

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. MIRA-BEJAIA



Université Abderrahmane Mira Bejaia
Faculté de Technologie
Département de Génie Mécanique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de

Master

Filière : électrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Présentée par

- 1) MEDHOUS Lamine
- 2) SMAOUN Kaci

Thème

Applications de la commande robuste aux machines asynchrones

Encadré par :

MOKRANI ZAHRA

REMERCIEMENTS

- Les travaux présentés dans ce projet de fin d'études ont été effectués au sein du département de génie électrique de l'université de A. MIRA-BEJAIA, sous la direction de M. Mokrani Zahra, que nous remercions à la confiance qu'ils nous ont accordés, leur encadrement, leur aide et leurs conseils.
- Nous tenons à exprimer nos gratitudes aux membres du jury, qui ont accepté d'examiner notre travail.
- Nous remercions aussi tous les enseignants du département génie électrique et le chef de département.
- Nous tenons également à remercier tous les enseignants qui nous ont enseigné depuis le primaire.
- Nous remercions tous les personnes ayant aidé de loin ou de près à l'élaboration de notre travail.

DEDICACES

*Je dédie ce modeste travail à :
Mes très chers parents, lemnouer et Hada pour
l'amour qu'ils m'ont toujours donné, leurs
encouragements et toute l'aide qu'ils m'ont apportée
durant mes études.*

*Aucun mot, aucune dédicace ne pourrait exprimer
mon respect, ma considération, et mon amour pour les
sacrifices que Dieu les garde pour moi.*

*Mes très chers frères. Amazighe, Yanis pour leur appui et
Leur encouragement*

Mes très chères belles sœurs, Soraya, pour leur soutien moral,

*Mes amis et toutes ma famille pour leur
soutien tout au long de mon parcours universitaire, et
à tous ceux qui m'ont aidé à réaliser, de près ou de
loin ce mémoire.*

LAMINE

DEDICACE

J'ai le plaisir de dédie ce modeste travail à Mes chers parents qui ont tout sacrifié pour moi et dont les mots sont insuffisants pour exprimer toute ma gratitude et mon profond amour. Je les remercie pour leur confiance et « que Dieu leurs accordent une très longue vie ».

La mémoire de mes grands-parents

Ma grande mère

Mon frère, ma soeur, cousins et cousines.

Toute ma famille de près ou de loin

Tous mes amis

KACI

TABLE DE MATIÈRES

TABLE DE MATIÈRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I	
I.1. Introduction.....	2
I.2. Moteurs synchrones	2
I.3. Présentation de la machine synchrone.....	2
I.3.1. Machines synchrones à aiment permanent	3
I.3.1.1. Machine synchrone à aimants permanents à rotor externe	4
I.3.1.2. Machine synchrone à aimants permanents à rotor interne	4
I.3.2. Machines Synchrones à rotors bobinés.....	4
I.3.2.1. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses.....	4
I.3.2.2. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillante.....	5
I.4. Moteur asynchrone.....	6
I.4.1. Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	6
I.4.2. La machine asynchrone a rotor bobiné.....	7
I.5. Le choix du moteur.....	8
I.6. Conclusion.....	9
CHAPITRE II	
II.1. Introduction	10
II.2. Définition.....	10
II.3. Historique.....	10
II.4. Généralité sur la machine asynchrone	11
II.4.1. Présentation de la machine asynchrone	12
II.4.2. La constitution	12
II.4.2.1. Le stator	13
II.4.2.2. Le rotor	13

TABLE DE MATIÈRE

II.4.4. Le moteur à induction a cage d'écureuil	13
II.5. Moteur à induction circulaire coulissant (rotor bobiné).....	14
II.6. Principe de fonctionnement.....	15
II.7. Avantage et inconvénient de la machine asynchrone	16
II.7.1. Avantages	16
II.7.2. Inconvénient.....	16
II.8. Le domaine d'application de la machine asynchrone.....	16
II.9. Modélisation de la machine asynchrone.....	17
II.9.1. Hypothèses simplificatrices	17
II.10. Les équations générales de la machine asynchrone	18
II.10.1. Les équations électriques d'un moteur asynchrone	18
II.10.1.1. Les équations des tensions statoriques	18
II.10.1.2. Les équations des tension rotorique	19
II.10.1.3. Les équation magnitiques d'un moteur asynchrone.....	19
II.10.1.4. L'équation mécanique.....	21
II.11. Application de la transformation de Park à un moteur asynchrone triphasée.....	21
II .12. Principe de transformation de Park	22
II.12.1. Equations électriques de la machine asynchrone dans le Repère de Park	23
II.12.1.1. équation des tensions.....	23
II.12.1.2.Equation des flux	24
II.12.1.3.Equation du couple	24
II.13. Conclusion	24

CHAPITRE III

III.1 Introduction	25
III.2 Principe de la commande directe du couple (CDC).....	25
III.3 Contrôle de flux et de couple	27

TABLE DE MATIÈRE

III.3.1. Contrôle du flux.....	27
III.3.2. Contrôle du couple.....	29
III.4 Avantage et inconvénient de la commande direct de couple (CDC).....	30
III.4.1. Avantage	30
III.4.2. Inconvénient	30
III.5 Stratégie de commande directe du couple (CDC).....	31
III.6 Description de la structure de contrôle.....	31
III.6.1. Sélection de vecteur de tension V_s	31
III.6.2. Description de l'onduleur	33
III.6.3. Modélisation de l'onduleur de tension	33
III.7 Correcteurs	37
III.7.1. Correcteurs à hystérésis	37
III.7.2. Correcteur de flux.....	37
III.7.3. Correcteur de couple.....	38
III.8 Régulation de la vitesse	39
III.9 Estimateurs	40
III.9.1. Estimateur du flux statorique.....	40
III.9.2. Estimateur de couple électromagnétique.....	42
III.9.3. Estimateur du la position du vecteur flux	42
III.10 Elaboration des tables de commutation.....	43
III.10.1. Stratégie de commutation dans la CDC.....	43
III.10.2. Table de commutation du flux	43
III.10.3. Table de commande du couple	44
III.11 Résultat de simulation de la commande directe du couple classique.....	45
III.11.1. Essai a vide	45
III.11.2. Essai en charge.....	47
III.12. Commande directe du couple avec régulateur de vitesse.....	49

TABLE DE MATIÈRE

III.13. Test de suivi de consigne de la commande directe de couple.....	52
III.14 Conclusion.....	54

CHAPITRE V

V.1. Introduction	55
V.2. Évaluation de la Robustesse de la machine asynchrone.....	55
V.3. Résultat des tests robustesse pour la variation de la résistance statorique Rs et l'inductance statorique Ls	55
V.5. Comparaison les résultats de la simulation des trois testes	58
V.6. Conclusion.....	58

CONCLUSION GENERALE.....	59
Bibliographie.....	61

ANNEXS

LISTES DES FIGURES

LISTES DES FIGURES

LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE I

Figure(I.1) : Photographie d'un moteur à aimants en géométries cylindriques.....	3
Figure (I.2) : Machine synchrone à pole lisse.....	5
Figure (I.3) : Machine à poles saillants.....	5
Figure (I.4) : Rotor à cage d'écureuil.....	7
Figure (I.5) : structure d'un rotor bobiné.....	8

LISTE DES FIGURE DU CHAPITRE II

Figure (II.1) : intérieur d'une machine asynchrone diphasé, R. Alioth et Cie, n°1042, vers 1891.....	11
Figure (II.2) : Le stator, 4 paires de pôles.	11
Figure (II.3) : Le rotor, cage constituée de bobinages de fils de cuivre isolés en court-circuit. Les encoches sont.....	11
Figure (II.4) : Moteur électriques asynchrones pour un véhicule électrique.....	11
Figure (II.5) : A) moteur asynchrone à cage d'accueille.....	12
Figure (II.6) : Composition d'un moteur asynchrone	12
Figure (II.7) : rotor à cage d'écureuil.....	14
Figure (II.8) : Moteur asynchrone à induction	14
Figure (II.9): Moteur asynchrone a rotor bobiné.....	15
Figure (II.10) : schéma équivalent du moteur asynchrone.....	15
Figure (II.11) : Modèle généralisée de MAS triphasée	18
Figure (II.12) : Transformation de Park.....	22

LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE III

Figure (III.1) : Schéma structurel de la CDC appliquée à une machine asynchrone.....	26
Figure (III.2) : Vecteurs de tension et secteurs.....	27
Figure (III.3) : Evolution du vecteur flux dans le plant	28
Figure (III.4) : Schéma de Principe de La commande CDC	31

LISTES DES FIGURES

Figure (III.5) : Choix du vecteur de tension.....	32
Figure (III.6) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	34
Figure (III.7) : Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension	36
Figure (III.8) : Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur a deux niveaux.....	36
Figure (9.A) : Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux	38
Figure (9.B) : Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.....	38
Figure (III.10) : Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique	38
Figure (III.11) : Schéma bloc de régulation de vitesse.....	39
Figure (III.12) : Bloc diagramme du système proposé sur MATLAB/SIMULINK	45
Figure (III.13) : Allure de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.....	45
Figure (III.14) : Allure du Couple électromagnétique et le couple de charge.....	46
Figure (III.15) : Allures des courants statorique biphasé et triphasé.....	46
Figure (III.16) : Allure de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.....	47
Figure (III.17) : Allure de couple électromagnétique et le couple de charge.....	47
Figure (III.18) : Allures des courants statoriques biphasé et triphasé.	48
Figure (III.19) : Flux statorique dans le domaine temporel et circulaire.	48
Figure (III.20) : Bloc de simulation de la DTC avec régulateur PI sous MATLAB/SIMULINK.....	49
Figure (III.21) : Allure de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.....	49
Figure (III.22) : Allure de couple électromagnétique et le couple de charge.	50
Figure (III.23) : Allures des courants statoriques biphasé et triphasé.	50
Figure (III.24) : Allure de couple électromagnétique et le couple de charg.....	51
Figure (III.25) : Flux statorique dans le domaine temporel et circulaire.	51
Figure (III.26) : schéma bloc de simulation du teste le suivi de consigne de la DTC avec régulateur PI sous MATLAB/SIMULINK	52
Figure (III.27) : Réponse de vitesse pour une inversion du couple électromagnétique.	52
Figure (III.28) : allure de couple électromagnétique et le couple de charge.....	53
Figure (III.29) : Réponse des courants statoriques triphasés pour une inversion du couple de consig... ..	53
Figure (III.30) : Réponse des flux statoriques pour une inversion du couple de consigne.....	54

LISTES DES FIGURES

LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE V

Figure (V.1) : allures des vitesses de la rotation	55
Figure (V.2) : allures des couples électromagnétiques et les couples de charges.....	56
Figure (V.3) : Allures des courants statoriques triphasé.....	56
Figure (V.4) : Allures des courants statoriques biphasé.....	57
Figure (V.5) : Allures des Flux statoriques dans le demain temporel.....	57
Figure (V.6) : Allures des fluxes statorique dans le domaine circulaire.....	57

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES TABLEAUX DU CHAPITRES III

Tableau (III.1) : Tableau de commande du flux.....	43
Tableau (III.2) : Tableau du commande du couple.....	44
Tableau (III.3) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.....	44

NOMENCLATURE

NOMENCLATURE

Ω : Vitesse de rotation de la machine en [tr /mn].

f : Fréquence des courants d'alimentation en [Hz].

P: Nombre de pair de pôles.

n_s : La vitesse de rotation de tournant.

n : La vitesse rotation de rotor.

f : La vitesse de rotation.

p : Nombre paire de pôles.

g : Le glissement en %.

V_{sabc}, V_{rabc} : Les tensions triphasées statorique et rotorique respectivement.

i_{sabc}, i_{rabc} : Les courant triphasés statoriques et rotoriques respectivement.

Φ_{sabc}, Φ_{rabc} : Les flux triphasés à travers les enroulements statorique et rotorique respectivement.

R_s, R_r : Résistance d'une phase statorique et d'une phase rotorique respectivement.

M_0 : Représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phase statorique et rotoriques.

L_s : Matrice d'inductances statoriques.

L_r : Matrice d'inductances rotoriques.

$M_{sr} = [M_{rs}]^T$: Matrice des inductances mutuelles (statorique – rotorique).

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statorique.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotorique.

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

Nomenclature

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : vitesse angulaire.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

$(f_r\Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux.

Φ_s : Module du vecteur de flux statoriques.

Φ_r : Module du vecteur de flux rotorique.

θ : Angle entre les vecteurs de flux statorique et rotorique.

L_r : Inductance d'une phase rotorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

ABRÉVIATIONS

CAS : courant alternatif synchrone

MSAP : machine synchrone à aimants permanent

MAS : machines asynchrone

TGV : train à grande vitesse

CDC: commande directe du couple

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor

GTO: Gate Turn-off Thyristor

PWM: Pluse Width Modulation

PI: Proportionnel intégral

MI: Machine induction

SNCF: Société Nationale des machines de fer français

TGVPOS : train utilisant la traction électrique pour se déplacer

Introduction générale

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est constamment en évolution, cela étant dû aux exigences de cahiers des charges liées aux opérations industrielles. Actuellement, la machine asynchrone est la plus utilisée pour plusieurs applications, en raison de son faible coût et de sa robustesse, notamment pour les variations de vitesse. Toutefois, la machine asynchrone présente un défaut important en termes de sa structure par rapport à la machine à courant continu. L'alimentation par une seule armature entraîne des variations de flux suite aux variations de couple, ce qui rend le modèle de commande plus complexe. Cependant, grâce à l'évolution simultanée de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique, des algorithmes de commande plus avancés ont émergé, améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et permettant un découplage du flux et du couple.

Par conséquent, l'objectif de ce travail est de présenter les techniques de commande classique, en particulier la commande directe du couple (DTC) avec les régulateurs à hystérésis et un autre cas avec un régulateur (PI), pour une machine asynchrone afin de réaliser des tests de robustesse.

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- Dans le premier chapitre, nous avons étudié le cas des machines à courant alternatif, où nous avons présenté certaines des machines et applications qu'elles réalisent, ainsi que le principe de fonctionnement.
- Le deuxième chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone en se basant sur les équations pour étudier la machine dans le repère α et β .
- Le troisième chapitre se focalise sur l'étude de la technique de commande directe du couple (DTC), qui repose sur une table de localisation des vecteurs de tension ainsi que sur des régulateurs à hystérésis. Dans un autre cas, on utilise un régulateur PI et on procède à la modélisation de l'onduleur à deux niveaux. Les performances de la DTC seront évaluées au moyen de simulations.
- Le quatrième chapitre est réservé aux tests de robustesse de la machine asynchrone, en modifiant les deux paramètres L_s et R_s pour obtenir les résultats de simulations. On comparera ensuite ces résultats obtenus lors des simulations.

En fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude des perspectives pour la continuité de ce travail.

I.1. Introduction

Les machines à courant alternatif sont largement utilisées dans l'industrie en raison de leurs nombreux avantages par rapport aux machines à courant continu. Elles sont distinguées par leur simplicité, leur robustesse, leur prix abordable et leur facilité d'entretien. Les forces magnétiques qui permettent le fonctionnement des machines électriques sont générées par l'interaction de deux champs magnétiques, celui créé par l'enroulement du stator et celui généré par l'enroulement du rotor. Les différentes catégories de machines synchrones et asynchrones diffèrent principalement par la façon dont ces champs magnétiques sont créés et interagissent entre eux. Dans le cas des machines synchrones et asynchrones, un champ magnétique en rotation est créé dans l'espace du stator, ce qui induit du courant dans les enroulements du rotor. Cette interaction génère une force qui entraîne la rotation du rotor et permet ainsi de générer du mouvement dans la machine [1].

I.2. Moteurs synchrones

Le moteur synchrone est un type de moteur électrique qui fonctionne en synchronisme avec la fréquence du courant d'entrée. Ce type de moteur est également connu sous le nom de moteur à courant alternatif synchrone (CAS). Les caractéristiques principales du moteur synchrone comprennent une vitesse de rotation constante qui dépend de la fréquence du courant d'entrée, une excellente capacité à supporter des charges lourdes et une efficacité énergétique élevée. Il est également important de noter que le moteur synchrone nécessite une source d'énergie externe pour maintenir sa vitesse constante [2].

I.3. Présentation de la machine synchrone

Le terme machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Le moteur synchrone est une machine électrique tournante, transformant l'énergie électrique sous forme de courant alternatif en énergie mécanique. Elle peut avoir un fonctionnement en moteur ou en génératrice (c'est seulement le sens de transmission de l'énergie qui distingue les deux fonctionnements) [3].

Cette famille de machine regroupe plusieurs sous familles :

- Les machines synchrones à rotor bobiné
- Les machines synchrones à aimants permanents



Figure(I.1) : Photographie d'un moteur à aimants en géométries cylindriques.

Comme toute machine synchrone, la vitesse de rotation de l'arbre de la MSAP est égale à celle du champ tournant pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré par des aimants permanents, la position du champ rotorique est alors fixée par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Donc ce type de machines se caractérise par une vitesse de rotation constante, indépendante de la charge, mais liée à la fréquence du réseau par la relation suivante :

$$\Omega = \frac{60f}{P} \text{ [tr/min]} \quad (\text{I.1})$$

Ω : Vitesse de rotation de la machine en [tr /mn]

f : Fréquence des courants d'alimentation en [Hz]

P: Nombre de pair de pôles

I.3.1. Machines synchrones à aiment permanent [4]

La machine synchrone à aimant permanent est un type de machine électrique dans laquelle les aimants permanents sont utilisés pour générer un champ magnétique. Ce champ magnétique est synchronisé avec le champ magnétique tournant produit par l'excitation du stator, ce qui permet une conversion efficace de l'énergie électrique en énergie mécanique. Il existe principalement deux types de machines synchrones à aimants permanents :

La machine synchrone à aimants permanents à rotor externe et la machine synchrone à aimants permanents à rotor interne.

