

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Machines électriques**

*Présenté par*  
**Nadia KICHOU**

Thème

## **Etude et simulation de deux moteurs, synchrone et asynchrone, pour une application de pompage**

*Mémoire soutenu publiquement le 30/09/2015 devant le jury composé de :*

**Mr Salah HADDAD**

Professeur, UMMTO, Président

**Melle Rahma KACHENOURA**

Maitre assistant, UMMTO, Encadreur

**Mme Ferroudja BITAM. MEGHERBI**

Professeur, UMMTO, Examineur

**Mr Mohammed IMACHE**

Maitre assistant, UMMTO, Examineur

## Remerciements

*Je tiens à remercier vivement, d'abord ma promotrice, Melle R.KACHENOURA, maître assistante au département d'électrotechnique, d'avoir accepté de m'encadrer et de m'avoir confié cet important sujet d'actualité, aussi, d'être très présente, patiente et compréhensive avec moi pendant toute la durée de ce travail, avec tout son soutien moral et savoir scientifique, surtout sa sympathie et grande générosité.*

*Je ne remercierais jamais assez Mme MEGHERBI FEROU DJA, professeur au département d'électrotechnique, de m'avoir beaucoup encouragé à reprendre mes études dans le cadre du Master 2, surtout pour tous les efforts qu'elle a fourni et tout le temps qu'elle m'a consacré, pour décrocher ce nouveau statut universitaire.*

*Je remercie, également les membres du jury d'accepter de juger mon travail.*

*Mes remerciements vont aussi à l'adresse de tous les enseignants du département électrotechnique et tous mes collègues de travail qui m'ont motivé à ce but, en particulier Mr BELKACEMI, magister en électrotechnique et Directeur à l'unité transformateur de L'ELECTRO-INDUSTRIE d'AZAZGA, ex-ENEL, sans oublier toute ma hiérarchie au sein de l'unité moteur de la même entreprise, de m'avoir accordé et toléré les absences, afin d'atteindre ce but précieux, ainsi que tous les proches et amis qui m'ont soutenue de près ou de loin.*

## *Dédicaces*

Je dédie ce modeste travail de Master 2 académique à :

\_ Toute la communauté scientifique, en particulier dans le domaine d'électrotechniques.

\_ Tous les étudiants du domaine technique de l'ancien système classique, étant de formation ingénieur dans le domaine.

\_ Tous les étudiants que j'ai encadrés au sein de l'entreprise E-I

\_ Tous mes collègues de travail au sein de l'Eléctro\_ Industries d'Azazga.

\_ Tous mes êtres chers vivants ou défunts.

# *Sommaire*

## Sommaire

<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre 1 : Moteur asynchrone / synchrone, Pompe à eau / économie d'énergie</b>	
1.1 Généralités.....	4
1.2 Présentation du moteur à courant alternatif .....	5
1.3. Historique.....	5
1.4. Fonctionnement du moteur asynchrone.....	6
1.4.1 Quelques procédés de démarrage des moteurs asynchrones.....	7
1.5. Fonctionnement du moteur synchrone.....	8
1.6. Rendement des moteurs électriques.....	8
1.7. Comparaison entre les deux machines synchrone/asynchrone.....	9
1.8. Application des variateurs de vitesse.....	10
1.9. Modélisation du système convertisseur-machine.....	11
1.9.a- Hypothèses simplificatrices.....	11
1.9.b- Conventions de signes.....	13
10. Schéma descriptif des deux systèmes à étudier.....	13
11. Pompes électriques à eau et économie d'énergie.....	14
<b>Chapitre 2 : Modélisation de Park du moteur asynchrone</b>	
2.1. Introduction.....	20
2.2. Principe de fonctionnement.....	20
2.3. Modélisation du moteur asynchrone.....	22
2.3.1. Définition des enroulements de la machine asynchrone.....	22
2.3.2. Définition des angles.....	23
2.4. Equations du moteur asynchrone triphasé.....	23
2.4.1. Equations électriques du moteur.....	23
2.4.2. Equations des flux.....	24
2.4.3. Equations mécaniques.....	25
2.5. Mise en équation de la machine asynchrone dans le système d'axe (d,q).....	26
2.5.1. Transformation de Park.....	26
2.5.2 Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (d,q).....	27
2.5.2.1 Equations électriques.....	27
2.5.2.2 Equations des flux.....	29

2.5.2.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le plan dq.....	31
2.5.2.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan dq.....	31
2.6. Choix du référentiel de travail.....	32
2.6.1 Référentiel lié au stator.....	32
2.6.2 Référentiel lié au rotor.....	32
2.6.3 Référentiel lié au champ tournant.....	32
2.7 Modèle du moteur asynchrone en régime permanent et schéma équivalent.....	34
2.7.1 Modélisation en régime permanent sinusoïdal.....	34
2.7.2 Schéma équivalent en régime permanent sinusoïdal.....	37
2.7.2.1 Modèle à inductances couplées.....	37
2.7.2.2 Modèle à inductance réparties.....	37
2.7.2.3 Modèle à fuites totalisées au rotor.....	38
2.7.2.4 Modèle à fuites totalisées au stator.....	39
2.8 Modèle de la machine asynchrone en représentation d'état.....	40
2.10 Conclusion.....	42

### **Chapitre 3 : Modélisation de Park du moteur synchrone avec amortisseurs**

3.1. Introduction sur la machine synchrone.....	44
3.2. Modélisation de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs.....	45
3.2.1. Modèle mathématique de la machine réelle.....	45
3.2.2. Modèle d-q de la machine synchrone dans le repère lié au rotor.....	47
3.2.3. Modèle d-q de la machine synchrone en représentation d'état.....	51
3.3. Conclusion.....	52

### **Chapitre 4 : Modélisation de l'onduleur de tension contrôlé par MLI vectorielle**

4.1 Introduction.....	54
4.2.1. Observation sur la mise en équation d'une association (Machine – Convertisseurs).....	54
4.2. 2. Système d'alimentation.....	55
4.3. Alimentation par un onduleur de tension.....	56
4.4. Onduleur de tension triphasé.....	56
4.4.1 Modèle de l'onduleur de tension: liaison entre le coté continu et le coté alternatif.....	57
4.4.2 Onduleur de tension à MLI.....	60
4.4.3 Modulation de Largeur d'Impulsions sinus-triangle.....	61

4.4.4 Modulation Vectorielle – Principe.....	63
4.4.4.1. Transformation de Concordia.....	63
4.4.4.2. Vecteurs de commande.....	65
4.4.4.3. Etape 1 : la détermination de $V\alpha$ , $V\beta$ . $V_{ref}$ et l'angle $\alpha$ .....	67
4.4.4.4. Etape 2: génération des séries d'impulsions T1, T2 et T0.....	68
4.4.4.5. Durée des temps de commutation dans le secteur1.....	68
4.4.4.6. Durée des temps de commutation dans un secteur quelconque.....	69
4.4.4.7. Étape 3 : détermination des instants de commutation pour chaque interrupteur.....	70
4.5 Mise en œuvre de la variation de vitesse.....	70
4.5.1 Commande en boucle ouverte.....	70
4.5.2 Boost manuel.....	71
4.5.3 Compensation fixe de la chute de tension $R_s I_s$ .....	72
4.5.4 Compensation automatique de la chute de tension : Boost automatique.....	73
4.5.5 Variation de la vitesse en boucle ouverte d'un moteur triphasé.....	74
4.5.6 Synoptique de commande à $V_s/f_s$ constant en boucle ouverte.....	75
4.6. Commentaires.....	76

## **Chapitre 5 : Simulation onduleur-moteur asynchrone/synchrone**

5.1. Introduction.....	78
5.2. Onduleur-Moteur asynchrone.....	78
5.2.1. Paramètres de la machine asynchrone.....	78
5.2.2. Schéma du bloc onduleur-moteur asynchrone.....	78
5.2.3. Résultats de simulation du système onduleur-mas.....	79
5.3. Onduleurs-Moteur synchrone.....	82
5.3.1. Paramètres de la machine synchrone.....	82
5.3.2. Schéma du bloc de l'onduleur-ms.....	82
5.2.3. Résultats de simulation du système onduleur-ms.....	83
5.4. Interprétations.....	86
<b>Conclusion générale</b> .....	88

## **Annexe**

# *Introduction générale*

## Introduction générale

L'histoire de l'électricité remonte à la nuit des temps, son application pratique s'est appuyée au début sur les méthodes expérimentales, mais sa demande notable sous forme d'énergie a débuté, d'abord, par l'éclairage des rues des villes au XIX<sup>e</sup> siècle dans la société occidentale, ensuite comme la recherche dans ce domaine s'est fortement mathématisée pour effectuer la mécanisation dans cette société qui s'évolue, alors, elle a été concentrée pour la « Science Mécanique ». En effet, dans sa conception des débuts, l'électricité est seulement utilisée pour activer des éléments secondaires des machines. Par conséquent, Cette tendance importante a développé l'« *électrotechnique de commande des machines* ».

La transformation en énergie fournissant le mouvement mécanique est une demande de l'industrie de fabrication d'objets en série, Le XX<sup>e</sup> siècle est devenu le siècle de la « mondialisation » des sociétés et les pays ont fait usage de la recherche scientifique dans tous les domaines étudiés à savoir l'usage, devenu traditionnel, de l'asservissement des machines devenues automates. [1]

Au départ, le moteur à courant continu est l'une des machines les plus utilisées dans beaucoup de secteurs industriels. En effet, grâce aux composants d'électronique de puissance et aux circuits intégrés, la commande électronique via des convertisseurs, lui assure une large plage de variation de vitesse, son grand avantage par rapport aux autres systèmes d'entraînements, réside dans le fait qu'on peut changer sa vitesse en agissant uniquement sur la tension aux bornes de son induit, et ce, en interposant entre la source d'alimentation alternative et cette machine, un système de convertisseurs composé d'un redresseur et d'un hacheur. [2]

En revanche, puisque la plus grande partie de la production d'énergie électrique est constituée par du courant alternatif, beaucoup de moteurs sont destinés à travailler en courant alternatif et dans la plupart des cas, ces moteurs peuvent remplacer les moteurs à courant continu, vu que dans ces derniers, la commutation qui exige des balais et portes balais, crée certaines difficultés, alors que les moteurs à courant alternatif sont particulièrement bien adaptés pour fonctionner à des vitesses constantes, puisque leur vitesse dépend de la fréquence d'alimentation appliquée à leurs bornes [2]. Aussi, l'évolution de la recherche scientifique dans les composants de l'électronique de puissance et de la commande numérique

## Introduction générale

a permis l'essor des variateurs de vitesse par les machines à courant alternatif grâce à l'utilisation d'un système de convertisseur composé d'un redresseur et d'un onduleur, placé entre l'alimentation triphasée et la machine.[3]

Les avantages que procure le moteur asynchrone par rapport aux types synchrones, tel que (sa fabrication facile, la robustesse et son entretien plus accessible et rapide) donc son faible coût de revient, ont fait de lui jusqu'à présent la machine (en particulier à rotor bobiné), la plus utilisée dans le domaine d'application de ces systèmes commandés, surtout dans les pompes à eau des stations hydroélectriques, et ce malgré que le rendement du moteur synchrone est largement de loin en comparaison à celui de l'autre.[4]

Cependant, les liens intrinsèques entre la production de l'énergie électrique et l'eau sont, actuellement, mis en exergue par l'« Eaunergie »; une néologie américaine qui consiste en une nouvelle approche de la problématique d'approvisionnement des deux produits, dans un contexte contraint par le réchauffement climatique, la croissance mondiale et l'explosion démographique. Donc, pour sa part, la production de l'électricité n'échappe pas cette règle, puisque la consommation d'un KWH doit être, maintenant, associée à celle d'une certaine quantité d'eau débitée [5]. Par conséquent, sachant que le rendement des moteurs électriques est directement lié aux deux puissances (celle en énergie consommée et celle fournie), alors par ironie du sort, l'emploi de la machine synchrone se voit faire, clairement, le meilleur profil point de vue économie d'énergie [6]. D'où la nécessité de mettre en œuvre, d'abord, des projets d'études débitant, dans les années à venir, à la réalisation et l'application massive de cette machine rentable et pourquoi pas la substituer au moteur asynchrone.

Tel est l'intérêt de notre sujet de fin d'études en Master 2 académique qui s'intitule « Étude de deux moteurs synchrone et asynchrone en vue de pompage d'eau »  
Pour ce faire, notre travail a été subdivisé en cinq (05) chapitres cités ci-dessous :

Chapitre 1 : Généralités  
Chapitre 2 : Modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné.  
Chapitre 3 : Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné et avec amortisseurs.  
Chapitre 4: Modélisation de l'onduleur contrôlé par MLI vectorielle.  
Chapitre 5: Application du système convertisseur-machine pour les deux moteurs.

# **Chapitre 1**

## ***Généralités***

***Moteurs asynchrone/synchrone***

***Pompe à eau/économie d'énergie***

## **1.1 Généralités :**

Comme il a été cité précédemment dans l'introduction générale, ce chapitre fera l'objet de présentation des moteurs électriques à courants alternatifs, de leur association à des convertisseurs, l'utilisation de ces systèmes dans le pompage d'eau et l'impact du type de moteurs appliqué, sur l'économie d'énergie consommée dans ce domaine qui lie l'énergie à l'eau.

## **1.2 Présentation du moteur à courant alternatif :[7]**

Le moteur est un convertisseur électromécanique qui permet de convertir une énergie électrique en une énergie mécanique moyennant un champ magnétique.

Les moteurs à courants alternatifs sont classés en deux types: le moteur synchrone et le moteur à induction ou moteur asynchrone. Le premier est un alternateur qui est actionné comme un moteur et dans lequel on applique du courant alternatif triphasé au stator et du courant continu au rotor. Le moteur asynchrone se distingue du moteur synchrone par le fait que son rotor n'est branché sur aucune source de tension, d'où l'origine de son appellation moteur à induction et c'est ce qui le rend de loin le plus couramment utilisé par rapport à l'autre, il est appelé asynchrone vu que sa vitesse mécanique au rotor, contrairement à son homologue synchrone, n'atteint pas celle du champ tournant statorique, donc il y a glissement entre ses deux parties. Le moteur électrique est constitué de deux parties essentielles, l'une fixe appelée « stator » et l'autre mobile appelée « rotor ».

Le stator appelé aussi « inducteur », est constitué d'un cylindre ferromagnétique entaillé d'encoches permettant d'y loger les bobinages. Ce cylindre est constitué d'un empilement de plaques de tôles feuilletées afin de limiter les courants de Foucault. Il est courant de réaliser une protection supplémentaire contre les échauffements anormaux des bobinages en plaçant au cœur de ceux-ci soit un disjoncteur thermique, soit un capteur de température, ceci afin de couper l'alimentation électrique en cas de dépassement d'un seuil déterminé de température.

Le rotor, appelé aussi l'induit, est un cylindre en matériau ferromagnétique relié au stator par des paliers. Celui de la machine synchrone comporte un enroulement constitué de conducteurs en court-circuit parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les

courants statoriques, il peut être bobiné à bagues ou à cage d'écureuil. C'est la principale différence avec une machine synchrone, laquelle a un rotor avec un champ magnétique provenant d'aimants permanents ou de bobines alimentées en courant continu.

### **1.3 Historique :[3]**

Après la découverte du lien entre l'électricité et le magnétisme en 1821 par le chimiste danois Hans Christian Oersted, les physiciens Britanniques Michael Faraday et Peter Barlow font dès l'année suivante la démonstration de dispositifs transformant un courant électrique en un mouvement, mais la « roue de Barlow » est juste capable de tourner, pas encore de produire une véritable force mécanique.

Pour la machine asynchrone sa paternité 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, Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, 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.

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon de machine à induction, a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. Elle est utilisée dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires, automobiles électriques), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice, par exemple dans les éoliennes.

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, surtout depuis l'apparition des variateurs dans les années 1970, 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. Cela nous permet de palier au principal problème de la machine asynchrone, à savoir les forts courants de démarrage.

Cette machine peut, selon sa construction, être alimentée par un réseau monophasé ou polyphasé (généralement triphasé car c'est celui de la distribution). C'est la machine électrique la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car elle offre alors le meilleur rapport qualité prix. Cependant, bien que réversible, la machine asynchrone est principalement (mais pas exclusivement) utilisée en moteur.

Pour le cas de La machine synchrone, son invention revient à Nikola Tesla. Son concept figure dans un dépôt de sept brevets du 1<sup>er</sup> mai 1888 où il en décrit plusieurs variantes ainsi que le principe du courant alternatif biphasé et triphasé et leur distribution. Tesla aurait développé cette idée de machines électriques quand il était étudiant à l'École polytechnique de Graz (1875-1876). Par contre, en 1885, Galileo Ferraris, ingénieur italien, introduit le principe du champ tournant dans la construction des moteurs électriques.

La machine synchrone est souvent utilisée comme génératrice. On l'appelle alors alternateur. Pour la production d'électricité, les centrales électriques utilisent des alternateurs dont les puissances peuvent avoisiner les 1500 MW. La vitesse de rotation de ces machines est proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent. Elles ont été, entre-autre, aussi utilisées comme compensateur de puissance réactive.

#### **1.4 Fonctionnement du moteur asynchrone :[3]**

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 et 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-Faraday. 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*. Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à la vitesse de rotation de son champ statorique. Il doit y avoir une différence de vitesse pour que ce type de moteur fonctionne car c'est le décalage entre le rotor et le champ statorique qui provoque l'apparition des courants induits au rotor, courants qui créent le champ rotorique.

En régime permanent, le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour cents : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées, car les pertes par effet Joule dans le rotor sont proportionnelles au glissement, donc une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement

#### **1.4.1 Quelques procédés de démarrage des moteurs asynchrones**

Le courant de démarrage est obtenu pour  $g=1$  ( $\Omega=0$ ).

Ce courant peut atteindre des valeurs trop élevées, c'est la raison pour laquelle, un démarrage progressif est conseillé, voire imposé. Dans le cas du moteur à cage, on peut citer trois façons telles que (direct, par élimination de résistances statoriques, auto-transformateur, étoile-triangle). De même pour le cas du moteur à rotor bobiné: on trouve trois (par élimination de résistances rotoriques (le plus utilisé et le plus économique), cascade hyposynchrone, démarrage par élimination de résistances rotoriques). La valeur de la résistance au niveau du rotor est augmentée, le courant, lui, devient réduit, le couple aussi.

### **1.5 Fonctionnement du moteur synchrone :[3]**

La construction du moteur synchrone est sensiblement la même à celle de l'alternateur à pôles saillants. L'application d'un courant alternatif à son stator crée dans celui-ci, un champ magnétique tournant. Puisque le rotor est alimenté par un courant continu, il agit comme un barreau aimanté qui pivote dans un champ tournant, alors il tourne jusqu'à ce que sa position s'accroche avec celui du champ en question. Si ce champ tournant est important, il exerce une grande force de rotation sur ce barreau aimanté, alors celui-ci peut entraîner, dans son mouvement de rotation une charge. Ce type de moteur nous permet d'obtenir une vitesse constante, une correction du facteur de puissance par le moyen d'une surexcitation de l'inducteur du rotor, la modification de déphasage de la tension en ligne sur l'intensité. Tout de même, ce type de moteur présente des inconvénients, en particulier, l'impossibilité de démarrer le moteur vu qu'on applique un courant alternatif triphasé à son stator. En effet, au moment où l'on applique cette grandeur, il se constitue tout de suite un champ magnétique qui tourne à une grande vitesse, donc ce champ passe devant les pôles du rotor à une vitesse telle que le rotor n'a pas la chance de démarrer. Généralement, les moteurs synchrones sont mis en marche comme des moteurs à cage d'écureuil. Par conséquent, une cage d'écureuil est placée sur son rotor. Pour faire démarrer le moteur, le stator est alimenté, mais le rotor ne reçoit pas encore de courant continu, alors, c'est la cage d'écureuil qui fait démarrer le rotor jusqu'à ce qu'il atteigne presque la vitesse synchrone. Puis le rotor est alimenté en courant continu et, il est ainsi mis à la même vitesse que le champ magnétique tournant. Ce type de moteur est utilisé dans le cas où on exige une vitesse constante, à partir du point où la charge est nulle jusqu'au point de pleine charge.

