dans l'industrie, ils possèdent en effet plusieurs avantages : simplicité, robustesse, prix de construction peut élever et un entretien facile.

Actuellement, la commande des machines à courant alternatif représente un enjeu industriel important avec son caractère d'étude pluridisciplinaire. Les algorithmes de commande en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courant alternatif reposent sur le succès incontestable de la commande par orientation du flux statorique ou rotorique.

Le contrôle des formes d'onde d'alimentation par des convertisseurs statique a permis le développement des techniques efficaces de commande des actionneurs électriques. En y associant les techniques modernes de commande des machines tournantes (commande vectorielle, commande adaptative.....) et de l'automatique, on peut développer des solutions techniques nouvelles qui élargissent le champ d'application et augmente les performances des convertisseurs électromagnétiques.

De nos jours, grâce à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, on assiste à une grande utilisation massive de la machine à induction dans les domaines d'asservissement pour concurrencer leurs homologues les machines à courant continu.

Notre travail consiste a élaboré le modèle de PARK de la machine asynchrone, ainsi que la commande vectorielle de cette machine.

Il comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à des généralités sur la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre présente les types de commandes par modulation de largeur impulsion (MLI), et le principe de fonctionnement d'un redresseur et d'un onduleur commandé par MLI.

Le troisième chapitre traite la mise en équation de la machine par le modèle de PARK, et simulation par logiciel MATLAB_SIMULINK.

Le chapitre quatre, est consacré à donner un aperçu sur les techniques de commande électrique les plus utilisées. Puis on a choisi la commande vectorielle par orientation de flux rotorique pour commander notre machine.

CHAPITRE : I

GÉNÉRALITÉS SUR MAS

I.1 Introduction

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce aux convertisseurs électromécanique réversible que sont les machines électriques. Au fil du temps, cette tendance s'est accentuée à la fois dans les domaines industriels et domestiques.

Les machines asynchrones (MAS) par leur robustesse et leur rapport poids/puissance acceptable, sont utilisées même dans les milieux exposés au climat (pollution).

Assurer leur continuité de fonctionnement nécessite la mise en place d'un programme de maintenance préventive et corrective. Elles sont beaucoup plus utilisées comme moteur ; Les cas de leur emploi en qualité de générateur sont rares.

I.2 Constitution et principe de fonctionnement

I.2.1 Constitution :

Les machines tournantes sont généralement constituées des parties suivantes :

A) Le stator (partie fixe) :

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Pour les petites machines, ces tôles sont coupées en une seule pièce, alors qu'elles sont découpées par sections pour les machines de puissance plus importantes. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de rivets ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriquée, ondule ou encore Concentrique.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi équipé d'une boîte à bornes par laquelle la machine électrique est alimentée.

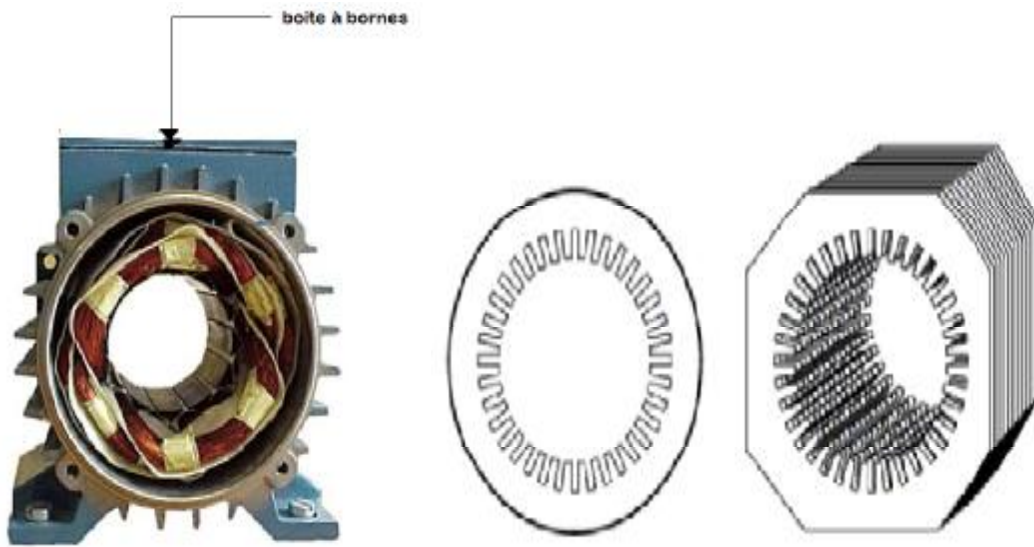


Figure (I.1) : Tôles d'un stator à encoche rectangulaire

B) Le rotor (partie tournante) :

Le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobines ou à cage d'écureuil.

Les rotors bobines sont construits de la même manière que le bobinage statorique. Ils sont logés dans les encoches de rotor.

Concernant les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les moteurs de grande puissance ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux de court-circuit, fabriqués en cuivre ou en aluminium.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Généralement il n'y a pas d'isolation entre les barres rotoriques et le circuit magnétique. Mais la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre.

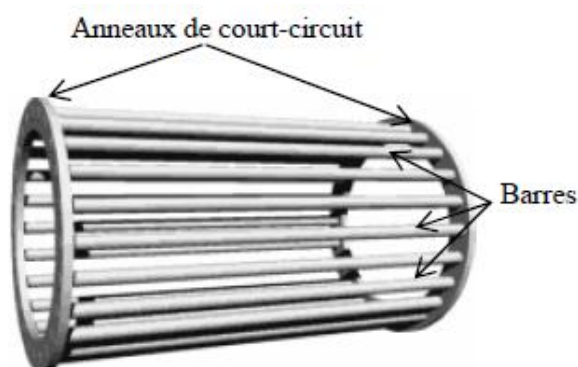


Figure I.2 : rotor à cage d'écureuil

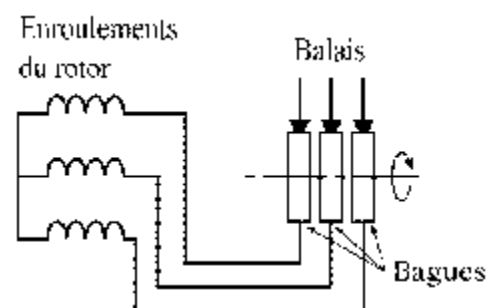


Figure I.3 : un rotor bobiné

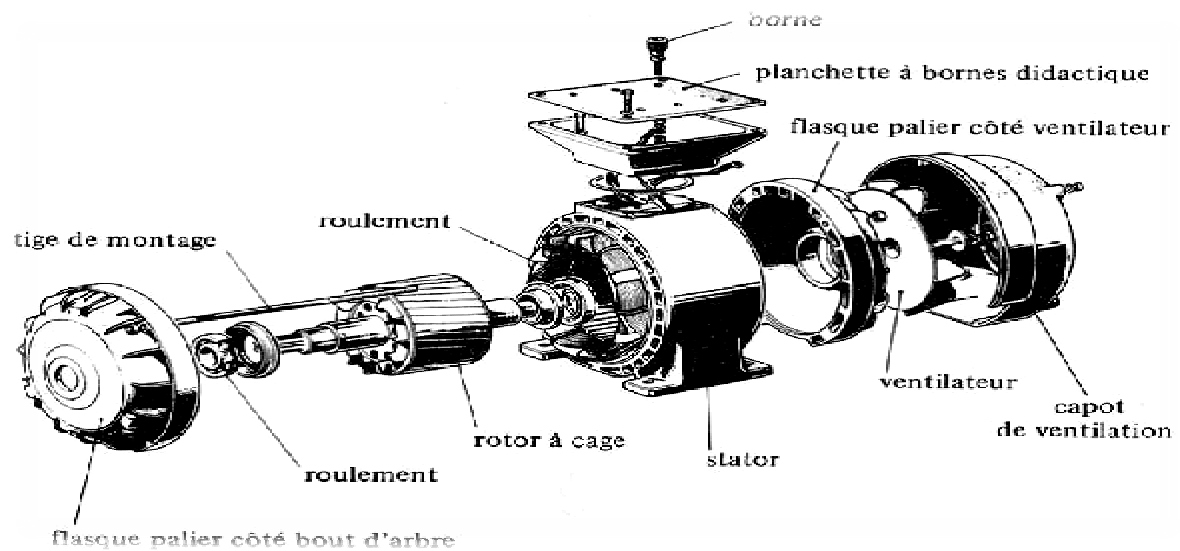


Figure (I.4) : Vue éclatée de la machine asynchrone à cage

I.2.2 Schéma équivalent de la machine asynchrone

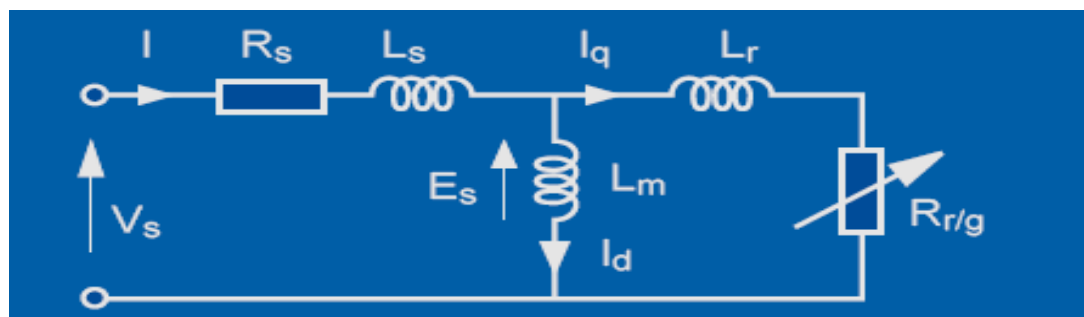


Figure (I.5) : Schéma équivalent de la machine asynchrone

Avec :

Ls : inductance de fuite statorique

Rs : résistance statorique

Lm : inductance mutuelle (inductance magnétique)

Rr : résistance rotorique

Lr : inductance de fuite rotorique

g : glissement

I.2.3 Principe de fonctionnement

Le moteur électrique asynchrone a pour rôle de transformer l'énergie électrique apporté par le courant alternatif en énergie mécanique de rotation.

L'alimentation du stator par un système triphasé donne naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme au niveau de l'entrefer, ce qui crée une f.é.m. induite dans les enroulements du rotor. Si les enroulements rotoriques sont court-circuités, on aura des courants induits.

D'après la loi LENZ, l'action électromagnétique que subit alors le rotor est tend à s'opposer à la cause productrice de ces courants. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ, à une vitesse de rotation N_r inférieure à celle de synchronisme N_s , d'où le nom de la machine asynchrone. Cette différence de vitesse de rotation du rotor par rapport à celle du champ tournant, nous ramène à définir un paramètre qui caractérise les machines asynchrones, qu'on appelle le glissement.

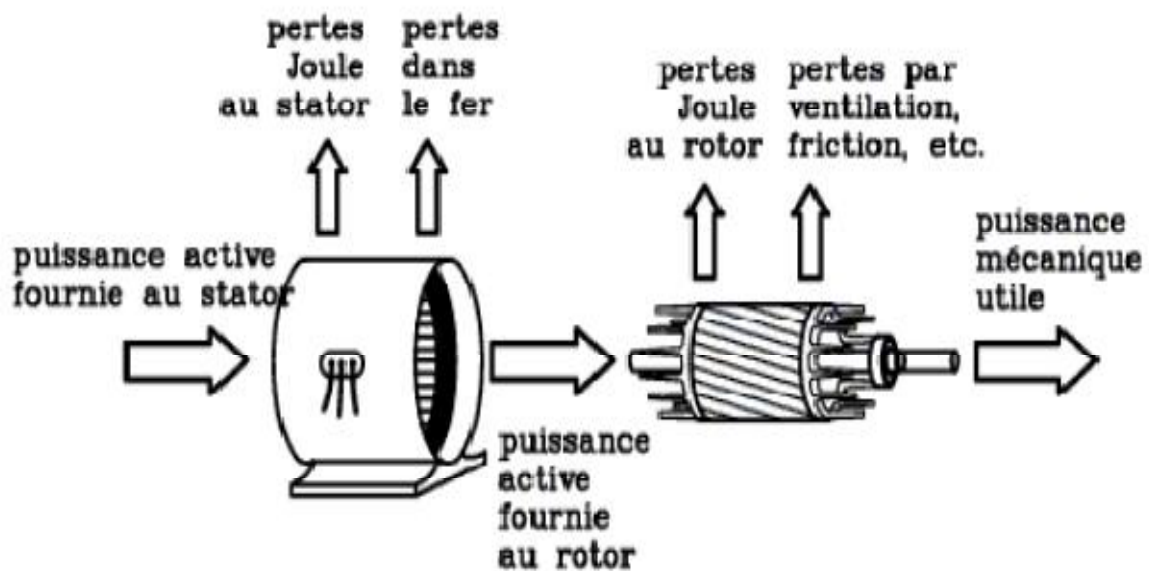
I.3 Le glissement

C'est le rapport de la différence entre la vitesse synchrone Ω_s (vitesse du champ tournant) et la vitesse actuelle Ω_r de rotor par la vitesse de synchrone Ω_s .

On dit que le rotor **glisse** par rapport au champ tournant. Ce glissement **g** dépend de la charge

$$\text{En \% : } g(\%) = \frac{N_s - N_r}{N_s} \times 100 = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \times 100.$$

I.4 Le bilan des puissances [1]



Figure(I.6) : Schéma représentant le bilan des puissances pour un moteur asynchrone

I.4.1 Puissance absorbée P_a

Le moteur reçoit la puissance électrique $P_a = \sqrt{3}UI \cos \varphi$ quelque soit le couplage. Cette puissance est transmise au stator de la machine qui est le siège de deux types de pertes.

I.4.2 Pertes par effet Joule au stator P_{js}

Les pertes par effet Joule p_{js} : Si on appelle R_s la résistance d'un enroulement et I l'intensité en ligne, Si le moteur est couplé en étoile, $p_{js} = 3R_s I^2$

Si le moteur est couplé en triangle, $p_{js} = R_s I^2$ Si on appelle R , la résistance mesurée entre deux bornes du stator, quel que soit le couplage du stator, les pertes par effet Joules sont : $p_{js} = \frac{3}{2} R_s I^2$

I.4.3 Les pertes fer au stator p_{fs}

Ces pertes ne dépendent que de la tension U et de la fréquence f , elles sont considérées comme constantes si le moteur est branché sur le réseau triphasé.

I.4.4 Puissance transmise au rotor P_{tr}

La puissance transmise au rotor est : $P_{tr} = P_a - p_{js} - p_{fs}$

Cette puissance P_{tr} crée le couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} \Omega_s : \text{en [rad /s]} \\ C_{em} : \text{en [N.m]} \\ P_{tr} : \text{en [W]} \end{array} \right.$$

Cette puissance est transmise du stator au rotor. Le rotor est lui aussi soumis au couple C_{em} mais tourne à la vitesse Ω .

I.4.5 Pertes par effet Joule p_{jr} et pertes fer p_{fr} au rotor

Les pertes fer au rotor sont souvent négligeables : $p_{fr} \approx 0$ (Elles sont proportionnelles à la fréquence rotorique qui est très faible).

Les pertes par effet Joule au rotor sont : $p_{jr} = g \cdot P_{tr}$

- On ne peut que calculer ces pertes, elles ne sont pas mesurables car on n'a pas accès au rotor.

I.4.6 Puissance disponible au rotor (Puissance mécanique) P_r

$$P_r = C_{em} \Omega \quad \text{et} \quad C_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} \quad \text{d'où} \quad P_r = \frac{P_{tr} \Omega}{\Omega_s} \quad \text{soit} \quad P_r = (1-g) P_{tr}$$

Le rotor étant constitué de conducteurs qui possèdent une résistance, ils sont le siège de pertes par effet Joule ainsi que de pertes magnétiques.

I.4.7 Pertes mécanique p_m et puissance utile P_u

Le rotor est fixé à l'arbre du moteur par l'intermédiaire de roulements, il y a donc des pertes mécanique p_m .

Alors la puissance utile : $P_u = P_r - p_m$

I.4.8 Pertes collectives p_c

Ces pertes ne dépendent que de **U**, **f** et **N** comme ces grandeurs sont généralement constantes, les pertes fer au stator et les pertes mécanique le sont aussi.

On appelle pertes collectives $p_c = p_{fs} - p_m$, et on définit le couple de perte : $C_p = \frac{p_c}{\Omega_s}$

Ce couple de perte est considéré comme constante quel que soit la vitesse et la charge du moteur.

I.4.9 Rendement du moteur asynchrone η

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}$$

I.5 Plaque signalétique [2]

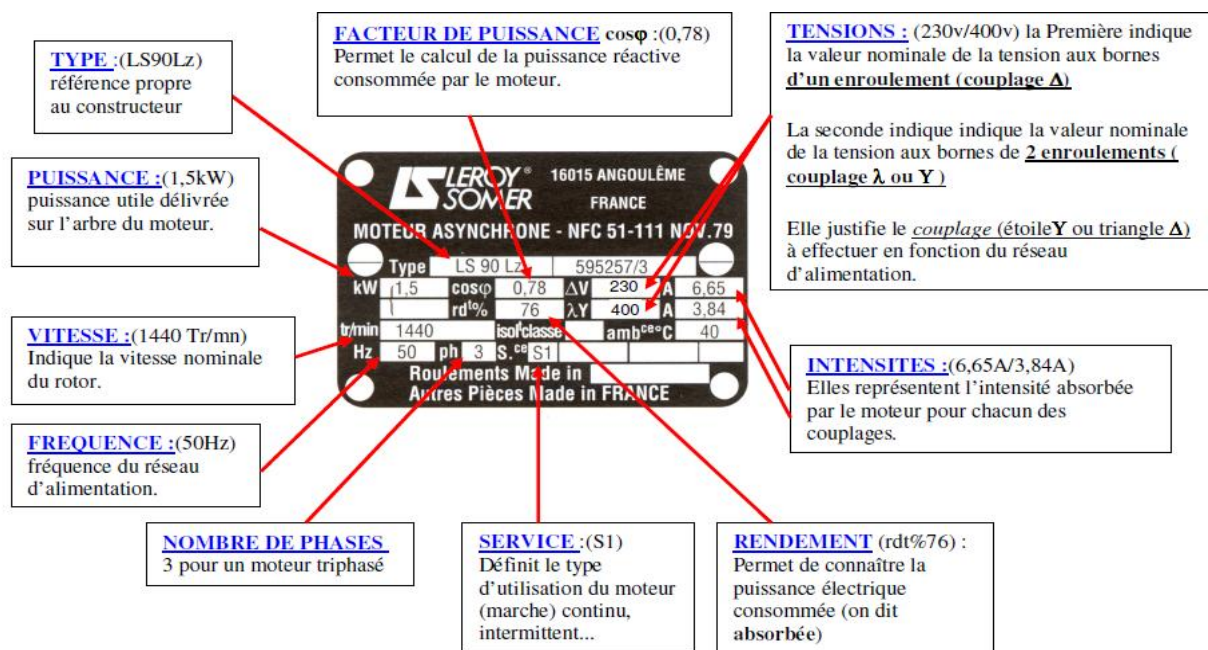


Figure I.7 plaque signalétique d'un moteur asynchrone

I.6 Branchement du moteur sur le réseau triphasé [3]

- Il n'est pas toujours possible de brancher un moteur asynchrone en étoile ou en triangle.

