

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique

Réf:...../2025



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER Académique**

Domaine: Sciences et Technologie

Filière: Electromécanique

Spécialité: Electromécanique

Par: (BARHOUM Aimen)

Thème

Titre du mémoire

Sous-titre

Soutenu publiquement, le 22/06/2025 , devant le jury composé de:

M/Mme/Melle	Professeur/MCA/MCB/MAA	Univ. Guelma	Président
M/Mme/Melle	Professeur/MCA/MCB/MAA	Univ. Guelma	Encadreur
M/Mme/Melle	Professeur/MCA/MCB/MAA	Univ. Guelma	Examineur
M/Mme/Melle	Professeur/MCA/MCB/MAA	Univ. Guelma	Examineur

Année Universitaire: 2024/2025

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿ إِنَّ اللَّهَ وَمَلَائِكَتَهُ يُصَلُّونَ عَلَى النَّبِيِّ ۗ

يَا أَيُّهَا الَّذِينَ آمَنُوا صَلُّوا عَلَيْهِ وَسَلِّمُوا تَسْلِيمًا ﴾ ﴿٥٦﴾

سُورَةُ الْأَنْجُرَابِ

REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie Allah pour la santé, la volonté et la patience qu'il m'a accordées tout au long de ces longues années d'études.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur **Touahri Abdelouaheb**, mon encadreur, pour la confiance qu'il m'a accordée et pour ses précieux conseils ainsi que son accompagnement tout au long de l'élaboration de ce mémoire.

J'adresse également mes remerciements les plus sincères à l'ensemble des enseignants et aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce modeste travail.

Je tiens enfin à remercier chaleureusement tous mes enseignants ainsi que le personnel du département d'Électrotechnique et d'Automatique de l'Université du 8 Mai 1945 de Guelma pour leur soutien constant durant mon parcours universitaire.

BARHOUM Aimen

Dedicace

Je ne saurais clore ces remerciements sans adresser une pensée toute particulière à ma chère mère, pour son amour inconditionnel, ses prières constantes et son soutien moral indéfectible.

Je remercie également mes frères et sœurs pour leur présence, leurs encouragements et leur patience tout au long de mon parcours.

Mes remerciements vont aussi à mes amis les plus proches, pour leur aide, leur motivation et les moments de réconfort qu'ils m'ont offerts durant les périodes de doute et de fatigue.

Sommaire

Remerciements

Dédicace

Sommaire

Liste des symboles

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale 1

Chapitre 1

Etat de l'art sur le moteur asynchrone

1.1. Introduction :	2
1.2. Principe de fonctionnement de l'asynchrone :	2
1.2.1. Construction du moteur asynchrone :	2
1.2.1.1. Le stator :	3
1.2.1.2. Le rotor :	3
1.2.1.3. Composants mécaniques d'un moteur asynchrone :	4
1.3. Modes de démarrage du MAS:	5
1.3.1. Méthodes de démarrage statoriques:	5
1.3.1.1. Démarrage directe:	5
1.3.1.2. Démarrage étoile triangle:	6
1.3.1.3. Démarrage statorique à résistance :	6
1.3.1.4. Démarrage par autotransformateur :	7
1.4. Modes de réglage de la vitesse du moteur asynchrone.	7
1.5. Bilan de puissance d'un moteur asynchrone	8
1.6. Plaque signalétique d'un moteur asynchrone :	10
1.7. Couplage des enroulements d'un moteur asynchrone:	11
1.8. Conclusion:	11

Chapitre 2

Modèle de l'onduleur de tension

2.1. Introduction :	13
2.2. Principe de l'onduleur monophasé:	13
2.3. Principe de fonctionnement onduleur triphasé:	15
2.3.1. Onduleur de tension à trois-phases à deux niveaux:	15
2.3.2. Principe de l'onduleur triphasé avec MLI:	19

2.4. Conclusion :	22
-------------------	----

Chapitre 3

Modélisation et simulation du moteur asynchrone

3.1. Introduction :	23
3.2. Les équations électriques :	23
3.3. Les équations magnétiques :	24
3.4. Equation de partie mécanique du rotor:	25
3.5. Transformation de Park :	25
3.6. Choix du Référentiel :	26
3.6.1. Référentiel Lié au Stator :	26
3.6.2. Référentiel Lié au Rotor :	27
3.6.3. Référentiel Lié au Champ Tournant :	27
3.7. Réalisation du modèle mathématique:	27
3.7.1. Modèle d'état du moteur asynchrone :	27
3.7.2. Résultats de simulation et interprétation :	29
3.8. Conclusion :	32

Chapitre 4

Commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone

4.1. Introduction	33
4.2. Principe de la commande IFOC en tension	33
4.3. Mise en équations de la commande vectorielle indirecte IFOC	34
4.4. Mise en équation de la commande vectorielle en tension	35
4.5. Estimation de la pulsation statoriques ω_s	35
4.6. Equation du couple électromagnétique	36
4.7. Découplage par compensation	36
4.8. Régulation de vitesse	37
4.9. Simulation et interprétation	38
4.10. Résultats de simulation	39
4.11. Conclusion	41
Conclusion générale	42
Annexe	43
Bibliographie	44

Symboles et notation

MAS (induction motor) moteur asynchrone

FOC field-oriented control

DFOC direct field-oriented control

IFOC indirect field-oriented control

DTC direct Torque control

Liste des figures

Chapitre 1

- Figure1.1** Vue d'un moteur asynchrone compas
- Figure1.2** Vue du stator bobiné avec ses enroulements
- Figure1.3** Coupé d'un rotor en Cage d'Écureuil
- Figure1.4.** Vue éclatée moteur asynchrone
- Figure1.5** Démarrage Directe
- Figure1.6** Démarrage Étoile-Triangle
- Figure1.7** le démarrage statorique à résistance
- Figure1.8** bilan des puissances du MAS
- Figure1.9** Plaque signalétique moteur asynchrone - Leroy Somer
- Figure1.10** Couplage des enroulements

Chapitre 2

- Figure2.1** principe de l'onduleur de tension triphasé
- Figure2.2** Onduleur monophasé
- Figure2.3** Tension de sortie d'un onduleur monophasé
- Figure2.4** Courant de la charge
- Figure2.5** Modèle du MAS alimenté par l'onduleur
- Figure2.6** l'onduleur de tension
- Figure2.7** Modèle de l'onduleur
- Figure2.8** Principe la modulation MLI sin-triangulaire
- Figure2.9** Tension de la source triphasée de l'onduleur de tension

Chapitre 3

- Figure3.1** Représentation des enroulements
- Figure3.2** Transformation de Park
- Figure3.3** Tension d'alimentation triphasée
- Figure3.4** Modèle Simulink du moteur asynchrone
- Figure3.5** Courbe de Couple électromagnétique
- Figure3.6** Courbe de la vitesse de rotation
- Figure3.7** (a) Courants stator
- Figure3.8** (b) Courant stator I_{sa} pour la phase a

Figure3.9 Courants rotor

Figure3.10 Caractéristique mécanique dynamique

Chapter 4

Figure4.1 équivalence entre la commande du MCC et MAS

Figure4.2 Orientation du flux rotorique sur l'axe d

Figure4.3 Les variables de références des tensions des commandes

Figure4.4 Tensions v_{sd} et v_{sq} reconstruites

Figure4.5 bloc de régulation de la vitesse

Figure4.6 bloc Simulink de la commande IFOC

Figure 4.7 Courbe de Couple électromagnétique en commande IFOC

Figure4.8 Courbe de la vitesse de rotation en commande IFOC

Figure4.9 Courants stator en commande IFOC

Figure4.10 composantes de flux en commande IFOC

Figure4.11 l'effet de l'inversion de vitesse

Figure4.12 couple électromagnétique avec inversion de

Figure4.13 Effet de la variation de la resistance rotorique

Introduction générale

Introduction générale

Ce mémoire de Master électromécanique comporte l'étude et la simulation d'un moteur asynchrone et de son onduleur en vue de réaliser une commande avancé qui la commande vectorielle indirecte IFOC (Indirecte Field Oriented Control). Ce travail est organisé comme suit ;

- **Le chapitre un** : traite du principe de la conversion électromécanique utilisant le moteur asynchrone à cage d'écureuil, de sa construction et de son principe de fonctionnement, et des différents régimes de démarrage et de réglage de la vitesse pour ce type de moteur asynchrone.
- **Le chapitre deux** : traite du principe de la modélisation et la simulation de l'onduleur de tension destiné à alimenter un moteur asynchrone en vue de pouvoir élaborer une commande vectorielle indirecte IFOC.
- **Le chapitre trois** : traite la modélisation en utilisant la transformation de Park et l'extraction du modèle mathématique d'après les équations de fonctionnement en régime dynamique de fonctionnement et traçage des caractéristiques de vitesse de couple de courant avec le logiciel Matlab.
- **Le chapitre quatre** : expose l'étude et le modèle de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique et la réalisation de cette technique IFOC dans le simulateur SIMULINK, le traçage des caractéristiques de fonctionnement avec différent régime et l'analyse des résultats obtenus.
- **Une conclusion générale** une conclusion terminera ce travail et résumera les résultats exposes précédemment dans les chapitres.

Chapitre 1

Etat de l'art sur le moteur asynchrone

Chapitre 1

Etat de l'art sur le moteur asynchrone

1.1. Introduction :

Le moteur asynchrone est l'un des moteurs les plus couramment utilisés dans l'industrie, grâce à ses nombreux avantages. Sa puissance massique, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre et son faible coût en font un choix privilégié pour une variété d'applications. Composée de trois éléments essentiels le stator, le rotor et les paliers, cette machine est conçue pour fonctionner de manière efficace et fiable dans des conditions variées.

1.2. Principe de fonctionnement de l'asynchrone :

Le fonctionnement d'un moteur asynchrone repose sur le phénomène de l'induction électromagnétique, où un courant induit dans les conducteurs du rotor est coupé par les lignes du champ magnétique statorique.

1.2.1. Construction du moteur asynchrone :

Les moteurs asynchrones couvrent actuellement l'essentiel du parc industriel mondial, on compte en 2005 jusqu'à 80 % des moteurs destinés pour le travail sont des moteurs asynchrones. Cette importance vient du fait que les moteurs asynchrones sont simples à et peuvent être utilisés dans n'importe quel environnement même explosif comme industries pétrolières et gazières. Le moteur asynchrone MAS ou moteur à induction, est le moteur le plus utilisé dans la plupart des entraînements électrique de nos jours. Le moteur asynchrone se trouve sous formes de moteur triphasé dans l'industrie et domestique sous forme de moteur monophasé.

Les moteurs à induction triphasés industriels sont classés en fonction de la construction du type du rotor, on trouve Les moteurs asynchrones à rotor à cage de petite puissance et moyenne puissance faible et moyenne. Les moteurs asynchrones à rotor bobiné. Généralement de grandes puissances jusqu'à quelques Mégawatt.