Voici une description de chaque type :

I.3.1.1. Machine synchrone à aimants permanents à rotor externe

Dans ce type de machine, les aimants permanents sont montés sur le rotor externe de la machine, qui tourne autour du stator. Le stator contient les enroulements qui génèrent le champ magnétique tournant nécessaire à la rotation du rotor. Ce type de machine est couramment utilisé dans les applications industrielles, telles que les générateurs d'électricité et les moteurs de propulsion.

I.3.1.2. Machine synchrone à aimants permanents à rotor interne

Dans ce type de machine, les aimants permanents sont intégrés dans le rotor interne de la machine, qui se trouve à l'intérieur du stator. Le stator contient également les enroulements qui créent le champ magnétique tournant. Ce type de machine est souvent utilisé dans les applications automobiles, notamment les véhicules électriques, en raison de sa compacité et de sa légèreté.

I.3.2. Machines Synchrones à rotors bobinés

La machine synchrone à rotors bobinés, le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu tandis que le stator est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatifs. L'obtention d'une valeur de couple moyen non nulle passe alors par la vérification de la condition de synchronisme qui impose une égalité stricte entre vitesse du champ tournant stator et vitesse du champ tournant rotor [5].

Les machines synchrones à rotor bobiné évitent les contacts glissants des bagues balais des machines à courant continu en utilisant une excitatrice ou un alternateur d'excitation en combinaison avec un redresseur tournant. Cette excitatrice est reliée à l'arbre de la machine et fonctionne comme un alternateur auxiliaire, alimentant l'inducteur par l'intermédiaire d'un pont redresseur à diodes qui tourne également avec l'arbre de la machine.

I.3.2.1. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses

Plutôt adaptées pour des applications à forte puissance et grande vitesse, le bobinage est dans ce cas logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor et fermées par des clavettes en acier amagnétique. Les têtes de bobines inductrices sont maintenues en place par des frettes en

CHAPITRE I : ETAT D'ART DES MACHINES À COURANT ALTERNATIF

acier amagnétique. L'entrefer étant d'épaisseur constante, seule la répartition des encoches et ou leur remplissage constitue un paramètre structural jouant sur la forme d'onde des f. e. m attendues. Une disposition appropriée permet d'obtenir des f. e. m sinusoïdales à très faible taux d'harmoniques.

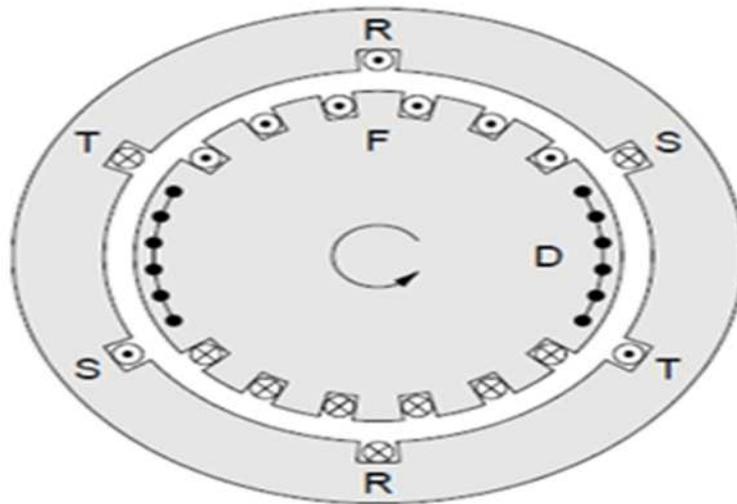


Figure (I.2) : Machine synchrone à pole lisse.

I.3.2.2. Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillante

Les machines synchrones à rotors bobinés à pôles saillants sont des machines électriques utilisées pour la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique. Elles sont souvent utilisées pour les applications nécessitant de haute puissance et de haut rendement telles que les générateurs d'électricité [6].

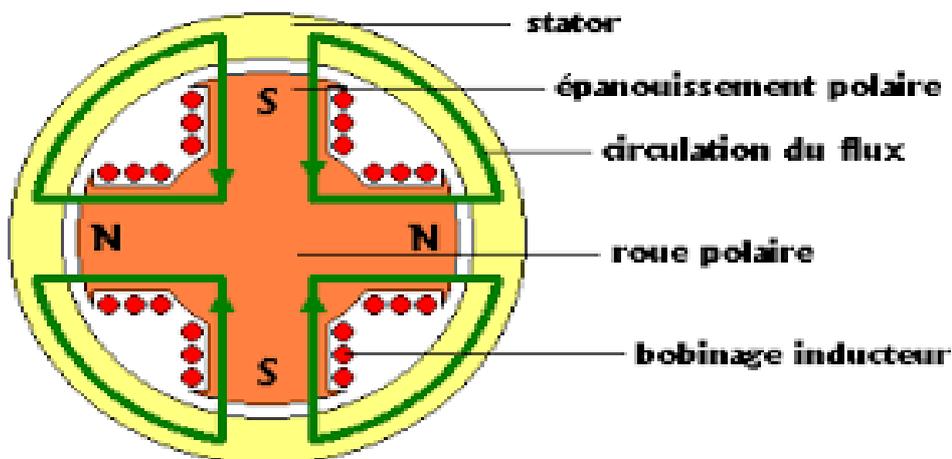


Figure (I.3) : machine à pôles saillants.

I.4. Moteur asynchrone

Les moteurs asynchrones sont construits de manière simple et solide, ce qui les rend peu coûteux et ne nécessitant aucun entretien. Ils peuvent facilement supporter des surcharges allant jusqu'à 5 ou 7 fois le couple nominal. Le contrôle du couple est réalisé soit par le contrôle vectoriel, soit par la commande directe, ce qui permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques.

Notre application a opté pour le moteur asynchrone en raison de plusieurs avantages. Tout d'abord, il s'agit de la machine la plus couramment utilisée dans les applications industrielles où des exigences de grande précision et de performances en couple sont requises. De plus, il bénéficie d'une grande expérience en matière de moteur électrique sans collecteur, ce qui en fait souvent le choix préféré pour plusieurs domaines électrique [7].

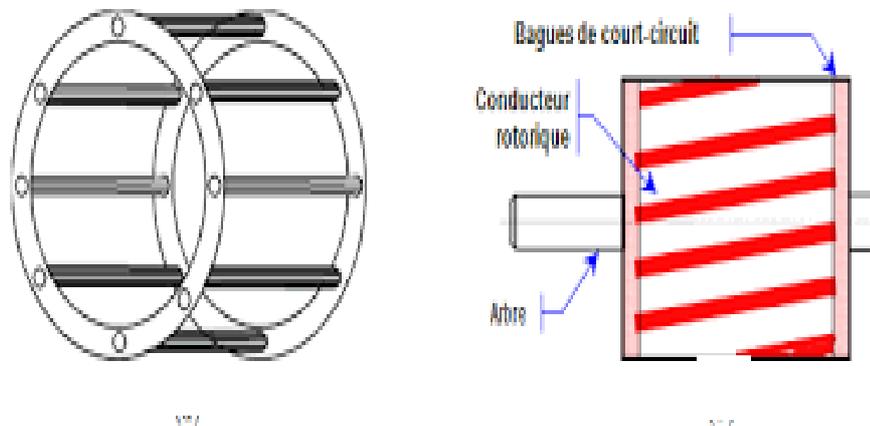
I.4.1. Machine asynchrone à cage d'écureuil

Le rotor à cage d'écureuil est un type de rotor largement utilisé dans les moteurs électriques. Son invention remonte au début des années 1890. Ce type de rotor se compose des tôles ferromagnétiques et des barres conductrices, soigneusement réparties le long de la périphérie du rotor. Les barres sont connectées entre elles par des anneaux de court-circuit. Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champ magnétique, tandis que les barres permettent de recevoir les courants induits.

Pour les moteurs de faible puissance, les rotors sont construits en empilant et en isolant des tôles découpées les unes des autres. On insère ensuite un matériau conducteur pour former les barres et les anneaux de court-circuit. Pour les moteurs de forte puissance, les barres sont insérées directement dans le rotor, puis les anneaux de court-circuit sont soudés ou brasés aux barres, les matériaux couramment utilisés pour les barres et les anneaux de court-circuit sont des alliages à base d'aluminium, bien que l'on puisse également trouver du cuivre ou du laiton.

Généralement, les barres sont légèrement inclinées le long de l'axe du rotor afin de maintenir un nombre constant de barres sous chaque phase statorique, quelle que soit la position du rotor. Cette disposition réduit les variations de réluctance du circuit magnétique, également appelées « effet d'encoches », et atténue les oscillations de couple. C'est cette inclinaison des encoches qui confère à l'ensemble des barres et des anneaux de court-circuit la forme d'une cage d'écureuil déformée.

Les moteurs à cage d'écureuil sont les plus largement utilisés, représentant environ 80 à 85 % des moteurs industriels [8].



I.4.2. La machine asynchrone a rotor bobiné

Le moteur à rotor bobiné est équipé d'un bobinage triphasé relié en étoile et connecté à trois résistances externes via des bagues collectrices. Bien que ce type de moteur soit plus coûteux que le moteur à cage d'écureuil, il présente certains avantages :

- Il offre un couple de démarrage plus élevé.
- La vitesse du moteur peut être réglée à l'aide de résistances externes appelées rhéostats.
- L'ajout d'un rhéostat réduit le courant de démarrage.

Cependant, avec l'avènement de contrôleurs électroniques de plus en plus performants, l'utilisation des moteurs à rotor bobiné diminue dans les applications nécessitant une vitesse variable. Les moteurs à cage d'écureuil associés à des variateurs de vitesse à contrôle vectoriel de flux offrent des possibilités de variation de vitesse allant de 0 à 2 fois la vitesse nominale du moteur.

Les bagues collectrices assurent une connexion électrique avec les enroulements du rotor. Ce type de rotor a été conçu pour permettre la variation de la résistance du rotor en insérant des résistances en série avec les enroulements, permettant ainsi un démarrage rotorique. Ce dispositif a ensuite permis la variation de vitesse avec un rendement acceptable grâce à une méthode appelée cascade hyposynchrone.

CHAPITRE I : ETAT D'ART DES MACHINES À COURANT ALTERNATIF

Le coût élevé et l'émergence des variateurs de fréquence ont rendu obsolète ce type de machine. Le rotor bobiné, illustré dans la figure (I.5), possède des enroulements reliés à trois bagues collectrices montées sur l'arbre du moteur.

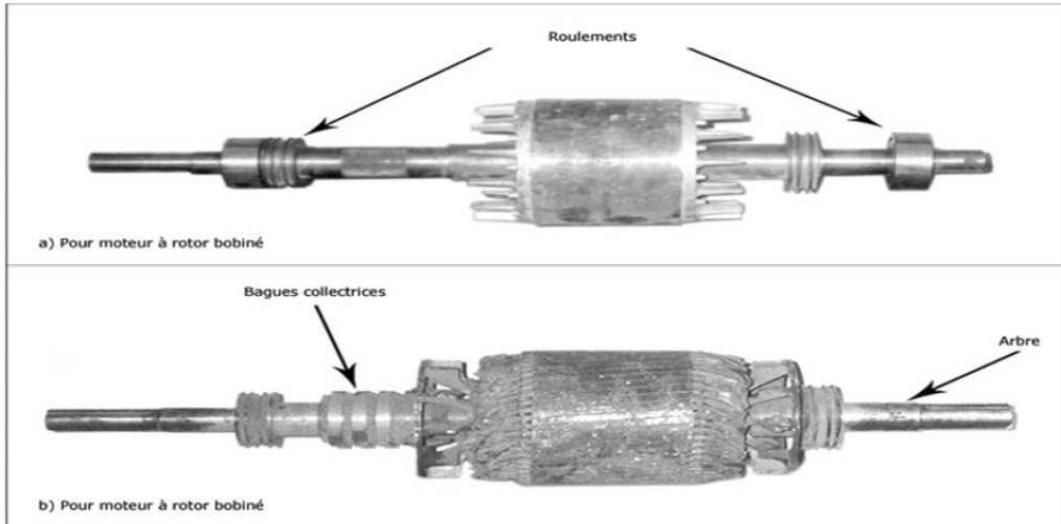


Figure (I.5) : structure d'un rotor bobiné.

I.5. Le choix du moteur

Les moteurs asynchrones, également connus sous le nom de moteurs à induction, sont plus adaptés aux applications nécessitant une plage de variation de vitesse étendue. Ils sont couramment utilisés dans des équipements tels que les ventilateurs, les pompes, les compresseurs et les convoyeurs, où la vitesse de rotation du moteur doit être ajustée en fonction des besoins spécifiques de l'application.

En ce qui concerne le couple de démarrage, les moteurs asynchrones offrent un couple élevé, ce qui les rend appropriés pour les charges à forte inertie ou les démarrages fréquents. À l'inverse, les moteurs synchrones ont généralement un couple de démarrage plus faible et peuvent nécessiter l'utilisation de dispositifs d'aide au démarrage tels que des moteurs auxiliaires ou des variateurs de fréquence.

Du point de vue des coûts, les moteurs asynchrones sont généralement moins chers à fabriquer et à entretenir que les moteurs synchrones. Leur conception est plus simple et ils ne nécessitent pas de dispositifs de contrôle complexes tels que les excitateurs et les régulateurs de tension présents dans les moteurs synchrones.

Lorsqu'il s'agit d'efficacité énergétique, dans certaines applications spécifiques où celle-ci est primordiale, les moteurs synchrones peuvent offrir des avantages grâce à leur conception

optimisée, leur régulation précise de la puissance réactive et leur capacité à fonctionner à un facteur de puissance proche de l'unité. Toutefois, grâce aux récentes avancées dans la technologie des variateurs de fréquence, les moteurs asynchrones ont également réalisé d'excellentes performances en termes d'efficacité énergétique.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre d'initiation, nous avons exposé d'une manière général les machines synchrones et asynchrones, ainsi les types et le choix de moteur.

Le prochain chapitre, traitera la modélisation de la machine asynchrone.

II.1. Introduction

Les entraînements électriques pour la commande de moteurs asynchrones sont utilisés dans une large gamme d'application Dans l'industrie (on estime que 80% des moteurs de la planète sont Moteur à induction). Parce qu'il est facile à mettre en œuvre et coûte moins cher que d'autres machines, et ces machines sont suffisamment robustes pour être utilisées dans des conditions très sévères.

Le moteur asynchrone est utilisé dans de nombreuses applications, notamment dans les transports (métro, train, propulsion navale, véhicules électriques), l'industrie (machines-outils) et l'électroménager. Il n'était à l'origine utilisé que comme « moteur électrique ».

Le modèle mathématique d'une machine à induction (MAS) facilite grandement son étude et permet son pilotage sous différentes conditions de fonctionnement transitoires ou permanentes.

II.2. Définition

Un moteur asynchrone est un moteur à courant alternatif dont la vitesse du rotor et les vitesses des champs magnétiques tournants ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ magnétique du stator.

La machine asynchrone est dit à induction sont « MI » car l'énergie est transférée du stator au rotor et vice versa par induction électromagnétique. La fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence synchrone $n_s \cdot n < n_s$.

II.3. 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 [10]. Puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo Ferrarais publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888 [11]. En 1889, Michail Ossipowitsch Doliwo-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. Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. La machine asynchrone est la machine électrique la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures

à quelques kilowatts car elle offre alors le meilleur rapport qualité prix. Surtout depuis l'apparition dans les années 1970 de variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation du moteur dans une large gamme [12].



Figure (II.1) : intérieur d'une machine asynchrone diphasé.



Figure (II.2) : Le stator, 4 paires de pôles. Les deux borniers de raccordement.



Figure (II.3) : Le rotor, cage constituée de bobinages de fils de cuivre isolés en court-circuit. Les encoches sont

II.4. Généralité sur la machine asynchrone

Les machines asynchrones sont les plus répandues à courant alternatif connue également sous terme « anglo-saxon » et on les utilise dans plusieurs domestiques (les machines à laver, séchoir tondeuse électrique, véhicule électrique...etc.)

Il est préférable de l'utiliser en raison de son faible cout de fabrication et leur grande robustesse. L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montrée sur la figure (II.4).



Figure (II.4) : Moteur électriques asynchrones pour un véhicule électrique.

II.4.1. Présentation de la machine asynchrone

La machine asynchrone se compose de deux pièces principales le stator qui est construite en matériau ferromagnétique, servant de support et permettant au champ magnétique qui traverse facilement dans le bobinage en cuivre ou en aluminium relié au réseau ou un variateur de vitesse qui crée le champ magnétique, et le rotor se forme d'un cylindre en matériau ferromagnétique permettant au champ magnétique de la traverser facilement relié au stator par des palières.

La machine comporte un enroulement constitué des conducteurs en cuivre ou en aluminium, Cette machine peut selon sa construction être alimentée par un réseau monophasé ou polyphasé (généralement triphasé car c'est celui de la distribution).

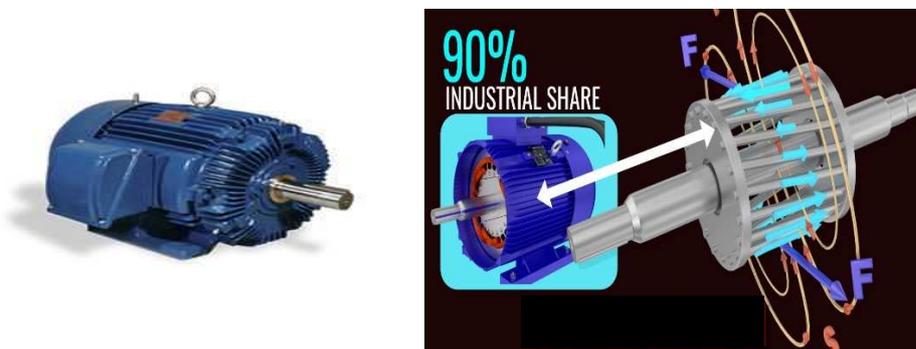


Figure (II.5) : A) moteur asynchrone à cage d'accueil.

