

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
CENTRE UNIVERSITAIRE SALHI AHMED- NAAMA



INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DÉPARTEMENT DE TECHNOLOGIE

MÉMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de **Master** en :
Électrotechnique
Option : Énergies Renouvelables en Électrotechnique

Intitulé :

SYNTHÈSE DE RÉGULATEURS POUR LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Présenté par :

- GHALI Nor el houda
- BENBRAHIM Kenza
- TOUIL Afaf

Soutenu le : 21/09/2020.....devant le Jury :

M. Mohamed BRAHIMI	MCB	Centre Universitaire Naâma	Président
M. AmeerFethi AIMER	MCB	Centre Universitaire Naâma	Encadreur
M. Yacine HABCHI	MCB	Centre Universitaire Naâma	Examineur



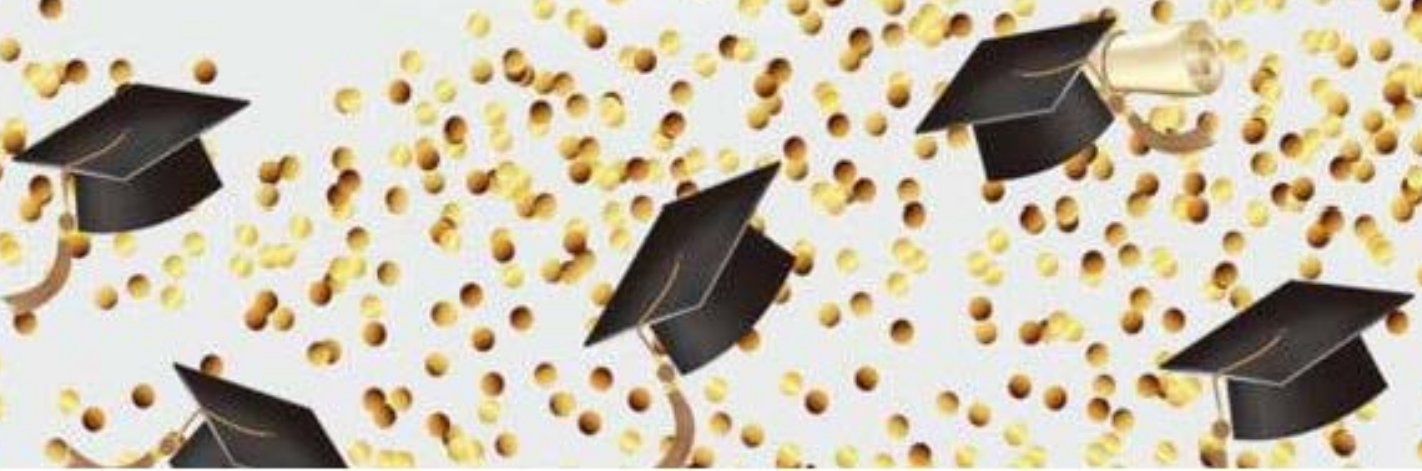
Remerciements

***Nous** tenons profondément à remercier tout d'abord DIEU l'unique qui a permis à ce travail de voir la lumière,*

***Nous** remercions nos encadreur Mr. Aimer qui nos avons guidé et nos avons bien orienté avec ses conseils.*

***Nous** remercions tous les enseignants et le personnel du département de technologie pour l'aide qu'ils nous ont donné durant tout le cycle d'étude.*

***A** toute personne ayant participé de près ou de loin pour la réalisation de ce modeste travail.*





Dédicace

J'ai l'honneur de dédier ce modeste travail à:

Ma mère, la lumière mes yeux et la source de ma volonté

Mon père, qui sacrifie tout pour je puisse étudier

Ma fille et mon fis bien-aimés

Mes frères et ma sœur

Tout ma famille Ghali

Mes copains et copines

Tout personne qui ma connaît

*Et a tout ceux qui m'aiment et m'ont aidé de
près ou de loin afin de réaliser ce modeste travail.*

NOR EL HOUDA





Dédicace

*Je dédie ce modeste travail :
A mes très chers parents qui ont été toujours à mes
cotés. Et qui ont toujours su m'apprendre ce qu'est juste
dans la vie.*

*Je ne pourrai jamais oublier tout ce qu'ils ont
fait pour moi, je tacherai de m'en souvenir durant
toute ma vie : MA très Chère mère que
dieu la protège.*

Et a mon très cher père.

*Je dédie ce travail à mes très chers frères : qui m'ont
encouragé ;*

A toute ma famille Benbrahim et Bendahmane.

Et A mes amis de travail

*A tous ceux qui m'aiment et m'ont aidé de près ou de loin
afin de réaliser ce modeste travail.*

A toute la promotion «master électrotechnique 2019-2020

kenza



Dédicace

*Je dédie ce modeste travail :
A mes très chers parents qui ont été toujours à mes
cotés. Et qui ont toujours su m'apprendre ce qu'est juste
dans la vie.*

*Je ne pourrai jamais oublier tout ce qu'ils ont
fait pour moi, je tacherai de m'en souvenir durant
toute ma vie : MA très Chère mère que dieu la
protège.*

Et a mon très cher père.

*Je dédie ce travail à mes très chers frères : qui m'ont
encouragé ;*

A toute ma famille Touil et Berriche.

Et A mes amis de travail

*A tous ceux qui m'aiment et m'ont aidé de près ou de loin
afin de réaliser ce modeste travail.*

A toute la promotion «master électrotechnique 2019-2020»

Afaf

Résumé

La machine asynchrone s'est imposée dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction. Son contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Il permet également l'obtention de performance statique et dynamique semblable à celles des machines à courant continu (MCC), en utilisant des régulateurs PI afin de régler les variables pertinentes du moteur (vitesse, flux et courants).

Cette méthode de commande peut trouver largement une utilisation pratique dans de nombreuses applications et particulièrement pour les systèmes d'entraînement à vitesse variable et sans capteur mécanique de vitesse.

La modulation de largeur d'impulsions (MLI) est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux pseudo analogiques à l'aide de circuits à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Dans le présent mémoire, nous abordons la synthèse des correcteurs permettant de régler les grandeurs électriques (tension, flux, courant) et mécaniques (couple, vitesse et position). Leur choix doit être adapté aux performances requises (temps de réponse, dépassement, rejet des perturbations, etc.) aux impératifs techniques et aux contraintes économiques.

Mots clés : Machine asynchrone, commande vectorielle, Régulateur PI.

Abstract

The induction machine has established itself in the industry thanks to its robustness and simplicity of construction. Its vector control by orientation of the rotor flux provides the necessary decoupling, making it possible to separate the control of the flux and that of the torque.

It also enables static and dynamic performance similar to that of direct current machines (DCMs), using PI regulators to adjust the relevant motor variables (speed, flux and currents).

This control method can find wide practical use in many applications and particularly for variable speed drive systems without a mechanical speed sensor.

Pulse Width Modulation (PWM) is a technique commonly used to synthesize pseudo-analog signals using all-or-nothing, or more generally discrete-state, circuits.

The synthesis of correctors, in this work, makes it possible to adjust the electrical (voltage, flux, current) and mechanical (torque, speed and position) quantities. Their choice must be adapted to the required performances (response time, overshoot, rejection of disturbances, etc.) technical requirements and economic constraints.

Keywords : Induction machine, vector control, PI correctors.

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1

Figure I.1. Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	page 2
Figure I. 2.Constitution de la machine asynchrone.....	page 3
Figure I. 3. Stator de la machine asynchrone.....	page 4
Figure I. 4. Rotor de la machine asynchrone	page 5
Figure I. 5. Modèle de la MAS triphasée	page 7
Figure I. 6. Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé	page 9
Figure I. 7.Modèle de Park de la MAS.....	page 11
Figure. I.8. Schéma bloc de la machine asynchrone alimenté par le réseau triphasé.....	page 15
FigureI.9 . Démarrage direct de la machine asynchrone à vide.....	page 16
FigureI.10.Démarrage direct de la machine asynchrone en charge avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre 0,5s et 1s.....	page17

Chapitre 2

Figure II.1 .Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).....	page19
Figure II.2. Alimentation sans coupure.....	Page20
Figure II.3. Convertisseur de fréquence.....	page20
Figure II.4 . Principe de fonctionnement de l'onduleur autonome.....	page21
Figure II .5 .K en position (1).....	page21
Figure II.6 . Tension avec K en position (1) et (2).....	Page21
Figure II.7 .Représentation schématique d'un onduleur de tension.....	page22
Figure II.8. Onduleur de tension en pont triphasé à thyristors.....	Page22
Figure II.9. Représentation schématique d'un onduleur de courant.....	Page23
Figure II.10. Onduleur de courant en pont triphasé à thyristors.....	Page23
Figure. II.11: Schéma de puissance d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	page25
Figure.II.12: Schéma de commande d'un onduleur de tension à deux niveaux	page25
Figure II. 13. Contrôle du courant par MLI (schéma pour une phase)	page28

Liste des figures

Figure II.14.Exemple de MLI symétrique échantillonnée pour une phase d'un onduleur triphasé	page29
Figure II.15. Schéma de principe de la technique M.L.I triangle – sinusoïdale... ..	page30
Figure I I.16. Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.....	Page32
Figure II.17. Diagramme des 6 secteurs de la SVM.....	Page32
Figure II.18. Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents.....	Page33
Figure II.19. Reconstitution des signaux de commande de la SVM.	Page33
Figure II.20 . Simulation de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	Page34
Figure II. 21. Principe de modulation sinus-triangle.....	Page34
Figure II.22 .Signal de commande généré par la MLI sinus-triangle.....	page35
Figure II. 23 . Tension de sortie de l'onduleur de tension (phase a)	page35
Figure II.24 . Démarrage de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI à vide....	page36
Figure II.25 . Démarrage de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI en charge avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre 0,5s et 1s.....	page37

Chapitre 3

Figure III.1 Schéma de principe de la commande de vectorielle.....	page39
Figure III.2 Principe du control vectoriel dans un référentiel lié au flux rotorique.....	page40
Figure III.3 - Classification des méthodes de commande par orientation de flux	Page41
Figure III.4- Principe de la commande par orientation de flux	Page42
Figure III. 5. Schéma synoptique général d'une boucle de régulation.....	page45
Figure III. 6. réponse indicielle du système en boucle ouverte.....	page46
Figure III. 7.structure d'un régulateur PI classique.....	page47
Figure III.8 Régulateur de vitesse.....	page48
Figure III.9 Régulateur de courant ids	page50
Figure III.10 Régulateur de courant iqs	page51

Liste des figures

Figure III. 11. réglage de la courbe d'un régulateur PI à gain variable.....	page53
Figure III. 12. Simulation de la commande IFOC avec régulateur PI.....	page55
Figure III. 13. Simulation de la commande IFOC avec régulateur VGPI.....	page56

LISTE DES TABLEAUX

Tableau	pages
Tabl.II. 1. Coordonnées des vecteurs dans le plan et dans l'espace.....	28
Tabl.II. 2. Tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ imposées par l'onduleur en fonction de(i).....	31

Table des matières

Introduction générale.....	1
<i>Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone</i>	
I.1. Introduction	2
I.2. Constitution et fonctionnement de la MAS à cage.....	2
I.2.1. Définition de la MAS.....	2
I.2.2. Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones.....	3
I.2.2.1. Les avantages.....	3
I.2.2.2. les inconvénients.....	3
I.2.3. Constitution de la MAS à cage.....	3
I.2.3.1. Le stator.....	4
I.2.3.2. Le rotor.....	4
I.2.4. Description et principe de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage.....	5
I.3. Principe de fonctionnement.....	5
I.3.1. Vitesse de synchronisme.....	6
I.3.2. Glissement.....	6
I.4. Modélisation de la machine asynchrone.....	6
I.4.1. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.4.2. Equations générales.....	7
I.4.2.1. Equations électriques.....	7
I.4.2.2. Équations magnétiques.....	8
I.4.2.3. Équations mécaniques.....	9
I.5. Transformation de Park.....	9
I. 5.1. Différents repères.....	10
I.5.2. Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq.....	10
I. 5. 3. Modèle de PARK de la machine asynchrone.....	11
I. 5. 3.1. Equations électriques.....	12
I. 5. 3. 2. Equation magnétique.....	12

I.6. Expressions du couple électromagnétique instantané.....	13
I.7. Modèle vectoriel du moteur asynchrone.....	13
1.8. Définition des différents référentiels.....	13
I.9. Modélisation sous forme d'état de la MAS.....	14
I.10. Simulation du fonctionnement machine asynchrone sous Matlab/Simulink...15	
I. 10. 1. Résultats de simulation.....	15
I.10.3. Interprétation des résultats de simulation.....	15
I.11. CONCLUSION	18

Chapitre II : Onduleur de tension & MLI sans triangle

II. 1. Introduction	19
II. 2. Définition de l'onduleur.....	19
II. 3. Types d'onduleurs et leurs applications	19
II. 3. 1. L'onduleur autonome.....	19
A fréquence fixe.....	20
A fréquence variable.....	20
II. 3. 2. L'onduleur non autonome (ou assisté).....	20
II. 4. Principe général de fonctionnement.....	21
II. 5. L'onduleur de tension.....	22
II. 6. L'onduleur de courant.....	23
II. 7. Onduleur triphasé à deux niveaux	24
II. 7. 1. Définition.....	24
II. 7. 2. Présentation de notre onduleur.....	24
II. 7. 3. Modélisation de l'onduleur.....	25
II. 7. 3. 1. Fonction de connexion.....	25
II. 7. 3. 2. Fonction de conversion composée.....	26
II. 7. 3. 3. Fonction de conversion simple.....	27
II. 8. Commande MLI.....	28

II. 8. 1. Principaux avantages de la M.L.I	29
II. 9. Commande par modulation sinus – triangle	30
II.10. Commande par M.L.I Vectorielle « Space Vector Modulation S.V.M»	31
II. 11. Simulation de l'association onduleur de tension - machine asynchrone	34
II. 11.1. Simulation de la commande MLI	34
II. 11. 2. Simulation de l'association onduleur à MLI - Machine asynchrone	35
II. 12. Conclusion	38

Chapitre III : Commande vectoriel de la machine asynchrone

III. 1. Introduction	39
III. 2. Principe du Contrôle vectorielle à flux orienté	39
III. 3. Choix du référentiel	39
III. 4. Classification des méthodes de commandes	40
Suivant l'alimentation	40
Suivant l'orientation du flux	40
Méthode directe ou indirecte	40
III. 5. Objectif de la commande vectorielle	41
III. 6. Historique	42
III. 7. Principe de la commande vectorielle	42
III. 8. Variantes de la commande vectorielle	43
III. 9. Méthodes de commande	43
III. 9. 1. Commande vectorielle directe	43
III. 9. 2. Commande vectorielle indirecte	44
III. 10. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	44
III. 11. Commande indirecte	45
III. 11. 1. Calcul de ω_s et $s \theta$	45
III. 12. Régulateurs PI	45
III. 12. 1. Introduction	45

III. 12. 2. .Méthodes de synthèse du régulateur PI.....	46
III. 12. 2. 1. Méthode temporelle de Ziegler-Nichols.....	46
III. 12. 2. 2.Méthode des essais successifs.....	46
III. 12. 3. Réglage de la vitesse avec un régulateur PI.....	47
III. 12. 4. Régulateurs de vitesse.....	48
III. 12. 5. Régulateur de courant ids.....	49
III. 12. 6. Régulateur de courant Iqs.....	51
III. 13..Le régulateur PI à gain variable.....	52
III. 13. 1. Description du régulateur PI à gain variable.....	52
III. 13. 2. Réglage des paramètres du contrôleur PI à gain variable.....	52
III. 14 Résultats de simulation et interprétations.....	54
III. 15. Conclusion.....	56
Conclusion générale.....	58
Références bibliographiques.....	59
Annexe.....	63

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION

Lorsque l'on veut varier la vitesse des machines électriques, on cherche à générer des tensions statoriques à amplitude et fréquence variables. L'idéal serait de générer des tensions purement sinusoïdales. Un dispositif permettant d'obtenir un tel fonctionnement (comme un amplificateur linéaire) engendrerait un rendement assez faible. Ce dernier est essentiellement dû aux pertes par effet joule dans les semi-conducteurs en fonctionnement continu. Il est donc naturel de se tourner vers un mode d'alimentation par commutation. Ceci implique des formes d'ondes de courants et de tension qui ne sont plus sinusoïdales et des pertes par commutation dans les semi-conducteurs.

Pour ce faire, nous nous intéressons dans ce travail à la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone. Pour réaliser notre but, nous allons procéder à l'élaboration et la synthèse de régulateurs destinés à optimiser la commande vectorielle en terme de temps de réponse, de dépassement et de rejet des perturbation.

En effet, durant le présent travail nous nous baserons sur la théorie de la régulation PI (Proportionnel Intégrateur) pour synthétiser un régulateur plus performant dédié à l'amélioration des performances de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone.

Cette étude, comportant trois chapitres, est organisée comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à l'élaboration d'un modèle mathématique de la machine asynchrone. Ensuite, la modélisation du convertisseur statique à savoir, l'onduleur de tension sera présentée dans le second chapitre. Enfin, le troisième et dernier chapitre sera dédié à la commande vectorielle de la machine asynchrone ainsi que la conception de régulateur PI et PI à gain variable dans le but d'améliorer les performances de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone.

PREMIER CHAPITRE

*Modélisation de la machine
asynchrone*

I. 1. Introduction

La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Pour ce dernier, il existe deux structures: le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil. Le cas du rotor à cage est moins coûteux et présente une meilleure robustesse d'un point de vue mécanique [1].

Les circuits magnétiques du rotor et du stator sont constitués d'un empilage de fines tôles métalliques pour éviter la circulation des courants de Foucault [2].

La machine asynchrone est employée aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment 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 [1].

I. 2. Constitution de la machine asynchrone à cage

I. 2. 1. Définition de la machine asynchrone

On appelle MAS toute machine qui, ayant un nombre de paires p pôles, et étant reliée à un réseau de fréquence (f) (machine alternatif), ne tourne pas exactement à la vitesse de synchronisme ($60*f/p$). Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types [3].

- Les machines d'induction (à cage d'écureuil) ;
- Les machines à collecteur (à rotor bobiné).

On parle généralement de moteurs asynchrones (c.à.d. destinés à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique), le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles et lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend celui d'induction.

La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (f_s) (stator). La figure (I.1), représente une machine asynchrone à cage d'écureuil



Figure I.1. Machine asynchrone à cage d'écureuil

I. 2. 2. Avantages et inconvénients des machines asynchrones

I. 2. 2. 1. Avantages

Il ya plusieurs avantages dans les machines asynchrones :

- Structure simple ;
- Robuste et facile à construire ;
- Utilisée dans la puissance moyenne et élevée ;
- Reliée directement aux réseaux industriels à tension et fréquence fixes;
- Elles tournent à vitesse variable différente de la vitesse synchrone ;
- Elles sont utilisées pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse variable.

I. 2. 2. 2. Inconvénients

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone :

- Le couple de démarrage très élevé par rapport au couple nominale ;
- La vitesse dépend de la charge ;
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse) ;
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage [4].

I. 2. 3. Constitution de la machine asynchrone à cage

La Machine Asynchrone est constituée des principaux éléments suivants [5]:

- Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.

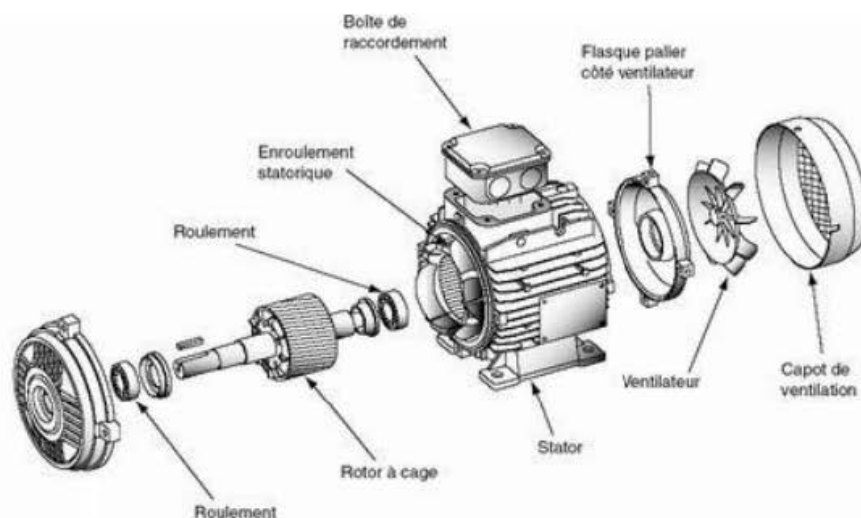


Figure I. 2. Constitution de la machine asynchrone.

- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I. 2. 3. 1. Le stator

Le stator de la Machine Asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques.

L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la Machine Asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la Machine Asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.



Figure I. 3. Stator de la machine asynchrone

I. 2. 3. 2. Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des Machines Asynchrones peuvent être de deux types :

Bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".



Figure I. 4. Rotor de la machine asynchrone

I. 2.4. Description et principe de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée à cage

La machine asynchrone, appelée aussi machine à induction, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique[6]. Ce dernier peut être à rotor bobiné ou à rotor à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse rotorique n'atteint jamais la même vitesse que le champ tournant statorique. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique tournant est appelée vitesse de glissement [7].

I. 3. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant[8]. Champ tournant produit la rotation d'un disque métallique et que ce dernier tourne à une vitesse inférieure à celle du champ statorique.

Les bobines du stator, parcourues par des courants triphasés, produisent un champ magnétique tournant avec une vitesse angulaire Ω_s , dans l'entrefer et à la périphérie du rotor. En régime établi, le rotor de la machine tourne à la vitesse angulaire ω inférieure à la vitesse de synchronisme ω_s . Les conducteurs du rotor sont alors soumis à un champ magnétique variable, qui tourne par rapport à eux-mêmes à la vitesse angulaire $(\Omega_s - \Omega)$. Il en résulte l'induction de la force électromotrice (f.e.m) dans ces conducteurs. Ceux-ci faisant partie de circuits fermés, des courants induits de même pulsation circulent dans les conducteurs rotoriques.

Si le moteur comporte (p) paires de pôles, la pulsation des (f.e.m) induites et des courants rotoriques induits est : $\omega_r = p(\Omega_s - \Omega)$.

I. 3. 1. Vitesse de synchronisme

Le moteur asynchrone triphasé démarre seul et il prend rapidement sa vitesse de régime en charge comme à vide. Sa fréquence de rotation n est proche de la fréquence de rotation de synchronisme $n_s = f/p$, mais toujours inférieure, elle diminue peu entre la marche à vide et en charge.

I. 3. 2. Glissement

On appelle glissement le rapport de la fréquence (vitesse) de rotation de glissement à la fréquence (vitesse) de rotation de synchronisme.

$$g = \frac{n_g}{n_s} = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

Avec :

$$\Omega_s = 2\pi n_s \quad \text{et} \quad \Omega = 2\pi n$$

Le glissement (g) va dépendre de la charge. On peut, dans le cas d'un rotor bobiné accéder à la fréquence de rotation de glissement par l'intermédiaire de la fréquence des courants rotoriques.

Le glissement (g) va dépendre de la charge. On peut, dans le cas d'un rotor bobiné accéder à la fréquence de rotation de glissement par l'intermédiaire de la fréquence des courants rotoriques. Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour cent : de plus 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. Les pertes par effet Joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement [9].

I. 4. Modélisation de la machine asynchrone

I. 4. 1. Hypothèses simplificatrices

On suppose que la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable.

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant, alors, les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle donc d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (S_a , S_b et S_c) régulièrement déphasées de $(2\pi/3)$ radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire.

Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (R_a , R_b et R_c) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de $(2\pi/3)$ radians électriques [10].

La figure I.5 ci-dessous illustre le modèle de la MAS triphasée :

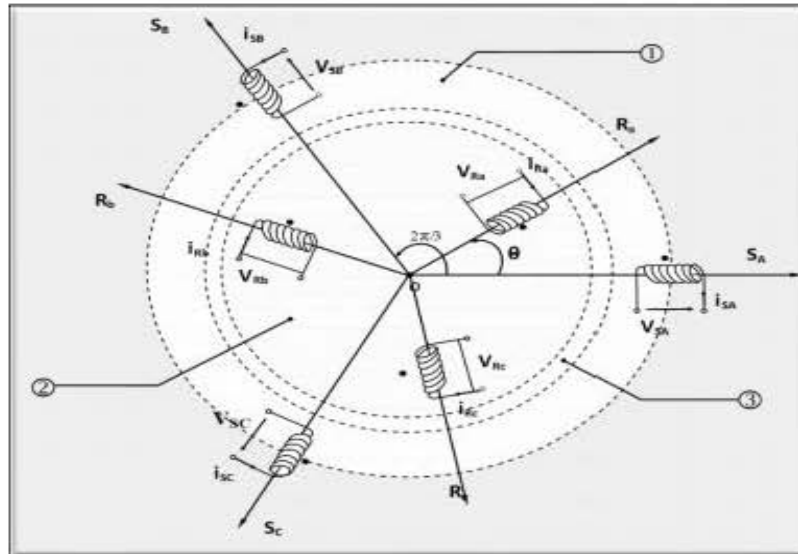


Figure I. 5. Modèle de la MAS triphasée

I. 4. 2. Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

Les équations électriques, les équations magnétiques et les équations mécaniques

I. 4. 2. 1. Equations électriques

Les tensions des trois phases statorique et rotorique s'écrivent [11-13] :

Le stator

$$[V_s] = [R] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.1)$$

Tel que

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Le rotor

$$[V_r] = [R] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.3)$$

Tel que

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : les tensions appliquées aux trois phases du stator.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : les courants qui parcourent les enroulements statorique.

$\phi_{sc}, \phi_{sb}, \phi_{sa}$: les flux résultants à travers ces trois phases.

R_s : la résistance de chaque enroulement du stator.

Et en adoptant pour le rotor les mêmes notations, au remplacement de l'indice « s » par l'indice « r » près.

I. 4. 2. 2. Équations magnétiques

Pour évaluer les flux, on remarque que l'entrefer étant constant, le stator et le rotor étant triphasés et de construction symétrique, les inductances propres et les mutuelles entre phases d'un même enroulement sont constantes et égales. Soit alors les définitions des inductances suivantes :

L_s : inductance propre d'une phase statorique tel que ($L_s = L_{sa} = L_{sb} = L_{sc}$).

M_s : inductance mutuelle entre deux phases du stator tel que ($M_s = M_{sa,sb} = M_{sa,sc} = M_{sb,sc}$).

L_r : inductance propre d'une phase rotorique tel que ($L_r = L_{ra} = L_{rb} = L_{rc}$).

M_r : inductance mutuelle entre deux phases rotorique tel que ($M_r = M_{ra,rb} = M_{ra,rc} = M_{rb,rc}$).

Donc, les équations des flux sont exprimées comme suit :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s M_{sa,ra} & M_{sa,rb} & M_{sa,rc} \\ L_s & L_s & M_s M_{sb,ra} & M_{sb,rb} & M_{sb,rc} \\ M_s & M_s & L_s M_{sc,ra} & M_{sc,rb} & M_{sc,rc} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{ra,sa} & M_{ra,sb} & M_{ra,sc} L_r & M_r & M_r \\ M_{rb,sa} & M_{rb,sb} & M_{rb,sc} M_r & L_r & M_r \\ M_{rc,sa} & M_{rc,sc} & M_{rb,sc} M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Par concaténation des deux formes matricielles, on aura :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Tel que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ L_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [L_{sr}] = M * \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

I. 4. 2. 3. Équation mécanique

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre,etc.), il faut ajouter l'équation de mouvement (I.10) au système d'équations différentielles [14].

$$J * \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (I.10)$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_e = p.\Omega_r \quad (I.11)$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices [Msr] et [Mrs] dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent, donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [15].

I. 5. Transformation de Park

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation a ainsi, pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [16].

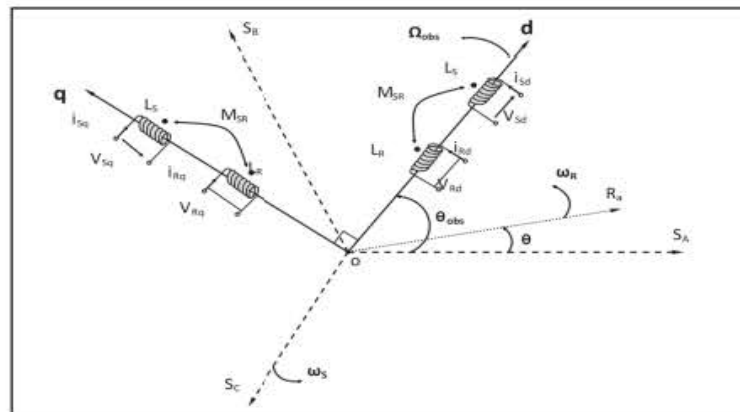


Figure I. 6. Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

I. 5.1. Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux[17].

- Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = 0$.
- Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_R$.
- Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) \rightarrow \omega_{\text{obs}} = \omega_S$.

Où :

ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I. 5.2. Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq

Du fait de l'existence des termes trigonométriques continus dans la matrice des inductances mutuelles $[M_{sr}]$, les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables. Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en deux enroulements biphasés orthogonaux dq selon la transformation de PARK. La conversion implique la transformation des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. La figure (I-6) représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux d-q [18].

Direct selon l'axe (d).

Quadrature (transversal) selon l'axe (q).

Homopolaire (o).

Où :

θ_{obs} : est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

La application de la transformation de Park à la machine asynchrone correspond à une transformation des trios bobines (statorique et rotorique) en deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en terme, de flux, de couple, de courant en une image qui leur sera parfaitement proportionnelle[19].

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants[20] :

$$\text{L'équivalent de tension : } [V_{dq0}] = [P(\theta)][V_{abc}]$$

$$\text{L'équivalent de courant : } [i_{dq0}] = [P(\theta)][i_{abc}] \quad (I.12)$$

$$\text{L'équivalent de flux : } [\Phi_{dq0}] = [P(\theta)][\Phi_{abc}]$$

Où :

$[P(\theta)]$:est la matrice de Park

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [P(\theta_s)]^{-1}[V_{abc}] \\ [i_{dq0}] = [P(\theta_s)]^{-1}[i_{abc}] \\ [\phi_{dq0}] = [P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{abc}] \end{cases} \quad (I.13)$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Le facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée[21].

Lorsque l'angle est attribué à la valeur zéro, la transformation de Park est dite Transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit:

$$[P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

I. 5. 3. Modèle de PARK de la machine asynchrone

L'application de la transformation de PARK au système d'équations donne :

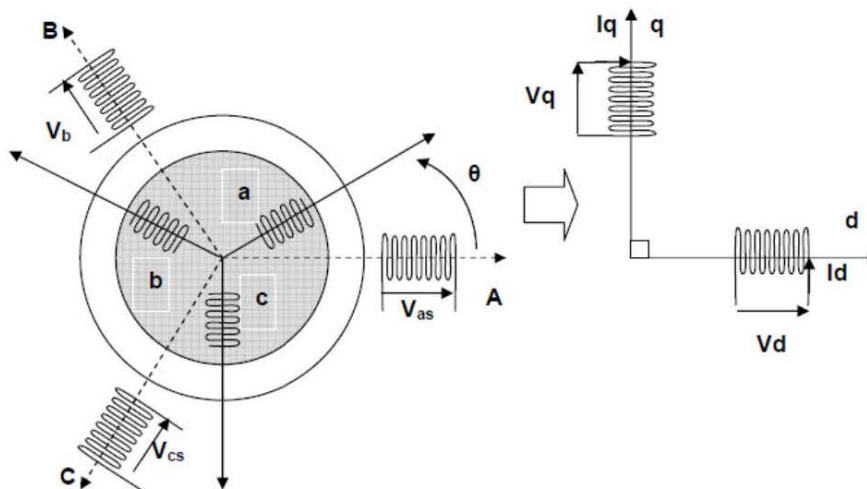


Figure I. 7. Modèle de Park de la MAS

I. 5. 3. 1. Equations électriques

Pour le stator

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \\ \Phi_{s0} \end{bmatrix} + \omega_s \times \begin{bmatrix} -\Phi_{sq} \\ +\Phi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I. 14)$$

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_c \cdot \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \omega_c \cdot \Phi_{ds} \end{cases}$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \\ \Phi_{s0} \end{bmatrix} + \omega_s \times \begin{bmatrix} -\Phi_{rq} \\ +\Phi_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I. 15)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - (\omega_c - \omega) \cdot \Phi_{dr} = 0 \end{cases}$$

I. 5. 3. 2. Equation magnétique

Pour stator

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + M \times \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I. 16)$$

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases}$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r + 2M \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + M \times \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I. 17)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases}$$

Où :

$L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique propre statorique ;

$L_r = l_r - M_r$: inductance cyclique propre rotorique ;

L_m : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I. 6. Expression du couple électromagnétique instantané

Le couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot P.M. (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (I.18)$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r$$

I. 7. Modèle vectoriel du moteur asynchrone

Le modèle mathématique du moteur asynchrone, peut être simplifié considérablement par l'utilisation de la représentation vectorielle des équations de tension, du courant et du flux. La représentation vectorielle du système d'équations générales est donnée par : [22]

$$V_s(s) = R_s I_s(s) + \frac{d\phi_s(s)}{dt}$$

$$V_r(r) = R_r I_r(r) + \frac{d\phi_r(r)}{dt}$$

$$\phi_s(s) = L_s I_s(s) + M_s I_r(r) e^{j\theta}$$

$$\phi_r(r) = L_r I_r(r) + M_r I_s(s) e^{-j\theta}$$

Avec:

$j I_r(r) e^{j\theta}$: Le courant rotorique dans le référentiel statorique selon les expressions de changement de référentiel (I-19).

$j I_s(s) e^{-j\theta}$: Le courant statorique dans le référentiel rotorique selon (I-19).

I. 8. Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d,q qui dépend généralement des objectifs de l'application [23].

Référentiel fixe par rapport au stator Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = -\omega \quad (I.20)$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs statoriques.

Référentiel fixe par rapport au rotor Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega, \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (I.21)$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs rotoriques.

Référentiel fixe par rapport au champ tournant Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta S}{dt} = \omega S, \frac{d\theta r}{dt} = \omega r, \frac{d\theta}{dt} = \omega S - \omega r \quad (\text{I.22})$$

I. 9. Modélisation sous forme d'état de la MAS

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques i_{ds} , i_{qs} et les flux rotoriques, comme variables d'états. D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (I-19) :

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques (v_{ds}, v_{qs}) et la vitesse du champ tournant ω_s sont considérées comme variables de commande, le couple résistant C_r , comme perturbation. Nous choisissons dans notre cas, le vecteur d'état suivant :

$$X_u^t = \left(I_{ds} I_{qs} \phi_{dr} \phi_{qr} \right) \quad (\text{I.23})$$

Ce choix de variable se justifie d'une part, par le fait que les courants statoriques sont mesurables et d'autre part parce que l'on veut contrôler la norme du flux rotorique.

Pour mettre sous forme d'équation d'état, le modèle de la machine, nous devons modifier les équations d'état (I.23) en utilisant (I.24) pour les exprimer en fonction des variables du vecteur d'état X_u^t . Après simplification et réarrangement du modèle, nous obtenons [24]:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Avec

$$X = \left[I_{ds} I_{qs} \phi_{ds} \phi_{qs} \right]^T, \quad U = \left[V_{ds} V_{qs} \right]^T, \quad Y = \left[I_{ds} I_{qs} \right]^T$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}; \quad K = \left[\frac{M}{\sigma L_s L_r} \right]; \quad \lambda = \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{L_r^2 \sigma L_s} \right]$$

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & \omega_r K \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega_r K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

I. 10. Simulation du fonctionnement machine asynchrone sous Matlab/Simulink

I. 10. 1. Résultats de simulation

La simulation numérique constitue un moyen privilégié pour effectuer des études préalables, en ce qui concerne les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant les premières étapes d'une étude. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utiliserons le logiciel (Matlab/simulink) pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension ainsi que sa commande associée.

I. 10. 2. Résultats de simulation

Le démarrage direct de la machine asynchrone à partir des tensions du réseau triphasé (en boucle ouverte) est donné par la Fig. 1.8. A l'issue de ce test de simulation, deux types de résultats de simulation seront affichées.

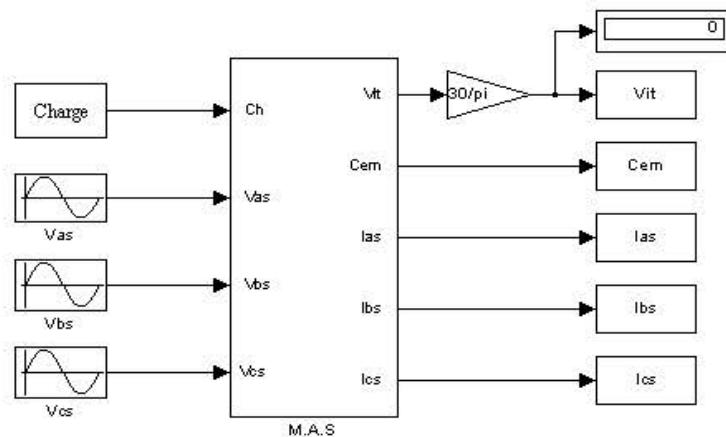


Fig. I.8 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimenté par le réseau triphasé

Le première série de test concerne le démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée en tension. Ceci est donné par la Fig. I.9. Ensuite, Une autre série de test présentant le démarrage en charge de la machine asynchrone avec l'application d'un couple de charge (couple résistant) de 10 N.m dans l'intervalle de temps compris entre 0,5 s et 1 s. Ce dernier est présenté sur la Fig. 1.10.

I. 10.3. Interprétation des résultats de simulation

Lors du démarrage direct de la machine asynchrone à vide représenté sur la Fig I.9, nous remarquons que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine asynchrone (à savoir, couple électromagnétique, courant statorique et flux rotorique).

Le démarrage à vide permet d'avoir un établissement rapide du fonctionnement nominal de la machine asynchrone avec un temps de démarrage d'environ 0,27 s.