### **1.6 Rendement des moteur électriques :**

Dans le cas ou le moteur est alimenté par une source de tension parfaitement sinusoïdale, le rendement se calcule comme suit :

En monophasé :

$$P_a = UI \cdot \cos \varphi$$

En triphasé :

$$P_a = \sqrt{3} \cdot UI \cdot \cos \varphi$$

Le rendement :

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

$P_a$  : Puissance absorbée en KW

$P_u$  : Puissance utile (fournie) en KW

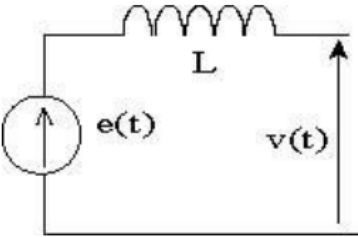
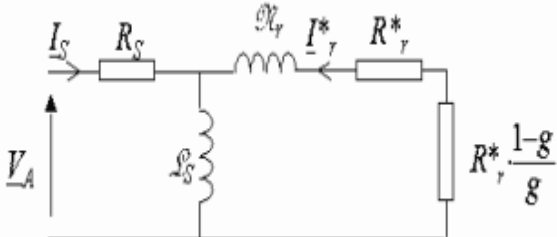
$U$  : Tension d'alimentation (de ligne) en volt

$I$  : Courant absorbé (de ligne) en ampère

$\text{Cos}\phi$  : Facteur de puissance

### 1.7 Comparaison entre les deux machines synchrone/asynchrone :[4]

Tableau (1-1) : Comparaison entre les machines (synchrone et asynchrone)

Machine Synchrone	Machine Asynchrone
<p style="text-align: center;">Machine Synchrone</p> 	<p style="text-align: center;">Machine Asynchrone</p> 
<p style="text-align: center;">Fonctionnement</p> <p>Vitesse du rotor égale à la vitesse du champ tournant indépendante de la charge.</p> <p>L'augmentation de la charge provoque une variation du déphasage entre le rotor et le champ tournant.</p> <p>Le rotor est constitué d'aimant permanents ou d'électro-aimants. Dans le deuxième cas, on doit fournir un courant d'excitation au rotor.</p>	<p style="text-align: center;">Fonctionnement</p> <p>Vitesse du rotor plus petite que la vitesse du champ tournant (sinon pas de couple).</p> <p>L'augmentation la charge fait diminuer la vitesse (plus de glissement, ceci dit plus la variation du flux est grande et plus le courant dans le rotor et le couple sont grands.</p> <p>Le rotor est constitué de bobinage en court circuit (cas de cage d'écureuil), certains gros moteurs ont la possibilité d'ajouter des résistances en séries pour diminuer le courant dans le rotor, donc le courant d'alimentation «moteur à bagues».</p>

Avantages	Avantages
<p>Bon rendement (0,985 pour les gros alternateurs).</p> <p>Facteur de puissance réglable en fonction du courant d'excitation.</p>	<p>Bonne standardisation entre fabricants.</p> <p>Démarrage en direct sur le réseau (grand couple de démarrage).</p> <p>Robuste, peu d'entretiens.</p>
Inconvénients	Inconvénients
<p>Pour les moyens/gros moteurs (électro-aimants), demande un entretien des bagues.</p> <p>Si on demande trop de couple au moteur synchrone, il décroche. Le couple chute alors à zéro.</p> <p>Ne permet pas un démarrage en direct sur le réseau, sauf pour les moteurs auto-synchrone hybrides, il possède une cage d'écureuil qui permet d'atteindre la vitesse synchrone à vide.</p>	<p>La vitesse dépend de la charge.</p> <p>Pour les moteur de moyenne et grande puissance, le temps de démarrage est lent (inertie). Il faut gérer la pointe de courant de démarrage égale à 6 à 8 fois le courant nominal.</p> <p>Le <math>\cos\phi</math> à vide est très faible (non réglable), rendement moins bon (0,9 pour les gros moteurs).</p>
Secteurs d'utilisation	Secteurs d'utilisation
<p>Production d'énergie (l'alternateur à bon un rendement).</p> <p>Application nécessitant une vitesse stable en fonction de la charge.</p> <p>Moteurs pas à pas.</p> <p>Moteurs brushless.</p>	<p>Le grand standard industriel.</p> <p>Entrainement divers.</p> <p>Par fois utilisé comme génératrice dans les éoliennes.</p>

### **1.8 Application des variateurs de vitesse :[3 ]**

Un variateur de vitesse est un équipement électrotechnique alimentant un moteur électrique de façon à pouvoir faire varier sa vitesse de manière continue, de l'arrêt jusqu'à sa vitesse nominale. La vitesse peut être proportionnelle à une valeur analogique fournie par un potentiomètre, ou par une commande externe : un signal de commande analogique ou

numérique, issue d'une unité de contrôle. Un variateur de vitesse est constitué d'un redresseur combiné à un onduleur. Le redresseur va permettre d'obtenir une tension quasi-continue après filtrage. À partir de cette tension continue, l'onduleur (bien souvent à *modulation de largeur d'impulsion* ou *MLI*) va permettre de créer un système triphasé de tensions alternatives, et équilibrées dont on pourra faire varier la valeur efficace et la fréquence.

Le fait de conserver constant le rapport entre la valeur efficace du fondamental de la tension et la fréquence ( $U_1/f$ ) permet de maintenir un flux tournant constant dans la machine, le couple maximum constant et donc de maintenir constante la fonction reliant la valeur du couple en fonction de  $(n_s - n)$

Avec :

$n_s$  : la vitesse de rotation synchrone du champ tournant statorique

$n$  : la vitesse de rotation du rotor

### **1.9 Modélisation du système convertisseur-machine :[8]**

L'étude analytique des systèmes électromécaniques ne peut se faire qu'en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et de conventions de signes. La simulation numérique est alors le meilleur moyen pour schématiser d'une manière assez fidèle le comportement de tels systèmes.

#### **a- Hypothèses simplificatrices**

En effet, la modélisation de toute machine électrique nécessite l'application de certaines hypothèses simplificatrices citées ci-dessous :

1-) La machine n'est pas saturée, avec le phénomène d'hystérésis négligé, d'après cette hypothèse, le système est linéaire, ce qui nous conduit, aux deux conséquences suivantes :

a) Les flux sont proportionnels aux forces magnétomotrices qui les produisent.

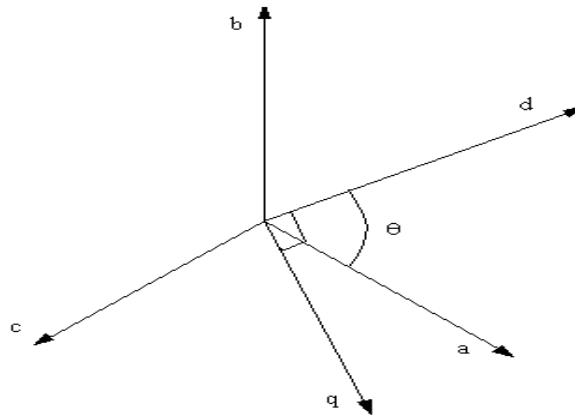
b) Il est possible de considérer un flux résultant comme la somme algébrique des flux produits séparément par plusieurs forces magnétomotrices.

2-) La répartition des forces magnétomotrices des flux dans l'espace est sinusoïdale. On ne tient compte, par conséquent, que de l'harmonique fondamentale de la force électromotrice.

3-) Le sens des forces électromotrices induites dans un bobinage sera le même que celui des courants, c'est - à - dire qu'une force électromotrice positive « e » fera circuler un courant « I » positif, et réciproquement.

4-) Le sens de rotation choisi est le sens trigonométrique.

5-) La position du rotor est repérée par l'angle « $\theta$ » que font les axes 'Oa' et 'Od'(voir figure( 1.2)).



**Figure (1-1):** Représentation des axes triphasés et diphasés

Pour pouvoir étudier le comportement de chacune des deux machines que ce soit en monobloc ou en système commandé, il est impératif de rabattre leurs représentation électromagnétiques dans un axe biphasé, afin de rendre leur systèmes linéaires donc facile à analyser ou à commander.

La modélisation analytique suivant le repère (a,b,c) et suivant la transformation de Park dans les axes orthogonaux (d,q), sera détaillée dans le chapitre2 pour le moteur asynchrone et dans le chapitre3 pour le moteur synchrone.

**b- Conventions de signes :**

On adoptera pour nos moteurs électriques les conventions de signe suivantes [11].

- 1) Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- 2) Une f.é.m positive fait circuler un courant positif.
- 3) Le stator est considéré comme inducteur, le rotor comme induit.
- 4) Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

**1.10 Schémas descriptifs des deux systèmes à étudier :**

Le premier concerne celui du moteur asynchrone commandé en boucle ouverte et le second est relatif à celui du moteur synchrone contrôlé en boucle fermée.

1.10.1 - Le schéma descriptif de la machine asynchrone commandée en boucle ouverte et alimentée en tension est représenté ci dessous :

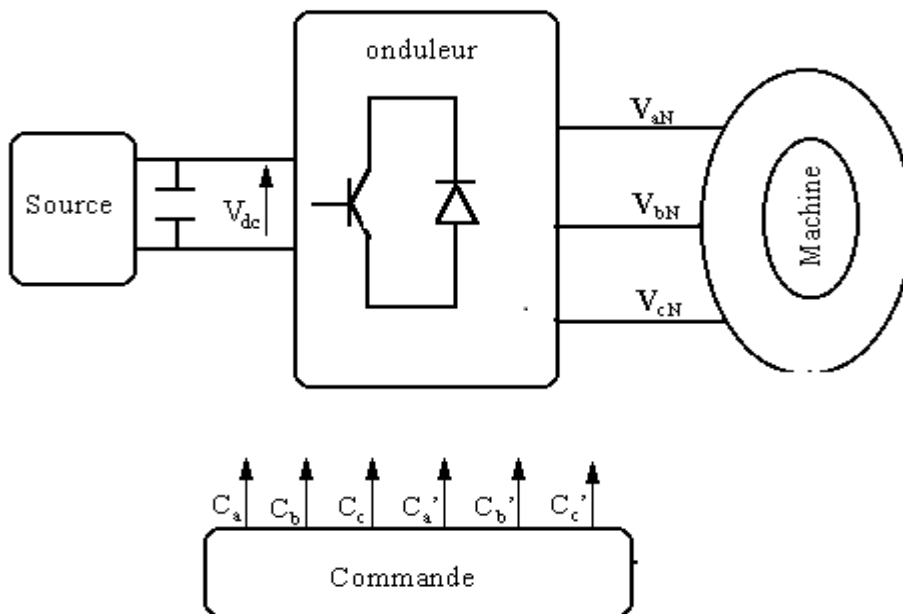


Figure (1-2) : Schéma symbolique du système convertisseur-moteur asynchrone

(Commande en boucle ouverte)

1.10.2. Le schéma descriptif de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension

est représenté ci dessous :

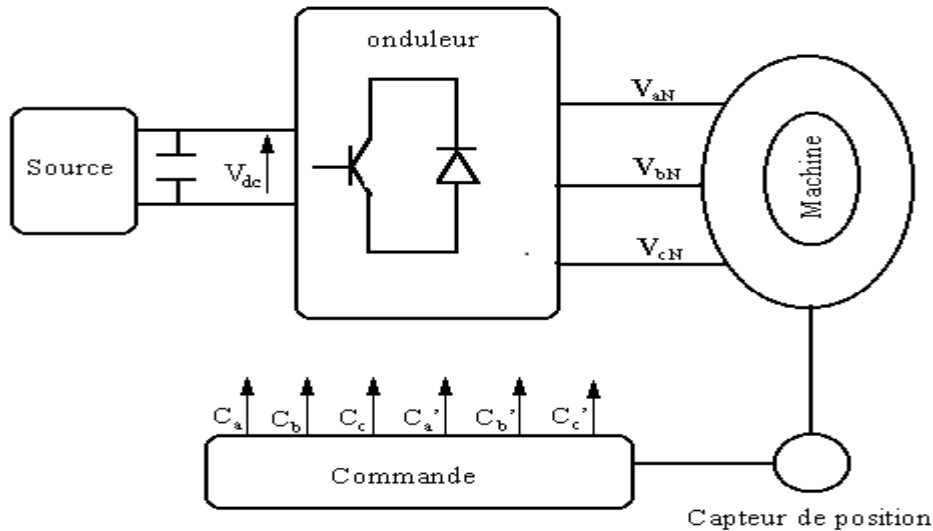


Figure (1-3) : Schéma symbolique du système convertisseur-moteur synchrone

(Commande en autopilotage)

### 1.11 Pompes électriques à eau et économie d'énergie : [5]

Une pompe est un dispositif permettant d'aspirer et de refouler un fluide. Le principe de la pompe est apparu dès que l'homme a su construire un habitat artificiel pour se protéger des éléments naturels. Le besoin en eau nécessaire à sa survie l'obligea à trouver un système de transport de cette eau, du puits ou de la rivière à son habitat. Il utilisa d'abord simplement l'énergie développée par ses muscles pour transporter l'eau à l'aide de récipients naturels ou artificiels. Plus la contenance et la distance étaient grandes, plus l'énergie dépensée était importante. Jusqu'au début de l'ère industrielle (fin du XVIII<sup>e</sup> siècle), les pompes ne servirent que pour le transfert de l'eau. L'ancienne pompe à godets fut inventée en Chine au I<sup>er</sup> siècle après J.-C.

Voici un schéma représentant un système mécanique traditionnel de pompage d'eau à partir d'une rivière.[9]

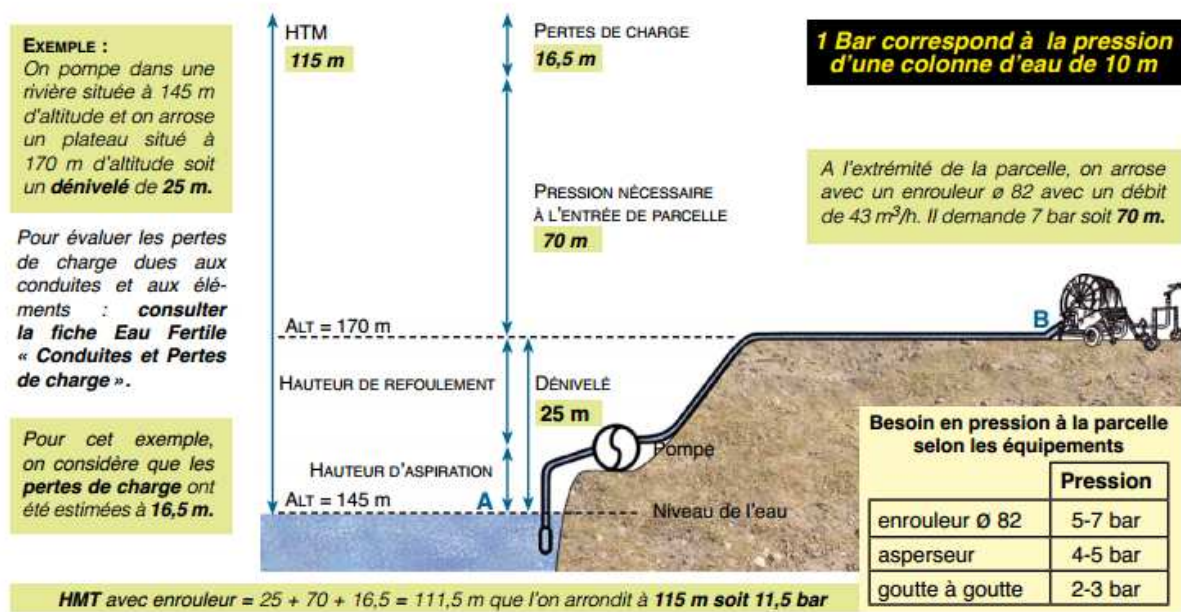


Figure (1-4) : Pompage d'eau à partir d'une rivière

C'est au cours de ce siècle qu'une seconde évolution dans la technique des pompes fit son apparition, cette fois grâce à l'énergie électrique. Celle-ci permit le développement des pompes à principe rotatif, turbines et pompes centrifuges. En fait, depuis près d'un siècle, aucun grand principe de pompe n'a été découvert. Seuls les matériaux utilisés et la précision d'usinage permirent aux pompes d'évoluer vers de meilleurs rendements, de plus grands débits et de plus hautes pressions.[5]

Les pompes répondent toutes au même besoin : déplacer un liquide d'un point à un autre. Le seul fait d'utiliser un liquide pour la fabrication d'un produit implique nécessairement l'utilisation de pompes. Pour déplacer ce liquide, il faut lui communiquer de l'énergie. Les pompes remplissent cette fonction.

Le moteur qui alimente les pompes transforme l'énergie thermique ou électrique en énergie mécanique pour permettre le mouvement des organes des pompes. Cette énergie mécanique est retransmise au fluide. Cette énergie fluide se traduit sous forme de débit

(énergie cinétique) et de pression (énergie potentielle). Ces énergies vont s'échanger et se consommer dans les circuits de l'installation. [5]

Voici un schéma exemple d'une pompe électrique à eau: [9]

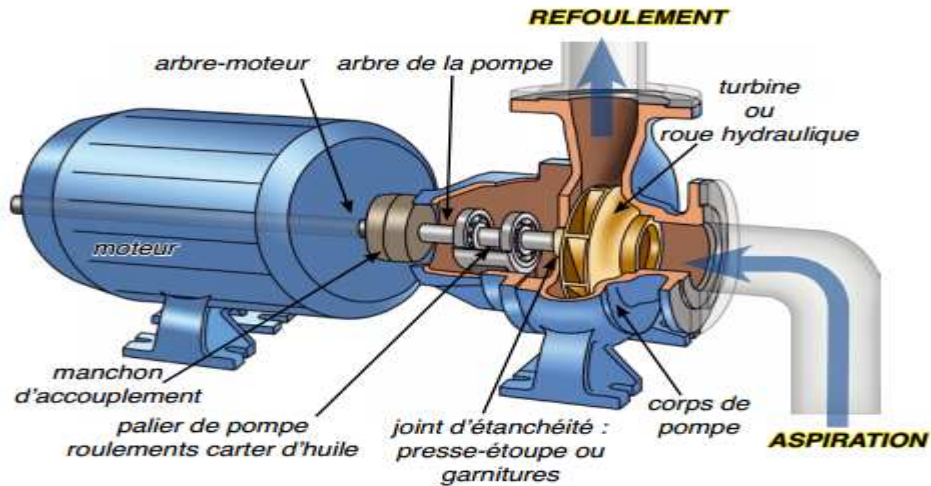


Figure (1-5): Pompe à eau électrique

Les pompes modernes ont été développées à partir du XVIII<sup>e</sup> siècle. Les pompes diesel et électriques, utilisées de nos jours, peuvent avoir des débits de pompage très élevés. Elles permettent d'alimenter en eau le jardin et/ou la maison et peuvent rendre autonome en eau un site isolé ou offrir un complément appréciable. Aussi, le développement de variateurs de vitesse et le coût de revient réduit du moteur asynchrone ont fait que cette machine électrique soit la plus utilisée dans le domaine de pompage d'eau.[5]

Cependant, d'après les dernières statistiques, il s'avère que l'industrie et les infrastructures consomment plus de 31% de l'énergie et à eux seuls, les moteurs électriques représentent plus de 60% de cette consommation. Alors que, la disparition inéluctable des réserves fossiles et l'augmentation inexorable des coûts qui en résultent obligent les industries à utiliser au mieux l'énergie électrique. [6]

Voici une représentation graphique de puissances consommées en fonction du débit des pompes électriques à eau: [9]

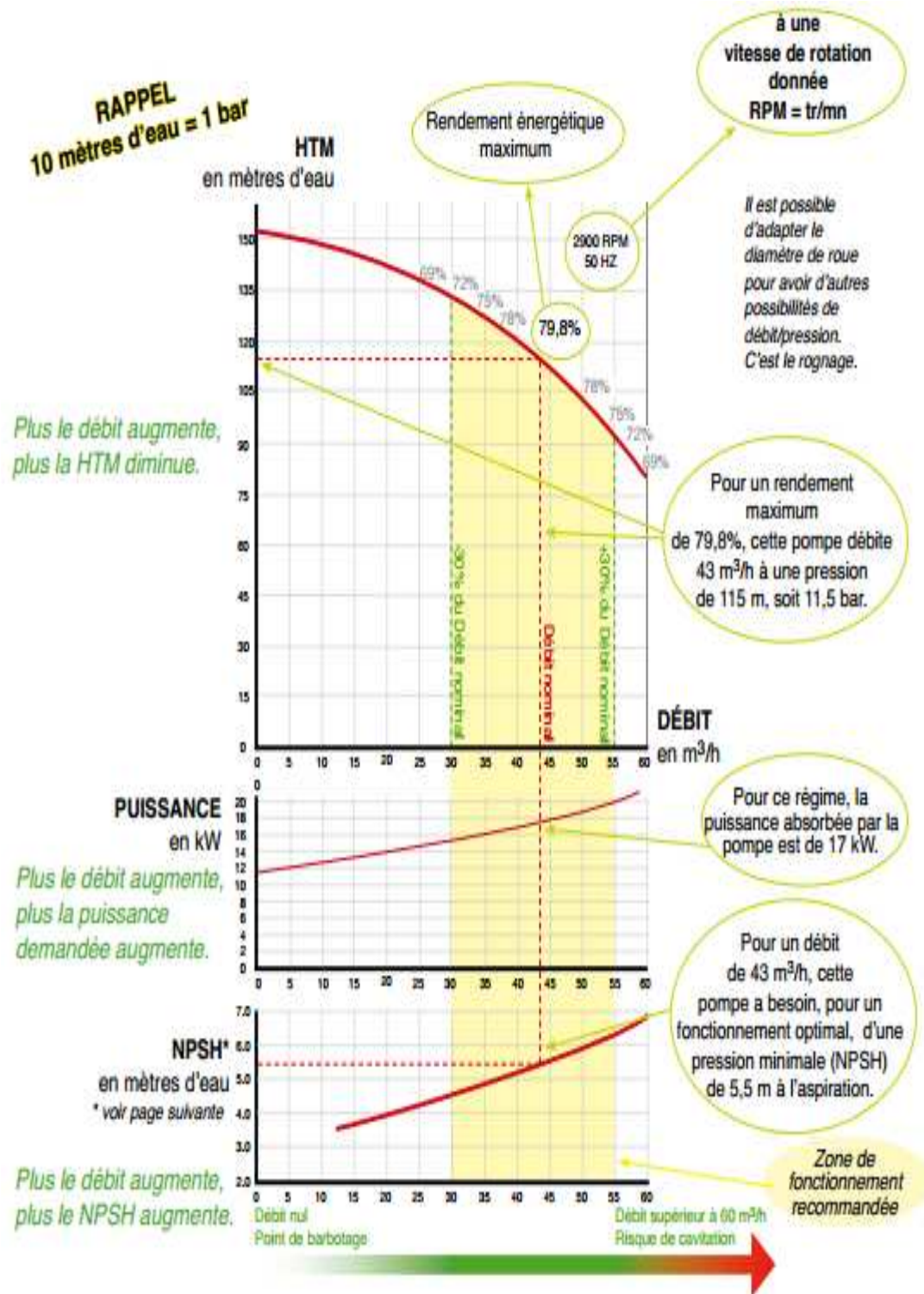


Figure (1-5) : Courbes du rendement des pompes électriques en fonction du débits

Par conséquent, lors de la prise de décision d'acquérir une nouvelle machine, l'investisseur devrait être conduit à considérer l'énergie qui sera consommée par cette machine pendant sa durée de vie « le calcul se fait sur une durée de 10 années ». En effet, on considère que depuis son acquisition jusqu'à son démantèlement, le prix d'achat représente 2 à 3% du coût global, le reste étant, principalement, la consommation d'énergie. Cette énergie est nécessairement imputée au produit fini et impacte la compétitivité de l'entreprise. Par ailleurs, le coût croissant de l'énergie impose de nouvelles approches et le choix du moteur devrait être le point de départ de toute réflexion de réduction de la consommation.[4]

Le choix du moteur est primordial pour les économies d'énergie, car une fraction de l'énergie prélevée au réseau est gaspillée en échauffement. Suivant la technologie du moteur retenue, ces pertes sont plus ou moins importantes. Elles varient également entre les fournisseurs et une comparaison s'impose.