Figure1.1 Vue d'un moteur asynchrone compas

1.2.1.1. Le stator :

Le stator renferme le bobinage principal du moteur et comprend un bobinage symétrique réparties en trois phases identiques qui alimentées en courant alternatif créent un champ magnétique tournant dont la vitesse est proportionnelle à la fréquence du réseau et inversement proportionnel au nombre de paires de pôles, les terminaisons des enroulements sont réunies dans une boite à bornes. Les deux couplages triangle ou étoile peuvent être exécuté sur les terminaisons de ces enroulements du stator.



Figure1.2 Vue du stator bobiné avec ses enroulements

1.2.1.2. Le rotor :

C'est l'élément mobile du moteur et comme le circuit magnétique du stator, il est constitué d'un empilage de tôles minces isolées entre elles et formant un cylindre sur l'arbre du moteur. Cet élément, de par sa technologie, permet de distinguer deux familles de moteurs asynchrones : ceux dont le rotor est dit (rotor à cage) figure 1.2, et ceux dont le rotor bobiné est dit (rotor à bagues).



Figure1.3 Coupé d'un rotor en Cage d'Écureuil

1.2.1.3. Composants mécaniques d'un moteur asynchrone :

- **Arbre moteur** : transmet le couple mécanique à la charge.
- **Paliers** : organes de support qui assurent le guidage en rotation de l'arbre et limitent le déplacement axial.
- **Flasques** : fixées aux extrémités, elles positionnent les paliers par rapport à la carcasse et protègent les organes internes.
- **Ventilation** : ventilateur fixé sur l'arbre, du côté opposé à la charge, pour refroidir le moteur en évacuant la chaleur due aux pertes électriques et magnétiques.
- **Boîte à bornes permet** les connexions électriques sur le réseau **Figure1.4**

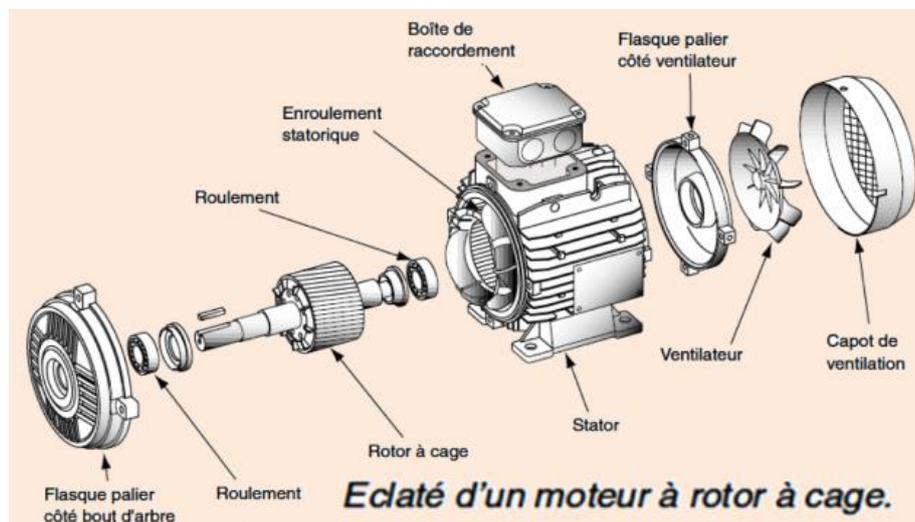


Figure1.4. Vue éclatée moteur asynchrone

1.3. Modes de démarrage du MAS :

Le démarrage d'une machine asynchrone constitue une phase transitoire cruciale qui doit être maîtrisée pour assurer la stabilité du système électrique et la longévité de la durée de vie du moteur et des équipements électromécaniques. Afin d'éviter les courants d'appel excessifs lors des démarrages et les contraintes mécaniques élevées, plusieurs stratégies de démarrage ont été développées. On compte plusieurs manières, dont les plus courantes sont le démarrage étoile-triangle, le démarrage avec autotransformateur, ou encore l'insertion de résistances statoriques dans le circuit d'alimentation.

1.3.1. Méthodes de démarrage statoriques :

Ces méthodes consistent à réduire la tension appliquée au stator de la machine durant le démarrage, ce qui a pour effet de diminuer à la fois le courant absorbé et le couple développé.

Ces types de démarrage sont simples à mettre en œuvre.

1.3.1.1. Démarrage directe :

Le démarrage direct des moteurs asynchrones, qui consiste à connecter le moteur directement au réseau d'alimentation, est une méthode simple et rapide permettant un démarrage instantané. Toutefois, cette technique entraîne un courant d'appel en courant pouvant atteindre (4 à 8) In fois le courant nominal, ce qui peut provoquer des chutes de tension sur le réseau électrique et des surcharges sur les composants. Ce mode de démarrage est utilisé lorsque la puissance du moteur est faible par rapport à celle du réseau que la machine entraînée peut supporter une mise en rotation rapide sans nécessiter de progression, et qu'un couple de démarrage élevé est requis. Il n'est pas recommandé dans les situations où le réseau ne peut tolérer de chutes de tension forte, où la machine entraînée est sensible aux à-coups mécaniques brusques, ou encore lorsque le confort et la sécurité des usagers.

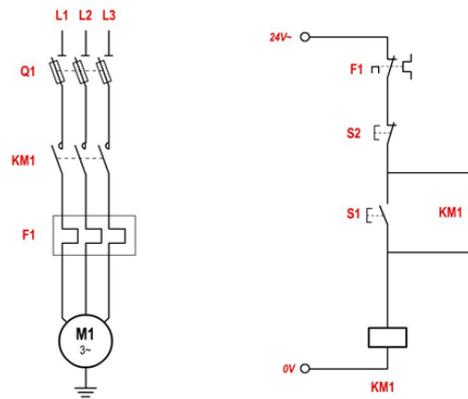


Figure1.5 Démarrage Directe

1.3.1.2. Démarrage étoile triangle :

Ce mode de démarrage ne peut être utilisé que si les deux extrémités de chaque enroulement statorique sont accessibles et si le moteur est compatible avec un couplage final en triangle sur le réseau. Lors du couplage en étoile, chaque enroulement est alimenté à une tension trois fois inférieure, ce qui entraîne une réduction du courant et du couple par un facteur de trois. Lorsque les caractéristiques de courant ou de couple sont acceptables, on peut alors passer au couplage en triangle.

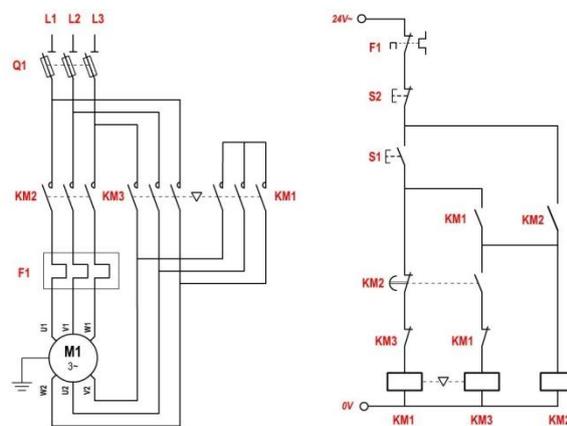


Figure1.6 Démarrage Étoile-Triangle

1.3.1.3. Démarrage statorique à résistance :

Le démarrage statorique regroupe un ensemble de méthodes qui consistent à réduire la tension appliquée au stator de la machine asynchrone durant la phase de démarrage, afin de limiter le courant absorbé. Le principe général est simple : en réduisant la tension appliquée au moteur, on réduit proportionnellement le couple et le courant selon la relation quadratique

(le couple étant approximativement proportionnel au carré de la tension). Cette méthode est donc principalement adaptée aux charges qui ne nécessitent pas un couple de démarrage élevé, c'est-à-dire des applications à faible inertie ou à faible couple résistant au démarrage.

Figure 1.7

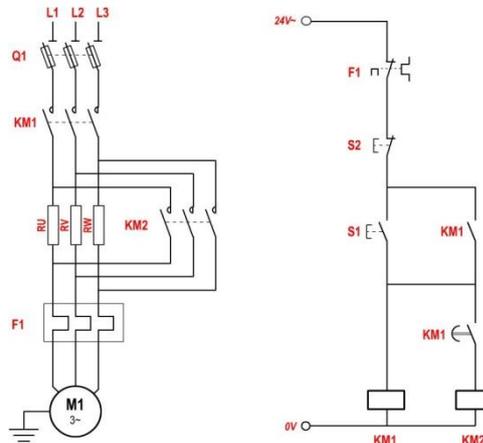


Figure1.7 le démarrage statorique à résistance

1.3.1.4. Démarrage par autotransformateur :

Dans le démarrage par autotransformateur, on effectue le même type que dans un démarrage étoile triangle en choisissant le rapport de transformation convenable, mais les phénomènes transitoires du démarrage étoile triangle (pointe de courant au passage triangle, ne vont plus exister car le courant n'est jamais coupé).

Dans un premier temps, on démarre le moteur sur un autotransformateur couple en étoile. De ce fait, le moteur est alimenté sous une tension réduite réglable. Avant de passer en pleine tension, on ouvre le couplage étoile de l'autotransformateur, ce qui met en place des inductances sur chaque ligne limitant un peu la pointe et presque aussitôt, on court-circuite ces inductances pour coupler le moteur directement au réseau.

1.4. Modes de réglage de la vitesse du moteur asynchrone.

Les moteurs asynchrones occupent une place importante dans l'industrie des entraînements électriques vitesse variable à nos jours, ceci vient de l'association du moteur asynchrone aux convertisseurs de l'électronique de puissance (onduleurs ou gradateurs).

Actuellement les variateurs de vitesse à base de moteur asynchrone représentent 30 % du parc industriel pour des applications à vitesse variable ou le moteur à courant continu dominait longtemps.

Cette variation de vitesse peut être réalisée par plusieurs techniques.

Il y a plusieurs méthodes de réglage de la vitesse du MAS on peut citer par exemple :

- Par la variation de la tension statorique
- Par la variation de la fréquence
- Par le contrôle du courant statorique
- Par la technique V/f
- Par le changement de pôles au stator

1.5. Bilan de puissance d'un moteur asynchrone

La relation liant la vitesse synchrone ou de synchronisme à la fréquence f est.

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (1.1)$$

La vitesse pour laquelle le moteur est destiné à travailler est donnée par sa plaque

signalétique n – est la vitesse vraie du rotor .

$$n = n_s(1 - g) \quad (1.2)$$

Le glissement g est, pour un régime moteur est en général, $g = (2 \div 5) \%$

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \% \quad (1.3)$$

On distingue deux vitesses pour le moteur asynchrone, la vitesse du champ tournant ou encore appelée vitesse de synchronisme n_s ou vitesse à vide lorsque le moteur asynchrone

n'est pas chargé.