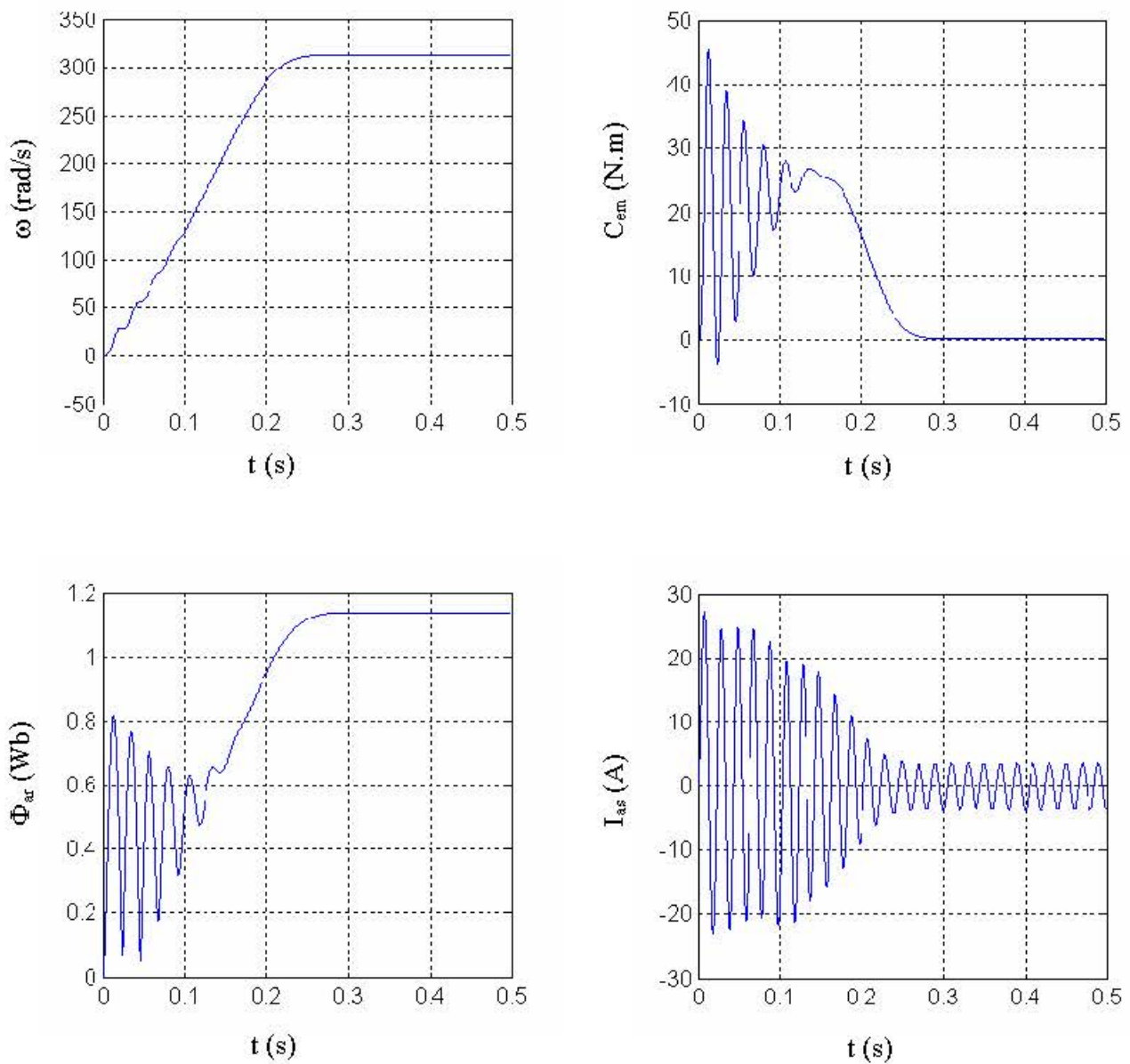


Fig. I.9 : Démarrage direct de la machine asynchrone à vide

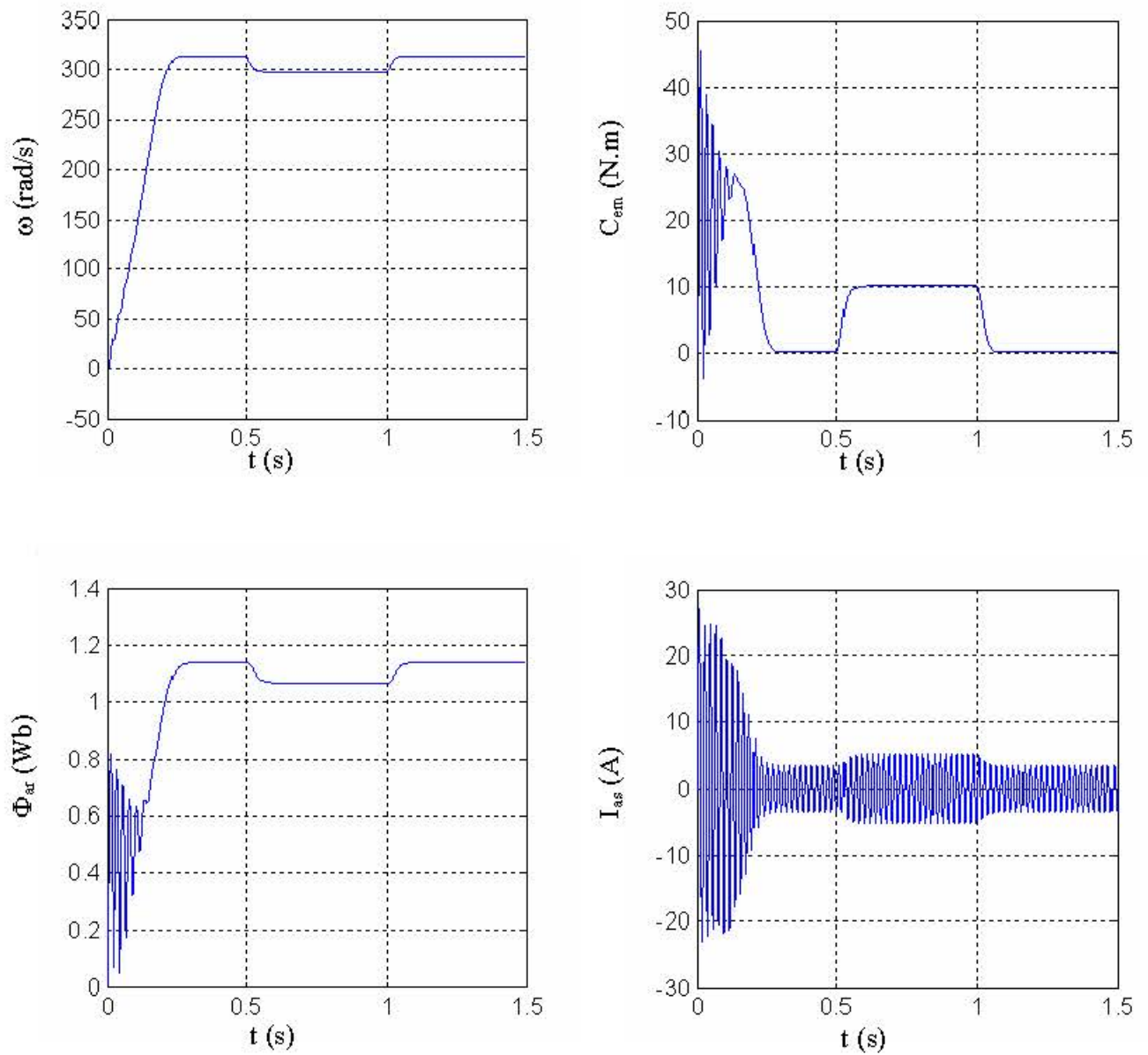


Fig. I.10 : Démarrage direct de la machine asynchrone en charge avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre 0,5s et 1s

Dans le deuxième test représenté sur la Fig. I.10, un couple résistant de 10 N.m est appliqué pour simuler un fonctionnement en charge nominale de la machine asynchrone. Cette application de couple de charge est effectuée entre les instants 0,5s et 1s. Durant ce test, nous constatons que le couple électromagnétique compense instantanément cette le couple résistant employé ainsi qu'une chute de vitesse traduite par le glissement supplémentaire généré par le fonctionnement en charge de la machine asynchrone.

I. 11. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Cela, nous a permis d'établir un modèle biphasé dit de PARK qui réduit le système d'état électrique de la machine en un modèle d'état pouvant être utilisé pour la commande en boucle fermée de la machine asynchrone.

DEUXIEME CHAPITRE

Onduleur de tension

II. 1. Introduction

Les onduleurs tiennent une place importante dans les entraînements de vitesse des moteurs électriques. Ils sont utilisés pour générer des tensions alternatives de fréquence et amplitude variables.

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la conversion continu-alternatif dont la tension de sortie a une valeur moyenne nulle, cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant le type de commande et la structure des convertisseurs. La commande des machines à tensions alternatives par un onduleur de tension fait généralement appel à des techniques de modulation de largeur d'impulsions pour commander les commutateurs de puissance.

Ainsi, nous abordons le présent chapitre par une présentation de l'onduleur à deux niveaux de tension ; ensuite, nous présenterons la stratégie de commande par MLI sinus-triangle employée pour commander le convertisseur statique. Enfin, nous terminerons ce chapitre par une simulation du démarrage du moteur asynchrone associé à l'onduleur de tension dans le but de valider nos modèles.

II. 2. Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue – alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. [25]. La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure (II.1) :

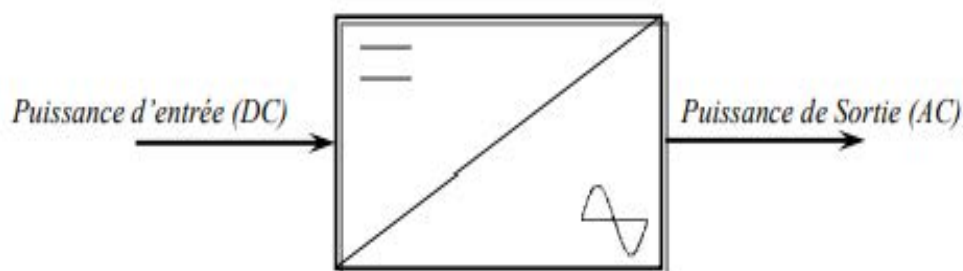


Figure II. 1. Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)

II. 3. Types d'onduleurs et leurs applications

Les onduleurs sont classés selon le type d'application et les performances désirées, en deux catégories : les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes (ou assistés).

II. 3. 1. Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un système de commutation à transistors ou à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par des circuits externes, [27]. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées à la charge, c'est-à-dire elles sont propres à l'onduleur. L'onduleur autonome peut être :

A fréquence fixe : utilisé comme source de secours ou alimentation sans coupure, Il est alimenté le plus souvent à partir d'une batterie d'accumulateurs (cas de PC, salles d'informatique,...) comme il est montré sur la figure (II.2), [27]:

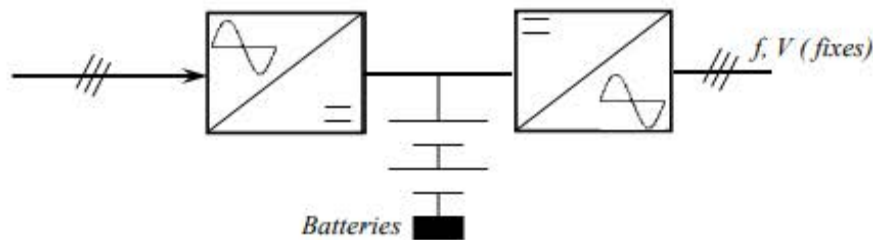


Figure II. 2. Alimentation sans coupure.

Il est utilisé aussi pour l'alimentation des charges inductives (fours à induction, ...) mais dans ce cas tous les onduleurs sont monophasés.

A fréquence variable : dans ce cas il est utilisé pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones triphasés, figure (II.3) :

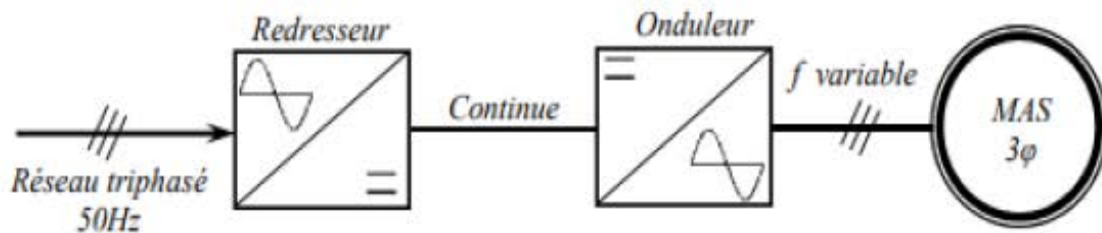


Figure II. 3. Convertisseur de fréquence

II. 3. 2. Onduleur non autonome (ou assisté)

Un onduleur non autonome ou assisté est un système de commutation à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par la charge, [27]. Dans ce cas, la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par le réseau alternatif sur lequel débite l'onduleur. Ce type d'onduleur est utilisé pour :

- Le transport d'énergie en courant continu, on peut transporter de grandes puissances à très haute tension (de l'ordre du million de volts) par lignes aériennes sur des distances élevées (500-1000 Km) pour lesquelles, les lignes à courant alternatif posent des problèmes délicats (stabilité, pertes...). De plus, le transport sur des plus faibles distances par câbles souterrains dont la capacité très élevée, limite leur emploi en courant alternatif, [28].
- Le freinage par récupération : pendant le freinage de la machine à courant continu qui peut fonctionner en génératrice, l'énergie fournie dans ce cas peut être récupérée et transférée au réseau alternatif par un onduleur assisté (domaine de la traction électrique) [29].

II. 4.Principe général de fonctionnement

Pour réaliser un onduleur autonome, il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur K et d'une source de tension continue E comme le montre la Figure II.4 : [25]

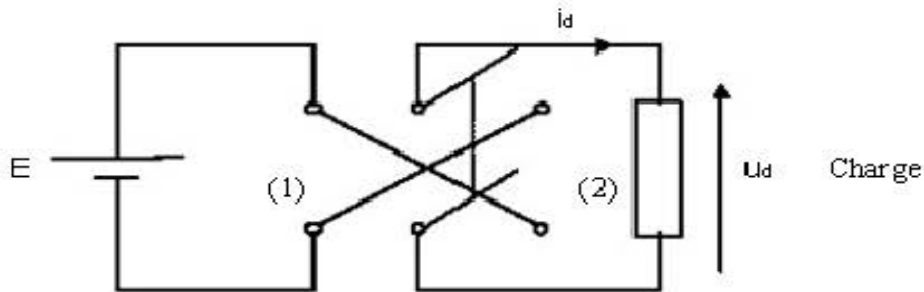


Figure II. 4. Principe de fonctionnement de l'onduleur autonome

Lorsque K est en position (1), on obtient le montage de la Figure II.5 :

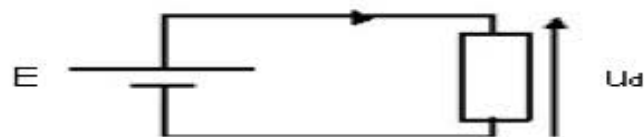


Figure II. 5. K en position (1)

Soit : $U(t) = E$

Lorsque K est en position (2), on obtient : $U = -E$.

La Figure II.6 donne la forme de $U(t)$ d sur une période complète de fonctionnement. [25]

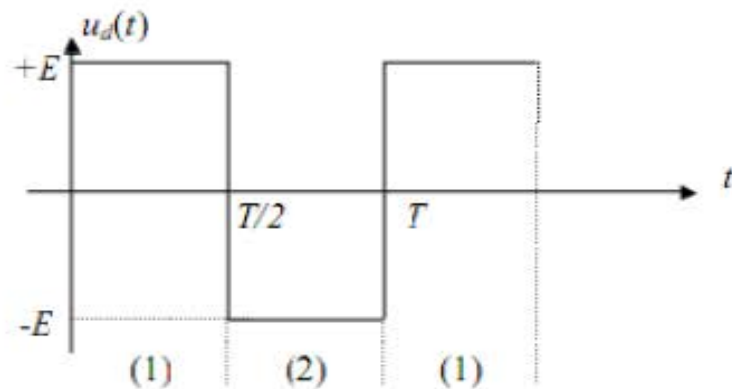
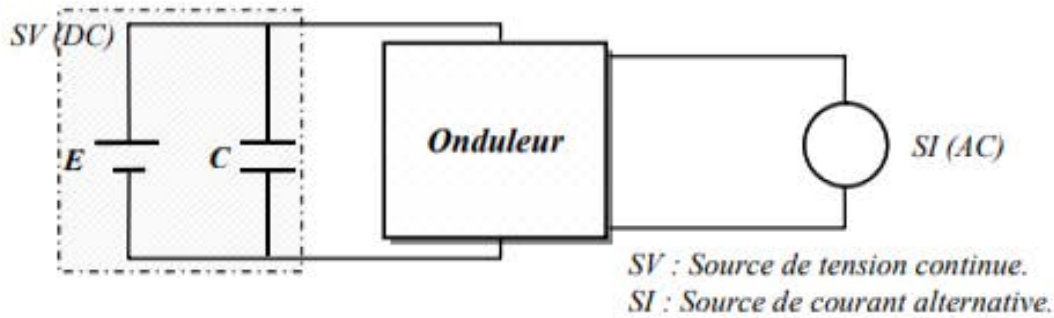


Figure II. 6. Tension avec K en position (1) et (2).

II. 5. Onduleur de tension

C'est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, d'impédance interne négligeable.[26] Sa tension n'est pas affectée par la variation du courant qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie,



figure(II.7)

Figure II. 7. Représentation schématique d'un onduleur de tension

L'onduleur de tension est autonome si la fréquence de la tension de sortie est indépendante du réseau alternatif, il est non autonome (assisté) si la fréquence est imposée par le réseau alternatif. Selon le choix des interrupteurs commandés,[26] les onduleurs présentent des avantages les uns par rapport aux autres. C'est pourquoi un onduleur de tension à transistors présente des avantages par rapport à celui à thyristors :

- Facilité de commande (le transistor est commandé à l'ouverture et à la fermeture) ;
- Élimination du circuit de commutation forcée ;
- Faibles pertes de commutation ;
- Possibilité de fonctionnement à des fréquences plus élevées.

Circuit de puissance d'un onduleur de tension : prenons comme exemple d'un onduleur de tension, le montage d'un pont triphasé à thyristors, figure (II.8) :

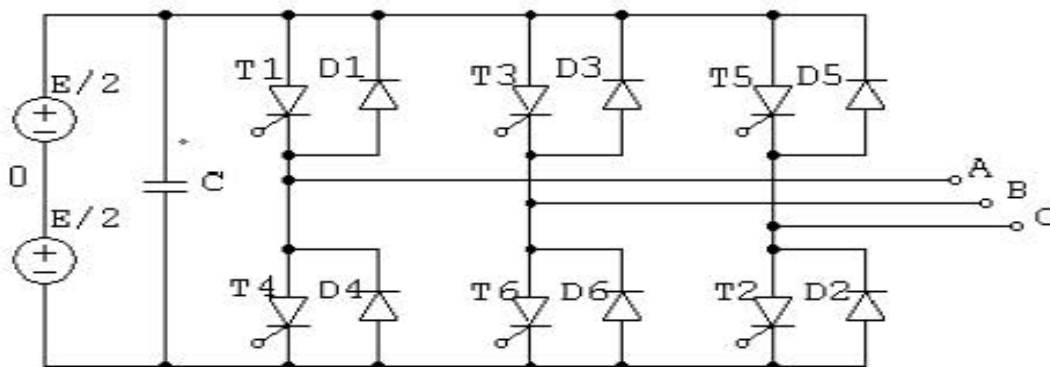


Figure II. 8. Onduleur de tension en pont triphasé à thyristors.

Les diodes en tête-bêche sur les interrupteurs commandés du circuit de puissance jouent un rôle fondamental dans le fonctionnement de l'onduleur en assurant essentiellement trois fonctions :

- Faciliter l'extinction des interrupteurs commandés en les polarisant en inverse lorsqu'il s'agit de thyristors ;
- Autoriser la démagnétisation de la self de la charge inductive au moment de l'ouverture des interrupteurs ;
- Assurer le redressement des courants débits par la charge (cas de la machine asynchrone) lorsqu'elle fonctionne en génératrice.[26]

II. 6. Onduleur de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu (Figure (II.9)), d'impédance interne si grande pour que le courant qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension à ses bornes. La source continue impose le courant à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

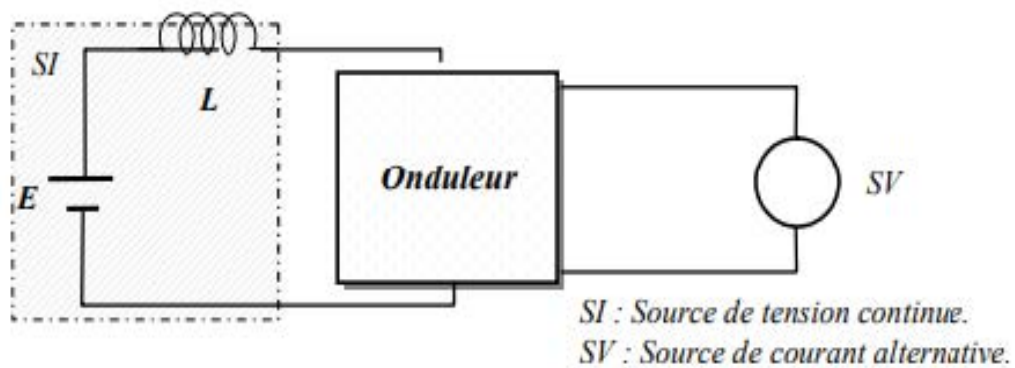


Figure II. 9. Représentation schématique d'un onduleur de courant.