En revanche, soucieuse de sauvegarder les ressources fossiles, l'union européenne impose qu'en 2020, tous les moteurs utilisés soient de catégorie EFF1, c'est à-dire à haut rendement. On estime qu'avec l'utilisation de ce type de moteur et de solutions déjà disponibles telles que ; le choix de mode de marche permettant de mettre en sommeil les machines peu sollicitées (l'arrêt des convoyeurs à vide), l'emploi de variateurs de vitesse et le choix de stratégies de mouvement moins énergivores), les économies d'énergie pourraient atteindre en Europe 202 TWh par an. Ceci représente 45 centrales nucléaires de 1000 MW, ou 130 centrales utilisant un carburant fossile ou encore 3,8 fois la totalité de l'énergie produite par le parc éolien (valeur 2007). [4]

Comme il a été cité au-dessus, parmi les solutions envisageables pour l'utilisation intelligente de l'énergie, l'emploi du moteur à haut rendement. Ce qui implique de remplacer le mauvais moteur existant soit avec un autre de même type mais de rendement supérieur, soit le changer carrément et le substituer par un autre type ayant un rendement nettement meilleur. Etant donné que la plupart des pompes à eau sont fabriquées à base de moteurs asynchrones et sachant que le rendement de ce type de machine est nettement inférieur à celui du moteur synchrone, alors de grands projets d'études d'actualité sont lancés afin de pouvoir remplacer les premiers au moyen de ces dernières avec des résultats fortement rentables. D'où découle le choix, bien réfléchi, de notre sujet ci présent.

## *Chapitre 2*

### *Modélisation de Park du moteur asynchrone*

## 2.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation du moteur asynchrone triphasé, l'un des moteurs les plus utilisés dans les l'entraînement. En effet, il s'impose dans un grand nombre d'applications, en raison des avantages qu'il présente: normalisé, robustesse, simplicité d'entretien, facilité de fabrication et de mise en œuvre donc faible coût.

Il traite principalement, suivant les conventions de signe et les hypothèses simplificatrices citées dans le chapitre précédent, les modèles de la machine asynchrone, à savoir le modèle de PARK, ainsi le modèle en régime permanent et les schémas équivalents sont abordés à la fin du même chapitre. Comme cette machine a été présentée dans le chapitre précédent, on donne une brève description de son principe de fonctionnement.

## 2.2. Principe de fonctionnement :

Les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tensions équilibrées, il va en résulter (théorème de **Ferraris**) la création d'un champ magnétique tournant dans l'entrefer de la machine. La pulsation de ce champ par rapport au stator est définie comme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (2.1)$$

$\omega_s$  : Désigne ici la pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique (pulsation de synchronisme).

$p$  : Désigne le nombre de paires de pôles.

Les trois bobinages du secondaire sont court-circuités et le rotor tourne à une vitesse

$$\Omega \neq \Omega_s (\Omega < \Omega_s).$$

Le rotor perçoit donc un champ glissant à la vitesse relative  $\Omega_r$  égale à :

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega \quad (2.2)$$

Il en résulte donc la création d'une fem induite dans les bobinages, cette fem est à la pulsation:

$$\omega_r = \omega_s - p\Omega \quad (2.3)$$

On voit donc que pour que la machine développe un couple, il faut que le bobinage rotorique soit traversé par un flux variable. En régime permanent sinusoïdal (amplitudes, phases et fréquences des tensions et courants constantes), la seule possibilité est que le champ statorique tourne à une vitesse différente de celle du rotor. Ainsi, la vitesse angulaire du champ tournant  $\omega_s = \left(\frac{d\theta_s}{dt}\right)$  et celle du rotor  $\omega = \left(\frac{d\theta}{dt}\right)$  doivent être asynchrones pour que la machine fournisse du couple.

La différence entre ces deux vitesses, relativisée à celle du champ tournant, s'appelle le glissement( $g$ ) Il est très faible lorsque la machine fournit son couple nominal:

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (2.4)$$

La différence des pulsations s'appelle également pulsation de glissement. Elle correspond à la pulsation des grandeurs électromagnétiques relatives au rotor (tensions, courants, flux,... etc.).

$$\omega_r = \omega_s - \omega = g \omega_s \quad (2.5)$$

La réécriture de la relation (2.5) en fonction des fréquences statorique et rotorique, respectivement  $f_s$  et  $f_r$  est donnée comme suit :

$$f_r = g f_s \quad (2.6)$$

Les relations précédentes sont valables pour un fonctionnement moteur, si on considère un fonctionnement quelconque on aura :

$$\omega_s = p\Omega \pm \omega_r \quad (2.7)$$

‘+’ : pour un fonctionnement moteur (hyposynchrone);

‘-’ : pour un fonctionnement générateur (hypersynchrone).

### 2.3 Modélisation du moteur asynchrone:

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, le constructeur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Sur un aspect commande, cependant, un modèle basé sur les équations du circuit équivalent est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande.

Le choix d'un modèle de représentation, qu'il soit formel ou issu d'une identification se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser. On présente ci après le modèle de **Park**, le modèle en régime permanent et le modèle d'état d'une machine à rotor bobiné.

#### 2.3.1 Définition des enroulements de la machine asynchrone

Le stator de la machine est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace et séparés d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3}$  radians. Le rotor que ce soit à cage d'écureuil ou bobiné, est aussi formé de trois enroulements, car un système de courant triphasé symétrique s'établit lors d'un fonctionnement en régime permanent. La figure (2.1) présente la schématisation des enroulements du stator et du rotor.

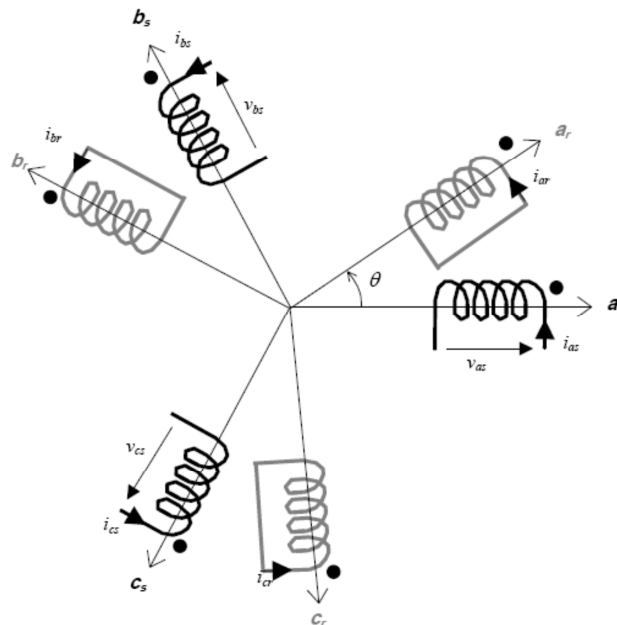


Figure (1.1) : Représentation des enroulements d'une machine asynchrone bipolaire.

### 2.3.2 Définition des angles

Il est à noter que les grandeurs rotoriques portent l'indice «  $r$  » et celles du stator l'indice «  $s$  ». L'angle électrique  $\theta$  indique la position du rotor par rapport au stator. Si  $\theta$  est nulle, l'enroulement de la phase «  $a_r$  » de la partie mobile se trouve aligné à l'enroulement «  $a_s$  » de la partie fixe, de même l'indice «  $d$  » correspond à l'axe direct dans le modèle de Park. D'un point de vue magnétique, et avec les hypothèses posées, seules les inductances mutuelles entre stator et rotor sont fonction de l'angle  $\theta$  [1].

$$\begin{aligned} (o_{as}, o_d) = \theta_s & & ; & & (o_{ar}, o_d) = \theta_r \\ (o_{bs}, o_d) = \theta_s - \frac{2\pi}{3} & & ; & & (o_{br}, o_d) = \theta_r - \frac{2\pi}{3} \\ (o_{cs}, o_d) = \theta_s - \frac{4\pi}{3} & & ; & & (o_{cr}, o_d) = \theta_r - \frac{4\pi}{3} \end{aligned}$$

On définit également :

$$(o_{as}, o_{ar}) = \theta_s - \theta_r = \theta \quad ; \quad (o_q, o_d) = \frac{\pi}{2}$$

## 2.4 Equations du moteur asynchrone triphasée: [8]

### 2.4.1 Equations électriques du moteur :

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque enroulement du système, nous obtenons :

$$[v_s] = \frac{d}{dt}[\varphi_s] + [R_s][i_s] \quad (2.8)$$

$$[v_r] = \frac{d}{dt}[\varphi_r] + [R_r][i_r] \quad (2.9)$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où :

$[v_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t$  : Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques ;

$[v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t$  : Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques ;

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t$  : Courants dans les phases des enroulements statoriques ;

$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t$  : Courants dans les phases des enroulements rotoriques ;

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^t$  : Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques ;

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^t$  : Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques.

#### 2.4.2 Equation des flux :

Les flux totalisés des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme :

$$[\varphi_s] = [l_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \tag{2.10}$$

$$[\varphi_r] = [l_r][i_r] + [M_{sr}][i_s] \tag{2.11}$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques soient égales, il en est ainsi de même pour celles du rotor.

Les matrices «  $L_s$  » et «  $L_r$  » s'écrivent alors:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

Avec:

$l_s, l_r$  : inductances propres statoriques et rotoriques ;

$m_s$  : inductance mutuelle entre phases statoriques ;

$m_r$  : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et celui du rotor, elle s'écrit :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$m_{sr}$  : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

### 2.4.3 Equation mécanique

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques (tensions, courants), les grandeurs mécaniques (vitesse, couple, inertie, frottements). Lorsque la vitesse angulaire est constante, le couple résistant appliqué (y compris celui des frottements) à l'arbre de la machine asynchrone est équilibré par le couple électromagnétique et l'équation d'équilibre des couples s'écrit [17] :

$$\frac{J}{p} \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (2.13)$$

$J$  : inertie de toutes les masses tournantes ramenées au rotor de la machine ;

$C_{em}$  : couple électromagnétique ;

$\Omega$  : vitesse angulaire mécanique du rotor ;

$C_f$  : couple dû aux frottements du système d'entraînement ;

$C_r$  : couple mécanique de la charge.

## 2.5 Mise en équation de la machine asynchrone dans le système d'axes (d,q)

La matrice (2.12) des inductances mutuelles étant à éléments non constants, les coefficients des équations (2.8) et (2.9) sont variables, la résolution analytique de ce système d'équation se heurte à des difficultés insurmontables particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. L'utilisation de la transformation de Park [11] permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, ce qui facilite sa résolution.

### 2.5.1 Transformation de Park :

La transformation de Park est une opération mathématique qui permet de passer d'un système triphasé quelconque ( $a, b, c$ ) décalés respectivement les un par rapport aux autres d'un angle électrique de  $\frac{2\pi}{3}$ , en un système à trois axes orthogonaux ( $d, q, o$ ). En fait, ce n'est rien d'autre qu'un changement de base pour les axes magnétiques du système [2].

La transformation directe est la suivante :

$$[p(\theta_s)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

La transformation inverse s'écrit:

$$[p(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

La transformation directe de Park peut s'écrire :

$$[X'_d, X'_q, X'_o] = [A][X'_a, X'_b, X'_c] \quad (2.16)$$

Et la transformation inverse s'obtient :

$$[X'_a, X'_b, X'_c] = [A]^{-1}[X'_d, X'_q, X'_o] \quad (2.17)$$

Avec :

$[X'] = ([i], [v], [\phi])$  où ces composantes sont respectivement le courant, la tension et le flux.

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ), la composante homopolaire d'indice « o » est nulle après transformation de Park.

Les repères (dq) de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations, ceci se fait en liant les angles par la relation (2.18):

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (2.18)$$

Ce qui permet d'écrire la relation suivante :

$$\omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.19)$$

## 2.5.2 Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (d,q) :

### 2.5.2.1 Equations électriques :

En reprenant les équations et les résultats précédents, il vient avec des notations condensées :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s], \text{ pour le stator ;} \quad (2.20)$$

$$[p(\theta_s)][v_s] = [R_s][p(\theta_s)][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s][p(\theta_s)] \quad (2.21)$$

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sp}] \quad (2.22)$$

On notera :

$(V_{sp})$ , vecteur tension, où l'indice  $p$  indique ici la nouvelle base de Park.

$(V_{sp}) = (V_d, V_q, V_o)^t$ , sont les composantes du vecteur dans le repère de Park.

En multipliant les deux membres de l'équation (2.20) par  $[P(\theta_s)]$ , il vient :

$$[p(\theta_s)]^{-1}[v_{sp}] = [R_s][p(\theta_s)]^{-1}[i_{sp}] + \left( \frac{d}{dt} [[p(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{sp}]] \right) \quad (2.23)$$

En multipliant une autre fois par  $[p(\theta_s)]$ , on trouve :

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + [p(\theta_s)] \left( \frac{d}{dt} [[p(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{sp}]] \right) = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sp}] + [p(\theta_s)] \left[ \frac{d}{d\theta_s} [p(\theta_s)]^{-1} \right] \frac{d\theta_s}{dt} [\varphi_{sp}] \quad (2.24)$$

Le développement du dernier terme de la somme (côté gauche) est :

$$\frac{d}{dt} [p(\theta_s)]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

En effectuant la multiplication des matrices, on trouve :

$$[p(\theta_s)] \cdot \frac{d\theta_s}{dt} [p(\theta_s)^{-1}] (\varphi_{sp}) = \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

D'où le résultat final :

$$[v_{sp}] = [R_s] [i_{sp}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sp}] + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Le développement des composantes de PARK pour le stator :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \quad (2.28)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \quad (2.29)$$

On aura les mêmes équations au rotor en changeant partout l'indice «s» en «r» et en annulant les tensions puisque le rotor est en court circuit:

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rq} \quad (2.30)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} \quad (2.31)$$

### 2.5.2.2 Equations des flux

$$[p(\theta_s)^{-1}] (\varphi_{sp}) = [L_s] [p(\theta_s)^{-1}] (i_{sp}) + [M_{sr}] [p(\theta)] (i_{rp}) \quad (2.32)$$

En multipliant par  $[p(\theta_s)]$ , il vient :

$$(\varphi_{sp}) = [p(\theta_s)][L_s][p(\theta_s)]^{-1} (i_{sp}) + [p(\theta_s)][M_{sr}][p(\theta)]^{-1} (i_{rp}) \quad (2.33)$$

Le produit matriciel  $[p(\theta_s)][L_s][p(\theta_s)]^{-1}$  donne la nouvelle matrice suivante :

$$\begin{pmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2m_s \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

En exploitant la relation (2.18), qui est obtenue du fait que les axes de PARK sont coïncidés pour le stator ainsi pour le rotor le produit  $[p(\theta_s)][M_{sr}][p(\theta_s)]^{-1}$  est égal :

$$[p(\theta_s)][M_{sr}][p(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2} m_{sr} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

Les équations magnétiques pour le stator et le rotor compte tenu des résultats obtenus ci-dessus sont récapitulées dans le système matriciel suivant:

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \quad (2.37)$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

On définit pour ces équations :

$L_s = l_s - m_s$  : Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - m_r$  : Inductance propre cyclique du rotor.

$M_{sr} = \frac{3}{2} m_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

2.5.2.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone dans le repère dq

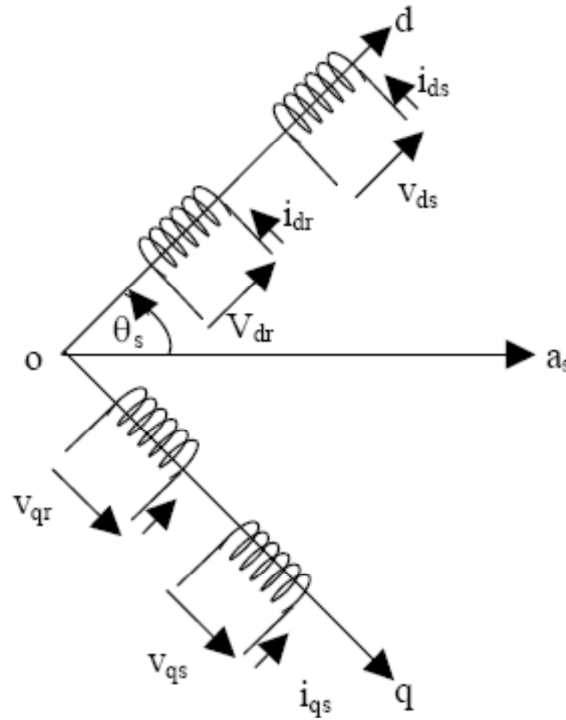


Figure (2.2) : schéma équivalent de la machine asynchrone dans le plan dq.

2.5.2.4 Expression du couple électromagnétique dans le plan dq

Elle est déduite à partir de la puissance électromécanique qui s'écrit

$$p_e = \frac{3}{2} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \left( \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \right) = \frac{3}{2} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \omega \tag{2.39}$$

D'où le couple électromécanique qui est le rapport de la puissance électromagnétique sur la vitesse :

$$cem = \frac{3}{2} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \tag{2.40}$$

Dans le cas d'une machine à plusieurs paires de pôles, le couple s'exprime par la même relation précédente en introduisant cette fois-ci le nombre de paires de pôles p :

$$cem = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \tag{2.41}$$

## 2.6 Choix du référentiel de travail

Le référentiel de travail est le système (od, oq) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. En pratique, trois référentiels sont intéressants, le choix de ces derniers se fait en fonction de l'application. Dans les paragraphes précédents nous avons déjà défini la vitesse de rotation du rotor  $\omega$ , la vitesse du champ tournant ou pulsation des courants statoriques  $\omega_s$  ainsi que la pulsation des courants rotoriques ( $g\omega_s$ ). Ce changement de référentiel concerne seulement les équations électriques de la machine.

### 2.6.1 Référentiel lié au stator

Il est utilisé de préférence pour étudier des variations importantes de la vitesse de rotation associées au non avec des variations de fréquence d'alimentation. Cela se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

### 2.6.2 Référentiel lié au rotor

Il est employé dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante (exemple: l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit).

Cela se traduit par les conditions :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \frac{d\theta_r}{dt} = 0$

### 2.6.3 Référentiel lié au champ tournant

Cela se traduit par les relations :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta}{dt} = \omega, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = g\omega_s$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations mais il est particulièrement avantageux dans le cas où la fréquence est constante. Il est très souvent utilisé même dans l'étude des moteurs asynchrones à fréquence variable, lorsque nous nous intéressons à de petites perturbations autour d'un point de fonctionnement. Pour la suite de notre étude on choisit ce repère de travail.

D'où :

Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (2.42)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - g \omega_s \varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + g \omega_s \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.43)$$

Pour les flux :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

En introduisant les équations des flux dans les lois des mailles précédentes, le modèle final de Park du moteur asynchrone comprend deux équations principales pour le stator et pour le rotor, la dernière est moins d'importance car on s'arrange pour que la composante homopolaire soit nulle. On donnera:

Pour le stator

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_s (L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}) \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_s (L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd}) \end{cases} \quad (2.46)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sd} - g \omega_s (L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq}) \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sq} + g \omega_s (L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd}) \end{cases} \quad (2.47)$$

## 2.7 Modèle du moteur asynchrone en régime permanent et schéma équivalent :

### 2.7.1 Modélisation en régime permanent sinusoïdal :

Un régime permanent sinusoïdal est caractérisé par ses grandeurs d'alimentation sinusoïdale dont les fréquences, les amplitudes et les déphasages sont constants au niveau des grandeurs statoriques, de plus la vitesse de rotation (mécanique) reste constante.

Les tensions statoriques forment un système triphasé équilibré à la pulsation  $\omega_s$  :

$$\begin{cases} v_{sa} = V_s \cdot \cos(\omega_s t) \\ v_{sb} = V_s \cdot \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = V_s \cdot \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.48)$$

Les courants statoriques forment un système triphasé équilibré à la pulsation  $\omega_s$  .

$$\begin{cases} i_{sa} = I_s \cdot \cos(\omega_s t - \beta_s) \\ i_{sb} = I_s \cdot \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \beta_s) \\ i_{sc} = I_s \cdot \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} - \beta_s) \end{cases} \quad (2.49)$$

Avec  $\beta_s = \widehat{(i_{sa}, v_{sa})}$

Les courants rotoriques forment un système triphasé équilibré à la pulsation  $\omega_r$ .

$$\begin{cases} i_{ra} = I_R \cdot \cos(\omega_r t - \beta_r) \\ i_{rb} = I_R \cdot \cos(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} - \beta_r) \\ i_{rc} = I_R \cdot \cos(\omega_r t - \frac{4\pi}{3} - \beta_r) \end{cases} \quad (2.50)$$

Dans les expressions des flux, l'angle  $\theta$  qui donne la position du rotor par rapport au stator est une fonction du temps puisque il y'a un glissement, on peut écrire  $\theta = \omega t$  en supposant qu'à  $t = 0$ , les axes du stator et du rotor soient coïncidents,  $\omega = P \cdot \Omega$  prend en compte le nombre de paires de pôles de la machine. Les éléments de la matrice des mutuelles sont aussi des fonctions du temps; en reprenant l'équation (2.10) d'une phase, il vient :

$$\varphi_{sa} = l_s \cdot i_{as} - m_s \cdot i_{as} + m_2 \cdot i_{ar} + m_2 \cdot i_{br} + m_3 \cdot i_{cr} \quad (2.51)$$

$$i_{bs} + i_{cs} = -i_{as} \quad (2.52)$$

On pose :

$l_s - m_s = L_S$  : Inductance cyclique statorique.

$$\varphi_{sa} = L_S \cdot i_{as} + (m_1 \cdot i_{ar} + m_2 \cdot i_{br} + m_3 \cdot i_{cr}) \quad (2.53)$$

En posant  $(m_1 \cdot i_{ar} + m_2 \cdot i_{br} + m_3 \cdot i_{cr}) = A$  ; Cette quantité peut être calculée comme suit :

$$\begin{aligned} A &= m_{sr} \cdot I_R [\cos(\omega t) \cdot \cos(\omega_r t - \beta_r) + \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cdot \cos(\omega_r t - \beta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ &\quad + \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cdot \cos(\omega_r t - \beta_r - \frac{4\pi}{3})] \\ A &= \frac{3}{2} m_{sr} \cdot I_R \cdot \cos((\omega + \omega_r)t - \beta_r) = \frac{3}{2} m_{sr} \cdot I_R \cdot \cos(\omega_s t - \beta_r) \end{aligned} \quad (2.54)$$

On constate que  $A$  est à la même pulsation que le premier terme de  $\varphi_{sa}$ .

On pose :

$$M_{SR} = \frac{3}{2} m_{sr} : \text{Inductance mutuelle cyclique.}$$

Finalement, l'expression du flux devient :

$$\varphi_{sa} = L_S \cdot I_S \cdot \cos(\omega_s t - \beta_s) + M_{SR} \cdot I_R \cdot \cos(\omega_s t - \beta_r) \quad (2.55)$$

C'est l'expression du flux totalisé qui correspond à une seule phase, les flux dans les autres phases se déduisent de celle-ci.