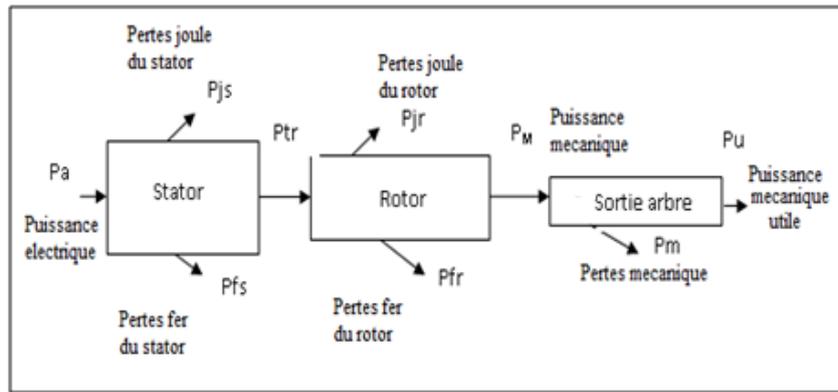


Figure1.8 bilans des puissances du MAS

La puissance absorbée P_a avec tension U entre deux bornes et I le courant de ligne.

$$P_a = \sqrt{3}UI\cos\varphi \quad (1.4)$$

Les pertes par effet joule P_{js} au stator ou R est la résistance entre deux bornes du stator.

$$P_{js} = \frac{3}{2}RI^2 \quad (1.5)$$

La puissance transmise au rotor P_{tr} ou puissance électromagnétique.

$$P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad (1.6)$$

Moment du couple électromagnétique C_{em} .

$$C_{em} = \frac{P_{tr}}{\omega_s} \quad Nm \quad (1.7)$$

La puissance mécanique totale au rotor comprend la puissance utile plus les pertes mécaniques et est :

$$P_M = C_{em} \omega \quad (1.8)$$

Ou bien par

$$P_M = C_{em} \omega = P_{tr} \frac{\omega}{\omega_s} = P_{tr}(1 - g) \quad (1.9)$$

Donc

$$P_M = P_{tr}(1 - g) \quad (1.10)$$

Les pertes joules P_{jr} au rotor sont

$$P_{jr} = g P_{tr} \quad (1.11)$$

Les pertes dans le fer au rotor sont négligeables.

Les pertes collectives p_c sont données pour tout régime et sont constantes. (Pertes fer et pertes mécaniques)

$$p_c = p_{fs} + p_m \quad (1.12)$$

Le couple de perte est C_p

$$C_p = \frac{P_{tr}}{\omega_s} \quad Nm \quad (1.13)$$

La puissance utile

$$P_u = P_M - p_m \quad (1.14)$$

Le couple utile

$$C_u = \frac{P_u}{\omega} \quad Nm \quad (1.15)$$

Le rendement

$$\rho = \frac{P_u}{P_a} \quad (1.16)$$

1.6. Plaque signalétique d'un moteur asynchrone :

La plaque signalétique du moteur rassemble tous les paramètres électriques usuelles à savoir la puissance, la tension, le courant, la fréquence, le rendement, le facteur de puissance $\cos \varphi$, le type de réseau, le nombres de phases, type de protection, le service, la température et la classe d'isolement du moteur en fonctionnement normale ou encore appelée nominale Figure.

IP23 IK08		I cl.F	40°C	S1	%	c/h
V	Hz	min ⁻¹	kW	cos φ	A	
Δ 380	50	2970	250	0.92	434	
Δ 400		2974		0.90		
Y 690		2974		0.90		
Δ 415	60	2976	288	0.88	415	
Δ 440		3568		0.92		
Δ 460		3572		0.91		
DE	6316 C3	035 g	ESSO UNIREX N3			
NDE	6316 C3	2900 h				

Figure1.9 Plaque signalétique moteur asynchrone - Leroy Somer

1.7. Couplage des enroulements d'un moteur asynchrone :

En général sur une plaque signalétique de moteur asynchrone deux tensions sont présentes.

Pour un enroulement à 220/380 V, comme exemple on peut retenir. **Figure 1.10**

- Le couplage est étoile si un réseau 220/380V
- Le couplage est triangle Si le réseau 127/220V

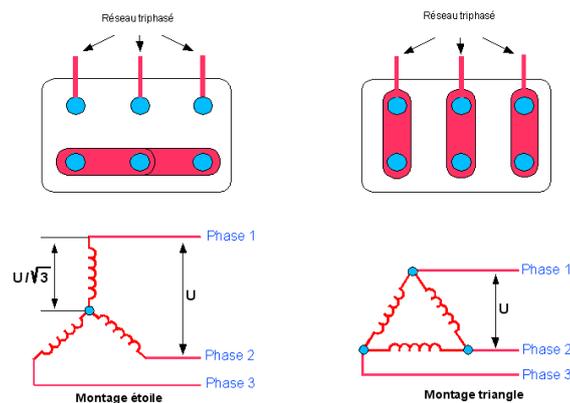


Figure1.10 Couplage des enroulements

1.8. Conclusion :

Dans ce chapitre consacré à l'état de l'art sur le moteur asynchrone, nous avons présenté le principe de fonctionnement et la structure du moteur asynchrone à cage. Nous avons examiné en détail les différentes parties constituant ce type de moteur.

Un résumé sur les différents modes de démarrages et de réglage ont été exposés. de plus l'examen de la plaque signalétique, ou "carte d'identité" du moteur, fournit l'ensemble des paramètres électriques et mécaniques nécessaires à son exploitation.

La compréhension de ces éléments est essentielle pour choisir le régime de fonctionnement approprié du moteur, adapter le mécanisme entraîné, et respecter les limites de fonctionnement.

Chapitre 2

Modèle de l'onduleur de tension

Chapitre 2

Modèle de l'onduleur de tension

2.1. Introduction :

Pour pouvoir alimenter un moteur asynchrone et varier la tension d'un moteur asynchrone on a vu au chapitre 1 qu'il faut varier la tension et la fréquence. On utilise dans la pratique des onduleurs autonomes.

L'onduleur est un convertisseur statique permettant d'alimenter une charge en courant alternatif à partir d'une source de courant continu **figure 2.1**. Ces onduleurs pour transformer une source de tension continue E venant d'une batterie ou un pont redresseur en une source de tension alternative de tension efficace V_{eff} et de fréquence f , ces onduleurs peuvent être monophasé ou triphasé. En cas général on utilise des onduleurs triphasés pour alimenter des moteurs asynchrones ou une charge triphasée.

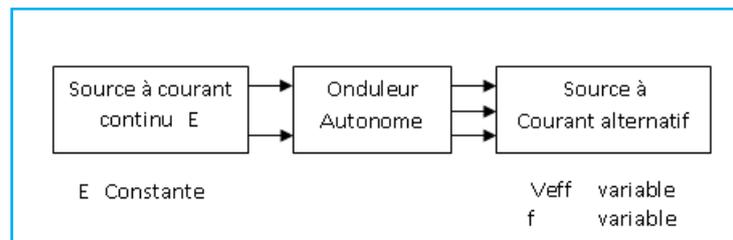


Figure2.1 principe de l'onduleur de tension triphasé

2.2. Principe de l'onduleur monophasé:

Le principe de l'onduleur monophasé est simple, on connecte une source de tension continue E à une charge dans un sens puis dans l'autre sens alternativement de façon à imposer aux bornes de la charge une tension alternative U figure 2.2.

Ceci peut être réalisable avec un interrupteur inverseur par exemple ou deux interrupteurs complémentaires $K1$ et $K2$, les interrupteurs peuvent être des transistors commandés à la

fermeture et à l'ouverture, et tension u au bornes de charge est donc un créneau alternatif

Figure 2.3

- Si K_1 est fermé la tension est $u = E$ (17)
- Si K_2 est fermé la tension est $u = -E$ (18)

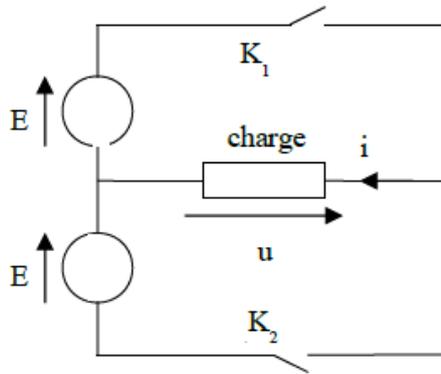
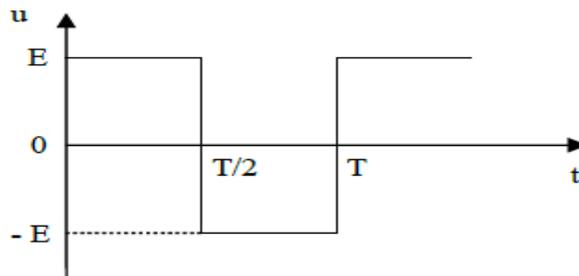


Figure2.2 Onduleur monophasé



.\0EE Q

Figure2.3 Tension de sortie d'un onduleur monophasé

Si la charge est une résistance, le courant circulant est proche d'une sinusoïde le courant circule dans un sens lorsque K_1 est fermé puis dans l'autre sens lorsque l'interrupteur K_2 sera fermé. Figure 2.4

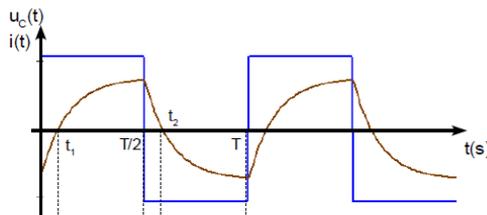


Figure2.4 Courant de la charge

2.3. Principe de fonctionnement onduleur triphasé :

La commande en vitesse des moteurs asynchrones se fait en variant la vitesse du champ tournant n_s , et pour ce faire on agit sur la fréquence f de la tension d'alimentation ce qui nécessite d'alimenter le moteur par un onduleur.

Deux différentes topologies sont citées à titre d'exemple, on a l'onduleur à 3 phases liées à deux niveaux qui est brièvement d'écrit en premier ; alors que l'onduleur retenu pour l'analyse dans ce mémoire utilisant la technique de MLI modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM en anglais), de plus dans ce chapitre on cite et va analyser seulement les onduleurs des tensions triphasées à deux niveaux (VSI= voltage source invertir anglais).

Les ordres de connexion sont obtenus à partir du système de contrôle ainsi la commande convenable de l'amplitude et des phases des courants de lignes, est délivrée à la machine.

Lors du fonctionnement de l'onduleur, au niveau de chaque bras de l'onduleur, un seul transistor est-on à chaque fois pour éviter le court-circuit du bus continu.

Pour ces variétés d'onduleurs les techniques de la MLI sinusoïdal SPWM est très utilisées, il existe aussi la MLI vectorielle SVPWM et autre MLI à double zéro sont très répondues.

2.3.1. Onduleur de tension à trois-phases à deux niveaux :

Le moteur asynchrone triphasé en générale peut être alimenté par un onduleur triphasé séparé avec deux bus continus indépendants l'un de l'autre.

