



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et
Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة غرداية

Université de Ghardaïa

N°d'enregistrement

...../...../.....

كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté des Sciences et de la Technologie

قسم الآلية والكهروميكانيك

Département d'automatique et d'électromécanique

Mémoire de fin d'étude, en vue de l'obtention du diplôme

Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière: Automatique et Electromécanique

Spécialité : Automatique et systèmes

Thème

***Etude de la commande directe du couple
(DTC) d'une machine à induction***

Présenté par :

BOUNOUA Ibtissame

Soutenu publiquement le: 04 /06/2024

Devant le jury composé de :

Boudhabia Saad	MCB	Univ. Ghardaïa	Président
FIHA KHAIR Amine	MCB	Univ- Ghardaïa	Examineur
DJELLOULI Tahar	MCB	Univ- Ghardaïa	Examineur
ALLALI Mohamed	MAA	Univ. Ghardaïa	Encadreur

Année universitaire 2023/2024

ملخص :

في هذه المذكرة قمنا بدراسة التحكم في آلة لامتزامنة ثلاثية الطور (تشغيل كمحرك) التي تعتبر أكثر المحركات استعمالاً في الصناعة. استراتيجية التحكم المختارة هي التحكم المباشر في عزم المزدوجة حيث عملنا على النمذجة الرياضية للمحرك في النظام ثلاثي الطور وللتبسيط قمنا بنمذجته في طورين وبعدها طبقنا الاستراتيجية المختارة بكل أطوارها. من أجل التحقق من صلابة وفعالية التحكم المباشر في العزم والسرعة أجرينا محاكاة باستعمال برنامج Matlab/Simulink. نتائج المحاكاة المتحصل عليها كانت جد مرضية في متابعة عزم وسرعة المحرك.

كلمات مفتاحية:

محرك لامتزامن ثلاثي الطور، التحكم المباشر في المزدوجة، نمذجة، محاكاة Matlab/Simulink

Résumé :

Dans ce mémoire, nous avons étudié le contrôle d'une machine à induction triphasée (fonctionnement en moteur), considérée comme le moteur le plus utilisé dans l'industrie. La stratégie de contrôle choisie est le contrôle direct du couple (DTC). Nous avons traité la modélisation mathématique du moteur dans le système triphasé, par la suite en biphasé puis avons appliqué la stratégie choisie à toutes ses étapes.

Afin de vérifier l'efficacité du contrôle direct du couple et de la vitesse, nous avons effectué une simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Les résultats de simulation obtenus sont révélés très satisfaisants pour le suivi du couple et de la vitesse du moteur

Mots-clés: machine à induction, contrôle direct du couple, DTC, modélisation, Matlab/Simulink

Abstract:

In this thesis, we studied the control of a three-phase induction machine (operating as a motor), considered to be the most used motor in industry. The chosen control strategy is Direct Torque Control (DTC). We treated the mathematical modeling of the motor in the three-phase system, subsequently in bi-phase and then applied the chosen strategy at all its stages.

To verify the effectiveness of direct control of torque and speed, we performed a simulation using Matlab/Simulink software. The simulation results obtained proved to be very satisfactory for control torque and speed of the motor

Keywords: Induction machine, direct torque control, DTC, mathematical modeling, Matlab / Simulink

إهداء

إلى منبع الحنان الذي لا ينضب إلى التي حملتني وهن على وهن وإلى التي
سهرت الليالي ليطيب نومي، إلى التي قامت من أجلي إلى أمي الغالية
حفظها الله وأطال في عمرها، إليك أهدي ثمرة جهدي

إلى من علمني واكسبني شخصية فذة ولم يبخل علي بنصائحه وإرشاداته
إلى أبي حفظه الله وأطال في عمره

إلى أميرتي الصغيرة و أول فرحتي .. إلى ملاكي وحياتي وسعادتي إلى
ابنتي جوري

إلى سندي في الحياة اخوتي
إلى كل من علمني حرفا وساعدني يوما ووجهني

نحو المعرفة والعلم

إلى هؤلاء جميعا أهدي هذا البحث المتواضع

شكر وتقدير

ساهم العديد من الأشخاص في إنجاز هذا العمل. ولهذا السبب أود أن أشكر بشكل خاص السيد علالي محمد مشرف رسالتي على استعداده للمساعدة وعلى مساهمته القيمة.

أتقدم بخالص الشكر لجميع الطاقم الإداري بجامعة غرداية كلية العلوم والتكنولوجيا .

الدكتور بوضبية سعد على شرف مشاركتي في لجنة التحكيم كرئيس، والدكتور فيهاخير أمين و الدكتور جلولي الطاهر كمتحنيين

أخيرًا، أود أن أقوم بواجب الامتنان والشكر لجميع أساتذتي على الدروس التي كانوا طيبين بما يكفي لإعطائي إياها خلال السنتين اللتين قضيتهما في الجامعة. لقد بذلوا قصارى جهدهم لتزويدي بالمعرفة الفعالة وأمل أن يترك سلوكي انطباعًا جيدًا لديهم.

ولا يفوتني أن أشكر جميع زملائي

وفي النهاية من الصعب علي ان أعبر عن كل ما أدين به لعائلتي على الدعم المعنوي الذي لا يقدر بثمن والتشجيعات العديدة التي قدموها لي

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre I.....	3
I.1.INTRODUCTION :	3
I.2.Historique.....	3
I.3 Description de la machine à iduction.....	4
I.3.1 Stator (inducteur)	5
I.3.2 Rotor (induit)	6
I.3.2.1 Rotor à cage d'écureuil	6
I.3.2.2 Rotor bobiné.....	7
I.3.3 Entrefer	7
i.4 Principe de fonctionnement du moteur à induction	8
I.5 Glissement de la machine à induction.....	9
I.6. Schema électrique equivalent	10
I.7. Variation de la vitesse et sens de rotation.....	11
I.7.1 Variation de la vitesse	11
I.7.2 Sens de rotation.....	11
I.8 Avantages et inconvenients.....	11
I.8.1 Avantages.....	11
I.8.2 Inconvénients	<u>122</u>
I.9 Conclusion	12
Chapitre II: Modélisation de la machine à induction	Erreur ! Signet non défini.
II.1 Introduction	14
II.2. Modelisation de machine asynchrone.....	14
II.2.1 Hypothèses simplificatrices	14
II.2.2. Equations électriques de la machine.....	15
II.2.3. Modèle électrique équivalent.....	Erreur ! Signet non défini.

II.2.4. Modèle dynamique	17
II.2.4.1. Equations magnétiques	17
II.2.4.2. Equation mécanique.....	18
II.3. Transformation du systeme triphase vers biphasé	19
II.3.1. Intérêt des matrices de transformation.....	19
II.3.2. Modèle de Park de la Machine Asynchrone	19
II.3.3 Transformation de Park	20
II.3.4. Application de la transformation de Park sur la machine à induction	21
II.3.4.1 Equations électriques	21
II.3.4.2 Equations magnétiques	21
II.3.5. Expressions du couple électromagnétique.....	22
II.4. Choix de referentiel	Erreur ! Signet non défini.
II.4.1. Référentiel lié au stator	Erreur ! Signet non défini.
II.5 Mise sous forme d'equations d'état	22
II.5.1 Equation mécanique.....	23
II.6.Modélisation de l'alimentation de la MAS	23
II.6.1. Modélisation du redresseur.....	23
II.6.2. Modélisation du filtre :	25
II.6.3. Modélisation d'onduleur de tension :	26
II.7. simulation de la machine	26
II.7.1. Résultat de simulation	26
II.7.2. Interprétation des résultats de simulation	Erreur ! Signet non défini.
II.8. CONCLUSION	28
Chapitre III : Commande directe du couple (DTC)du Moteur à induction.....	30
III.1 INTRODUCTION.....	30
III.2 Principe de la commande directe du couple.....	30

III .2.1 commande du flux statorique :	31
III.2.2Commande du couple électromagnétique :	32
III .2.3 Sélection du vecteur tension \bar{V}_s :	33
III.2.4 Estimation du flux statorique :	34
III.2.5 Estimation du couple électromécanique.....	36
III.2.6 Elaboration du vecteur de commande :	36
III.2.6.1 Elaboration du contrôleur de flux :	36
III.2.6.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique.....	37
a)Correcteurs à deux niveaux	37
b) Correcteurs à trois niveaux :	38
III.2.7. Elaboration de la table de commande:	38
III.2.8. Structure générale du contrôle direct du couple.....	39
III.3 Résultats de Simulation :.....	39
III.4 Conclusion.....	42
CONCLUSION GENERALE	42
Références bibliographiques.....	45

Liste de figures

Figure I.1 : structure d'un moteur asynchrone triphasée en 1893	4
Figure (I.2) : Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.....	5
Figure (I.3): stator d'un moteur asynchrone triphasé après le bobinage	6
Figure (I.4) : rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil	7
Figure (I.5): Rotor bobiné avec résistances extérieures	7
Figure (I.6): moteur asynchrone triphasé à cage	8
Figure (I.7) : schéma électrique équivalent d'un moteur asynchrone	10
Fig. (II.1) : Représentation simplifiée de la machine asynchrone triphasée	15
Fig. (II.2): Schéma électrique équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire	Erreur ! Signet non défini.
Fig. (II. 3) : Modèle de PARK de la MAS	19
Fig. (II.4) : Représentation des axes de la machine.....	20
Fig. (II. 5) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement ..	Erreur ! Signet non défini.
Fig. (II.6) Réponse du système de MAS	Erreur ! Signet non défini.
Figure II.7: Redresseur triphasé à diodes.....	24
Figure II.8: Représentation de la tension de sortie du redresseur	25
Figure II.9: représentation du filtre LC.....	25
Figure II.10: Onduleur triphasé alimentant le stator d'une MADA.	26
Figure II.11: Schéma de principe du contrôle par la MLI à hystérésis d'un bras de l'onduleur	
Figure.III.2 : choix du vecteur tension.	34
Figure. .III.3 : Correcteur de flux à hystérésis des vecteurs tensions correspondant.	37
Figure.III.4 : Correcteur de couple à trois niveaux.	37
Figure (III.5) : schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux	38
Figure (III.6): Les Résultats de la simulation de commande (DTC).....	41

Liste de tableau

Tableau III.: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à 2 et 3 niveaux.	38
----------------------------------------------------------------------------------------	----

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine de la commande des machines asynchrones (à induction) est toujours en évolution, cela est dû aux exigences du développement industrielles.

Ce type des machines est le plus utilisé dans la grande industrie comme dans les petites entreprises de fabrication .

De part sa structure, la machine à induction possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone.

L'évolution en parallèle de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus sophistiqué améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

Le but de ce mémoire est de présenter la stratégie de commande moderne qui est la commande directe du couple (Direct torque control: DTC) d'une machine asynchrone par rapport aux autres techniques de commande classiques comme:

- La commande scalaire ($V/f=Constante$) qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse,
- La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine et présente un certain nombre d'inconvénient tels que:
 - ✓ Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques.
 - ✓ Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé.