On peut maintenant réécrire les équations de la machine en utilisant la notation complexe habituelle aux grandeurs sinusoïdales à la pulsation  $\omega_s$ , pour que les équations soient plus générales, on a en omettant l'indice de phase :

$$\underline{\Phi}_S = L_S \underline{I}_S + M_{SR} \underline{I}_R \quad (2.56)$$

De même, la loi des mailles devient :

$$\underline{V}_S = R_S \underline{I}_S + j\omega_s \underline{\Phi}_S \quad (2.57)$$

Au rotor, on pourra écrire pour les flux :

$$\underline{\Phi}_R = L_R \underline{I}_R + M_{SR} \underline{I}_S \quad (2.58)$$

Ainsi que la loi des mailles :

$$0 = R_R \underline{I}_R + j\omega_s g \underline{\Phi}_R \quad (2.59)$$

En reprenant les équations précédentes, on peut écrire finalement :

$$\underline{V}_S = R_S \underline{I}_S + j\omega_s L_S \underline{I}_S + j\omega_s M_{SR} \underline{I}_R \quad (2.60)$$

$$0 = R_R/g \underline{I}_R + j\omega_s L_R \underline{I}_R + j\omega_s M_{SR} \underline{I}_S \quad (2.61)$$

**2.7.2 Schéma équivalent en régime permanent sinusoïdal :**

Sous le vocable schéma équivalent, on désigne un circuit électrique composé de dipôles linéaires permettant de modéliser la machine réelle. Le schéma équivalent le plus pertinent est fonction du domaine d'utilisation et du degré de précision souhaitée. Dans le cas des machines asynchrones, il comprend au minimum, une association de résistances et d'inductances.

**2.7.2.1 Modèle à inductances couplées :**

D'après les deux dernières équations, on peut déduire le schéma suivant :

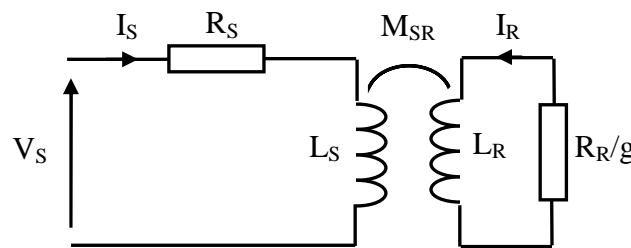


Figure (1.3) : schéma équivalent avec inductances couplées.

**2.7.2.2 Modèle à inductance réparties**

Les équations (2.60) et (2.61) peuvent être réécrites comme suit :

$$\underline{V}_S = R_S \underline{I}_S + j\omega_s(L_S - M_{SR})\underline{I}_S + j\omega_s M_{SR}(\underline{I}_R + \underline{I}_S) \tag{2.62}$$

$$0 = \frac{R_R}{g} \underline{I}_R + j\omega_s(L_R - M_{SR})\underline{I}_R + j\omega_s M_{SR}(\underline{I}_S + \underline{I}_R) \tag{2.63}$$

Ce qui donne le schéma de la figure (2.4) ;

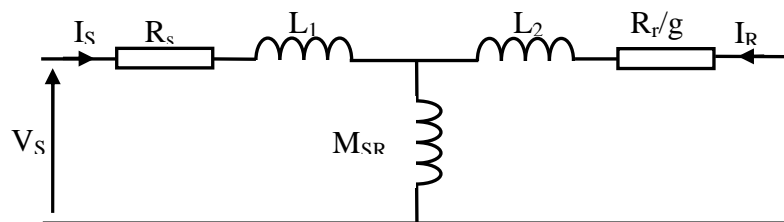


Figure (2.4) : schéma équivalent aux inductances réparties.

Où

:

$L_1 = L_S - M_{SR}$  : Inductance cyclique de fuite statorique ;

$L_2 = L_R - M_{SR}$  : Inductance cyclique de fuite rotorique

### 2.7.2.3 Modèle à fuites totalisées au rotor

On peut ramener ce schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor ( $\acute{L}_r$ ), ce qui nous permet d'établir le schéma de la Figure (2. 5). Pour ce faire, on pose :

$$\left\{ \begin{array}{l} \acute{R}_r = \left(\frac{L_S}{M_{SR}}\right)^2 R_r \\ \acute{I}_R = \left(\frac{M_{SR}}{L_S}\right)^2 I_R \\ \acute{L}_r = \left(\frac{L_S}{M_{SR}}\right)^2 \left(1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S L_r}\right) = \sigma \left(\frac{L_S}{M_{SR}}\right)^2 L_r \\ \sigma = 1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S L_r} \end{array} \right. \quad (2.64)$$

On obtient alors le schéma suivant :

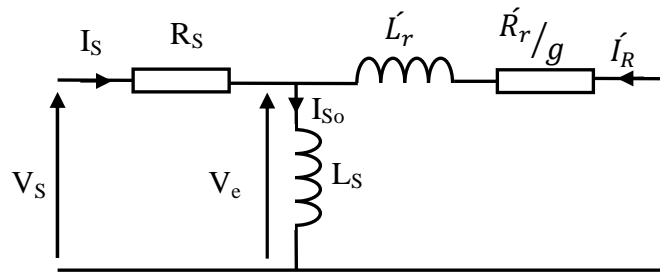


Figure (2.5) : schéma équivalent ramené au stator avec des fuites totalisées au rotor.

Ce modèle est caractérisé par :

Le terme  $M_{SR}/L_S$  représente le rapport de transformation de la machine dans le sens (stator - rotor) ( $m_{s \leftrightarrow r}$ ). De même  $L_R /M_{SR}$  représente le rapport de transformation de la machine dans le sens (rotor - stator) ( $m_{r \leftrightarrow s}$ ).

$\sigma$  : Coefficient de dispersion de **Blondel**, il permet d'estimer les fuites de flux de la machine, généralement, on a  $\sigma \leq 10\%$ .

Si la machine n'a pas de fuites de flux, ces deux rapports de transformation doivent être inverses (il suffit de se souvenir que dans un transformateur classique, cela représente le rapport des nombres de spires des bobinages primaire et secondaire).

Dans ce cas on' a :

$$\frac{M_{SR}}{L_S} = \frac{L_R}{M_{SR}}, \text{ ce qui conduit à } \sigma = 0.$$

On peut donc dire que le modèle est équivalent à celui de la figure (2.6) (Schéma de Steinmetz):

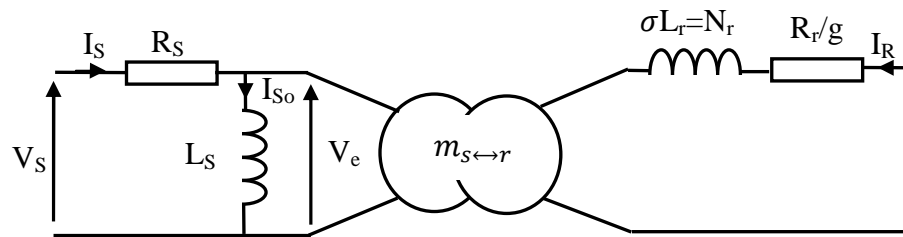


Figure (2.6) : Schéma équivalent faisant apparaître le rapport de transformation.

#### 2.7.2.4 Modèle à fuites totalisées au stator

En procédant comme précédemment, il est possible de donner un schéma où l'on ramène les fuites au niveau du stator. Le schéma équivalent est alors le suivant :

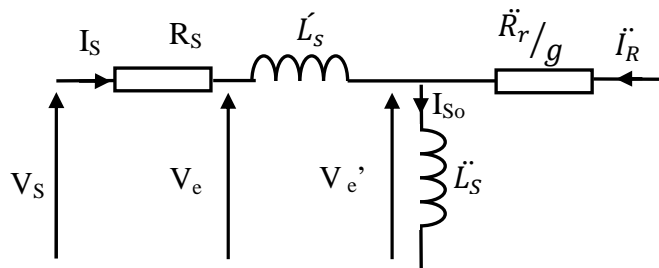


Figure (2.7) : schéma équivalent ramené au stator avec des fuites totalisées au stator.

On définit pour ce schéma :

$$\begin{cases} \ddot{R}_r = \left(\frac{M_{SR}}{L_r}\right)^2 R_r \\ \ddot{L}_S = \frac{M_{SR}^2}{L_r} L_S = (1 - \sigma) \end{cases} \quad (2.65)$$

**Remarque**

Les pertes fer n’ont pas été prises en compte dans les schémas précédents, car en général elles sont négligeables pour un fonctionnement nominal.

**2.8 Modèle de la machine asynchrone en représentation d’état :**

La représentation d’état consiste à exprimer le modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, u, t) \\ Y = g(X, u, t) \end{cases} \quad (2.66)$$

Où :

- $X$  : vecteur d’état ;
- $U$  : vecteur d’entrée ;
- $Y$  : vecteur de sortie.

Le vecteur d’état peut être choisi selon le type de grandeurs dont on désire connaître l’évolution en fonction des grandeurs d’entrées, ou bien selon le type de commande à établir, pour cela le vecteur d’état peut se présenter sous diverses formes:

$$\begin{cases} X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega)^t \\ X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \Omega)^t \\ X = (i_{dr}, i_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t \end{cases} \quad (2.67)$$

Notre choix a été porté sur le premier vecteur comme illustré par la figure ci-dessous. Ce choix peut être justifié dans les prochains chapitres.

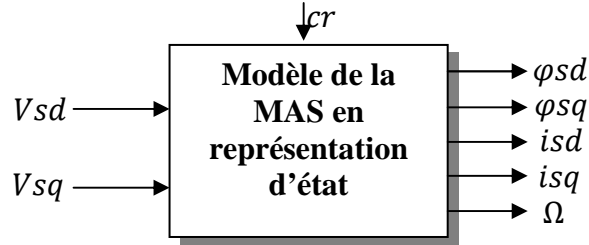


Figure (2.8) : schéma du modèle de la machine en représentation d'état.

A partir du système d'équations et des relations liant les flux et les courants, on peut établir le modèle d'état de la machine asynchrone sous cette forme

$$\frac{dX}{dt} = \mathbf{A}X + \mathbf{B}U \tag{2.68}$$

Avec :

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & \omega \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & -\omega_s & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \end{pmatrix} \tag{2.69}$$

Et

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.70}$$

On définit pour les deux matrices d'état, les paramètres :

$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$  : Constante de temps statorique ;

$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  : Constante de temps rotorique.

Il est à signaler que l'équation mécanique reste inchangée, mais celle du couple peut avoir d'autres expressions à savoir :

$$\begin{cases} cem = p.(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \\ cem = p.M(i_{dr}i_{qs} - i_{rq}i_{ds}) \\ cem = p.\frac{M}{L_r}(\varphi_{rd}i_{qs} - \varphi_{rq}i_{ds}) \end{cases} \quad (2.71)$$

## 2.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation en vue de la simulation d'un moteur asynchrone à rotor bobiné par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction, par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. En revanche, grâce à la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul comme MATLAB/SIMULINK, cette difficulté a été surmontée de nos jours. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été simulé dans beaucoup de projets d'études de modélisation et simulation de ce type de moteur avec utilisation du même logiciel. Les résultats obtenus ont démontré la justesse du modèle développé. De ce fait; notre modèle sera appliqué directement dans le système onduleur-moteur asynchrone, en vue de la simulation dans le dernier chapitre.

## **Chapitre 3**

### ***Modélisation de Park du moteur synchrone avec amortisseurs***

### 3.1. Introduction sur la machine synchrone:

Dans le processus de conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique, la plus part de cette énergie électrique est produite par des machines synchrones pilotées par des turbines hydrauliques, à vapeur, ou par des moteurs à combustion à l'encontre de la machine asynchrone le plus souvent utilisée pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique. Malgré cela, la machine synchrone constitue un concurrent sérieux pour la machine asynchrone dans le domaine des entraînements à courant alternatif. Comme son nom l'indique, une machine synchrone doit tourner à la vitesse de synchronisme. La machine synchrone autopilotée a eu plus de succès jusqu'à maintenant. Elle donne des caractéristiques semblables à celles d'une machine à courant continu, mais avec des performances supérieures. Le stator d'une machine synchrone est identique à celui d'une machine asynchrone, cependant le rotor est constitué soit par un aimant permanent, soit par un enroulement d'excitation alimenté par une source de tension continue constituant ainsi un électro-aimant. En plus de l'enroulement d'excitation, le rotor comprend deux enroulements court-circuités sur eux mêmes comme dans le cas d'une machine asynchrone, disposés à  $90^\circ$  entre eux et appelés enroulements amortisseurs. Pour accrocher une machine synchrone, on l'entraîne jusqu'à la vitesse de synchronisme puis on établit le courant dans l'enroulement d'excitation si le rotor ne possède pas d'enroulements amortisseurs. Dans le cas contraire, on la démarre sans l'entraîner, de la même façon que la machine asynchrone (démarrage en asynchrone) et lorsque la machine est près de sa vitesse de synchronisme on établit le courant dans l'enroulement du flux. Le mécanisme de production du couple dans la machine synchrone est identique à celui de la machine asynchrone. Comme le rotor tourne toujours à la vitesse de synchronisme en régime établi (càd à glissement nul), il n'y a pas d'induction dans le rotor, et la force magnétomotrice au rotor est produite exclusivement par l'enroulement d'excitation. Les machines synchrones peuvent être divisées en deux classes. Une première catégorie comprend les machines à rotor cylindrique ayant un entrefer constant qui sont dites des machines synchrones à pôles lisses; elles sont principalement utilisées en grandes vitesses comme turbo-alternateurs. La seconde catégorie, la plus fréquente, comprend les machines dont l'entrefer non uniforme comporte des saillances, elles sont appelées machines synchrones à pôles saillants, elles sont utilisées à basses vitesses dans les centrales hydrauliques.

### 3.2. Modélisation de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs;

#### 3.2.1. Modèle mathématique de la machine réelle:[20] :

Les équations de tension d'une machine synchrone à pôles saillants avec deux amortisseurs (Q et D) et un enroulement d'excitation (f), en rapportant les grandeurs rotoriques du côté stator, notées [ ]', sont données par:

(Pour les symboles utilisés, voir annexe.)

$$\begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r]' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}]' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r]' \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

$$\begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r]' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}]' \\ [L_{rs}]' & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

$$\text{où: } [R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_{rr}]' = \begin{bmatrix} R'_Q & 0 & 0 \\ 0 & R'_f & 0 \\ 0 & 0 & R'_D \end{bmatrix}; \quad (3-3)$$

$$[\Psi_s] = \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix}; \text{ et } [\Psi_r]' = \begin{bmatrix} \Psi'_Q \\ \Psi'_f \\ \Psi'_D \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{11} - L_2 \cos(2\theta_r) & L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{-L_1}{2} - L_2 \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{11} - L_2 \cos(2\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r) \\ L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r) & L_{11} - L_2 \cos(2\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

avec  $L_{11} = (L_{ls} + L_1)$  et  $L_{12} = -\frac{L_1}{2}$  (3-5)

$$[L_{sr}]' = \begin{bmatrix} L_{qm} \cos(\theta_r) & L_{dm} \sin(\theta_r) & L_{dm} \sin(\theta_r) \\ L_{qm} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{dm} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{dm} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{qm} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{dm} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{dm} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix};$$

$$[L_{rs}]' = \frac{2}{3} [L_{sr}]';$$
 (3-6)

$$\text{et } [L_r]' = \begin{bmatrix} L'_Q & 0 & 0 \\ 0 & L'_f & 0 \\ 0 & 0 & L'_D \end{bmatrix}$$

(3-7)

$$\begin{aligned} \text{avec: } L_{qm} &= \frac{3}{2} (L_1 - L_2); \quad L_{dm} = \frac{3}{2} (L_1 + L_2); \quad L_1 = \frac{n_s^2}{2} \left( \frac{1}{\mathcal{R}_{qm}} + \frac{1}{\mathcal{R}_{dm}} \right); \\ \text{et } L_2 &= \frac{n_s^2}{2} \left( \frac{1}{\mathcal{R}_{qm}} - \frac{1}{\mathcal{R}_{dm}} \right) \end{aligned} \quad (3-8)$$

$n_s$  étant le nombre de spires de l'enroulement statorique,  $\mathcal{R}_{dm}$  la réluctance équivalente suivant l'axe d et  $\mathcal{R}_{qm}$  la réluctance équivalente suivant l'axe q.

Le couple électromagnétique est donnée par:

$$T_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix}^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}]' \\ [L_{rs}]' & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

Comme dans le cas de la machine asynchrone, les matrices d'inductances dépendent de la position rotorique  $\theta_r$ , ce qui rend le modèle de la machinesynchrone variant dans le temps, donc il devient intéressant d'effectuer certaines transformations mathématiques pour pouvoir implanter le modèle de la machine synchrone dans un logiciel de simulation.

### **3.2.2. Modèle d-q de la machine synchrone dans le repère lié au rotor:**

Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques varient sinusoidalement avec  $\theta_r$ , les inductances propres du stator varient aussi sinusoidalement avec  $2\theta_r$ , ce qui rend l'analyse de la machine synchrone très complexe. Donc, de la même façon que pour une machine asynchrone, la transformation orthogonale de PARK peut être appliquée à la machine synchrone pour faciliter cette analyse. De plus, comme les enroulements rotoriques d'une machine synchrone sont différents, une

transformation de PARK appliquée au rotor n'offre aucun avantage pour analyser les circuits rotoriques. De plus, les inductances qui dépendent de la position rotorique ne sont rendues constantes dans les équations des tensions que si le référentiel est lié au rotor [20]. Dans ce cas les grandeurs rotoriques ne sont pas transformées, et les équations des tensions rotoriques sont directement exprimées dans ce référentiel. Les équations de la machine synchrone dans ce référentiel en rapportant les grandeurs rotoriques du côté stator, sont données par:

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r]' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}]' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r]' \end{bmatrix} + \omega_r [A] \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix} + [B] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix}$$

(3-10)

$$\text{où: } [v_s] = \begin{bmatrix} [v_{qs}] \\ [v_{ds}] \end{bmatrix}, [v_r]' = \begin{bmatrix} v'_Q \\ v'_f \\ v'_D \end{bmatrix}$$

$$\text{avec: } \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}]' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s & 0] & [0 & 0 & 0] \\ [0 & R_s] & [0 & 0 & 0] \\ [0 & 0] & [R'_Q & 0 & 0] \\ [0 & 0] & [0 & R'_f & 0] \\ [0 & 0] & [0 & 0 & R'_D] \end{bmatrix};$$

(3-11)

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & L_{ds} & 0 & L_{dm} & L_{dm} \\ -L_{qs} & 0 & -L_{qm} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad (3-12)$$

$$\text{et } [B] = \begin{bmatrix} L_{qs} & 0 & L_{qm} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ds} & 0 & L_{dm} & L_{dm} \\ L_{qm} & 0 & L'_Q & 0 & 0 \\ 0 & L_{dm} & 0 & L'_f & L_{dm} \\ 0 & L_{dm} & 0 & L_{dm} & L'_D \end{bmatrix}. \quad (3-13)$$

$$\text{où: } L_{qm} = \frac{3}{2} (L_1 - L_2); \quad L_{dm} = \frac{3}{2} (L_1 + L_2); \quad L_{qs} = L_{ls} + L_{qm}; \\ L_{ds} = L_{ls} + L_{dm}; \quad L'_Q = L'_{lQ} + L_{qm}; \quad L'_D = L'_{lD} + L_{dm}; \quad \text{et } L'_f = L'_{lf} + L_{dm}$$

(3-14)

Aussi :

$L_{ls}$  est l'inductance de fuite du stator.

$L_{dm}$  est l'inductance de magnétisation suivant l'axe D.

$L_{qm}$  est l'inductance de magnétisation suivant l'axe Q.

$L'_{lD}$  est l'inductance de fuite de l'enroulement amortisseur D.

$L'_{lQ}$  est l'inductance de fuite de l'enroulement amortisseur Q.

$L'_{lf}$  est l'inductance de fuite de l'enroulement d'excitation.

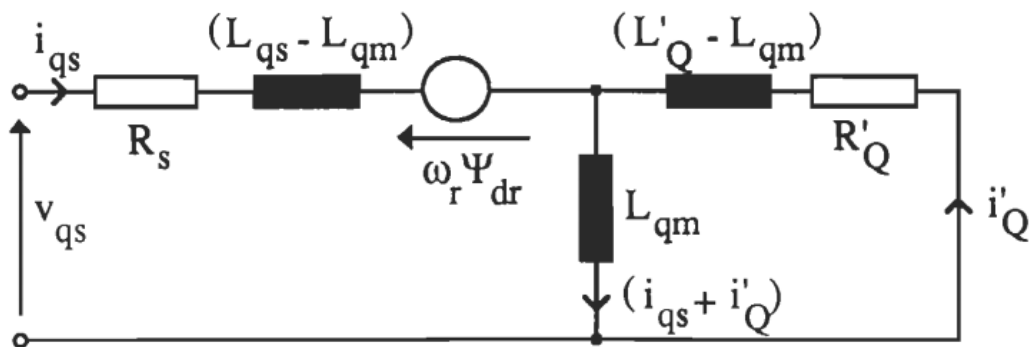
Les flux dans la machine sont donnés par :

$$\begin{aligned}
 \Psi_{qs} &= L_{qs} i_{qs} + L_{qm} i'_Q \\
 \Psi_{ds} &= L_{ds} i_{ds} + L_{dm} (i'_f + i'_D) \\
 \Psi'_Q &= L'_Q i'_Q + L_{qm} i_{qs} \\
 \Psi'_f &= L'_f i'_f + L_{dm} (i_{ds} + i'_D) \\
 \Psi'_D &= L'_D i'_D + L_{dm} (i_{ds} + i'_f)
 \end{aligned}
 \tag{3-15}$$

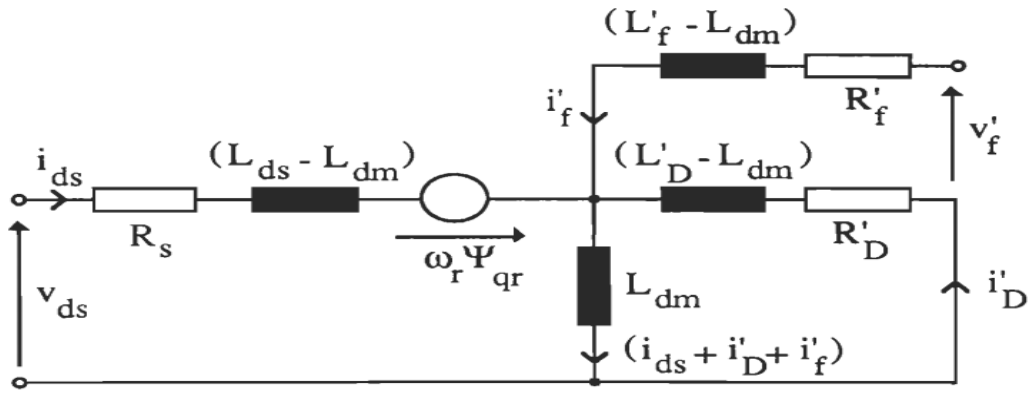
Le couple produit par la machine est donné par:

$$T_{em} = p \cdot (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds})
 \tag{3-16}$$

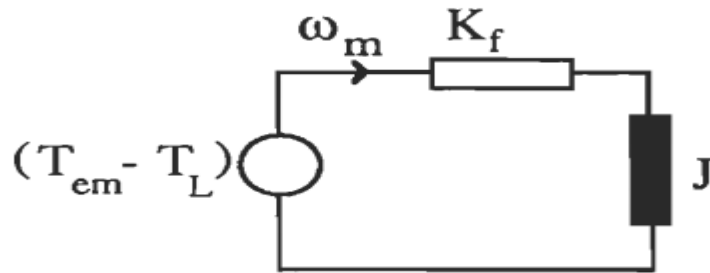
Les schémas électriques (a, b, c) de la Figures (3-1) correspondent à ce modèle dynamique de la machine synchrone.



a)



b)



c)

Figures (3-1) : Modèle (d,q) de la machine synchrone dans le repère lié au rotor.