Exemple :

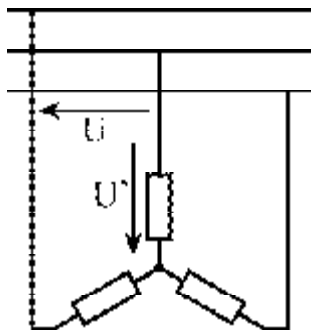
- sur une plaque signalétique d'un moteur on lit : Y 380 / Δ 220

- le réseau est en 220 / 380 V

De la plaque signalétique on déduit que la tension nominale d'une phase du moteur est de 220 V. Si on branche ce moteur en triangle, la tension au borne d'une phase sera de 380 V ce qui est trop élevé.

$$U = 380 \text{ V}$$

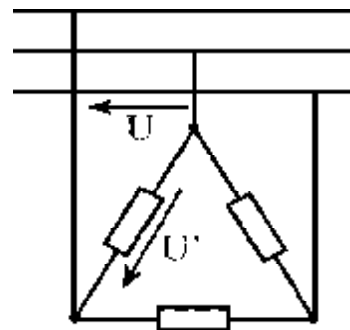
$$U' = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ V}$$



Ce montage est possible

$$U = 380 \text{ V}$$

$$U' = U = 380$$



Ce montage n'est pas possible

Conclusion : ce moteur peut être branché uniquement en étoile sur le réseau 220 / 380 V

I.7 Démarrage du moteur asynchrone [3]

Lors du démarrage d'un moteur asynchrone triphasé, le courant de démarrage est très important (4 à 8 fois l'intensité nominale). Pour ne pas détériorer le moteur, on réduit le courant de démarrage en effectuant :

Une tension réduite puis progressivement la tension nominale, utilisation d'un autotransformateur.

Pour les moteurs à rotor bobiné, on peut ajouter des résistances en série avec le rotor pour diminuer les intensités des courants rotoriques ou encore utiliser un onduleur.

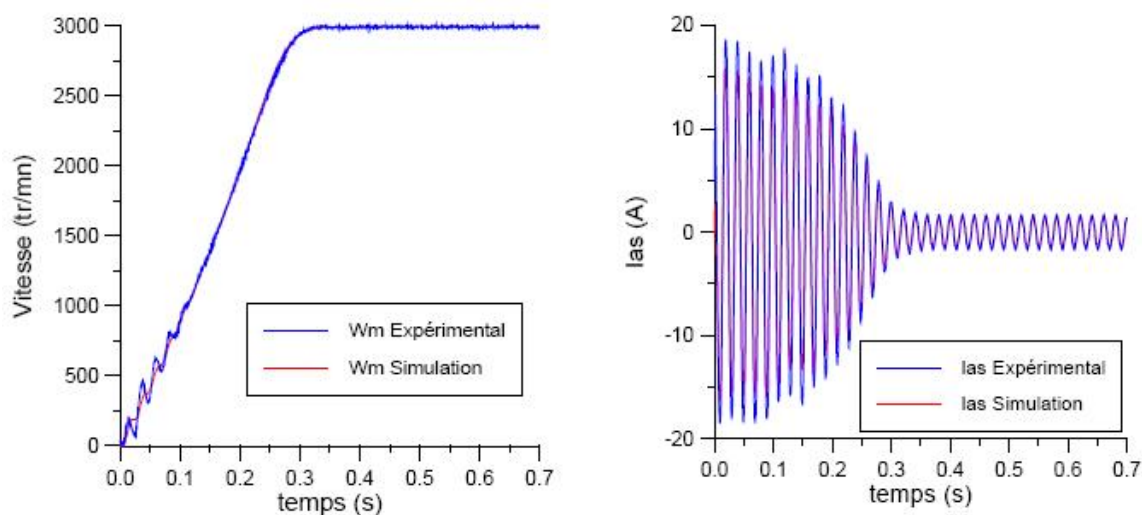


Figure (I.8) : caractéristique de démarrage

I.8 Utilisation du moteur asynchrone [3]

Le moteur asynchrone triphasé, est le plus utilisé de tous les moteurs électriques. Son rapport coût/puissance est le plus faible. Associés à des onduleurs, les moteurs asynchrones de forte puissance peuvent fonctionner à vitesse variable dans un large domaine (les derniers TGV,).

Toutefois l'emploi de ce type de moteur est évité en très forte puissance ($P > 10 \text{ MW}$) car la Consommation de puissance réactive est alors un handicap.

Remarques : en électroménager (exemple : lave-linge) la vitesse des moteurs asynchrones n'est pas réglée par un onduleur, mais ces moteurs possèdent plusieurs bobinages. Il est alors possible de changer le nombre de paires de pôles et donc la vitesse.

I.9 Avantages et problèmes posés par les machines asynchrones

I.9.1 Avantages du moteur asynchrone

La machine asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : il est robuste, fiable, économique. Il est également apprécié pour sa très bonne standardisation.

I.9.2 Problèmes posés par le moteur asynchrone

Les moteurs à rotor à cage d'écureuil possèdent un couple de démarrage initial assez élevé (5à7fois) la valeur nominale de courant.

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel dans la machine à courant continu n'existe plus.

D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également à la non-linéarité de cette machine.

CHAPITRE II

GÉNÉRALITÉS SUR LES CONVERTISSEURS DE FRÉQUENCE M.L.I

II.1 Introduction

La machine asynchrone à cage, très appréciée dans les applications industrielles mais sa non-linéarité, sa mauvaise standardisation, impose des structures de contrôle spécifiques et complexes pour être utilisées dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable. Ces systèmes d'entraînements intègrent l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensables au fonctionnement de l'ensemble.

II.2 Structures de MLI [4]

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques (2,5).

Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de gérer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence.

II.3 Types de MLI [4]

Trois types de MLI sont généralement utilisés:

II.3.1 La MLI pré-calculée :

Consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de puissance de manière à éliminer certaines harmoniques non désirables. Ces séquences sont alors enregistrées dans une mémoire et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. L'implantation de cette technique de MLI sur circuit intégré spécifique est alors envisageable.

Plusieurs travaux d'intégration ont d'ailleurs été réalisés pour ce type de structure.

II.3.2 La MLI sinus-triangle :

Elle est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée.

Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants des commutations.

Ce genre de MLI est surtout bien adapté à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique. En effet, il est par exemple difficile de reproduire une tension de référence sinusoïdale parfaite à partir d'informations numériques.

II.3.3 La MLI vectorielle :

Utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toutefois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLI est séparée des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique.

Les techniques de Modulation à Largeur d'Impulsions (MLI) sont souvent assez lourdes à mettre en œuvre. Elles sont souvent un obstacle à l'intégration complète de la commande.

Pour obtenir une commande plus performante, la MLI doit en outre être précise et rapide. Ceci est généralement difficile à combiner avec les nombreuses fonctions de calculs de la "commande algorithmique" liées ; de surcroît à un modèle complexe de la machine dans le cas d'une commande vectorielle.

Ø Dans ce chapitre on va voir deux exemple de MLI de type sinus-triangle :

II.4 Redresseur a commande MLI (sinus-triangle) [5]

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée.

Il y a deux manières de mettre en application des redresseurs MLI ; comme redresseur à source de courant, et redresseur à source de tension.

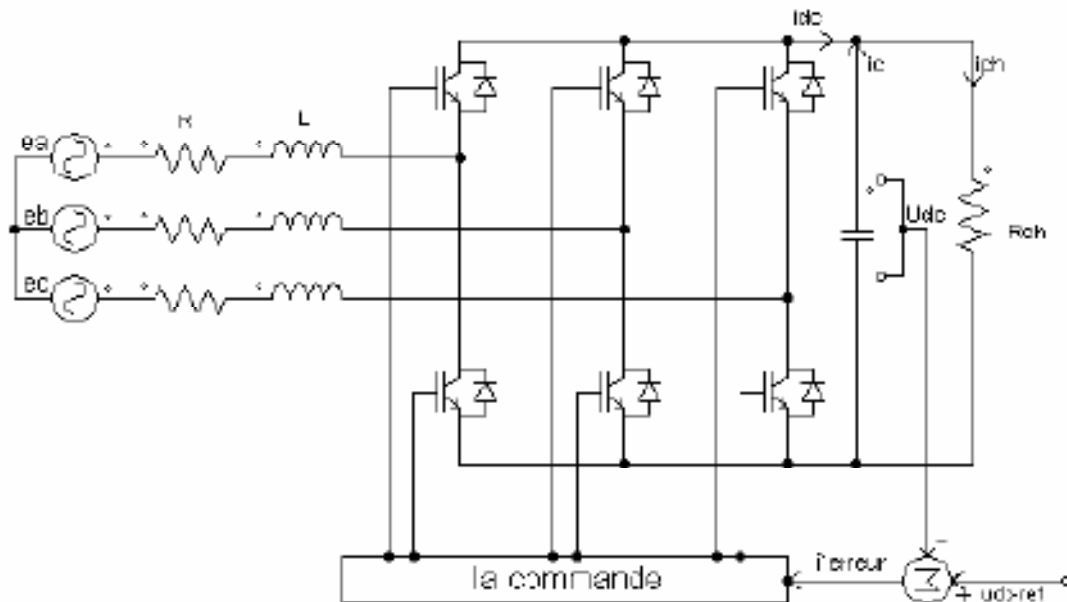


Figure II.1 topologies de base d'un redresseur de tension.

II. 4.1 Le principe de fonctionnement :

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré dans la **figure II.1**.

Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu **U_{dc}** est mesurée et comparée avec une référence **U_{dc-ref}**, le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture.

De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu **U_{dc}** mesurée aux bornes du Condensateur **C**.

Quand le courant **i_{ch}** est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur **C** est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande de plus de puissance de la source alternative.

Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs.

De cette façon, un écoulement plus de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée.

Inversement, quand **i_{ch}** devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur **C** est surchargé, et le signal d'erreur demande au block de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type du redresseur permet la correction du facteur de puissance.

En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenu comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source.

II.4.2 Illustration par schéma de fonctionnement d'un redresseur MLI

La figure suivante présente le schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau, e est tension de la source et R , L sont les paramètres de la ligne, v est la tension d'entrées

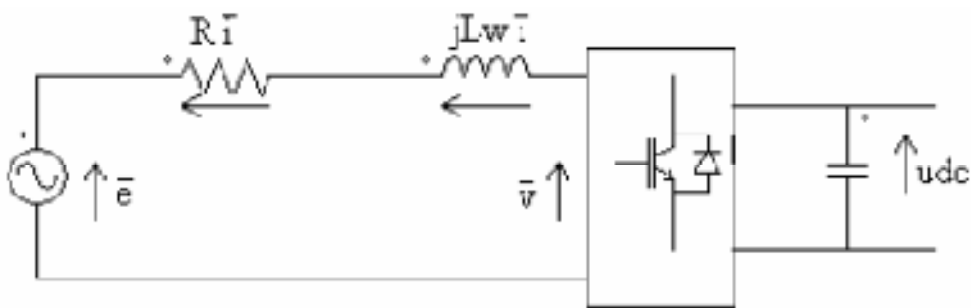


Figure II.2 schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau

Le courant de ligne i est commandé par la chute de tension produite par l'inductance L , et la résistance R de la ligne et la tension d'entrée de redresseur v .

Le pont redresseur est constitué de trois bras avec deux transistors (thyristors) bipolaires antiparallèle avec des diodes (**figure II.3.**) qui sont présentées comme des interrupteurs peuvent être commandées en ouverture '1' et en fermeture '0', et la tension d'entré v est en fonction des états de ces interrupteurs.

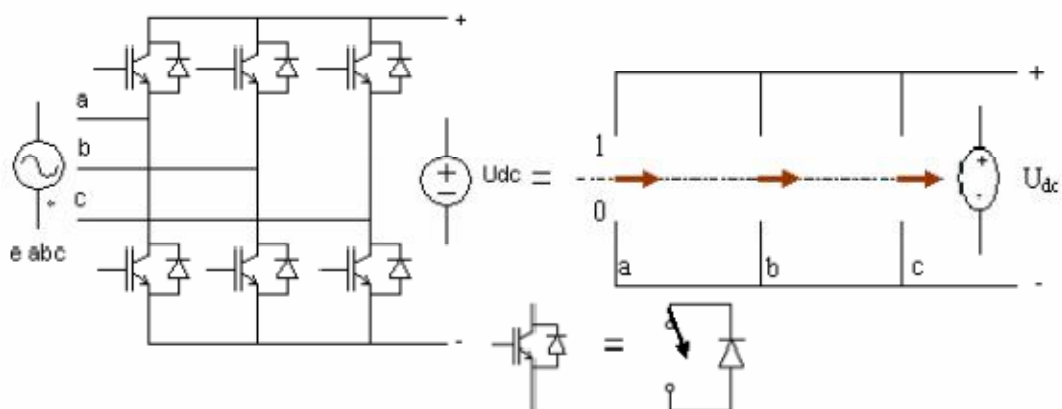


Figure II.3 pont redresseur

II.4.3 Etats de commutation des interrupteurs de redresseur

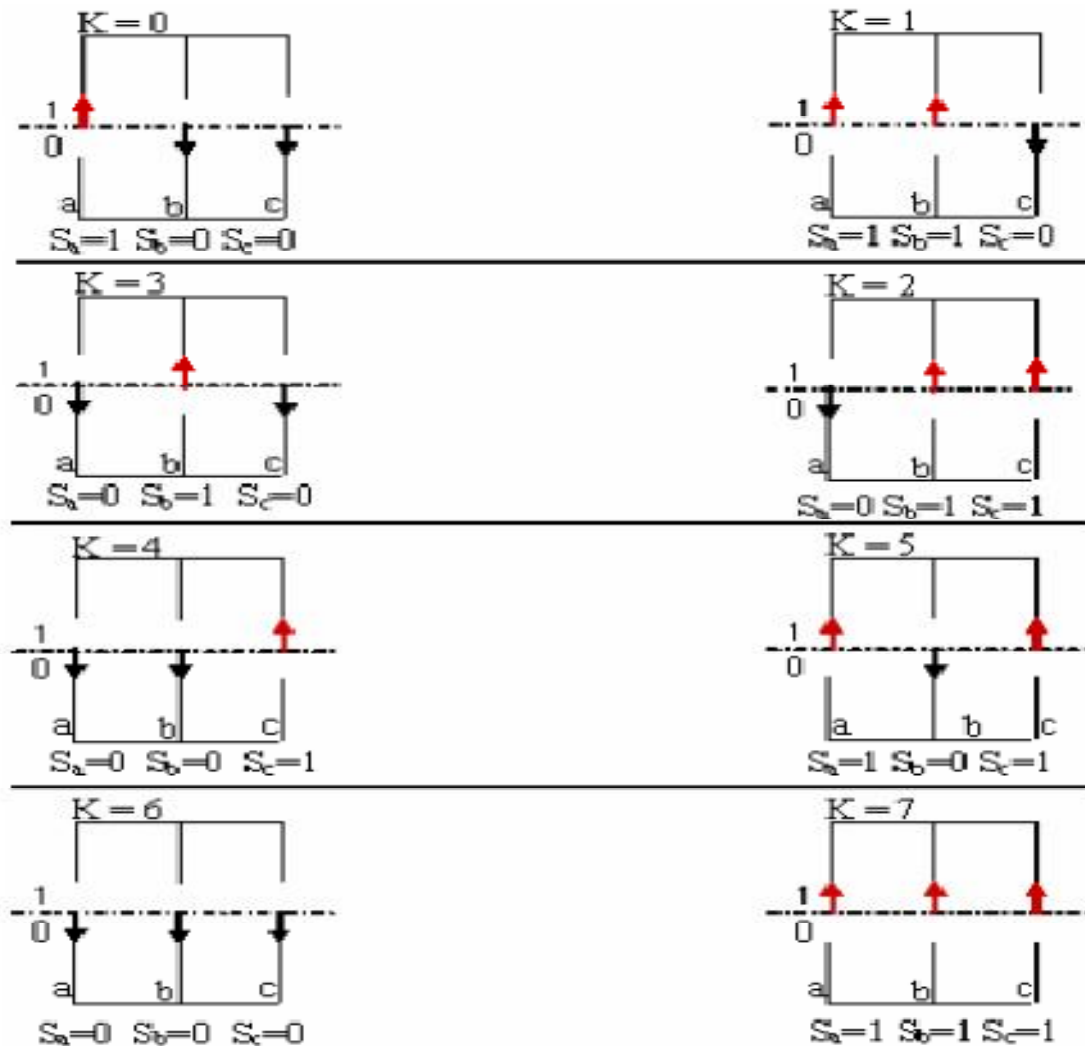


Figure II.4 Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI

II.4.4 Tableau des états possible des interrupteurs de redresseur MLI

K	S_a	S_b	S_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	1	0	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}$
1	1	1	0	0	U_{dc}	$-U_{dc}$
2	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	0
3	0	1	1	$-U_{dc}$	0	U_{dc}
4	0	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}
5	1	0	1	U_{dc}	$-U_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

Tableau (II .1) les huit états possibles des interrupteurs

De cette table on peut écrire les tensions d'entrée redresseur d'une manière générale comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = (S_a - S_b) U_{dc} \\ V_{bc} = (S_b - S_c) U_{dc} \\ V_{ca} = (S_c - S_a) U_{dc} \end{cases} \quad (II .1)$$

D`ou on peut déduire les tensions simples :

$$\begin{cases} v_a = f_c U_{dc} \\ v_b = f_b U_{dc} \\ v_c = f_c U_{dc} \end{cases} \dots\dots\dots (II .2)$$

avec :

$$\begin{cases} f_a = [2 S_a - (S_b + S_c)] /3 \\ f_b = [2 S_b - (S_a + S_c)] /3 \\ f_c = [2 S_c - (S_a + S_b)] /3 \end{cases} \dots\dots\dots (II.3)$$

Les huit états possibles de la tension d`entré v dans le plan complexe (α, β) ont été trouvé par la relation suivante :

$$v_{k+1} = \frac{2}{3} U_{dc} e^{-jk\pi/3} \dots\dots\dots (II .4)$$

II.5 Onduleur de tension MLI [6]

Un deuxième exemple de convertisseur fonctionnant en mode complètement Commandé est celui de l`onduleur triphasé de tension commandé par MLI. A la **Figure II.5** on a représenté un onduleur MLI de tension alimentant une charge Triphasée de type **RLe** à partir d`un générateur de tension continue, vu à travers un filtre **LC**.

Le caractère de source de tension du générateur est assuré par la capacité du filtre d`entré **Cf** et le caractère de source de courant du récepteur est assure par les trois inductances **Ls**

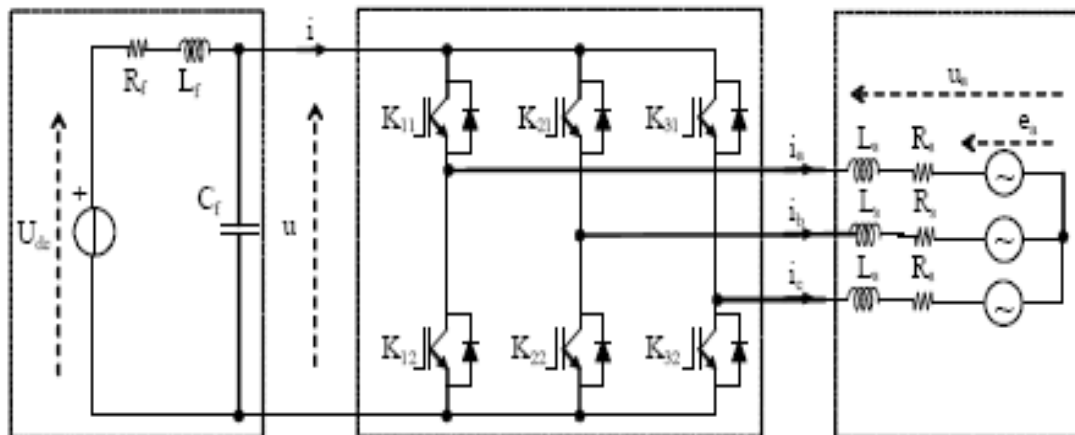


Figure II.5 Onduleur de tension triphasé à MLI

En contrôlant les états des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur on fixe les valeurs des tensions de sortie de l'onduleur u_{a0} , u_{b0} et u_{c0} à $+0.5.u$ ou à $-0.5.u$ si on prend comme point de référence le point milieu de la tension u , que nous pouvons visualiser en supposant que la capacité C_f est formée de deux capacités de valeur $2C_f$ connectées en série comme le montre la (Figure II.6)

II.5.1 Présentation de système étudié

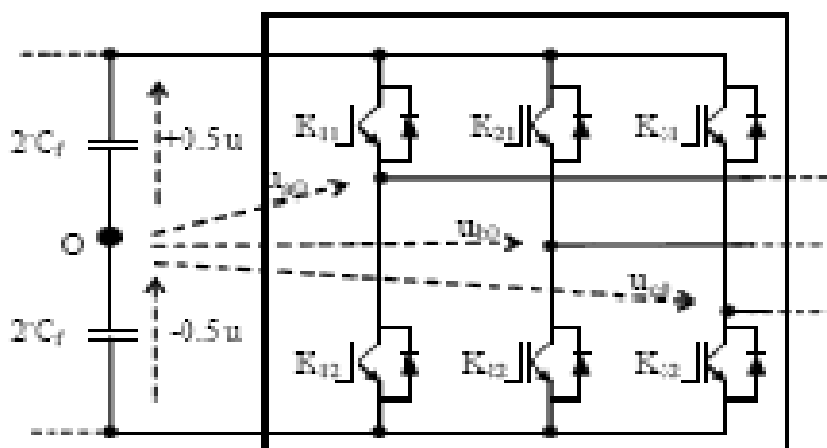


Figure II.6 Représentation des tensions de sortie de l'onduleur

Si le filtre d'entrée est bien dimensionné on peut considérer que la tension à l'entrée de l'onduleur est sensiblement égale à la tension **U_{dc}** et on obtient à la sortie de l'onduleur trois ondes de tension constituées des créneaux dont l'amplitude vaut Approximativement **+0.5.U_{dc}** ou **-0.5.U_{dc}** suivant que ce sont les interrupteurs du coté haut qui conduisent ou ceux du coté bas.