Les bornes des terminaisons pour connecter l'onduleur sont alors connecter aux terminaisons des enroulements au niveau des bornes de la machine, cette configuration est préférée ; du fait que naturellement les systèmes de distribution sont triphasés et que la redondance augmente la fiabilité, même si un bus continu est hors d'usage ou un des bras est défaillant le moteur continu à travailler un certain moment permettant l'intervention du personnel.

Dans la suite de ce chapitre on va modéliser l'onduleur d'après les équations de fonctionnement et les états de commutations des interrupteurs (transistors ou thyristors) et par la suite de l'étude on va extraire les tensions de sorties des phases.

L'onduleur utilisé est un onduleur triphasé en pont à deux niveaux à six interrupteurs identiques. Les interrupteurs peuvent être des transistors IGBT ou thyristors de puissances bidirectionnels commandes à l'ouverture et à la fermeture.

La figure 2.5 montre l'association du moteur asynchrone MAS avec trois bras triphasés en pont ; indépendamment l'un de l'autre, chacun alimente un enroulement triphasé en étoile.

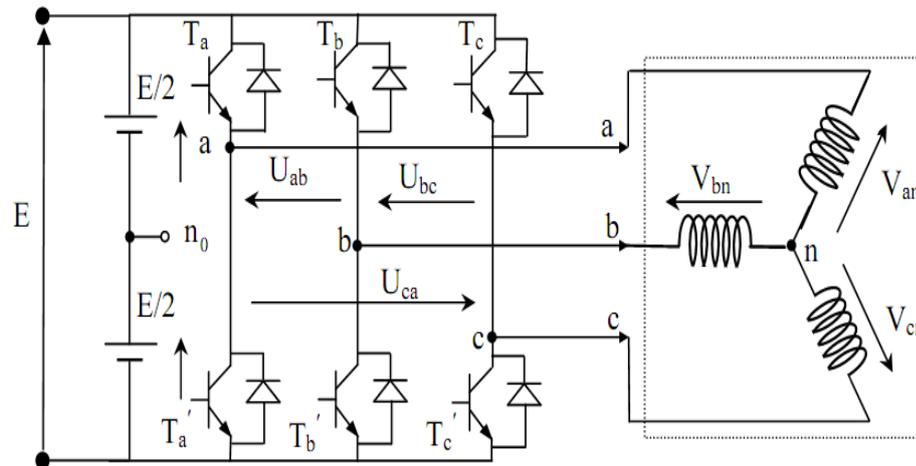


Figure 2.5 Modèle du MAS alimenté par l'onduleur

Les deux interrupteurs sur un bras sont complémentaires on a toujours par bras un interrupteur fermé et l'autre ouvert.

En définissant la fonction de connexion d'un interrupteur, où k représente le numéro du bras ($n=1,2$ ou 3) et S le numéro de l'interrupteur considéré ($m=1$ pour l'interrupteur du haut et $m=0$ pour l'interrupteur du bas).

Pour $E = V_{dc}$ est la tension de la source de courant continu, Figure

- Les interrupteurs de haut sont T_1, T_2 et T_3
- Les interrupteurs de bas T'_1, T'_2 et T'_3

Les interrupteurs s'un même bras sont complémentaires par exemple.

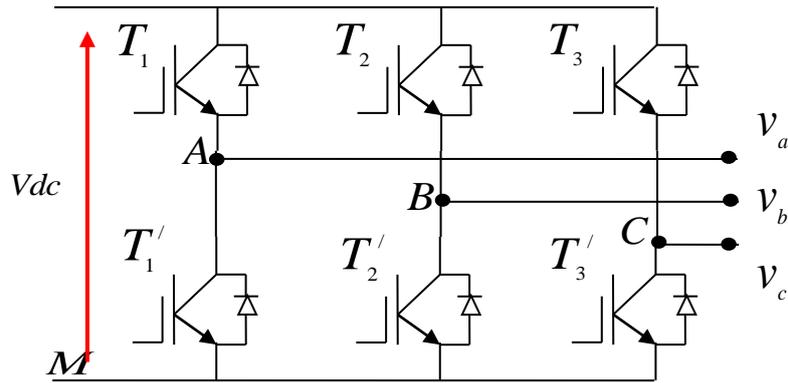


Figure 2.6 l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude de l'onduleur de tension, on supposera les hypothèses :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable et les interrupteurs sont supposés idéals.
- Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques.
- Les deux onduleurs sont identiques pour les deux enroulements statoriques.
- Le décalage entre les deux sources est de 30° électriques.

On peut écrire :

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{Avec :} \quad V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} \quad (2.2)$$

Sachant que le système des tensions triphasées statorique est symétrique.

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{ON} = 0 \quad (2.3)$$

$$V_{ON} = \frac{1}{3} (V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (2.4)$$

En remplaçant on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = \frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = \frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (2.5)$$

On peut écrire le système (4.3) sous la forme matrice :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Avec,

$$V_{AO} = \frac{E}{2}S_a \quad S_a=1 \quad \text{si } T_1 \text{ fermé.}$$

$$V_{BO} = \frac{E}{2}S_b \quad S_b=1 \quad \text{si } T_2 \text{ fermé.}$$

$$V_{CO} = \frac{E}{2}S_c \quad S_c=1 \quad \text{si } T_3 \text{ fermé.}$$

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2}S_a \\ V_{BO} = \frac{E}{2}S_b \\ V_{CO} = \frac{E}{2}S_c \end{cases}$$

Les équations précédentes permettent d'exprimer les tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion $[S_a; S_b; S_c]$ comme le système donné par la matrice suivante donnant le modèle final de l'onduleur figure 2.7

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Le système représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI réversible.

Pour $E = V_{dc}$ est la tension du bus continu.

On obtient le schéma bloc du modèle suivant pour la simulation ;

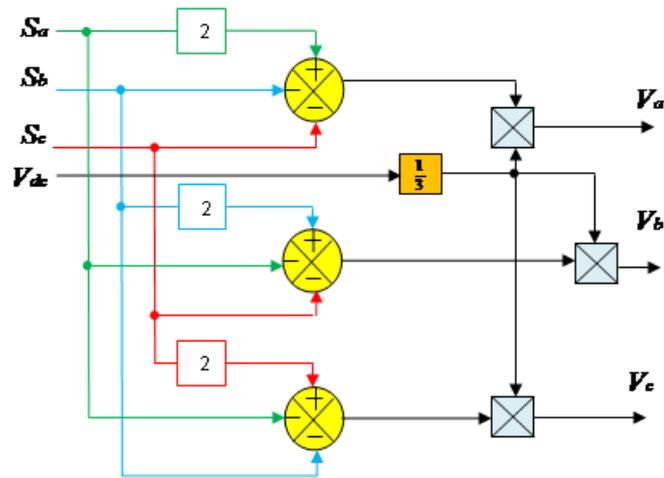


Figure 2.7 Modèle de l'onduleur

Donc on peut alors modéliser l'onduleur suivant la Figure 2.7

2.3.2. Principe de l'onduleur triphasé avec MLI :

Pour un onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI, la tension de sortie est formée de plusieurs créneaux de largeur convenable. Les instants de commutations de la fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont obtenus par les intersections d'un signal de référence sinusoïdale ou modulante avec la porteuse en dent de scie figure 2.8.

La Modulation de largeur d'impulsion est utilisée dans un but de réduire les effets des harmoniques de rang supérieur sur la tension ondulée d'une machine électrique.

La diminution des harmoniques est souvent faite en sortie de l'onduleur par un filtre qui souvent très coûteux et onéreux pour les installations industrielles de grosses machines.

L'utilisation de la technique MLI pousse les harmoniques impaires de rang impaires 3 et 5 et 7 en général à s'éloigner du premier harmonique pour en diminuer les effets de ces harmoniques impaires.

La modulation de largeur d'impulsion MLI est très utilisée pour la commande de l'onduleur à deux niveaux avec une maîtrise de l'onde ondulée de sortie.

La conversion d'un bus continu à une tension alternative triphasée variable en amplitude et en fréquence est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur assurant des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les bornes

de la charge triphasée qui est en général un moteur. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre l'intervalle d'ouverture et de fermeture pour chaque bras d'onduleur c'est le rapport cyclique.

En résumé la technique MLI se base sur la comparaison d'un signal de contrôle ou modulatrice d'amplitude A_m et de fréquence f_m , à une porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée.

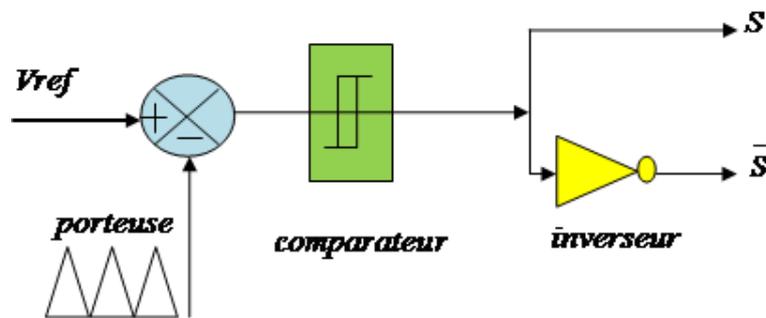


Figure2.8 Principe la modulation MLI sin-triangulaire

Les paramètres formant une MLI sin-triangulaire sont définis comme :

1. L'amplitude de la modulatrice sinusoïdale A_m
2. L'amplitude de la porteuse triangulaire A_p
3. La fréquence de modulation f_m
4. La fréquence de la référence f_p
5. L'indice de modulation ou rapport des fréquences m_d :

$$m_d = \frac{f_p}{f_m} \quad (2.8)$$

6. Le coefficient de réglage ou rapport des tensions r :

$$r = \frac{A_m}{A_p} \quad (2.9)$$

Pour ce type d'onduleur utilisant le principe de la MLI consiste à comparer directement le signal de la porteuse avec celui de la référence.

On note que la largeur de l'onde obtenue est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à chaque instant de commutation ou le basculement à lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées.

Les résultats des tensions ondulées obtenues à sortie de l'onduleur du modèle **simulink** sont montrées sur la figure 2.9 et le caractère sinusoidal est visible sur cette figure.