### 3.2.3 Modèle de la machine synchrone en représentation d'état :

Les machines à courants alternatifs et leurs convertisseurs sont des systèmes multi-variables, une part importante de la modélisation de ces dispositifs avec leurs effets sur les structures de commande consiste à utiliser un outillage matriciel qui nous permet de le mettre souvent sous la forme canonique appelée équation d'état qui est la suivante :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][U]$$

où :

[X]: est le vecteur des variables d'état du système. Il représente un ensemble de variables, en fonction desquelles toutes les autres peuvent être exprimées. Ces variables peuvent être des courants ou des tensions, selon le type d'alimentation.

[A] et [B]: sont des matrices de dimensions variables, qui changent en fonction du vecteur [X] choisi, en d'autres termes fonction de l'alimentation et de la commande.

[U]: est le vecteur d'entrée, composé de grandeurs imposées par l'environnement du système. Il représente des tensions dans le cas d'une alimentation en tension.

La méthode de simulation que nous avons utilisée consiste d'une part à déterminer le vecteur d'état [X], et d'autre part, à détecter les changements du vecteur d'entrée [U], et ceci durant tout l'enchaînement de la simulation.

### **3.3. Conclusion :**

Dans ce chapitre, on a vu que le modèle des machines à courant alternatif est très complexe. Pour simplifier l'analyse de ces systèmes et étudier leur comportement dynamique, il est nécessaire d'effectuer des transformations mathématiques de ce modèle réel. Pour cela, la transformation orthogonale de PARK présente beaucoup d'intérêt et est à la base de la plupart des modèles linéaires invariants des machines à courant alternatif. Cette transformation s'applique aussi bien aux machines asynchrones qu'aux machines synchrones. De cette façon, les inductances du stator aussi bien que les inductances mutuelles entre le stator et le rotor deviennent constantes, ce qui facilite l'implantation du modèle de ces machines dans un logiciel de simulation.

## **Chapitre 4**

***Modélisation de l'onduleur de tension***

***Contrôlé par MLI vectorielle***

## 4.1 Introduction

De nos jours, la commande d'un moteur électrique à courant alternatif se fait généralement à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante ou redressée. En effet, les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaires, MOSFET, IGBT, etc.).

Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs utilisés dans les alimentations des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire et d'un transistor MOSFET. [8]

L'étude dans ce chapitre consiste à mettre en oeuvre deux programmes de contrôle à  $v/f$  constant par MLI vectorielle, l'un appliqué sur le moteur asynchrone et l'autre sur le moteur synchrone tout en employant le même convertisseur pour les deux machines en question. Le but de ce travail est de faire simuler dans l'environnement Matlab/simulink, les deux systèmes pour un même cahier de charge et pour le même point de fonctionnement nominal, puis de faire la comparaison et de commenter les résultats.

Notre intérêt portera sur l'onduleur de tension et sa stratégie de commande associée, à savoir la modulation vectorielle qui présente des avantages intéressants par rapport à la modulation classique (sinus triangle). Le même onduleur alimente les deux moteurs asynchrone et synchrone, avec un réglage dont le rapport  $(V/f)$  est constant.[10]

### 4.2.1- Observation sur la mise en équations d'une association Machine-Convertisseur:

Pour mettre en équation un ensemble Machine – Convertisseur, il suffit en principe, d'écrire toutes les relations entre les différentes grandeurs qui régissent le fonctionnement de l'association, en appliquant les lois générales de l'électromagnétisme et mécanique.

On aboutit ainsi à un système d'équations qui, sous réserve que soient vérifiées les hypothèses simplificatrices citées dans le premier chapitre, doit permettre de résoudre n'importe quel problème de fonctionnement.

#### 4.2.2 Système d'alimentation

L'alimentation du moteur asynchrone ou synchrone est constituée en général de deux étages connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le moteur.

La figure (4.1) illustre le schéma synoptique d'un moteur électrique à vitesse variable et de son alimentation. A partir d'un réseau d'alimentation standard (220/380V, 50HZ) après redressement et filtrage, la tension  $U_c$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

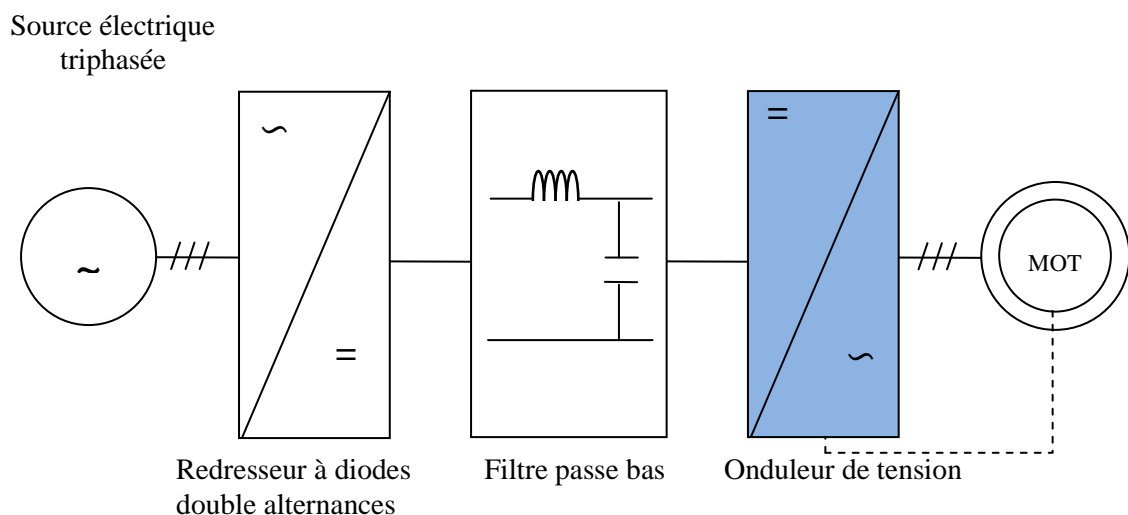


Figure (4.1): Schéma global d'un moteur électrique à vitesse variable et de son alimentation.

### 4.3 Alimentation par un onduleur de tension

Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif), on a besoin de six interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en antiparallèle avec les transistors IGBT.

Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsions, *MLI*) ou (Pulse Width Modulation, *PWM*, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés.

### 4.4 Onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé, dont les composants semi-conducteurs contrôlables, sont des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande du moteur asynchrone. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs, les interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$ ,  $K_3$  et  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  doivent être contrôlés de manière complémentaire. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du moteur est illustré par la figure (4.2) :

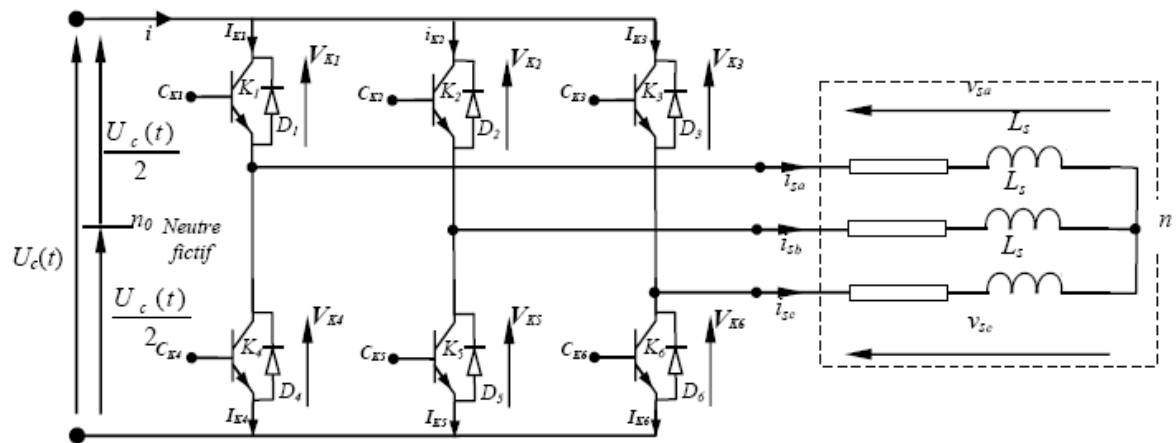


Figure (4.2) : Schéma d'un onduleur de tension alimentant le stator d'un moteur asynchrone.

#### 4.4.1 Modèle de l'onduleur de tension: liaison entre le coté continu et le coté alternatif

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs négligeable;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

On aboutit au schéma simplifié de la figure (4.3) :

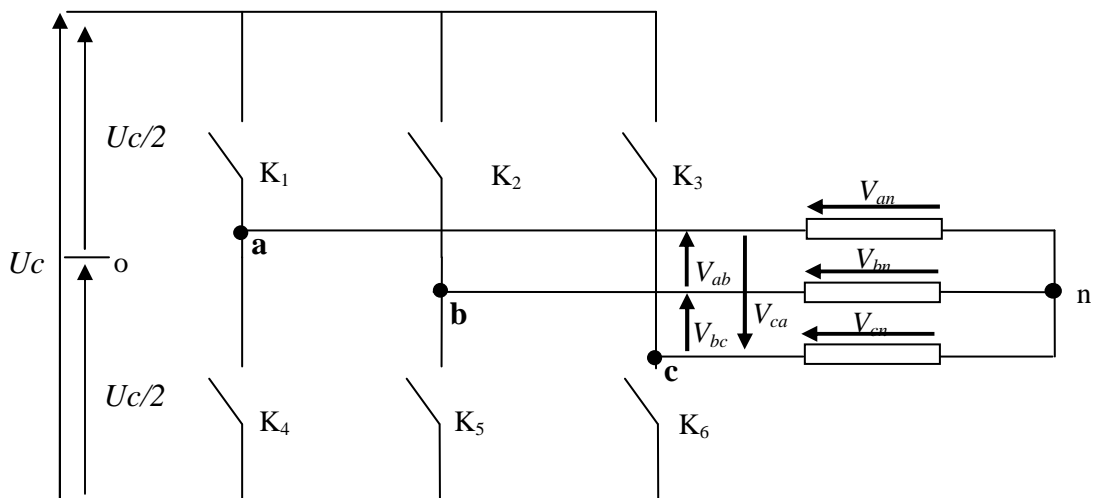


Figure (4.3) : Schéma simplifié d'un onduleur de tension.

Où :

$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : sont les tensions simples ;

$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$  : les tensions composées.

On établit la liaison entre le coté continu et le coté alternatif à travers ces interrupteurs, il est toujours utile de rappeler que la commande des interrupteurs d'un même bras est complémentaire. L'état des interrupteurs supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $C_{ki}$  ( $i = a, b, c$ ).

$C_{ki} = 1$ , cas où l'interrupteur du haut est fermé et celui d'en bas est ouvert ;

$C_{ki} = 0$ , cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases  $V_{i=(a,b,c)}$  en fonction des signaux de commande  $C_{ki}$  :

$$V_{in(a,b,c)} = C_{ki}U_c + \frac{U_c}{2} \quad (4.1)$$

Les trois tensions composées,  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$  sont défini par les relations suivantes en tenant compte du point fictif o :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{co} = V_{bo} - V_{oc} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{ao} = V_{co} - V_{oa} \end{cases} \quad (4.2)$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif, on a alors :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (4.3)$$

La charge est considérée équilibrée, il en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (4.4)$$

En remplaçant (4.4) dans (4.2) on peut écrire :

$$V_{no} = \frac{1}{3} ( V_{ao} + V_{bo} + V_{co} ) \quad (4.5)$$

La substitution de (4.3) dans (4.5) nous donne pour les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (4.6)$$

L'utilisation de l'expression (4.1) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{ka} \\ C_{kb} \\ C_{kc} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Avec:

$V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  correspondent aux tensions à l'entrée de l'onduleur (valeurs du coté continu) et si  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  sont les tensions à la sortie de celui-ci (valeurs du coté alternatif du MAS), par conséquent l'onduleur qui établit cette liaison entre les deux cotés est modélisé par la matrice de transfert  $T$  donnée par :

$$T = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs de commande ( $C_{ka}$ ,  $C_{kb}$ ,  $C_{kc}$ ) permettent de générer huit états de commande dont deux sont nuls, ces états sont notés  $V_0$ ,  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$ ,  $V_6$ , et  $V_7$  comme le montre la figure (4.4) et (4.5).

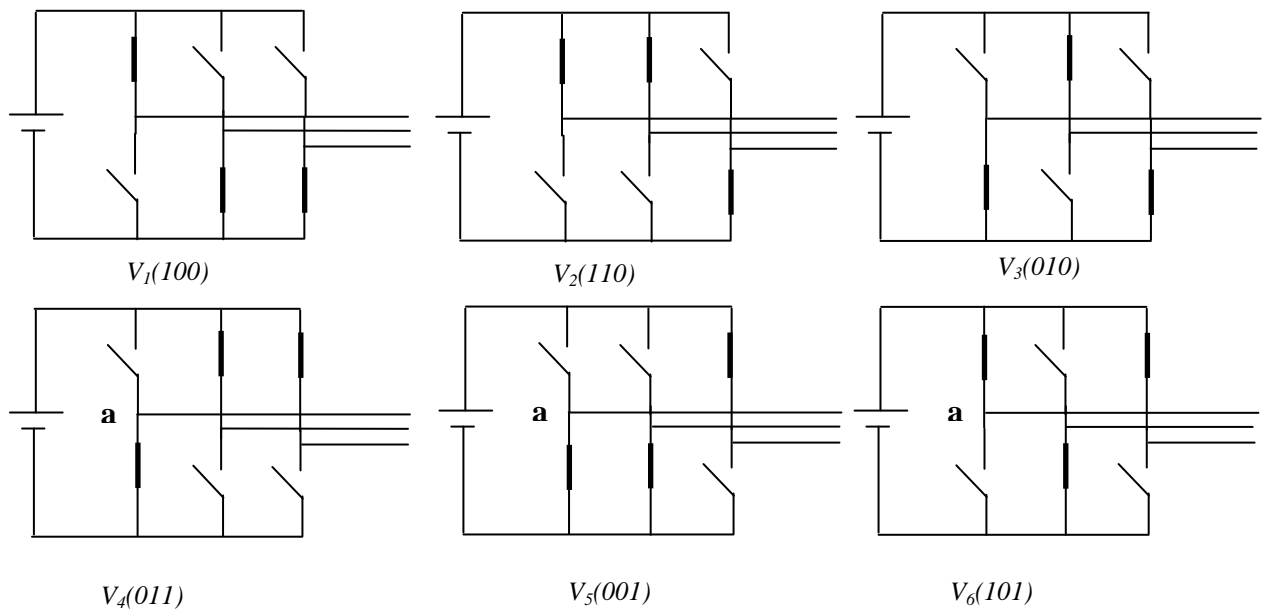


Figure (4.4) : Les six états de commande actifs.

Les deux états nuls  $V_0, V_7$ .

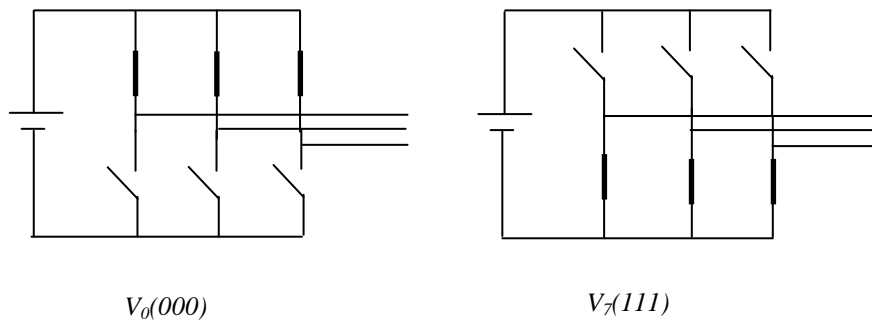


Figure (4.5) : Les deux états de commande nuls.

#### 4.4.2 Onduleur de tension à MLI

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse très rapide et ses performances élevées, il permet d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence variables.

A partir d'un réseau d'alimentation standard (220/380V, 50HZ) après redressement et filtrage, la tension  $U_c$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur. Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, on peut citer:

- Les modulations *sinus-triangle* effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse généralement triangulaire.
- Les modulations *précalculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations *postcalculées* appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la deuxième technique à laquelle on s'intéresse pour l'onduleur ci-dessus.

#### 4.4.3 Modulation de Largeur d'Impulsions sinus-triangle

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- Repousser les harmoniques à des fréquences élevées pour faciliter leur filtrage;
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.
- **Principe**

Elle consiste à convertir une modulante  $V_{ref}(t)$  (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse  $V_p(t)$  (tension à haute fréquence de commutation) figure (4.6).

Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé  $K_i=1, 2, 3$  est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice-versa.

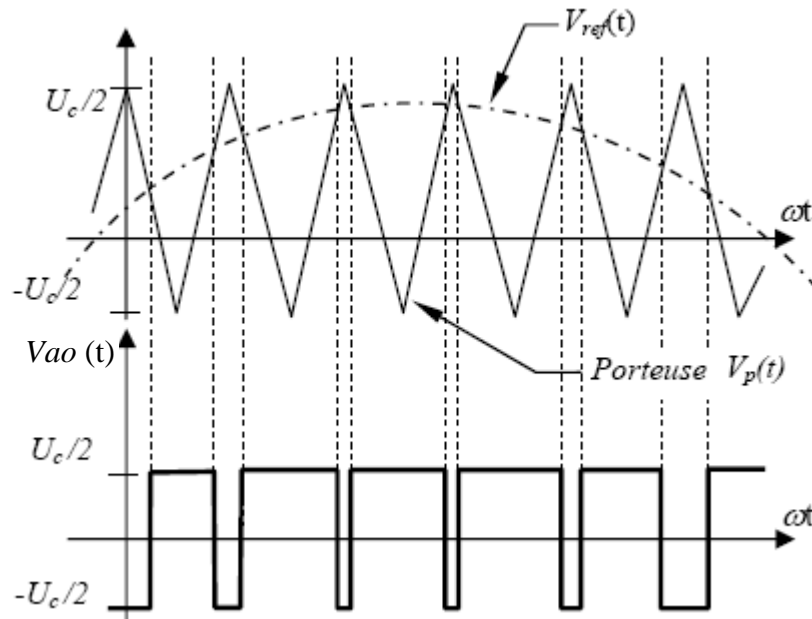


Figure (4.6) : MLI sinus triangle.

Selon la figure (4.6) la tension de sortie de l'onduleur a les caractéristiques suivantes :

$$\text{Si: } V_{ref}(t) > V_p(t) \Rightarrow V_{ao} = U_c/2 ;$$

$$\text{Si: } V_{ref}(t) < V_p(t) \Rightarrow V_{ao} = -U_c/2.$$

- La fréquence de la MLI est égale à la fréquence de la tension de la porteuse  $V_p(t)$ .
- L'amplitude est contrôlée par l'amplitude de  $V_{ref}(t)$ .
- La fréquence du fondamental est contrôlé par la fréquence de  $V_{ref}(t)$ .

On peut régler la tension à la sortie de l'onduleur en agissant sur le coefficient de réglage 'r' défini comme suit :

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p} = \frac{\max(V_{ao})_1}{U_c/2} \tag{4.9}$$

$(V_{ao})_1$  : Fondamental de la tension  $V_{ao}$ ;

$V_p$  : Valeur crête de la porteuse.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut :

$$(V_{a0})_{max1} = \frac{U_c}{2} r \quad (4.10)$$

L'indice de modulation « m » est défini comme étant la valeur du rapport de la fréquence de la porteuse triangulaire (ou en dent de scie) sur celle de la modulante, son choix procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon fonctionnement de l'onduleur (meilleur rendement):

$$m = \frac{\text{frequence de } v_p(t)}{\text{frequence de } v_{ref}(t)} \quad (4.11)$$

#### 4.4.4 Modulation Vectorielle - Principe

Dans la modulation vectorielle, on représente par un seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires, (k1-k2), (k3-k4), (k5- k6), du schéma de la figure (4.2):

##### 4.4.4.1 Transformation de Concordia

La modulation vectorielle est donc basée sur la représentation des trois tensions de phases comme un seul vecteur d'espace, ceci est obtenu par le biais d'une transformation d'un plan triphasé en un plan biphasé, il s'agit de la transformation de **Concordia** qui consiste substituer aux trois tensions de phase  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  exprimées dans le repère triphasé (abc) leurs composantes  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_o$  exprimées dans un système de coordonnées biphasées ( $\alpha\beta o$ ).

La relation entre les deux repères est :

$$f_{\alpha\beta o} = C_{\alpha\beta o} f_{abc} \quad (4.12)$$

tel que:

$$C_{\alpha\beta o} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$f_{\alpha\beta o} = [f_\alpha \quad f_\beta \quad f_o]^T; f_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]$$

$f$  Peut être soit une tension, un courant ou un flux.

Comme il est décrit sur la figure (4.7), cette transformation est équivalente à une projection orthogonale de  $[a \quad b \quad c]^T$  sur un système bidimensionnel perpendiculaire au vecteur  $[1 \quad 1 \quad 1]^T$  (équivalent au plan  $(\alpha\beta o)$  dans le système de coordonnées triphasées.