II.4.2. La constitution

La machine asynchrone contient deux parties importantes qui sont la partie fixe (le stator) et la partie tournant (le rotor) [13].

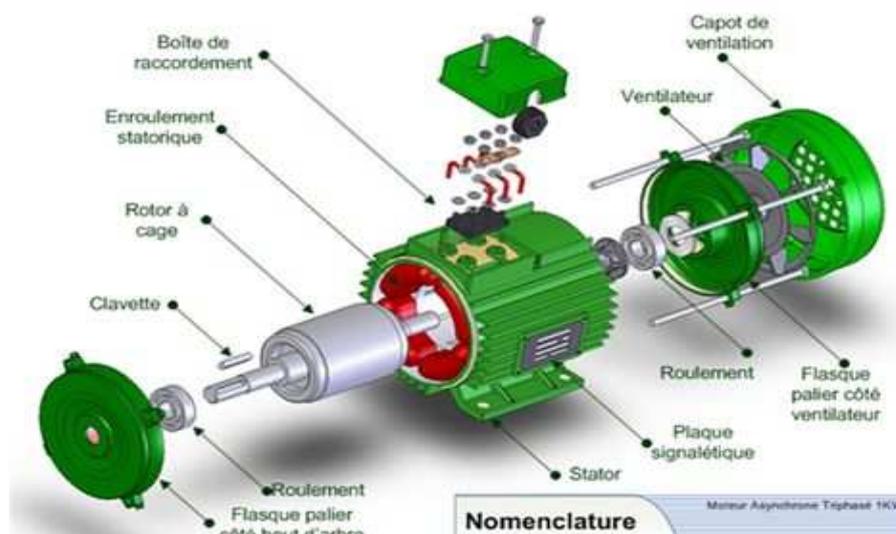


Figure (II.6) : Composition d'un moteur asynchrone [14].

II.4.2.1. Le stator

Le stator est constitué de plusieurs pièces minces d'aluminium ou de fer léger. Ces pièces sont poinçonnées ensemble et serrées dans une ébauche de cylindre. Des bobines de fil enduit sont encastrées dans ces rainures. Chaque jeu de vis entouré d'un noyau forme un aimant magnétique (avec deux ponts) pour fonctionner avec une alimentation secteur. Le nombre des pôles d'un moteur à courant alternatif dépend de la connexion interne des enroulements du stator.

II.4.2.2. Le rotor

La partie tournante à l'intérieur du stator s'appelle un rotor. Le rotor tourne et il induit un courant dans le sens des champs magnétique. Le rotor d'un moteur asynchrone triphasé transporte le courant et entraîne l'arbre de moteur.

Selon la différence de construction du rotor, les moteurs asynchrones triphasés sont classés en deux catégories.

- Le moteur à induction à cage d'écureuil (rotor à cage d'écureuil)
- Moteur à induction circulaire coulissant (rotor bobiné)

II.4.4. Le moteur à induction à cage d'écureuil

Il est composé essentiellement de deux constituants principaux le stator et le rotor.

Le rotor est constitué de barres conductrices en aluminium ou cuivre court-circuitées aux extrémités par deux anneaux circulaires.

Le stator quant à lui est composé d'enroulement de bobines dans des encoches et formant des paires de pôles une fois alimentées en courant alternatif triphasé, les bobines de stator génèrent un champ magnétique variable et relatif.

Ce champ variant du stator induit au niveau des barres du rotor des courants induits. Il se crée alors des forces de Laplace qui font tourner le rotor, donc le moteur la vitesse de rotation de moteur et toujours inférieur à celle de champ tournant (champ inducteur). Ce qui est intéressant avec les moteurs induction, la vitesse de rotation dépend de la fréquence de

l'alimentation des bobines statoriques il suffit donc de modifier la fréquence de l'alimentation électrique pour faire varier la vitesse de la rotation de moteur, c'est justement à cause de cela que ces moteurs sont utilisés au niveau des voitures électriques il existe un très fin espace (0.5) entre le rotor et le stator appelé entrefer pour assurer la modalité du rotor et éviter les pertes magnétiques, ces moteurs ne sont pas équipés de bagues ni de balais comme le cas des moteurs à rotor bobiné.

De manière générale, ces moteurs sont assimilables à un transformateur dont le primaire est le stator (inducteur) et le secondaire est le rotor (induit) ils sont les moteurs les plus utilisés parmi ceux existants.



Figure (II.7) : rotor à cage d'écureuil.

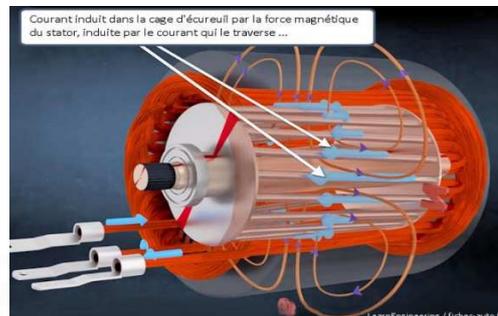


Figure (II.8) : Moteur asynchrone à induction.

II.5. Moteur à induction circulaire coulissant (rotor bobiné)

Un moteur à induction est un appareil électrique qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique et se caractérise par ses utilisations dans de larges gammes dans les applications industrielles en raison de sa propriété d'auto-démarrage.

Par conséquent, c'est l'un des moteurs à induction triphasés, qui est un type de moteur relatif bobiné et présente les avantages qu'il présente, tels qu'un faible courant initial, un couple et un facteur de puissance élevés. L'amélioration est utilisée dans les applications nécessitant un couple élevé, telles que les grues et les ascenseurs. Tension et courant inférieurs par rapport à un rotor à cage d'écureuil les enroulements sont reliés à la résistance externe par des bagues collectrices, ce qui permet de contrôler le couple de vitesse du moteur.

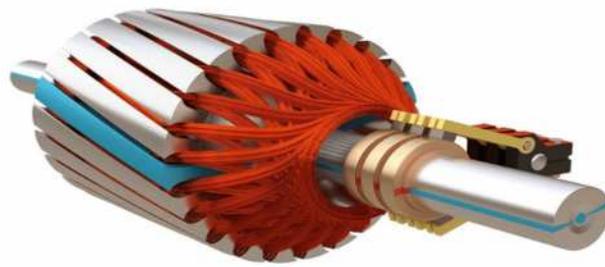


Figure (II.9): Moteur asynchrone a rotor bobiné.

II.6. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est résidé dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives la circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique qui s'exerce sur le conducteur des courant induit [15].

La vitesse de synchronisme des moteurs tourne donnée par la formule de l'équation (I.1).

Lorsque le stator crée un champ magnétique en rotation, le rotor se synchronise avec celui-ci sans tenir compte de la vitesse du champ magnétique. Cette synchronisation peut entraîner un décalage appelé glissement, qui est calculé par la formule suivant :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (\text{II.2})$$

L'équation de la vitesse de rotation en fonction de la fréquence et le nombre de pair de pôles est :

$$N_r = \frac{60f}{p} (1 - g) \quad (\text{II.3})$$

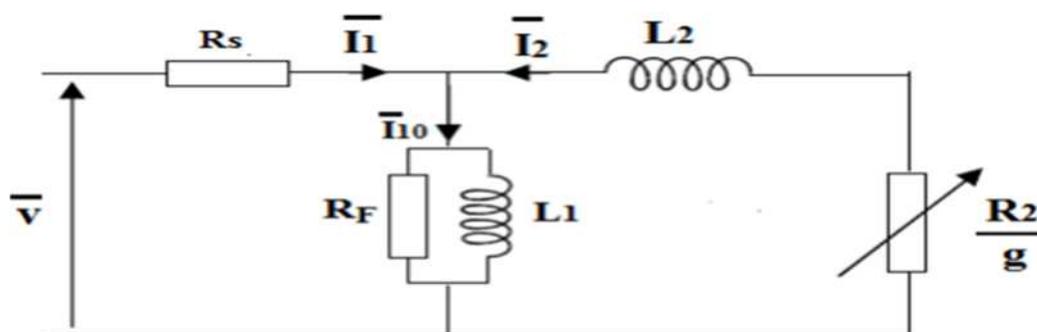


Figure (II.10) : schéma équivalent du moteur asynchrone.

Avec :

n_s : La vitesse de rotation de tournant

n : La vitesse rotation de rotor

f : la vitesse de rotation

p : nombre paire de pôles

g : Le glissement en %

II.7. Avantage et inconvénient de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont :

II.7.1. Avantages

- Facile à fabrication
- Pas de collecteur
- Moins d'entretien et d'usure
- Robuste
- Absence d'un système bagues balais
- La structure simple
- Cout réduit

II.7.2. Inconvénient

- Difficile à commander en forte puissance
- Non découplage naturel
- Non linéarités

II.8. Le domaine d'application de la machine asynchrone

- Grand standard industriel
- Entraînement divers
- Parfois utilisé comme génératrice dans les éoliennes
- Traction électrique (Eurostar-TGV POS, TGV ...)
- Propulsion des navires
- Propulsion électrique automobile (tesla roadster notamment)
- Machines-outils
- Ascenseurs

- Treuils
- Pompes
- Electroménager
- Chariots élévateurs

II.9. Modélisation de la machine asynchrone

II.9.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme
- L'effet d'encochage est négligeable
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefers est sinusoïdale
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et ne néglige également l'effet de peau. Aussi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :
 - L'additivité du flux
 - La constance des inductances propres
 - La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre enroulement statorique et rotorique en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques [16].

Le modèle schématisé de la machine asynchrone dans le repère (a b c) est donné par la figure (II.11).

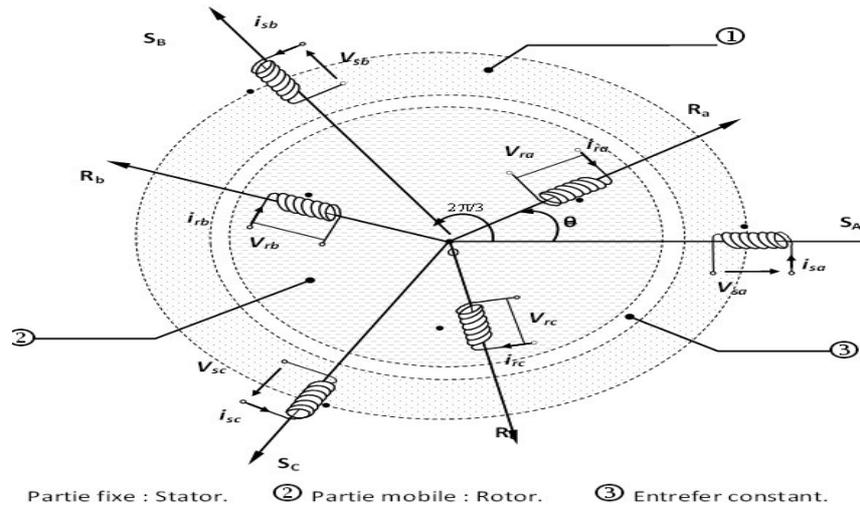


Figure (II.11) : Modèle généralisée de MAS triphasée [17].

II.10. Les équations générales de la machine asynchrone [18]

Les équations qui traduisant le comportement du moteur sont :

- Les équations électriques
- Les équations magnétiques
- L'équation mécanique

II.10.1. Les équations électriques d'un moteur asynchrone

D'après la loi d'ohm appliques sur chaque phase. Les équations de tension des trois phases statorique et rotorique sont comme suit :

II.10.1.1. Les équations des tensions statorique

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Où :

$$V_{abc} = [R_{sr}][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \Phi_{sabc} \quad (\text{II.5})$$

II.10.1.2. Les équations des tensions rotorique

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où :

$$V_{rabc} = [0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \Phi_{rabc} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

V_{sabc}, V_{rabc} : Les tensions triphasées statorique et rotorique respectivement.

i_{sabc}, i_{rabc} : Les courant triphasés statorique et rotorique respectivement.

Φ_{sabc}, Φ_{rabc} : Les flux triphasés à travers les enroulements statorique et rotoriques respectivement.

R_s, R_r : Résistance d'une phase statorique et d'une phase rotorique respectivement.

II.10.1.3. Les équations magnétiques d'un moteur asynchrone

Supposée que la machine fonctionne en régime linéaire les relations reliant le flux

Au courant stator et rotor sont [19] :

Pour le stator

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{rs}][I_{rabc}] \quad (\text{II.8})$$

Pour le rotor

$$[\Phi_{rabc}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad (\text{II.9})$$

Les matrices d'inductances s'écrivent comme suit :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

CHAPITRE II : MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE À CAGE D'ÉCUREILLE

Les coefficients de mutuelle inductance entre le rotor et le stator sont donnés en fonction de M_{sr} et θ .

On pose :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Par raison de réciprocité mutuelle $[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$

Finalement les équations de tensions deviennent :

Pour le stator :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{II.13})$$

Pour le rotor :

$$[V_{rabc}] = [0] = [R_r][i_{rabc}] - \frac{d}{dt}([L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{II.14})$$

Avec :

M_0 : Représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phase statorique et rotoriques.

L_s : Matrice d'inductances statoriques.

L_r : Matrice d'inductances rotoriques.

$M_{sr} = [M_{rs}]^T$: Matrice des inductances mutuelles (statorique – rotorique)

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statorique.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotorique.

θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

II.10.1.4. L'équation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait un introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse).

L'équation de mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II.15})$$

Avec:

J: Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : vitesse angulaire.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : coefficient de frottement visqueux.

$(f_r \Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux.

II.11. Application de la transformation de Park à un moteur asynchrone triphasé

La transformation de Park se compose d'une transformation triphasée-diphasée et d'une rotation, ce qui facilite la conversion du repère abc en repère $\alpha\beta$, puis en repère dq. Le repère $\alpha\beta$ est en permanence fixe par rapport au repère abc, comme indiqué dans la figure (II.12). Le repère dq, quant à lui, peut être déplacé, formant un angle avec le repère fixe $\alpha\beta$, appelé angle de la transformation de Park ou angle de Park [19].

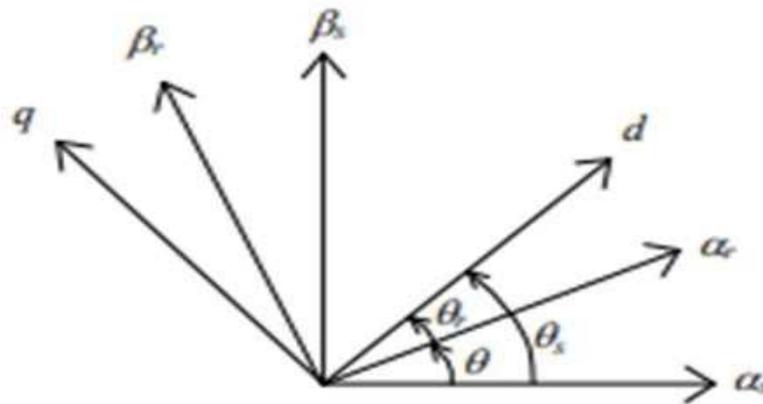


Figure (II.12) : Transformation de Park.

II.12. Principe de transformation de Park [19]

On définit la matrice de transformation qui calcule la puissance instantanée $[P(\theta)]$ comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

L'inverse de la transformation de Park est défini par la matrice $[P(\theta)]^{-1}$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Avec : θ est l'angle qui sert à la transformation de Park

Lorsque $\theta_s = 0$, c'est-à-dire le système d'axe triphasé est immobile par rapport aux systèmes d'axe biphasé. Park a donné naissance à la transformation de Concordia [T], qui permet de préserver les puissances, ainsi qu'à la transformation de Clarke [C], qui assure la conservation des amplitudes.

Les matrices de passage direct et indirect sont respectivement [20] :

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} ; [T]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} ; [C]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Les changements appliqués sont destinés à ajuster le couple de la machine asynchrone de manière directe. Même dans le système $(\alpha \beta)$, les mesures électriques alternatives sont toujours présentes, toutefois, les équations de la machine asynchrone sont notablement simplifiées.

Une transformation aussi simple que « comparer des pommes avec des oranges ». La transformation de Concordia $(\alpha \beta)$ peut en effet être facilement obtenue en utilisant les composantes de Park $(d q)$ et en effectuant une rotation d'angle θ_s . Cette transformation est comparable à celle qui permet de passer des composantes de Park à celles de Concordia, car elle nécessite une méthode similaire pour convertir les données.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

On définit également la matrice inverse :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

II.12.1. Equations électriques de la machine asynchrone dans le Repère de Park

Le modèle de la machine asynchrone triphasé dans le référentiel de Park [19] :

II.12.1.1. Equation des tensions

Au stator :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} - \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\Phi_{so}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Au rotor :

Lorsque le rotor tourne à une vitesse ωr , les axes $(d q)$ qui sont fixes sur celui-ci se déplacent à une vitesse relativement au référentiel tournant synchrone, correspondant à la différence entre la vitesse de rotation du stator (ω_s) et celle du rotor (ω_r) .

$$\begin{cases} V_{sd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\Phi_{rd} \\ V_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\Phi_{ro}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

ω_r : Vitesse rotorique

II.12.1.2. Equation des flux

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.12.1.3. Equation du couple

$$\begin{cases} C_{em} = p \cdot (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \\ C_{em} = p M_{sr} (\Phi_{sq} i_{rd} - \Phi_{sd} i_{rq}) \\ C_{em} = p M_{sr} (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \\ C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \\ C_{em} = p \left(\frac{1-\delta}{\delta M_{sr}} \right) (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \Phi_{sd}) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.13. Conclusion

En premier lieu de ce chapitre, nous avons perlez sur une introduction et histoire des machines asynchrones, leur structure et le principe fonctionnements.

Ensuite nous présentons le modèle de la MAS avec les hypothèses simplificatrices, nous avons aussi vu les transformations de Park et les équations du la MAS.

Dans le chapitre suivant, nous allons abordée le sujet de la CDC.