Circuit de puissance d'un onduleur de courant : prenons comme exemple d'un onduleur de courant, le montage d'un pont triphasé à thyristors, figure (II.10) :

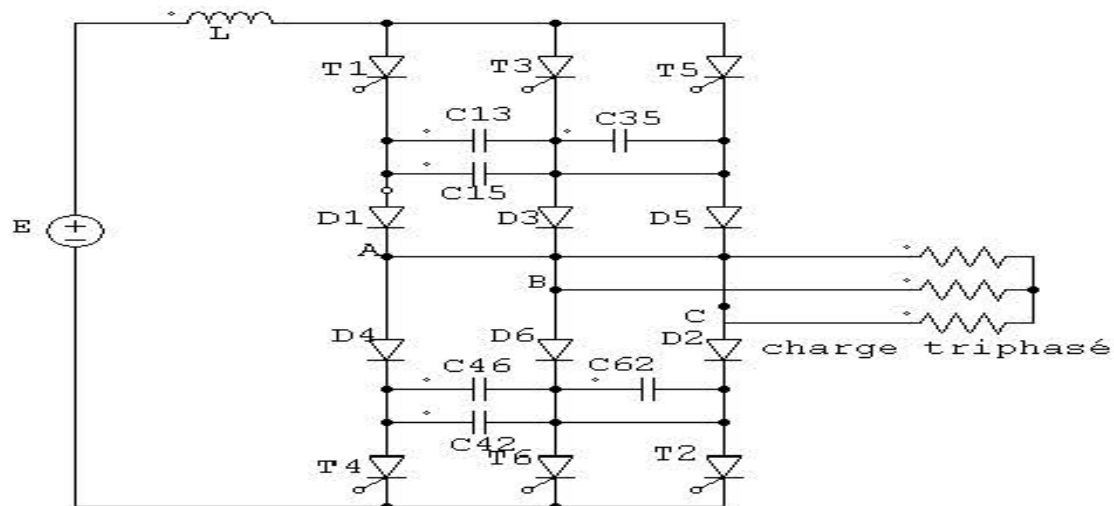


Figure II. 10. Onduleur de courant en pont triphasé à thyristors.

Les diodes en série servent à isoler les condensateurs de la tension de la charge.

L'inductance « L » empêche les brusques variations du courant (mise en court-circuit de la sortie n'est pas destructive) . Si T3 est amorcé, le condensateur C13 = C bloque T1, de même si T4 est amorcé, le condensateur C42 = C bloque T2 et ainsi de suite.[26]

II. 7. Onduleur triphasé à deux niveaux

II. 7. 1. Définition

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance (convertisseur statique) permettant de générer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique de tension ou de fréquence continue, convertisseur continu/alternatif. C'est la fonction inverse d'un redresseur et il est généralement branché après ce dernier. Un onduleur est donc une source de tension contrôlable en amplitude et en fréquence. De par sa structure, mettant en œuvre au moins deux cellules de commutation bidirectionnelles en courant. L'essentiel de ses applications consiste à générer une onde de tension sinusoïdale. Pour certains types d'application, il est nécessaire d'adjoindre un dispositif de filtrage. Ses grands domaines d'application sont :

- La variation de vitesse des machines électrique alternatives : avec amplitude et fréquence variables, et contenu harmonique minimisé.
- L'absorption sinusoïdale et correction du facteur de puissance : car les normes harmoniques imposent que les équipements connectés au réseau rejettent un faible niveau d'harmonique et par ailleurs l'onde de courant peut être mise en phase avec l'onde de tension d'entrée pour atteindre un facteur de puissance unitaire [30,31].

II. 7. 2. Présentation de notre onduleur

La figure II.11 montre la topologie d'un onduleur triphasé à deux niveaux utilisé dans ce travail. Cet onduleur est basé sur une structure en pont en H, constituée de trois bras. Chacun de ces derniers est équipé de deux cellules composé de semi-conducteur considéré comme interrupteurs électroniques de type IGBT bi-commandables, au borne desquels est monté une diode de retour en antiparallèle. La cellule ainsi définit forme un interrupteur bidirectionnel. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de

commande. Ils exigent une source continue. En générale, on utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur alimenté par ces derniers est alors appelé respectivement onduleur de courant ou de tension [30,31].

- Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le redresseur fournit un courant constant à l'onduleur. Une inductance de lissage L aide à maintenir le courant constant.
- Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur. Pour finir les commutateurs d'un même bras ne doivent pas être allumés en même temps pour éviter que la source soit court-circuitée (figures. II.11 et .II.12).

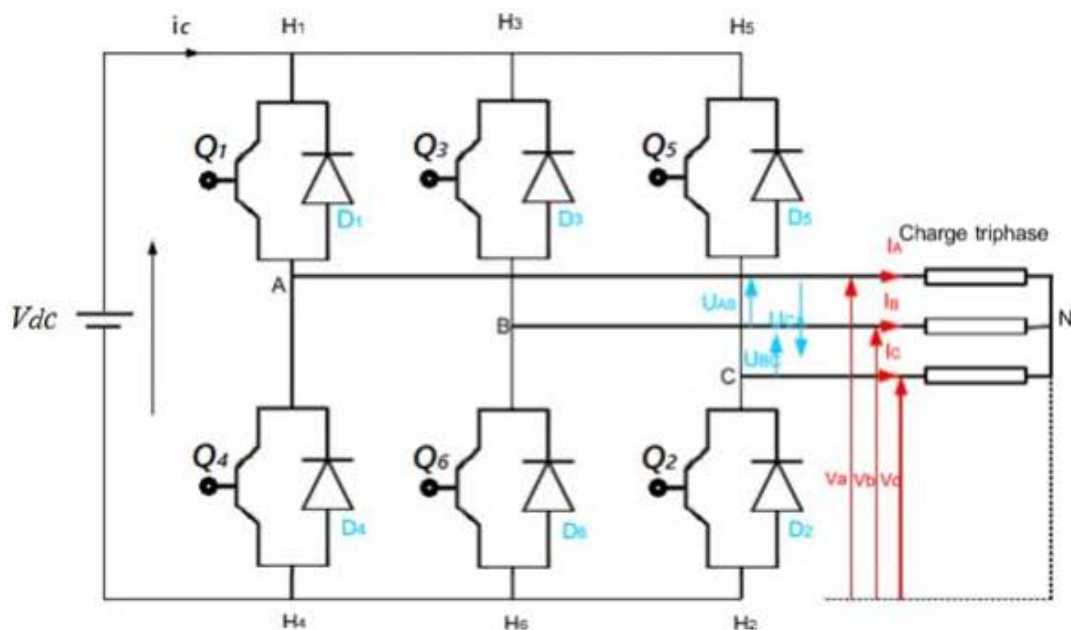


Figure II. 11. Schéma de puissance d'un onduleur de tension à deux niveaux

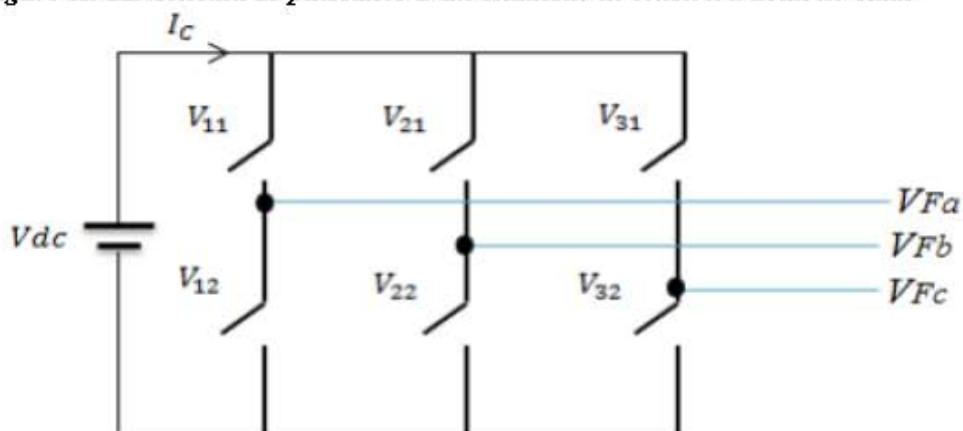


Figure II. 12. Schéma de commande d'un onduleur de tension à deux niveaux

II. 7. 3. Modélisation de l'onduleur

II. 7. 3. 1. Fonction de connexion

$$\text{Soit } \begin{cases} i = 1,2,3 \\ j = 1,2 \end{cases}$$

On associe à chaque interrupteur (semi-conducteurs) une fonction F_{ij} dite de connexion telle que F_{ij} peut prendre deux valeurs 0 et 1. On définit aussi ces interrupteurs par la représentation indicielle K_{ij} .

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 \text{ lorsque l' interrupteur est fermé} \\ 0 \text{ lorsque l' interrupteur est ouvert} \end{cases}$$

On a alors les deux équations suivantes :

$$I_{ij} = F_{ij} \cdot I_C \quad (\text{II.1})$$

$$V_{ij} = (1 - F_{ij}) \cdot V_{dc}$$

I_{ij} : Représente le courant traversant le semi-conducteur K_{ij} .

V_{ij} : Représente la tension traversant le semi-conducteur K_{ij} .

Ces deux équations nous permettent donc de calculer le courant et la tension aux bornes de chaque semi-conducteur [30,31].

II. 7. 3. 2. Fonction de conversion composée

Soit V_{Fab} , V_{Fbc} , V_{Fca} tels que :

$$V_{Fab} = V_{21} - V_{11}$$

$$V_{Fbc} = V_{31} - V_{21} \quad (\text{II.2})$$

$$V_{Fca} = V_{11} - V_{31}$$

A partir des fonctions de connexion, on peut écrire que :

$$V_{31} = (1 - F_{31})V_{dc}$$

$$V_{21} = (1 - F_{21})V_{dc} \quad (\text{II.3})$$

$$V_{11} = (1 - F_{11})V_{dc}$$

On peut ainsi démontrer que :

$$V_{Fab} = (1 - F_{21})V_{dc} - (1 - F_{11})V_{dc} = (F_{11} - F_{21})V_{dc}$$

$$V_{Fbc} = (1 - F_{31})V_{dc} - (1 - F_{21})V_{dc} = (F_{21} - F_{31})V_{dc} \quad (\text{II.4}).$$

$$V_{Fca} = (1 - F_{11})V_{dc} - (1 - F_{31})V_{dc} = (F_{31} - F_{11})V_{dc}$$

Sous forme matricielle, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{Fab} \\ V_{Fbc} \\ V_{Fca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} F_{ab} \\ F_{bc} \\ F_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Les fonctions de conversion composée sont donc :

$$\begin{bmatrix} V_{Fab} \\ V_{Fbc} \\ V_{Fca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{21} \\ F_{21} - F_{31} \\ F_{31} - F_{11} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

L'hypothèse est que les tensions simples V_{Fa} , V_{Fb} , V_{Fc} , forment un système triphasé équilibré.

A partir des fonctions de conversions composées, on peut obtenir les fonctions de conversion simple et donc les tensions simples :

$$\begin{aligned} V_{Fa} &= V_{Fab} - V_{Fca} \\ V_{Fb} &= V_{Fbc} - V_{Fab} \\ V_{Fc} &= V_{Fca} - V_{Fbc} \end{aligned} \quad (II.7)$$

Sous forme matricielle, cela donne :

$$\begin{bmatrix} V_{Fa} \\ V_{Fb} \\ V_{Fc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{ab} \\ F_{bc} \\ F_{ca} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

En multipliant les tensions simples aux tensions composées, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{Fa} \\ V_{Fb} \\ V_{Fc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{Fab} \\ V_{Fbc} \\ V_{Fca} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{Fa} \\ V_{Fb} \\ V_{Fc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

On obtient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{Fa} \\ V_{Fb} \\ V_{Fc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{Fa} \\ V_{Fb} \\ V_{Fc} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

II. 7. 3. 3.Fonction de conversion simple

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2F_{11} & -F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & 2F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & -1F_{21} & 2F_{31} \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

	S_{c1}	S_{c2}	S_{c3}	V_{10} V_{20} V_{30} Repère abc			V_{1N} V_{2N} V_{3N} Plan $\alpha\beta$			V_{10} V_{20} V_{30} Repère $\alpha\beta z$ (Park amplitude)			V_{10} V_{20} V_{30} Repère $\alpha\beta z$ (Park puissance)		
V_0	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	0	0	$-E\frac{\sqrt{3}}{2}$
V_1	1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0	$-\frac{E}{6}$	$E\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$-E\frac{1}{2\sqrt{3}}$
V_2	1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	$\frac{E}{6}$	$E\frac{1}{\sqrt{6}}$	$E\frac{1}{\sqrt{2}}$	$E\frac{1}{2\sqrt{3}}$
V_3	0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{3}}$	$-\frac{E}{6}$	$-E\frac{1}{\sqrt{6}}$	$E\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-E\frac{1}{2\sqrt{3}}$
V_4	0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0	$\frac{E}{6}$	$-E\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$E\frac{1}{2\sqrt{3}}$
V_5	0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	$-\frac{E}{6}$	$-E\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-E\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-E\frac{1}{2\sqrt{3}}$
V_6	1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{3}}$	$\frac{E}{6}$	$E\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-E\frac{1}{\sqrt{2}}$	$E\frac{1}{2\sqrt{3}}$
V_7	1	1	1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\frac{E}{2}$	0	0	$E\frac{\sqrt{3}}{2}$

Tabl. II. 1. Coordonnées des vecteurs dans le plan et dans l'espace

II. 8. Commande MLI

La commande MLI est la technique de pilotage la plus utilisée avec les onduleurs (MLI scalaire et vectorielle), elle a pour objectif de réduire les harmoniques de courants, il s'agit donc d'un filtrage naturel.

Les instants de commande des interrupteurs sont déterminés par les intersections d'une onde appelée <<porteuse>> avec une onde référence qui est la <<modulatrice>>. Cette dernière est la tension sinusoïdale désirée de fréquence f_m . La porteuse de forme d'onde triangulaire doit être d'une fréquence très supérieure à f_m .

Pour un système triphasé, le principe est tel que :

- La porteuse est commune pour chaque phase ;
- La modulatrice est propre à chaque phase.

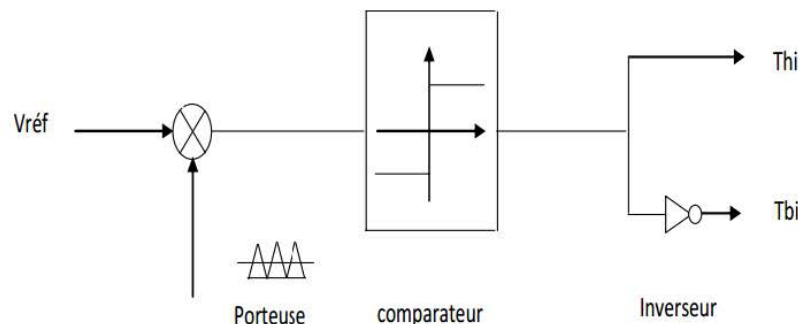


Figure II. 13. Contrôle du courant par MLI (schéma pour une phase)

Dans le cas de la référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la MLI :

Le taux de modulation m , égal au rapport de l'amplitude de sinusoïde V_m sur l'amplitude de la porteuse V_p

$$\text{Avec } m = V_m / V_p$$

L'indice de modulation r , égal au rapport des fréquences de la porteuse et de la référence :

$$\text{Avec } r = f_p / f_m$$

Plusieurs problèmes importants de l'entraînement à vitesse variable de la machine synchrone sont liés à la MLI : les pertes par commutation de l'onduleur, le bruit acoustique, les surtensions de ligne et les courants de fuite. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant moins d'harmoniques possible. [32] !

II. 8. 1. Principaux avantages de la MLI

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmoniques par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue [33].

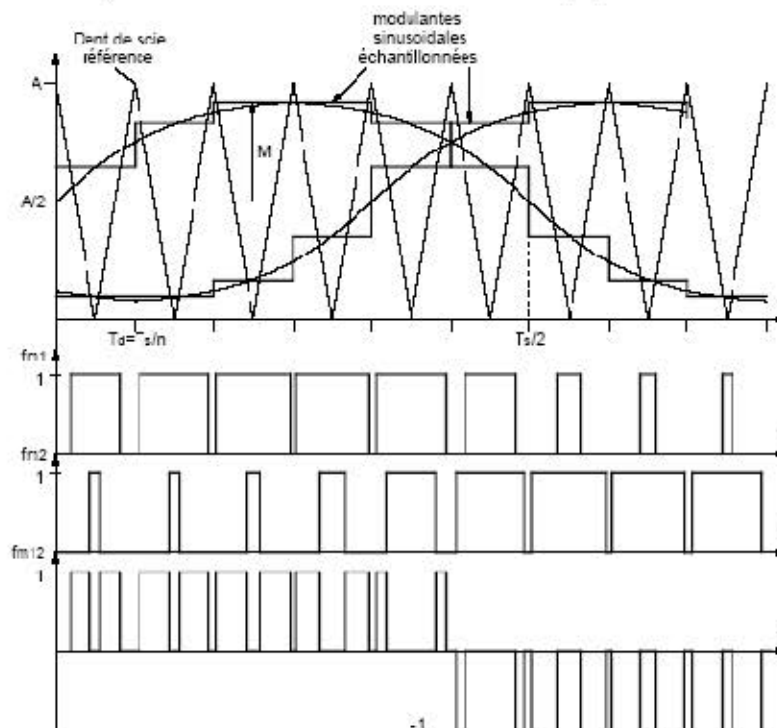


Figure II. 14. Exemple de MLI symétrique échantillonnée pour une phase d'un onduleur triphasé

II. 9. Commande par modulation sinus – triangle

La M.L.I sinus - triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante [34.35.36].

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{ref_as} = v_m \sin(2.\pi.f_s.t) \\ v_{ref_bs} = v_m \sin(2.\pi.f_s.t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ref_cs} = v_m \sin(2.\pi.f_s.t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.14)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4\left(\frac{t}{T_p}\right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm} \left[-4\left(\frac{t}{T_p}\right) + 3 \right] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.15)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f_s)
- Le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm})

Le mode de fonctionnement de cette technique est [37, 38] :

- Si $V_{ref}(t) > V_p(t)$ le transistor supérieur du bras de pont conduit.
- Si $V_{ref}(t) < V_p(t)$ le transistor inférieur du bras de pont conduit.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

Dans la figure (II.15), le principe de la commande M.L.I avec modulation sinus triangle est montré.

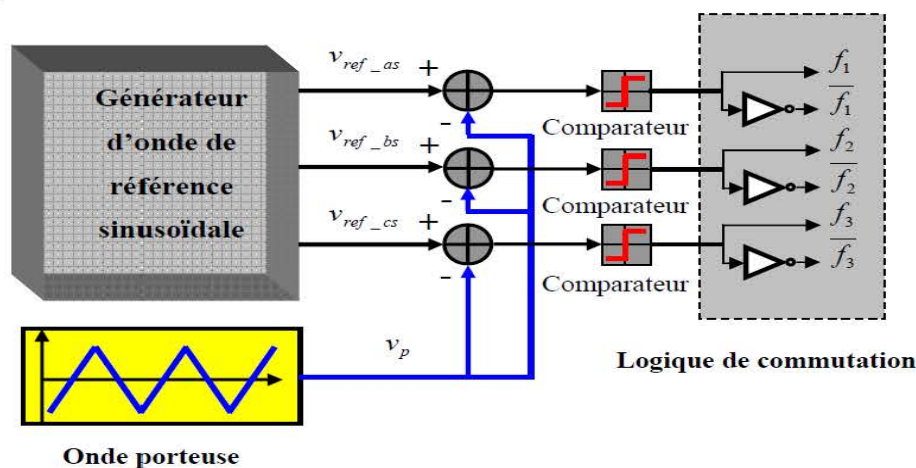


Figure II. 15. Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo – sinusoïdale[34]

II. 10. Commande par M.L.I Vectorielle « Space Vector Modulation S.V.M»

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles ($2^3 = 8$). Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan (α, β) par huit vecteurs de tension notés de v_0 à v_7 ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant régulièrement répartis tous les 60° (figure II.16).

Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur (figure II-17). Les valeurs de ces projections, assurant le calcul des temps de commutations désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons t_i et t_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_{com} de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_{com} [34, 36,38].

Les six interrupteurs de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire deux à deux, ce qui confère trois degrés de liberté à cet onduleur, ayant chacun deux états ; Fermé (1) ou Ouvert (0). De là, nous dressons le tableau des différents états du convertisseur pour chaque secteur (Tableau II.2).

		V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
Tensions triphasées simple	V_{as}	0	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0
	V_{bs}	0	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0
	V_{cs}	0	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0
Tensions transformées	V_s	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}E$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}E$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
	V_s	0	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0
Vecteur V_i	V_i	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0

Tabl. II. 2. Tensions v_{sa} et v_{sp} imposées par l'onduleur en fonction de (i).

La figure (II.16) fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur.

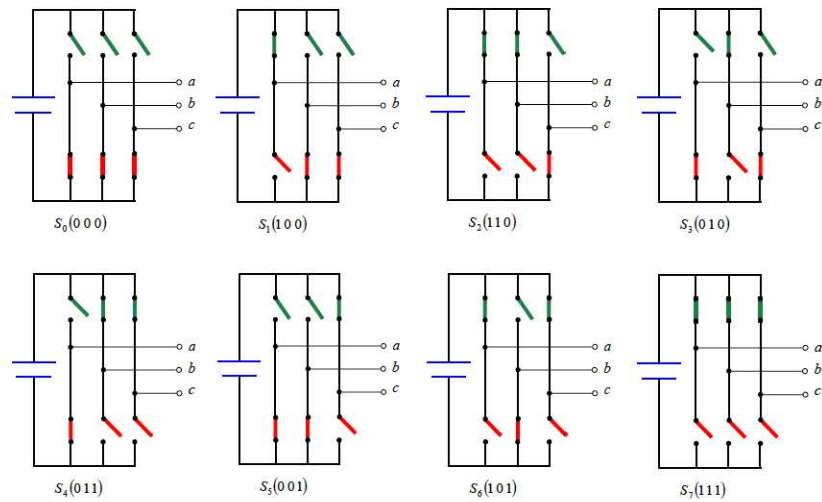


Figure II. 16. Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma de la figure(II.17)

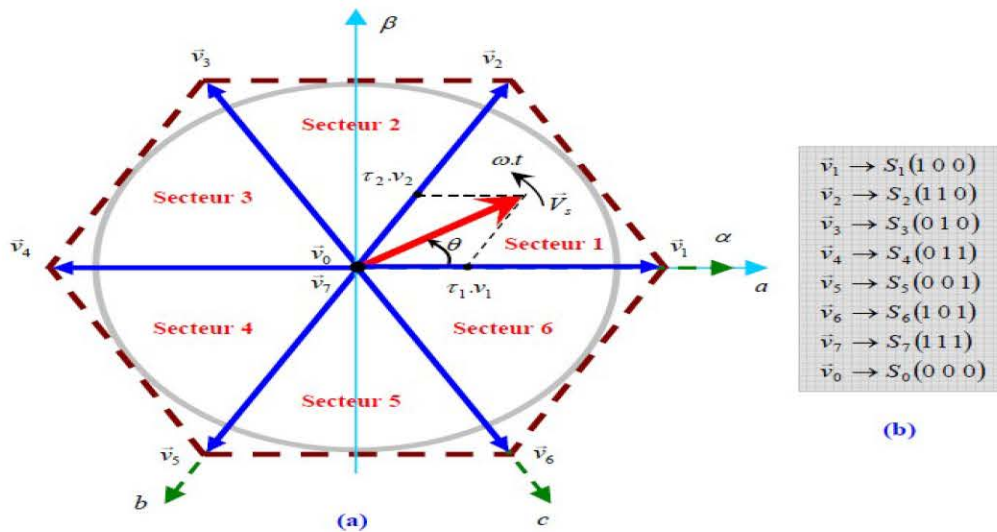


Figure II. 17. Diagramme des 6 secteurs de la SVM.

Le vecteur V_s se situe dans le secteur 1 entre le vecteur v_1 et v_2 , ce qui permet d'écrire :

$$\vec{V}_S = \frac{T_1}{T_{com}} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_{com}} \vec{V}_2 \quad (II.16)$$

Où T_{com} représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs v_1 et v_2 , elles sont exprimées par:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3}T_{com} \cdot \frac{|V_s|}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2 = \sqrt{3}T_{com} \cdot \frac{|V_s|}{E} \cdot \sin(\theta) \\ T_0 = T_{com} - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (II.17)$$

T_0 : la durée d'application de la séquence de roue - libre.

La figure (II.18), représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1.

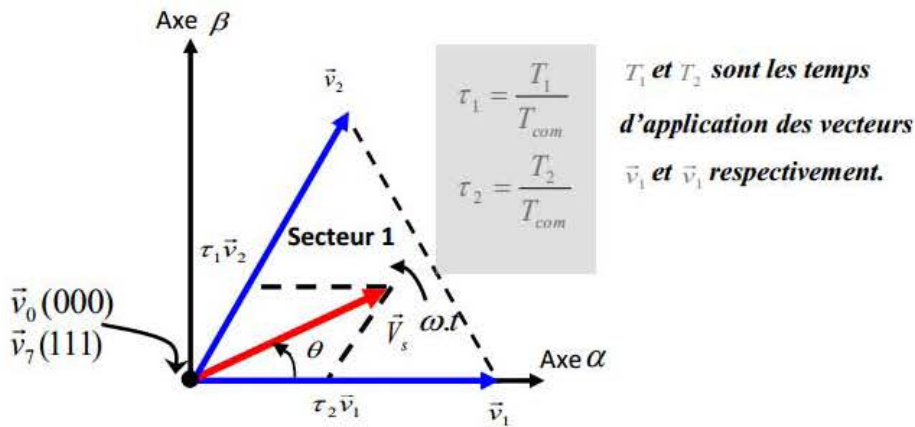


Figure II. 18. Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents.

La somme des deux vecteurs v_1 et v_2 , appliqués respectivement pendant les durées τ_1 et τ_2 , donne le vecteur V_s initial. En combinant ces deux vecteurs avec les vecteurs nuls (v_0 et v_7) et en codant par un « 1 » un interrupteur fermé et un zéro un interrupteur ouvert, nous pouvons reconstituer les signaux de commande à appliquer pour obtenir le vecteur V_s souhaité.

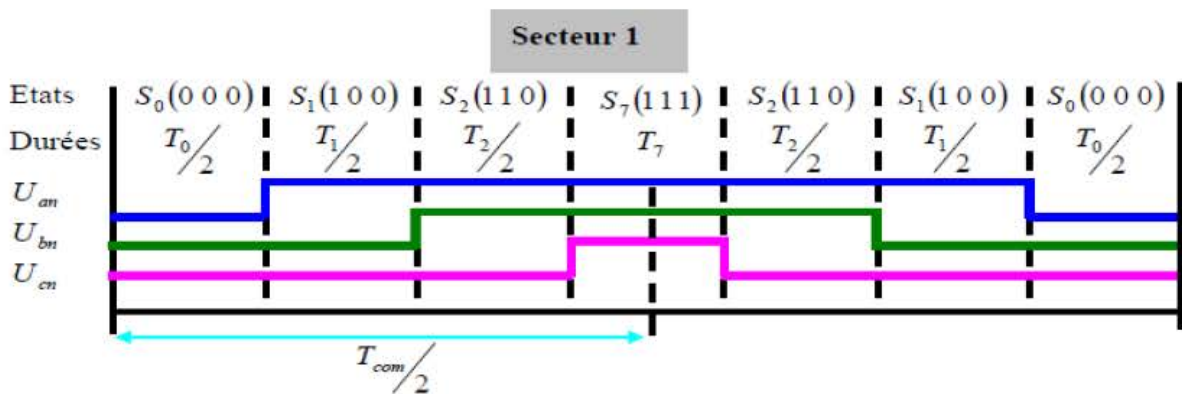


Figure II. 19. Reconstitution des signaux de commande de la SVM.

II. 11. Simulation de l'association onduleur de tension - machine asynchrone

II. 11. 1. Simulation de la commande MLI

Le schéma bloc de l'onduleur de tension associé à la stratégie de commande par MLI sinus-triangle utilisé pour la simulation sous Matlab/Simulink est représenté sur la Fig. II. 20, alors que les résultats de simulation obtenus sont donnés par les Fig. II. 21, Fig. II.22 et Fig. II.23. En effet, la Fig. II.21 représente la forme d'onde de l'onde porteuse ainsi que l'onde modulatrice sur la phase a. Les points d'intersection des deux ondes génèreront les signaux de commande des trois bras. Dans cette optique, la Fig. II.22 représente les signaux de commande du bras a. Enfin, la Fig. II.23 donne la tension de sortie de l'onduleur de tension générée par MLI sinus-triangle.

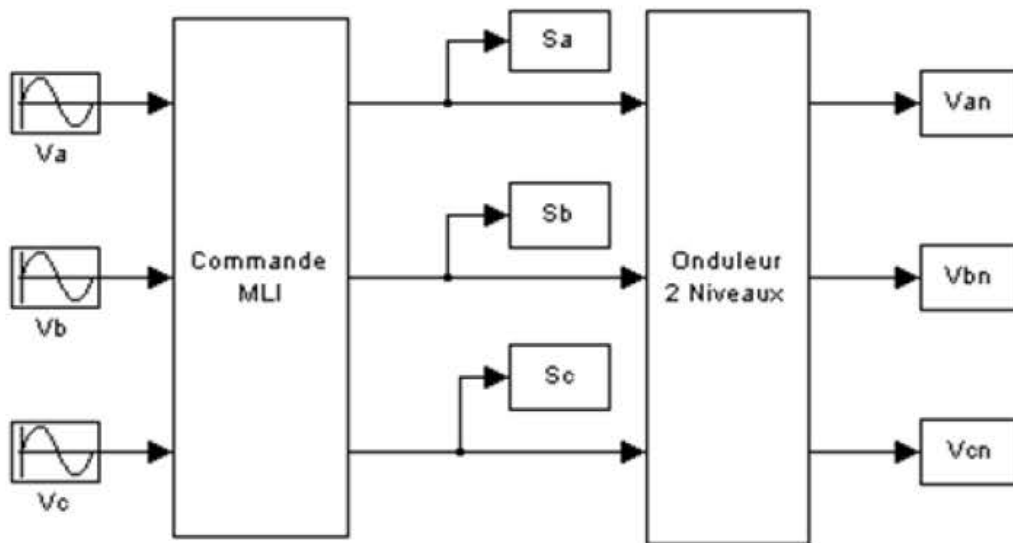


Fig. II.20 : Simulation de l'onduleur de tension à deux niveaux.

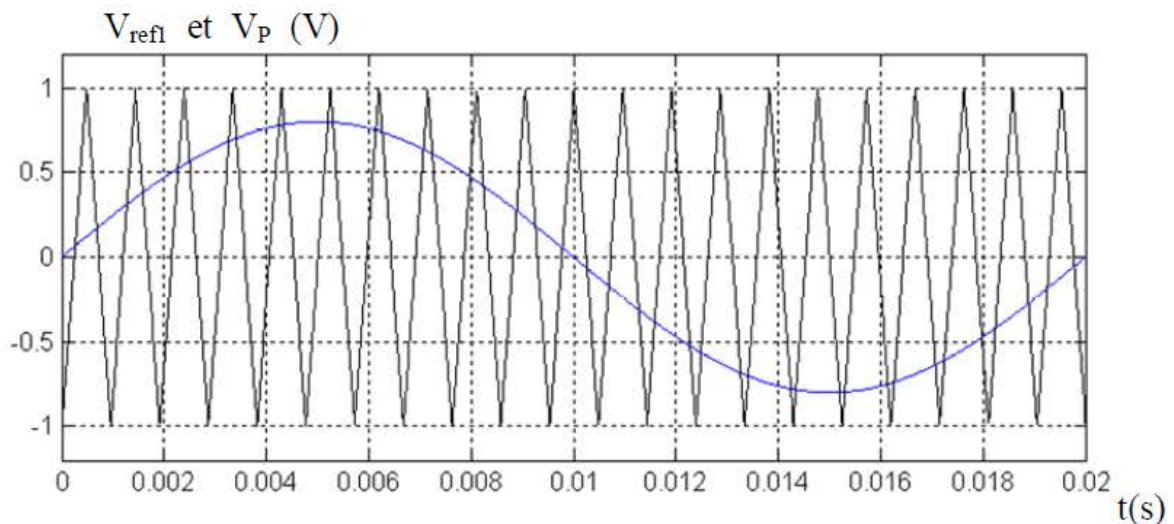


Fig. II. 21. Principe de modulation sinus-triangle.

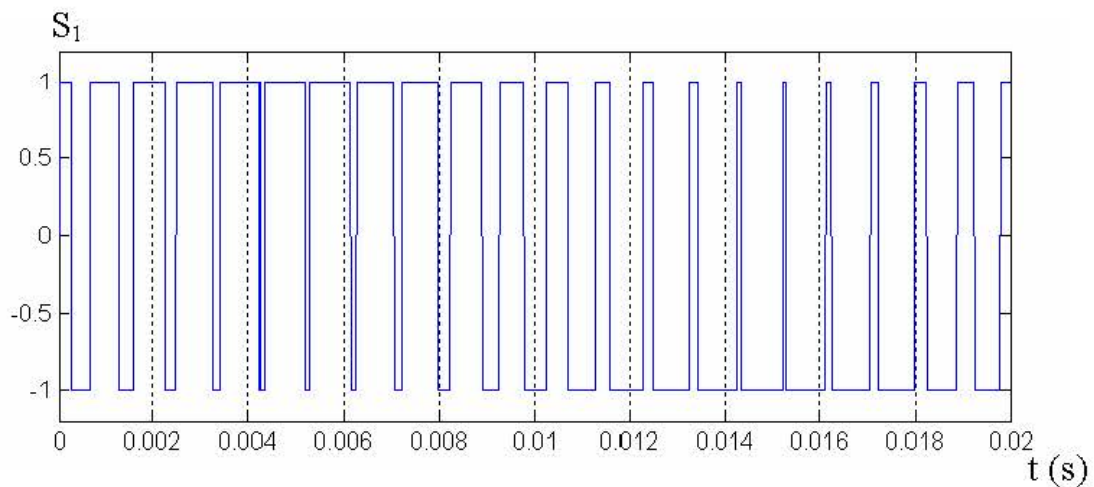


Fig. II.22 : Signal de commande généré par la MLI sinus-triangle

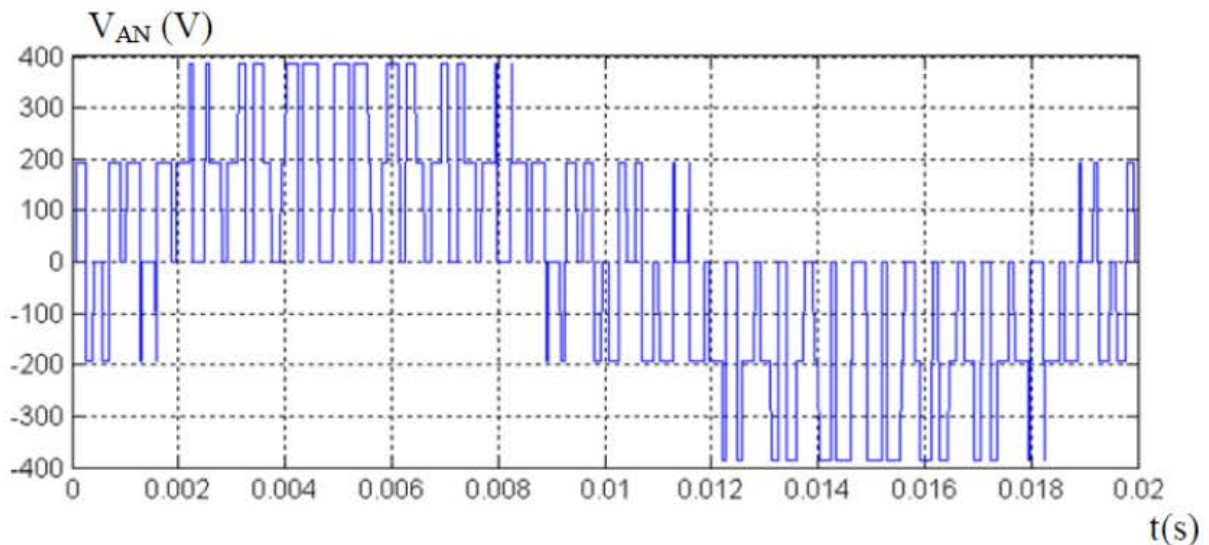


Fig. II. 23 : Tension de sortie de l'onduleur de tension (phase a)

II. 11. 2. Simulation de l'association onduleur à MLI - Machine asynchrone

Le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à MLI sinus-triangle est donné par les Fig. II. 24 et Fig. II.25. En effet, sur la Fig. II. 24, le démarrage avec un onduleur de tension de la machine asynchrone à vide permet d'avoir un établissement du régime permanent pratiquement identique à celui du démarrage avec un système triphasé de tensions parfaites.

Par contre, le couple électromagnétique présente des oscillations au début du démarrage, il continue avec des oscillations moins importantes dues à la distorsion des tensions issues de l'onduleur à MLI qui sont déformées de la forme sinusoïdale. La forme du courant de ligne absorbé est très rapprochée de la sinusoïde avec des oscillations autour de cette valeur. Pour la Fig. II.25 un couple résistant est appliqué pour simuler un fonctionnement en charge.