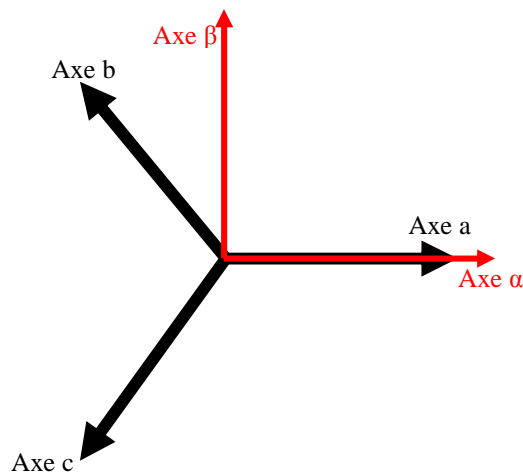


Figure (4.7) : Représentation du repère triphasé abc et le repère biphasé  $\alpha\beta o$ .

Ce type de stratégie permet une bonne maîtrise du vecteur tension et une diminution des harmoniques. Une analyse combinatoire de tous les interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tension  $v_\alpha$  et  $v_\beta$ , données par le tableau (4.1),

Vecteurs de commande	Etat des interrupteurs			Tensions au point fictifs o			Tensions simples			Tensions composées	
	$K_1$	$K_2$	$K_3$	$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_\alpha$	$V_\beta$
$V_0$	0	0	0	$-U_c/2$	$-U_c/2$	$-U_c/2$	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$U_c/2$	$-U_c/2$	$U_c/2$	$2/3 U_c$	$-1/3 U_c$	$-1/3 U_c$	$U_c/\sqrt{3}$	0
$V_2$	1	1	0	$U_c/2$	$U_c/2$	$-U_c/2$	$1/3 U_c$	$1/3 U_c$	$-2/3 U_c$	$U_c/\sqrt{6}$	$U_c/\sqrt{2}$
$V_3$	0	1	0	$-U_c/2$	$U_c/2$	$U_c/2$	$-1/3 U_c$	$2/3 U_c$	$-1/3 U_c$	$-U_c/\sqrt{6}$	$U_c/\sqrt{2}$
$V_4$	0	1	1	$-U_c/2$	$U_c/2$	$U_c/2$	$-2/3 U_c$	$1/3 U_c$	$1/3 U_c$	$-U_c/\sqrt{3}$	0
$V_5$	0	0	1	$-U_c/2$	$-U_c/2$	$U_c/2$	$-1/3 U_c$	$-1/3 U_c$	$2/3 U_c$	$-U_c/\sqrt{6}$	$-U_c/\sqrt{2}$
$V_6$	1	0	1	$U_c/2$	$-U_c/2$	$U_c/2$	$1/3 U_c$	$-2/3 U_c$	$1/3 U_c$	$U_c/\sqrt{6}$	$-U_c/\sqrt{2}$
$V_7$	1	1	1	$U_c/2$	$U_c/2$	$U_c/2$	0	0	0	0	0

Tableau (4.1) : Calcul des vecteurs de tension

#### 4.4.4.2 Vecteurs de commande [10]

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur, dont six sont des séquences actives alimentant la charge. Celles-ci définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur: ( $V_i=1,2,..6$ ) voir figure (4.4). Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls  $V_0$  et  $V_7$  figure(4.5).

Les six vecteurs non nuls de tension appelés également vecteurs spatiaux, forment les axes d'un hexagone régulier, les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine, ils sont perpendiculaires au plan ( $\alpha,\beta$ ). L'angle entre deux vecteurs adjacents est de  $60^\circ$ .

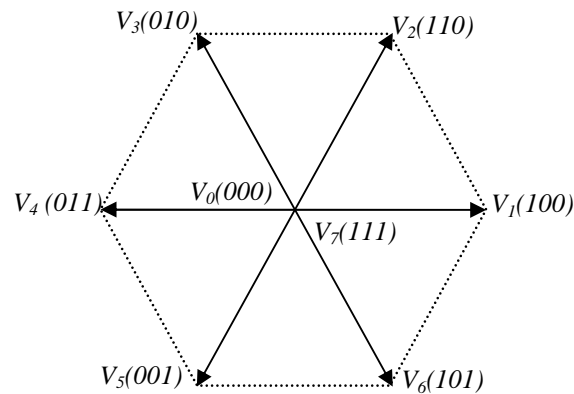


Figure (4.8) : Les six vecteurs de commande forment un hexagone.

L'objectif de la technique de modulation vectorielle est l'approximation du vecteur référence ' $V_{ref}$ ' en utilisant des portions des huit vecteurs de base, ces portions sont liées par un rapport cyclique aux vecteurs de base, donc aux durées de modulation. Une simple approximation est de générer la valeur de la tension à la sortie de l'onduleur dans une petite période d'échantillonnage  $T_z$  de telle sorte à ce qu'elle soit identique à  $V_{ref}$  au court de cette période .

La même transformation peut être appliquée à la tension désirée à la sortie de l'onduleur de telle façon à obtenir la tension de référence désirée  $V_{ref}$  dans le référentiel  $(\alpha\beta)$  figure (4.7). Donc, la modulation vectorielle peut être implémentée de la manière suivante :

- 1 étape : Détermination des tensions de références  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle  $\alpha$  ;
- 2 étape : Génération des séries d'impulsions  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$  ;
- 3 étape : Détermination des instants de commutation pour chaque transistor (K1 à K6)

#### 4.4.4.3 Etape 1 : la détermination de $V_\alpha$ , $V_\beta$ , $V_{ref}$ et l'angle $\alpha$

D'après la figure (4.9)  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle  $\alpha$  sont déterminés comme suit :

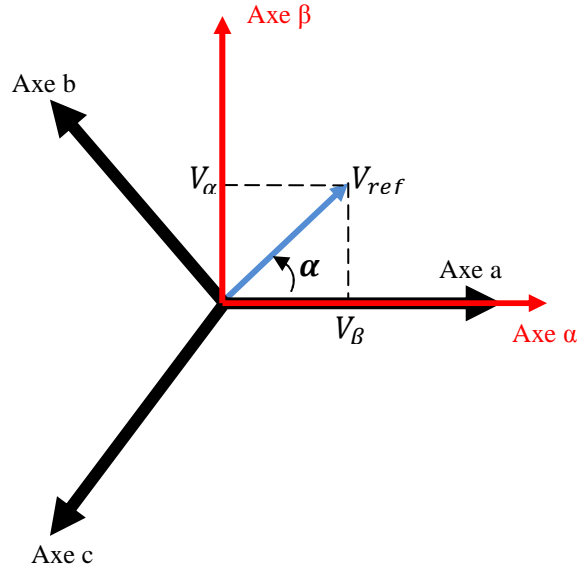


Figure (4.9): Représentation de  $V_{ref}$  dans le repère  $\alpha\beta$ .

$$V_\alpha = V_{an} \cos(0) - V_{bn} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) - V_{cn} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn} \quad (4.14)$$

$$V_\beta = V_{an} \cos\frac{\pi}{2} + V_{bn} \cos\frac{\pi}{6} - V_{cn} \cos\frac{\pi}{6} = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn} \quad (4.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (4.17)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_\alpha}{V_\beta}\right) = \omega t = 2\pi f t$$

$f$ : Fréquence du fondamental.

4.4.4.4 Étape 2: génération des séries d'impulsions  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$

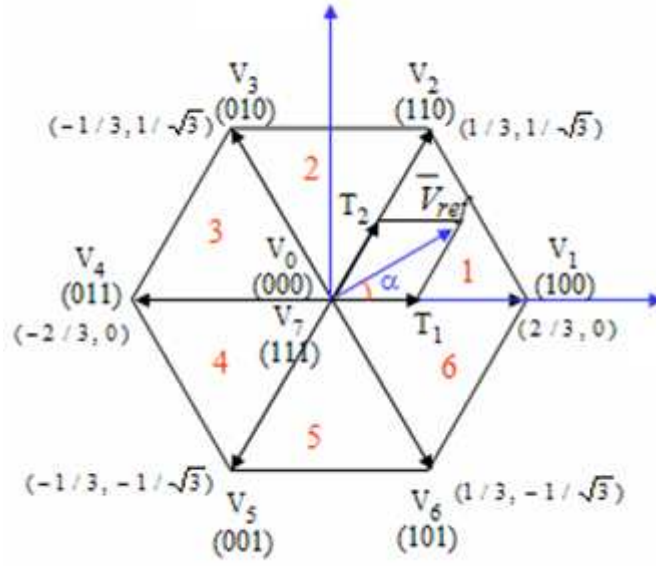


Figure (4.10) : Représentation des huit vecteurs de commande et de  $V_{ref}$  dans le plan  $\alpha\beta$ .

4.4.4.5 Durée des temps de commutation dans le secteur1

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt \quad (4.18)$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) \quad (4.19)$$

$$\Rightarrow T_z \cdot \bar{V}_{ref} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Tel que :  $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$T_1 = T_z r \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (4.21)$$

$$T_2 = T_z r \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (4.22)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \quad (4.23)$$

Tel que :  $T_z = \frac{1}{f_z}$  et  $r = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}U_c}$

**4.4.4.6 Durée des temps de commutation dans un secteur quelconque :**

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(n\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\frac{n\pi}{3} \cos\alpha - \cos\frac{n\pi}{3} \sin\alpha \right) \tag{4.24}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_2 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \\
 &= \\
 &= \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( -\cos\alpha \sin\frac{n-1}{3}\pi + \sin\alpha \cos\frac{n-1}{3}\pi \right) \tag{4.25}
 \end{aligned}$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2 \tag{4.26}$$

(n allant de 1 à 6 (n étant le nombre de secteurs total;  $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ ))

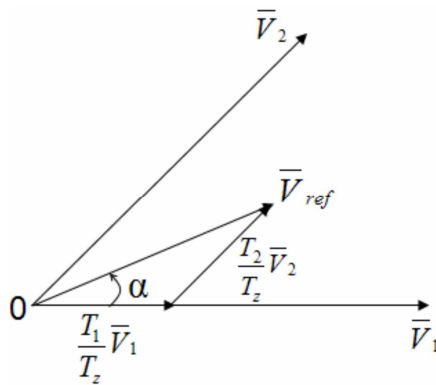


Figure (4.11) : Représentation vectorielle de  $V_{ref}$  en fonction de deux tensions

#### 4.4.4.7 Etape 3 : détermination des instants de commutation pour chaque interrupteur

Le tableau (4.2), montre des portions de temps (durée des commutations) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension dans chaque secteur.

secteur	Les interrupteurs du haut	Les interrupteurs du bas
<b>1</b>	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
<b>2</b>	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
<b>3</b>	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$
<b>4</b>	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
<b>5</b>	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
<b>6</b>	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

Tableau(4.2) : Temps de commutations dans chaque secteur.

#### 4.5 Mise en œuvre de la variation de vitesse [10]

Jusqu'ici l'onduleur de tension a été traité en tant que convertisseur de l'électronique de puissance, la stratégie de la modulation vectorielle permet d'améliorer considérablement ces performances, mais la tâche technique qui est réservée à ce même convertisseur est celle d'un variateur de vitesse.

##### 4.5.1 Commande en boucle ouverte

Pour des exigences moyennes en précision et dynamique, il est possible de commander le moteur asynchrone dans une large plage de vitesse en boucle ouverte, donc sans capteur de vitesse figure (4.12).

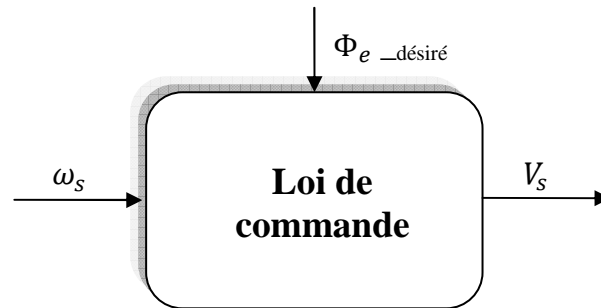


Figure (4.12): Synoptique de commande en boucle ouverte.

Tant que la tension délivrée par le variateur peut évoluer, dans la mesure où le flux dans la machine est constant rapport (V/f constant), le couple moteur sera grossièrement proportionnel au courant et le couple nominal de la machine pourra être obtenu sur toute la plage de vitesse souhaitée.

Toute fois, à des fréquences et des tensions faibles, le terme lié à la chute de tension statorique ne peut plus être négligé, en particulier la chute de tension au niveau de la résistance statorique (voir chapitre 2).

Pour maintenir le flux constant quelque soit la charge du moteur et donc quel que soit le courant absorbé, le rapport (V/f constant) n'est pas suffisant. Des solutions ont été adaptées pour y remédier, parmi lesquelles on peut citer:

#### 4.5.2 Boost manuel

Il consiste à adopter une loi (tension/fréquence) avec augmentation fixe de la tension à basse fréquence. Cet ajustage est parfois appelé "boost manuel" figure (4.13). La tension appliquée au moteur n'est pas fonction de sa charge. Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé à basse vitesse, mais présente l'inconvénient de maintenir un courant élevé dans le moteur à vide avec risque de saturation et de surcharge.

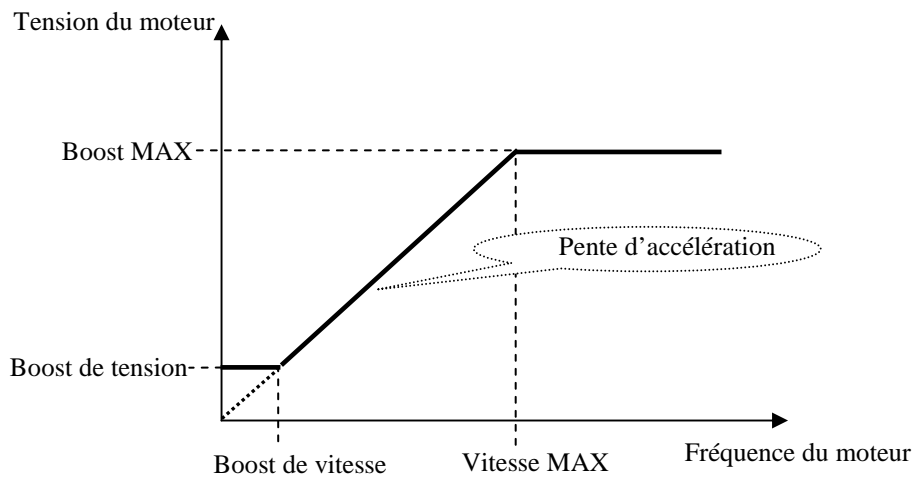


Figure (4.13) : Loi  $V/f = \text{constant}$  avec boost [14].

#### 4.5.3 Compensation fixe de la chute de tension $R_S I_S$

Elle consiste à délivrer au moteur une tension avec compensation fixe de la chute de tension, c'est à dire sans prendre en compte le courant statorique réellement consommé par le moteur. La figure montre la nouvelle caractéristique avec compensation de  $R_S I_S$  :

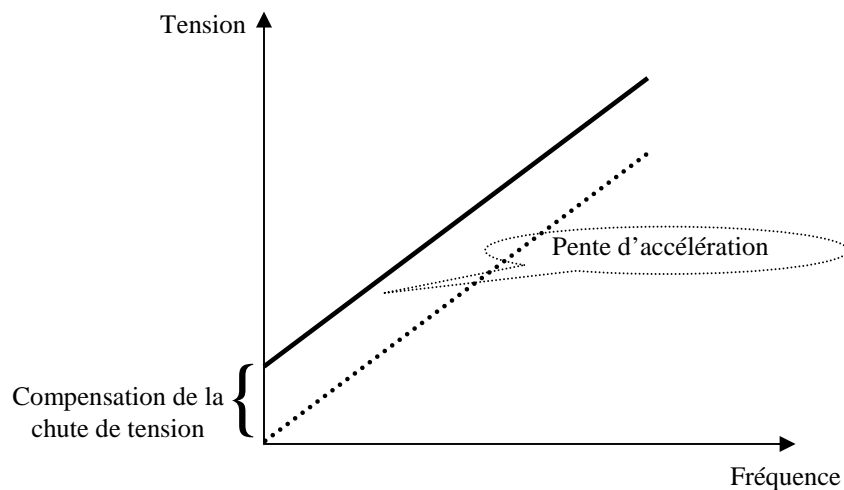


Figure (4.14) : Loi  $V/f = \text{constant}$  avec compensation de la chute de tension statorique.

#### 4.5.4 Compensation automatique de la chute de tension: Boost automatique

Il consiste à délivrer au moteur une tension avec compensation automatique de la chute de tension  $R_S I_S$ . A une vitesse donnée, la tension fournie au moteur varie en fonction de la charge. Cet ajustage est parfois appelé "boost automatique". Un réglage permet de faire varier le coefficient, c'est-à-dire compenser au plus juste la chute de tension  $R_S I_S$  du moteur utilisé figure (4.15).

Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé, à basse vitesse, tout en ayant un courant faible à vide. Par contre, il présente l'inconvénient d'un temps de réponse plus lent. Un excès de compensation peut également conduire à une suralimentation entretenue du moteur:

- Augmentation de la charge;
- Augmentation de la tension;
- Augmentation du courant.

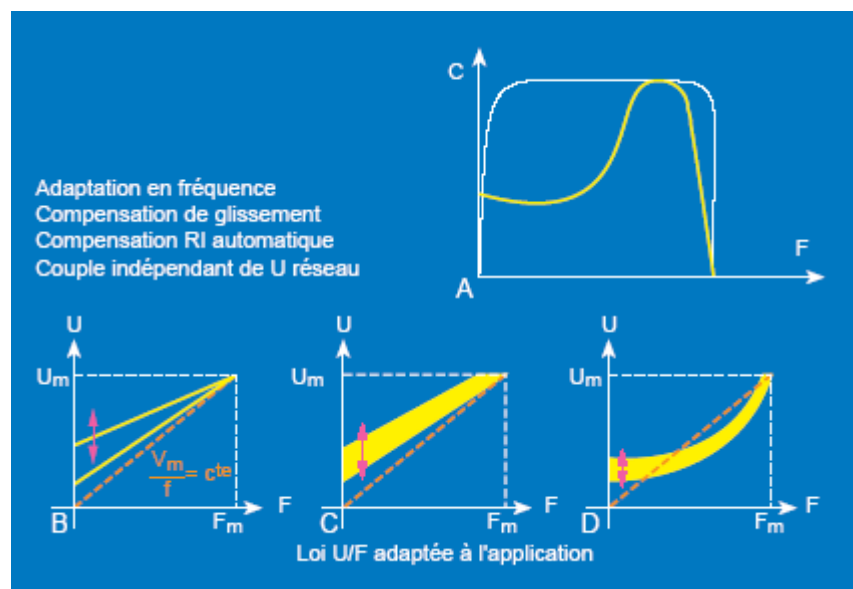


Figure (4.15) : Loi  $V/f = \text{constant}$  avec compensation automatique de la chute de tension

#### 4.5.5 Variation de la vitesse en boucle ouverte d'un moteur triphasé

Le rapport est généralement choisi le plus proche possible du rapport  $V_{sn}/f_{sn}$  où  $V_{sn}$  et  $f_{sn}$  sont respectivement la tension et la fréquence nominale au stator du moteur, pour pallier à l'inconvénient de la chute de tension statorique aux basses vitesses, on réalise un boost en basse valeur de la fréquence  $f_s$  en imposant une tension  $V_s$  constante jusqu'à environ **25%** de  $\omega_{sn}$ . Ensuite, l'onduleur suit la loi où le rapport  $V_s/f_s$  est constant, (voir figure (4.16)).

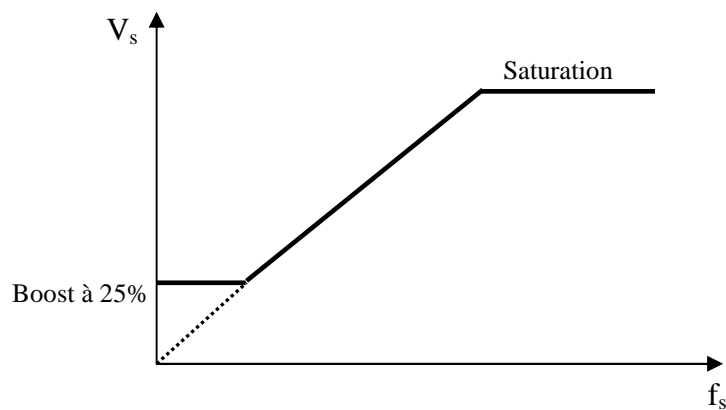


Figure (4.16) : Loi de commande d'un onduleur alimentant un moteur

La solution adoptée, qui est valable même pour le modèle de simulation dans le prochain chapitre, est celle présentée sur la figure (4.17),

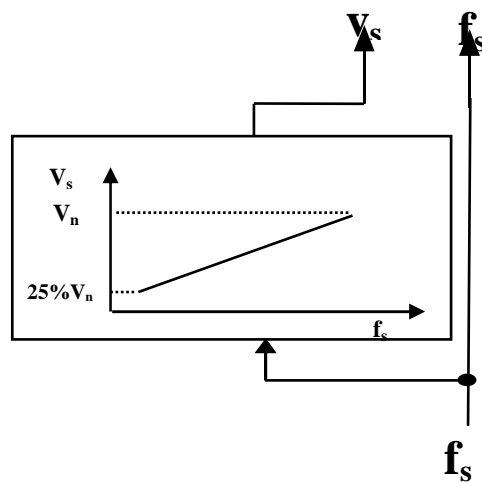


Figure (4.17) : Boost à 25% de la tension  $V_n$ .

**4.5.6 Synoptique de commande à  $V_s/f_s$  constant en boucle fermée pour la machine synchrone et en boucle ouverte pour la machine asynchrone :**

On déduit les synoptiques d'une commande en boucle fermée et en boucle ouverte représentés sur les figure (4.18) et figure (4.19). Il suffit pour cela d'alimenter la machine à fréquence variable, au moyen d'un convertisseur statique. Contrairement au cas du moteur synchrone où la fréquence de l'alimentation impose directement la vitesse de rotation. Ces synoptiques constituent les schémas blocs de la simulation qui fera l'objet du prochain chapitre.