III.1. Introduction

La commande directe du couple est une technique de commande qui a émergé dans les années 1980 en concurrence avec les méthodes traditionnelles. Contrairement aux méthodes classiques basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique [21].

La CDC assure un découplage du flux et du couple de manière simple et efficace. Cette technique de commande présente de nombreux avantages tels que la réduction du temps de réponse du couple, l'amélioration de sa robustesse face aux variations des paramètres rotoriques, l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ainsi que l'absence de transformations de Park. De plus, cette méthode de commande en couple s'adapte naturellement à l'absence de capteurs mécaniques tels que la vitesse ou la position.

III.2. Principe de la commande directe du couple (CDC)

La méthode de commande directe du couple repose sur la détermination directe de la séquence de commande applicable à un onduleur de tension. Cette sélection est souvent effectuée en utilisant des régulateurs à hystérésis, dont la fonction est de surveiller l'état du système, notamment l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [22]. À partir de ces grandeurs, nous pouvons définir le vecteur tension statorique idéal à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Un autre facteur pris en compte dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe, qui peut être divisé en six ou douze secteurs. Un diagramme schématique de cette technique est présenté dans la figure (III.1), qui montre les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs de couple et de flux à deux et trois niveaux, respectivement, initialement proposés par Takahashi.

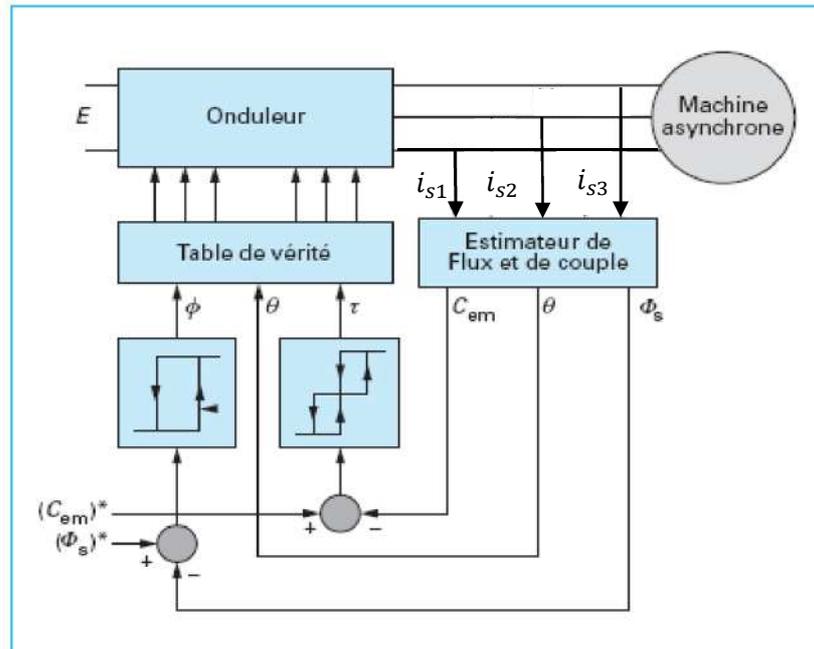


Figure (III.1) : Schéma structurel de la CDC appliquée à une machine asynchrone.

Dans cette méthode de commande, les valeurs du couple (C_{em}) et du flux statorique Φ_s sont comparées à leurs valeurs de référence (C_{em}^* et Φ_s^*). Ensuite, ces résultats de comparaison servent d'entrées pour les comparateurs à cycle d'hystérésis. De plus, cette commande nécessite la connaissance de la position et du flux. En conséquence, la position du flux (numéro du secteur du flux) ainsi que les sorties des deux comparateurs à hystérésis sont utilisées en tant qu'entrées pour la table de commutation.

Cette table de commutation définit les états de commande des semi-conducteurs de l'onduleur (voir Figure (III.1)). Pour calculer la position du vecteur flux, il est nécessaire de prendre en compte les composantes dans le plan complexe $\alpha\beta$ et de se référer à la représentation définie par la Figure (III.2).

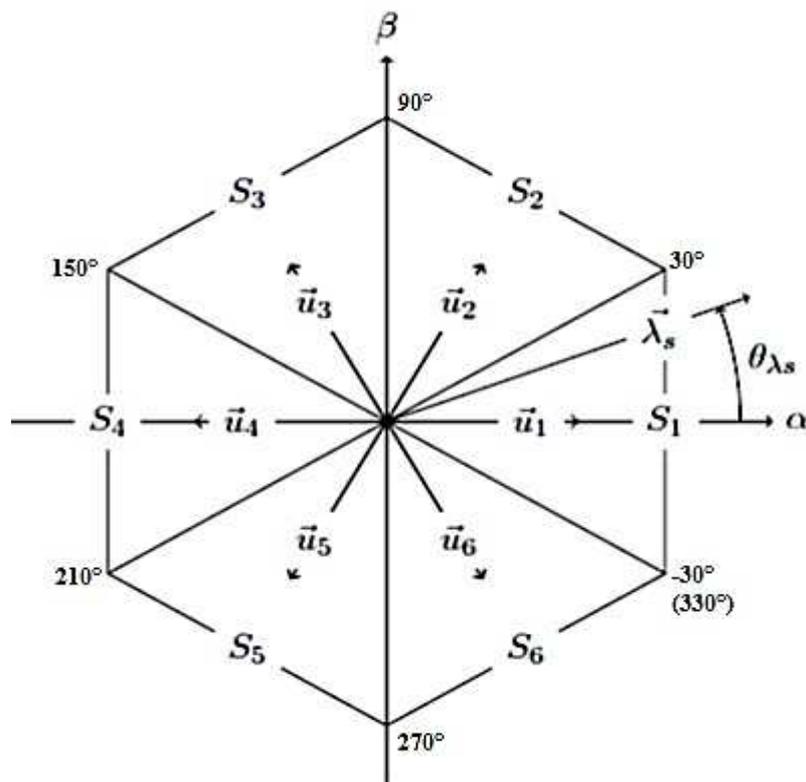


Figure (III.2) : Vecteurs de tension et secteurs.

La commande directe du couple utilise un algorithme qui divise le temps en périodes de durée T_e (inférieures ou égales à $50\mu s$). À chaque coup d'horloge, les courants et les tensions de ligne sont mesurées pour reconstituer les composantes du vecteur flux statorique. Le couple est estimé à l'aide de l'équation.

$$C_{em} = P(\Phi_{s\beta} I_{s\alpha} - \Phi_{s\alpha} I_{s\beta}) \quad (III.26)$$

Enfin, une logique est utilisée pour déterminer le vecteur tension à appliquer à la machine.

III.3. Contrôle de flux et de couple

III.3.1. Contrôle du flux

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (III.27)$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (III.28)$$

Cette équation (III.30) représente l'expression mathématique du flux statorique Φ_s d'un moteur électrique alimenté par un onduleur. Elle montre que le flux statorique est calculé en intégrant la différence entre la tension de sortie de l'onduleur v_s , la résistance du stator R_s et le courant d'entrée I_s , par rapport au temps T , à partir de zéro jusqu'à la valeur courante.

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + \int_0^t (V_s) dt \quad (III.29)$$

L'équation (III.38), si la chute de tension due à la résistance du stator est négligée, signifie que cette résistance est considérée comme nulle. Dans ce cas, le flux statorique dépendra uniquement de la tension de sortie de l'onduleur, et non de la résistance. Ainsi, l'expression du flux sera simplifiée pour ne considérer que l'intégrale de v_s par rapport au temps.

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (III.32) devient :

$$\bar{\Phi}_s(k+1) \approx \bar{\Phi}_s(k) + (\bar{V}_s)T_e \Rightarrow \Delta\bar{\Phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (III.30)$$

Où :

- $\bar{\Phi}_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\bar{\Phi}_s(k+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta\bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_s(k+1) - \bar{\Phi}_s(k)$: vecteur variation de flux statorique.
- T_e : période d'échantillonnage.

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle à la vectrice tension appliquée (voir la figure (III.3)) [23].

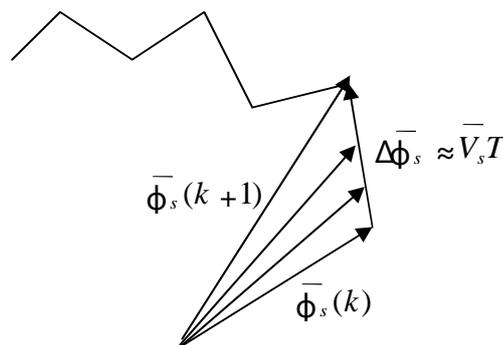


Figure (III.3) : Evolution du vecteur flux dans le repaire $\alpha\beta$

La relation (III.39) met en évidence que la vitesse de rotation du flux est directement proportionnelle à la tension appliquée. Si la tension et le flux ont la même direction, l'amplitude du flux est altérée. Cependant, lorsque la tension est appliquée perpendiculairement au flux, cela impacte la phase du flux et peut soit accélérer, soit décélérer le vecteur flux. Dans le cas où la tension est nulle (v_0 ou v_7), le vecteur flux reste statique.

III.3.2. Contrôle du couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.

$$C_e = (\bar{\Phi}_s \wedge \bar{\Phi}_r) = K|\bar{\Phi}_s||\bar{\Phi}_r| \sin \theta \quad (\text{III.31})$$

Telle que :

$$K = P \frac{M}{\delta L_s L_r} \quad (\text{III.32})$$

Avec :

$$\delta = \left(1 - \frac{M^2}{L_{ss} L_{rr}}\right) \quad (\text{III.33})$$

Φ_s : Module du vecteur de flux statoriques.

Φ_r : Module du vecteur de flux rotorique.

θ : Angle entre les vecteurs de flux statorique et rotorique.

L'angle θ représente le déphasage entre deux flux dans un système électrique. Le flux statorique est le résultat de la somme du flux rotorique et du flux de fuite total. Cependant, la dynamique de ces deux composants est différente :

- Le flux de fuite a une dynamique plus rapide du fait de sa faible inductance, tandis que le flux rotor, dépendant de l'inductance d'amplification, a une dynamique plus lente. Entre les commutations,
- Le flux du rotor reste constant tandis que le flux du stator est affecté par les variations du flux de fuite.

Par conséquent, le couple ne dépend que du produit $|\bar{\Phi}_s| \sin \theta$, et l'angle θ peut être modifié pour contrôler le couple puisque l'amplitude du flux statorique varie légèrement.

III.4. Avantage et inconvénient de la commande direct de couple (CDC)

III.4.1. Avantage

Les avantages de la commande directe du couple comprennent la possibilité de modifier rapidement le couple et le flux en ajustant leur consigne respective.

- Un bon rendement car les transistors ne sont commutés qu'en cas de besoin
- Une réponse à un échelon sans dépassement, pas de besoin de connaître la position du rotor pour calculer l'algorithme car il n'y a pas de transformée de Park.
- Une modulation réalisée directement par cette méthode, pas de régulateur proportionnel intégrateur (PI).
- Une fréquence de commutation non constante due à une commande par hystérésis, mais la définition d'une plage de tolérance permet de régler approximativement la fréquence de commutation moyenne, la suppression de pic de courant.
- Un faible niveau de bruit, l'inclusion du circuit intermédiaire en tension continue dans l'algorithme sans biaiser le calcul avec des harmoniques, et une synchronisation instantanée à la machine tournante avec identification du flux dès l'apparition du courant.

Bien que la facilité d'implémentation puisse être considérée comme un avantage, il est important de prendre en compte le système dans son ensemble, y compris les observateurs de flux et de vitesse, pour comprendre pleinement cet avantage.

III.4.2. Inconvénient

Il y a plusieurs inconvénients qu'on peut relever, notamment :

- Des problèmes à basse vitesse peuvent se poser.
- Il est nécessaire de disposer d'estimations précises du flux statorique et du couple
- Des oscillations de couple peuvent également se produire.
- La fréquence de commutation peut ne pas être constante, ce qui peut entraîner un contenu harmonique élevé et donc des pertes, des bruits acoustiques et des vibrations de couple pouvant causer des résonances mécaniques.

III.5. Stratégie de commande directe du couple (CDC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme proposé par TAKAHASHI [24] :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de duré T_e ($T_e \leq 50\mu s$).
- On estime le couple grâce à la relation suivante : $C_e = P(\Phi_{s\alpha}I_{s\beta} - \Phi_{s\beta}I_{s\alpha})$.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne.

Le synoptique de commande de cette stratégie est présenté sur la figure suivante :

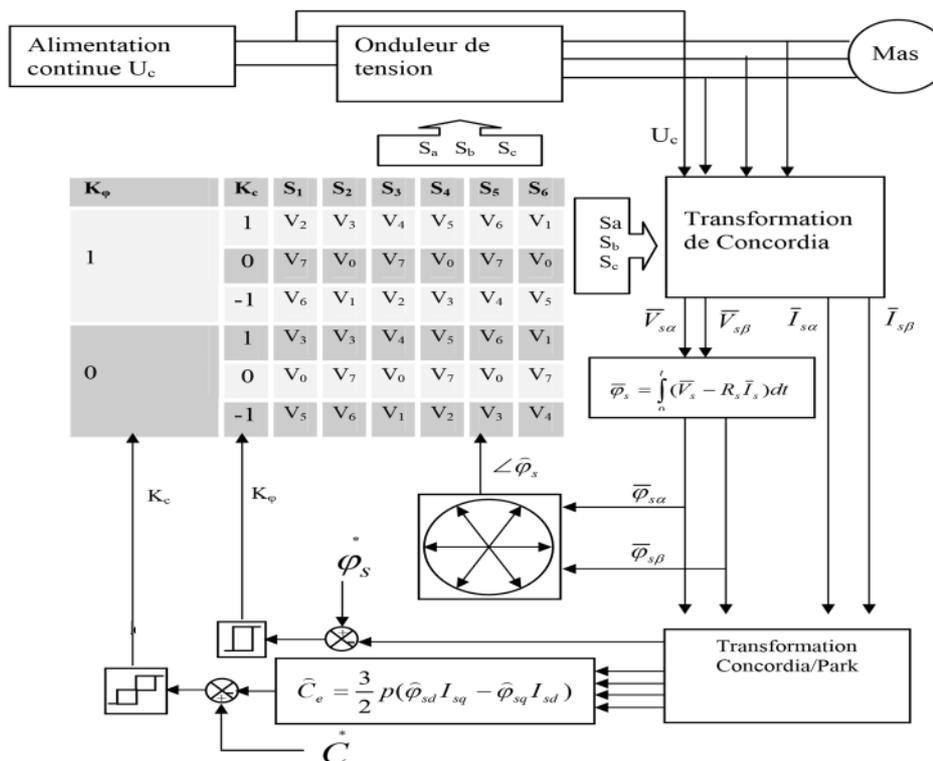


Figure (III.4) : Schéma de Principe de La commande DTC.

III.6. Description de la structure de contrôle

III.6.1. Sélection de vecteur de tension V_s

Pour maintenir un niveau constant du vecteur de flux statorique, il est nécessaire de faire dessiner une trajectoire circulaire à son extrémité. Pour y parvenir, le vecteur de tension appliqué doit demeurer perpendiculaire au vecteur flux en tout temps. Le choix adéquat d'un vecteur permet de contrôler et déplacer l'extrémité du flux pour maintenir l'amplitude du vecteur flux dans une plage donnée [23].

Le vecteur de tension V_s doit être choisi en fonction de la variation souhaitée pour le module du flux ainsi que de l'évolution souhaitée pour la vitesse de rotation et, par conséquent, pour le

couple. Pour délimiter l'espace d'évolution de Φ_s dans le référentiel fixe (c'est-à-dire la position de Φ_s dans le référentiel statorique), on le divise généralement en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions qui ne sont pas nulles.

La figure (III.5) ci-dessous représente les six secteurs possibles de fonctionnement. Pour déterminer la tension de sortie de l'onduleur, il est nécessaire de tenir compte des écarts de couple et de flux estimés par rapport aux valeurs de référence, ainsi que de la position de la zone où se trouve le vecteur de flux Φ_s . Ainsi, pour assurer une commande appropriée, il est impératif d'avoir à disposition un estimateur de Φ_s en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple électromagnétique [25].

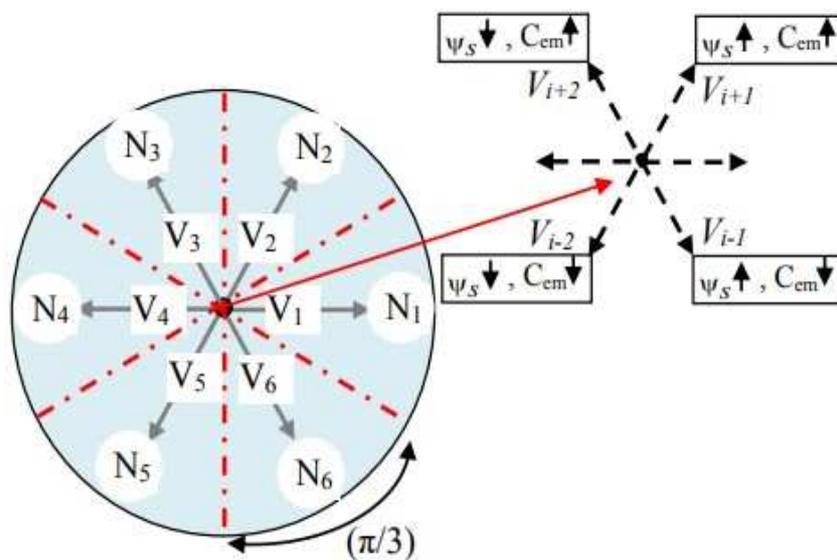


Figure (III.5) : Choix du vecteur de tension.