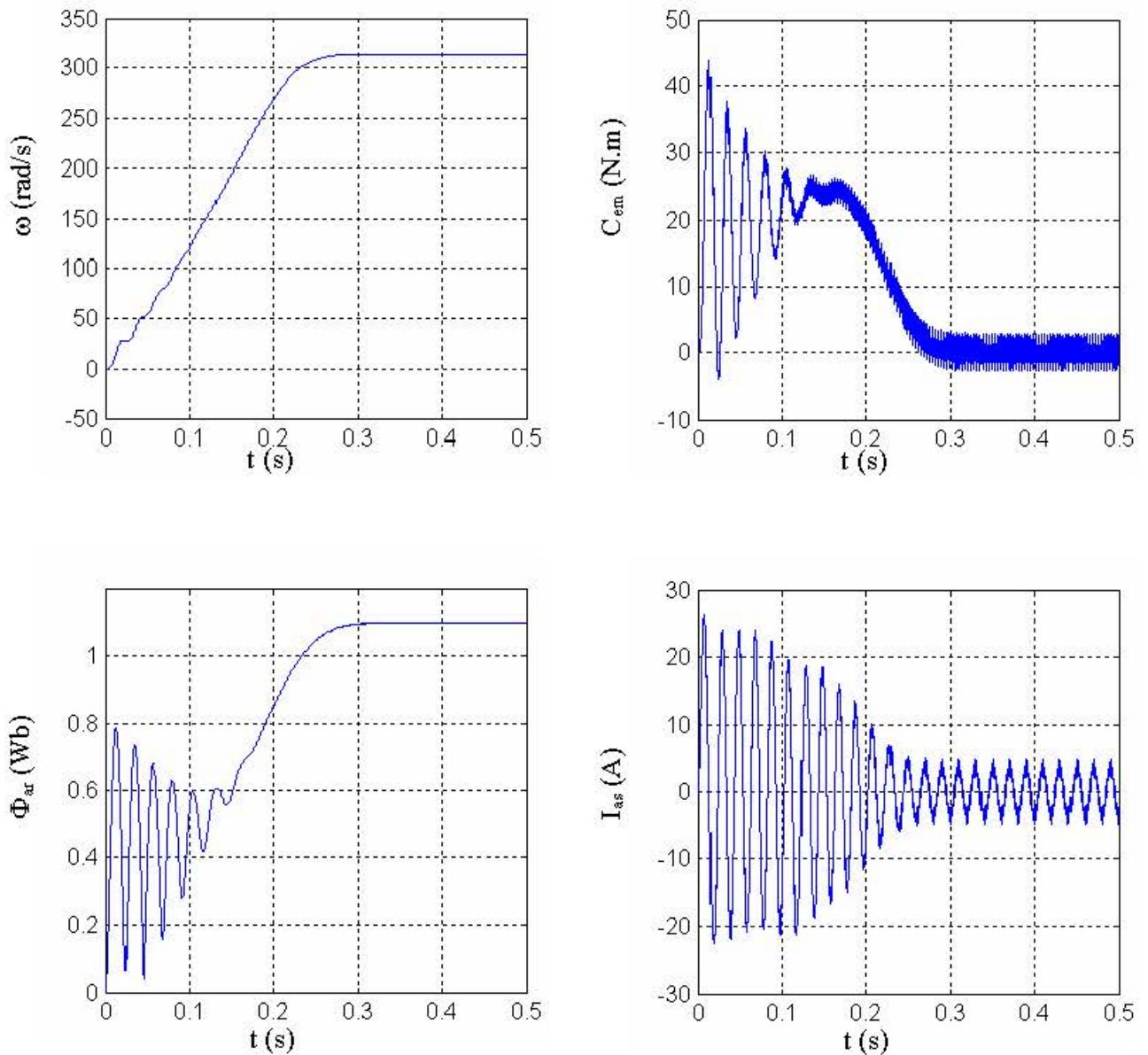


Fig. II.24 : Démarrage de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI à vide

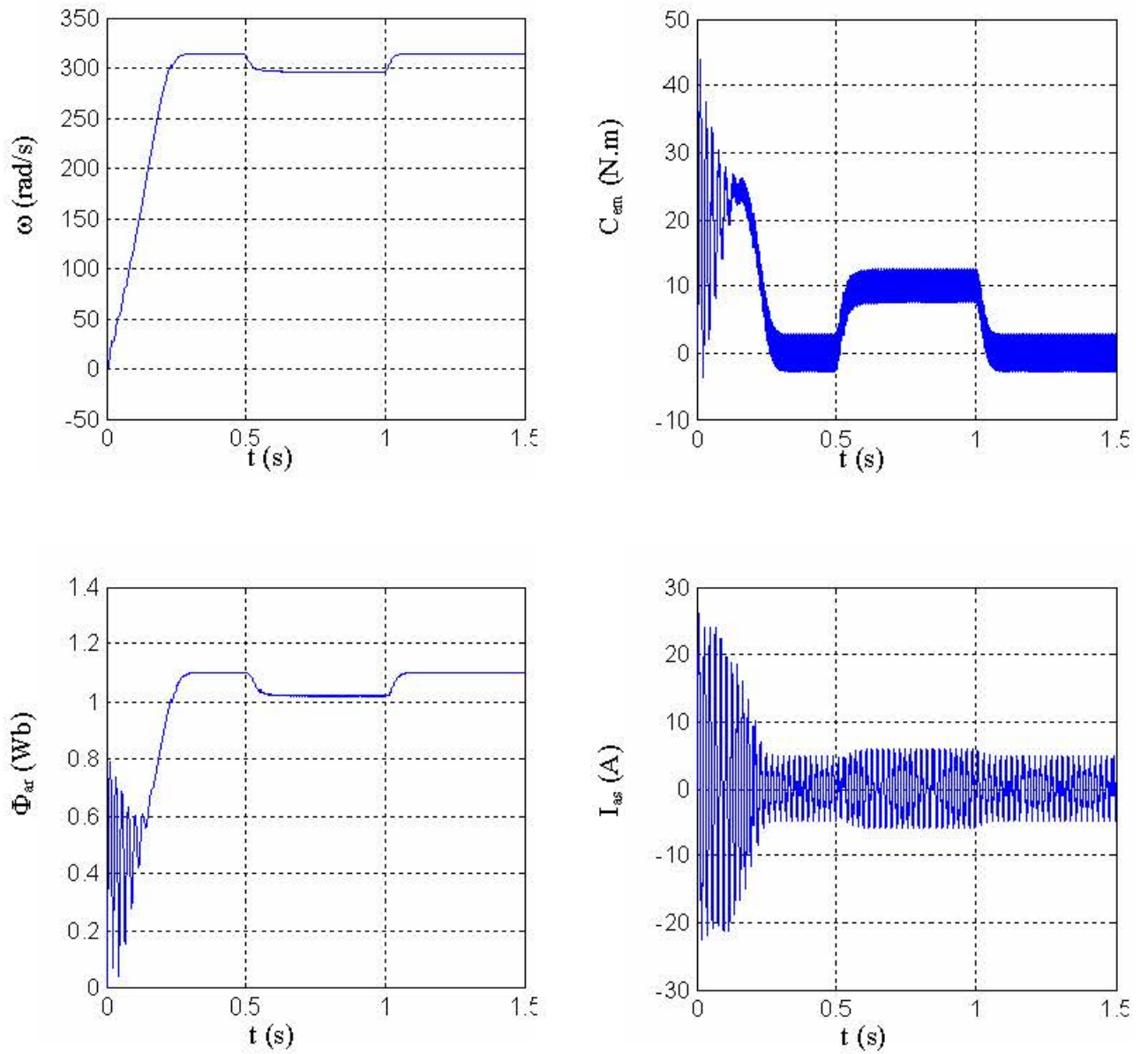


Fig. II.25 : Démarrage de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI en charge avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre 0,5s et 1s

II. 12. Conclusion

Dans ce chapitre, le fonctionnement d'un onduleur triphasé associé à un moteur asynchrone est présenté. Ensuite pour la stratégie de commande MLI sinus-triangle, nous avons fourni les relations fondamentales permettant le calcul des différents signaux de commutation durant une période de modulation. La stratégie MLI sinus-triangle sera utilisée ultérieurement dans la commande vectorielle de la machine asynchrone.

TROISIEME CHAPITRE

Commande vectorielle de la machine asynchrone

III. 1. Introduction

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [39].

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu MCC à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit).

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent.

III. 2.Principe du contrôle vectoriel à flux orienté

L'objectif de ce type de contrôle est d'obtenir un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur flux « ϕ » et de la grandeur courant I , générateur du couple. Il s'agit donc de retrouver la quadrature entre courant (I) et flux (ϕ) naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation – producteur de flux ; et courant d'induit producteur de couple). La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux fortement couplés. La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant « $I_{d\phi}$ » et le couple par l'autre composante « $I_{q\phi}$ ». Pour cela, il faut choisir un système d'axe d, q et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. [39]

Le principe de la commande vectorielle est représenté par la figure (III.1).



Figure III. 1. Schéma de principe de la commande de vectorielle

III. 3. Choix du référentiel

On peut a priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer et vérifier le degré de découplage entre le flux et le couple selon ce choix. Dans ces conditions si on choisit :

- Référentiel lié au flux statorique : $\Rightarrow \phi_{ds} = \phi_s$, $\phi_{qs} = 0$
- Référentiel lié au flux rotorique : $\Rightarrow \phi_{dr} = \phi_r$, $\phi_{qr} = 0$

- Référentiel lié au flux d'entrefer : $\Rightarrow \Phi_{sdm} = \Phi_m, \Phi_{sqm} = 0$

Dans les trois référentiels, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composante est l'image du couple. Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. [40]

Ce référentiel est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparable à ceux de la machine à courant continu.

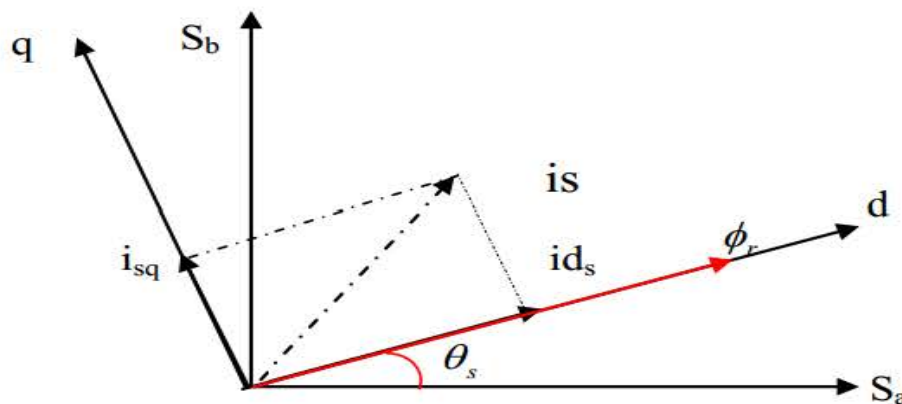


Figure III. 2. Principe du control vectoriel dans un référentiel lié au flux rotorique.

III. 4. Classification des méthodes de commandes

En général il y a plusieurs classifications des méthodes de commande vectorielle [41]

Suivant l'alimentation, en considérant celle qui est donnée en tension ou celle donnée en courant.

Suivant l'orientation du flux, On distingue trois types : orientation du flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

Méthode directe ou indirecte, la première méthode est réalisée par de nouvelle stratégie basée sur l'estimation ou la mesure directe du vecteur flux [41]. Quant à la deuxième méthode, elle est fondée sur le principe de la détermination de la position du flux sans avoir recours à sa connaissance directe. Les méthodes directes cherchent à recueillir l'information sur la position et l'amplitude du flux au moyen de capteurs physiques de flux (Sondes de hall, Enroulement de mesures) ou moyen de capteurs virtuels par les algorithmes d'estimation. Cette dernière solution à l'avantage de préserver la standardisation de la machine asynchrone sans aucune modification. Ainsi la machine conserve toutes ses qualités standards de robustesse, de simplicité de fabrication en plus du coût de l'installation.

Nous récapitulons ces méthodes dans la figure (III.3) suivante :

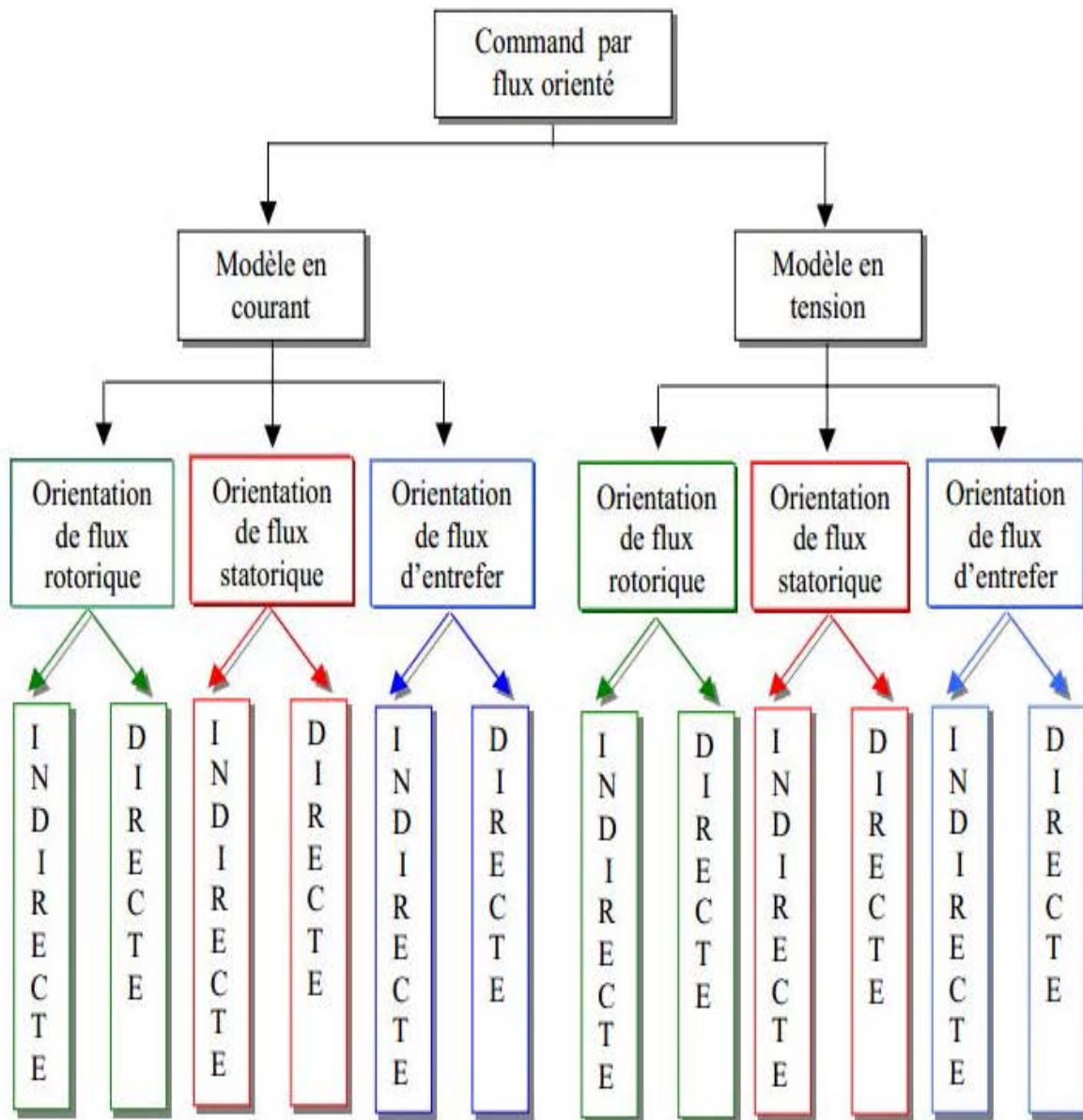


Figure III. 3. Classification des méthodes de commande par orientation de flux .

III. 5. Objectif de la commande vectorielle

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé. Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaires à celles de la machine à courant continu, il faut, par un système de commande extérieur à la Machine asynchrone, réaliser un découplage du flux et du couple, ceci évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux

du couple. Cela est réalisé aujourd'hui par la commande vectorielle à flux orienté ou par champ orienté (de l'anglais, Field Oriented Control ou FOC).[42]

III. 6. Historique

Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Leonhard dix ans plus tard.

Les publications de Leonhard (1983) montrent que l'implantation de la CV offre à la machine asynchrone alimentée en courant et en tension des performances comparables à celles de la machine à courant continu.

Dernièrement, de nombreux développements et raffinements ont été introduits, grâce en grande partie, aux moyens matériels et logiciels permettant la connaissance parfaite de la position instantanée du flux du rotor.[42]

III. 7. Principe de la commande vectorielle

Quel que soit l'objectif de la commande (vitesse, position,...) il est nécessaire de contrôler instantanément le couple. Ceci peut se faire en agissant sur les courants statoriques réels soit en agissant sur leurs composantes directe et en quadrature [43]

La commande vectorielle consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Le modèle de la machine asynchrone est non linéaire et il est couplé. En effet le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs I_d et I_q . Si on compense les termes de couplage existant entre les axes d et q, la tension V_d permet de commander I_d et la tension V_q permet de commander I_q et donc le couple. On trouve ainsi une analogie avec la MCC. Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux statorique (réduire le courant au seul composant I_q). [6 ,7].

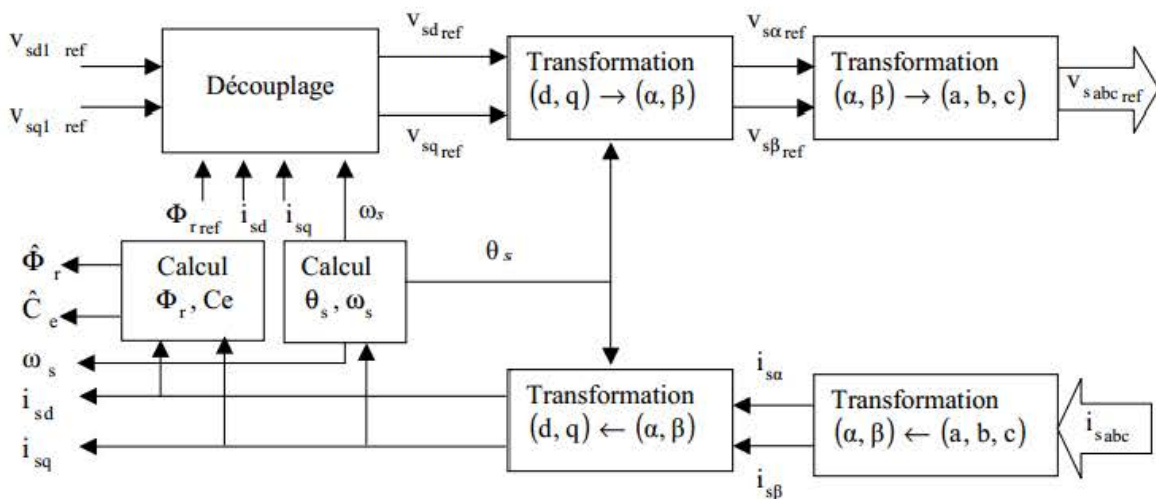


Figure III. 4.Principe de la commande par orientation de flux [41].

III. 8. Variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [46,47] :

- Suivant la source d'énergie :
 - Commande en tension (Voltage Source Inverter) ;
 - Commande en courant (Current Controlled Inverter).
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
 - Commande vectorielle de flux rotorique ;
 - Commande vectorielle de flux statorique ;
 - Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).
- Suivant la détermination de la position du flux :
 - Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase) ;
 - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

III. 9. Méthodes de commande

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par une machine asynchrone alimentée par un convertisseur statique indirecte. La commande de la machine asynchrone nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe directe d tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux :[49]

- Une commande indirecte ;
- Une commande directe.

III. 9. 1. Commande vectorielle directe

Pour déterminer le position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteur spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- Le non fiabilité de la mesure du flux ;
- problème de filtrage du signal mesuré ;
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation ;
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [48].

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux.

Nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur.

III. 9. 2. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [49].

III. 10. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

La commande vectorielle a les avantages suivants :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire la commande scalaire).
- Elle est précise et rapide.
- Elle permet un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

Elle a également certains inconvénients:

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP .). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables de l'augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.

- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimation de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple. [50]

III. 11. Commande indirecte

Dans cette commande, l'estimation de flux rotorique n'est pas nécessaire, mais on peut régler le flux rotorique à l'aide d'un capteur ou un estimateur de flux, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor [42].

III. 11. 1. Calcul de ω_s et θ_s

La pulsation statorique s'écrit :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_r} \quad (III. 1)$$

La position est obtenue par l'intégration de ω_s :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$$

III. 12. Régulateur PI

III. 12. 1. Introduction

Le correcteur à action proportionnelle intégrale noté PI couvre une large gamme d'applications industrielles. Il doit sa grande diffusion à la simplicité de sa synthèse et de sa mise en œuvre, il peut être réalisé électriquement ou à partir de modules pneumatiques ou mécaniques [52]. Il délivre une commande au processus à partir de l'erreur entre la consigne et la sortie réglée ($e = w - y$).

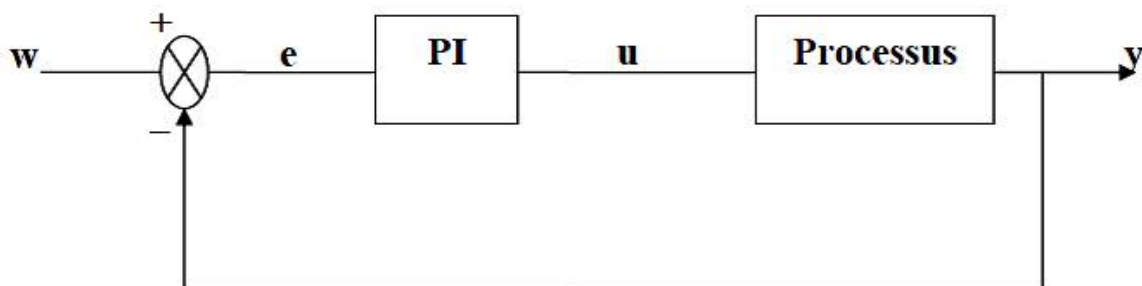


Figure III. 5. Schéma synoptique général d'une boucle de régulation

L'action proportionnelle est caractérisée par ($u = K_p (w - y)$). Si le gain K_p augmente, l'erreur statique et le temps de réponse sont réduits, mais le moteur asynchrone est plus sollicité au démarrage et le système corrigé peut devenir instable.