La commande directe du couple (DTC : direct torque control) vient pour réduire les inconvénients de la commande vectorielle.

Cette technique bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir:

- Réduction du temps de réponse du couple
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotoriques
- Elimination des transformations de coordonnées
- Contrôle des ondulations du flux et du couple

INTRODUCTION GENERALE

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- le premier chapitre présentera des généralités sur la machine à induction

le deuxième chapitre va exposer la modélisation de la machine à induction nécessaire en triphasé (abc) puis en biphasé pour élaborer un bloc de simulation de la machine alimentée par le réseau triphasé puis par un onduleur de tension après avoir une modélisation de cet onduleur .

- le troisième chapitre présentera l'étude de la commande directe du couple en commençant par son principe de fonctionnement et l'estimation du flux , du couple et la détermination du secteur en six zones afin de construire une table de commutation afin de générer les séquences de commande de l'onduleur et d'avoir les vecteurs tension qui alimentent le moteur et commandent directement son couple.

En fin, nous présenterons une conclusion générale pour résumer notre étude.

Chapitre I:
Généralistes sur le
moteur à induction

I.1.INTRODUCTION :

La machine asynchrone est appelée aussi machine d'induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [5].

Elle est basée sous un principe simple de champs tournant qui lui permet un fonctionnement sans contacts électriques glissants. Ceci conduit à une machine très robuste, à l'entretien aisé, Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, ce type des machines est aujourd'hui très couramment utilisé comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts..

La machine asynchrone (MAS) est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .Le rotor est toujours tourne à une vitesse de rotation différente par rapport à celle du champ tournant créer par le stator. Son 'intérêt est d'éliminer les inconvénients de la machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (la stabilité de fonctionnement et la fiabilité).

Dans ce chapitre, on présente des généralités sur cette machine en commençant par un flash historique, en passant par la description, le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients et en terminant par le domaine d'application.

I.2.Historique

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone [6], puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets.

Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888[7].En 1889, Michail Ossipowitsch Dolions-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891[8].

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé.

Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage découvert en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de

l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV ainsi que des nouveaux métros parisiens [9]

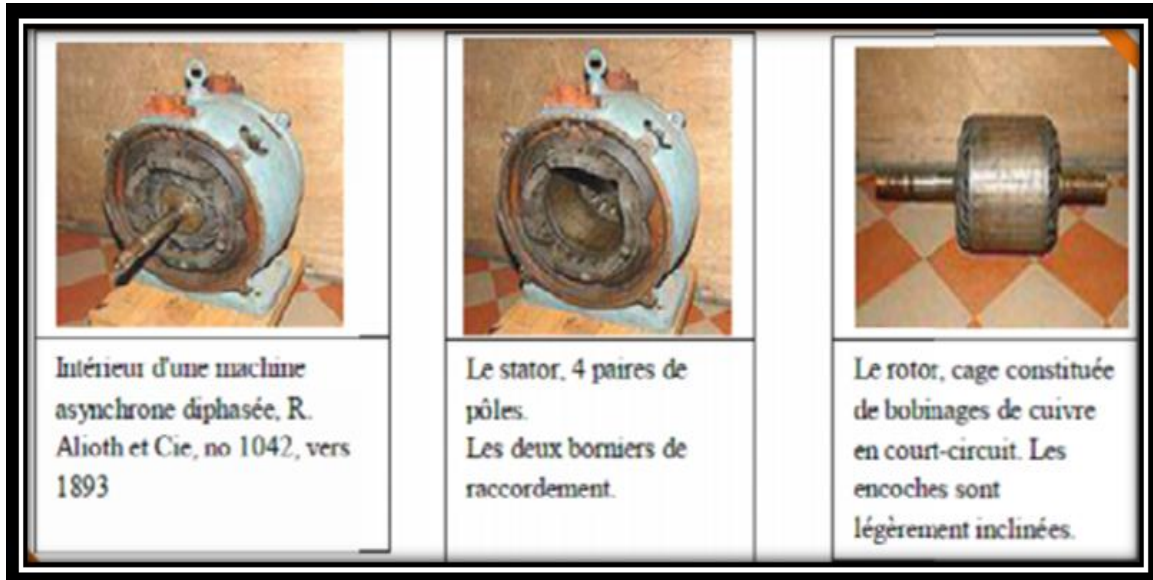


Figure I.1 : structure d'un moteur asynchrone triphasé en 1893 [3]

I.3 Description de la machine à induction

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif.

Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), 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. C'est par exemple le cas dans les éoliennes

Le stator d'une machine asynchrone est identique à celui d'une machine synchrone : trois enroulements couplés en étoile ou en triangle sont alimentés par un système de tensions équilibrées. Il va en résulter (Théorème de FERRARIS) la création d'un champ magnétique

glissant dans l'entrefer de la machine. La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est: $\Omega_s = \omega_s / p$

Où ω_s désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique. p désigne également le nombre de paires de pôles du champ [10]

Le rotor de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator : bobinage triphasé au même nombre de pôles que celui du stator. Ces trois bobines sont couplées en étoile et court-circuitées sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit : bobiné

Mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité Figure (I.2). On peut alors montrer que ce rotor à cage d'écureuil se comporte comme un rotor bobiné. [11]

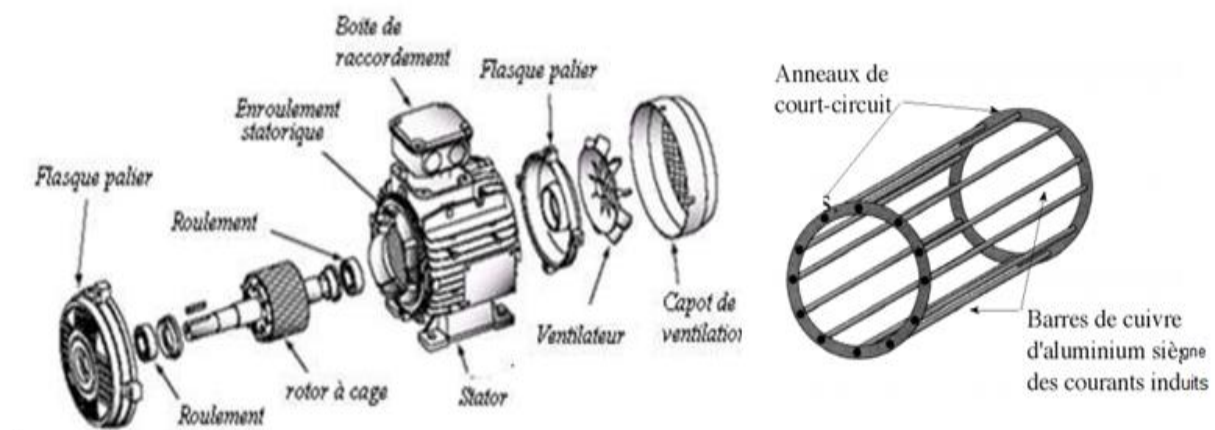


Figure (I.2) : Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.

I.3.1 Stator (inducteur)

Il est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède p paires de pôles.

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme [12] :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad (I.1)$$

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champs tournant en (rad/s).

ω : Pulsation des courants alternatifs en (rad/s). $\omega = 2.\pi.f$

p : nombre de paires de pôles.



Figure (I.3): stator d'un moteur asynchrone triphasé après le bobinage [12]

I.3.2 Rotor (induit)

Le rotor n'est relié à aucune alimentation. Il tourne à la vitesse de rotation différente de la vitesse du champ tournant.

On distingue deux types de rotor : à Cage d'écureuil et à rotor bobiné

I.3.2.1 Rotor à cage d'écureuil

L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées ou rivées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil. Dans les moteurs de petite moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé. Les moteurs de faible et moyenne puissance ont en général des cages en aluminium coulé sous pression. Le coulage permet d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes servant à la ventilation [13] [14]

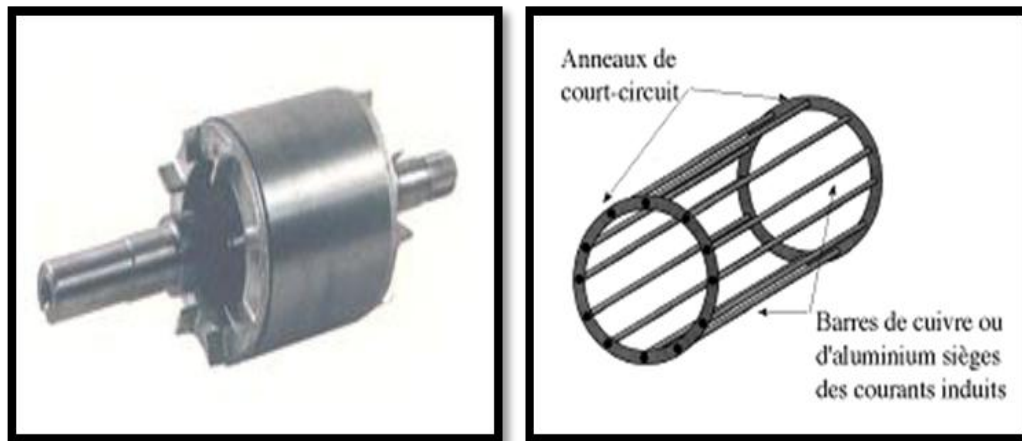
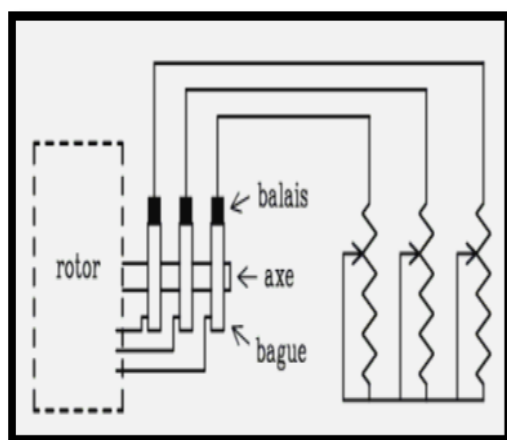


Figure (I.4) : rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil [14]

I.3.2.2 Rotor bobiné

- L'enroulement triphasé, relié en étoile ou en triangle, est connecté à trois bagues qui le rendent accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de balais
- Permettent d'insérer des résistances dans le circuit du rotor lors du démarrage et dans certains cas spéciaux de fonctionnement. [15]



[16]

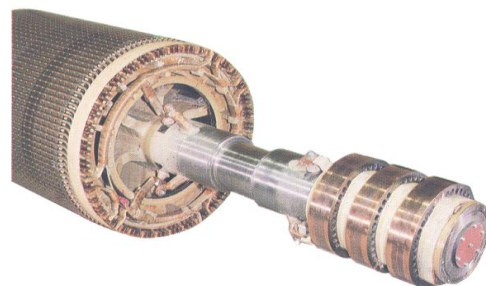


Figure (I.5): Rotor bobiné avec résistances extérieures [16]