L'emploi de la technique MLI pour déterminer les intervalles de conduction des Interrupteurs permet de régler de manière indépendante les valeurs moyennes de Chacune des tensions **u_{a0}**, **u_{b0}**, **u_{c0}** sur chaque période de commutation.

Dans ce cas les instants de commutation sont déterminés par la comparaison de trois ondes de référence avec une onde porteuse qui fixe la fréquence de commutation.

Cette comparaison fournit trois signaux logiques **f_a**, **f_b** et **f_c**, qui valent 1 quand les interrupteurs du coté haut sont en conduction et ceux de coté bas sont bloqués et valent 0 dans le cas contraire. A partir de ces signaux l'électronique de commande élabore les signaux de commande des interrupteurs.

Si les références forment un système triphasé équilibré de grandeurs sinusoïdales on obtient à la sortie de l'onduleur des ondes de tension dont les « valeurs moyennes » forment elles aussi un système triphasé équilibré. On parle dans ce cas-ci d'une modulation sinus-triangle (**Figure II.6**).

Généralement le récepteur est connecté en étoile à neutre isolé. Dans ce cas les tensions vues par les phases du récepteur ne sont pas directement égales à celles fournies à la sortie de l'onduleur et se déduisent de celles-ci par la relation suivante, si on admet que la somme des tensions aux bornes des phases du récepteur est nulle.

II.5.2 Courbe des tensions de l'onduleur MLI

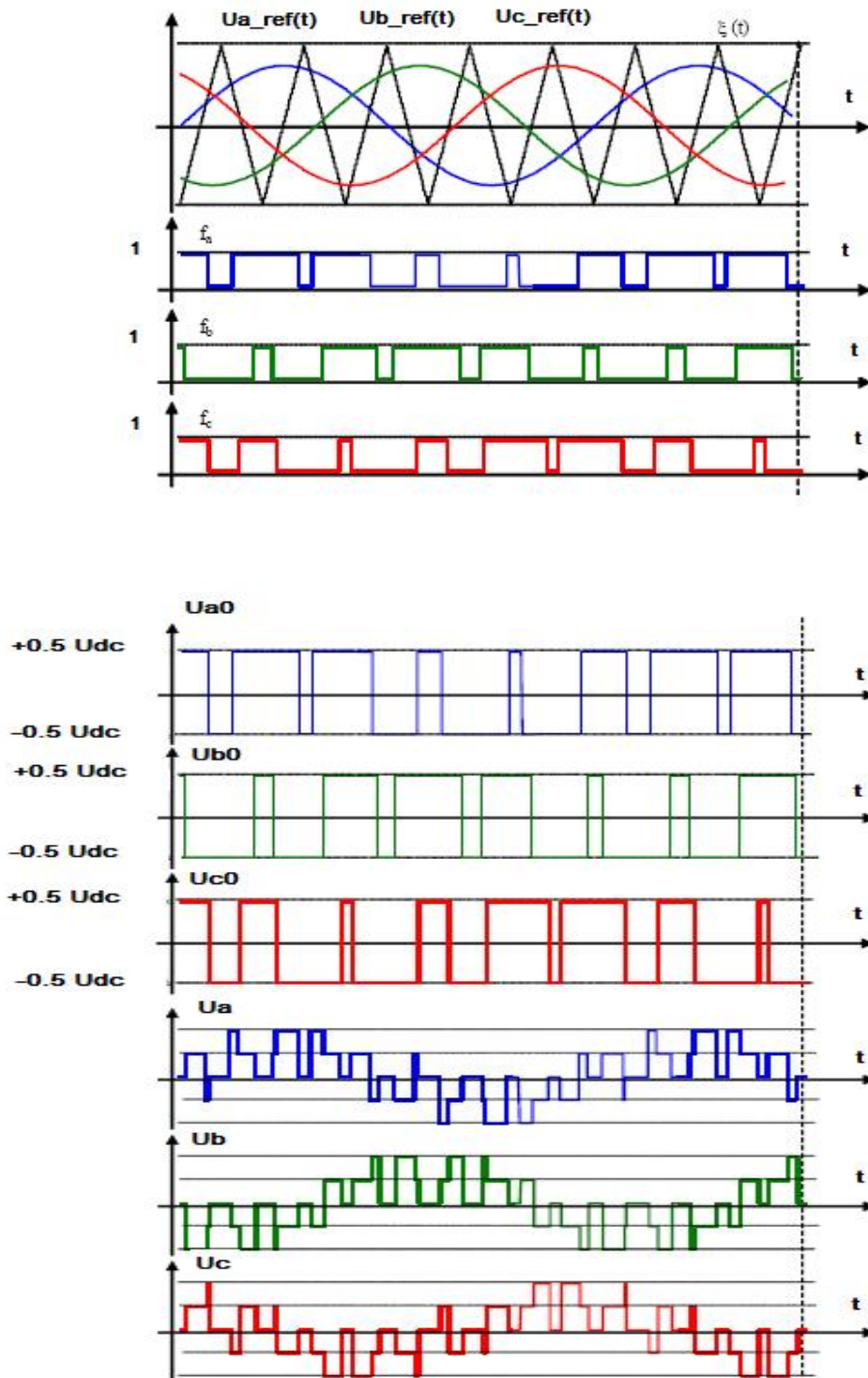


Figure II.7 Commande MLI par modulation (sinus –triangle)

II.6 Conclusion

Les convertisseurs de fréquence MLI occupent une place importante dans le domaine de commande des moteurs électriques, grâce au développement de l'électronique de puissance. Qui nous permet avec ces convertisseurs de contrôler la tension et le courant et varier la vitesse en variant la fréquence.

CHAPITRE III

ELABORATION D'UN MODÈLE DE PARK POUR LA MAS

Partie 1 : Modélisation [7]

III.1 Introduction

La mise en équation d'une machine est basée sur les outils mathématiques simplificateurs présentés par la transformation de PARK, CLARKE, CONCORDIA,...

Dans notre étude, nous utiliserons la transformation de PARK

III.2 Description

La machine est supposée à entrefer constant, représentée dans un plan perpendiculaire à son axe de rotation.

-le stator comme le rotor sont munis d'un enroulement triphasé représenté à droite de son axe magnétique.

-on désigne par (a_s, b_s, c_s) les enroulements statoriques

-on désigne par (a_r, b_r, c_r) les enroulements rotorique

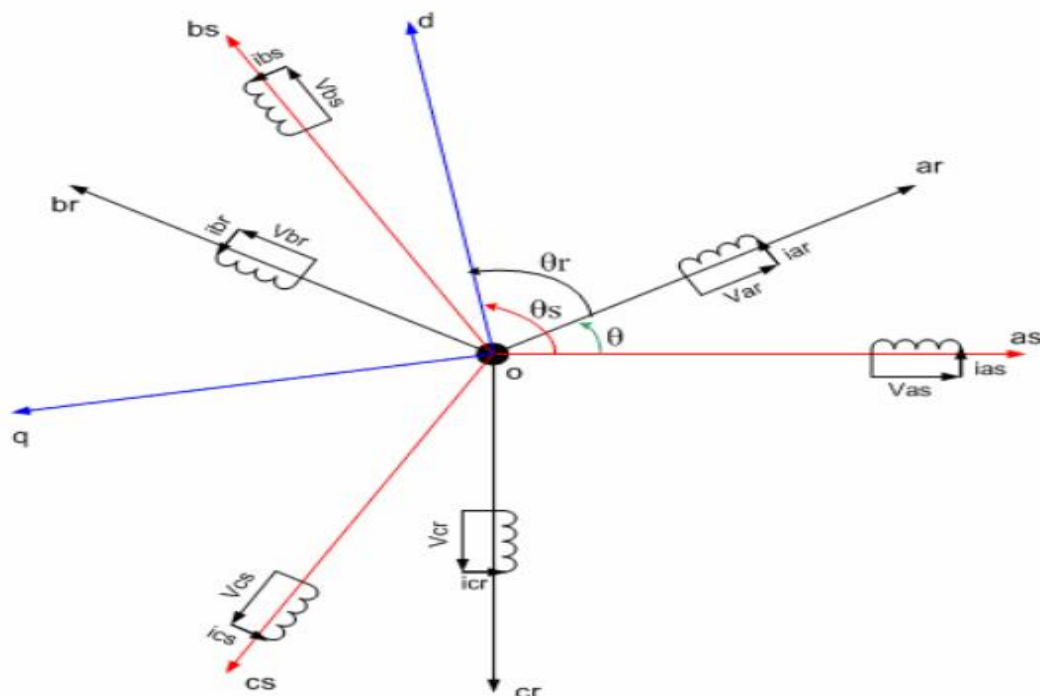


Figure III.1 : Schéma représentant les enroulements statoriques et rotoriques MAS

III.2 .1 Définition des angles

$$(o_{as}, o_d) = \theta_s$$

$$(o_{ar}, o_d) = \theta_r$$

$$(o_{bs}, o_d) = \theta_s - \frac{2\pi}{3}$$

$$(o_{br}, o_d) = \theta_r - \frac{2\pi}{3}$$

$$(o_{cs}, o_d) = \theta_s - \frac{4\pi}{3}$$

$$(o_{cr}, o_d) = \theta_r - \frac{4\pi}{3}$$

$$(o_{as}, o_{ar}) = \theta_s - \theta_r$$

$$(o_d, o_q) = \frac{\pi}{2}$$

θ : angle entre stator et rotor, donc la vitesse angulaire de rotation du rotor par

rapport au stator est : $w_r = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$

III .3 Hypothèses simplificatrices

A cause des phénomènes électromagnétiques, thermiques et mécaniques complexes de la machine on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- on suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.

- on suppose le circuit magnétique parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements sont parcourus par des courants et en outre, on suppose que la densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet de pelliculaire).

- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices, on ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase du stator et du rotor d'où il résulte, du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre leurs axes magnétiques.

III.4 Convention de signe

On adoptera les conventions de signe suivantes :

- § Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- § Une f.é.m. positive fait circuler un courant positif.
- § Les angles et la vitesse de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.
- § Le stator et le rotor sont considérés comme étant des récepteurs.

III.5 Equations électriques, magnétiques et mécaniques

III.5.1 Equations électriques

Les équations électriques du stator et du rotor sont comme suit :

III.5.1.1 Equations électriques du stator

Les équations électriques régissant le stator sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{as} = \frac{d\Phi_{as}}{dt} + R_s i_{as} \\ V_{bs} = \frac{d\Phi_{bs}}{dt} + R_s i_{bs} \\ V_{cs} = \frac{d\Phi_{cs}}{dt} + R_s i_{cs} \end{array} \right. \dots\dots\dots (III.1)$$

III.5.1.2 Equations électriques du rotor

Les équations électriques régissant le rotor sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ar} = \frac{d\Phi_{ar}}{dt} + R_r i_{ar} \\ V_{br} = \frac{d\Phi_{br}}{dt} + R_r i_{br} \\ V_{cr} = \frac{d\Phi_{cr}}{dt} + R_r i_{cr} \end{array} \right. \dots\dots\dots (III.2)$$

Sachant que $V_{ar}=V_{br}=V_{cr}=0$, car le rotor est court-circuité.

III.5.2 Equations magnétiques

Les hypothèses précédemment citées entraînent les relations suivantes entre flux et courants :

$$\left\{ \begin{array}{l} [\varphi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\varphi_r] = [M_{rs}] [I_s] + [L_{rr}] [I_r] \end{array} \right. \dots\dots\dots (III.3)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{sa} & M_{sa} \\ M_{sa} & L_{sa} & M_{sa} \\ M_{sa} & M_{sa} & L_{sa} \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ra} & M_{ra} & M_{ra} \\ M_{ra} & L_{ra} & M_{ra} \\ M_{ra} & M_{ra} & L_{ra} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (III.4)$$

$$(i_s) = \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix}, (i_r) = \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix}, (\Phi_s) = \begin{pmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{pmatrix}, (\Phi_r) = \begin{pmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (III.5)$$

$$[M_{sr}] = \begin{pmatrix} M_a & M_c & M_b \\ M_b & M_a & M_c \\ M_c & M_b & M_a \end{pmatrix} \dots\dots\dots (III.6)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]' = [M_{rs}]^* \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (III.7)$$

Avec:

Las : inductance propre d'une phase statorique

Lar : inductance propre d'une phase rotorique

Mas : inductance mutuelle entre deux phases statoriques

Mar : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

III.5.3 Equation mécanique

Elle est donnée par :

$$\frac{J}{P} \times \frac{dW_r}{dt} = C_e - C_r - \frac{\beta_m}{P} \times W_r \quad \dots\dots\dots (III.8)$$

J : moment d'inertie des masses tournantes ;

C_e : couple électromagnétique ;

C_r : couple résistant de charge ;

$\beta_m.W_r$: couple de frottement ;

P : nombre de pair de pôles.

III.6 Les équations électriques, magnétiques dans les axes dq

Pour but de simplifier les équations électriques et de passer d'un système triphasé qui pose une complexité d'étude à un système biphasé plus simple on utilise la transformation de PARK.

III.6.1 Transformation de PARK

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courant, aux tensions et aux flux un chargement de variable faisant intervenir l'angle entre les phases et les axes (d, q), dans la matrice de PARK l'angle (θ_s) intervenir pour les grandeurs statoriques et (θ_r) pour les grandeur rotoriques.

III.6.1.1 Interprétation physique de transformation de PARK

La transformation de PARK est la substitution des enroulements (a, b, c) dont les conducteur et les axes magnétique sont immobiles par rapport au stator par deux enroulement (d, q) dont les axes sont solidaires au rotor et tournent avec lui ; cependant les conducteurs constituant les axes (d, q) doivent être considérés comme immobiles.

III.6.1.2 Matrice de PARK

Les matrices utilisées pour les transformations sont données par :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \times \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad \text{..... (III.9)}$$

$$P(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad \text{..... (III.10)}$$

On a :

$$[X_d, X_q, X_o]^t = [P(\theta)][X_a, X_b, X_c]^t \quad \text{.....(III.11)}$$

La transformation inverse est obtenue par :

$$[X_a, X_b, X_c]^t = [p(\theta)]^{-1} [X_d, X_q, X_o]^t \quad \dots\dots\dots(\text{III.12})$$

X : représente (i, v, Φ)

III.6.2 Les équations électriques dans les axes d, q

Les équations électriques dans le plan de PARK s'écrivent comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \left(\frac{d\Phi_{ds}}{dt} \right) - \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \left(\frac{d\Phi_{qs}}{dt} \right) + \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \left(\frac{d\Phi_{dr}}{dt} \right) - \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \left(\frac{d\Phi_{qr}}{dt} \right) + \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad \dots\dots\dots(\text{III.13})$$

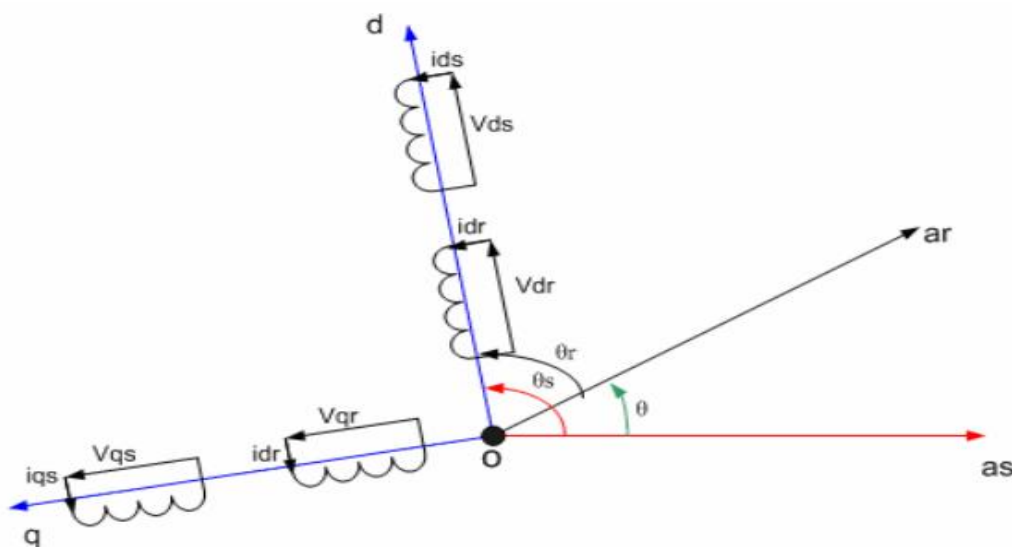


Figure III.2 : représentation des enroulements statorique et rotorique de la machine dans axes (d et q)

III.6.3 Les équations magnétiques dans les axes d, q

Les équations magnétiques dans le plan de PARK deviennent comme suit :

$$\begin{pmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{dr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{pmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \dots\dots (III.14)$$

$L_s = L_{as} - M_{as}$: inductance propre cyclique du stator.

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: inductance propre cyclique du rotor.

$L_m = -M_{rs}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

III.6.4 Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique c'est obtenue à partir de celle de la puissance instantanée $p(t)$

III.6.4.1 Expression de la puissance

$$P_e = (i_s)^t (V_s) - (i_s)^t (V_s) \dots\dots\dots (III.15)$$

$$P_e = V_{as}i_{as} + V_{bs}i_{bs} + V_{cs}i_{cs} - (V_{ar}i_{ar} + V_{br}i_{br} + V_{cr}i_{cr}) \dots\dots\dots (III.16)$$

Dans les axes d, q ; pe s'écrit :

$$V_{s(a,b,c)} = V_s (v_a, v_b, v_c) \quad V_{ps} = (V_{ds}, V_{qs}, V_{os})$$

$$p_e = (p(\theta_s)^{-1}(i_{ps}))^t (p(\theta_s)^{-1}(V_{ps})) - (p(\theta_r)^{-1}i_{pr})^t (p(\theta_r)^{-1}V_{pr}) \dots\dots\dots (III.17)$$

$$\begin{aligned}
 P_e = & \frac{3}{2} \left\{ \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} - \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} + 2 \frac{d\Phi_{os}}{dt} i_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{qr} + 2 \frac{d\Phi_{or}}{dt} i_{or} \right\} \dots (1) \\
 & + \frac{3}{2} \left\{ (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \frac{d\theta_s}{dt} + (\Phi_{dr} i_{qr} + \Phi_{qr} i_{dr}) \frac{d\theta_r}{dt} \right\} \dots (2) \\
 & + \frac{3}{2} \left\{ (R_s i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + 2 i_{os}^2) + R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2 + i_{or}^2) \right\} \dots (3)
 \end{aligned}
 \quad \dots \textbf{(III.18)}$$

(1) : Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée par unité de temps.

(2) : la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

(3) : les pertes joule.

D'après les équations magnétiques :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds} &= - (\Phi_{dr} i_{qr} - \Phi_{qr} i_{dr}) \implies (2) = \frac{3}{2} (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \right) \\
 &= \frac{3}{2} (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) W_r
 \end{aligned}$$

$C_{em} = \frac{3}{2} (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds})$	$\dots \textbf{(III.19)}$
--------------------------------------------------------------	---------------------------

Remarque :

Pour une machine multipolaire on multiplie C_{em} par (P)

III.7 Choix des référentiels

Le référentiel est le système (od, oq) associé à la vitesse électrique de rotation choisi pour ce référentiel, avec le rotor en court-circuit.