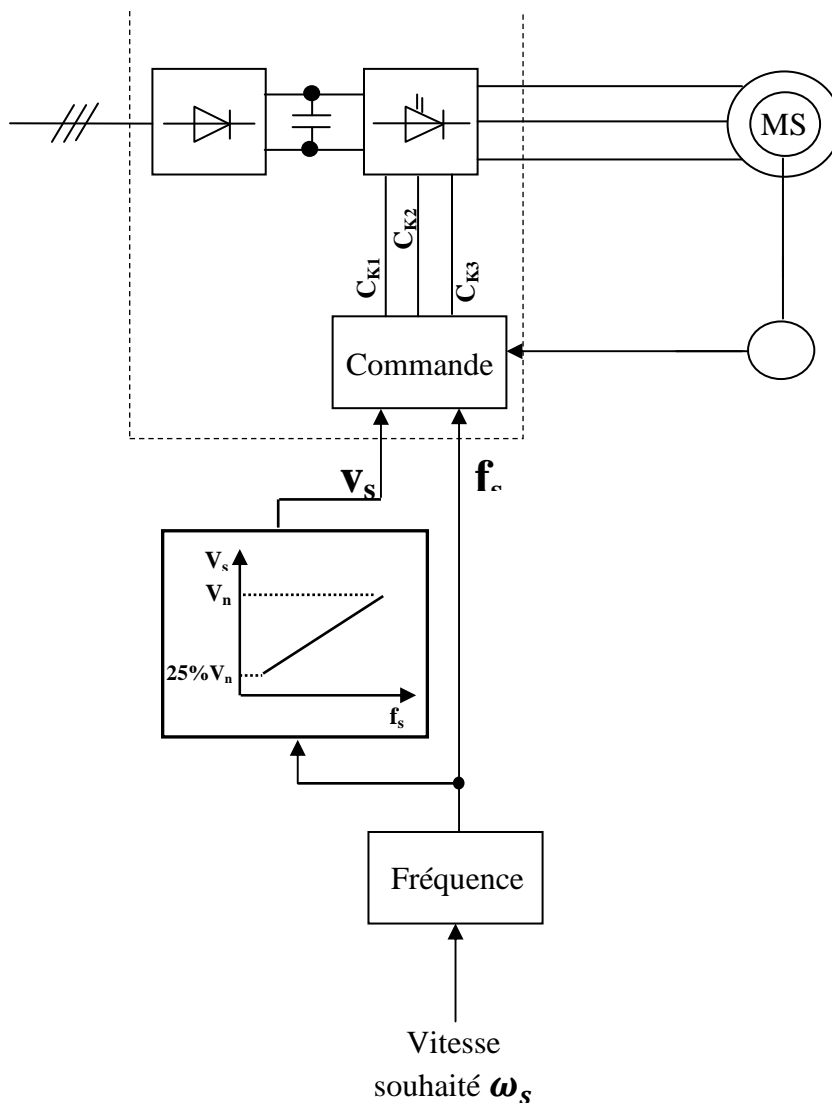


Figure (4.18) : Synoptique de commande en boucle fermée du moteur synchrone.

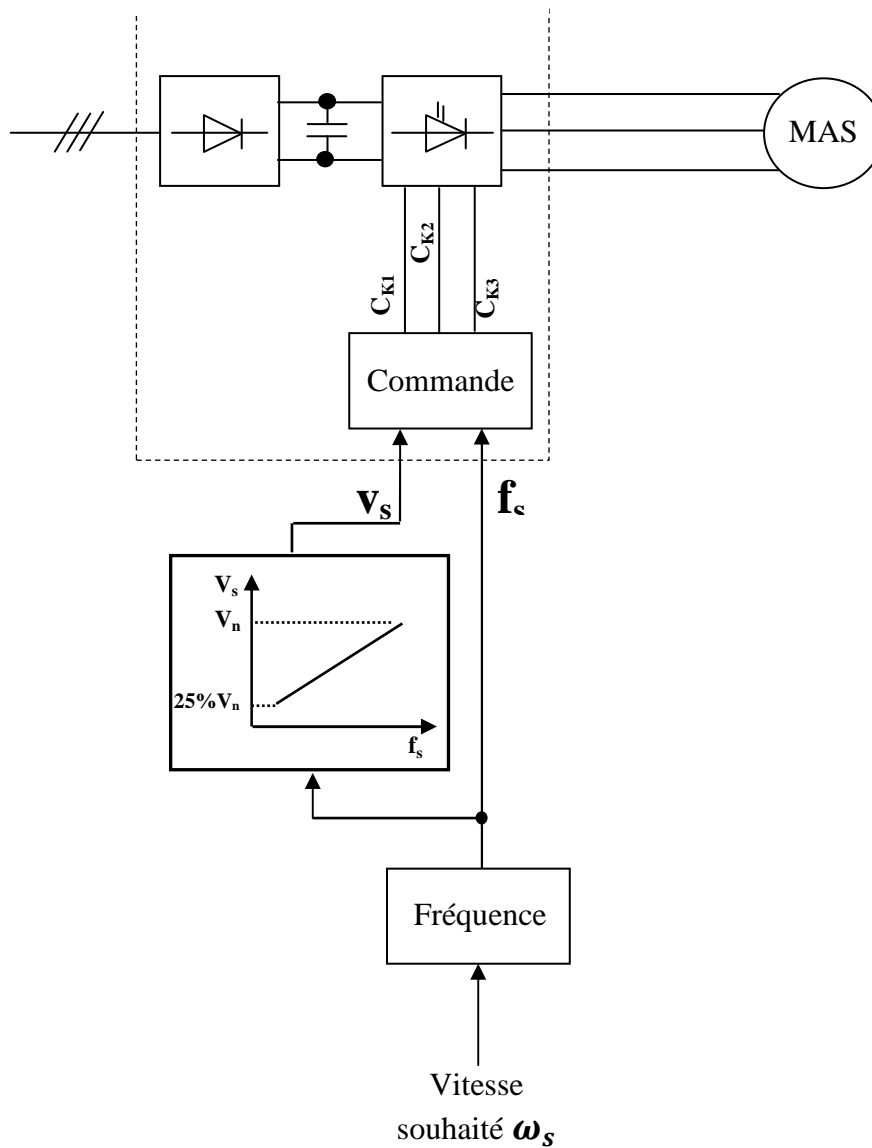


Figure (4.19) : Synoptique de commande en boucle ouverte du moteur asynchrone.

**4.6 Commentaire :**

En imposant au moteur un rapport  $V_s/f_s$  constant, la fonction de transfert en boucle ouverte est [3]:

$$T(conv) = A_o = V_s/f_s \tag{4.27}$$

$$A_o = \frac{220}{50} = 4.42$$

## *Chapitre 5*

*Simulation onduleur-moteur  
asynchrone/synchrone*

**5-1. Introduction :**

Ce chapitre sera consacré à la simulation, d’abord de l’ensemble onduleur-moteur asynchrone, puis de l’ensemble onduleur-moteur synchrone, pour visualiser et interpréter les résultats obtenus à travers les différentes grandeurs suivantes :

- 1- Tension d’alimentation de la phase à la sortie de l’onduleur :  $V_{as}$
- 2- Courant absorbé par la phase a :  $I_{as}$
- 3- Coule électromagnétique appliqué à la charge :  $C_{em}$
- 4- Vitesse de rotation mécanique :  $W_r$

**5.2. Onduleur-Moteur asynchrone :**

**5.2.1. Paramètres de la machine asynchrone :**

$P_{He}=20*746, P=4, V_{ph}=460/\sqrt{3}[V], V_m=\sqrt{2}*V_{ph}[V], f=50[Hz], W_e=2*\pi*50[rd/s]$   
 $,R_s=0.087[\Omega], R_r=0.187[\Omega], L_m=0.04[H], L_s=0.0425[H], L_r=0.043[H], J=1.662[Kg.m^2],$   
 $B=0.01[T].$

**5.2.2. Schéma du bloc onduleur-moteur asynchrone:**

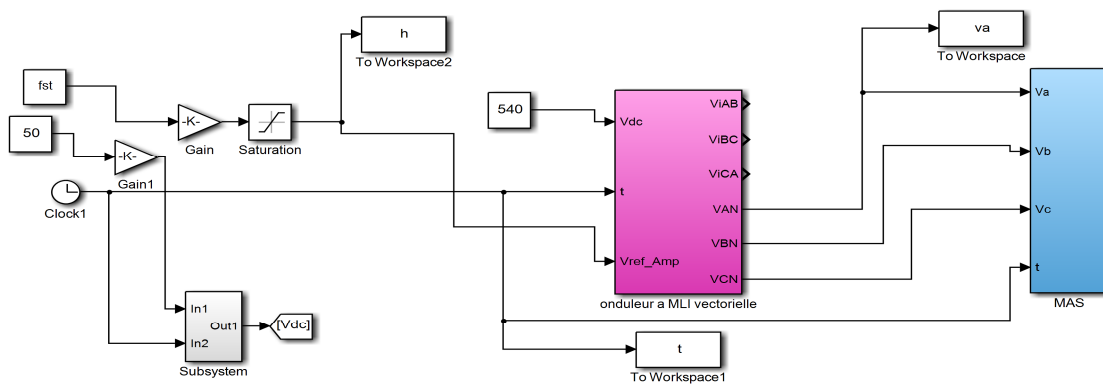


Figure (5-1) : Schéma du système onduleur-moteur asynchrone

**5.2.3. Résultats de simulation du système onduleur-moteur asynchrone :**

Avec  $C_r=80 \text{ N.m}$

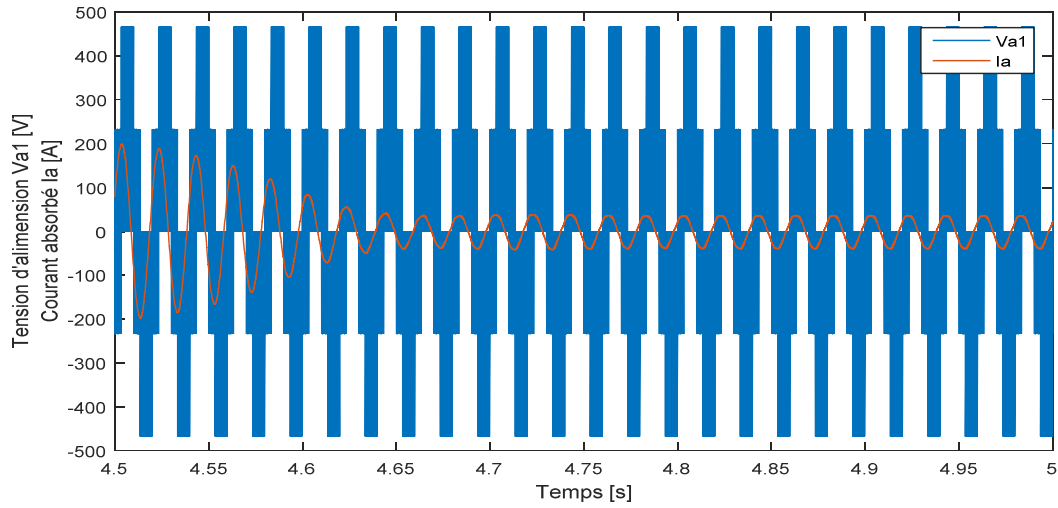


Figure (5-2) : Allures de la tension et du courant de la phase « a »

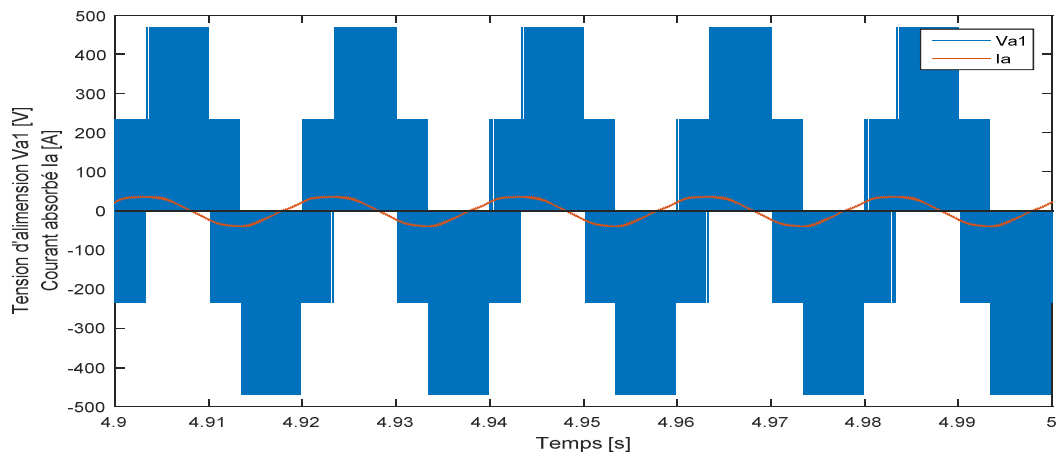


Figure (5-3) : Allures de la tension et du courant de la phase « a »  
en régime permanent

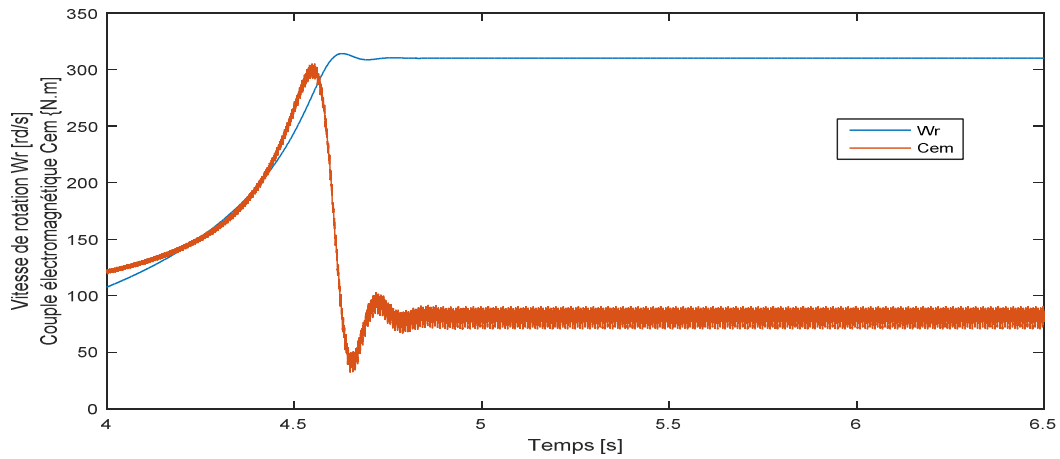


Figure (5-4) : Allure de la vitesse de rotation et du couple mécanique

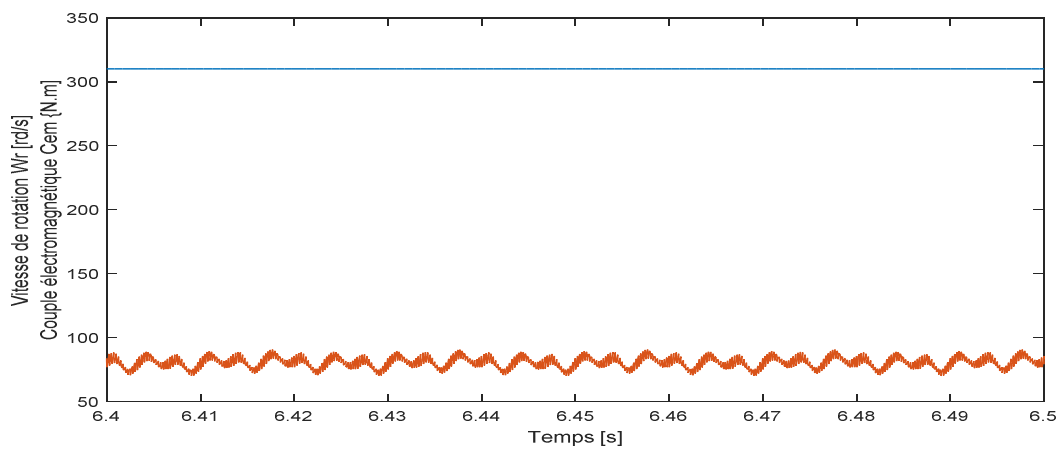


Figure (5-5) : allure de la vitesse de rotation et du couple mécanique  
en régime permanent

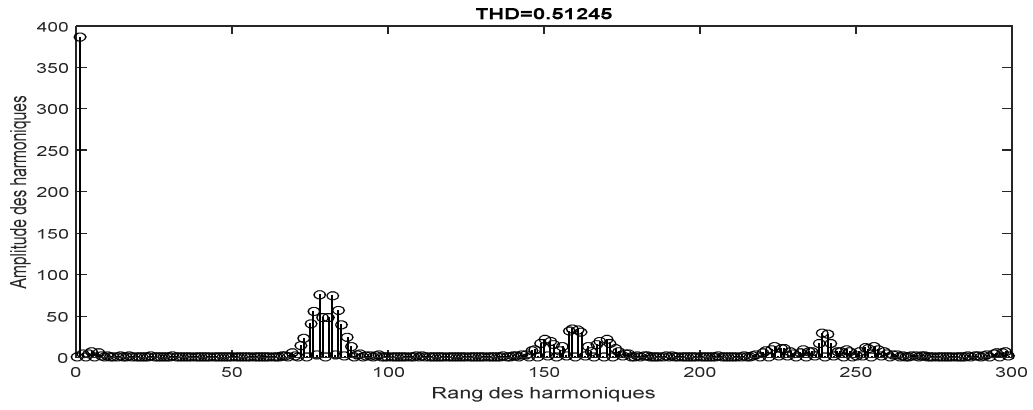


Figure (5-6) : Spectre de la tension de la phase en régime permanent

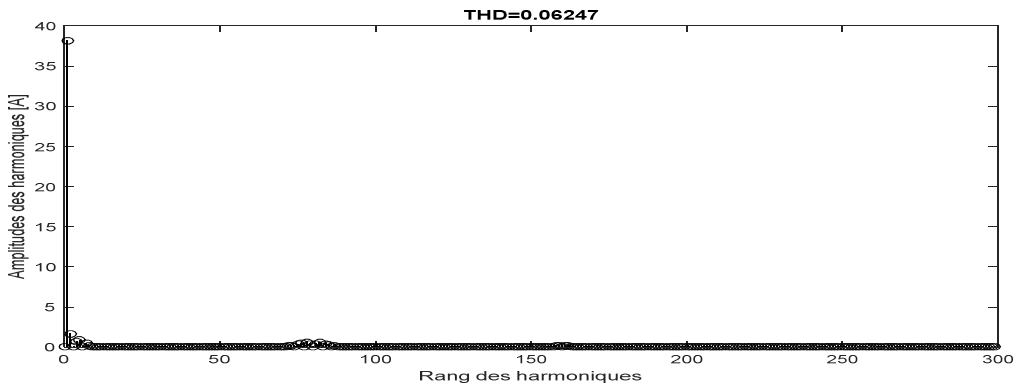


Figure (5-7) : Spectre du courant de la phase « a » en régime permanent

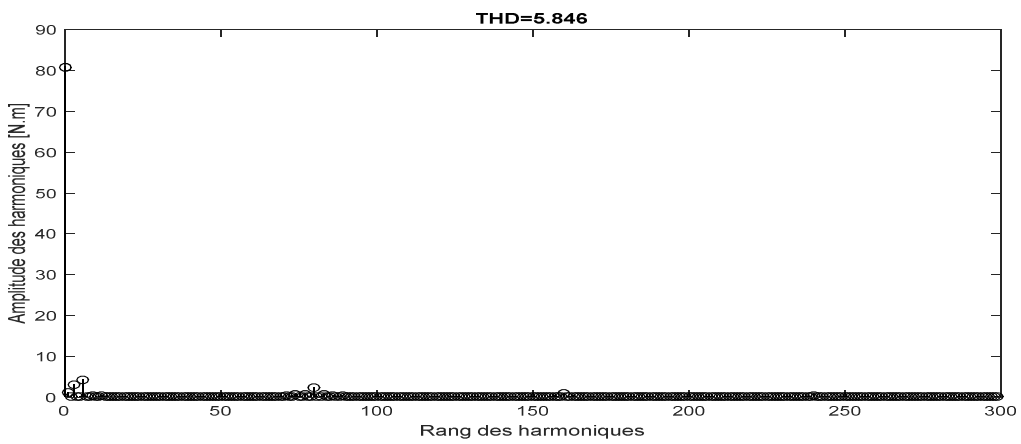


Figure (5-8) : Spectre du couple en régime permanent



**5.3.3. Résultats de simulation du système onduleur-moteur synchrone :**

Avec  $C_r=40 \text{ N.m}$

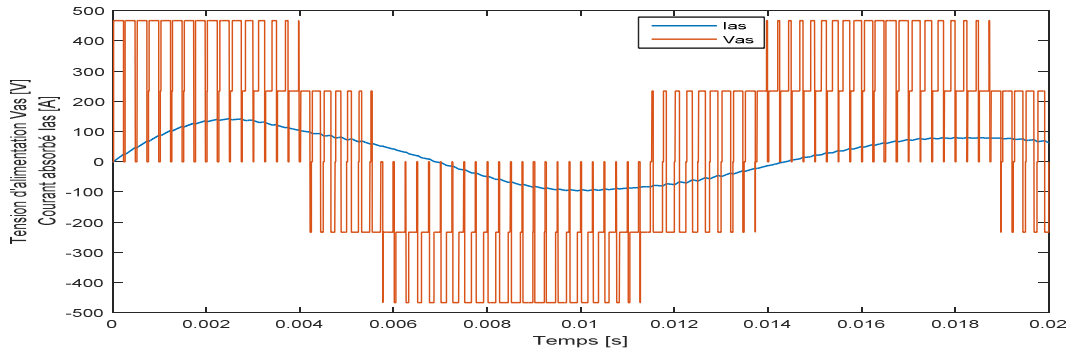


Figure (5-11) : Allures de la tension et du courant de la phase « a »