I.3.3 Entrefer

Les deux parties précédentes sont séparées par l'entrefer de faible épaisseur. Il permet le mouvement du rotor par rapport au stator. La grande perméabilité magnétique des matériaux ferromagnétiques vis à vis de l'air permet de supposer que toute induction dans l'entrefer est normale au stator et donc radiale. [17]

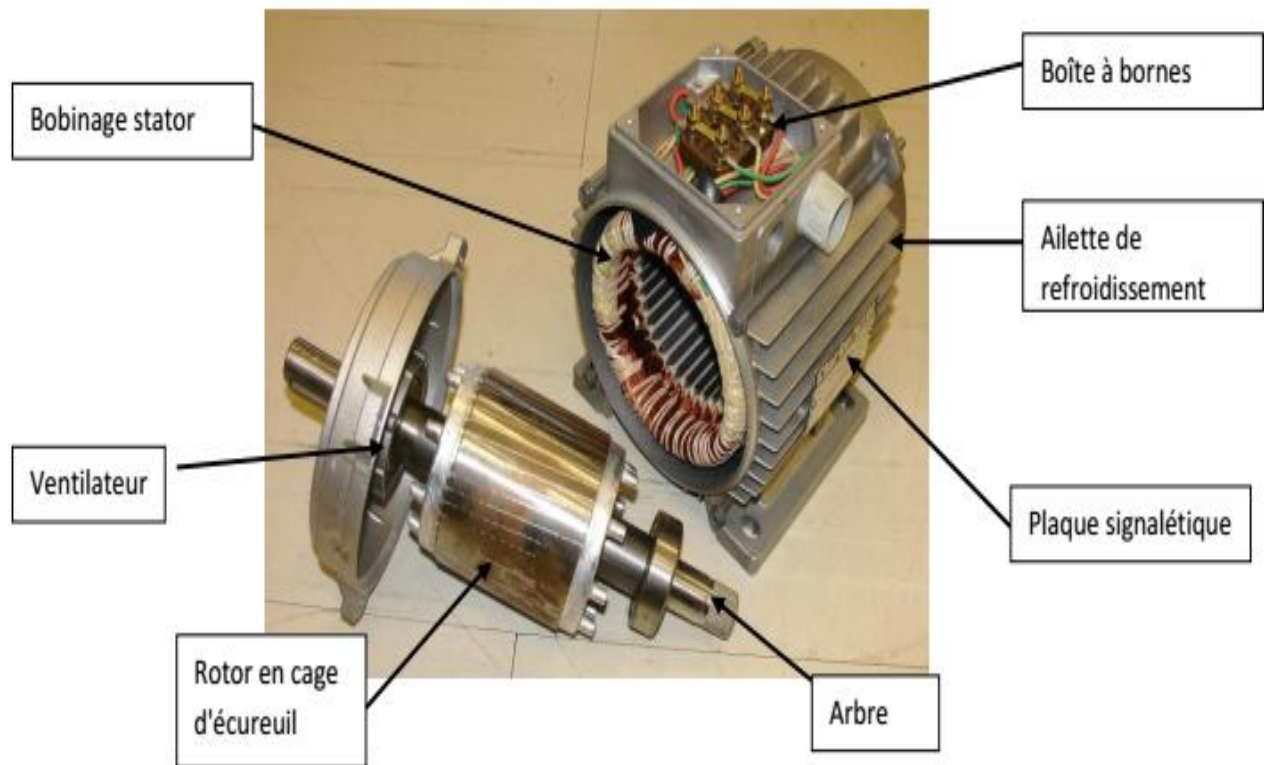


Figure (I.6): moteur asynchrone triphasé à cage

I.4 Principe de fonctionnement du moteur à induction

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant (lois de l'induction), créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor, ainsi que le couple électromagnétique existe à conditions :

- le glissement soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor non nulles.
- les conducteurs du rotor soient en circuit fermé.

De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court circuit.

[18][19].

- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation [20].

La vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.

Lors que le rotor tourne à une vitesse Ω_s différente de Ω_r (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [21].

I.5 Glissement de la machine à induction

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à la vitesse de rotation de son champ statorique. Il doit y avoir une différence de vitesse pour que ce type de moteur fonctionne car c'est le décalage entre le rotor et le champ statorique qui provoque l'apparition des courants induits au rotor, courants qui créent le champ rotorique. Il est toutefois possible, par exemple pour réaliser des mesures qui permettent d'identifier les caractéristiques de la machines (*essai au synchronisme*), d'atteindre la vitesse de synchronisme en utilisant un dispositif comportant au moins un deuxième moteur. En régime, le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour cents : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement [22] [19].

Le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de Ω_r exprimée en (rad/ s) et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en (rad/s) mais la vitesse Ω rest généralement inférieure à Ω_s [18].

Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le glissement(g), qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme Ω_s et la vitesse réelle Ω .

Soit:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (I.2)$$

Ou : $\omega_m = \frac{2\pi N}{60} P$ et $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

Ω_s : la vitesse de synchronisme ; Ω : la vitesse réelle. ; P : Nombre de paires de pôles.

I.6. Schema électrique équivalent

Pour établir un schéma électrocinétique équivalent des enroulements statoriques et rotoriques, il faut se baser sur les lois de base de l'électromagnétisme. On utilise les symétries des enroulements et du réseau d'alimentation triphasé pour ne s'intéresser qu'à un modèle équivalent ramené la phase de la machine.

Sur cette base, l'écriture du comportement de la machine tant sur le plan électrique qu'électromécanique est possible [23].

On peut considérer la MAS comme un transformateur à champ tournant. En résumé les grandeurs électriques relatives au primaire et au secondaire peuvent s'écrire toujours relativement à un enroulement [19].

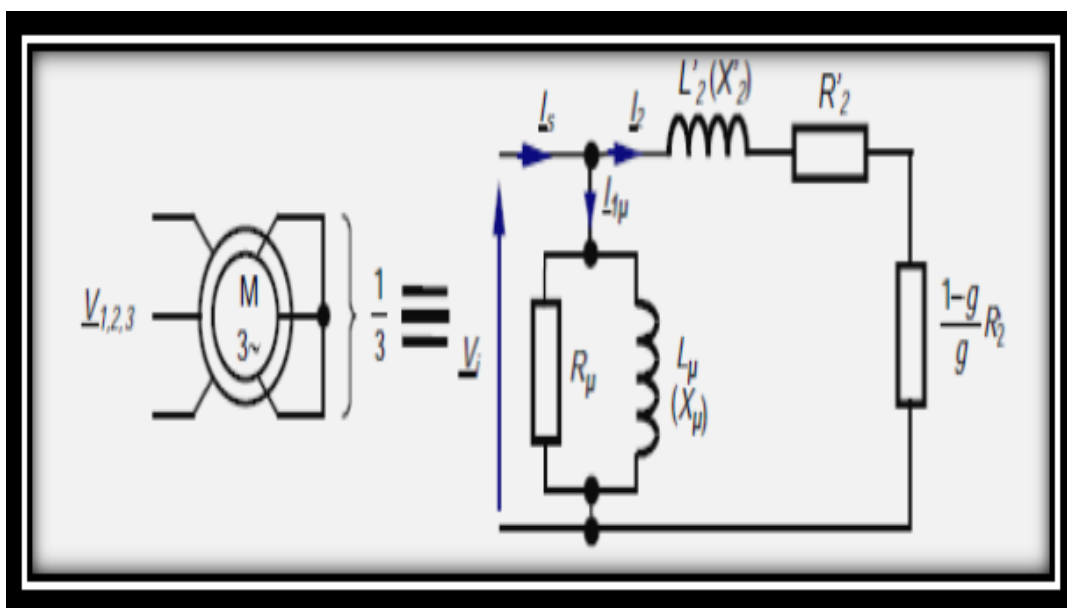


Figure (I.7) : schéma électrique équivalent d'un moteur asynchrone [23]

I.7. Variation de la vitesse et sens de rotation

I.7.1 Variation de la vitesse

Avec les progrès de l'électronique de puissance, beaucoup de moteurs sont pilotés par un variateur de ce type. L'avantage est que l'on maîtrise parfaitement et à tout instant la vitesse de rotation de l'arbre, en particulier au moment du démarrage, et en plus le variateur surveille courant, tension et échauffement du moteur. Le moteur asynchrone tourne à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme f / p . Il suffit donc de faire varier la fréquence d'alimentation du moteur pour commander sa vitesse.

La vitesse de rotation du champ dépend donc de la fréquence de la source qui alimente le moteur [24]. La variation de la fréquence est assurée par un convertisseur statique, le plus utilisé c'est l'onduleur.

I.7.2 Sens de rotation

Les valeurs maximales des courants se succèdent dans l'ordre **a-b-c**. On observe que, pour une telle séquence des phases, le champ tourne dans le sens horaire. Si l'on intervertit deux des fils de ligne alimentant le stator, la nouvelle séquence sera **a-c-b**.

En suivant un raisonnement analogue, on constaterait que le champ tourne à la vitesse synchrone dans le sens antihoraire, ce qui change le sens de rotation du moteur.

I.8 Avantages et inconvénients

I.8.1 Avantages

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

Il ya plusieurs avantages dans le moteur asynchrone comme [25] :

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.
- Il tourne à vitesse variable différant de la vitesse synchrone.
- Il peut être varie la vitesse de rotation.

- Il est utilisée pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

I.8.2 Inconvénients

- Parmi les inconvénients de la machine asynchrone [25] :
- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominales.
- 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.

I.9 conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur la machine asynchrone qui présente une construction simple d'un stator qui comporte des enroulements alimentés par un système de tension triphasé et d'un rotor non alimenté ainsi que les différents modes de fonctionnement (moteur, génératrice), en plus les schémas équivalents sont présentés, ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

Finalement on déduit que le moteur asynchrone triphasé est le plus utilisé dans le domaine des entraînements généralement, et le plus répandu dans le domaine industriel.

Chapitre II
Modélisation de la
machine à induction

II.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Le modèle classique de la machine asynchrone correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdale à fréquence fixe au stator, pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus compliqué; on considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature biphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK, chaque armature diphasée est donc représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en quadrature [27].

Pour obtenir le modèle de notre système ; trois tâches doivent être accomplies choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité, ce qu'on va faire dans ce chapitre sous le titre: modélisation de machine asynchrone.

II.2. Modelisation de machine asynchrone

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour la mise en équations de la machine asynchrone, nous supposons que [28], [29]:

- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux,
- Le circuit magnétique n'est pas saturé,
- L'entrefer constant,
- Les pertes fer négligeables.

Parmi les significations de ces hypothèses on peut citer:

- Les flux sont additifs,
- Les inductances propres sont constantes,
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.2.2. Equations électriques de la machine

Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques (a_s, b_s, c_s) décalées entre elles par un angle de $2\pi/3$ et alimentées par un système de courants triphasés équilibrés. Ces deux conditions sont nécessaires pour la création d'un champ tournant au sein de la machine (théorème de Ferraris).

Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant

Ces dernières sont montées en étoile et sont accessibles par la plaque à bornes et mises en court-circuit pendant le régime permanent. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation.