Le glissement est donné par la formule suivante : $g = \frac{w_s - w_r}{w_s}$

W_s : la vitesse électrique du champ tournant.

W_r : la vitesse électrique du rotor.

g : pulsation des courants rotorique.

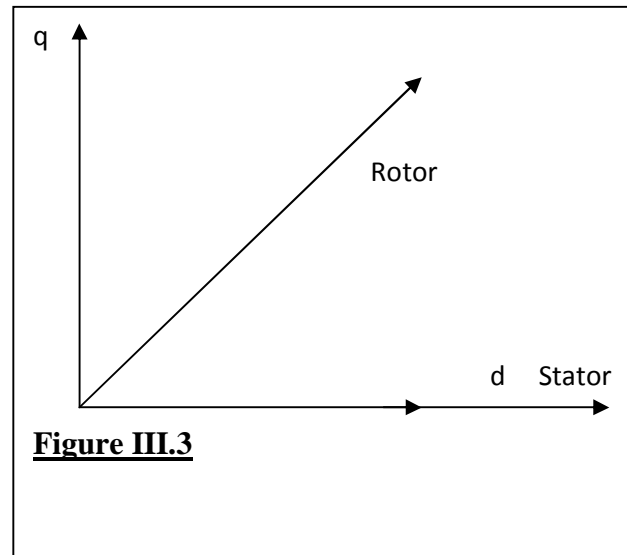
III.7.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel les axes sont liés au stator donc leur vitesse de rotation par rapport à celui-ci est nulle :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \implies \frac{d\theta_r}{dt} = -w_r$$

D'où les équations électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + w_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - w_r \Phi_{dr} \end{array} \right. \dots\dots\dots (III.20)$$



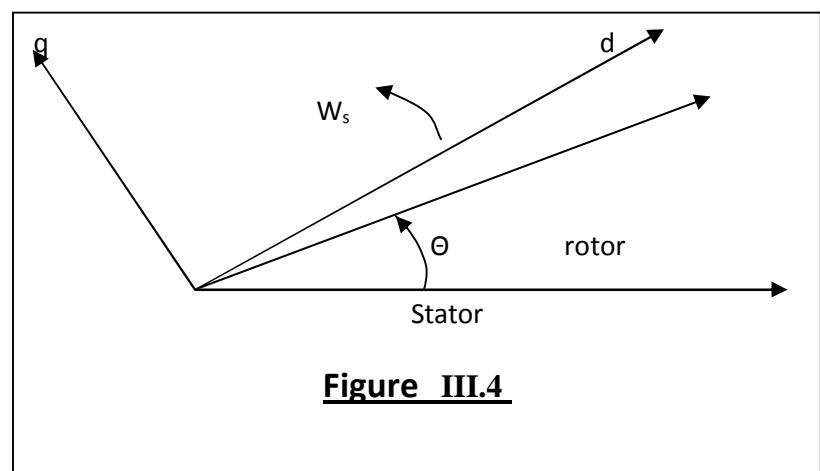
Ce référentiel est préférable pour l'étude des grandes variations de vitesse de rotation

III.7.2 Référentiel lié au champ tournant

Les axes sont liés au champ tournant, leur vitesse de rotation par rapport à celui-ci est nulle, mais par rapport au stator et au rotor elle est comme suit :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = W$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = W - w_r = g \cdot W$$



Les équations électriques deviennent

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \Phi_{ds} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_g \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_g \Phi_{dr} \end{array} \right. \dots\dots\dots (III.21)$$

Ce référentiel est préférable pour les fréquences constantes et pour l'étude de l'alimentation des moteurs à fréquence variables si l'intéresse à leurs transmittance vis-à-vis des petites perturbations

III.7.3 Référentiel lié au rotor

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r$$

Les équations électriques deviennent

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_r \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_r \Phi_{ds} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \dots\dots\dots (III.22)$$

Ce référentiel est préférable pour étude des régimes transitoire ou la vitesse de rotation est considérée comme constante

III.8 Elaboration des équations de la machine asynchrone dans le plan complexe

Dans le but de simplifier les équations mathématiques dans les machines à courant alternatif on utilise la méthode des vecteurs d'espace qui permet considérablement de simplifier et de réduire le système d'équation et le mettre sous forme d'un système unique avec un vecteur variable.

La valeur instantanée triphasée symétrique (tension, courant, flux) peut être donc mathématiquement transformée pour qu'elle soit présentée par un seul vecteur d'espace.

III.8.1 Calcul du vecteur courant

$$\left\{ \begin{array}{l} i_a = I\sqrt{2} \cos (\omega t - \phi) \\ i_b = I\sqrt{2} \cos (\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi) \\ i_c = I\sqrt{2} \cos (\omega t - \frac{4\pi}{3} - \phi) \end{array} \right. \dots\dots\dots (III.23)$$

On pose $I\sqrt{2} = I_m$:

En appliquant la transformation de **PARK**. Sur (ia, ib, ic) :

$$\begin{pmatrix} Id \\ iq \\ io \end{pmatrix}_s = p(\theta) \begin{pmatrix} ia \\ ib \\ ic \end{pmatrix} \dots\dots\dots (III.24)$$

Le vecteur courant résultant est donné par :

$$i_s = \frac{3}{2} (i_a + \vec{a} i_b + \vec{a}^2 i_c); \dots\dots\dots (III.25)$$

$$\text{Avec: } \vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Pour simplifier les équations on pose ($\gamma=0$)

$$\text{Donc: } i_s = \frac{3}{2} \text{Im} \left(\cos \omega t + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

$$\vec{I}_s = i_{sd} + j i_{sq} = \text{Im} (\cos (\omega t) + j \sin (\omega t)) = \text{Im} e^{j\omega t} \dots\dots\dots (III.26)$$

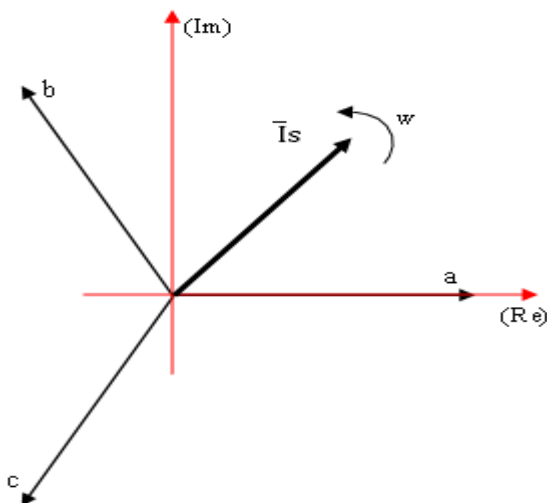


Figure III.5 représentation i_s dans le plan complexe

III.8.2 Simplification des équations électriques dans le plan complexe

Pour transformer les équations (III.13) et (III.14) en valeur instantanée, on les multiplie par les coefficients $(\frac{2}{3}, \frac{2}{3}\vec{a}, \frac{2}{3}\vec{a}^2)$; on obtient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \\ \vec{u}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \vec{\Phi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \\ \vec{\Phi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \end{array} \right. \quad \dots\dots\dots (III.27)$$

III.8.3 Equations de la machine asynchrone en unités relatives

Dans le domaine complexe les équations de tension, de courant et de flux deviennent

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{i}_s = i_q + j i_d \\ \vec{u}_s = u_q + j u_d \\ \vec{\Phi} = \Phi_q + j \Phi_d \end{array} \right. \quad \dots\dots\dots (III.28)$$

On note w_k la vitesse du champ tournant et w la vitesse électrique de rotor

Tel que : $w = p.w_m$ avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} W_m : \text{vitesse mécanique de rotor} \\ P : \text{nombre de pôles.} \end{array} \right.$$

Les équations(III.27) deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{U}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} + J W_K \vec{\Phi}_s \\ \vec{U}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} + (J W_K - W) \vec{\Phi}_r \\ \vec{\Phi}_s = L_s \vec{i}_s - L_m \vec{i}_r \\ \vec{\Phi}_r = L_m \vec{i}_s - L_r \vec{i}_r \end{array} \right. \dots\dots\dots (III.29)$$

Remarque :

Le couple électromagnétique du moteur résulte de l'interaction des flux magnétiques statoriques créés par les courants qui passent dans les bobinages du stator et du rotor.

On peut exprimer le couple électromagnétique noté \bar{M} tel que

$\bar{M} = (\bar{\Phi} \wedge \dot{i})$, selon les six possibilités suivantes :

$$(\dot{i}_s, \dot{i}_r); (\dot{i}_s, \vec{\Phi}_s); (\dot{i}_s, \vec{\Phi}_r); (\dot{i}_r, \vec{\Phi}_s); (\dot{i}_r, \vec{\Phi}_r); (\vec{\Phi}_s, \vec{\Phi}_r).$$

Généralement on introduit le flux total d'induction mutuelle:

$$\vec{\Phi}_m = L_m (\dot{i}_s + \dot{i}_r); \text{ Dans ce cas, quatre autres possibilités}$$

$$\text{apparaissent : } (\dot{i}_s, \vec{\Phi}_m); (\dot{i}_r, \vec{\Phi}_m); (\vec{\Phi}_s, \vec{\Phi}_m); (\vec{\Phi}_r, \vec{\Phi}_m).$$

III.8.3.1 Equations électriques

On prend les unités de base pour (la tension, courant, résistance,...)

$$U_b = \sqrt{2} U_1$$

$$I_b = \sqrt{2} I_1$$

$$W_b = W_1 = 2\pi f_1$$

$$R_b = \frac{U_b}{I_b};$$

$$I_b = \frac{u_b}{w_b I_b};$$

$$\Phi_b = \frac{U_b}{W_b};$$

$$M_b = \frac{3P U_b I_b}{2 W_b}$$

Les grandeurs sans unités:

$$\bar{U} = \frac{\vec{u}}{u_b};$$

$$\bar{I} = \frac{\vec{i}}{I_b};$$

$$\bar{\Phi} = \frac{\vec{\Phi}}{\Phi_b};$$

$$m = \frac{M}{M_b}$$

On remplace les grandeurs sans unités et de base dans l'équation (III.29) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_s = r_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + J \alpha_K \bar{\Phi}_s \\ \bar{u}_r = r_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + J(\alpha_K - p_v) \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = x_s \bar{I}_s + x_m \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = x_m \bar{I}_s + x_r \bar{I}_r \\ m = k \text{ Mod } (\bar{\Phi}_i \times \bar{i}_k) \\ \bar{T}_m \frac{dv}{dt} = m - m_h \end{array} \right. \dots\dots\dots (III.30)$$

Tel que :

$$\alpha_K = \frac{w_k}{w_b}$$

$$v = \frac{w_m}{w_b}$$

\bar{T}_m : le moment d'inertie

m_h : le couple résistant

$$r_s = \frac{R_s}{R_b}, \quad r_r = \frac{R_r}{R_b}, \quad x_s = \frac{w_b L_s}{R_b}, \quad x_r = \frac{w_b L_r}{R_b}, \quad x_m = \frac{w_b L_m}{R_b}, \quad \bar{T}_m = \frac{jw_b^2}{M_b}$$

III.8.3.2 Expression du vecteur courant dans le référentiel mobile et immobile

On représente le vecteur courant dans les deux référentiels par la figure suivante :

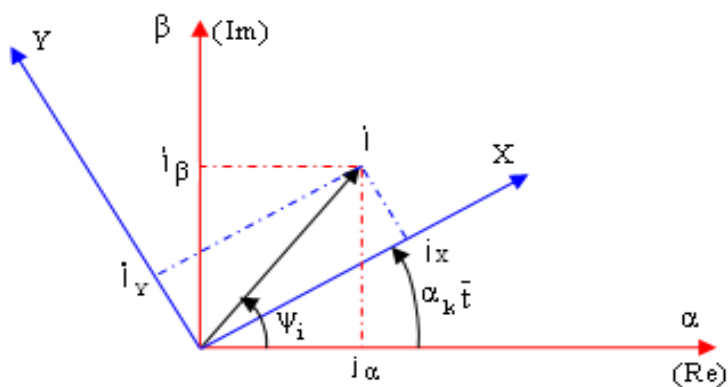


Figure III.6

Le vecteur courant dans le référentiel immobile d'axe (α, β)

$$\mathbf{i}_{s.H} = i_a + j i_\beta = I_m e^{j\psi}$$

Le vecteur courant dans le référentiel mobile d'axe (x, y)

$$\mathbf{i}_{s.BP} = i_x + j i_y = I_m e^{j(\psi - \alpha_k t)} = I_{s.H} e^{-j\alpha_k t}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} i_x = i_\alpha \cos(\alpha_k t) + i_\beta \sin(\alpha_k t) \\ i_y = i_\beta \cos(\alpha_k t) - i_\alpha \sin(\alpha_k t) \end{cases}$$

Pour le rotor en court-circuit $u_r = 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_s = r_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + J \alpha_k \bar{\Phi}_s \dots\dots\dots (1) \\ 0 = x_s \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + J(\alpha_k - p\omega) \bar{\Phi}_r \dots\dots\dots (2) \\ \bar{\Phi}_s = x_x \bar{I}_s + x_m \bar{I}_r \dots\dots\dots (3) \\ \bar{\Phi}_r = x_m \bar{I}_s + x_r \bar{I}_r \dots\dots\dots (4) \\ m = k \text{ Mod } (\bar{\Phi}_i \times \bar{I}_k) \\ \bar{T}_m \frac{dv}{dt} = m - m_h \end{array} \right\} \dots\dots\dots (\text{III.31})$$

On exprime \mathbf{i}_r on fonction de \mathbf{i}_s à partir de (3) et (4) et on le remplace dans (1) et (2) ;
 puis on tire $\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt}$ de (2) et le remplace dans (1) ; on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_s = \bar{r}\bar{i}_s + \dot{X}_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + J\alpha_K \dot{X}_s \bar{i}_s - \frac{k_r}{\bar{T}_r} \bar{\Phi}_r + JK_r PV \bar{\Phi}_r \\ 0 = -k_r r_R \bar{i}_s + \frac{1}{\bar{T}_r} \bar{\Phi}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + J(\alpha_K - pv) \bar{\Phi}_r \\ m = k_r \text{Mod}(\bar{\Phi}_r \times \bar{i}_s) \\ \bar{T}_m \frac{dv}{dt} = m - m_h \end{array} \right. \dots\dots\dots (\text{III.32})$$

$$r = (r_s + K_R^2 r_r) ; \quad \dot{X}_s = \left(X_s - \frac{x_m^2}{X_R} \right) ; \quad k_r = \frac{x_s}{x_r} ; \quad \bar{T}_R = \frac{x_r}{r_r}$$

III.8.3.3 Dans le référentiel lié au stator

Dans le référentiel lié au stator (α, β) , $\alpha_k = w_k = 0$

Les équations (III.32) deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{s\alpha} = r i_{s\alpha} + X_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{r\alpha} - k_r pv \Phi_{r\beta} \\ u_{s\beta} = r i_{s\beta} + X_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{r\beta} + K_r pv \Phi_{r\alpha} \\ 0 = -k_r r_r i_{s\alpha} + \frac{1}{\bar{T}_r} \Phi_{r\alpha} - \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + pv \Phi_{r\beta} \\ 0 = -k_r r_r i_{s\beta} + \frac{1}{\bar{T}_r} \Phi_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} - pv \Phi_{r\alpha} \\ m = k_r (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \bar{T}_m \frac{dv}{dt} = m - m_h \end{array} \right. \dots\dots\dots (\text{III.33})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{s\alpha} = r(1 + \bar{T}_S S)i_{s\alpha} - \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{r\alpha} - k_r p v \Phi_{r\beta} \\ u_{s\beta} = r(1 + \bar{T}_S S)i_{s\beta} - \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{r\beta} + K_r p v \Phi_{r\alpha} \\ 0 = -k_r r_r i_{s\alpha} + \frac{1}{\bar{T}_r} (1 + \bar{T}_r S) \Phi_{r\alpha} + p v \Phi_{r\beta} \dots\dots\dots (III.34) \\ 0 = -k_r r_r i_{s\beta} + \frac{1}{\bar{T}_r} (1 + \bar{T}_r S) \Phi_{r\beta} - p v \Phi_{r\alpha} \\ m = k_r (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \bar{T}_m S v = m - m_h \end{array} \right.$$

Avec : $\bar{T}_S = \frac{\dot{X}_S}{r}$ S: La fonction de Laplace

III.8.3.4 Dans le référentiel lie au champ tournant

Dans le référentiel lie au champ tournant (x, y) les équations(III.34) avec la transformation de Laplace deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{sx} = r(1 + \bar{T}_S S)i_{sx} - \dot{X}_S \alpha_K i_{sy} - \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{rx} - k_r p v \Phi_{ry} \\ u_{sy} = r(1 + \bar{T}_S S)i_{sy} + \dot{X}_S \alpha_K i_{sx} - \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{rx} + k_r p v \Phi_{ry} \\ 0 = -k_r r_r i_{sx} + \frac{1}{\bar{T}_r} \Phi_{rx} + S \Phi_{rx} - (\alpha_k - p v) \Phi_{ry} \dots\dots\dots (III.35) \\ 0 = -k_r r_r i_{sy} + \frac{1}{\bar{T}_r} \Phi_{ry} + S \Phi_{ry} + (\alpha_k - p v) \Phi_{rx} \\ m = k_r (\Phi_{rx} i_{sy} - \Phi_{ry} i_{sx}) \\ \bar{T}_m S v = m - m_h \end{array} \right.$$

Partie 2 : Simulation

III.1 Introduction

Après avoir établie les équations qui modélise le moteur asynchrone ;il faut utiliser un outil informatique pour la simulation .Dans le but de visualiser le 'comportement' de ce moteur et c'est pour ça qu'on a introduit le logiciel **MATLAB** dans notre travail.

III.2 Présentation du MATLAB

Le logiciel MATLAB réalise aussi bien l'étude de systèmes dynamiques linéaires simple, notamment dans le domaine des asservissements, ainsi que la modélisation des systèmes plus complexes.

MATLAB est système interactif et convivial de calcul numérique et visualisation graphique qui possède un langage de programmation.il est très utilisée dans le monde universitaire et industriel..

III.2.1 SIMULINK

L'outil additionnel **SIMULINK** est utilisé pour la modélisation et la simulation des systèmes dynamiques (visualiser le comportement des systèmes) ; basé sur une représentation de type schéma- blocs.

(Permet la simulation temporelle des systèmes dynamiques)

III.3 Schéma fonctionnel

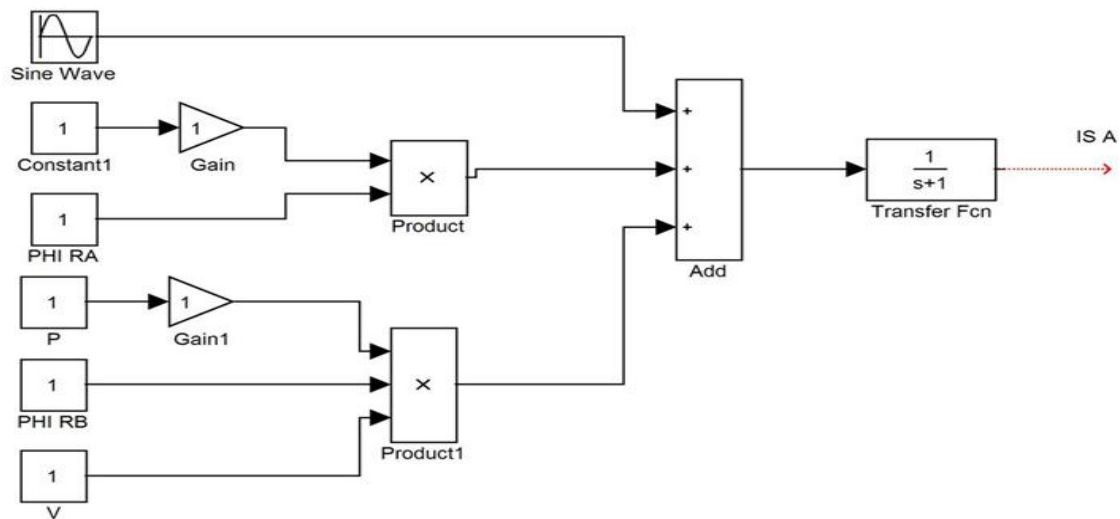
On a un système d'équations établi dans le chapitre précédant, on ne peut pas passer directement au schéma fonctionnel globale ; alors on procède par des schémas fonctionnel partiel (pour chaque équation). Et en fin on les relit on aura notre schéma fonctionnel globale.