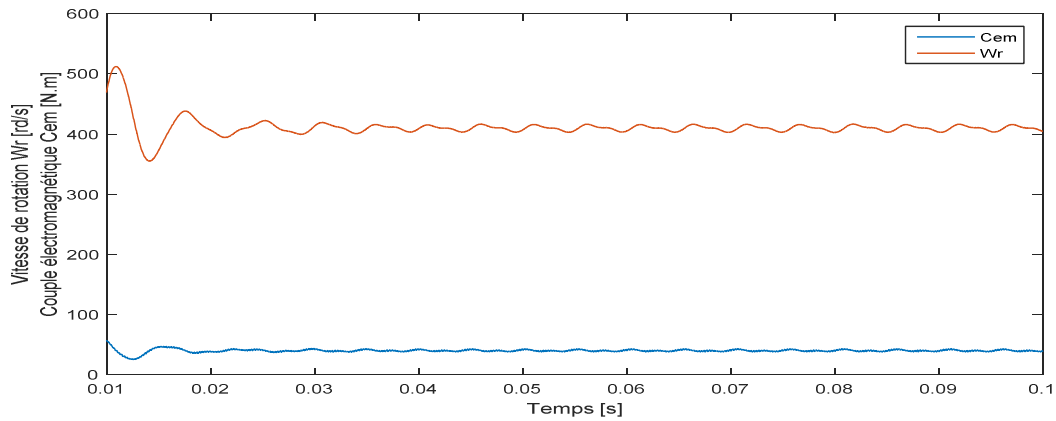


Figure (5-12) : Allure de la vitesse de rotation et du couple mécanique

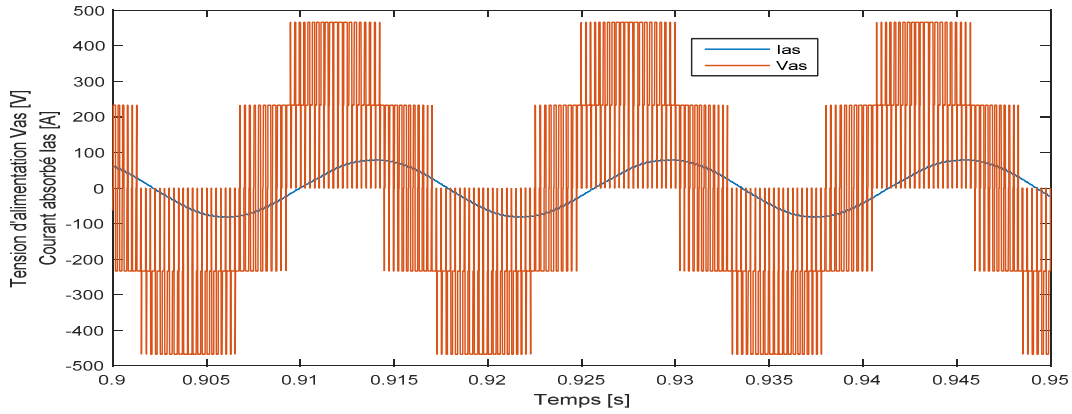


Figure (5-13) : Allures de la tension et du courant de la phase « a »  
en permanent

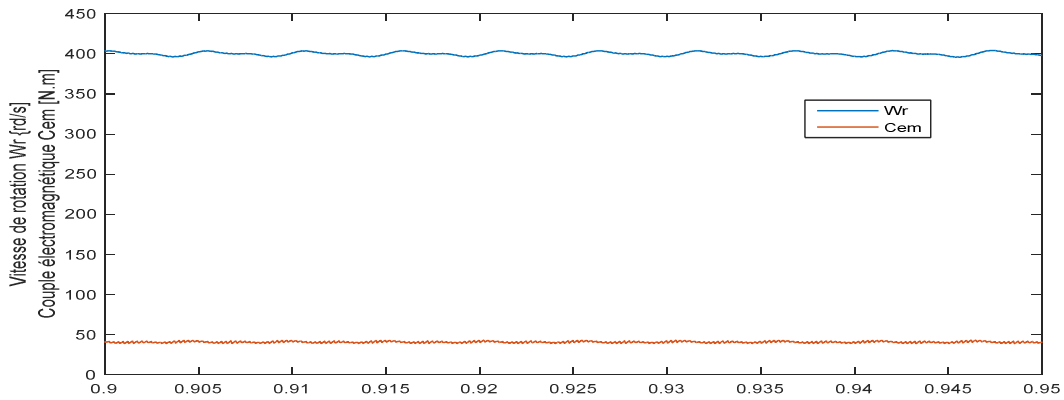


Figure (5-14) : Allure de la vitesse de rotation et du couple mécanique  
en régime permanent

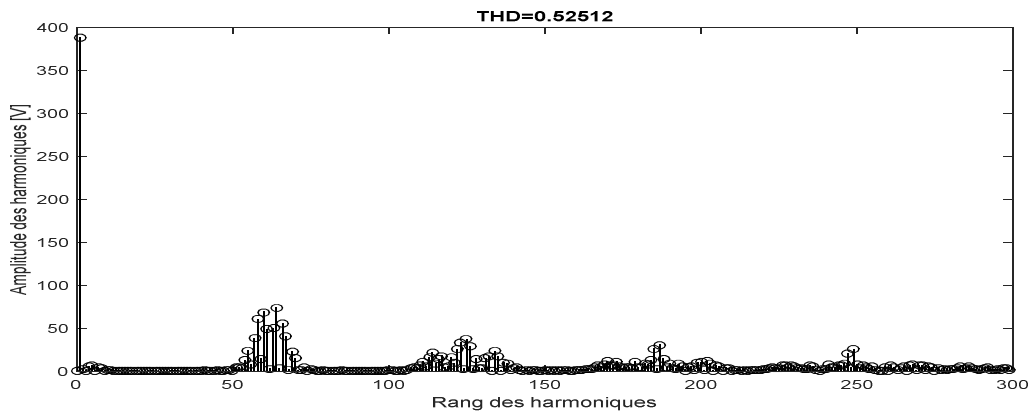


Figure (5-15) : Spectre de la tension de la phase en régime permanent

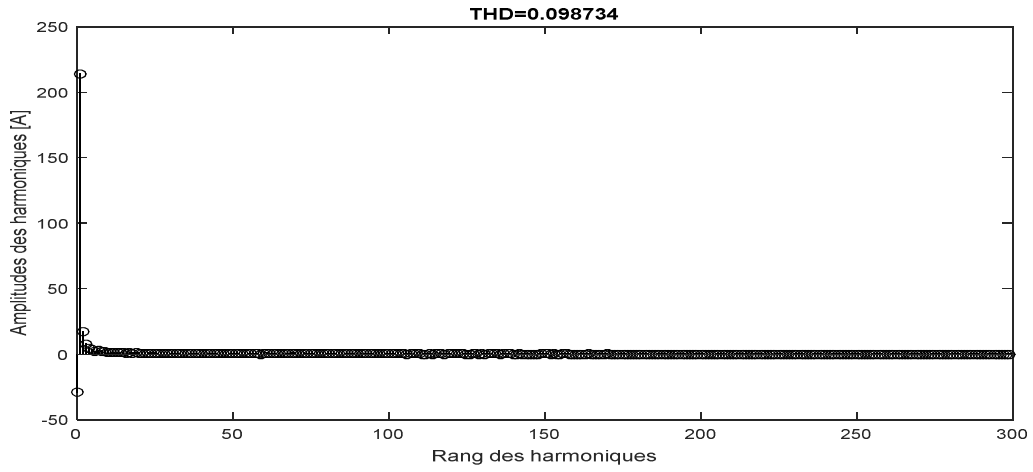


Figure (5-16): Spectre du courant de la phase « a » en régime permanent

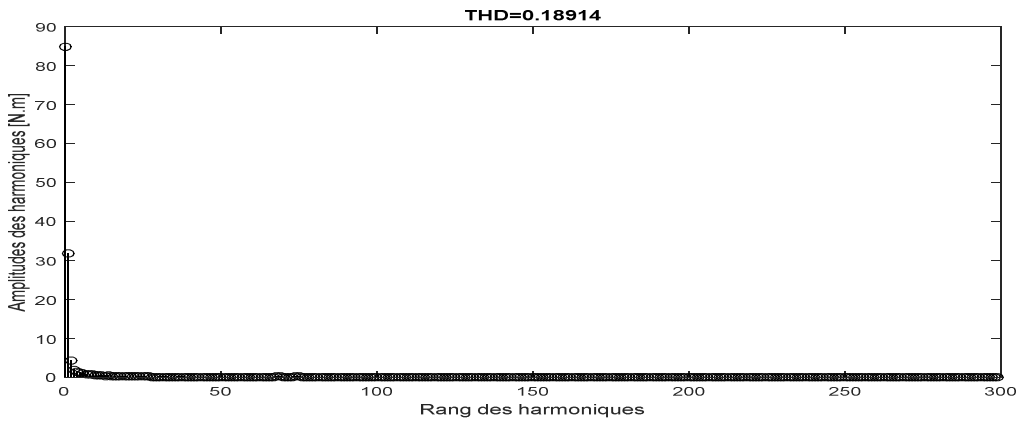


Figure (5-17) : Spectre du couple en régime permanent

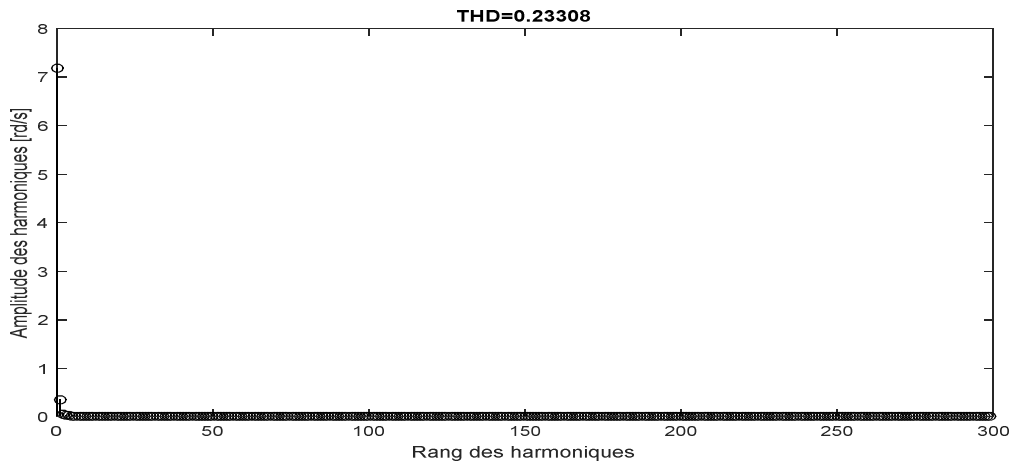


Figure (5-18) : Spectre de la vitesse de rotation en régime permanent

#### **5.4. Interprétations**

D'après les différentes simulations effectuées et les différents résultats obtenus, on voit bien que le moteur synchrone commandé et autopiloté sans régulation, répond plus vite au régime permanent par rapport au temps de réponse du moteur asynchrone commandé en boucle ouverte, aussi, aux niveaux des harmoniques, on constate bien que le moteur synchrone présente beaucoup moins d'harmoniques d'ordres supérieurs avec des amplitudes aussi bien inférieures que celles du moteur asynchrone. Tout de même, on ne peut conclure quoi que ce soit sur la préférence de l'une des machines sur l'autre dans ce domaine d'utilisation, étant donné que le moteur synchrone n'est pas muni d'un régulateur ce qui nous ne permet pas de confirmer les valeurs de ses grandeurs obtenues, telle que le courant qui paraît trop élevé, d'où on conclut que la nécessité de continuer ce travail de grande importance et horizon point de vue consommation énergie électrique, donc le choix de deux moteurs voisins même en polarité, puis une régulation de vitesse du moteur synchrone autopiloté et un calcul plus approfondi des pertes pour les deux systèmes s'avèrent nécessaires.

## *Conclusion générale*

## **Conclusion générale**

Comme il a été tracé au départ, le but de notre travail est de comparer les performances d'un moteur synchrone à celles d'un moteur asynchrone pour le même cahier de charges et avec des caractéristiques voisines, tous deux contrôlés à  $V/f$  constant par MLI vectorielle et via un même variateur de vitesse. L'intérêt de notre étude est de montrer la possibilité de remplacer le moteur asynchrone potentiellement employé dans le domaine de pompage d'eau, par le moteur synchrone en vue de réduire la consommation d'énergie qui pose, actuellement, un grand problème pour l'économie à l'échelle mondiale.

Le travail s'est déroulé d'une façon méthodique, établi avec une succession d'étapes d'ordre chronologique telle que; dans le premier chapitre on a élaboré une présentation générale des deux machines synchrone et asynchrone (non commandées et commandées), le rôle d'un variateur, le moteur électrique utilisé dans le pompage d'eau et son impact sur l'économie d'énergie. Dans les trois chapitres qui ont suivi, on a procédé à la mise en équations puis la modélisation des trois blocs relatifs respectivement (au moteur asynchrone, au moteur synchrone et à l'onduleur de tension) qui rentrent dans la composition des deux systèmes convertisseur-machine à étudier et ce, en appliquant la transformation de Park pour les deux moteurs respectivement (asynchrone, synchrone), puis en imposant le contrôle par MLI vectorielle à l'onduleur de tension. Dans le dernier chapitre, on a utilisé les résultats des trois chapitres précédents pour la simulation numérique, dans l'environnement Matlab Simulink, des deux systèmes onduleur-moteur asynchrone et onduleur-moteur synchrone, en vue d'une comparaison. Les résultats obtenus à la fin de ce travail, montrent bien quelques performances supérieures acquises par l'emploi du moteur synchrone par rapport à celles engendrées par l'emploi du moteur asynchrone. En effet, on voit bien que le temps de réponse au régime permanent généré par le système synchrone, est nettement inférieur à celui imposé par le système asynchrone. D'où on peut estimer que le moteur synchrone serait plus rentable et plus économique par rapport au moteur asynchrone, point de vue consommation en énergie électrique. Cependant, pour un exploit judicieux de notre travail afin d'aboutir à une conclusion affirmative plus concrète concernant le meilleur rendement offert parmi les deux moteurs, il est impératif de simuler deux machines voisines en puissance, en inertie et en polarité, puis de faire un calcul de pertes pour chacun des deux systèmes, ce qui n'a pas été évident pour nous, puisque les formules employées pour ce type de calcul sont uniquement

### *Conclusion générale*

valables dans le cas où l'alimentation de la machine est parfaitement sinusoïdale (on ne tient compte que de l'harmonique fondamental supposé parfaitement lisse), alors que dans notre cas, l'alimentation en tension est délivrée par un onduleur qui fournit un signal rectangulaire sous forme escalier, donc fortement perturbé, d'où l'application de méthodes mathématiques compliquées qui nécessitent beaucoup de temps telle que les séries de fourrier, s'avère nécessaire pour accomplir une études judicieuse des deux systèmes, ainsi arriver à une conclusion plus fiable et affirmative qui s'approche mieux de la réalité.

Espérons que ce modeste manuel servirait d'élément de base pour un nouvel ouvrage qui prendrait soin de l'étude de sa suite, pour une conclusion plus judicieuse et choix décisif.

# *Annexe*

## Liste des Symboles

$i_{ar}$	Courant dans la phase a du rotor
$i_{as}$	Courant dans la phase a du stator
$i_{br}$	Courant dans la phase b du rotor
$i_{bs}$	Courant dans la phase b du stator
$i_{cr}$	Courant dans la phase c du rotor
$i_{cs}$	Courant dans la phase c du stator
$i'_D$	Composante directe du courant ramené au stator de l'enroulement amortisseur
$i_{dr}$	Composante directe du courant rotorique
$i_{ds}$	Composante directe du courant statorique
$i'_f$	Courant d'excitation ramené au stator
$i'_Q$	Composante en quadrature du courant ramené au stator de l'enroulement amortisseur
$i_{qr}$	Composante en quadrature du courant rotorique
$i_{qs}$	Composante en quadrature du courant statorique
J	Moment d'inertie combiné (charge et machine)
$K_f$	Coefficient de frottement visqueux
$L_r$	Inductance cyclique d'un enroulement rotorique
$L_{rr}$	Inductance propre d'un enroulement rotorique
$L_s$	Inductance cyclique d'un enroulement statorique
$L_{ss}$	Inductance propre d'un enroulement statorique
M	Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques
$M_{rr} = -(L_{rr}/2)$	Inductance mutuelle d'un enroulement rotorique
$M_{ss} = -(L_{ss}/2)$	Inductance mutuelle d'un enroulement statorique
p	Nombre de paires de pôles de la machine
[P( $\theta$ )]	Matrice de transformation (3 phases) - (d-q)
( $R_d$ - $R_q$ )	Système d'axes (d-q) au rotor
$R_r$	Résistance d'un enroulement rotorique
$R_s$	Résistance d'un enroulement statorique
( $S_d$ - $S_q$ )	Système d'axes (d-q) au stator
$T_{em}$	Couple électromagnétique produit par la machine

$T_L$	Couple de charge
$V_{ar}$	Tension de la phase a du rotor
$V_{as}$	Tension de la phase a du stator
$V_{br}$	Tension de la phase b du rotor
$V_{bs}$	Tension de la phase b du stator
$V_{cr}$	Tension de la phase c du rotor
$V_{cs}$	Tension de la phase c du stator
$V'_D$	Composante directe de la tension de l'enroulement amortisseur ramenée au stator
$V_{dr}$	Composante directe de la tension rotorique
$V_{ds}$	Composante directe de la tension statortorique
$V'_f$	Tension de l'enroulement d'excitation ramenée au stator
$V'_Q$	Composante en quadrature de la tension de L'enroulement amortisseur ramené au stator

# *Bibliographie*

## *Bibliographie*

- [1] : **J. Chatelain**, « Machine électriques », Tome II, Paris, Dunod, 1983.
- [2] : **J.P.Hautier, J.P.Caron**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Paris, Edition Technip, 1995.
- [3] : **Michel Pinard**, « CONVERTISSEURS ET ELECTRONIQUE DE PUISSANCE », Commande. Description. Mise en œuvre, DUNOD, Paris, 2007.
- [4] **J .Holtz**, « Pulse width modulation for electronic power conversion », IEEE proc, vol 82, N°8, 1994, pp. 1194-1213.
- [5] : [http://www.ece.osu.edu/ems/iab2004/JW\\_Jung\\_IAB2004](http://www.ece.osu.edu/ems/iab2004/JW_Jung_IAB2004).
- [6]: **G. Grellet, G. Clerc**, « Actionneurs électriques: Principe/Modèles/Commande », Edition Eyrolles, 1997.
- [7]: **M. Poloujadoff**, « Conversions électromécaniques », maîtrise d'EEA, C3-électrotechnique, DUNOD, Paris, 1969.
- [8]: **G. SEGUIER, F.LABRIQUE** « les convertisseurs de l'électronique de puissance », conversion CONTINU-ALTERNATIF. Volume III, Edition Tec&Doc technique - LAVOISIER, Paris 1989.
- [9]: **F. LOUNAS, M.BOUDARENE**, « contribution à la modélisation et à la simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension », mémoire d'ingénieur, UMMTO 1996.
- [10] : **Jean Bonal, Guy Séguier**, « entraînements électriques à vitesse variable » Edition Tec&Doc technique - LAVOISIER, Paris 1998.
- [11]: **P. Barret**, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques » Edition Eyrolles, Paris, 1987.
- [12]: **J.L Dalmasso**, « cours d'électrotechnique », Edition BELIN, 1985
- [13]: **Mark Brown, Jawahar Rawtani, Dinish Patil** ,  
« MAINTENANCE-ELECTROTECHNIQUE », Equipment électrique et circuits de commande
- [14]: **Zhenyu Yu and David Figoli**, « AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240 » APPLICATION REPORT, April 1998, **TEXAS INSTRUMENT**.
- [15]: « Départs Moteurs » et « les techniques de commande du moteur asynchrone »,  
source : [www.Shnieder.fr](http://www.Shnieder.fr)
- [16] : **Gabriel Buche**, «commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MTLAB/SIMULINK »,PFE, (C.U.E.F.A).
- [17]: **N. Khenfer**, « Machine asynchrone : ses modèles, son identification et sa commande »,  
Thèse de Doctorat, I.N.P de Lorraine (France), Octobre 1995.
- [18]: **Prof. Michel ETIQUE**, « entraînements réglés », Yverdon-les-Bains, mars2006  
source : <http://www.iai.heig-vd.ch/~mee/>.
- [19]: **Michel Pinard**,« COMMANDE ELECTRONIQUE DES MOTEUR ELECTRIQUES », DUNOD, Paris, 2004.
- [20] : **ABDELLFATTAH BA-RAZZOUK (1992)**, Mémoire. Trois-Rivières, Université du Québec à Trois-Rivières  
Étude et mise au point d'un module de simulation des systèmes d'entraînement à courant alternatif

## Résumé

Les liens intrinsèques entre la production de l'énergie électrique et l'eau sont, actuellement, mis en exergue par l'«Eaunergie»; une néologie américaine qui consiste en une nouvelle approche de la problématique d'approvisionnement des deux produits, dans un contexte contraint par le réchauffement climatique, la croissance mondiale et l'explosion démographique. Donc, pour sa part, la production de l'électricité n'échappe pas à cette règle, puisque la consommation d'un KWH doit être, maintenant, associée à celle d'une certaine quantité d'eau débitée. Par conséquent, étant donné que toutes les stations de pompage fonctionnent, à ce jour, avec des moteurs asynchrones et sachant que, actuellement, ce type d'installation est muni de variateurs de vitesses et que l'emploi de ces convertisseurs n'est pas économisé, alors par ironie du sort, l'emploi de la machine synchrone, dans ce domaine, se voit faire, clairement, le meilleur profil point de vue économie d'énergie. D'où la nécessité de mettre en œuvre, d'abord, des projets d'études délimitant, dans les années à venir, à la réalisation et l'application massive de cette machine rentable et pourquoi pas la substituer au moteur asynchrone. D'où découle notre but dans ce présent ouvrage intitulé «Étude de deux moteurs synchrone et asynchrone en vue d'une application pour le pompage d'eau».

L'intérêt de notre travail est de comparer les performances obtenues, par simulation dans l'environnement Matlab-Simulink, d'un moteur synchrone à celle d'un moteur asynchrone pour le même cahier de charges et avec des caractéristiques voisines, tous deux contrôlés à V/f constant par MLI vectorielle via un même variateur de vitesse. L'enchaînement des chapitres s'est déroulé d'une façon méthodique et chronologique tel que, dans le premier chapitre, on a élaboré une présentation générale des deux machines, le principe de leurs fonctionnements, le rôle d'un variateur, le moteur électrique utilisé dans le pompage d'eau et son impact sur l'économie d'énergie. Les trois autres chapitres suivants ont été consacrés aux modélisations des blocs (moteur asynchrone, moteur synchrone, onduleur de tension). Dans le dernier chapitre, on a présenté les résultats des simulations des deux systèmes qui ont abouti à une conclusion qui stipule l'exigence d'une étude plus approfondie en employant deux moteurs de caractéristiques très voisines avec un contrôle de vitesse pour le moteur synchrone et un calcul de pertes approprié, pour faire une comparaison plus judicieuse entre les rendements des deux machines associées aux convertisseurs.