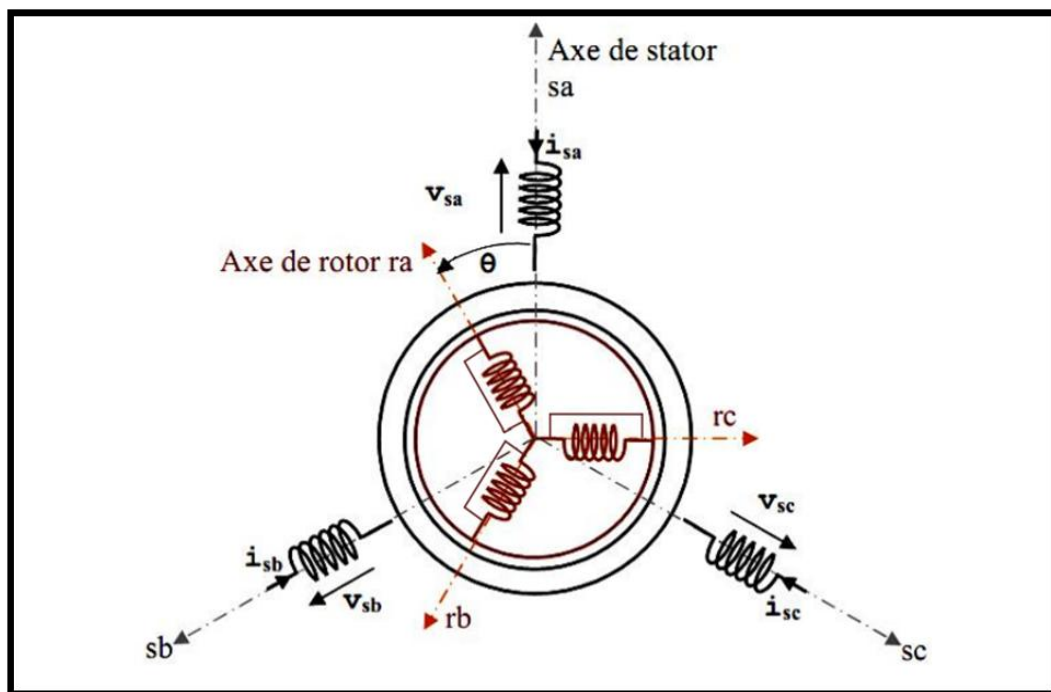


Fig. (II.1) : Représentation simplifiée de la machine asynchrone triphasée

Dans le cadre de ces hypothèses précédentes, et pour une machine équilibrée, les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotorique dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en (fig. I.1). Les phases rotoriques sont court circuitées sur elles même. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

On pose : $R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$

$$R_{ra}=R_{rb}=R_{rc}=R_r$$

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotorique sont données par :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.1}),$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Les équations (II.1) et (II.2) se présentent naturellement sous forme matricielle :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3a})$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{II.3b})$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{II.4})$$

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

$[R_s]$: Résistance d'une phase statorique. ; $[R_r]$: Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad [V_s] : \text{vecteur de tension de stator}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad [I_s]: \text{vecteur de courant de stator}; [I_r]: \text{vecteur de courant de rotor.}$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_s] : \text{Vecteur de flux de stator} ; [\Phi_r] : \text{Vecteur de flux de rotor.}$$

II.2.4. Modèle dynamique

Le circuit de la figure (I.2) est seulement valable en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phases du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor.

II.2.4.1. Equations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ , [1,2].

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 5})$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

M_s : L'inductance mutuelle entre phases statoriques ;

M_r : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

Avec : $M_1 = M_{sr} \cos(\theta)$

$$M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Où : M_{sr} : C'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une Phase rotorique.

La matrice d'inductance fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statiques et rotoriques

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec:

- $[L_s]$: La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

- $[L_r]$: La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

- $[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles stator rotor.
- $[M_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

II.2.4.2. Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.10})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie :

$$C_{em} = P [i_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] [i_r]) \quad (\text{II.11})$$

Les équations précédentes fait apparaître des difficultés pour la résolution puisque :

- L'ordre du système est élevé.

- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.

II.3. Transformation du système triphase vers biphasé

II.3.1. Intérêt des matrices de transformation

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles

coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ce ci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle [30]. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de PARK, PARK modifiée et de Concordia.

II.3.2. Modèle de Park de la Machine à induction

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la Fig (II. 3) [31] :

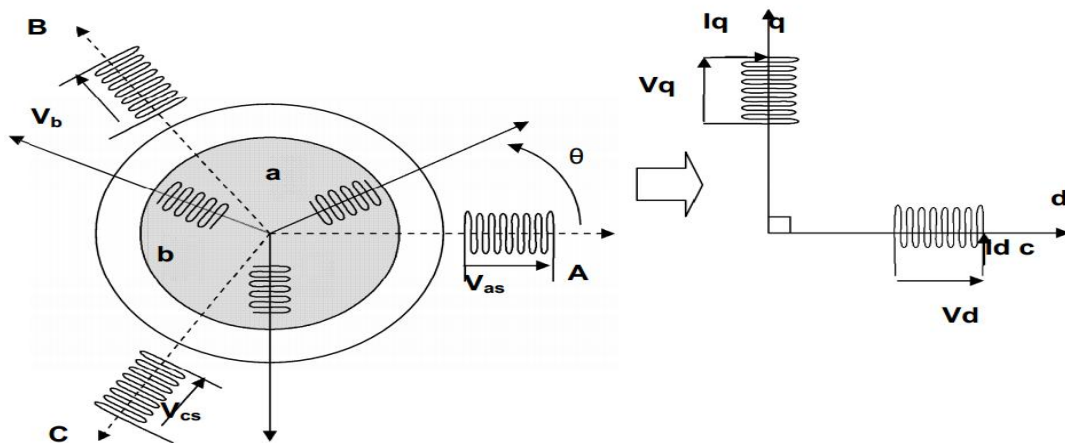


Fig. (II. 3) : Modèle de PARK de la MAS

II.3.3 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (a b c) vers le repère mobile (d q). Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotorique), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle. Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotorique doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s (resp. Par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotorique) (fig. I. 4), ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation [31]:

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (\text{II.12})$$

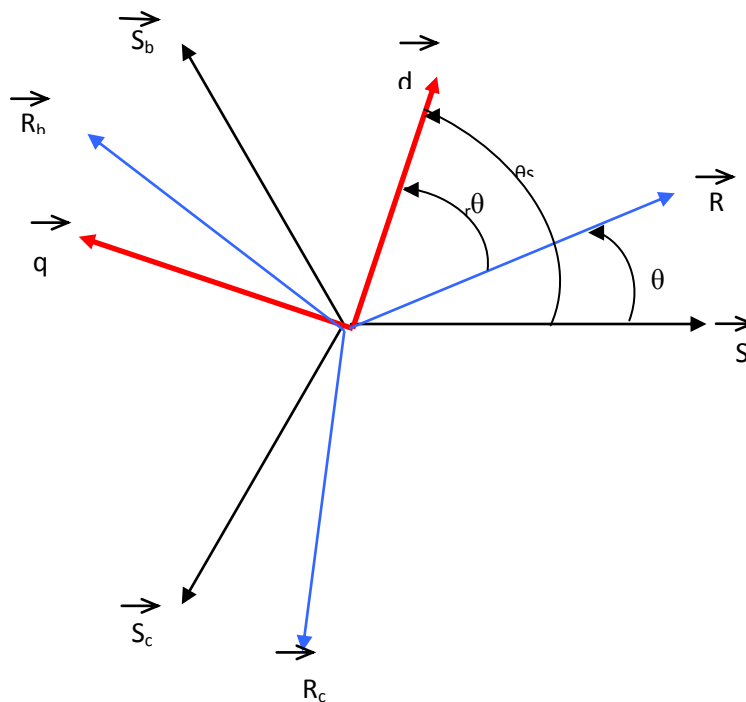


Fig. (II.4) : Représentation des axes de la machine.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [32] :

$$\mathbf{X}_{dq} = [\mathbf{p}(\theta)] \mathbf{X}_{abc} \quad (\text{II.13})$$

Tel que : X: peut-être: la tension, le courant ou le flux;

[P(θ)] : est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$[P(\theta)]^{-1}$: est la matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Avec : L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

- . $\theta = \theta_s$ pour le stator (angle entre s_a et O_d).
- . $\theta = \theta_r$ pour le rotor (angle entre r_a et O_d).

II.3.4. Application de la transformation de Park sur la machine à induction

II.3.4.1 Equations électriques

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r ; \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} ; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} ; \quad (\omega_s - \omega_r) = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

II.3.4.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (II.5) donne : [5,6]

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.19}) \quad ; \quad \begin{cases} \Phi_{md} = M(I_{sd} + I_{rd}) \\ \Phi_{mq} = M(I_{sq} + I_{rq}) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que :

$$L_s = l_s - M_s : \text{Inductance cyclique statorique ;}$$

$$L_r = l_r - M_r : \text{Inductance cyclique rotorique ;}$$

$$M : \text{Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.}$$

II.3.5. Expressions du couple électromagnétique

$$\text{On a :} \quad P_m = C_{em} \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II. 21})$$

$$\text{Avec :} \quad \omega = P\Omega$$

$$C_{em} = \frac{\omega}{\Omega} (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) = P (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II. 22})$$

II.5 Mise sous forme d'équations d'état

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires.

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle suivante [8,9]:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega s & -R_s & 0 \\ -\omega s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega r}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & \omega \\ -\frac{\omega r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & -\omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.23}) ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$X = [\Phi_{s\alpha} \quad \Phi_{s\beta} \quad i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$$\text{Avec :} \quad \dot{X} = \frac{d}{dt} X; \quad \dot{X} = AX + BU \quad (\text{II. 26})$$

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} : \text{La constante de temps rotorique.}$$

$T_s = \frac{L_s}{r_s}$: La constante de temps statorique.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

II.5.1 Equation mécanique

Nous reprenant ci-dessous l'équation du couple électromagnétique dans le plan (α, β) , issue de modèle idéalisé de la machine asynchrone.

$$C_{em} = P[\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}] \quad (II.27) ; \quad J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (II.28)$$

Avec : $\omega = P\Omega$

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

ω_r : Vitesse électrique rotorique.

f : Coefficient de frottement visqueux

II.6. Modélisation de l'alimentation de la MAS

II.6.1. Modélisation du redresseur

Les redresseurs sont des dispositifs de conversion de l'électronique de puissance qui permettent de transformer un courant alternatif en un courant continu. Ils sont alimentés par une source de tension alternative et fournissent en sortie un courant continu pour alimenter un récepteur. L'un des redresseurs les plus couramment utilisés est le pont triphasé à diodes, qui est alimenté par un système de tension sinusoïdale triphasée. Ce dispositif est représenté sur la figure (II-6).