On a le système d'équation **(III.34)** en considérant le référentiel lié au stator suivant :

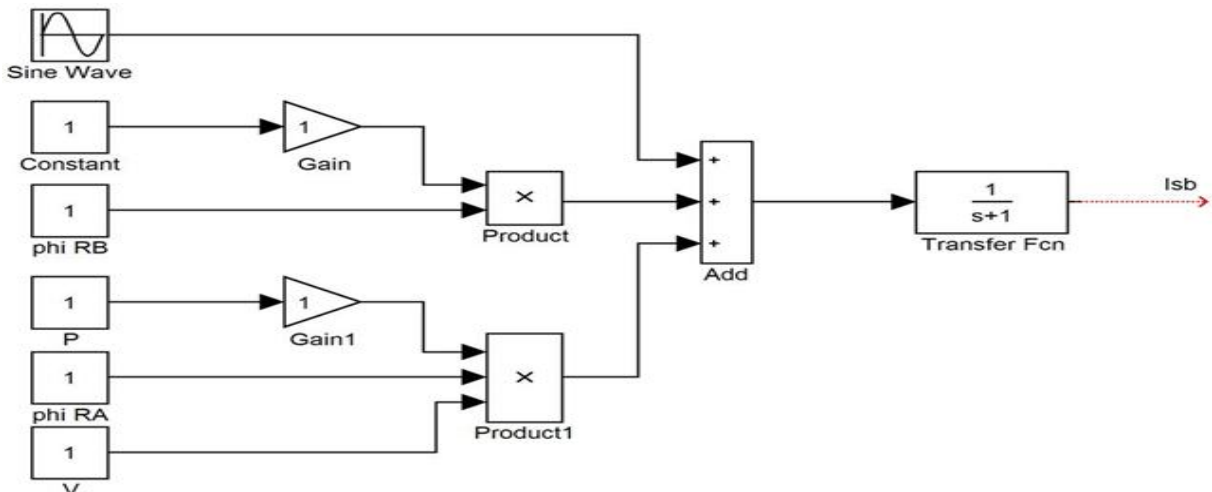
$$\left\{ \begin{array}{ll} u_{s\alpha} = r(1 + \bar{T}_S S)i_{s\alpha} - \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{r\alpha} - k_r p v \Phi_{r\beta} & (1) \\ u_{s\beta} = r(1 + \bar{T}_S S)i_{s\beta} - \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{r\beta} + K_r p v \Phi_{r\alpha} & (2) \\ 0 = -k_r r_r i_{s\alpha} + \frac{1}{\bar{T}_r} (1 + \bar{T}_r S) \Phi_{r\alpha} + p v \Phi_{r\beta} & (3) \dots\dots\dots (III.34) \\ 0 = -k_r r_r i_{s\beta} + \frac{1}{\bar{T}_r} (1 + \bar{T}_r S) \Phi_{r\beta} - p v \Phi_{r\alpha} & (4) \\ m = k_r (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) & (5) \\ \bar{T}_m S v = m - m_h & (6) \end{array} \right.$$

$$(1) \Rightarrow i_{s\alpha} = \frac{1}{r(1+\bar{T}_s s)} \left(u_{s\alpha} + \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{r\alpha} + k_r p v \Phi_{r\beta} \right)$$

Avec $\frac{1}{r(1+\bar{T}_s s)} = \frac{1}{0.052(1+3.01*s)}$

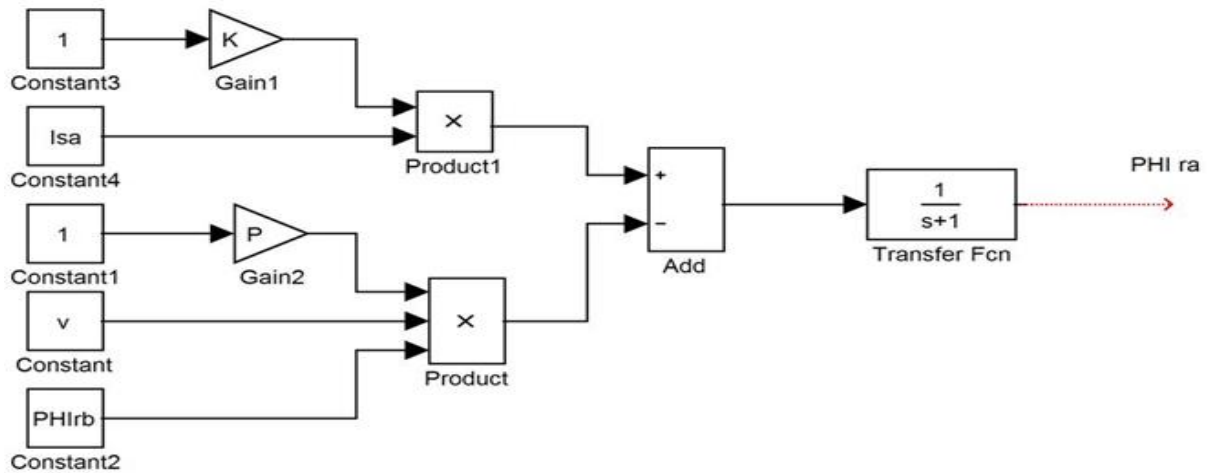


$$(2) \Rightarrow i_{s\beta} = \frac{1}{r(1+\bar{T}_s s)} \left(u_{s\beta} + \frac{k_r}{\bar{T}_r} \Phi_{r\beta} - K_r p v \Phi_{r\alpha} \right)$$

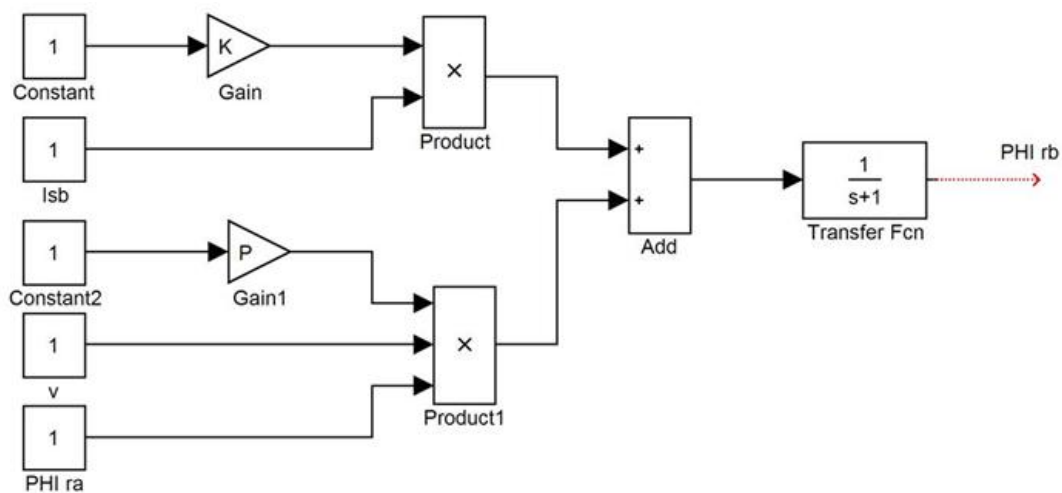


$$(3) \Rightarrow \Phi_{ra} = \frac{\bar{T}_r}{(1+\bar{T}_r s)} (k_r r_r i_{sa} - p v \Phi_{r\beta})$$

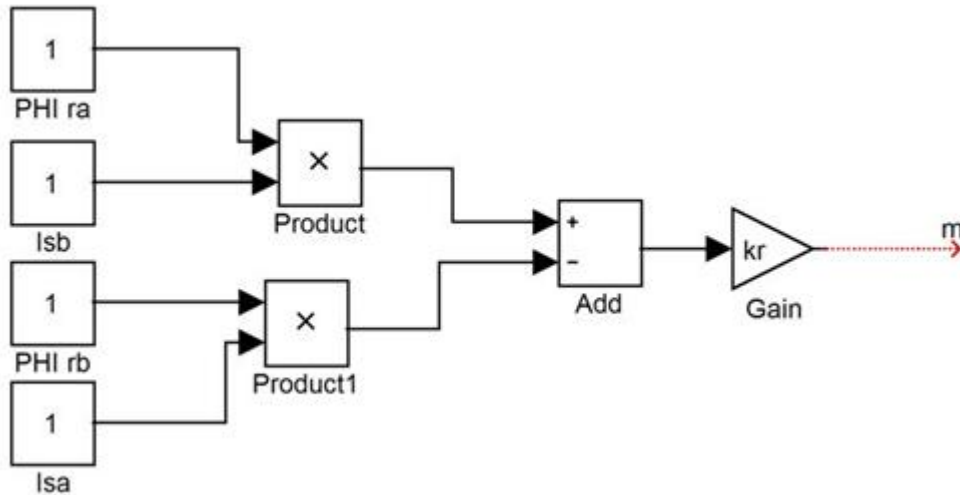
Avec $\frac{\bar{T}_r}{(1+\bar{T}_r s)} = \frac{138.9}{1+138.9s}$



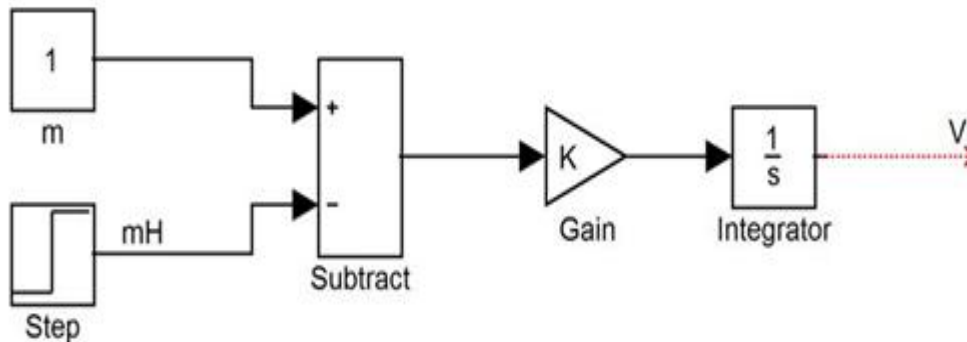
$$(4) \Rightarrow \Phi_{r\beta} = \frac{\bar{T}_r}{(1+\bar{T}_r s)} (k_r r_r i_{s\beta} + p v \Phi_{ra})$$



$$(5) \quad \longrightarrow \quad m = k_r(\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha})$$



$$(5) \quad \longrightarrow \quad v = \frac{1}{s} \frac{1}{T_m} (m - m_h)$$



En reliant les six schémas précédant, suivant les équations on obtient le schéma fonctionnel global de cette machine (connecté directement au réseau) dans le référentiel lié au stator. Représenté sur la **figure III.7**

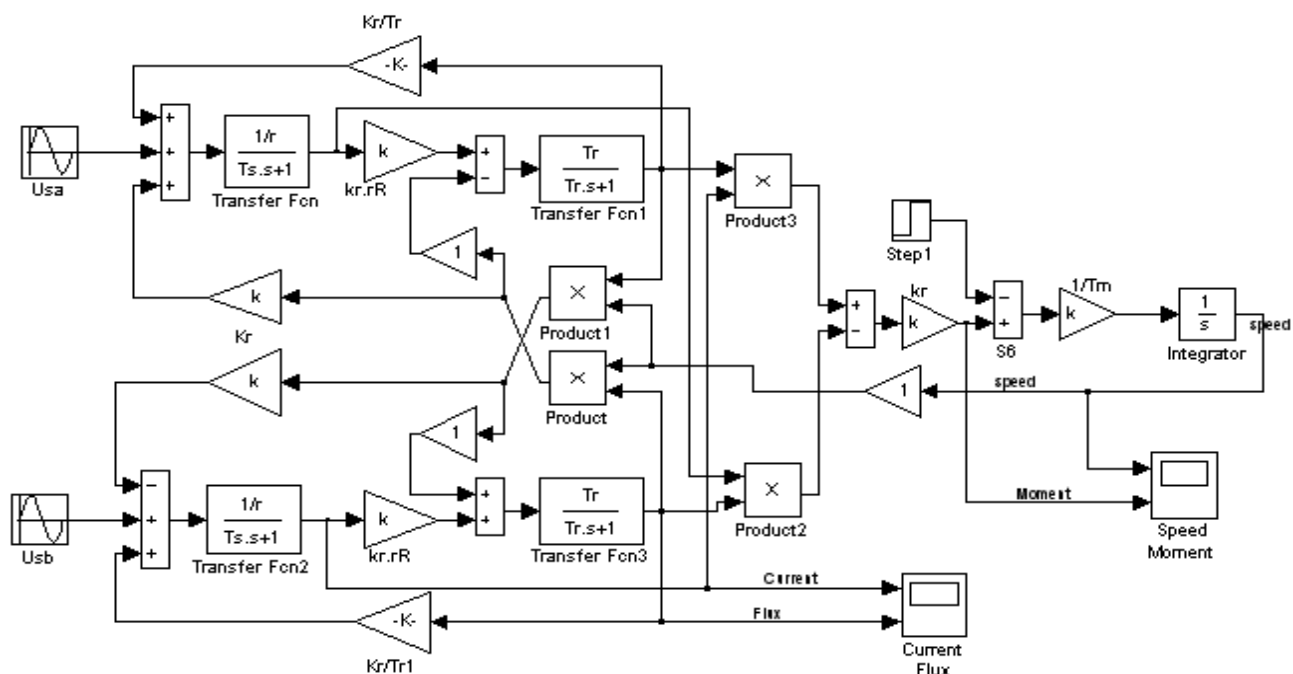


Figure III.7 Bloc fonctionnel global dans le référentiel lié au stator.

En procédant de la même manière que le référentiel précédent, en schématisant les équations qui sont tirées des équations **(III.35)**, sous forme des petits blocs, on aura le schéma fonctionnel global ci-dessous.

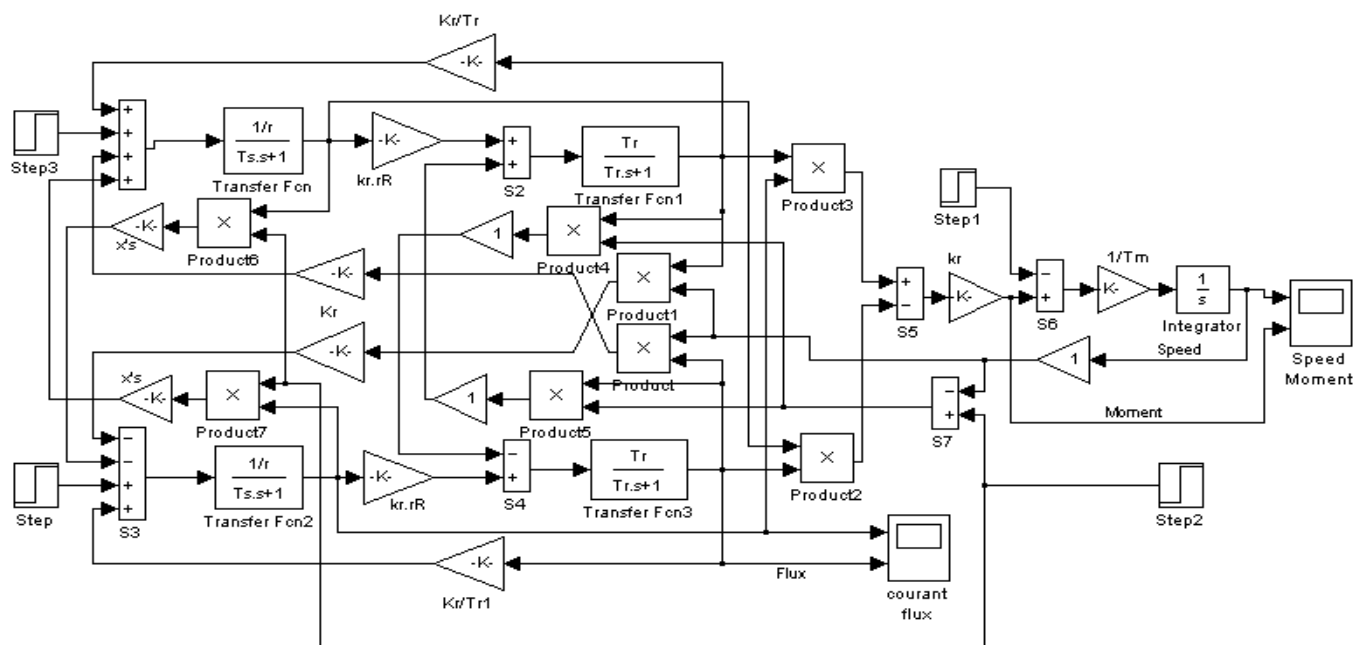


Figure III.8 Bloc fonctionnel global dans le référentiel lié au champ tournant.