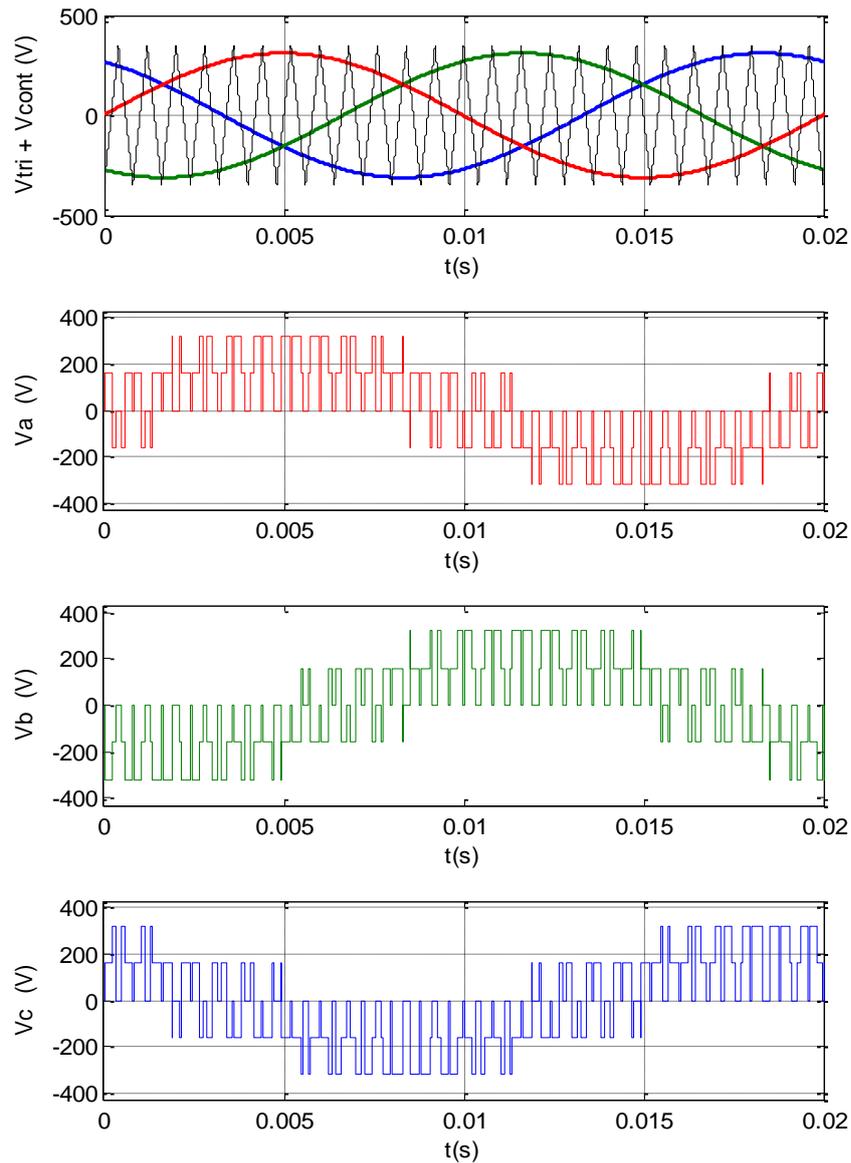


Figure 2.9 Tension de la source triphasée de l'onduleur de tension

2.4. Conclusion :

Dans ce chapitre un expose sur l'importance de l'onduleur de tension est donné pour l'alimentation des moteurs asynchrone afin de pouvoir varier la vitesse de rotation.

Un modèle mathématique est établi d'après le principe de la technique MLI et simule avec une description des ondes obtenus avec le logiciel Matlab.

Chapitre 3

Modélisation et simulation du moteur asynchrone

Chapitre 3

Modélisation et simulation du moteur asynchrone

3.1. Introduction :

La modélisation du moteur asynchrone est le premier pas pour l'étude de la dynamique du moteur asynchrone et de son démarrage.

Afin de réaliser un modèle simple pour l'étude du moteur asynchrone ont introduits certaines hypothèses simplificatrices pour la réalisation modèle mathématique du moteur asynchrone.

- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme.
- Le circuit magnétique est feuilleté, et la saturation est négligeable.
- Les forces magnétomotrices des courants au stator et au rotor, sont à répartition sinusoïdale dans l'entrefer.
- Les bobines des trois phases sont à répartitions identiques donc bonne géométrie et symétrie.
- Les résistances des enroulements ne dépendent pas de la température en fonctionnement normale.
- La densité de courant est considérée uniforme dans conducteurs.

3.2. Les équations électriques :

Les équations des mailles, liant paramètres du moteur aux tensions avec courants et les flux, au stator indice 's' et au rotor d'indice 'r' **figure 2.1**

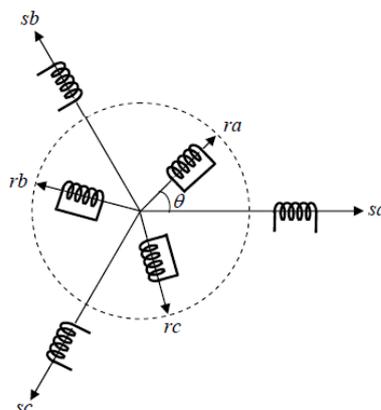


Figure3.1 Représentation des enroulements

Au stator

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (3.1)$$

Au rotor

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (3.2)$$

Sous forme matricielle des équations (1) et (2)

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Avec

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}; [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Avec

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}; [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.3. Les équations magnétiques :

Les équations magnétiques aux inductances du stator et du rotor liés aux courants des phases.

Au stator

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (3.7)$$

Au rotor

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (3.8)$$

Ou les inductances sont,

$[L_s]$ - la matrice des inductances du stator

$[L_r]$ -la matrice des inductances du rotor

$[M_{sr}]$ -la matrice des inductances du couplage magnétique entre stator et rotor.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

Ou l_s et l_r sont les inductances propres des enroulements.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Et

$$= M_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.4. Equation de partie mécanique du rotor :

La loi de Newton donne le couple moteur :

$$C_{em} = C_r + J \frac{d\omega}{dt} + f \cdot \omega \quad (3.11)$$

- C_{em} - est le couple électromagnétique
- C_r - le couple résistant de charge
- J - Moment d'inertie du rotor et de toute la partie tournante.
- f - Le coefficient de frottement.

3.5. Transformation de Park :

Les équations décrivant le moteur sont fortement non linéaires, dépendant de l'angle entre le rotor et le stator teta Θ . on va utiliser la transformation de Park pour simplifier le système. La réduction de ces équations se fait des repères naturels 'abc' du moteur au stator et au rotor sur un repère orthogonal (d,q). Figure 3.2

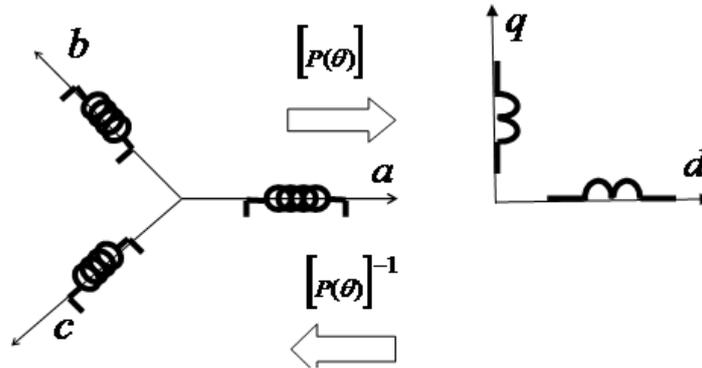


Figure3.2 Transformation de Park

Elle est constituée d'une transformation triphasée- biphasée abc à d,q. Cette transformation s'applique aux tensions, aux courants et au flux. La matrice de passage de la transformation de Park est définie comme suit :

Le passage direct (abc) vers (d, q) se fait par.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Le passage inverse (d, q) vers (abc) se fait par, La transformation de Park inverse donnée par,

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

3.6. Choix du Référentiel :

Pour l'étude des régimes transitoires du moteur asynchrone à cage, on utilise trois systèmes d'axes.

$$\left(\begin{array}{l} \omega_{\text{coor}} = 0 \text{ pour un référentiel lié au stator} \\ \omega_{\text{coor}} = p\omega_m \text{ pour un référentiel lié au rotor} \\ \omega_{\text{coor}} = \omega_s \text{ pour un référentiel lié au champ tournant} \end{array} \right)$$

3.6.1. Référentiel Lié au Stator :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator $\omega_{\text{coor}} = 0$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. Ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

3.6.2. Référentiel Lié au Rotor :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse donc ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s - \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

3.6.3. Référentiel Lié au Champ Tournant :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$.

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

Pour Park tout système triphasé de repère (abc) peut être réduit en système biphasé (d, q).

$$[X_{dq}] = [P(\theta_c)][X_{abc}] \quad (3.14)$$

Où la variable X peut être remplacée par le courant, la tension ou le flux.

$P(\theta_c)$ -Matrice directe de Park et $\omega_c = \frac{d\theta_c}{dt}$ est la vitesse en coordonnées communes.

3.7. Réalisation du modèle mathématique :

3.7.1. Modèle d'état du moteur asynchrone :

La réduction des équations de (3.1) et (3.2) donne le modèle mathématique pour la simulation sur Simulink.

Les équations des tensions du système en coordonnées (alpha, beta) lié au stator repère de Coordonne fixer au stator donne,

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.15)$$

Les flux du moteur sont

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.16)$$

En posant sous forme matricielle :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_r \omega_r i_{r\beta} + M \omega_r i_{s\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} - L_r \omega_r i_{r\alpha} - M \omega_r i_{s\alpha} \end{cases} \quad (3.17)$$

L'équation d'état du système pour les courants comme variable d'état.

$$[V]^T = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta} \ 0 \ 0] \text{ Et } [I]^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ i_{r\alpha} \ i_{r\beta}]$$

En posant le système après simplifications sous la forme,

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R]. [I] + [V] \quad (3.18)$$

L'équation d'état du système est alors,

$$\frac{dX}{dt} = [A]. X + [B]U \quad (3.19)$$

Après identifications on obtient alors. On détermine les deux matrices [R] et [L]

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Et

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix}$$

La simplification alors en posant l'équation (3) sous la forme.

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1} \cdot [R] \cdot [I] + [L]^{-1} \cdot [V] \quad (3.20)$$

On obtient

$$[A] = -[L]^{-1} \cdot [R] \quad (3.21)$$

Où la matrice [R] peut être réduite en,

$$[R] = [R1] + \omega_r [R2] \quad (3.22)$$

Avec

$$[R1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[R2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

Avec

$$[B] = -[L]^{-1} \quad (3.23)$$

Où [B] est la matrice inverse de la matrice [L].

Le couple électromagnétique moteur est,

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_m}{dt} + f \cdot \omega_m \quad (3.24)$$

La pulsation des courants rotoriques,

$$\omega_r = p \cdot \omega_m \quad (3.25)$$

Le couple électromagnétique en fonction des courants est,

$$C_{em} = \frac{3}{2} p M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (3.26)$$

3.7.2. Résultats de simulation et interprétation :

La simulation du moteur asynchrone est conduite avec la source d'alimentation par une tension d'alimentation triphasée montrée sur la figure 3.3 et figure 3.4 on obtient :

Les courbes de couple de couple électromagnétique figure 3.5 ou l'on peut remarquer un couple de démarrage important au début qui dure 0.2s, à la fin de la marche à vide qui dure 1s, le couple électromagnétique suit une consigne pour une charge de 15 Nm.

La courbe de vitesse figure 3.6, présente une marche à vide à vitesse de 1500 tr/min et lorsque la charge est appliquée pour la deuxième seconde de 1s à 2s la vitesse est diminuée par l'effet de la charge de 15Nm c'est l'effet de glissement de la vitesse.