L'action intégrale est donnée par $u = K_i \int_0^t e(v)dv$ sur un processus sans intégrateur elle permet d'éliminer l'erreur statique, elle augmente le gain et diminue la phase aux fréquences faibles, si K_i diminue, la contribution de l'intégrateur diminue et le système rejette plus lentement les perturbations. Inversement, si K_i augmente, le système réagit plus rapidement, mais le dépassement sur la sortie s'amplifie.

III. 12. 2. Méthodes de synthèse du régulateur PI

Lors de la synthèse d'un régulateur (détermination de ses paramètres K_i et K_p) il est important de considérer quelques critères typiques :

- Atténuation des perturbations de charge ;
- Poursuite de signal de référence ;
- Robustesse vis à vis des incertitudes de modélisation ;
- Atténuation de bruit de mesure.

III. 12. 2. 1. Méthode temporelle de Ziegler-Nichols

La méthode temporelle de Ziegler-Nichols est basée sur la réponse indicielle du procédé en boucle ouverte. La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III. 2)$$

Où les paramètres K_p et K_i sont donnés par :

$$K_p = 0,9 \frac{\tau_2}{\tau_1} G_0 \quad (III. 3)$$

$$K_i = \frac{K_p}{3,3\tau_1} \quad (III. 4)$$

Où : G_0 et τ peuvent être obtenus à partir de la réponse indicielle du procédé comme il est montré dans la figure III.6.

III. 12. 2. 2. Méthode des essais successifs

Pour le réglage d'un régulateur PI, on procède de la manière suivante [52]

- Supprimer l'action intégrale ou la mettre à sa valeur minimale ;
- Réduire progressivement la bande proportionnelle jusqu'à l'obtention en appliquant de petits échelons sur l'entrée de référence d'une réponse avec oscillations s'amortissant dans un rapport d'environ 0,25 sur chaque période ;

À partir de ce réglage, augmenter progressivement l'action intégrale jusqu'à l'obtention d'une réponse satisfaisante.

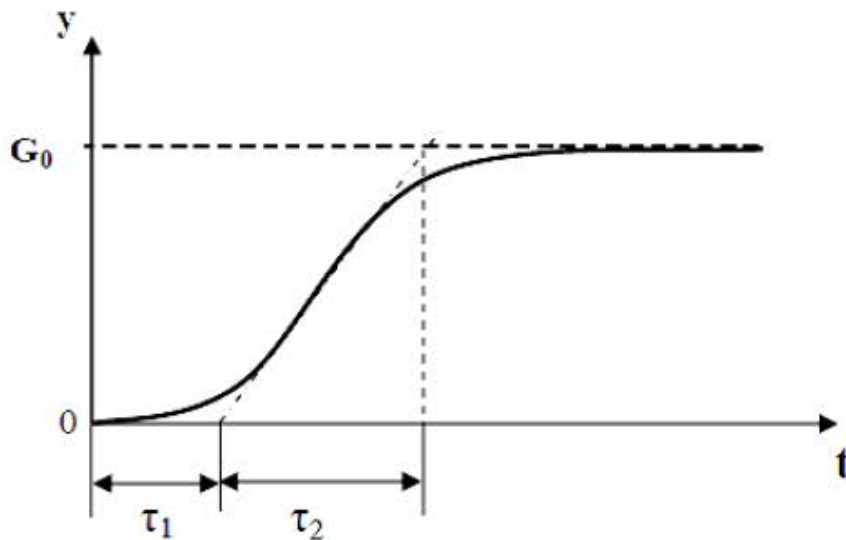


Figure III. 6. réponse indicielle du système en boucle ouverte

III. 12. 3. Réglage de la vitesse avec un régulateur PI

En insérant un régulateur PI dans la boucle de régulation, le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit :

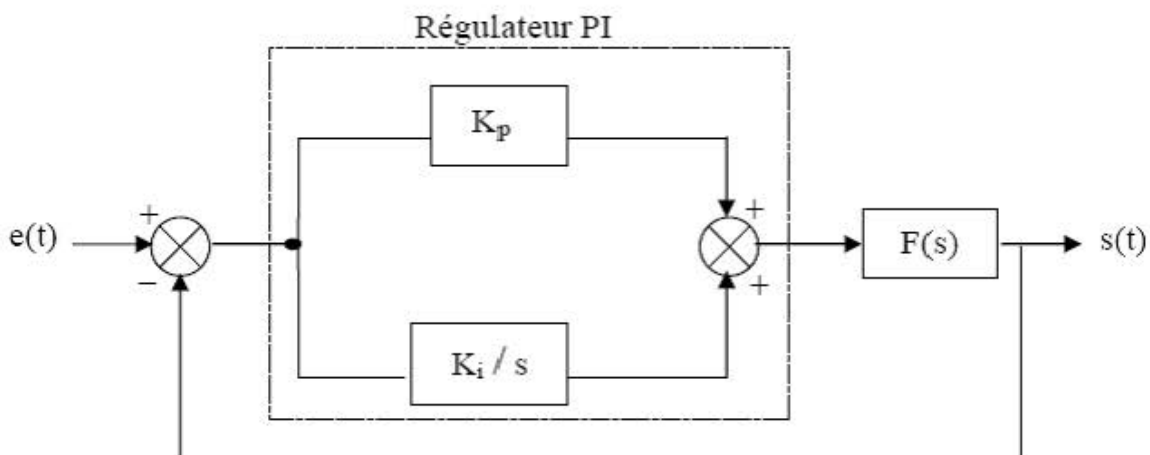


Figure III. 7. structure d'un régulateur PI classique

Où : $F(s)$: représente la fonction de transfert du système à réguler.

Les régulateurs linéaires les plus utilisés sont régis par la loi mathématique de la forme suivante (PID) :

$$e(t) = K_P \left[\xi(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \xi(t) dt + T_d \frac{d\xi(t)}{dt} \right] \quad (III. 5)$$

Dans le présente travail on a utilisé des régulateurs de vitesse, de courant i_{qs} et de courant i_{ds} de type PI (Proportionnel Intégrateur).

III. 12. 4. Régulateurs de vitesse

A partir de l'équation du mouvement :

$$J \frac{d\Omega}{d_r} + f\Omega = ce - cr \quad (III. 6)$$

Le régulateur de vitesse prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée et il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence).

Après transformation de Laplace de l'équation du mouvement on trouve :

$$\Omega = \frac{\frac{1}{J}}{S + \frac{f}{J}} (ce - cr) \quad (III. 7)$$

$$\Omega = \frac{K}{\tau S + 1} (ce - cr) \quad (III. 8)$$

Avec

$$K = \frac{1}{f}, \quad \tau = \frac{J}{f}$$

Le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse (régulateur PI) sera donc :

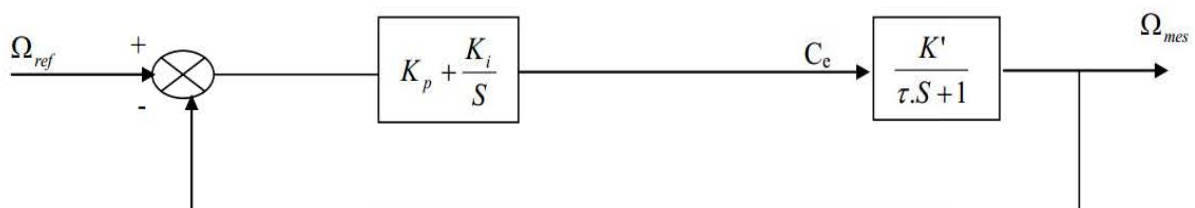


Figure III. 8. Régulateur de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(S) = \frac{\left(K_P + \frac{K_i}{S}\right) \cdot \left(\frac{K}{\tau S + 1}\right)}{1 + \left(K_P + \frac{K_i}{S}\right) \left(\frac{K}{\tau S + 1}\right)} \quad (III. 9)$$

$$H(S) = \frac{\frac{K_P \cdot K}{\tau} \cdot S + \frac{K \cdot K_i}{\tau}}{S^2 + \left(\frac{K_P \cdot K + 1}{\tau}\right) S + \frac{K_i \cdot K}{\tau}} \quad (III.10)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre. La stabilité d'un système ne fait intervenir que les pôles donc le dénominateur de H(S), par suite l'étude de la stabilité de notre système se fait en identifiant la fonction de transfert obtenue à la transmittance [51].

$$H(S) = \frac{N(S)}{S^2 + 2 \xi w_0 S + w_0^2} \quad (III.11)$$

Avec :

w_0 : Pulsation propre du système

ξ : Coefficient d'amortissement

Par analogie on obtient :

$$\begin{cases} 2 \xi w_0 = \frac{K_P K + 1}{\tau} \\ w_0^2 = \frac{K_i \cdot K}{\tau} \end{cases} \quad (III.12)$$

$$\left\{ K_P = \frac{2 \xi w_0 \cdot \tau - 1}{K} \right. \quad (III.13)$$

$$\left\{ K_i = \frac{w_0^2 \cdot \tau}{K} \right. \quad (III.14)$$

III. 12. 3. Régulateur de courant i_{ds}

Il prend en entrée le courant i_{ds} de référence et sa mesure, il agit sur la tension de référence V_{ds} . Régler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant car :

$$\Phi_r = \frac{M}{T_r S + 1} i_{ds} \quad \text{avec :} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (III.15)$$

On écrit alors :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \cdot i_{ds} + F_{emd} + V_{ds} \right) \right] \quad (III.16)$$

Avec :

$$F_{emd} = w_s \cdot \sigma L_s i_{qs} + \frac{M \cdot R_r}{L_r^2} \cdot \phi_r \quad (III.17)$$

$$\sigma L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \left[R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right] i_{ds} = F_{emd} + V_{ds} \quad (III.18)$$

Après transformation de la place on trouve :

$$i_{ds} = \frac{K'}{\tau' S + 1} (V_{ds} + F_{emd}) \quad (III.19)$$

Avec :

$$K' = \frac{1}{R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r}, \quad \tau' = \frac{\sigma L_s}{R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r}$$

Le schéma fonctionnel de la régulation de courant i_{ds} par un régulateur PI sera donc :

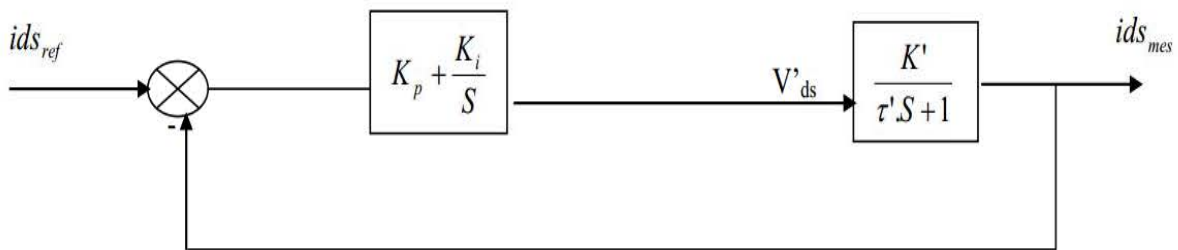


Figure III. 9. Régulateur de courant i_{ds}

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(S) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{K'}{\tau' S + 1} \right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{K'}{\tau' S + 1} \right)} \quad (III.20)$$

$$H(S) = \frac{\left(\frac{K_p \cdot K'}{\tau'} \right)}{S^2 + \left(\frac{K_p \cdot K' + 1}{\tau'} \right) \cdot S + \frac{K_i \cdot K'}{\tau'}} \quad (III.21)$$

Par analogie, on écrit :

$$\begin{cases} 2 \xi \omega_0 = \frac{K_p \cdot K' + 1}{\tau'} \\ \omega_0^2 = \frac{K_i \cdot K'}{\tau'} \end{cases} \quad (III.22)$$

$$\Rightarrow \left\{ K_p = \frac{2 \xi \omega_0 \tau' - 1}{K'} \right. \quad (III.23)$$

$$\left\{ K_i = \frac{\omega_0^2 \cdot \tau'}{K'} \right. \quad (III.24)$$

III. 12. 4. Régulateur de courant I_{qs}

Il prend en entrée le courant de référence et sa mesure, il agit sur la tension de référence V_{qs} pour ajuster le courant i_{qs} . On écrit alors :

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) \cdot i_{qs} + F_{emq} + V_{qs} \right] \quad (III.25)$$

Avec :

$$F_{emq} = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{ds} - \frac{M}{L_r} \cdot \omega_r \cdot \phi_r$$

On suit le même calcul que pour le courant i_{ds} .

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant i_{qs} sera donc :

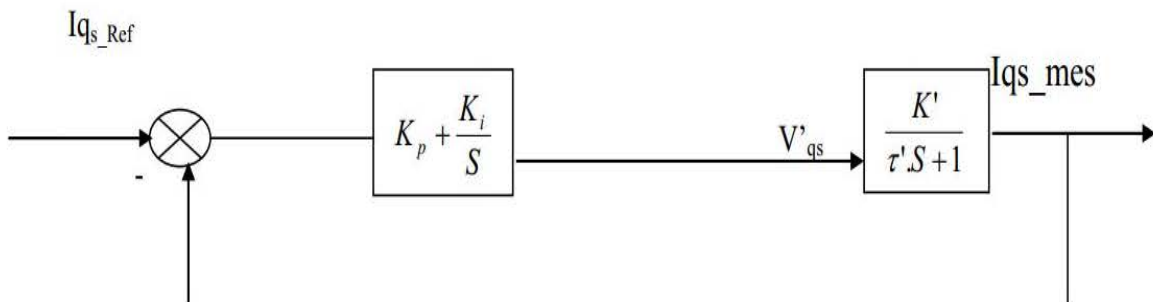


Figure III. 10. Régulateur de courant i_{qs}

$$H(S) = \frac{\left(\frac{K_p \cdot K'}{\tau'} \right) \cdot S + \frac{K_i + K'}{\tau'}}{S^2 + \left(\frac{K_p \cdot K' + 1}{\tau'} \right) \cdot S + \frac{K_i \cdot K'}{\tau'}} = \frac{i_{qs_mes}}{i_{qs_ref}} \quad (III.26)$$

Par analogie, on obtient :

$$\left\{ K_P = \frac{2 \xi w_0 \cdot \tau' - 1}{K'} \right. \quad (III.27)$$

$$\left\{ K_P = \frac{w_0^2 \cdot \tau'}{K'} \right. \quad (III.28)$$

$$\text{Avec : } w_0 = \frac{3}{T_{\text{rep}} \xi}$$

T_{rep} : Le temps de réponse

ξ : 0,707.

III. 13. Régulateur PI à gain variable

L'utilisation de contrôleurs PI pour la commande de la vitesse d'un moteur à induction est souvent caractérisée par un dépassement en mode poursuite et un lent rejet des perturbations de charge [52]. Ceci est principalement causé par le fait que les gains du contrôleur PI ne peuvent être réglés pour résoudre en même temps le problème du dépassement et celui du lent rejet des perturbations de charge. Un réglage pour l'élimination du dépassement entraînera un très lent rejet de perturbations, et un réglage pour un rejet rapide des perturbations entraînera un dépassement très important, voir même une instabilité du système.

Afin de parer à ce problème, on propose l'utilisation d'un régulateur PI à gain variable. La valeur des gains proposés augmente linéairement entre deux réglages : le réglage de démarrage qui permet une élimination du dépassement, et le réglage du régime permanent qui permet un rejet rapide des perturbations.

III. 13. 1. Description du régulateur PI à gain variable

La description du régulateur PI à gain variable VGPI (Variable Gain PI) est basée sur celle du régulateur PI classique. Seulement, les gains K_p et K_i du régulateur PI classique sont fixes, alors que ceux du régulateur à gain variable varient avec le temps suivant les fonctions suivantes :

Le gain proportionnel K_p est donné par l'expression suivante :

$$K_p = \begin{cases} (V_{fp} + V_{ip}) \left(\frac{t}{T_s} \right)^n + V_{ip} & \text{si } t < T_s \\ V_{fp} & \text{si } t \geq T_s \end{cases} \quad (III.29)$$

Le gain intégrateur K_i est donné par l'expression suivante :

$$K_i = \begin{cases} (V_{fi} + V_{ii}) \left(\frac{t}{T_s}\right)^n + V_{ii} & \text{si } t < T_s \\ V_{fi} & \text{si } t \geq T_s \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Où les six paramètres du correcteur sont définis par :

V_{ip} : valeur initiale de K_p .

V_{fp} : valeur finale de K_p .

V_{ii} : valeur initiale de K_i .

V_{fi} : valeur finale de K_i .

T_s : temps de saturation.

n : degré du régulateur.

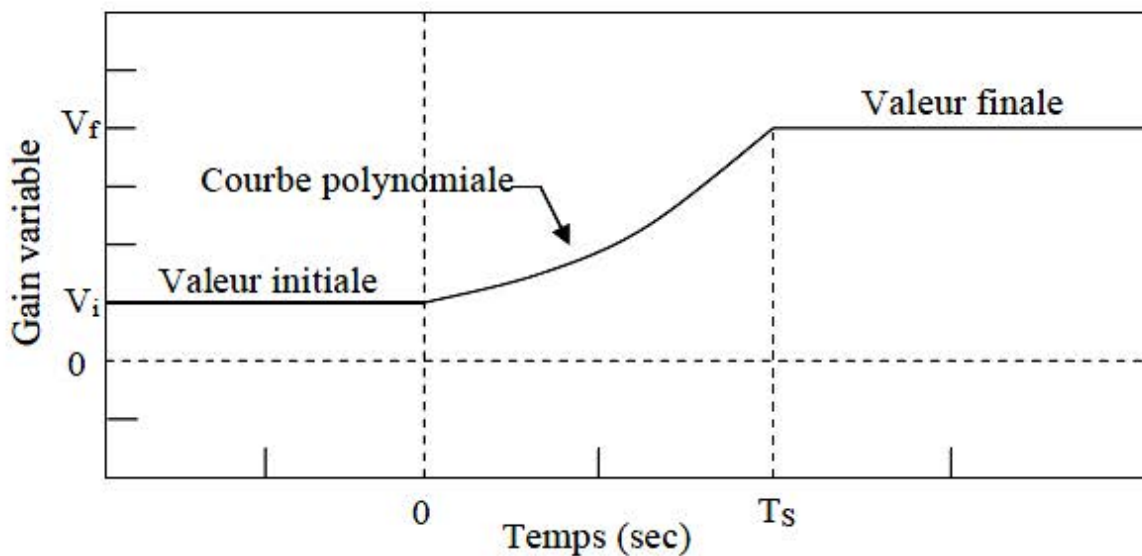


Figure III. 11. Réglage de la courbe d'un régulateur PI à gain variable

Valeur initiale (V_i) : cette valeur fonctionne au démarrage, donc influe indirectement sur le dépassement de la vitesse ;

Valeur finale (V_f) : c'est la valeur du régulateur en régime permanent. Pour l'intégrateur, plus cette valeur est grande, plus le rejet des perturbations est rapide.

Temps de saturation (T_s) : c'est le temps nécessaire pour que le système arrive au régime permanent. D'après nos essais, nous remarquons qu'il y a une diminution du dépassement, si ce temps est d'autant plus grand.