III.4 Cahier de charge de la machine asynchrone étudié

Le cahier de charge de la machine asynchrone est donné comme suit :

Puissance nominale P_n	(kw)	14
Tension nominale U_n	(V)	220
Courant nominale I_n	(A)	27.5
Fréquence f	(Hz)	50
Résistance satirique R_s	(Ohm)	0.219
Résistance rotorique R_r	(Ohm)	0.211
Inductance statorique = inductance rotorique $(L_s = L_r)$	(H)	0.094
Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor L_m	(H)	0.094
Moment d'inertie J	(kg/m ²)	0.09
Nombre de pair de pole P		1
Rendement η	(%)	0.89
Facteur de puissance $\cos\Phi$		0.88

III.5 Calcul des paramètres relatifs

Les paramètres relatifs nécessaires pour la simulation sont $(r, \bar{T}_S, K_r, \bar{T}_r, r_r, \bar{T}_m)$

$$\emptyset \quad R = (r_s + k_r^2 r_r)$$

$$\emptyset \quad k_r = \frac{x_m}{x_R}$$

$$\emptyset \quad \bar{T}_r = \frac{x_r}{r_r}$$

$$\emptyset \quad \bar{T}_S = \frac{x_S}{r}$$

$$\emptyset \quad \bar{T}_m = \frac{j\omega_b^2}{M_b}$$

Résultats de calcul des paramètres relatifs

paramètres	r	\bar{T}_S	K_r	\bar{T}_r	r_r	\bar{T}_m
Résultats	0.052	3.01	0.979	139.9	0.026	153.5

III.6 Résultats de simulation

III.6.1 Référentiel est lié au stator (Référentiel immobile)

- Moteur 14kw

a) A vide

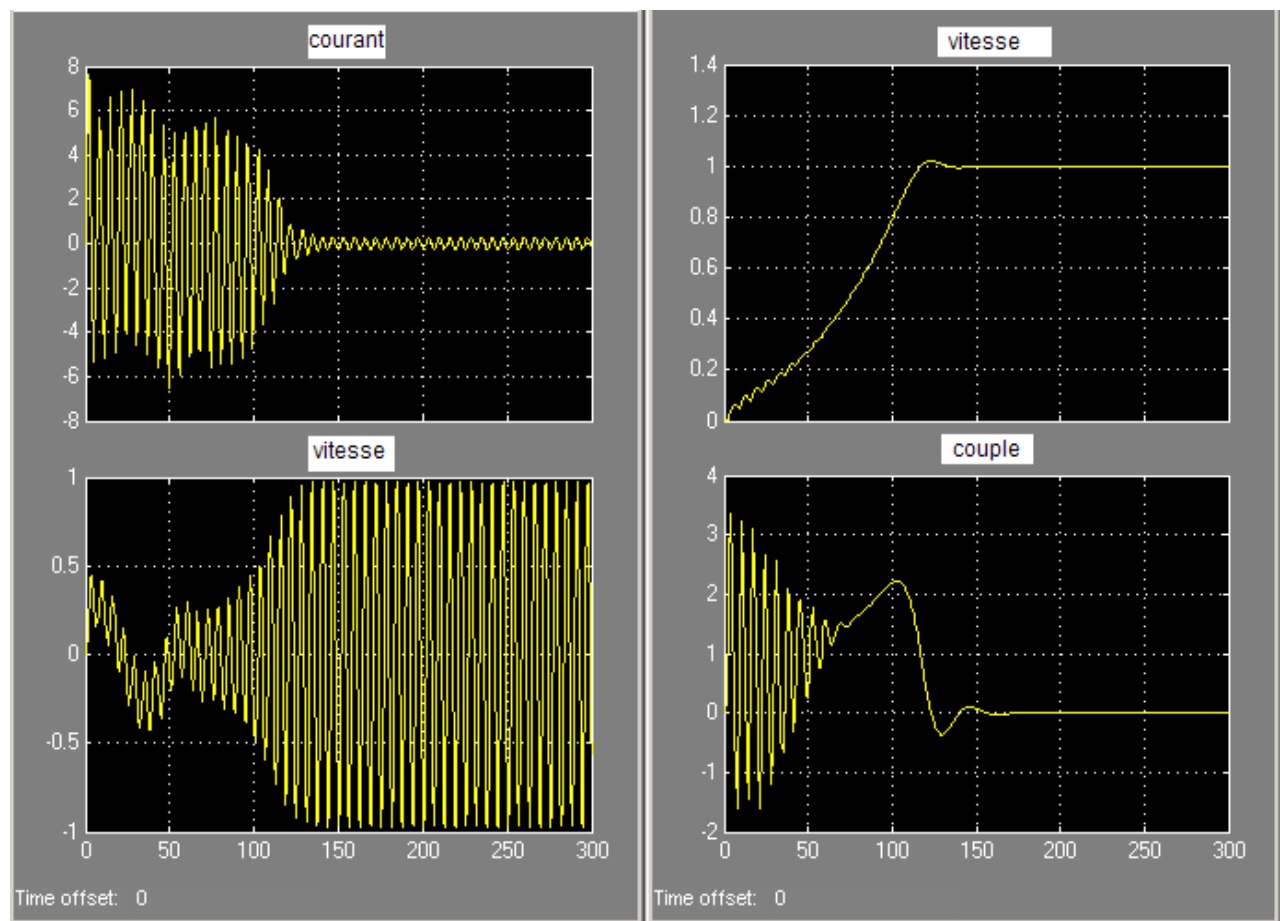


Figure III.9

Les courbes de simulation de (**courant –flux**) et (**vitesse-couple**) en fonction de temps d'un moteur asynchrone de (**14KW**) connecté directement au réseau.

b) En charge

- **MOTEUR 14 kw**

On démarre le moteur à vide puis on lui applique un couple de charge

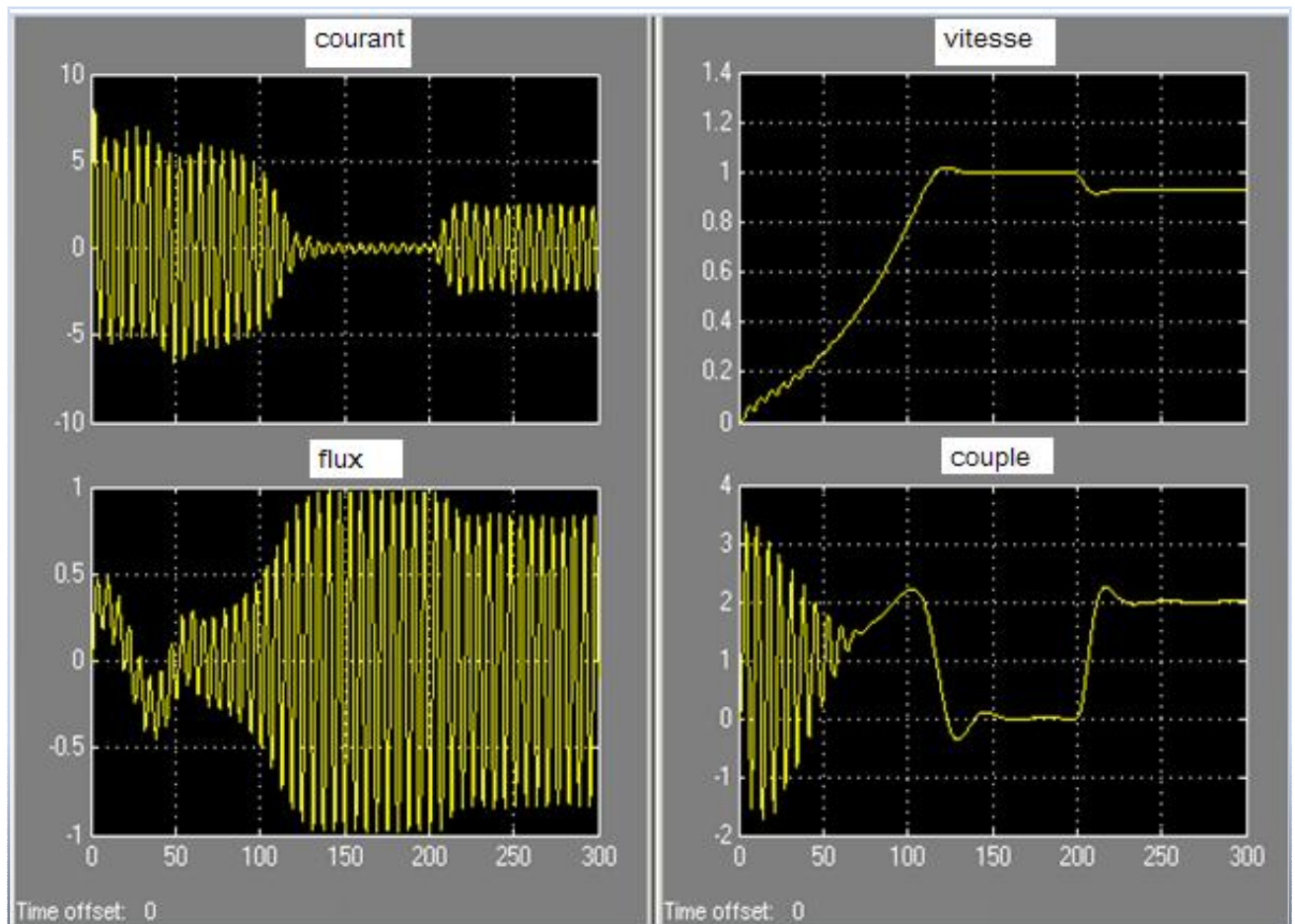


Figure III.9

Courbes de simulation de (courant-flux) et (vitesse-couple), en fonction de temps, d'un moteur asynchrone de (14KW) connecté directement au réseau.

III.6.2 Référentiel lié au champ tournant (référentiel mobile)

a) à vide

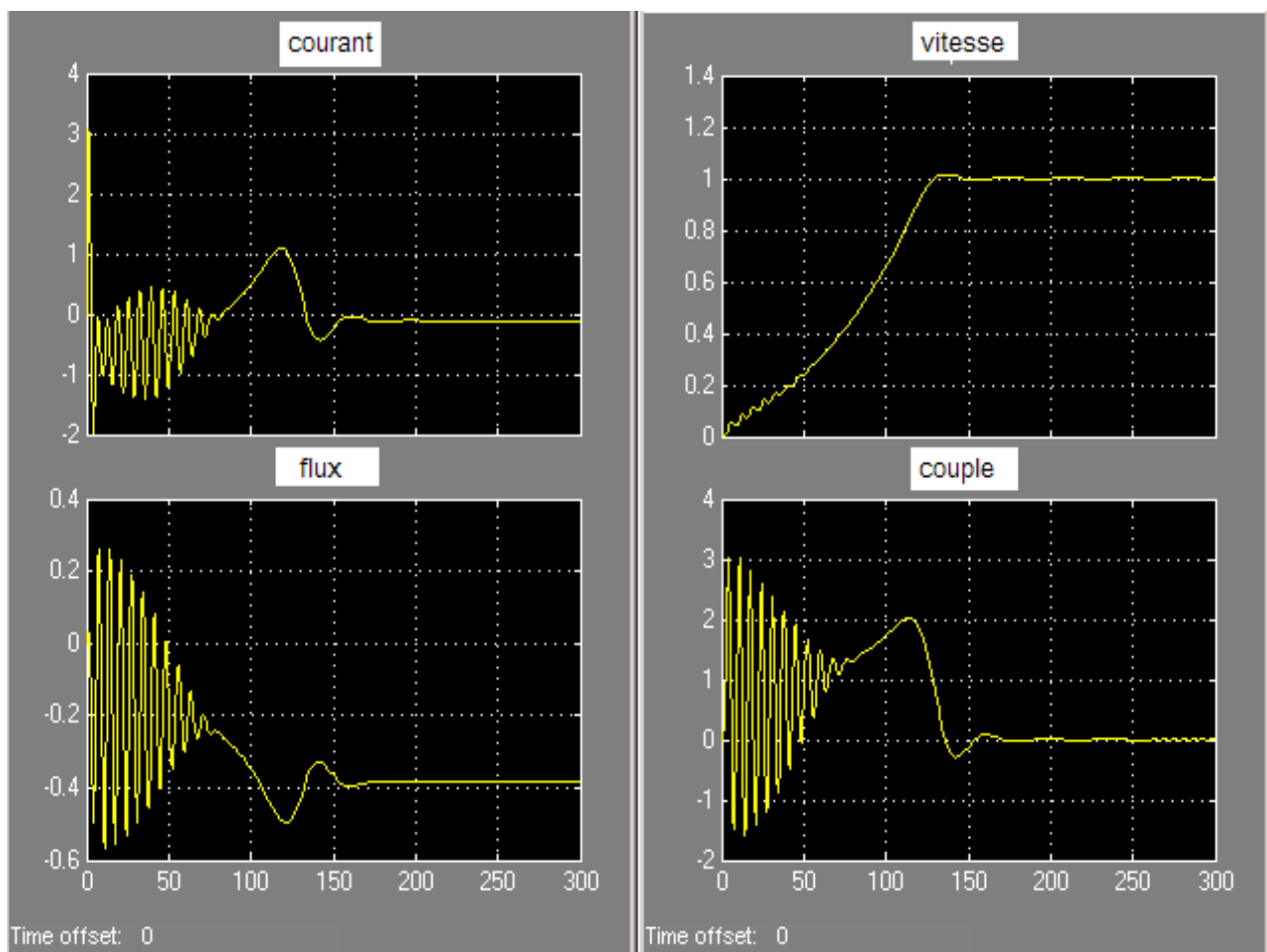


Figure III.10

Courbes de simulation de (**courant-flux**) et (**vitesse-couple**) en fonction de temps d'un moteur asynchrone (**14KW**) connecté directement au réseau

b) en charge

On lui applique un couple de charge, .on aura les figures ci-dessous :

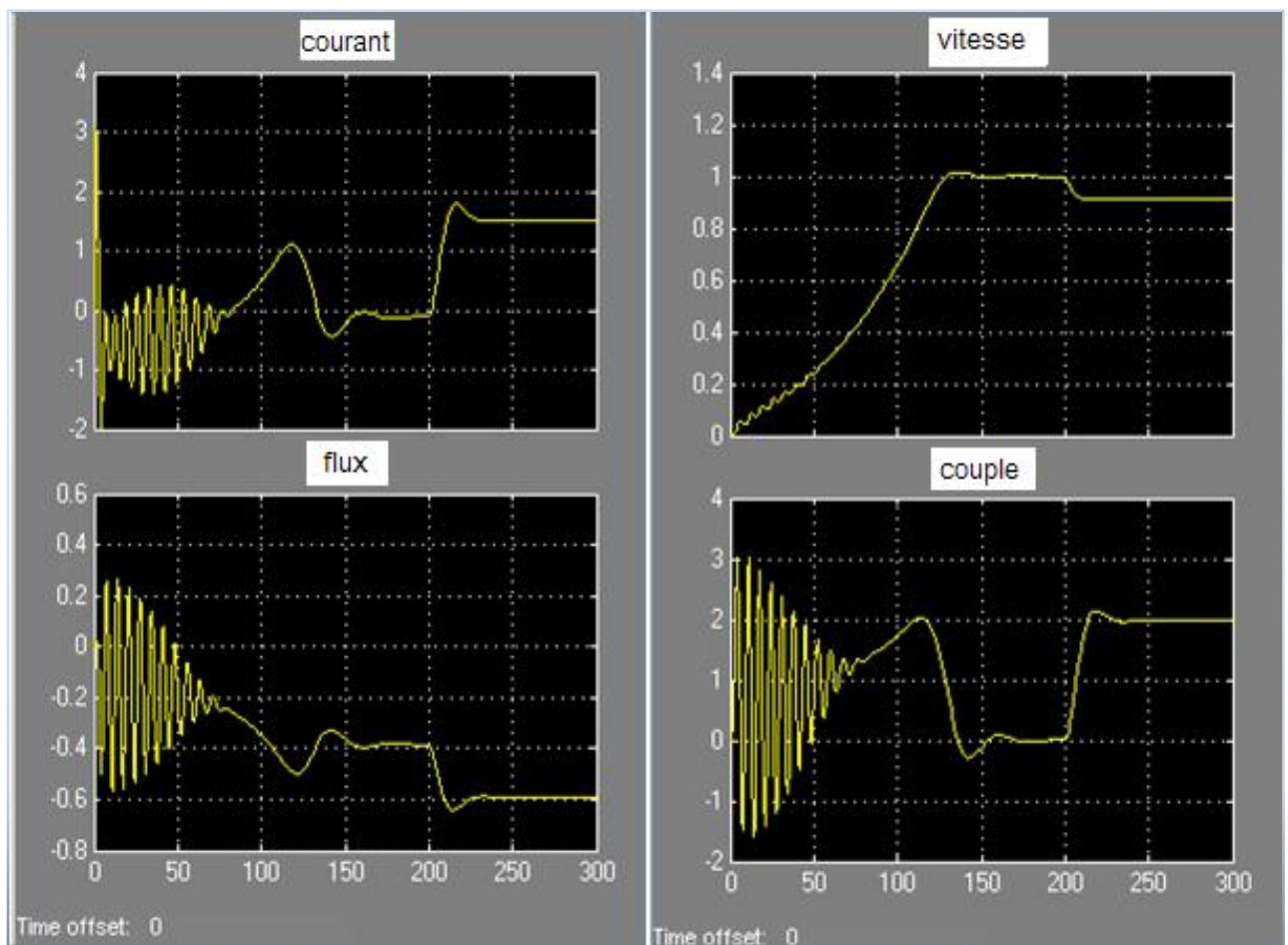


Figure III.11

Courbes de simulation de (**courant-flux**) et (**vitesse-couple**) en fonction de temps d'un moteur asynchrone 14KW connecté directement au réseau.

III.7 Interprétation des résultats de la simulation

On ne remarque pas de différence entre les résultats de la simulation pour la vitesse et le couple des deux modèles (lié au stator, lié au champ tournant) ; car c'est le même système qui est vu par deux angles ;

Sauf que, pour le modèle lié au champ tournant, les courbes courant et flux sont stables en régime permanent (en charge) ; par contre pour le modèle référentiel lié au stator on voit le régime permanent oscillatoire à cause de la réaction d'induit ressentie au stator.

On remarque l'appel fort du courant au démarrage.

A vide on voit que la vitesse de rotation presque arrive à atteindre la vitesse de synchronisme. Par contre en charge la vitesse de rotation chute, glisse par rapport à la vitesse synchronisme.

III.7.8 Conclusion

Ces graphes nous montrent clairement le comportement de la MAS ; et on déduit rapidement le couplage entre le flux et le couple. C'est-à-dire si on touche au couple, la vitesse et le courant et le flux seront touchés. Ce qui complique la commande de cette machine.

CHAPITRE IV

Commande vectorielle de MSA

IV .1 Introduction

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée dans l'industrie.

D'une part sa structure, la machine asynchrone à cage d'écureuil possède un défaut important par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple. Ainsi, les variations du couple provoquent des variations du flux. Ce type de couplage donne à la machine asynchrone un modèle complètement non linéaire, ce qui complexifie beaucoup la commande de cette machine.

Donc pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut un système de commande extérieure à la machine, réaliser un découplage des réglages du couple et du flux.

Au cours de ces dernières années, des méthodes ont été mises au point, permettant d'assurer le découplage entre les commandes de flux, et le couple de la machine asynchrone.

IV.2 Techniques de commande électrique de la machine asynchrone

Parmi les nombreuses techniques des commandes électriques existantes, les trois suivantes sont largement utilisées dans l'industrie :

- Ø Commandes scalaires
- Ø Commandes directes du couple (DSC)
- Ø Commandes vectorielle

IV.2 .1 Commandes directes du couple (DSC) [8]

Les méthodes de contrôles direct du couple (Direct Self Contrôle), des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Par opposition aux lois de commande en durée (MLI), ces stratégies de commande directe appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux. Elles présentent des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques conventionnelles, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation.

IV .2.2 Commande scalaire et commande vectorielle de la machine asynchrone [9]

Commande scalaire	Commande vectorielle
<p>§ Basée sur le modèle régime permanent</p> <ul style="list-style-type: none">+ Simple à implanter- Dynamique lente	<p>§ basée sur le modèle transitoire</p> <ul style="list-style-type: none">+ Précise et rapide+ Contrôle du couple à l'arrêt- Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...)
Contrôle des grandeurs en amplitude	Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase

IV.2 .3 La commande scalaire [9]

Dans ce type de commande, le contrôle s'effectue sur les grandeurs telles que la tension ou le courant et la fréquence d'alimentation. Les principes mis en place pour ce type de commande ne contrôlent pas les valeurs instantanées des grandeurs électriques, par conséquent, la dynamique du couple n'est pas complètement maîtrisée. Toutefois, sa simplicité a conduit à de nombreuses applications en vitesse variable.

De nombreux variateurs de vitesse équipés de ce mode de contrôle sont utilisés, en particulier pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation. Plusieurs commandes scalaires existent elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant) L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f qui est la plus utilisée.

a) Principe de la commande en V/f de la machine asynchrone

Elle consiste à maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie, garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone **(figure IV.1 (a))**.

La régulation de la vitesse de la machine se fait en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse. Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre **(figure IV.1 (b))**.

La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V/f de la machine.

§ Correspond au point de fonctionnement ; intersection entre la courbe du couple de charge et celui du moteur.

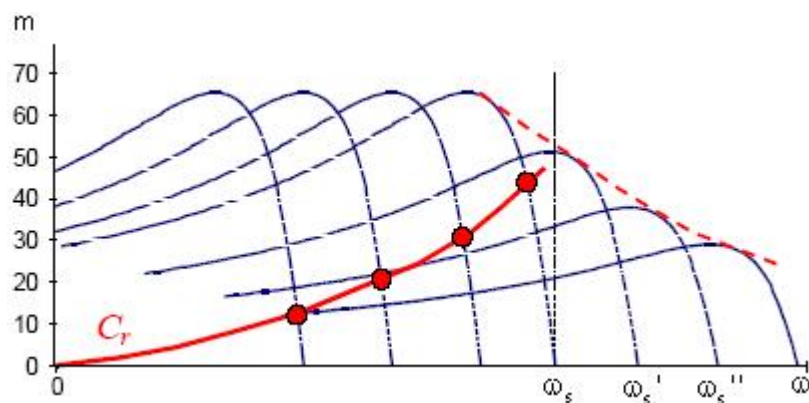


Figure IV.1 (a) Déplacement de la caractéristique couple vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation.