La position du vecteur de flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes, lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté N_i ($i = 1, 2, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_s Croit et C_{em} Croit.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s Croit et C_{em} décroit.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroit et C_{em} Croit.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroit et C_{em} décroit.
- Si V_0 ou Si V_7 sont sélectionnées, la rotation du flux statorique s'arrête et celle du couple décroît alors que le module de flux reste inchangé

La performance de chaque vecteur dépend de l'emplacement du vecteur de flux dans la zone N_i . Au début de cette zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} sont à angle droit avec Φ_s , entraînant une augmentation rapide de l'amplitude du couple mais une augmentation lente de l'amplitude du flux. À la fin de la zone, ces évolutions sont inversées. En ce qui concerne les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , il y a une augmentation lente du couple et rapide de l'amplitude de Φ_s au début de la zone N_i , mais à la fin de la zone, la situation est inversée. Dans la zone N_i , les vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés, indépendamment de l'évolution du couple ou du flux.

Les variations de flux sont la principale source de variation de couple, mais leur impact est influencé par la position de Φ_s dans la zone N_i , avec un effet nul au centre de cette zone. Afin de commander la machine en mode CDC, le vecteur de tension statorique V_s doit être calculé en utilisant les écarts entre les couples et flux estimés par rapport à leurs valeurs de référence, ainsi que la position de Φ_s . Pour y parvenir, il est donc nécessaire d'utiliser des estimateurs du module de Φ_s et de sa position, ainsi qu'un estimateur de couple.

III.6.2. Description de l'onduleur

La représentation illustrée dans la figure (III.6) concerne un onduleur de tension triphasé dont la structure est composée de trois bras. Chaque bras de ce dispositif est constitué de deux interrupteurs actionnés de manière complémentaire dans le but d'empêcher l'apparition d'un court-circuit au niveau de la source et d'assurer la continuité du courant de la charge. Les interrupteurs comprennent des semi-conducteurs réglables tels que des IGBT et GTO, ainsi que des diodes reliées en antiparallèle. Pour assurer la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source, on utilise six diodes de roue libre [26].

III.6.3. Modélisation de l'onduleur de tension

Dans le but de faciliter la conception de l'onduleur, on envisagera que les commutateurs sont parfaits en ayant un temps de commutation nul et des pertes considérablement faibles. La charge triphasée qui est également équilibrée sera raccordée en étoile tout en ayant un neutre isolé [27].

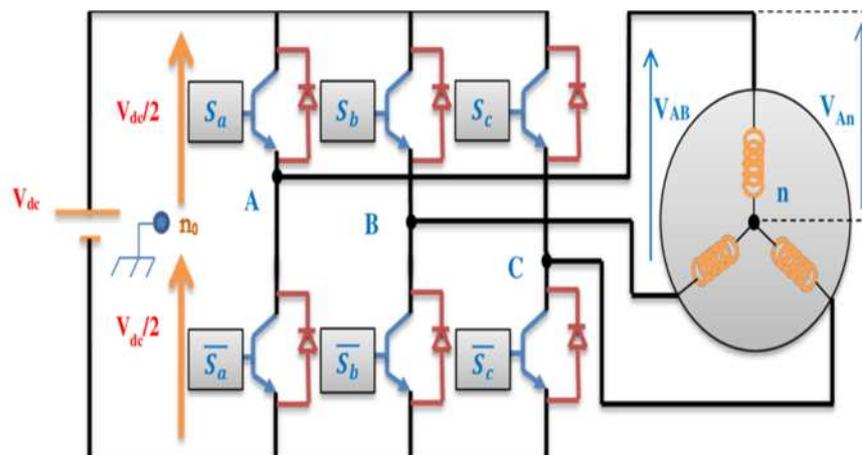


Figure (III.6) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Il est nécessaire de contrôler de manière complémentaire les interrupteurs tels que S_a , S_b et S_c . Ces interrupteurs, considérés comme idéaux, peuvent être représentés par trois grandeurs booléennes distinctes de commande, désignées par $i = a, i = b, i = c$ telles que.

$S_i = 1$ Si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.

$S_i = 0$ Si l'interrupteur de haute est ouvert et celui du bas fermé.

Les tensions de la sortie de l'onduleur : [28]

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - \frac{U_c}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (III.34)$$

Les relations suivantes expriment les trois tensions composées V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} .

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{ao} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (III.35)$$

Il en résulte un équilibre de charge considérée :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (III.36)$$

En tenant compte de la relation, la somme des trois équations (III.31) peut être exprimée comme la somme de chacun de ses termes individuels.

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (III.37)$$

Le système d'équations (III.38) peut être écrit sous la forme d'équations (III.39) :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{2}{3}V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{2}{3}V_{dc} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}(S_b - S_c) \right) \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

En tenant compte de la relation (III.40) nous pouvons écrire les équations (III.41) :

$$\begin{cases} \Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \\ \theta = \arg\Phi_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Il est possible de représenter le système d'équations (II.15) sous forme matricielle, présenté dans l'équation (III.42) :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

En tenant compte de la relation (III.29), nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.43})$$

Avec : $K = 0$

La relation entre les tensions simples du moteur asynchrone (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) et les trois grandeurs booléennes S_a, S_b, S_c peut être exprimée. La matrice de transfert correspondante est fournie par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

Pour un onduleur triphasé à deux niveaux avec six interrupteurs, les interrupteurs situés sur un même bras sont commandés de manière complémentaire. Cela conduit à huit combinaisons possibles d'états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) qui correspondent à huit états de tension différents. Cette information est présentée dans la figure (III.7).

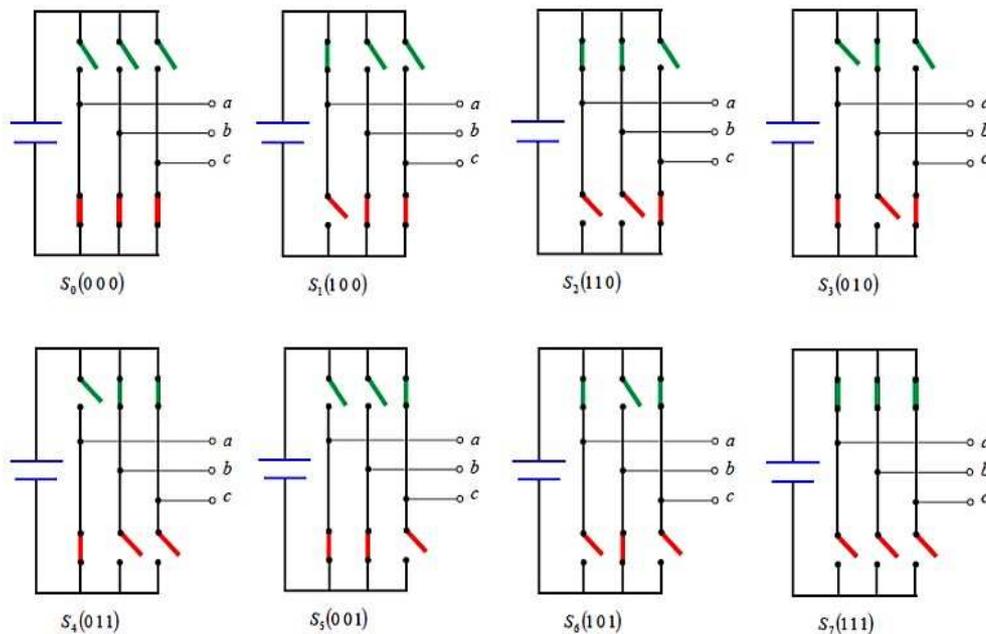


Figure (III.7) : Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

La figure (III.8) représente les vecteurs tensions délivrés par un onduleur à deux niveaux, ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes.

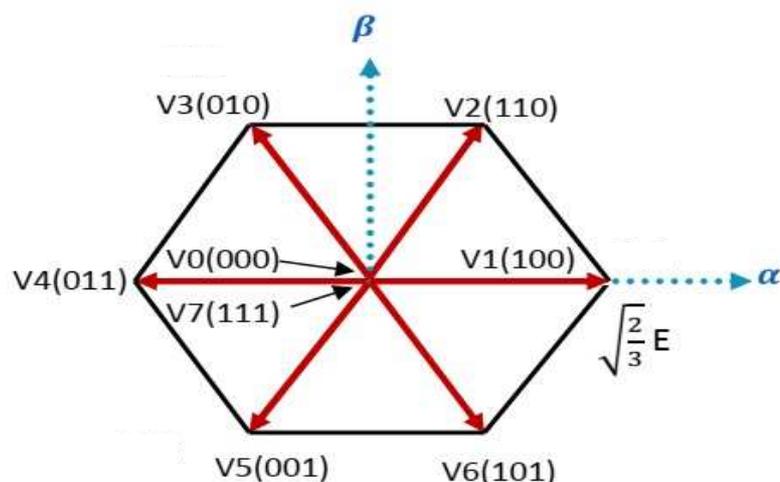


Figure (III.8) : Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur a deux niveaux.

III.7. Correcteurs

III.7.1. Correcteurs à hystérésis

La commande directe du couple est utilisée pour maintenir une valeur souhaitée de flux statorique et de couple électromagnétique en utilisant un vecteur de tension approprié. Ce vecteur de tension est généré à partir de la sortie de deux comparateurs, l'un qui contrôle le flux et l'autre qui contrôle le couple [29].

III.7.2. Correcteur de flux

L'objectif consiste à maintenir la plage du flux statorique dans une bande précise tout en gardant son extrémité dans une couronne circulaire comme illustré sur la figure (III.9) [24].

Il est nécessaire que le correcteur de sortie fournisse une indication sur la direction de l'évolution du module du flux. Afin de garantir une tolérance optimale de l'ondulation du flux statorique, les deux seuils du comparateur sont soigneusement sélectionnés. On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\Phi_s > \varepsilon_\Phi & \text{alors } K_\Phi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\Phi \text{ et } \frac{\Delta\Phi_s}{dt} > 0 & \text{alors } K_\Phi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\Phi \text{ et } \frac{d\Delta\Phi_s}{dt} < 0 & \text{alors } K_\Phi = 1 \\ \text{Si } <\Delta\Phi_s < -\varepsilon_\Phi & \text{alors } K_\Phi = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.45})$$

$K_\Phi = 0$: Nécessaire de diminuer le débit du flux.

$K_\Phi = 1$: Augmenter le débit du flux, une nécessité pour améliorer la circulation

Ce type de régulateur à double seuil basé sur l'hystérésis offre d'excellentes performances en termes de réponse dynamique.

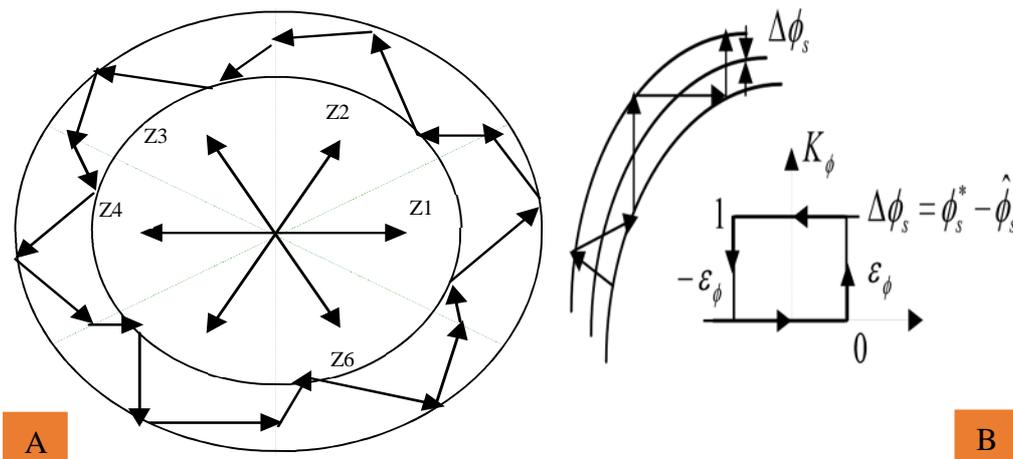


Figure (III.9) : A) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux.
 B) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.

III.7.3. Correcteur de couple

Le correcteur de couple a été conçu pour maintenir le couple dans une plage spécifique et pour réguler l'amplitude des variations de couple. Takahashi a proposé un correcteur à trois niveaux [22], qui permet de contrôler le couple dans les quatre quadrants de fonctionnement de la machine, sans altérer sa structure. Ce correcteur offre la possibilité de commander la machine dans les deux sens de rotation, en produisant un couple positif ou négatif.

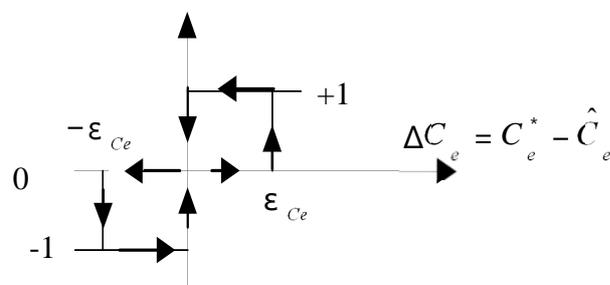


Figure (III.10) : Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique.

L'algorithme suivant modèlè ce comparateur.

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{Ce} & \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 \\ \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{Ce} & \\ \text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 & \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 \end{array} \right. \begin{array}{l} \text{alors } K_c = 1 \\ \text{alors } K_c = 0 \\ \text{alors } K_c = 1 \\ \text{alors } K_c = -1 \\ \text{alors } K_c = 0 \\ \text{alors } K_c = -1 \end{array} \quad (\text{III.46})$$

$K_c = 1$: signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.

$K_c = -1$: signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer.

$K_c = 0$: signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir

Il est possible d'utiliser un correcteur à deux niveaux, mais il ne permet de contrôler la rotation de la machine que dans un seul sens. Pour inverser le sens de rotation, deux phases de la machine doivent être croisées, mais ce correcteur est plus facile à implanter. En choisissant les vecteurs nuls appropriés pour chaque zone, on peut constater qu'un bras de l'onduleur ne commute pas pour chaque zone, ce qui réduit la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et diminue les pertes de commutation de l'onduleur.

III.8. Régulation de la vitesse :

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure suivant.

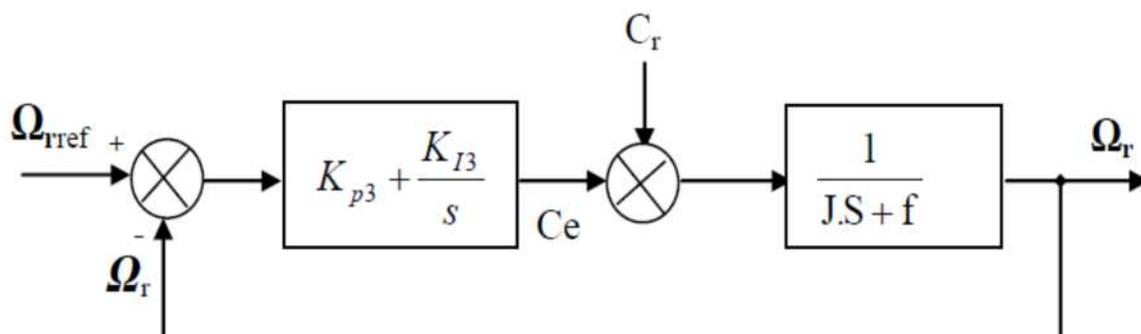


Figure (II.11) : Schéma bloc de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}S + K_{i3}}{S(JS+f)} \quad (\text{III.47})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}S + K_{i3}}{JS^2 + (K_{p3}+f)S + K_{i3}} \quad (\text{III.48})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{eme} ordre, dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{S^2}{w_n^2} + \frac{2\xi}{w_n}S + 1} \quad (\text{III.49})$$

Par comparaison on obtient :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{w_n^2} \quad (\text{III.50})$$

$$\frac{2\xi}{w_n} = \frac{K_{p3}+f}{K_{i3}} \quad (\text{III.51})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation w_n donnée, on obtient :

$$K_{i3} = Jw_n^2 \quad (\text{III.52})$$

$$K_{p3} = 2Jw_n - f \quad (\text{III.53})$$

III.9. Estimateurs

III.9.1. Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux à partir des mesures des grandeurs statorique courants et tension de la machine grâce à l'équation suivante.

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.54})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) tel que :

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{III.54})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\bar{\Phi}_{s\alpha}^2 + \bar{\Phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{III.56})$$

Les tensions d'entrée mesurées V_{an}, V_{bn}, V_{cn} subissent une transformation de Concordia, ce qui permet d'obtenir les composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Ces composantes sont exprimées en fonction de l'état de commande (S_a, S_b, S_c) et de la tension d'entrée de l'onduleur U_d .

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.57})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_d (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.58})$$

Pour obtenir les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, il est nécessaire d'appliquer la transformation de Concordia aux courants mesurés. Cela permet de calculer les valeurs des courants dans des axes de référence spécifiques, appelés « axes α et β », qui sont utiles pour l'analyse et le contrôle des machines électriques. En appliquant cette transformation, les courants mesurés sont convertis en valeurs correspondantes dans les axes α et β , simplifiant ainsi le traitement et l'analyse des données électriques.

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.59})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.60})$$

Le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est situé dans une zone qui est déterminée en fonction des valeurs de $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le vecteur $\bar{\Phi}_s$ et le référentiel fixe du stator est calculé à partir des composantes $\Phi_{\alpha s1}$ et $\Phi_{\beta s1}$, le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \text{arctg} \frac{\Phi_{\alpha s1}}{\Phi_{\beta s1}} \quad (\text{III.61})$$

III.9.2. Estimateur de couple électromagnétique

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante [30] :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_{s\alpha}I_{\beta s} + \Phi_{s\beta}I_{\alpha s}) \quad (III.62)$$

Cette relation stipule que la précision de l'estimation de l'amplitude du couple dépend de la précision de l'estimation du flux statorique et de la précision de la mesure des courants. Autrement dit, si ces deux éléments ne sont pas précisément mesurés, cela peut avoir un impact négatif sur la précision de l'estimation du couple. Ainsi, il est important de veiller à la précision de ces mesures pour garantir une estimation fiable du couple.