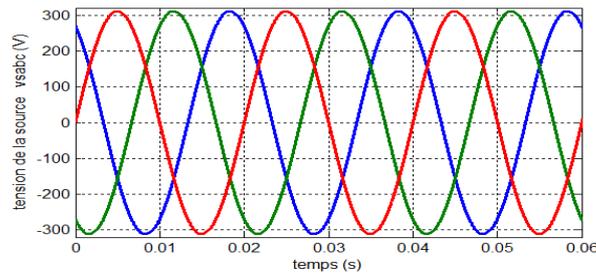


Figure3.3 Tension d'alimentation triphasée

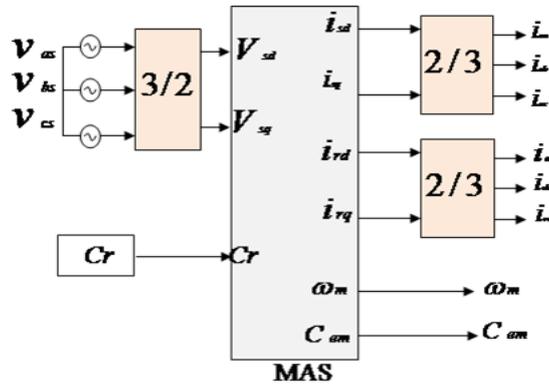


Figure3.4 Modèle Simulink du moteur asynchrone

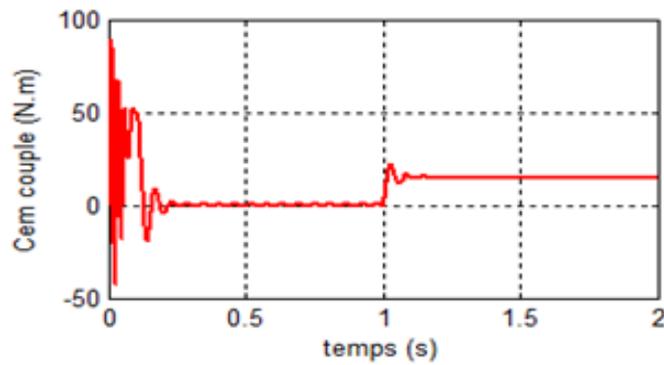


Figure3.5 Courbe de Couple électromagnétique

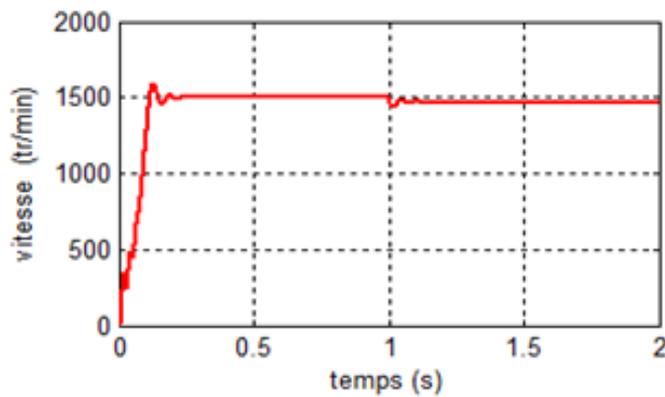


Figure3.6 Courbe de la vitesse de rotation

Le courant triphasé du stator Figure 3.7 (a) suivent l'évolution de la charge 15 Nm, et on peut observer que le moteur absorbe un courant important entre 1s et 2s de l'ordre de 8A.

Le courant statorique pour la phase a à titre d'exemple est montré en figure 3.7 (b).

Le courant induit rotorique est nul jusqu'à la première seconde et croit jusqu'à 5A en 2s.

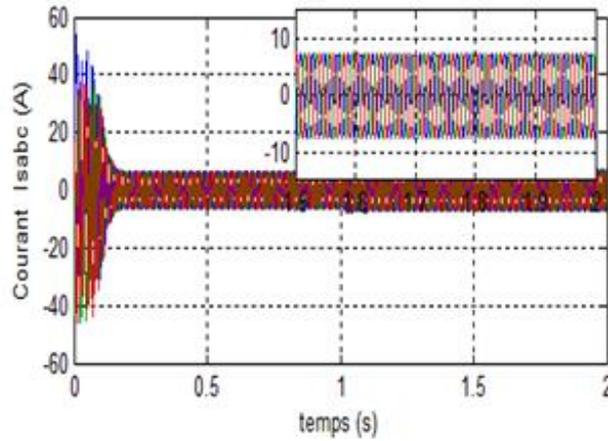


Figure3.7 (a) Courants stator

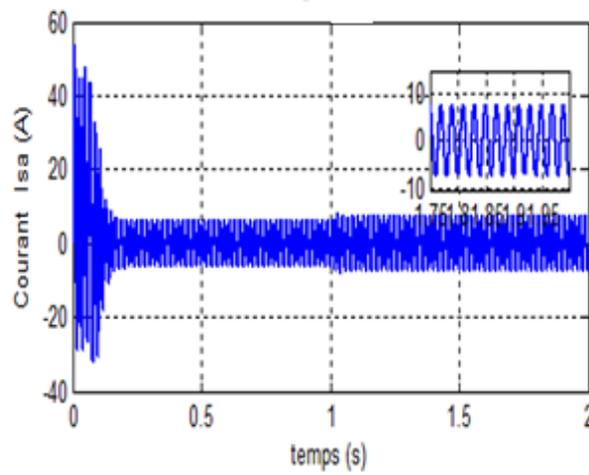


Figure3.8 (b) Courant stator Isa pour la phase a

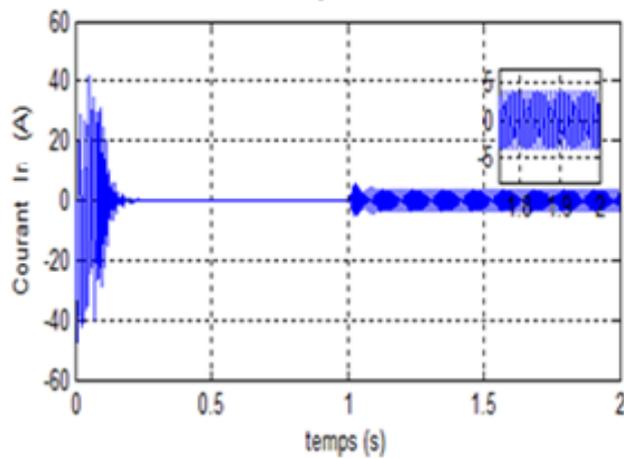


Figure3.9 Courants rotor

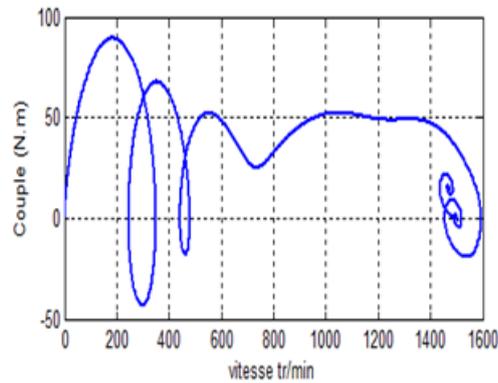


Figure3.10 Caractéristique mécanique dynamique

La caractéristique dynamique de démarrage Figure 3.9 donne la dépendance du couple en fonction de la vitesse.

3.8. Conclusion :

Dans ce chapitre on a examiné l'élaboration du modèle mathématique du moteur asynchrone avec les équations de fonctionnement sous certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle étudié est réalisable sur la plateforme de Matlab.

La simulation conduite avec le logiciel Matlab/Simulink du modèle du moteur asynchrone à cage avec une charge mécanique ; montre les courbes obtenues des caractéristiques de vitesse de couple et de courant du stator et du courant du rotor, dans un régime de fonctionnement sinusoïdal équilibré.

Chapitre 4

Commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone

Chapitre 4

Commande vectorielle indirecte du moteur asynchrone

4.1. Introduction

Le moteur asynchrone est un moteur initialement sur le réseau à fréquence constante donc il a été utilisé à vitesse constante, c'est avec développement des onduleurs de tension et le l'arrivée des commandes vectorielle IFOC et DFOC et la commande DTC commande directe de couple vectorielle que le moteur asynchrone est utilisé à vitesse variable.

4.2. Principe de la commande IFOC en tension

Dans le but d'exploiter les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine asynchrone ; deux savants Blaschke et *Hasse* ont proposé une méthode vectorielle pour la commande du moteur asynchrone. La commande vectorielle ou commande à flux orienté à été introduite pour résoudre les problèmes du couplage des variables de la machine. Le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment comme pour MCC figure 4.1.

La commande vectorielle indirecte IFOC (Indirecte Field Oriented Control) et la commande vectorielle directe DFOC (direct Field Oriented Control) sont des commandes avancées du moteur asynchrone. Dans un moteur à courant continu à excitation indépendante il existe un découplage naturel entre le flux d'excitation (produit par le courant d'excitation) et le couple électromagnétique (produit par le courant d'induit).

Ce découplage permet d'obtenir une réponse rapide en vitesse, vue que le couple et le flux sont contrôler séparément et donc la vitesse une grande plage de variation avec une grande variation de charge en régime permanent.

- **Commande vectorielle directe DFOC**

Dans la commande vectorielle directe DFOC on a besoin d'une bonne connaissance du module du flux et de sa position et ceci quel que soit le régime de fonctionnement du moteur. On utilise en général un capteur à effet hall inséré dans l'entrefer du moteur et une série de mesures est réalisée pour connaître le module de flux et sa position en temps réel.

Mais l'utilisation de ce capteur magnétique complique considérablement l'installation et affecte la fiabilité de l'installation qui est alors affaiblie, donc cette méthode est complexe vu la fragilité de ce capteur, plus encore coût élevé à la production, prix de l'installation et de la maintenance élevés.

- **Commande vectorielle indirecte IFOC**

Dans cette méthode on a besoin seulement de la position du flux et non pas de son module ou encore sa mesure. Donc on a recouru à un capteur de flux rotorique, on fait appel à un estimateur de position du rotor ou encore de la vitesse du rotor.

Donc dans cette méthode le flux rotorique est reconstitué à partir des mesures de courants et des tensions statoriques. Ou encore le flux rotorique est estimé à partir des courants mesurés au stator avec la vitesse mécanique du rotor en utilisant les équations du circuit du rotor.