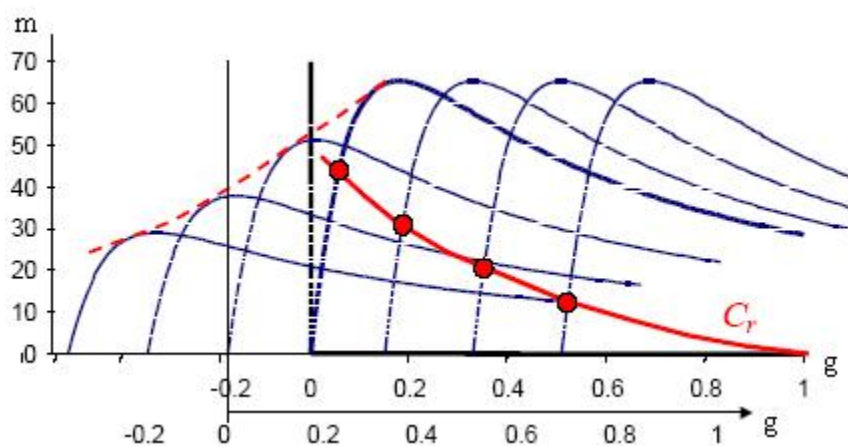


Figure IV.1 (b) Déplacement de la caractéristique couple glissement en fonction de la fréquence d'alimentation.

En faisant garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est en régime de 'dé fluxage'. Ce régime permet de dépasser la vitesse de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\omega > \omega_s$ de la figure V.4) la machine.

IV.2.4 Commande vectorielle [9]

La commande vectorielle a pour le but de trouver une proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à courant continu à excitation séparée sur la machine asynchrone. Cela permet d'obtenir des performances dynamique intéressantes et un contrôle précis du couple jusqu'à vitesse nulle.

IV.2.4.1 Principe de la commande vectorielle

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence, lié au flux rotorique. Si on décompose le courant statorique en ses composantes i_{sd} suivant le flux rotorique et i_{sq} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple

. On obtient alors des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitations séparée ou le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.

On considère diverses méthodes du flux orienté direct et indirect. On montre la réalisation concrète de cette commande selon que la machine est alimentée en courant ou en tension.

IV.2.4.2 Commande vectorielle direct et indirect

Il existe des grandes familles de commande vectorielle :

- Ø Dans le contrôle vectoriel direct, l'angle de Park θ est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r
- Ø En ce qui concerne le contrôle vectoriel indirect, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

IV.2.4.3 Commande vectorielle à flux rotorique orienté : [7]

Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants :

$$m = pM(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad \text{..... (IV.1)}$$

Une fois que l'on maîtrise la régulation du couple, on peut ajouter une boucle de régulation externe pour contrôler la vitesse.

Il existe plusieurs types de contrôles vectoriels, mais dans notre travail nous utiliserons que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. Mais d'abord le principe de la commande vectorielle. Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture :

$$m = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \quad \text{(IV.2)}$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\varphi_{rq} i_{sd}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une Machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère dq de manière à annuler la composante de flux en quadrature (φ_{rq}). C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir $\varphi_{rq} = 0$. Ainsi $\varphi_r = \varphi_{rd}$ (**Figure IV.2**).

Le couple s'écrit alors :

$$m = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \dots\dots\dots(\text{IV.3})$$

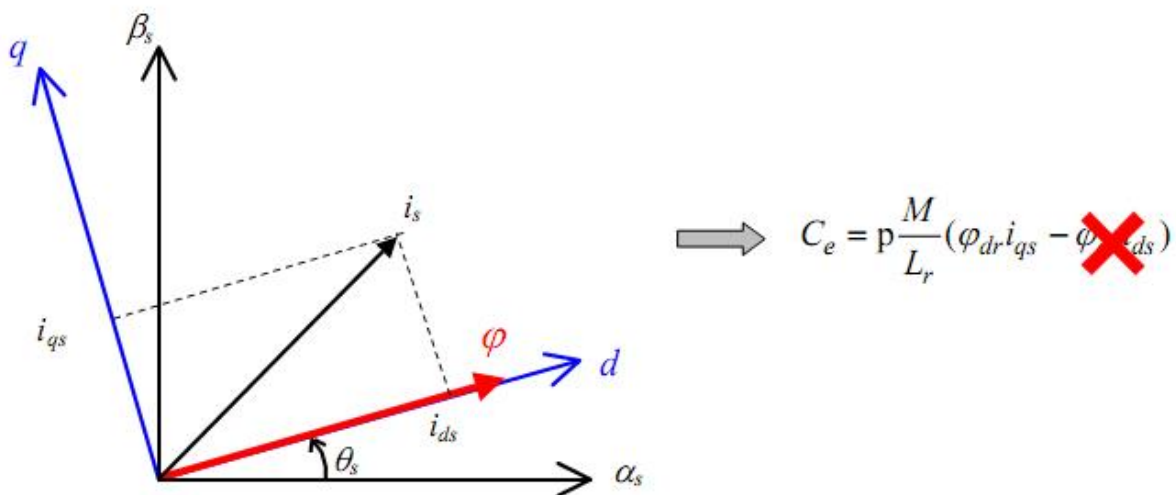


Figure IV.2 Principe du contrôle vectoriel

En projetant le repère (x y) sur repère mobile (d q), donc par symétrie on aura:

$$\varphi_{ry} = 0 \quad ; \quad \varphi_r = \varphi_{rx}$$

$$m = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sy} \dots\dots\dots(IV.4)$$

De la relation (III.35) on aura:

$$\begin{cases} K_r r_{sx} i_{sx} = \frac{1}{T_r} (1 + \overline{T}_r s) \varphi_{rx} \\ K_r r_{sy} i_{sy} = (\alpha_k - p v) \varphi_{rx} \\ m = K_r \cdot \varphi_{rx} i_{sy} \\ \overline{T}_m \cdot s \cdot v = m - m_H \end{cases} \dots\dots\dots(IV.5)$$

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante i_{sx} du courant statorique et on règle le couple en agissant sur la composante i_{sy} . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante i_{sx} constante. C'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant i_{sx} (PI) s'occupe de maintenir le courant i_{sx} constant et égal à sa référence.

Le flux étant constant dans la machine on peut imposer des variations de couple en agissant sur le courant i_{sy} . Si l'on veut accélérer la machine, donc augmenter sa vitesse, on impose une référence au Courant i_{sy} positive. Le régulateur du courant i_{sy} (P) va imposer ce courant de référence à la machine. D'où un couple positif.

On peut également automatiser le pilotage de cette référence de courant i_{sy} en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse. C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc i_{sy}) puisqu'il agira au mieux de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne Ω .

La vitesse nécessaire dans notre cas correspond à :

$$\alpha_k = p\omega + \frac{K_r r_i i_{sy}}{\phi_{rx}} \dots\dots\dots (IV\ 6)$$

IV.2.4.3.1 Modèle mathématique de la commande à flux rotorique orienté

a) modèle mathématique de la commande avec convertisseur courant

Nous avons donc, un modèle de la commande vectorielle orienté en flux rotorique avec un système d'axes mobiles (i_{sx}, i_{sy}) , en utilisant un convertisseur de courant avec la fréquence de sortie du convertisseur, qui est calculée à partir de la relation (V.5). Ce modèle peut être schématisé en tenant compte des transformations nécessaires à savoir ;

Transformation de coordonnées mobiles / fixes, dans le premier canal et fixes / mobiles, dans le deuxième canal.

- Transformation biphasé / triphasé et triphasé / biphasé.
- Orientation de système de coordonnées sur l'axe du flux rotorique.
- Idéalisation de source de courant qui alimente la machine.

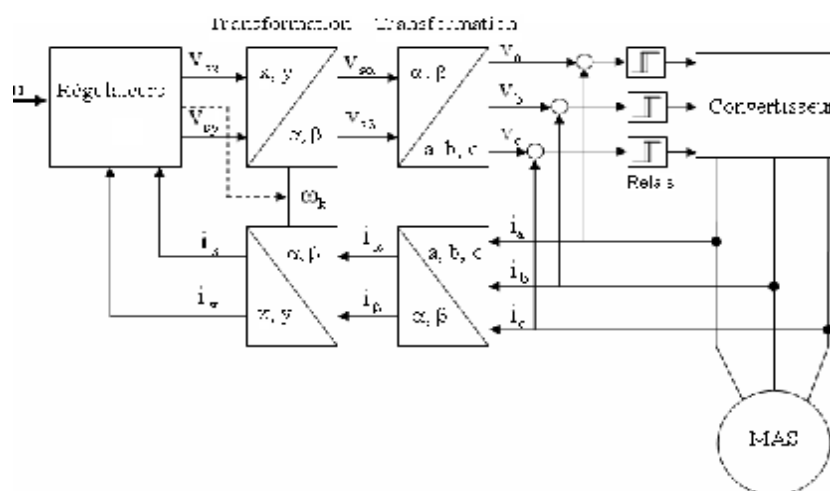


Figure IV.3 Schéma fonctionnel d'une commande asynchrone commandée par courant.

Le schéma structurel d'une machine asynchrone à cage (figure IV .5) avec un convertisseur de courant et une fréquence de sortie déterminé par l'équation (IV.6). Il faut noter ici que la fréquence de sortie du convertisseur dépend des valeurs des variables d'état du système i_{sy} , p_v et ϕ_{ax} . Dans ce système nous avons deux canaux (couloirs). Le premier canal détermine le flux de la machine, le deuxième canal présente le couple électromagnétique (donc vitesse).

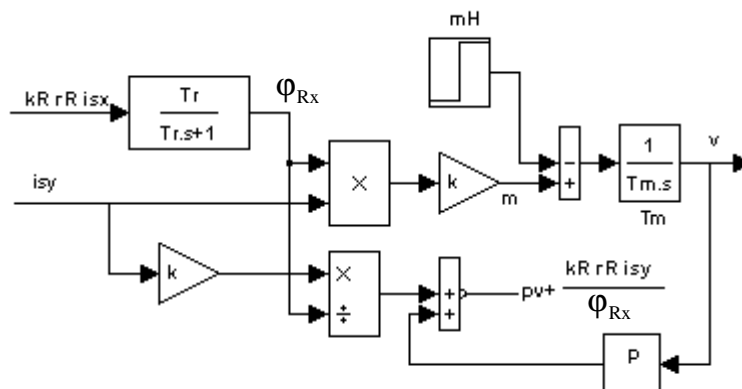


Figure IV.4 Schéma structurel d'une commande asynchrone commandée par courant

- **Le régulateur canal vitesse (P) :**

Dans le canal de la vitesse on choisit un régulateur P, tel que sa constante de temps soit au moins supérieure (d'un ordre) à la constante de temps dans le canal du flux.

Le régulateur P est utilisé lorsqu'on désire régler un paramètre dont la précision n'est pas importante.

- **Le régulateur canal flux (PI) :**

Dans le canal du flux, on choisit le régulateur PI avec $K_{pd} = \frac{T_r}{T_0}$; $K_i = \frac{1}{T_0}$.

L'action intégrale complète l'action proportionnelle. Elle permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Afin de rendre le système plus dynamique (diminuer le temps de réponse), on diminue l'action intégrale mais, ceci provoque l'augmentation du déphasage ce qui provoque l'instabilité en état fermé.

L'action intégrale est utilisée lorsqu'on désire avoir en régime permanent, une précision parfaite. La valeur optimale est choisie pour satisfaire un compromis stabilité- rapidité

T_0 : Constante de temps.

On peut donc construire un modèle (**figure IV.5 (a)**) de commande avec des régulateurs de vitesse et du flux, en tenant compte de ce qui est illustré en haut. On a ajouté dans ce modèle la saturation du système magnétique de la machine. Sur la **figure IV.5 (b)** un exemple de la modélisation du système en petit courant, en vitesse et en couple. La vitesse et le couple sont représentés dans le système en grand courant (d'ordre de 100 fois sa valeur relative)

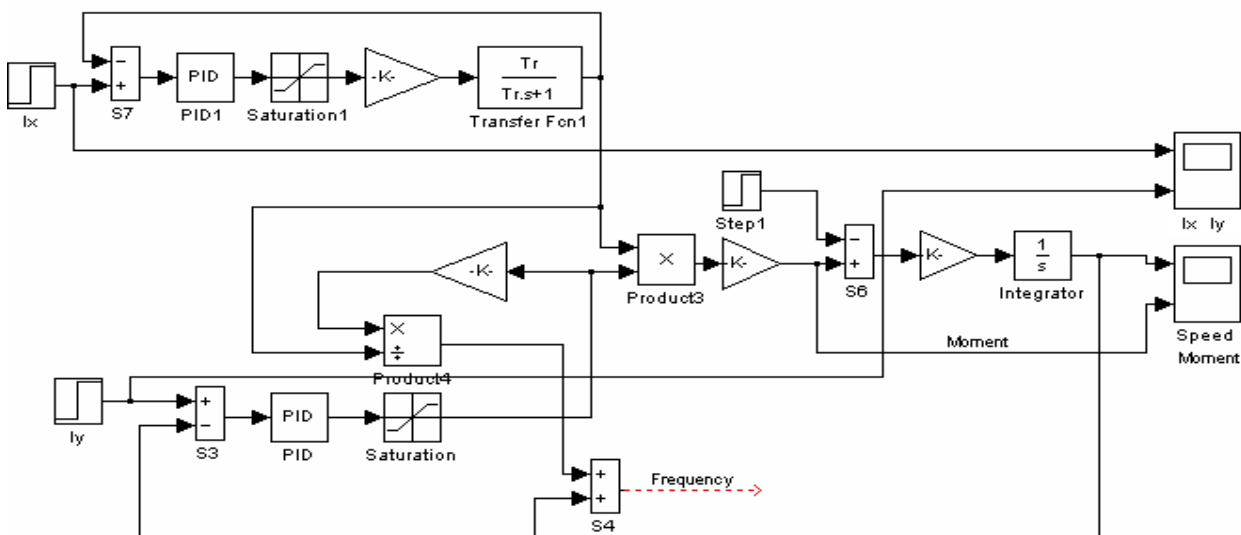


Figure IV.5 (a) Modèle de la modélisation d'une commande asynchrone commandée par courant

IV 2.4.2.2 Résultat de simulation pour un modèle de commande par courant de moteur, à flux rotorique orienté

1) Commandé par petit courant

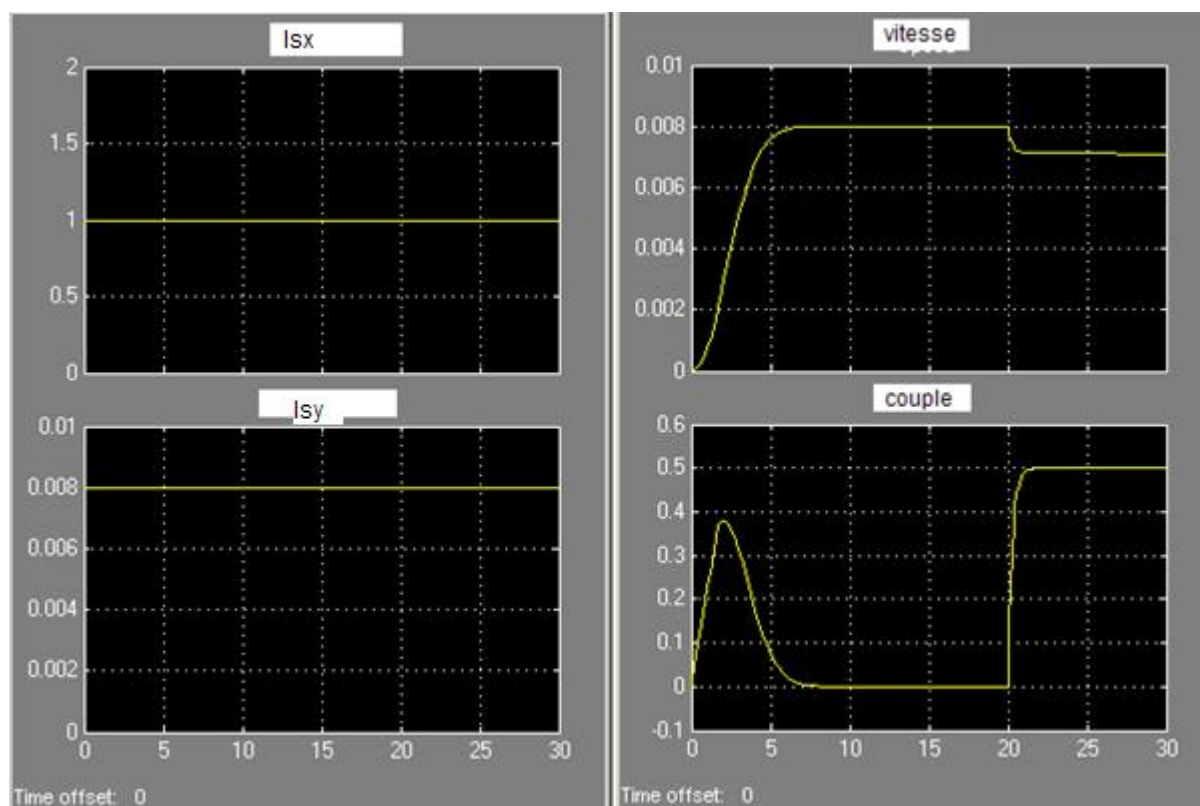
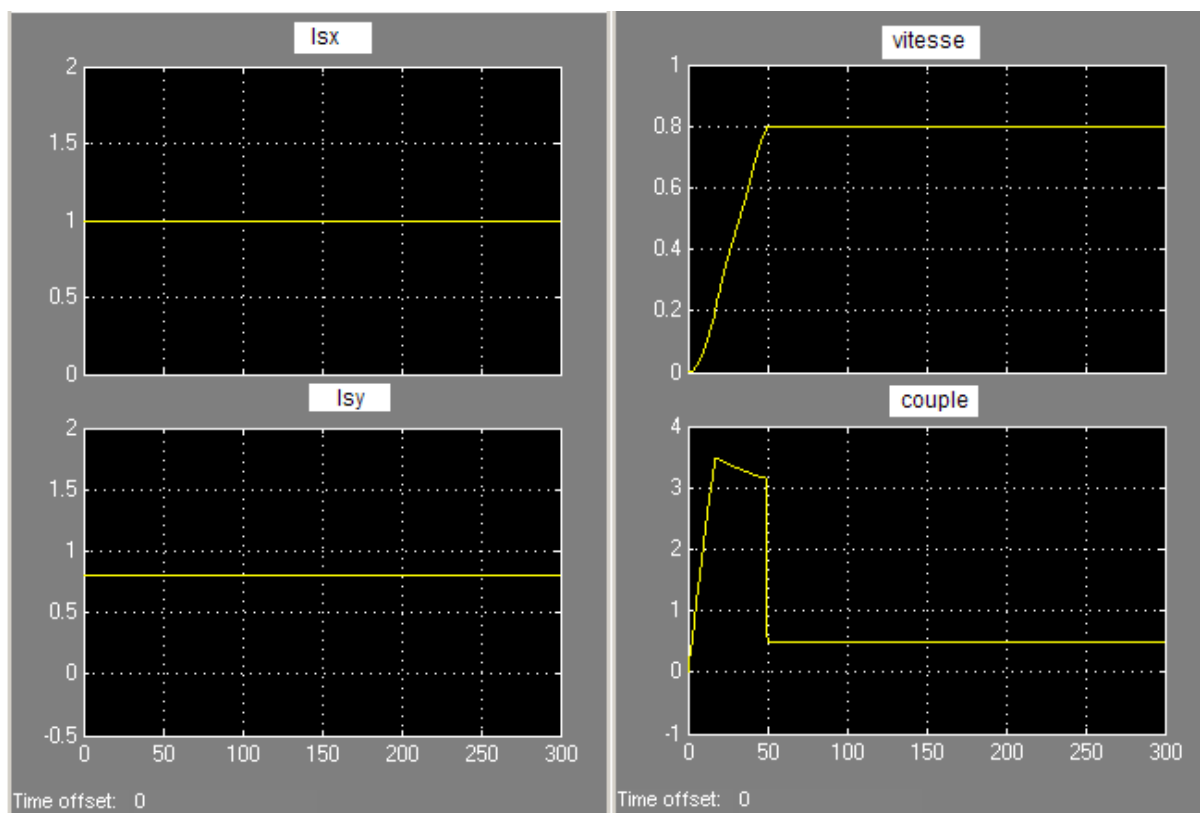


Figure IV.5 (b)

Courbe de simulation de (vitesse-couple) en fonction de temps de moteur asynchrone 14 KW. (Commandé par petit courant)

2) Commandé par courant élevé**Figure IV.5(b)**

Courbes de simulation de (vitesse-couple) en fonction de temps
D'un moteur asynchrone 14 KW. (Commandé par courant élevé)

b) modèle mathématique de la commande avec convertisseur de tension

Étudiant un autre modèle orienté en flux rotorique avec un système d'axes mobiles (U_x, U_y), en utilisant un convertisseur de tension avec la fréquence de sortie du convertisseur, qui est calculée à partir de la relation (IV.5). (Ce modèle est montré sur la **figure IV.8**. Les régulateurs dans le canal du flux et de la vitesse ont les mêmes paramètres que dans le modèle(IV.5). Le modèle de la figure (IV.8) contient (sub system) de la machine asynchrone à cage, dans lequel on a réalisé un MLI dans le système de coordonnées mobiles. Le modèle de ce bloc est donné sur la figure (IV.7). Sur cette figure on remarque que dans le canal courant est réalisé avec des éléments à relais avec un retour négatif en courant.