III.9.3. Estimateur du la position du vecteur flux

Pour déterminer le vecteur de tension approprié à appliquer à la machine, il est nécessaire de localiser le vecteur de flux statorique dans l'un des six secteurs du plan(α, β).

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur Φ_s est déterminé à partir de l'équation suivante :

$$\theta_{si} = \tan^{-1} \frac{\Phi_{s\beta i}}{\Phi_{s\alpha i}} \quad (III.63)$$

Cette équation est utilisée pour déterminer l'emplacement de la zone N_i dans laquelle le vecteur Φ_s se situe. θ_{si} représente l'angle de ce vecteur par rapport à l'axe de référence, tandis que $\Phi_{s\beta i}$ et $\Phi_{s\alpha i}$ sont les valeurs de composante du vecteur Φ_s dans les directions β et α , respectivement. L'équation utilise la fonction tangente inverse (\tan^{-1}) pour calculer l'angle θ_{si} à partir des composantes β et α . Cette étape est essentielle pour estimer l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique dans un moteur électrique.

III.10. Elaboration des tables de commutation

III.10.1. Stratégie de commutation dans la CDC

Le but est d'avoir un contrôle efficace du système, aussi bien en régime stable qu'en régime transitoire, en utilisant différentes stratégies de commutation. Pour maintenir le couple et le flux

dans les limites des deux bandes à hystérésis, un vecteur de tension adéquat est sélectionné à chaque période d'échantillonnage. La sélection dépend de l'erreur instantanée du flux Φ_s et du couple électromagnétique ΔC_{em} . Plusieurs vecteurs de tension peuvent être choisis pour une combinaison donnée de flux et de couple [31].

Le choix d'une stratégie préétablie peut influencer plusieurs aspects liés à l'utilisation d'un coupleur. Ces aspects incluent l'ondulation du courant, les performances dynamiques, ainsi que le fonctionnement à deux ou quatre quadrants.

Par ailleurs, La stratégie de commutation dans la commande directe de couple (CDC) est utilisée pour contrôler le mouvement du véhicule électrique en appliquant des signaux de commande aux moteurs électriques. Cette stratégie vise à optimiser la consommation d'énergie, la performance et le confort de conduite en utilisant une modulation de largeur d'impulsion (PWM) pour générer un courant à fréquence variable dans les moteurs électriques.

En résumé, la stratégie de commutation dans la CDC est un aspect clé de la conception des systèmes de propulsion de véhicules électriques pour améliorer leur efficacité et leur performance.

III.10.2. Table de commutation du flux

Le tableau (III.1) résume de façon générale les séquences de tension à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur N_i .

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$\Phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\Phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau (III.1) : Table de commande du flux.

III.10.3. Table de commande du couple

Le tableau de commande du couple montre les séquences des vecteurs tension actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple.

CHAPITRE III : LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau (II.2) : Table de commande du couple.

En résumé, en comparant les tableaux de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique, nous sommes en mesure de créer une unique table de commande synthétisée.

Toutefois, cette table de commande peut être divisée en deux autres tables, dont une présente des vecteurs de tension nuls et l'autre des vecteurs de tension actifs.

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

Tableau (III.3) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.

III.11. Résultant de simulation de la commande directe du couple classique

Le schéma de la machine modélisée sera composé du modèle biphasé d'une machine asynchrone de 3 kW qui sera alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux.

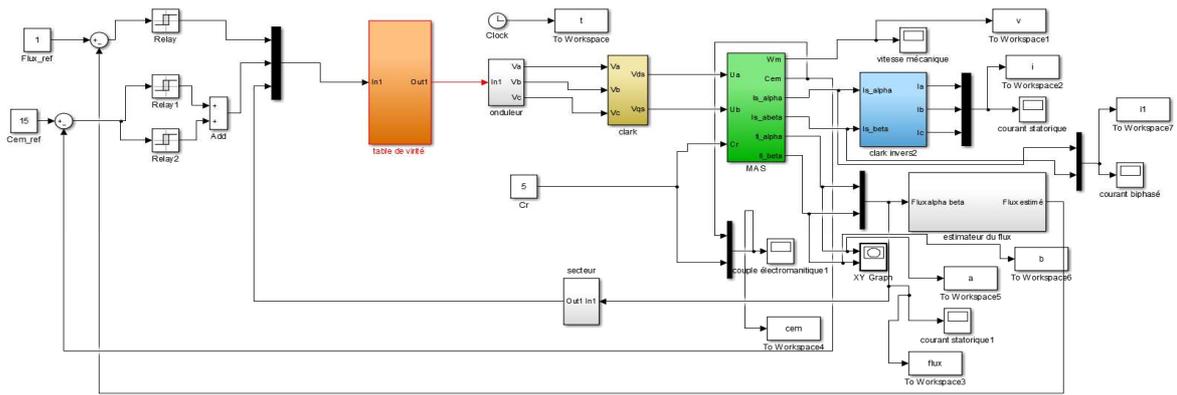


Figure (III.12) : Bloc diagramme du système proposé sur MATLAB/SIMULINK.

Tout d'abord, il convient de mentionner que la commande CDC est mise en œuvre sans l'utilisation d'une boucle de régulation de vitesse, ce qui signifie que le couple électromagnétique de référence reste constant.

III.11.1. Essai avide

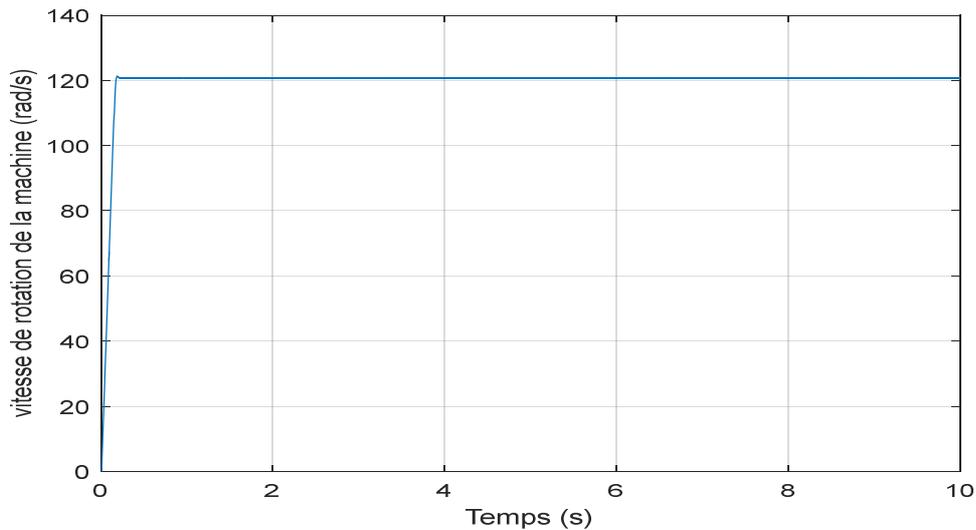


Figure (III.13) : Allure de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 120 rad/s à $t \approx 0.2$ s (début du régime permanent).

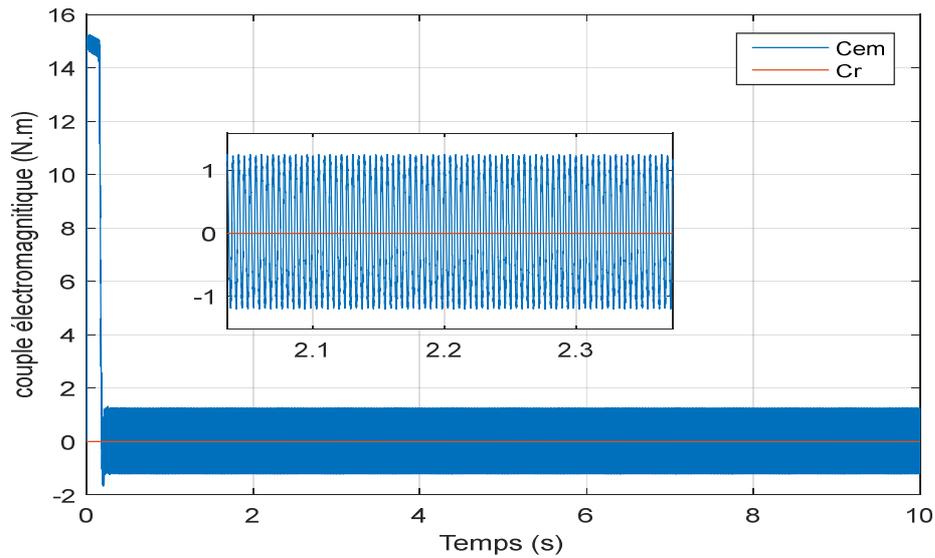


Figure (III.14) : allure du Couple électromagnétique et le couple de charge.

Le couple de résistance n'a pas besoin d'être pris en compte étant donné qu'il n'y a pas de charge mécanique à surmonter. Le couple électromagnétique suit le couple de résistance, qui est égal à zéro (0 N.m).

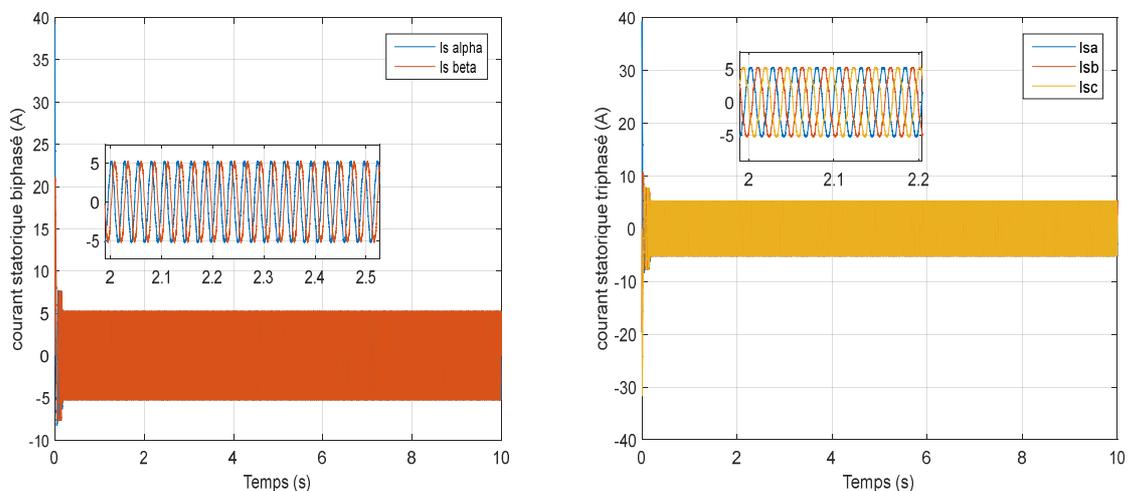


Figure (III.15) : Allures des courants statorique biphasé et triphasé.

Les courant statorique biphasé est similaire à celui de courant statorique triphasé, Car il s'agit également de mesurer la consommation électrique de moteur à vide. Cependant, le courant statorique biphasé est moins stable que le courant statorique triphasé, Ce qui peut conduire à une usure plus rapide de moteur.

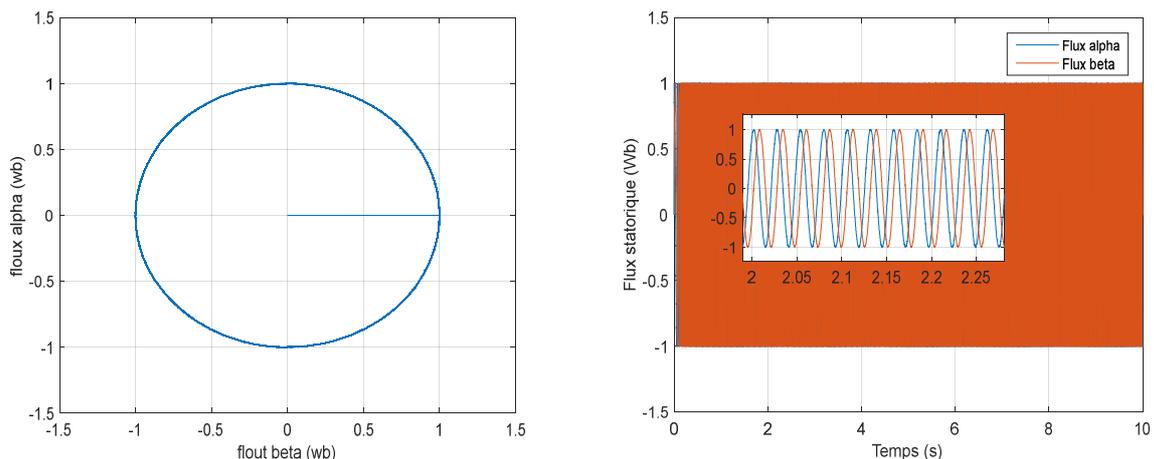


Figure (III.16) : Flux statorique dans le domaine temporel et circulaire.

Le flux statorique dans le domaine circulaire ne pas varier dans un teste à vide en raison du fait qu'il n'y a pas de charge sur la machine.

III.11.2. Essai en charge

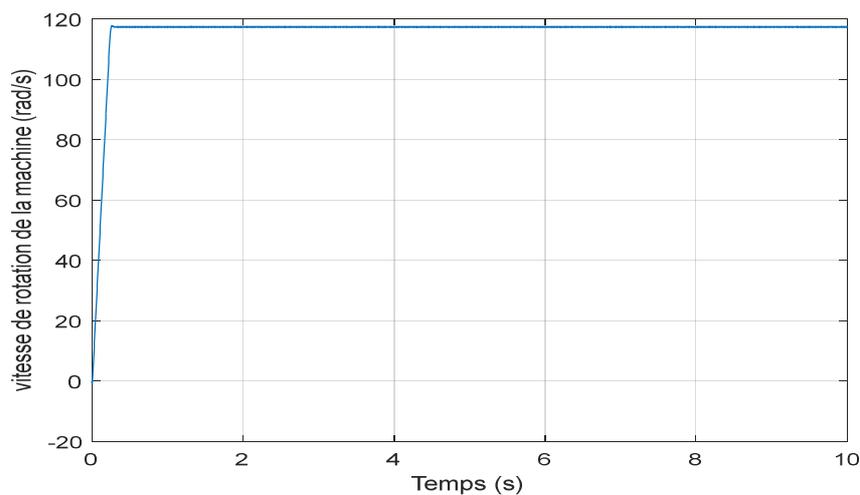


Figure (III.17) : Allure de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 117 rad/s à $t \approx 0.25$ s (début du régime permanent).

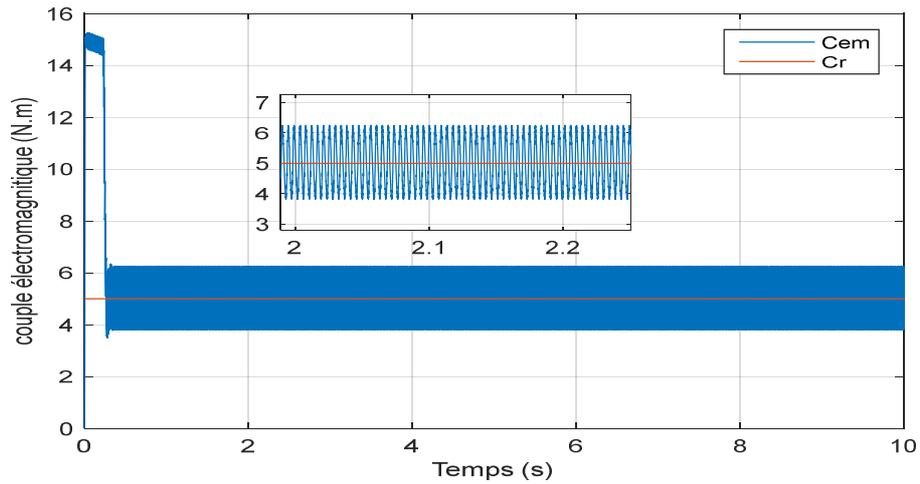


Figure (III.18) : allure de couple électromagnétique et le couple de charge.

Le couple électromagnétique augmente jusqu'à son maximum de 15 (N.m) avant de décroître presque linéairement pour osciller au tour de la valeur de couple résistant de 5(N.m).

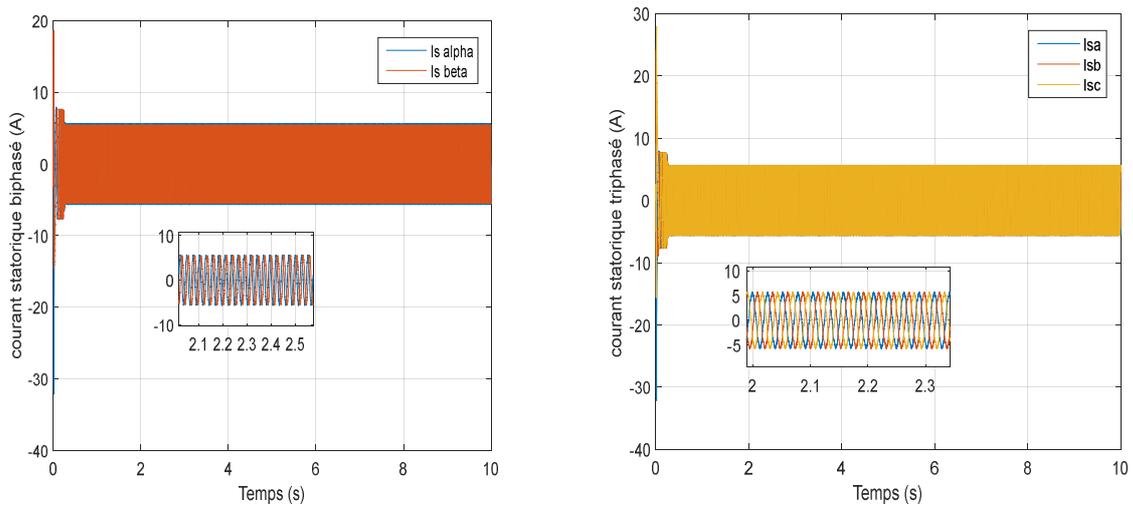


Figure (III.19) : Allures des courants statoriques biphasé et triphasé.