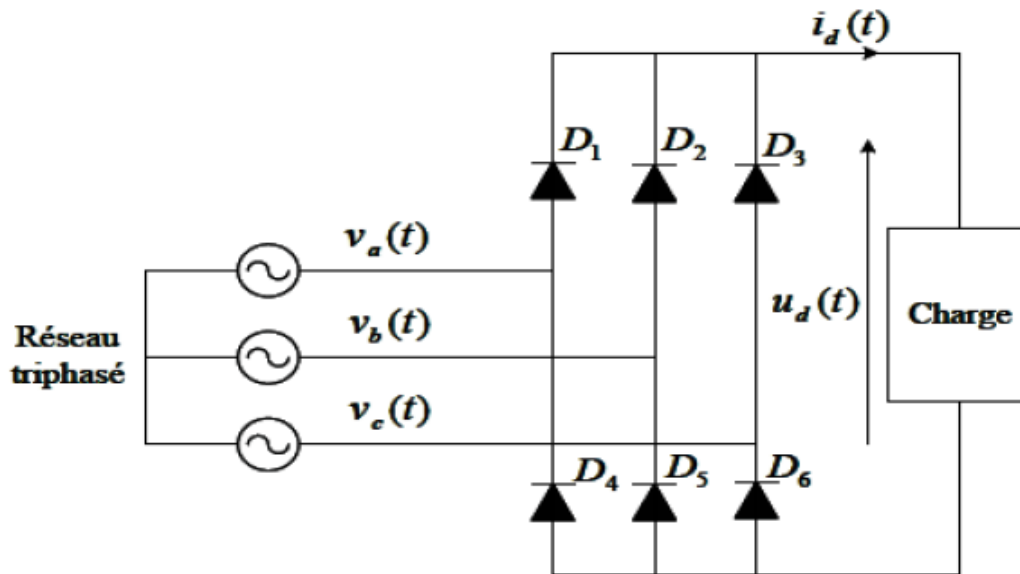


Figure II.7: Redresseur triphasé à diodes.

Dans ce cas on représente le réseau d'alimentation de la machine comme trois tensions par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = V_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore : $V_1 = \text{Max}(V_j); j=1,2,3$.

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

D_i conduit si $V_i = \text{Max}(V_j); i=1, 2, 3; j=1, 2, 3$.

D_i conduit si $V_i = \text{Min}(V_j); i=1, 2, 3; j=1, 2, 3$.

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j); j=1, 2, 3$.

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par : $u_{dt} = [\text{Max}(v_a(t), v_b(t), v_c(t)) - (\text{Min}v_a(t), v_b(t), v_c(t))]$

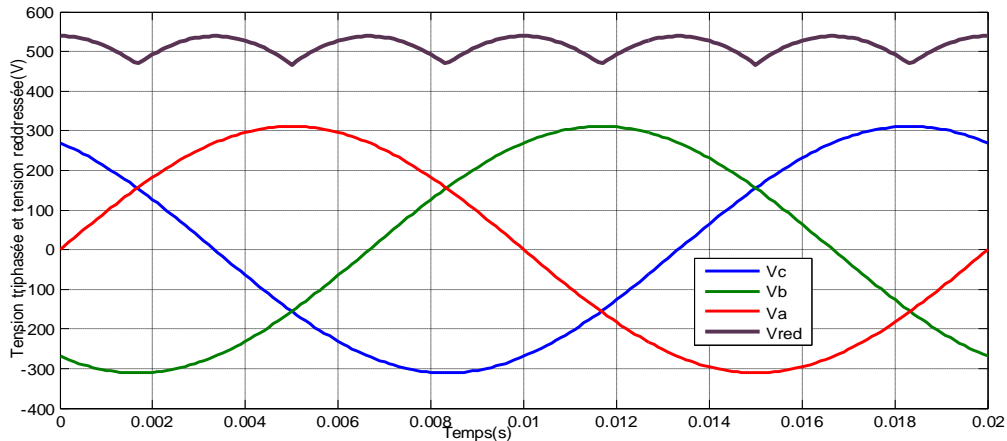


Figure II.8: Représentation de la tension de sortie du redresseur

La tension redressée présente un taux d'ondulations. Pour réduire ces ondulations il faut placer Un filtre passe bas entre le redresseur et l'onduleur

II.6.2. Modélisation du filtre :

Modélisation du filtre : Pour corriger la source de tension continue, une capacité C est inséré à l'entrée de l'onduleur. Cette capacité absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et supprime les variations soudaines de V_{dc} lors des commutations. Pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la croissance critique du courant di/dt , une inductance de lissage L est placée en série. L'ensemble C-L constitue un filtre passe-bas. Le schéma représentatif est illustré dans la Figure II.8.

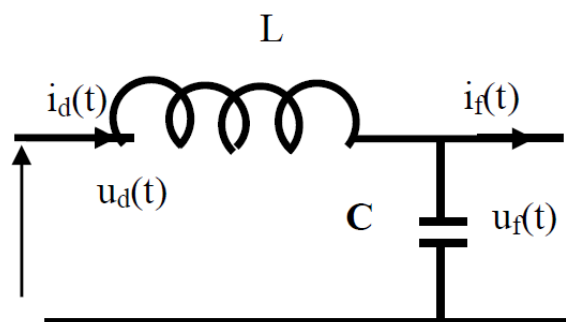


Figure II.9: représentation du filtre LC [6].

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L_f \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \tag{II.30}$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I(t)) \tag{II.31}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(t) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtre}}{U_{redressée}} = \frac{1}{\left(\sqrt{L_f C_f S}\right)^2 + 1} \quad (\text{II.32})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f S}} \times \frac{1}{2\pi} \quad (\text{II.33})$$

II.6.3. Modélisation d'onduleur de tension :

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance essentiel pour la conversion entre une tension continue et une tension alternative. Il fonctionne grâce à des transistors qui permettent la commutation forcée. L'onduleur peut être commandé selon deux techniques : la technique classique ou la Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). Dans le cadre de ce travail, nous utilisons la MLI de courant pour commander les deux onduleurs de tension.

L'onduleur est considéré comme le cœur du système d'alimentation. Il se compose de trois bras indépendants, chacun équipé de deux interrupteurs. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Cette configuration permet d'imposer à la machine des tensions ou des courants variables en amplitude et en fréquence. La Figure II.10 représente le schéma de principe d'un onduleur triphasé qui alimente le stator de la MADA.

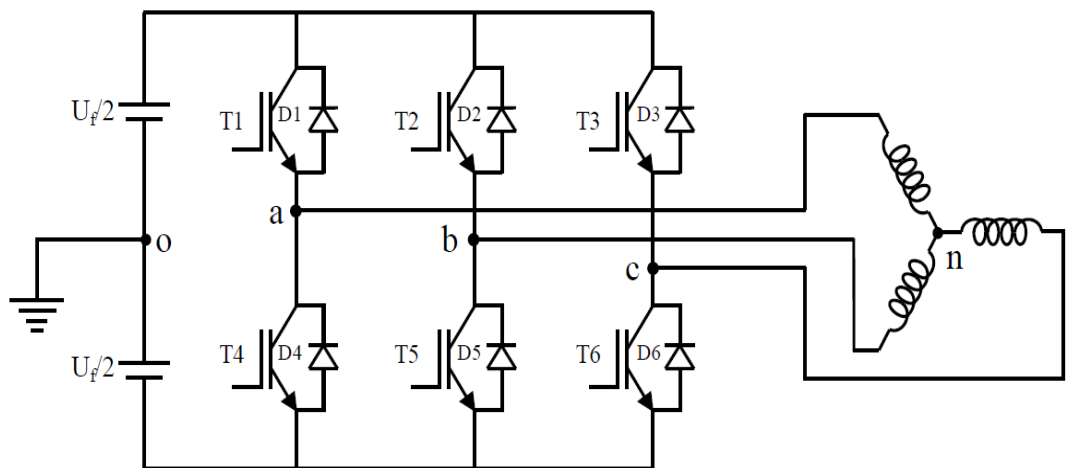


Figure II.10: Onduleur triphasé alimentant le stator d'une MAS [6].

II.7. Simulation du moteur à induction

II.7.1. Résultat de simulation

Les figures ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement : démarrage à vide puis en charge.

Avide : $Cr = 0 \text{ N.m}$ à $t=0$; *En Charge* : $Cr = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1$