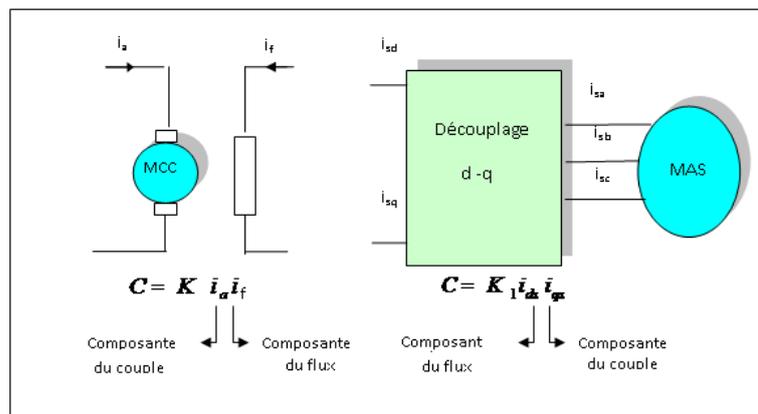


Figure 4.1 équivalence entre la commande du MCC et MAS

4.3. Mise en équations de la commande vectorielle indirecte IFOC

Dans la commande indirecte, le flux n'est pas régulé, il est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle θ_s obtenu à partir de ω_s . Cette dernière est la somme de la pulsation de glissement $\omega_s l$ estimée et la pulsation mécanique $p\omega$ obtenue à partir de la vitesse du rotor. Cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur du flux d'entrefer.

4.4. Mise en équation de la commande vectorielle en tension

Dans le repère d, q lié au champ d'entrefer les équations des tensions statoriques et rotoriques sont,

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (4.1)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (4.2)$$

Dans cette commande le flux du rotor est orienté sur l'axe d du repère synchrone figure 4.2

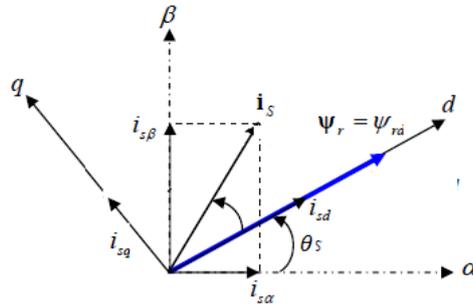


Figure 4.2 Orientation du flux rotorique sur l'axe d

Dans cette situation la totalité du flux est sur l'axe d et sa composante sur l'axe q est nulle.

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

Les équations au rotor sont alors simplifiées,

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (4.4)$$

Les composantes du flux statorique sont alors,

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \end{cases} \quad (4.5)$$

Et les composantes des tensions au stator sont,

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad (4.6)$$

4.5. Estimation de la pulsation statoriques ω_s

La pulsation de glissement due à la charge est obtenue par,

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \quad (4.7)$$

Et la pulsation statorique est

$$\omega_s = p\omega_m + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \quad (4.8)$$

Et la pulsation statorique est lie la position θ_s qu'on peut obtenir par intégration de (4.9)

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (4.9)$$

4.6. Equation du couple électromagnétique

Dans cette situation de simplification le couple ne dépend que de la composante du flux rotorique φ_{rd} et de la composante du courant statorique i_{sq} d'axe q.

$$C_{em} = K_c \cdot \varphi_{rd} \cdot i_{sq} \quad (4.10)$$

En prenant un flux de référence φ_{rd} constant le moteur asynchrone est alors commande comme un moteur MCC à excitation séparée équation (4.10).

Les équations du moteur sont alors,

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\ \omega_{sl} = p\omega_m + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \\ C_{em} = K_c \cdot \varphi_{rd} \cdot i_{sq} \\ C_{em} = J \frac{d\omega_m}{dt} + C_r + p\omega_m \end{array} \right. \quad (4.11)$$

La recherche de l'équation d'état décrivant le moteur et en posant $\varphi_{rq} = 0$ on a.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega_m \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} \\ C_{em} = J \frac{d\omega_m}{dt} + C_r + p\omega_m \end{array} \right. \quad (4.12)$$

Les équations des tensions dépendent des courants i_{sd} et i_{sq} donc influent simultanément sur le flux et sur le couple, on procède à un découplage par compensation.

4.7. Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les Équations du moteur d'une manière simple et ainsi de calculer coefficients des régulateurs.

En considérant une dynamique longue du flux en par rapport aux courants alors les

équations de tensions sont réécrites avec l'opérateur de Laplace (s) de la manière suivante :

Figure 4.3

$$\begin{cases} v_{sd} = (R_s + s\sigma L_s)i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = (R_s + s\sigma L_s)i_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad (4.13)$$

Les variables de références des tensions des commandes v_{sd}^* et v_{sq}^* , figures

$$\begin{cases} v_{sd}^* = (R_s + s\sigma L_s)i_{sd} = v_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} = v_{sd} + e_{sd} \\ v_{sq}^* = (R_s + s\sigma L_s)i_{sq} = v_{sq} - \omega_s \left(\frac{L_m}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \right) = v_{sq} - e_{sd} \end{cases} \quad (4.14)$$

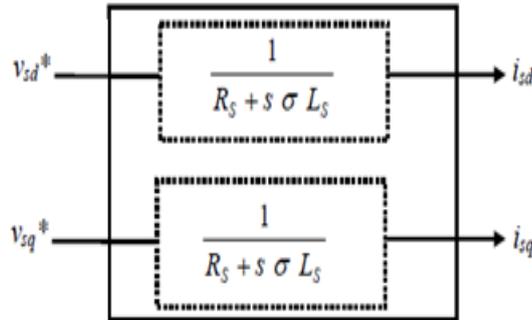


Figure4.3 Les variables de références des tensions des commandes

Et les tensions v_{sd} et v_{sq} sont reconstruites à partir des tensions des commandes v_{sd}^* et v_{sq}^* , Figure 4.4

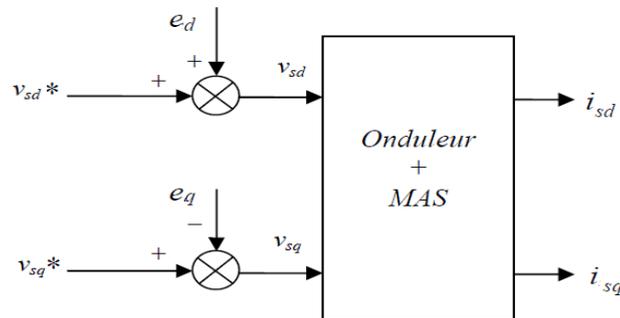


Figure4.4 Tensions v_{sd} et v_{sq} reconstruites

4.8. Régulation de vitesse

Le régulateur de vitesse est de type PI ; le schéma de régulation de vitesse de la partie mécanique est alors. Figure 4.5

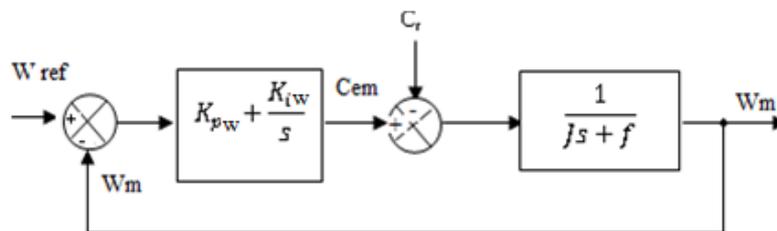


Figure4.5 blocs de régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte BO pour de la charge Cr=0 ;

$$F_{\omega m}(s) = \frac{k_{pw}s + k_{iw}}{s(js + f)} \tag{4.15}$$

La fonction de transfert de la figure en boucle fermée BF

$$G_{\omega m}(s) = \frac{k_{pw}s + k_{iw}}{js^2 + (k_{pw} + F)s + k_{iw}} \tag{4.16}$$

L'équation (21) possède une dynamique d'un système de deuxième ordre et d'après la forme réduite on a par identification ;

Kpw et Kiw sont les coefficients du régulateur de vitesse.

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \tag{4.17}$$

Avec

$$\frac{J}{k_{iw}} = \frac{1}{\omega_n^2} \tag{4.18}$$

Et

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{pw} + f}{k_{iw}} \tag{4.19}$$

La résolution de (4.18) et (4.19) avec un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ on a,

$$k_{iw} = J \cdot \omega_n^2 \tag{4.20}$$

Et

$$k_{pw} = 2J \cdot \omega_n - f \tag{4.21}$$

4.9. Simulation et interprétation

La simulation de commande IFOC est conduite avec le bloc de schéma figure 4.6

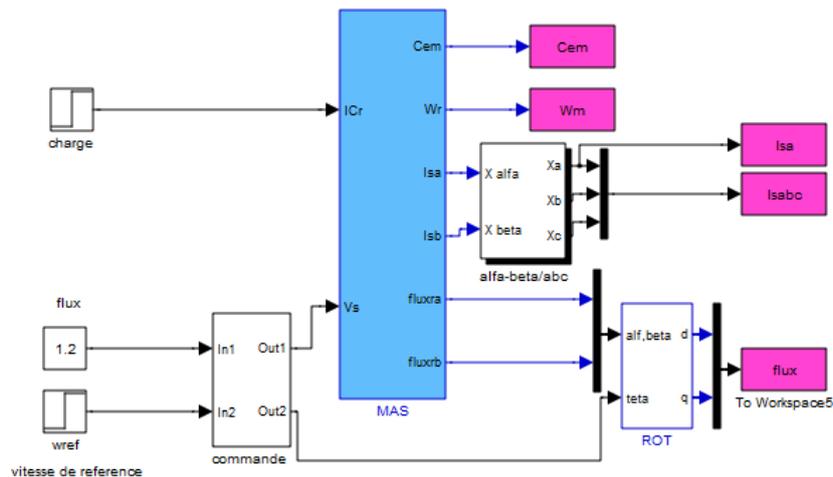


Figure4.6 blocs Simulink de la commande IFOC

4.10. Résultats de simulation

Les courbes obtenus de la vitesse et du couple sont montrés sur la figure 4.7 et figure 4.8 l'effet de l'application de la charge sur la vitesse à 0.5 s la dynamique de la vitesse d'une consigne de référence de (100r/s) est meilleur que le démarrage direct.

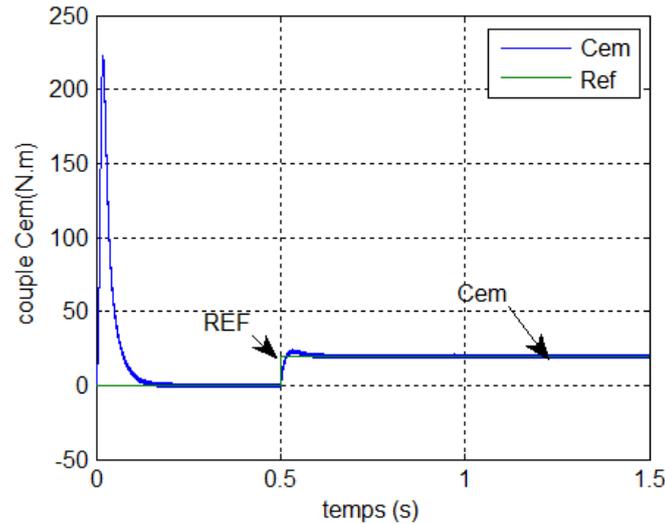


Figure 4.7 Courbe de Couple électromagnétique en commande IFOC

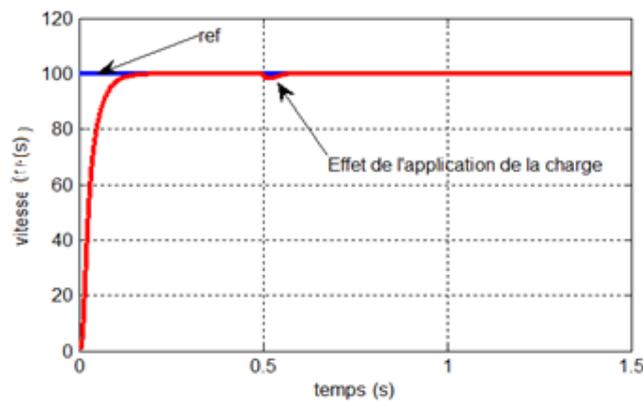


Figure 4.8 Courbe de la vitesse de rotation en commande IFOC

Les courbes de courant statorique suivant l'effet de charge figure 4.9 et le découplage de flux en deux composantes est montré en figure 4.10.