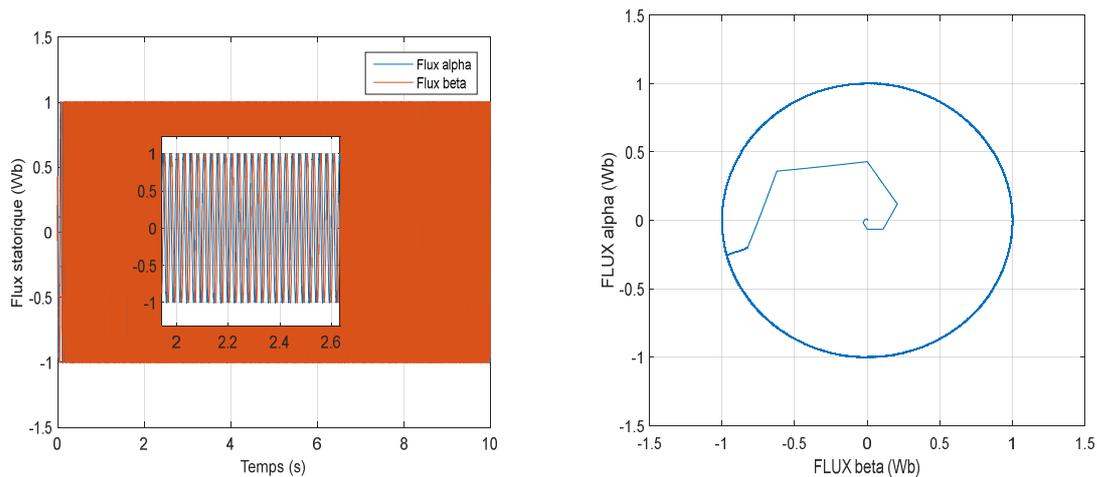


Figure (III.20) : Flux statorique dans le domaine temporel et circulaire.

La Figure (III.18) montre clairement la forme sinusoïdale des courant absorbé par la machine asynchrone, et on distingue un fort appel du courant qui suit le profil de la vitesse ou ce dernier augmente avec l'augmentation du couple.

Dans la figure (III.19) on voit bien que le flux statorique suit une trajectoire circulaire, et garde une valeur nominal constante de $1Wb$. Dans ce cas on peut déduire que le flux statorique est imperturbé par les variations du couple de charge, ainsi le système reste stable.

III.12. Commande directe du couple avec régulateur de vitesse

Afin de mettre en œuvre la commande directe du couple appliquée à une chaîne de traction, un modèle de simulation a été élaborée avec **MATLAB/SIMULINK** comme représenté dans la figure suivante.

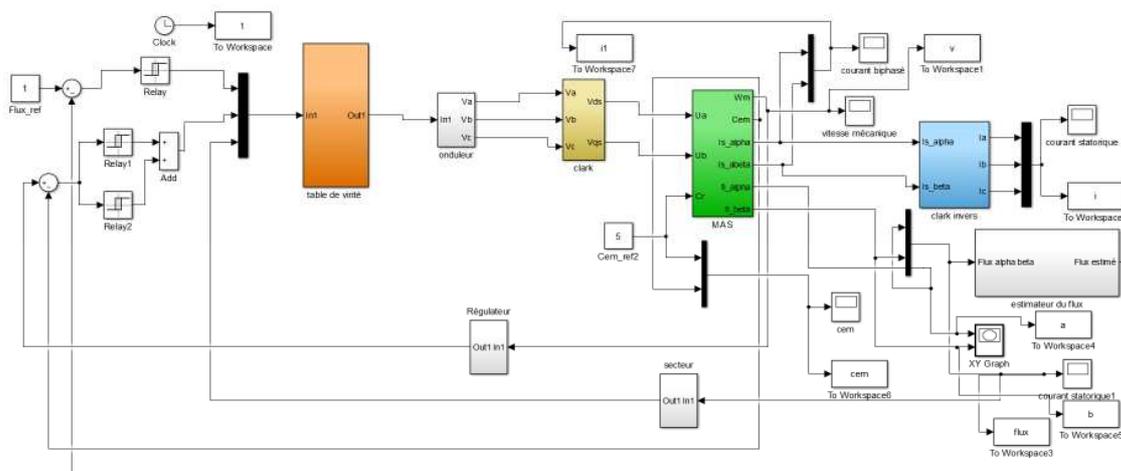


Figure (III.21) : Bloc de simulation de la CDC avec régulateur PI sous **MATLAB/SIMULINK**.

Le diagramme présenté dans la figure (III.20) affiche le modèle dynamique du MAS ainsi que la commande directe du couple. Il inclut également un modèle biphasé de la machine asynchrone qui est alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux. La tension de bus continue est fixée à 400V.

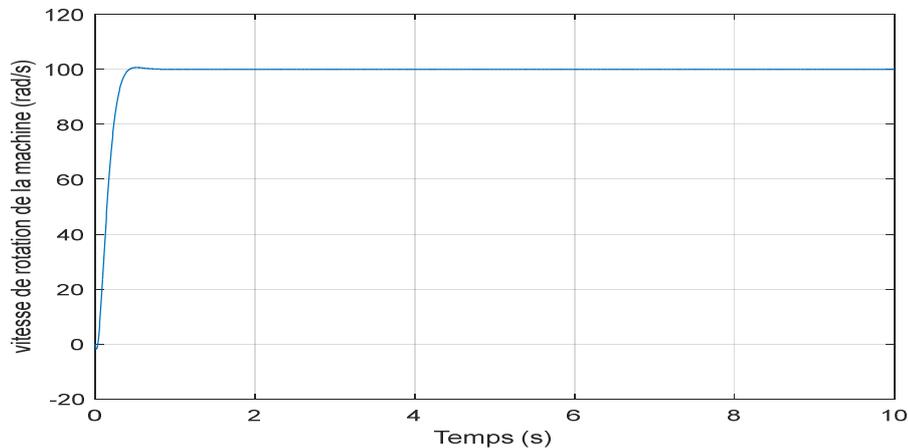


Figure (III.22) : Allure de la vitesse de rotation de la machine asynchrone.

La machine asynchrone maintient une vitesse de rotation de 100 rad/s, qui est la référence imposée par le régulateur de vitesse, même en présence d'une variation de charge sur la machine électrique.

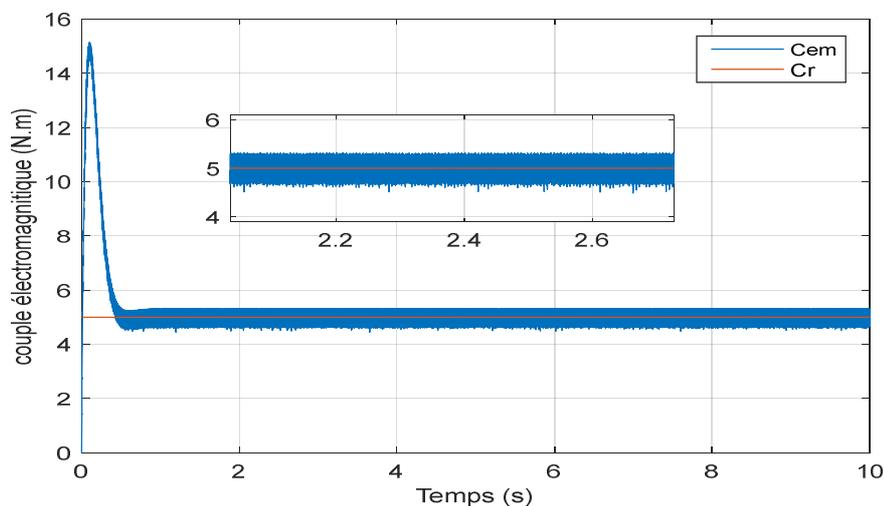


Figure (III.23) : Allure de couple électromagnétique et le couple de charge.

Le couple électromagnétique suit bien le couple de charge développé par la MAS.

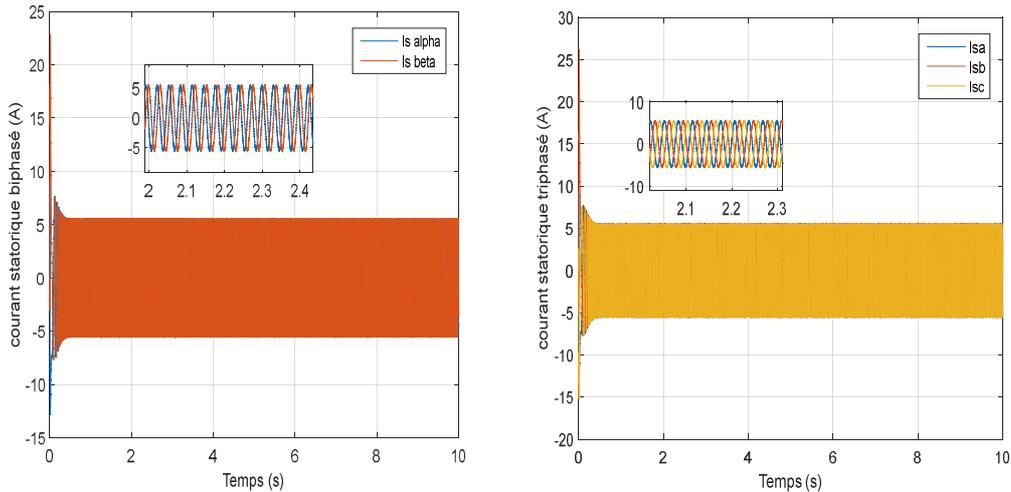


Figure (III.24) : Allures des courants statoriques biphasé et triphasé.

Les courants biphasés sont déphasés de 90 degrés, alors que les courants triphasés ont un déphasage de $2\pi/3$. Ces courants sont alternatifs et ont une amplitude de 7,5 A pour un couple de charge de 5 N.m.

La vitesse du flux statorique est illustrée dans la figure (III.24). Les deux composantes, directe et en quadrature, ont une amplitude de 1Wb et sont déphasées de $\pi/2$. Même avec les changements de couple de charge, leur amplitude reste constante.

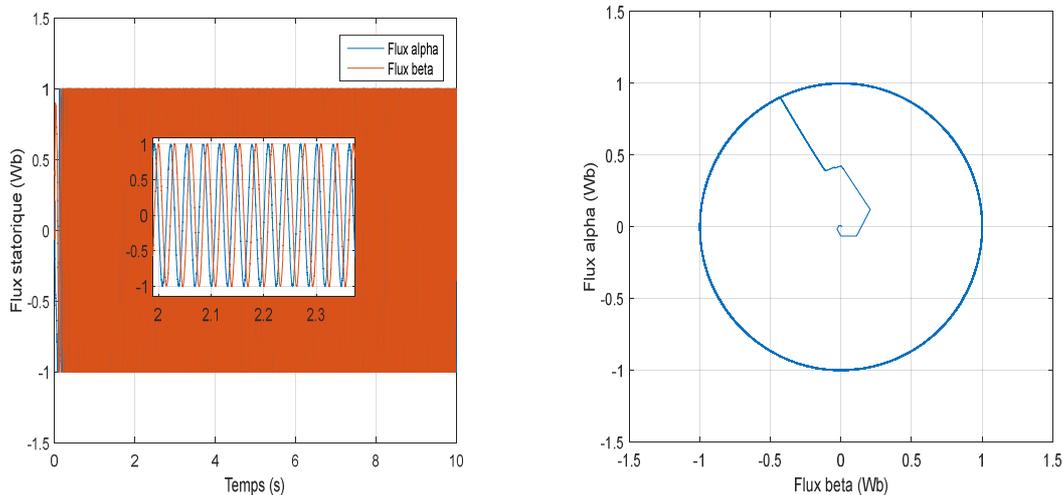


Figure (III.25) : Flux statorique dans le domaine temporel et circulaire.

Bien que la commande directe du couple (CDC) soit insensible aux changements des paramètres rotoriques de la machine, l'estimation du flux et du couple, ainsi que la détermination des paramètres du régulateur PI, restent liées à la résistance statorique. Pour

pour pallier ce problème, nous avons opté pour l'utilisation d'un régulateur qui assure une totale indépendance des performances et de la précision de la technique vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

III.13. Teste de suivi de consigne de la commande directe de couple

Dans cette partie, les résultats de simulation sont exposés pour évaluer la conformité de la commande CDC avec régulateur par rapport aux objectifs fixés. Pour vérifier le suivi de consigne du contrôle direct de couple, une inversion du sens de rotation est induite.

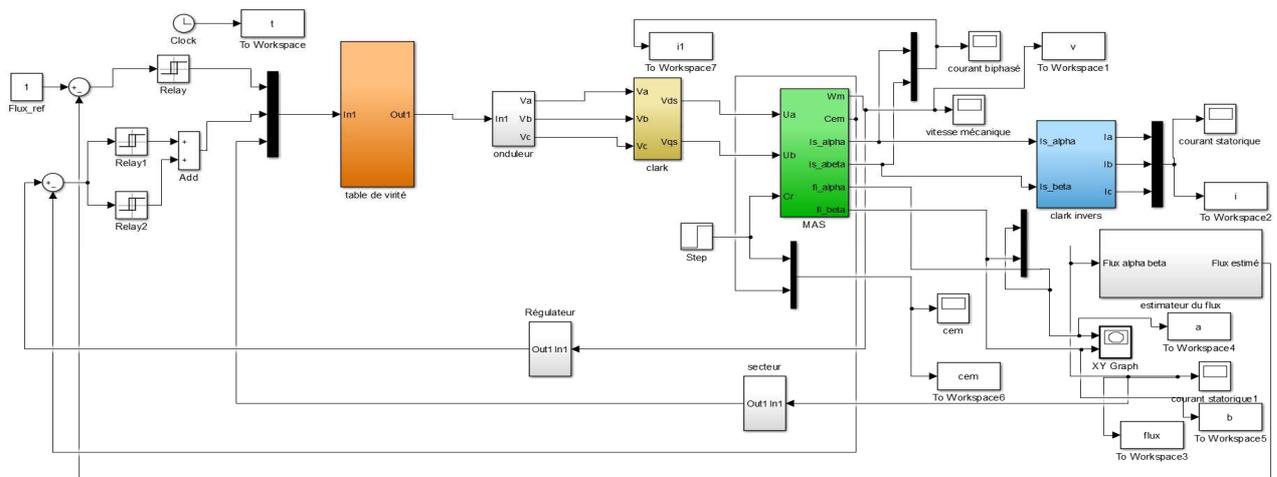


Figure (III.26) : schéma bloc de simulation du teste le suivi de consigne de la CDC avec régulateur PI sous MATLAB/SIMULINK.

La figure (III.26) illustre qu'il est possible de changer la direction de rotation en modifiant le couple électromagnétique de 15 (N.m) à -25 (N.m) au moment où $t = 5$ (s), après un démarrage en charge qui produit un couple résistant de 5 (N.m).

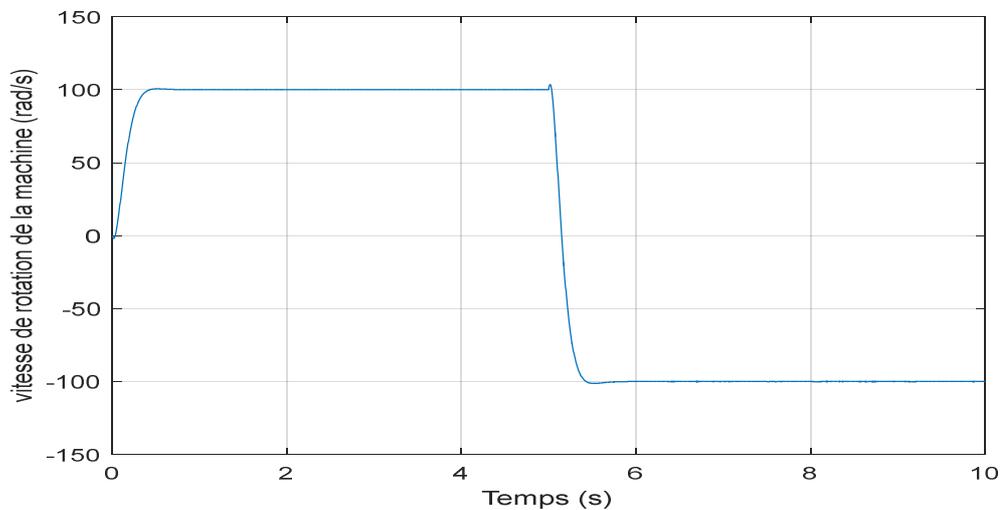


Figure (III.27) : Réponse de vitesse pour une inversion du couple électromagnétique.

En inversant la commande, il est observé sur la figure (III.26) que la poursuite en vitesse se fait sans aucune oscillation.