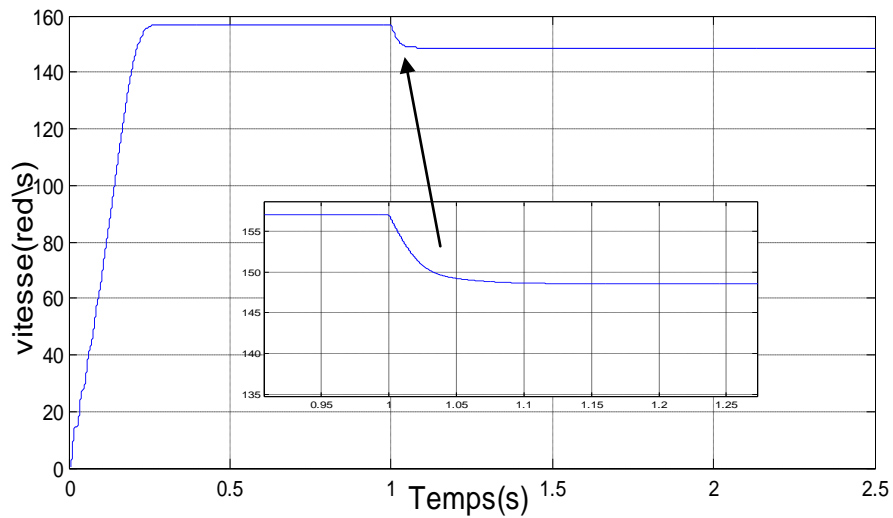


Fig. (II.6) Réponse *de la vitesse Ω* du moteur

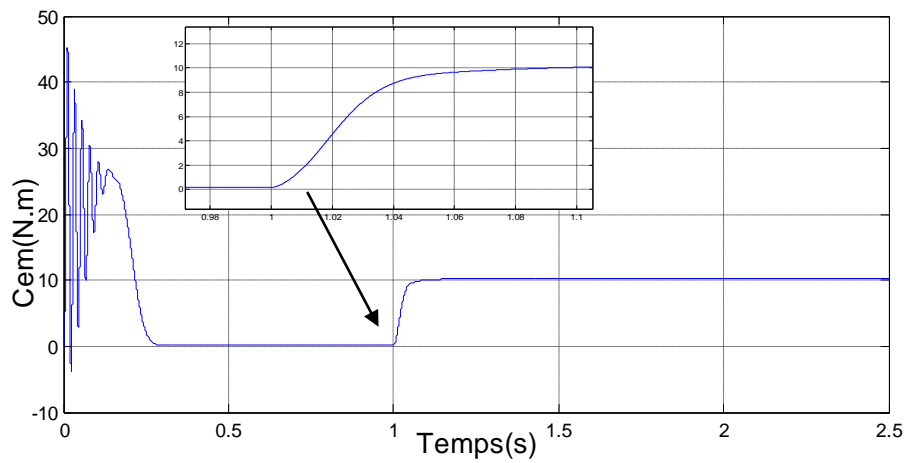


Fig. (II.7) Le *couple électromagnétique C_{em}* du moteur à induction

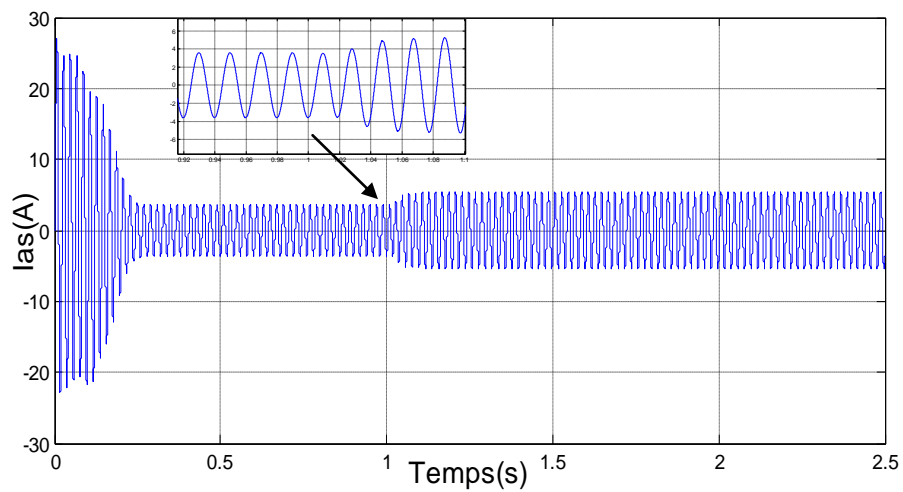


Fig. (II.8) Le *courant statorique d'une phase*

II.7.2. Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation représentent l'évolution de quelques variables fondamentales du moteur à induction à savoir la vitesse (Ω), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants statoriques (I_{sa} , I_{sb} ou I_{sc})

. L'examen des courbes permet de constater que :

A vide :

- La courbe de la vitesse présente un accroissement presque linéaire dans le premier instant de démarrage de 0 à la vitesse plus que nominale, après un temps d'environ 0.2sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.
- La courbe du couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après 0.2s le couple se stabilise à une valeur proche de zéro.
- Les courants statoriques présentent des oscillations successives avec une amplitude maximale de (26 A) jusqu'à 0.2s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est restée constante à une valeur faible qui représente le courant à vide.

En charge : Avec $t \in [1 \rightarrow 2.5]$ s : nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 10$ N.m) à l'instant ($t = 1$ s). Nous constatons que :

- La diminution de la vitesse de rotation après avoir reçu un couple de charge, la dégradation de cette vitesse de presque 157 rad/sec à 148 rad/sec
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (10 N.m) appliqué.
- Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur, dans le cas d'une charge ce courant prend une valeur nominale.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une description générale sur le moteur asynchrone ensuite nous avons abordé sa modélisation avec les différents modèles dynamiques. La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire.

Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes, ils répondent bien à l'évolution dynamique de notre système pour un démarrage direct sur le réseau standard d'alimentation triphasé.

Chapitre III

Commande directe du couple (DTC) du Moteur à induction

Chapitre III : Commande directe du couple (DTC) du Moteur à induction

III.1 Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des Courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [24].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [24]. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus.

III.2 Principe de la commande directe du couple

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'estimation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de base instantanées, parmi les quels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on n'a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la *DTC* comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif.[25]

La commande *DTC* d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple. Donc l'état des interrupteurs est lié

directement à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur asynchrone, qui pour le déterminer il faut disposer d'un modèle approprié du moteur.

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

Le flux statorique réel dans le moteur.

Le couple réel qu'il développe.

La position du secteur

III .2.1 commande du flux statorique :

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.1})$$

Sur un intervalle de temps $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes (S_1, S_2, S_3) sont fixes, et si on considère le terme $R_s I_s$ comme négligeable par rapport à la tension V_s , on peut écrire :

$$\phi_s(t) = \phi_{s0} + V_s T_e \quad (\text{III.2})$$

Où ϕ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t=0$.

Cette relation montre que si on applique un vecteur tension non nul, l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée.

La figure (III.1) illustre ce principe, en prenant comme exemple le vecteur tension $V_s = \dots$.

La composante radiale (composante de flux) du vecteur de tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle (composante de couple) sur la position du vecteur flux.

En choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension, on peut imposer à l'extrémité du vecteur flux de suivre une trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module ϕ_s pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle T est très faible devant la période de rotation du flux [26].

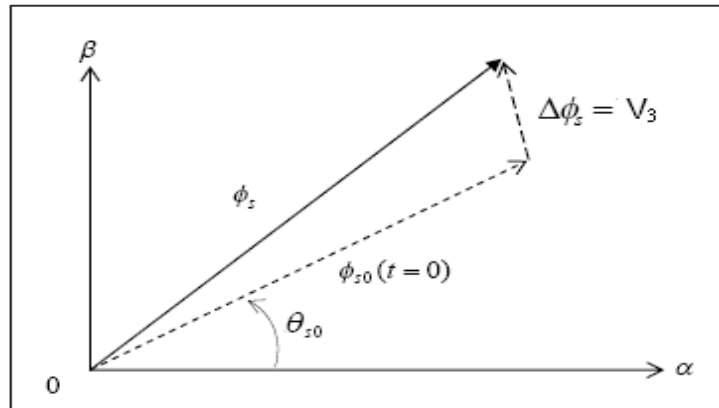


Figure.III.1 : Evolution du flux statorique dans le plan (α, β) .

III.2.2. Commande du couple électromagnétique :

En régime établi, on suppose pour simplifier que le vecteur flux statorique ϕ_s tourne avec une amplitude constante ϕ_{s0} et avec une vitesse de rotation moyenne ω_{s0} . On suppose également que le vecteur flux rotorique ϕ_r conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation moyenne ω_{s0} que le vecteur ϕ_s .

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \bar{\phi}_r = \phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

A partir des relations liant les flux et le courant et de l'expression générale du couple électromagnétique, l'équation du couple électromagnétique peut être transformée en une fonction sinusoïdale :

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (\text{III.4})$$

Où γ_0 est l'angle entre le vecteur flux statorique et rotorique.

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (\text{III.5})$$

La relation (III.4) nous montre que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs ϕ_s et ϕ_r et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux ϕ_s (à partir de Vs)

en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de ϕ_r et donc le couple.

III .2.3 Sélection du vecteur tension \bar{V}_s :

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, la vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a huit vecteurs fixé souhaités. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis, pour le flux et le couple. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module de flux statorique, et du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones $N = i$, avec $i=1, \dots, 6$,

Lorsque le vecteur flux ϕ_s se trouve dans une zone numérotée $N = i$ (la zone 1 dans cet exemple), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

Si V2 est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} croît.

Si V6 est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} décroît.

Si V3 est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} croît.

Si V5 est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} décroît.

Si V0 et V7 est sélectionné alors la rotation du flux ϕ_s est arrêtée, d'où une décroissance de couple alors que le module du vecteur ϕ_s reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone de position $N= 1$, les deux vecteurs tensions V1, V4 ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux ϕ_s sur une zone $N = i$, un bras de l'onduleur ne se commande jamais [25].

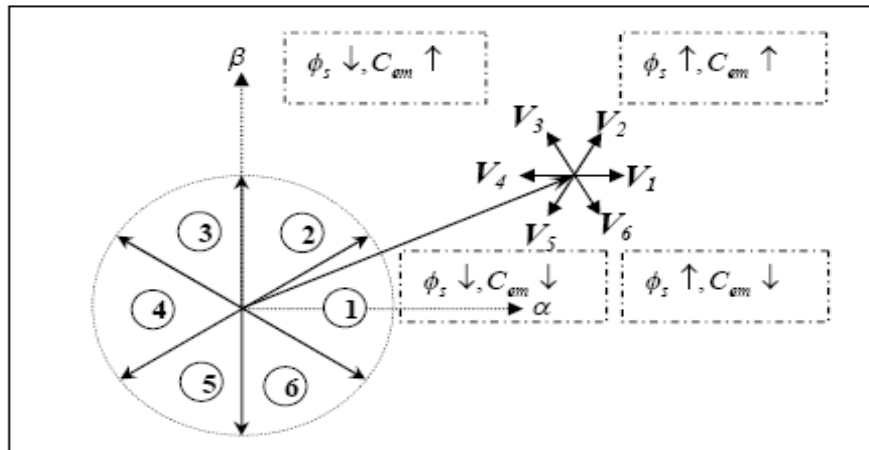


Figure.III.2 : choix du vecteur tension.

En effet en début de la zone N=1, les vecteurs V_2 et V_5 , sont perpendiculaires au vecteur flux, d'où une évolution rapide de couple mais une évolution lente de l'amplitude ϕ_s , alors qu'en fin de zone, le choix des vecteurs V_6 et V_3 , correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de ϕ_s .

Le vecteur de tension V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence ce qui nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple.

III.2.4 Estimation du flux statorique :

L'estimateur, obtenu par intégration des tensions statoriques dans les axes fixes (α, β), a été largement utilisé pour la DTC. En raison de sa simplicité cette structure présente des limitations importantes. Le principal inconvénient est le fonctionnement à basses vitesses, en raison de sa sensibilité aux variations de la résistance R_s au cours du fonctionnement [27].

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tensions de la machine [28]. On définit tout d'abord avant l'étude du contrôleur de flux, les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

A partir de l'équation statorique, on obtient les composantes α et β du vecteur ϕ_s :

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, à partir des commandes (S_1, S_2, S_3) , de la mesure de la tension de l'onduleur U_0 et en appliquant la transformée CONCORDIA :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$$

$$(\text{III.8}) \begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3)] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont également obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{s1} , I_{s2} et I_{s3} ($I_{s1} + I_{s2} + I_{s3} = 0$) et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{s1} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{s2} - I_{s3}) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Le module du flux statorique est défini par :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2}$$

(III.12)

La zone Ni dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle ψ_s entre le référentiel statorique et le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ est égal à :

$$\Psi_s = \arctan \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.13})$$

III.2.5 Estimation du couple électromécanique

Le couple électromagnétique est estimé, uniquement à partir des flux et courants statoriques dans le repère $\square(\alpha, \beta)$ qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = P [\phi_{\alpha s} I_{\beta s} - \phi_{\beta s} I_{\alpha s}] \quad (II.14)$$

III.2.6 Elaboration du vecteur de commande :

III.2.6.1 Elaboration du contrôleur de flux :

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamique, le choix d'un correcteur à Hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande *DTC*. Avec ce type de régulateur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux ϕ_s dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (III.3).

La sortie du contrôleur du flux donnée par la grandeur booléenne *cflx*, indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme on l'a vu, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone 3, les vecteurs tensions *V2* et *V4* sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et *V1* et *V5* pour la diminuer. Ceci montre que le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence $\phi_{réf}$ et le flux estimé ϕ_s . Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter $|\phi_{réf} - \phi_s| < \Delta \phi_s$.