L'inversion de la vitesse avec une référence de (100 r/s à -100 r/s) figure 4.11 avec une application d'une charge 15Nm et son effet sur le couple électromagnétique développé est montré en figure 4.12.

Lors de l'essai avec variation de la résistance rotorique, on remarque que la dynamique de vitesse est réduite, le moteur temps à ralentir un peu figure 4.13.

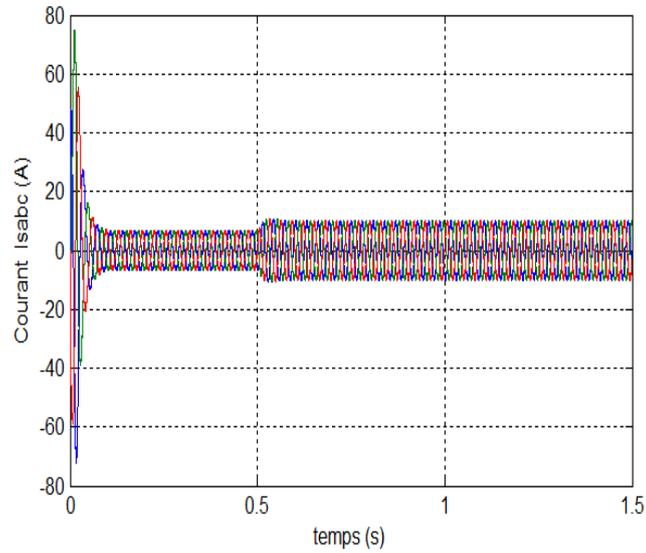


Figure4.9 Courants stator en commande IFOC

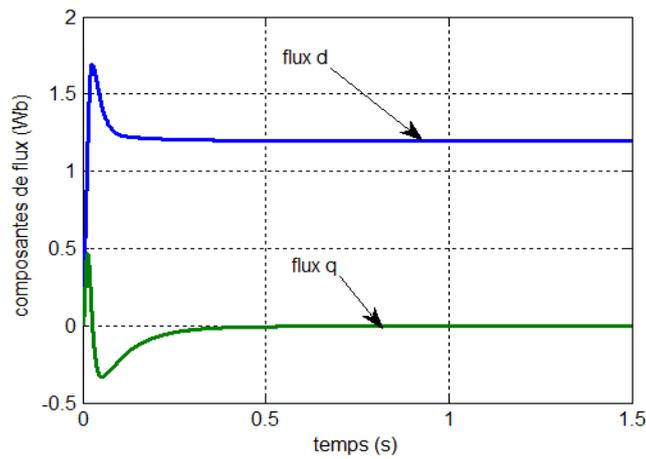


Figure4.10 composantes de flux en commande IFOC

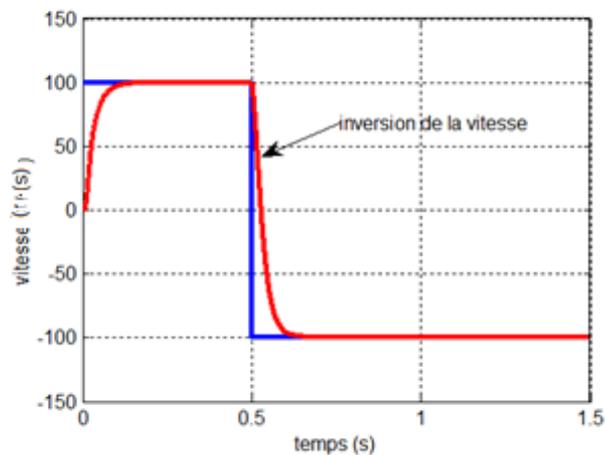


Figure4.11 l'effet de l'inversion de vitesse

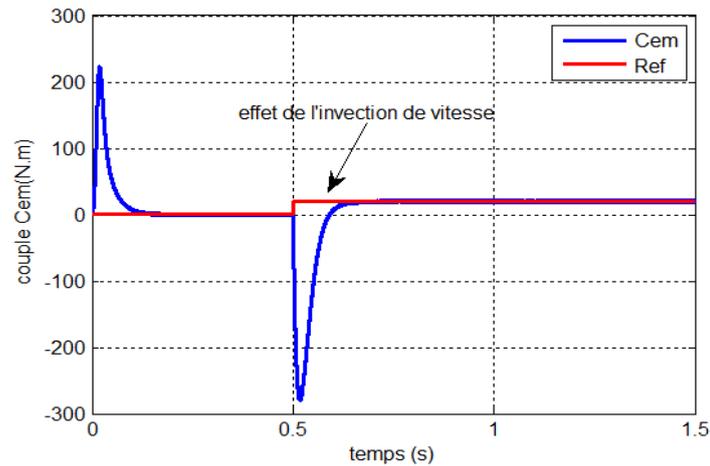


Figure4.12 couple électromagnétique avec inversion de

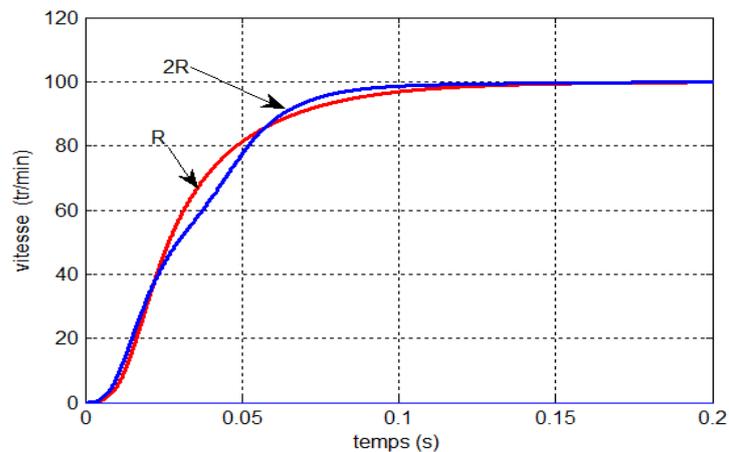


Figure4.13 Effet de la variation de la resistance rotorique

4.11. Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié et élaborer le modèle de la commande vectorielle indirecte et les simulations du modèle IFOC, sous différentes conditions en démarrage directe suivi d'une application de la charge, ont vu l'effet de l'inversion de la vitesse sur le couple électromagnétique développé du moteur et aussi l'effet de la variation de la résistance rotorique sur la dynamique de vitesse.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire a été focalisé sur l'étude d'une commande avancée du moteur asynchrone qui est la commande vectorielle indirecte. La modélisation de l'onduleur de tension et l'étude du démarrage direct avec le logiciel Matlab Simulink.

En comparaison de ses résultats de cette étude on remarque que technique de commande IFOC a donné de meilleures performances que celle obtenues dans le chapitre 2 en démarrage direct et que les caractéristiques de vitesse pour différents régimes sont meilleures, ainsi ses résultats ont le grand intérêt dans le domaine de la commande et l'entraînement de la moteur asynchrone à vitesse variable.

Bibliographie

- [1] Sghaier Haouari, N. (n.d.). Les procédés de démarrage (Chapitre 3). Manuscrit inédit, Département d'Électrotechnique, Université [nom non précisé].
- [2] Drid, S., & Boubir, M. (2021). Différents démarrages des moteurs asynchrones [Support de cours, Université Batna 2 Mustapha Ben Boulaïd, Département d'Électrotechnique]. Faculté de Technologie.
- [3] Drid, S., & Boubir, M. (2021). Différents démarrages des moteurs asynchrones [Support de cours, Université Batna 2 Mustapha Ben Boulaïd, Département d'Électrotechnique]. Faculté de Technologie.
- [4] Mme Tamrabet Hanene « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone » Université de Batna. 20 /05 /2006.
- [5] Zekkour Abdelhamid 'Contrôle Direct de Couple (DTC) de la machine à induction' The International Conference on Electronics & Oil University Ouargla- 2013
- [6] Sakhraoui, I. (2014). Commande avancée d'une machine asynchrone (Master's thesis, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Faculté de Génie Électrique et d'Informatique).
- [7] Rahmouni, H. E., & Laiche, A. (2020). Commande de la machine asynchrone (Master's thesis, Université Mohamed Khider Biskra, Faculté des Sciences et de la Technologie).
- [8] Meziane, R., & Ouerdi, N. (2008). Étude et commande de la machine asynchrone (Mémoire d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie). Département d'électrotechnique, Faculté de Génie Électrique et de l'Informatique.
- [9] Benamara, S., & Boukellal, M. (2024). Commande vectorielle d'une machine asynchrone en présence de défauts : Modélisation, simulation et diagnostic [Mémoire de fin d'études d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie]. Département d'Électrotechnique, Faculté de Génie Électrique et de l'Informatique.
- [10] Bouchareb, L., & Meziane, Y. (2025). Étude et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défauts par logique floue [Mémoire de fin d'études d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie]. Département d'Électrotechnique, Faculté de Génie Électrique et de l'Informatique.
- [11] Lamia Youb 'commande directe de couple et commande vectorielle de la machine asynchrone ' journal' automatique et ordinateurs'
- [12] Francis Milsant Machines synchrones et asynchrones ellipses

- [13] R Merat R Moreau Electrotechnique édition BERTI
- [14] G.Seguir Electronique de puissance DUNOD
- [15] JL Dalmasso Electronique de puissance - commutation DIA BELIN
- [16] RR.Schoen;T.G.Habetler; F.Kamran;R.G.Bartheld;“Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring”. IEEE Transaction on Industry Applications. vol 31 N°6. pp1274-1279. November- December 1995.
- [17] Aït Kaïd D., « Commande d’une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l’aide de régulateur fractionnaire », Mémoire de Magister, Option : Machines Electriques, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2011.
- [18] Baghli L., « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Note de cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2005.

Annexe

Paramètres du moteur

Resistance statorique	$R_s=1.150$
Resistance rotorique	$R_r=1.440$
inductance statorique	$L_s=0.156$
inductance rotorique	$L_r=0.156$
inductance mutuelle	$M=0.143$
moment d'inertie	$J=0.024$
coefficient de frottement	$F=0$
nombre de paires de poles	$p=2$
frequence	$f=50$