Le processus transitoire dans la commande (en petit courant) en vitesse et en couple est illustré sur la figure (IV.9) Dans la commande de la machine asynchrone alimentée par une source de courant souvent construite avec un régulateur de couple. Dans le canal de la vitesse on correspondance avec la troisième équation du système (IV.7) le courant sur l'axe (y) est donnée par l'équation ;

$$i_{sy} = \frac{m}{k_r \phi_{rx}} \quad (\text{IV.7})$$

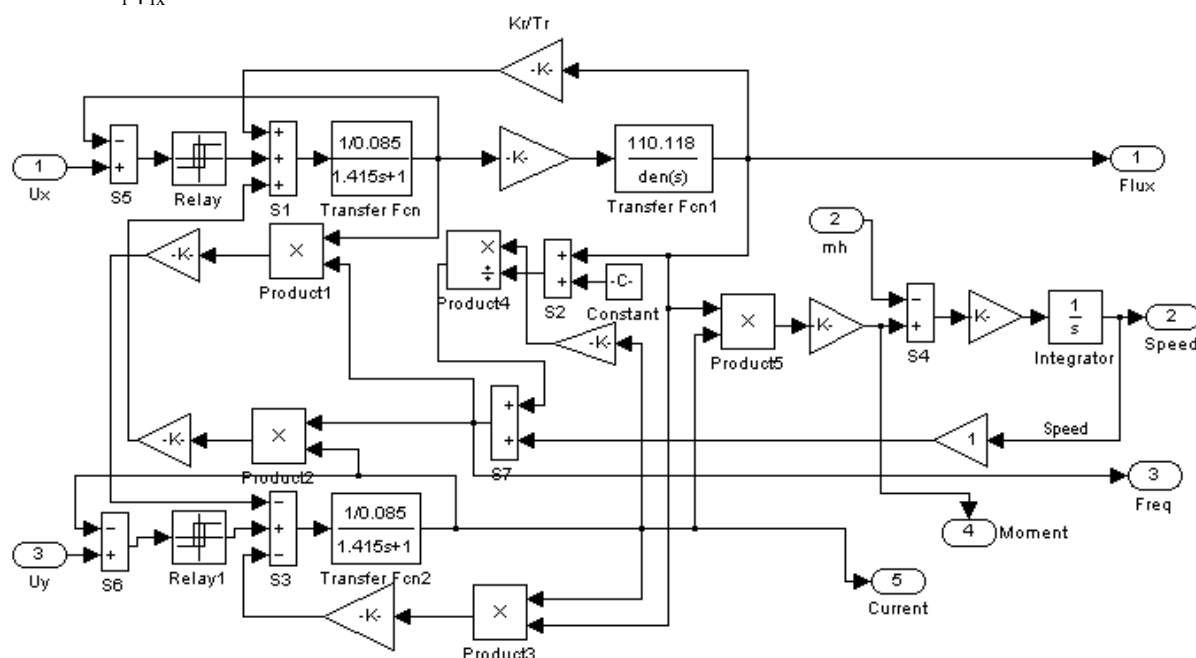


Figure IV.7 Modèle du système convertisseur machine asynchrone avec réalisation d'un canal courant dans le système de coordonnées mobiles.

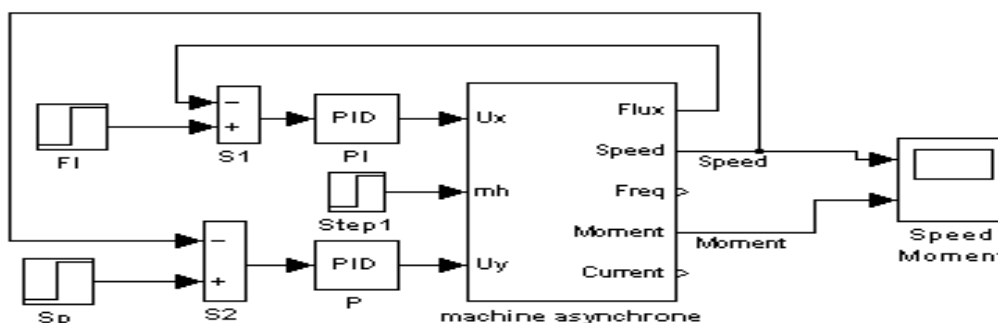


Figure IV.8 Modèle de la modélisation d'une commande asynchrone avec régulateur de courant

Après la simulation de modèle figuré sur la **Figure IV.8** on obtient la figure représenté ci-dessous

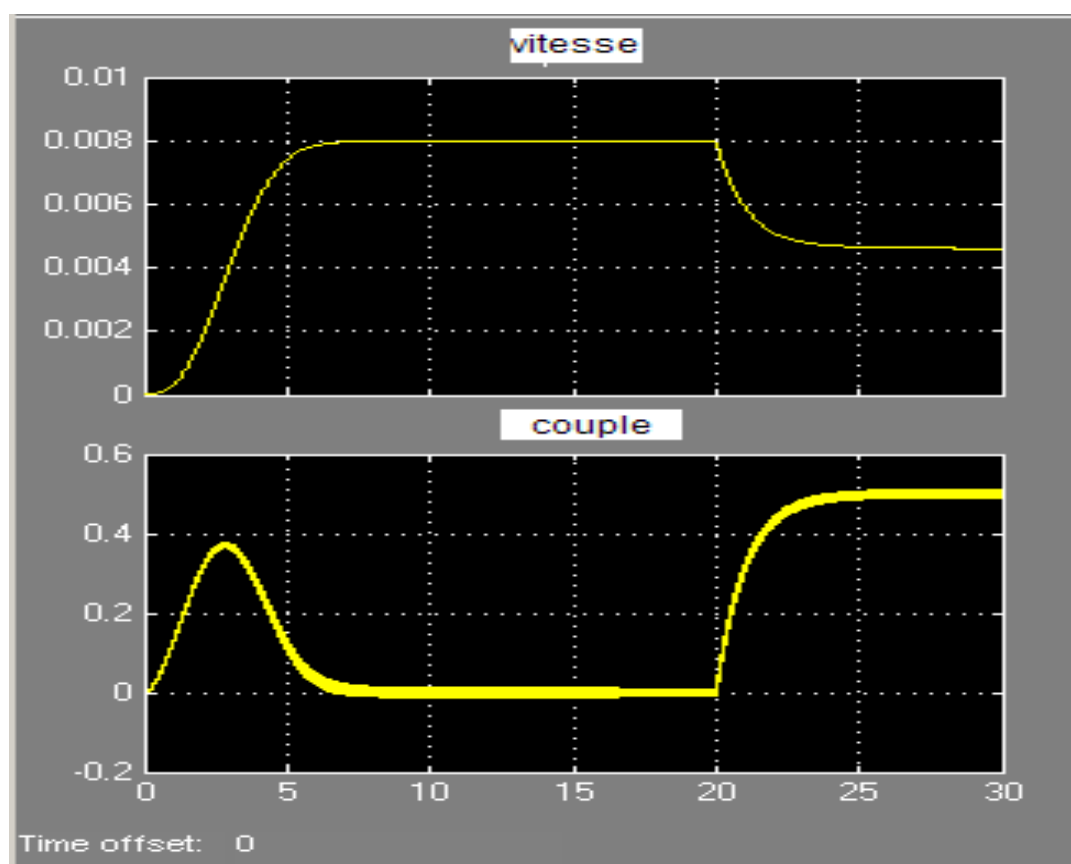


Figure IV.9 Courbes de simulation d'un Modèle de la commande asynchrone avec régulateur de coura

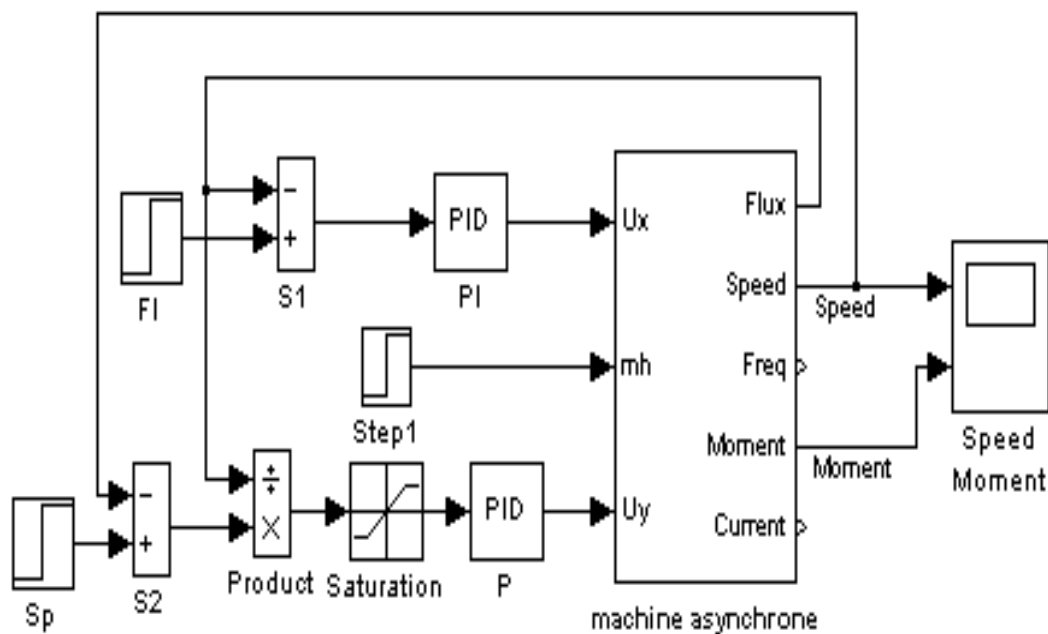


Figure V.10 Modèle de la modélisation d'une commande
Asynchrone avec régulateur du couple

Dans le modèle représenté ci dessus, on réalise un modèle à couloir courant traité déjà dans le bloc de la machine asynchrone. Le résultat de la modélisation de la commande est illustré sur la figure **IV.16**, où on voit le régime transitoire de la vitesse et du couple. Dans les systèmes réels, le flux rotorique est calculé à partir de la première équation de la relation **IV.5** c'est à dire :

$$\varphi_{\text{rx}} = \frac{k_r r_r T_r}{1 + \overline{T_r S}} i_{\text{sx}} \quad (\text{IV.8})$$

La valeur du courant est déterminée sur la base d'un signal réel en utilisant un estimateur du courant.

- Après simulation on les graphs suivant :

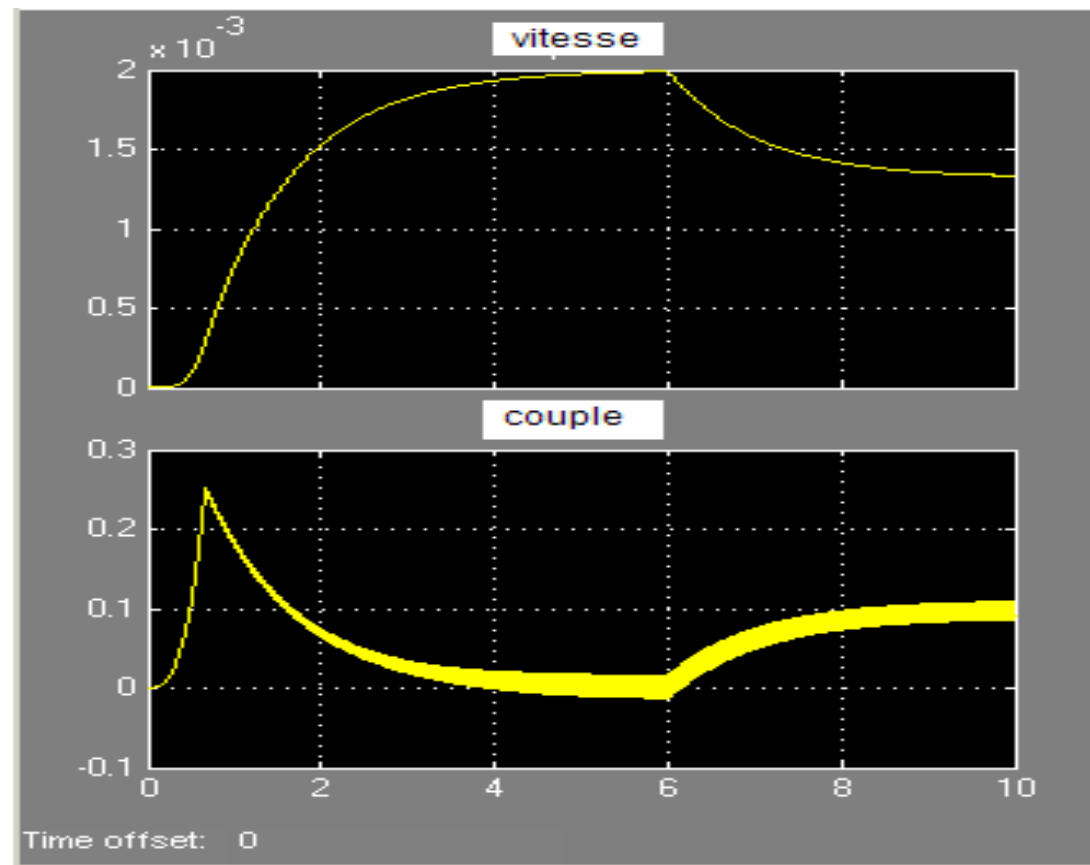


Figure IV.11 Résultats de la simulation d'un modèle de commande avec un régulateur du couple

IV.3 Interprétation des résultats

Sachant que I_x et I_y sont fixé à des petites valeurs (relative) 1 et 0.008 respectivement. alors d'après les courbes de vitesse et de couple (**figure VI.5.b**) on remarque que la variation de couple n'a d'influence sur courant I_x et donc sur le flux (qui commandé par I_x) donc on peut dire que on a réussi a découpler le flux et le couple grâce au régulateur de courant que on a utilisé et aussi à la simplification obtenu par l'orientation de flux.

Pour la commande par courant élevé on remarque que le couple diminue a cause de la réaction d'induit qui devient importante avec l'augmentation de courant statorique.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a utilisé la commande vectorielle a flux rotorique orienté ; qui nous a permet de découplé le flux et le couple alors la commande de l'MAS devient assimilable à celle d'une machine à courant contenu qui est linéaire.

Conclusion générale

Grace au modèle mathématique de la machine asynchrone (modèle de PARK) on a pu faire l'étude théorique des phénomènes électrique, magnétique et mécanique de la machine asynchrone, avec la simulation numérique on a pu voir le comportement de cette machine en différent mode d'utilisation (a vide et en charge). La simulation a été réalisée en utilisant un logiciel informatique(MATLAB).

Dans le cadre de notre travail, nous avons élaborée la technique de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, en utilisant les convertisseurs de fréquence qui permet de garder une grandeur d'entrée constant. Ce qui nous a permis le découplage entre flux et le couple de la machine asynchrone étudié.

Avec cette commande, la machine asynchrone a surmonté le problème qui révèle son principal inconvénient. Et avec ses qualités de robustesse, fiabilité et son faible coût, alors cette machine devient la plus répondu dans le domaine industriel.

En fin, ce travail est petit aperçu sur ce domaine de commande très vaste. Ainsi que cette commande elle ne cesse de se développer, avec l'avancement rapide de l'électronique de puissance.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : Moteur asynchrone triphasé Hauteur : Martine et Daniel
ELE 1400 Chapitre12
Ecole polytechnique -Montréal
- [2] : fiche moteur asynchrone Hauteur : HERV 351
Maintenance des équipements industriels de lycée latécoère d'ISTRES.
www.mei_latecoère .com.
- [3] : Physique Appliquée, collection : R. Mérat et R. Moreau – édition Nathan
Technique 1994.
- [4] : Thèse Doctorat : contribution à la commande directe de couple de MAS
Présenté par : Mr Toufik RIAD université Constantine promotion2008
- [5] : Thèse magister en électrotechnique : Etude des convertisseurs
Statique destinés à la qualité d'énergie électrique
Présenté par : Mr Abdelmalek BOULAHIA. Université Constantine,
promotion2008/2009
- [6] :
Thèse doctorat : modélisation des systèmes électroniques à
commande MLI. Présenté par : Sorin Gusia
Université de Louvain-la- Neuve
Septembre 2005

[7] :

Mémoire de fin d'études sous thème : **commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.**

Réalisé par : Dziri rachid et Dahmani khalef

Université de Mouloud Mammeri

Promotion 2006.

[8] :

Volume 1 MODELISATION CONTROLE VECTORIEL ET DTC

Hauteur : Carlos Canudas de Wit

[9] :

Baghli, L ; contribution à la commande de la machine asynchrone.

Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré.

Janvier 1999.

Disponible: [Http: //www.baghli.com/dl/thèse baghli.pdf](http://www.baghli.com/dl/thèse_baghli.pdf).

Résumé

Notre travail est petit aperçu sur un domaine très vaste de la commande des machines asynchrones.

Ce travail est composé de quatre chapitres, le premier est consacré pour des généralités sur la machine asynchrone, le deuxième c'est des généralités sur les convertisseurs de fréquence MLI,

Le troisième est la mise en équations de la machine asynchrone par le modèle de PARK

Et le quatrième chapitre c'est pour élaboration d'un modèle de commande à flux rotorique orienté.

Après cette étude on a pu surmonter le problème de couplage existant entre le flux et le couple dans la machine asynchrone.

Avec cette commande, la machine asynchrone devient la plus utilisée.

L_s : inductance de fuite statorique

R_s : résistance statorique

L_m : inductance mutuelle (inductance magnétique)

R_r : résistance rotorique

L_r : inductance de fuite rotorique

g : glissement

Ω_r : la vitesse actuelle de rotor

Ω_s : la vitesse de synchrone.

P_a : Puissance absorbée

P_{JS} : Pertes par effet Joule au stator

p_{fs} : Les pertes fer au stator

p_{jr} p_{fr} : Pertes par effet Joule et pertes fer au rotor

P_r : Puissance disponible au rotor (Puissance mécanique)

P_u p_m : Pertes mécanique et puissance utile

p_c : Pertes collectives

η : Rendement du moteur asynchrone

θ : angle entre stator et rotor,

L_{as} : inductance propre d'une phase statorique

L_{ar} : inductance propre d'une phase rotorique

M_{as} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques

M_{ar} : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

J : moment d'inertie des masses tournantes ;

C_e : couple électromagnétique ;

C_r : couple résistant de charge ;

$\beta_m.W_r$: couple de frottement ;

P : nombre de pair de pôles.

$L_s = L_{as} - M_{as}$: inductance propre cyclique du stator.

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: inductance propre cyclique du rotor.

$L_m = -M_{rs}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

W_s : la vitesse électrique du champ tournant.

W_r : la vitesse électrique du rotor.

ω : pulsation des courants rotorique.

ω_k : la vitesse du champ tournant

ω : la vitesse électrique de rotor

W_m : vitesse mécanique de rotor

P : nombre de pôles.

T_m : le moment d'inertie

m_h : le couple résistant

S: La fonction de Laplace

Puissance nominale	P_n	(kw)
Tension nominale	U_n	(V)
Courant nominale	I_n	(A)
Fréquence	f	(Hz)
Résistance satirique	R_s	(Ohm)
Résistance rotorique	R_r	(Ohm)
Inductance statorique = inductance rotorique	$(L_s = L_r)$	(H)
Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor	L_m	(H)

Moment d'inertie	J	(kg/m ²)
Nombre de pair de pole	P	
Rendement	η	(%)
Facteur de puissance	CosΦ	