Avec :

$\phi_{réf}$: La consigne de flux.

$\Delta \phi_s$: L'écart d'hystérésis du contrôleur. Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable logique " *cflx* "[28] :

cflx = 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.

cflx = 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

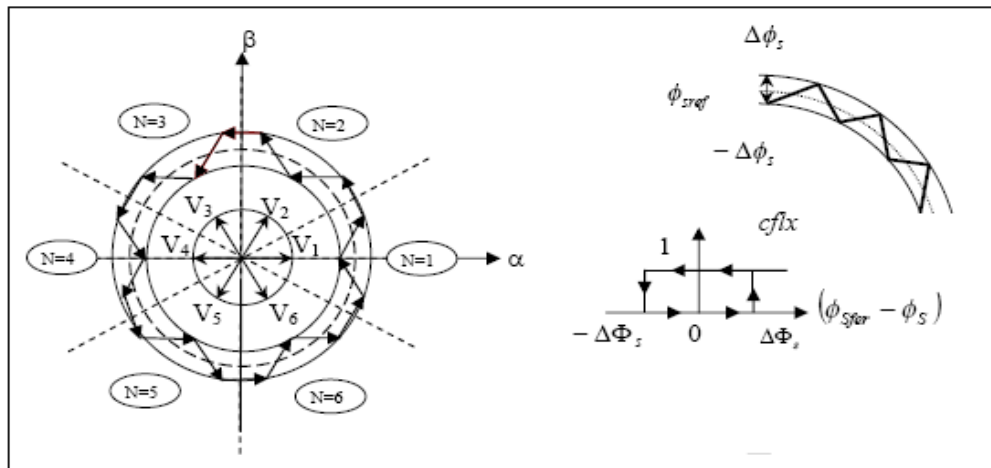


Figure. .III.3 : Correcteur de flux à hystérésis est sélection des vecteurs tensions correspondant.

III.2.6.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$|C_{e_{ref}} - C_{em}| < \Delta C_e$, avec $C_{e_{ref}}$ la référence de couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

a) Correcteurs à deux niveaux

Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_2 et V_3 peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques.

b) Correcteurs à trois niveaux :

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. On peut avoir besoin d'augmenter ou de diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de la maintenir constant, donc un correcteur à trois niveaux est nécessaire. La figure (III.4) montre ce type de correcteur.

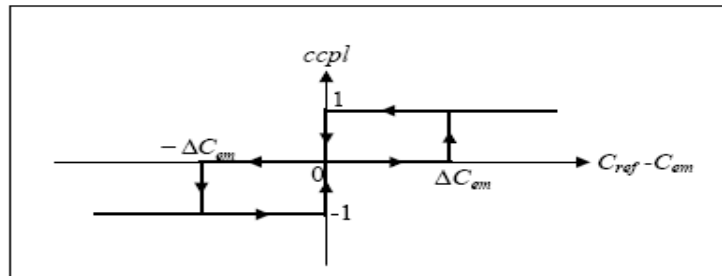


Figure.III.4 : Correcteur de couple à trois niveaux.

III.2.7. Elaboration de la table de commande:

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables *cflx* et *ccpl*, et de la zone N de position de Ψ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante [29]:

Couple	N Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
		$C_{cpl}=1$	$C_{flx}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$C_{flx}=0$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2		
$C_{cpl}=0$	$C_{flx}=1$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	2 Niveaux	3 Niveaux
	$C_{flx}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
$C_{cpl}=-1$	$C_{flx}=1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	2 Niveaux	3 Niveaux
	$C_{flx}=0$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4		

Tableau III.1: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux et trois niveaux.

III.2.8. Structure générale du contrôle direct du couple

La structure générale d'une commande par DTC appliquée à la machine asynchrone est représentée par la figure suivante :

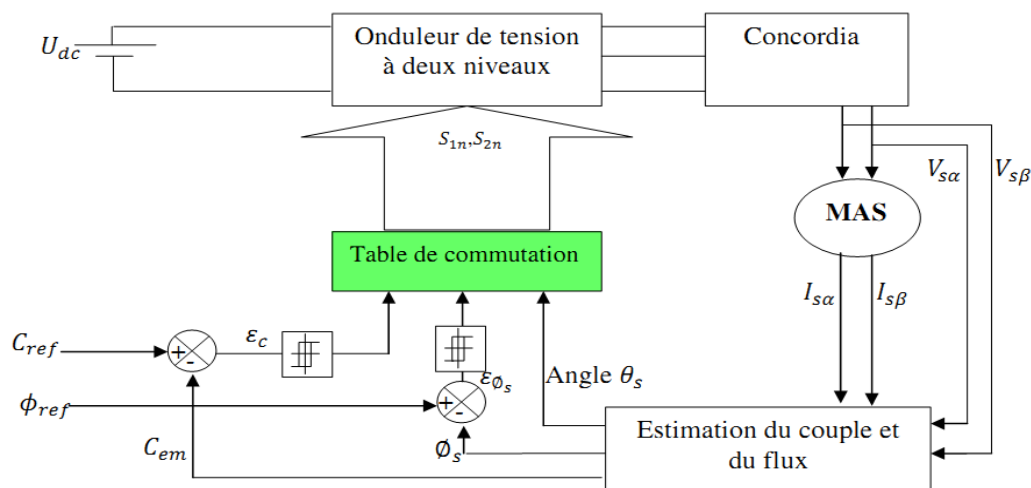


Fig (III.5) : schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux [30]

III.3 Résultats de Simulation :

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée au modèle de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux pour une table de commutation à deux niveaux du correcteur du couple et du flux statorique avec des vecteurs tension actifs. Nous avons effectué la simulation de cette commande pour le régime linéaire.

III.3.1 Essai en Fonctionnement nominal

On remarque que la vitesse suit sa valeur de référence (vitesse nominale) sans dépassement avec un temps de réponse égale à 0.25s et se rétablit de nouveau lors de l'application du couple de charge. Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence avant et après l'application du couple de charge, sans aucun dépassement, mais avec des ondulations causées par les régulateurs à hystérésis. Le courant statorique « I_{as} » a une allure sinusoïdale avec une augmentation observée lors de l'application du couple de charge, les flux $\phi_{\beta s} = f(\phi_{\alpha s})$ présentent une forme circulaire, ce qui vérifie le but du comparateur à

hystérésis qui permet aussi d'avoir un flux statorique de module constant égal à 1Wb pour tous les modèles.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande DTC est une commande robuste. la DTC fonctionne correctement et elle présente une bonne robustesse.