III. 13. 2. Réglage des paramètres du contrôleur PI à gain variable

Pour déterminer les paramètres du régulateur PI à gain variable, il est nécessaire de suivre les étapes suivantes [52] :

1. Choisir la valeur finale de K_i ($V_{fi} = 100$) qui permet un rejet rapide des perturbations ;
2. Choisir le degré n du régulateur ;
3. Choisir le temps de saturation ($T_S = 1$ sec) ;
4. Déterminer la valeur de V_{ip} et V_{fp} de façon à avoir le moins de dépassement possible, en suivant la méthode des essais successifs ;
5. Si le dépassement n'est pas totalement éliminé, augmenter la valeur du temps de saturation T_S et répéter la quatrième étape jusqu'à ce que le dépassement s'annule ;
6. Si T_S devient trop grand, on fait augmenter le degré n du régulateur et on recommence le réglage depuis la troisième étape ;

Il y a lieu de signaler que la valeur initiale du gain de l'intégrateur (V_{ii}) doit toujours être égale à zéro.

III. 14 Résultats de simulation et interprétations

Nous avons effectué une simulation de la commande vectorielle indirecte d'un moteur asynchrone avec application des régulateurs PI classique et VGPI pour la régulation de la vitesse et des courants. Cette simulation est effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Les simulations reportées sur la figure III.12 montre le comportement du moteur asynchrone lors d'un démarrage en charge avec un couple de charge de 10 N.m. Ensuite nous procédons à l'annulation et au rétablissement du couple de charge entre les instants 0,5s et 0,7s. Ceci est réalisé à l'aide du régulateur PI classique. Par la suite nous réalisons une simulation dans la figure III.13 avec l'utilisation du régulateur VGPI.

A travers les résultats de simulation obtenus, nous pouvons énumérer les constatations suivantes :

- Le courant statorique est bien limité à sa valeur admissible.
- Le découplage est obtenu entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.
- Les flux (ϕ_{dr} et ϕ_{qr}) et le couple électromagnétique sont maintenus à leurs valeurs désirées, impliquant ainsi, un bon découplage.
- Le comportement du couple électromagnétique est similaire à celui du courant i_{qs} ce qui prouve la relation de proportionnalité qui les relie.
- Amélioration des performances de la commande vectorielle indirecte en termes de temps de réponse et de rejet des perturbations en utilisant le régulateur VGPI.

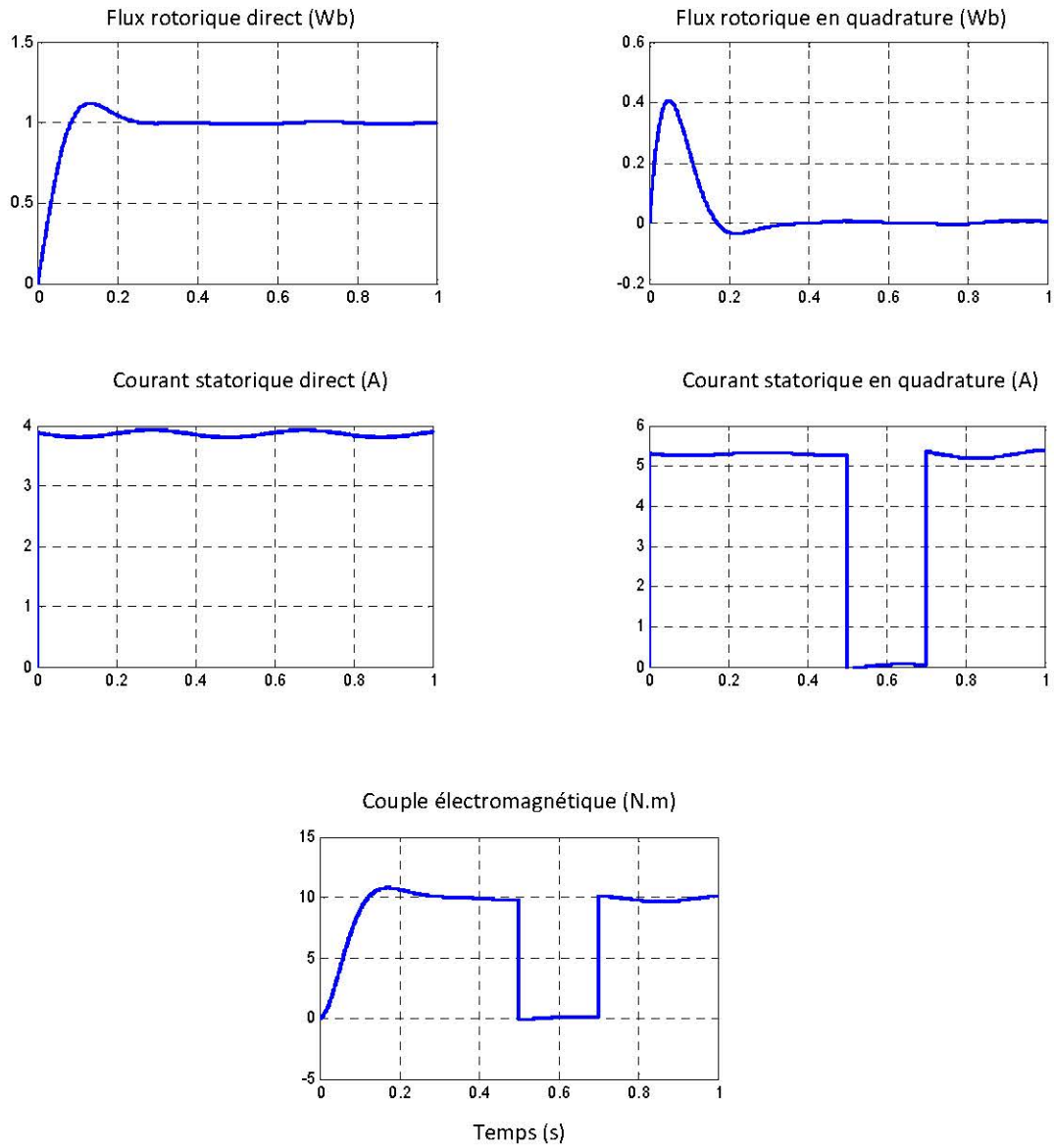


Figure III.12. Simulation de la commande IFOC avec régulateur PI pour une annulation du couple entre les instants 0,5s et 0,7s.

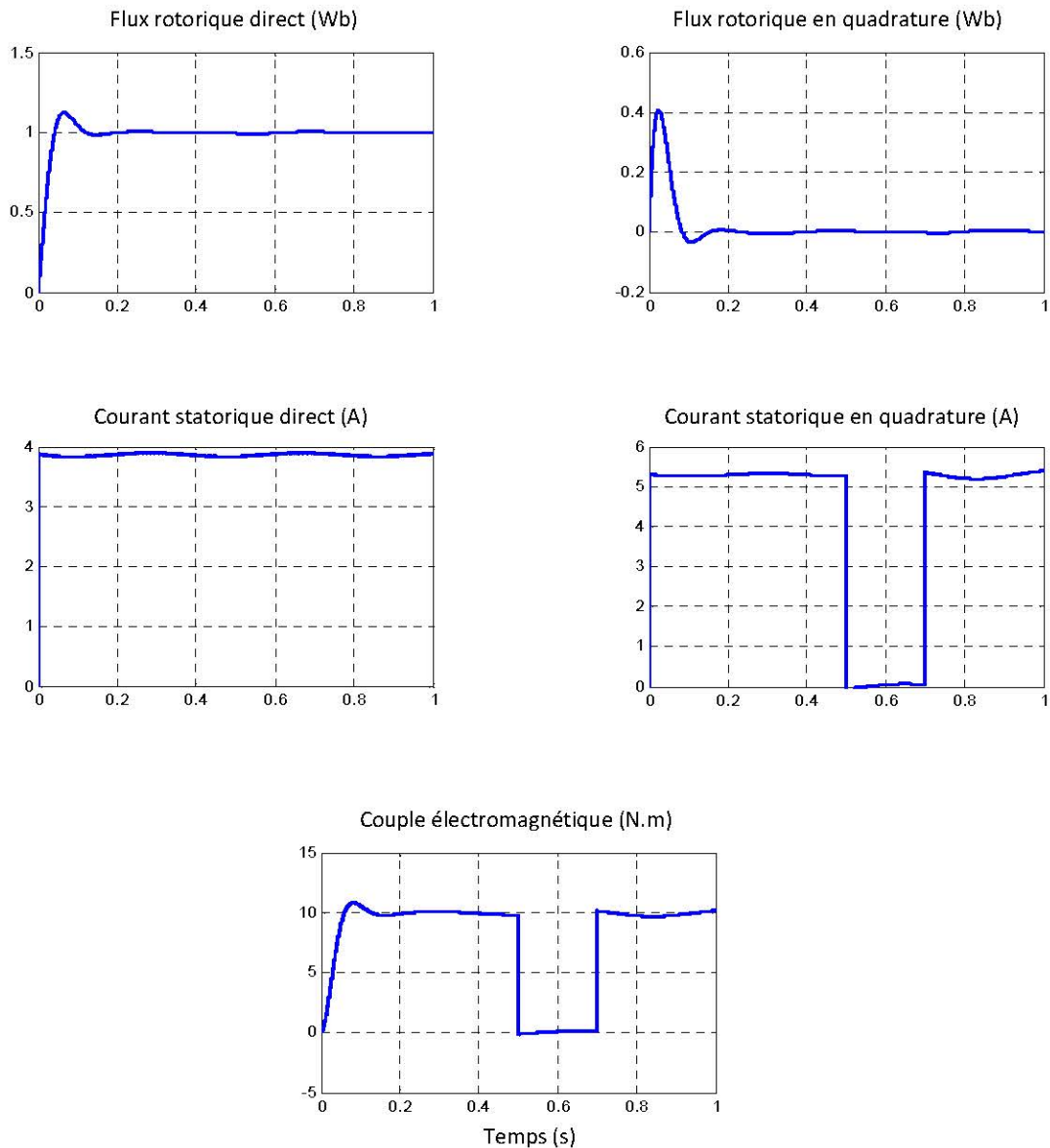


Figure III.13. Simulation de la commande IFOC avec régulateur VGPI pour une annulation du couple entre les instants 0,5s et 0,7s.

III. 15. Conclusion

Nous avons effectué dans ce chapitre, une étude théorique du régulateur de vitesse utilisé ainsi que les méthodes de synthèse et de réglage qui lui sont associées. Le but d'étudier le régulateur PI à gain variable revient à l'utiliser dans les structures de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone.

Ainsi, nous avons établi une synthèse de régulateurs dédiée à la régulation des courants statoriques dans la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone.

On a fait appel au régulateur VGPI pour la robustesse et la précision qu'il procure. Les objectifs recherchés à travers cette étude sont :

- Etablissement d'un régulateur robuste pour la régulation des courants statoriques.
- Limitation des courants statoriques à leurs valeurs nominales.
- Réalisation d'une bonne orientation des flux rotoriques vers leurs valeurs désirées.
- Accomplissement d'un bon découplage entre les flux rotoriques et le couple électromagnétique.
- Conception d'un régulateur performant en terme de temps de réponse et rejet de perturbations.

En résumé, nous avons constaté que sur les résultats de simulation obtenus dans ce travail, prouvent la réalisation des objectifs recherchés d'après cette étude.

CONCLUSION

GENERALE

CONCLUSION

A travers la présente étude, nous avons établi une synthèse de régulateurs dédiés à la régulation des courants statoriques et de la vitesse dans la commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone.

On a fait appel au régulateur PI à gain variable pour la robustesse et la précision qu'il procure par rapport au régulateur PI classique. Les objectifs recherchés à travers cette étude sont :

- Etablissement d'un régulateur robuste pour la régulation des courants statoriques.
- Limitation des courants statoriques à leurs valeurs nominales.
- Réalisation d'une bonne orientation des flux rotoriques vers leurs valeurs désirées.
- Accomplissement d'un bon découplage entre les flux rotoriques et le couple électromagnétique.
- Conception d'un régulateur performant en terme de temps de réponse et rejet de perturbations.

Ces objectifs, constituant la problématique posée vis-à-vis de la commande vectorielle, devaient être l'aboutissement de ce travail.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] C. Chaigne, E. Etien, S. Cauët, L. Rambaul « Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones », Edition hermes science publishing, lavoisier, 2005.
- [2] C. Divoux, « Le moteur asynchrone triphasé », Article presse académie Caen Sciences de l'ingénieur en S, 2003.
- [3] Benhamimid Radhwane, Brahimi Nadjib, « Commande Vectorielle d'un Système Mono Onduleur bi-Machines Asynchrones », Mémoire d'ingénieur d'état, Université de M'sila, juin 2006.
- [4] Damech Zakaria, Mokhtari Brahim, « modélisation et simulation d'une génératrice asynchrone en saturation », thèse de master en génie électrique, 2011/2012, Université KasdiMerbah–Ouargla.
- [5] N. Patin : « Modélisation de la machine asynchrone » Cours de l'ENS de Cachan, non édité, France, 2003.
- [6] D. Roye, « Modélisation, contrôle vectoriel et DTC », HERMES Science Europe Ltd, 2000.
- [7] D.sator_namane, « Machines à Courant Alternatif » , Edition, Ellipses, 2010.
- [8] Grellet.G et clerc.G. Actionneurs électriques Principes, modèles et commandes. Eyrolles, Paris, France. 2000
- [9] Mémoire de master En vue de l'obtention du diplôme de master II en électrotechnique « Commande d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect » Réalisé par : Mr. djouadi Ameer. Et Mr. khettal Smail. Université de Béjaia 2014/2015 Cours machines asynchrones triphasés.
- [10] Rezgui Salah Eddine, «Techniques de Commande Avancées de la Machine Asynchrone: Étude Comparative et Applications» Thèse doctorat en sciences, Université des Frères Mentouri Constantine, juin 2015.
- [11] «Technique d'ingénieur, machine asynchrone» , <https://www.techniques-ingenieur.fr/>
- [12] Addad Hamza, «Commande Vectorielle Sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone», Mémoire de Master, Université d'Oum EL-Bouaghi, Juin 2015.
- [13] Alia Salim, Guedda Smail, «Commande Vectorielle d'une Machine à Induction, » Mémoire de Master, Université d'EL-Oued, Juin 2018.
- [14] S.Khelfa, « Commande vectorielle d'une machine à induction ; impacts de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, université de Batna, 2001.
- [15] Amouchas Nabil, Boutaleb Amine, «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à double alimentation par régulateur PI, » Mémoire de Master, Université de Boumerdes, Juin 2016.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [16] Hamadi Safi Allah «commande par retour d'état linearisant d'une machine asynchrone avec et sans défaut » . Université M'sila, 2016.
- [17] Dissa Abdennour, «Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire» , thèse de magister, Université de Batna.
- [18] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura «Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques» , PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [19] G. Brahim, « Commande non linéaire de la machine à induction », Thèse de master, Université de Batna, 2012.
- [20] Lamine M, Traoré.A, «Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink », msas_pp038_45
- [21] Benyahia. M, «commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone», thèse de magister , Université de Batna 2001.
- [22] C. Carlos, « Modélisation Control et Commande des Moteurs asynchrone1 », Edition Hermes Science Europe 2000.
- [23] M.fodil, « Commande adaptative par logique floue de la machine asynchrone », Université de M'sila, 2008.
- [24] S.Hanaf: « Cour Modélisation dynamique des machines asynchrones », Electromécanique Master 2, 2018/2019
- [25] BOUKAROURA Abdelkader, Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche BondGraph; 2009.
- [26] Adjimi Nadia et Belaidi Wahiba, Modélisation et commande d'un onduleur MLI, 2009 .
- [27] G. Pinson, Physique appliquée : Onduleurs.
- [28] Francis MILSANT, Electrotechnique, Electronique de puissance : Cours et problèmes. Ellipses, 1993.
- [29] S. Bendaikha & A. Djermane, Etude sur la commande des onduleurs en pont triphasés , Mémoire d'ingénieur, Centre Universitaire d'Oum El-Bouaghi, 2005.
- [30] MENAS Hichem, Simulation et implémentation en temps réel d'onduleur de tension contrôlé par MLIV associé à une machine synchrone, Thèse de Master, 2015, Université Badji-Mokhtar Annaba.
- [31] GHERAULT Cours Costa, chapitre 2, Les onduleurs de tension en commutation commandée, (<http://perso.crans.org/gherault/Cours/Costa/Chapitre%202.pdf>).
- [32] M. Idjeraoui Belaid , Commande vectorielle par onduleur de tension MLI d'une machine synchrone, 2014
- [33] BERREZZEK FARID, Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone, 2006
- [34] A. Aibeche, « Commande vectorielle robuste de la machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel ». Thèse de Magister. Université M'hamed Bougara-Boumerdes. Faculté Des Hydrocarbures et de La Chimie. 2009.
- [35] P. Balazovic, « 56F8300 Hybrid controller used in control of electro-mechanical brake », Freescale Semiconductor, 2004.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [36] G. Segulier, F. Notlet., « Electrotechnique industrielle », Technique et documentation Lavoisier, 1977.
- [37] Ana M.Ilor, « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteur synchrones a aimants Permanents », Thèse doctorat, Université Carlos III de Madrid et Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 08 avril 2003.
- [38] A. Merabet, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone», Thèse de doctorat. Université de Québec, 2007.
- [39] F. malrait « Problèmes d'Identification et d'Observabilité du Moteur à Induction pour lavariation de Vitesse Industrielle sans Capteurs », Thèse de Doctorat en Mathématique et Automatique, École Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2001.
- [40] Carlos canudas de Witt. Commande des moteurs asynchrones . Volume 1«Modélisation, contrôle vectoriel et DTC »Hermès science publication 2000
- [41] Boudjellale, Lazhar (2005) *techniques d'observation et de controle dynamique du flux d'un moteur asynchrone : Application à une Commande par Flux Orienté*. Masters thesis, Université Mohamed Khider - Biskra.
- [42] Mesbahi nadhir, Etude comparative de la commande vectorielledirecte et indirecte d'une machine asynchrone, 2007
- [43] H.Aid, W.Aina « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entrainement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents » mémoire de master, Octobre 2013. Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen.
- [44] S. alloune et k. idjdarene « Etude de la commande vectorielle de la machine synchrone double étoile ». Projet de fin d'études d'ingénieur en électrotechnique, 2002. Université A/M de Bejaia.
- [45] H.Trabelsi et B.SALHI «Commande de vitesse d'une machine synchrone alimentée par unonduleur de tension à commande MLI».Projet de fin d'études d'ingénieur 1998, UA/M de Bejaia
- [46] A. L. Nemmour, «Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation», Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [47] M. T. Cao, «Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue", Thèse de PhilosophiaeDoctor (Ph.D.), Université de Laval, Québec, Canada, 1997.
- [48] Choubar Khoutir «modélisation de la machine asynchrone» Mémoire d'ingénieur l'universite de m'sila ,2006.
- [49] P.Krishnamurthy, F.Khorrami, «Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conference », Denver, Colorado, June 4-6, 2003.
- [50] Nouari Khira et Alleg Anes, Etude et simulation de la commande trapézoïdale d'un moteur BLDC, Master l'universite de saida , 19/06/2016

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[51] J-Mainguenaud« Cours d'automatique » -systèmes asservis continus.Masson et Cie éditeurs paris 1972.

[52] MILOUDI.A et DRAOU.A. -Variable gain PI controller design for speed control and rotor resistance estimation of an indirect vector controlled induction machine drive. Conférence Rec. IEEE/IECON' 02, Pg.323-329, 5-8, Seville, Spain.. Novembre 2002

ANNEXE

ANNEXE

Paramètres du moteur asynchrone utilisé durant la simulation

Tension nominale	220/380 <i>V</i>
Courant nominal	6,4 /3,7 <i>A</i>
Puissance nominale	1,5 <i>KW</i>
Vitesse nominale	1420 <i>tr/min</i>
Nombre de paires de pôles	2
Résistance de l'enroulement statorique	4,85 Ω
Résistance de l'enroulement rotorique	3,805 Ω
Inductance cyclique statorique par phase	274 <i>mH</i>
Inductance cyclique rotorique par phase	274 <i>mH</i>
Inductance mutuelle	258 <i>mH</i>
Moment d'inertie des parties tournantes	0,031 <i>kg.m²</i>
Coefficient de frottement visqueux	0,00114 <i>N.m.s/rad</i>