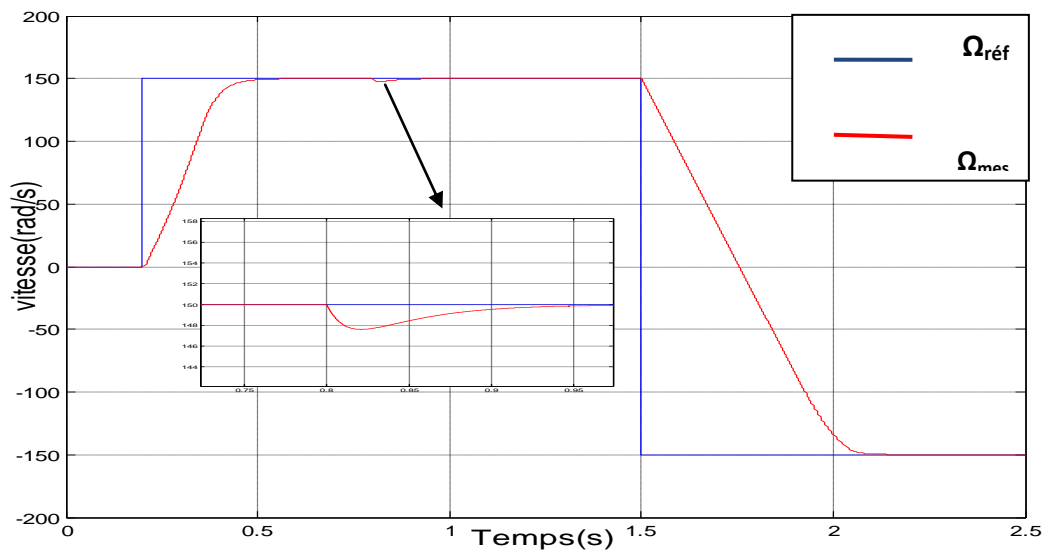


Fig (III.6): Réponse de la vitesse Ω du moteur

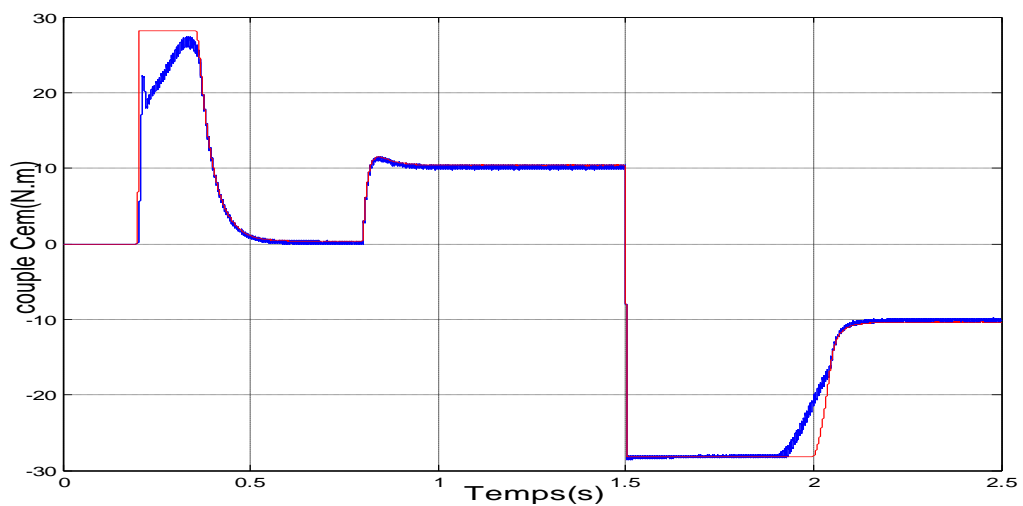


Fig (III.7) Le couple électromagnétique C_{em}

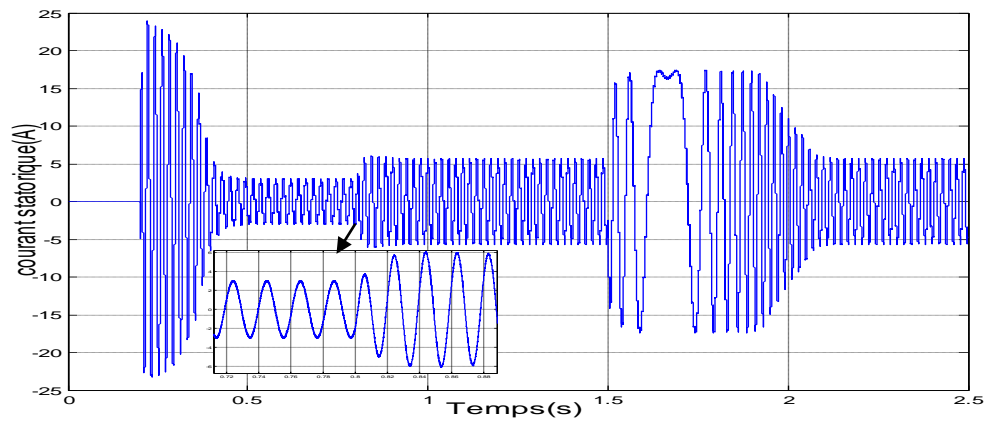


Fig (III.8) le courant statorique du moteur

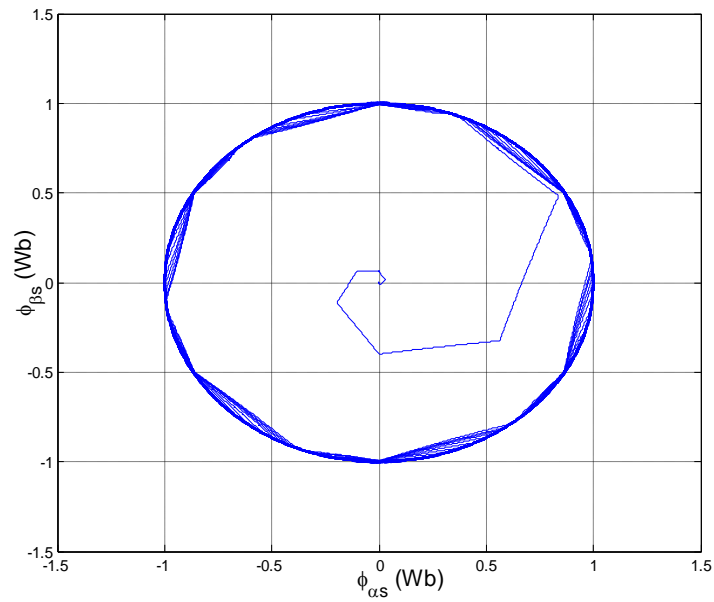


Fig (III.9) Cercle du flux statorique ϕ

III.4 Conclusion

Les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tensions de l'onduleur. Les résultats de simulation ont démontrés la robustesse et les avantages de ce type de commande. D'autre part, cette commande a présenté des inconvénients, principalement illustrés par la présence des oscillations au niveau du couple.

La comparaison des résultats obtenus par celles qui ont été déjà obtenus par d'autres travaux a montré que la DTC appliquée à la commande du moteur à induction présente des avantages par rapport à celles obtenues avec la commande vectorielle classique. Ces avantages sont :

- Sa structure est simple par rapport à la commande vectorielle.
- Il n'est pas nécessaire d'effectuer un découplage entre flux et couple.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la vitesse.
- Avoir un comportement du couple meilleur que celui de la commande vectorielle lors des régimes transitoires.

Néanmoins, la DTC présente des inconvénients qui sont :

- Provoque des oscillations de flux et du couple, ce qui nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour les réduire. Cependant une valeur élevée a pour conséquence une augmentation des pertes par commutation.
- Fréquence de commutation variable et difficile à contrôler du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone alimentée en tension. Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande DTC est considérablement robuste.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans de ce mémoire a permis d'étudier une stratégie de commande DTC d'une machine à induction triphasé fonctionnement en moteur qui est le plus utilisé dans l'industrie .

En première lieu nous avons commencé par des généralités sur la machine à induction, description générale ensuite le modèle mathématique de la machine en triphasé et en biphasé d'après la transformation de Park est donné,, afin de simplifier considérablement les équations de la machine à induction en régime transitoire.

En second lieu, les principaux concepts de base de la commande directe du couple (DTC) ont été présentés, On a abordé l'étude de la stratégie DTC, celle-ci est présentée comme étant une alternative à la commande par orientation du flux rotorique(FOC), cette dernière assure le découplage entre le flux et le couple, mais elle présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine et aux perturbations, d'un autre coté, on remarque lors de l'application de la DTC une présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

la commande DTC du moteur à induction présente des avantages qui peuvent être résumés :

- Sa structure est un peu simple par rapport aux d'autre stratégies de commande .
- Il n'est pas nécessaire d'effectuer un découplage entre flux et couple comme la commande vectorielle à flux orienté.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la vitesse.
- Avoir un comportement du couple meilleur lors des régimes transitoires.

Néanmoins, la DTC présente des inconvénients qui sont :

- Provoque des oscillations de flux et du couple, ce qui nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour les réduire. Cependant une valeur élevée a pour conséquence une augmentation des pertes par commutation.
- Fréquence de commutation variable et difficile à contrôler du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis.

Comme perspectives nous espérons que notre travail sera implémenté au futur pour la validation expérimentale des méthodes étudiées en simulation numérique et estimer quelque paramètres comme la résistance statoriques qui a été négligé dans la DTC.

Références bibliographiques

Références bibliographiques



- [1] : Th. WLIDI, G. SYBILLE, « électrotechnique »4^e édition, de boek, 2005.
- [2] : J. Châtelain, "Machines électriques. Volume X du traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique ", Presse polytechnique romande, Éd. Georgi 1983, (réédité par Dunod, 1993).
- [3] : Jean-Pierre Caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", vol. 7, TECHNIP, coll. « Méthodes et pratiques », 1995.
- [4] : Mikhaïl Kostenko et Ludvik Piotrovski, "Machines électriques", Tomes I et II, Éditions de Moscou (Mir), 1969, (réédité en 1979).
- [5] : M. Poloujadoff, « Conversions électromécaniques », Dunod, Paris, 1969.
- [6] : J. Ancel, "Techniques de l'ingénieur (partie Machines asynchrones Fonctionnement et calcul) ", Ingénieur de l'institut Electrotechnique de Grenoble.
- [7] : T. Amar, GH. Brhim, « étude et simulation d'un onduleur triphasé a point thèse ourgla. compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, USTHB, Algérie, Mai ; 2006.
- [8] cours, « moteur asynchrone triphasé », chpitre12, école polytechnique Montréal. 21/11/2002
- [9] : S. Moulahoum « contribution à la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, USTHB, Algérie, Mai ; 2006.
- [10] R. Toufouti, « Contrôle Directe Du Couple De La Machine Asynchrone»,Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Constantine, 2003.
- [11] : L. Baghli « Modélisation et commande de la machine asynchrone » 2004, mémoire magister Annaba
- [12] : H. Tamrabet « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal » 2002
- [13] : AKKOUCHI KAMEL « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » mémoire master, Annaba, 2007
- [14] : P. Brunet « Introduction à la commande vectorielle »
- [15] : M. Pinard « Commande électronique des machines électriques » 2004
- [16]: Bimal K. Bose « Modern Power Electronics and AC Drives » 2002
- [17] : M. Ghanes « Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique » Thèse de doctorat université de Nantes 2005

- [18] : L. Edouard, «Méthodologie multi modèles pour l'identification et la commande de machine asynchrone » Thèse de doctorat Ecole normale. Supérieure de Cachan. 2000
- [19] : prescott J.C and raju B.P, « the inherent instability of induction motors under condition of double supply ».the institut of electrical engineers monographe No 282 U,pt.partC , vol105, pp319.330, jan.1958.
- [20] : C.D.A.Martins «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multi-niveaux à Fréquence Imposée» Thèse de doctorat, INP Toulouse.2000
- [21] :B.Mokhtari, «Implantation de la DTFC par des technique de l'intelligence artificielle Neuron-Flou ; Application à la MAS alimentée par des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux» Thèse de magister, Batna. Novembre 2004
- [22] : M.Hadef «Contrôle direct du couple des machines asynchrone avec et sans capteurs mécaniques» Thèse de magistère, Bejaia. Novembre 2002
- [23] : Y.Massinissa, B.Zidane « Commande direct du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs» PFE, ENP Alger. 2007
- [24] : B.Malika «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone» Thèse de magistère, Batna
- [25] Y. A. Chapuis, "Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [26] C.Carlos, «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermès Science Europe, 2000
- [27]: R. W. De Doncker, F. Profumo, M. Pastorelli "Comparison of universal field oriented (UFO) controllers in different reference frames", IEEE Trans Power Elec. vol.10, no. 2, pp 205-213, March 1995
- [28] : A. ELBACHA, M. T. LAMCHICH, M. CHERKAOUI « contrôle direct de couple d'une machine asynchrone. Système de régulation de vitesse avec anti-emballement »conférence internationale. ICEL ,2000
- [29] P. TIITINEN, P. POHJALAINEN, J. LALU," The next generation motor control method: Direct Torque Control (DTC)", EPE Journal, March 1995, vol.5, n°1, pp 14-18
- [30] : DJALAL EDDINE KHODJA, « Application des techniques de l'intelligence artificiel pour Le contrôle le direct du couple d'une MAS » mémoire de master, M'sila ,2008

- [31] : MURAT BARUT, SETA BOGOSYAN, METIN GOKASAN," EKF Based Sensorless Direct Torque Control of IMs in the Low Speed Range", IEEE ISIE 2005, June 20-23, 2005, Dubrovnik, Croatia.
- [32] : BİLAL AKIN, State Estimation Techniques For Speed Sensorless Field Oriented Control Of Induction Motors", ", Thèse de Master en Electrotechnique, dans The Middle East Technical University, 2003.
- [33] : REZGUI SALAH EDDINE, " Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application A La Machine Asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS ", Thèse De Doctorat En Automatique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [34] : DISSA ABDENNOUR, " Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.
- [35] : MOKHTARI BACHIR, " Implantation De La DTCF Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle Neuronale Et Neuro Floue : Application A La Machine Asynchrone Alimentée Par Des Onduleurs De Tension A Deux Et A Trois Niveaux ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [36] :K. L. SHI, T. F. CHAN, MEMBER," Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter", IEEE ISIE 2005, June 20-23, 2005, Dubrovnik, Croatia.
- [37] : MOHAMMED KHALIL HUSSAIN," State Estimation of Direct Field Orientation Control Induction Motor Drive by Using Kalman Filter", Eng. & Tech. Journal, Vol.30, No.15, 2012.

تم تصحيح المذكرة وكان الإذن من طرف المشرف الأستاذ علالي

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur Et de la Recherche Scientifique
جامعة غرداية
Université de Ghardaia
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الآلية والكهربوميكانيك
Faculté des sciences et Technologies
Département d'automatique et
d'électronique

غرداية في :

إذن بالطباعة (مذكرة ماستر)

بعد الاطلاع على محتوى المذكرة المنجزة من طرف الطلبة التالية أسماؤهم:

1. الطالب (ة) : بلقاسم بلقاسم
2. الطالب (ة) : /

تخصص: آلية وأنظمة

لمنح نحن الأستاذ (ة) المشرف (ة) : علالي علالي الإذن لإيداع مذكرة ماستر

الموسومة بعنوان

Etude de la commande directe des Simple (DTC)
d'une machine à induction.

إمضاء المشرف