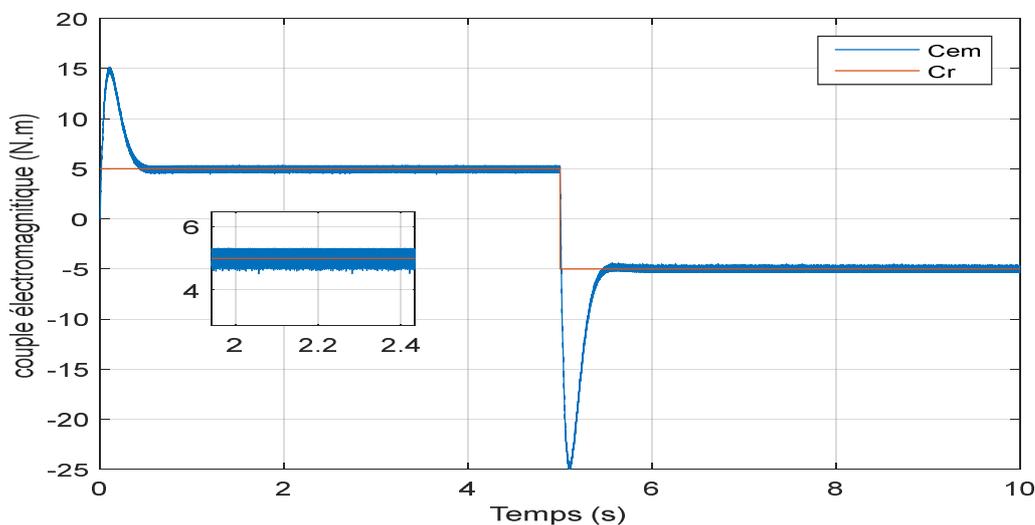


Figure (III.28) : allure de couple électromagnétique et le couple de charge.

Tel qu'illustré dans la figure (III.27), lorsqu'il y a une inversion du couple de consigne, le couple électromagnétique connaît une phase de dépassement avant de se stabiliser.

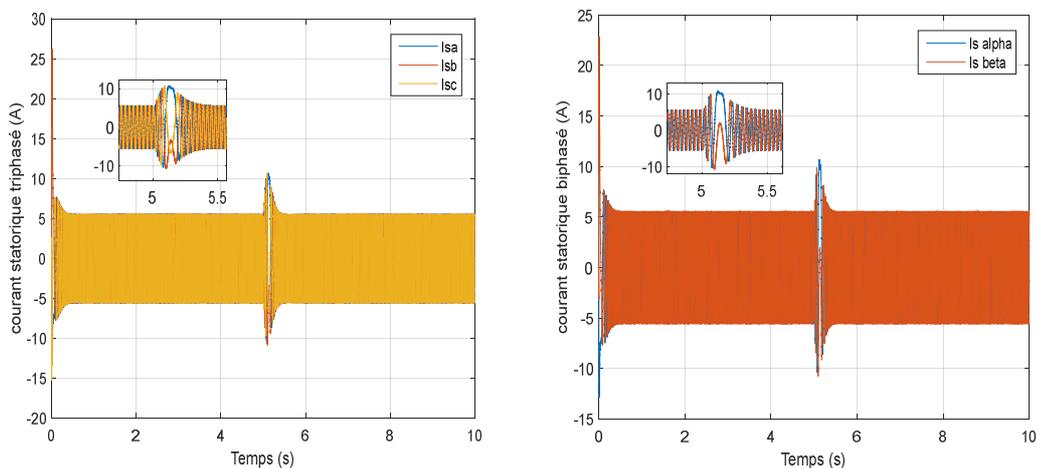


Figure (III.29) : Réponse des courants statoriques triphasés pour une inversion du couple de consigne.

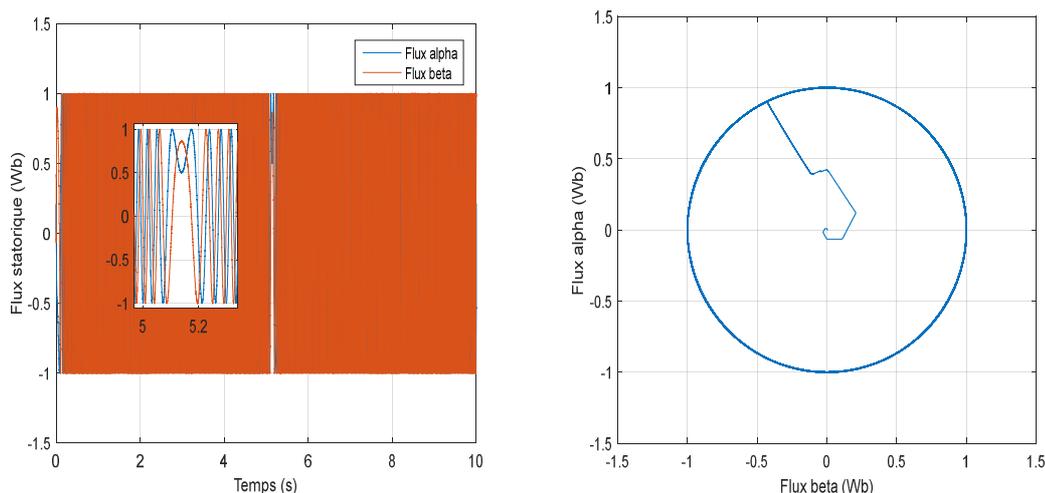


Figure (III.30) : Réponse des flux statoriques pour une inversion du couple de consigne.

En se référant à la figure (III.28) et à la figure (III.29), il est possible de constater que l'inversion des amplitudes affecte les courants statoriques triphasés et biphasés, ainsi que le flux statorique. Ces grandeurs retrouvent rapidement leur stabilité au régime permanent. Toutefois, les conséquences de ce changement sur la trajectoire du module de flux ne sont pas clairement définies.

III.14. Conclusion

En conclusion, ce chapitre a permis de découvrir l'utilisation de la commande directe du couple (CDC) dans le contrôle des machines électriques et les méthodes pour optimiser ses performances grâce à l'ajout du régulateurs PI. En effet, l'ajout d'un régulateur permet d'assurer un suivi plus précis de la consigne tout en réduisant l'impact des perturbations. De plus, l'analyse des résultats obtenus lors des tests de suivi de consigne a montré l'amélioration significative des performances grâce à l'utilisation de la commande directe du couple avec régulateur PI. En somme, la commande directe du couple avec régulateur permet d'obtenir une meilleure précision et stabilité de la commande de la machine électrique.

Dans le chapitre qui suit, nous allons étudier les tests de robuste et résultants de simulation.

V.1. Introduction

Les tests de robustes jouent un rôle crucial dans l'optimisation et la validation des systèmes électromécaniques, tels que les machines asynchrones régulées par commande directe du couple (CDC). Ces tests permettent de mettre en évidence la fiabilité et la résistance de ces systèmes face à des variations imprévues des conditions environnementales ou des paramètres de la machine, ainsi que des imprécisions lors de la mise en œuvre de la régulation.

V.2. Évaluation de la Robustesse de la machine asynchrone :

Avant de présenter les résultats de nos tests de robustesse de la machine asynchrone, il convient de souligner les changements que nous avons apportés aux paramètres L_s et R_s . Initialement, ces paramètres étaient fixés à 0,194 (H) et 1,76 (Ω) respectivement. Afin d'évaluer la robustesse de la commande, nous avons effectué des changements de +50 %, +25 % et -25 % aux valeurs initiales de ces paramètres. Nous avons ajusté la tension d'alimentation de la machine pour effectuer ces changements à 400 (V). Nous avons ensuite réalisé des tests sur la machine pour évaluer ses performances dans les différentes conditions. Les résultats de ces tests ont été enregistrés et analysés pour déterminer la sensibilité de la machine aux changements de ces paramètres. Il est important de noter que les tests de robustesse sont d'une importance cruciale dans la conception et la fabrication de machines industrielles telles que les machines asynchrones.

V.3. Résultat des tests de robustesse pour la variation de la résistance statorique R_s et l'inductance statorique L_s

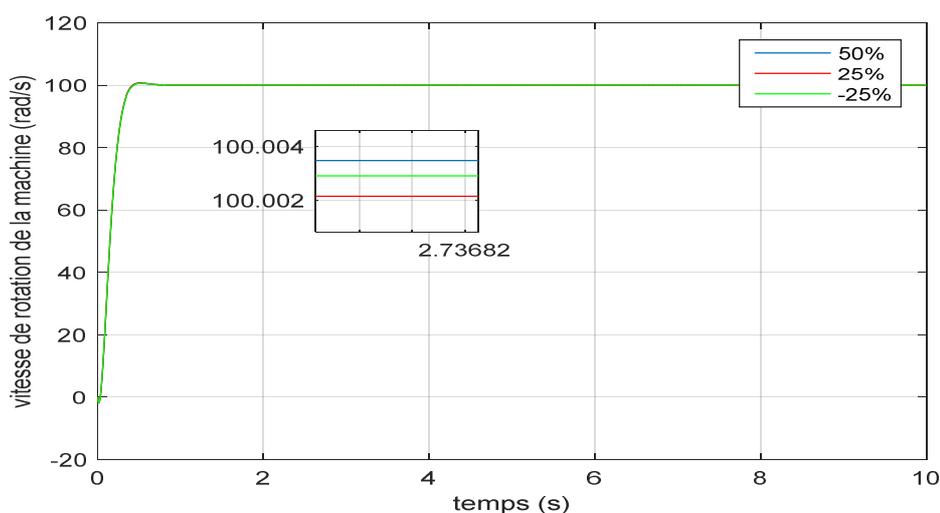


Figure (V.1) : allures des vitesses de la rotation.

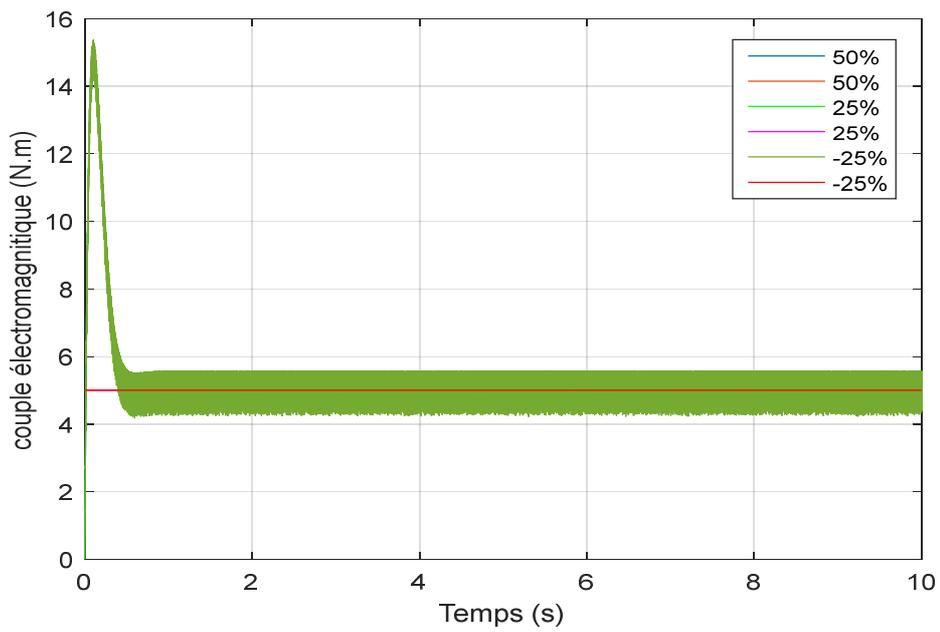


Figure (V.2) : allures des couples électromagnétiques et les couples de charges.

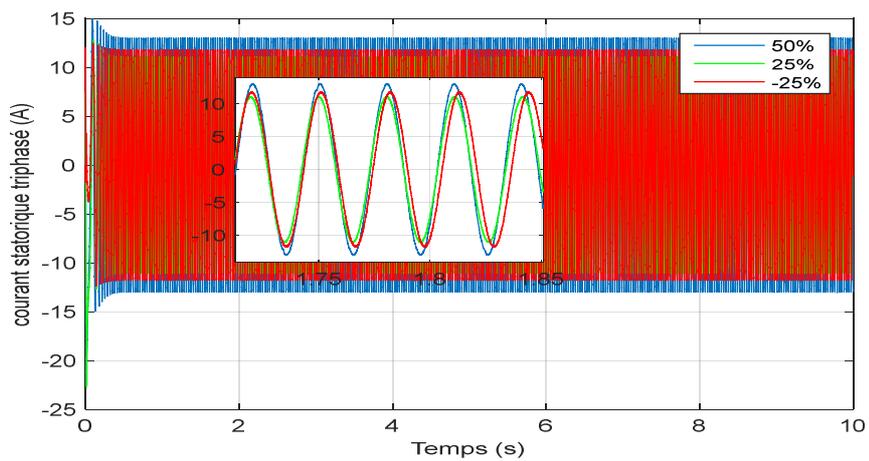


Figure (V.3) : Allures des courants statorique triphasé.

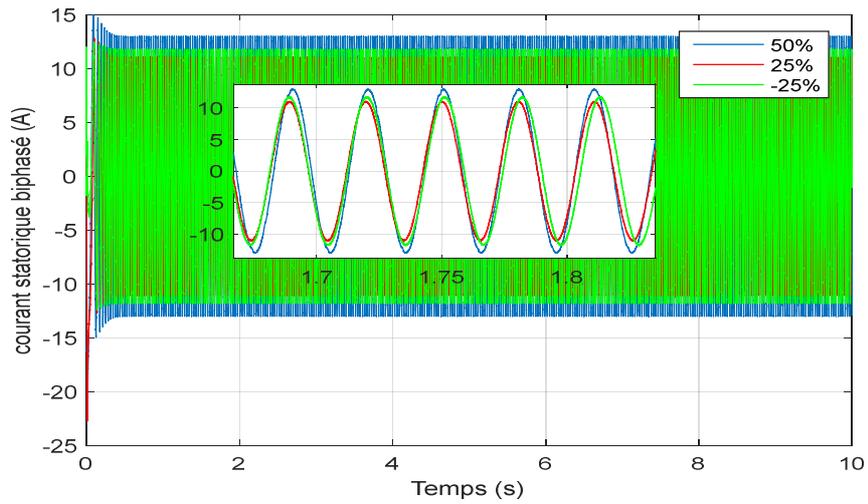


Figure (V.4) : Allures des courants statorique biphasé.

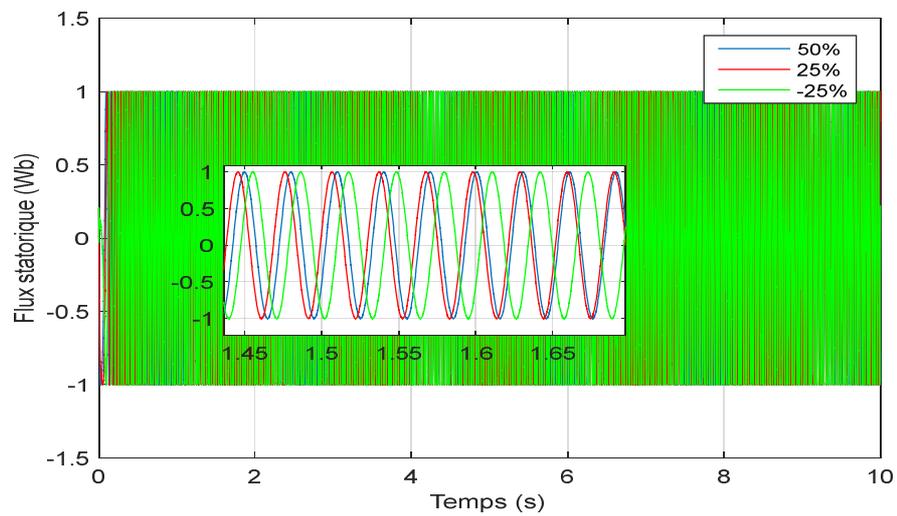


Figure (V.5) : Allures des Flux statorique dans le demain temporel.

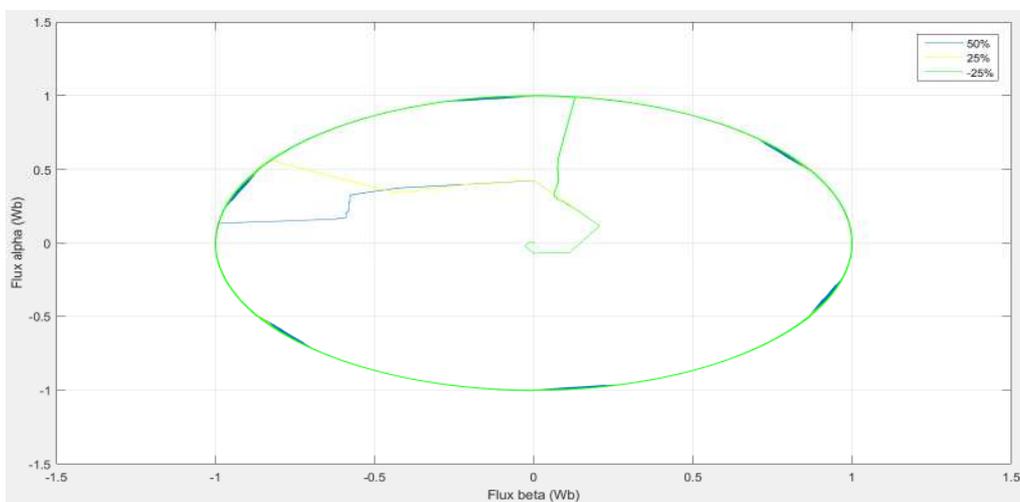


Figure (V.6) : Allures des fluxes statorique dans le domaine circulaire.

V.4. Comparaison les résultants de la simulation des trois testes

Après analyse des résultats de la simulation pour les trois tests à la machine asynchrone présentée, il est possible de les comparer.

Dans la figure (V.1) montre que tous les tests la vitesse de la machine asynchrone augmentent presque linéairement jusqu'à une vitesse de 100 (rad/s) avant d'entrer en régime permanent, Tandis que le couple électromagnétique tend à suivre son couple résistant pour chaque un teste Les figures (V.3) et (V.4), représentent la variation des courants statorique biphasés et triphasés en fonction de temps nous avons remarquons que les courants obtenu dans les trois tests est bien similaires et sinusoïdaux cela peut indiquer que la machine asynchrone fonctionne de manière cohérente et stable dans les trois tests.

La figure (V.5), représente les allures du flux statorique estimé et référence de 1(Wb). On remarque le flux réponde de manière satisfaisante et qu'il y a une symétrie entre les trois tests, et suit dans La figure (V.6) les trajectoires des flux circulaires, il est clair que les perturbations engendrées par le couple de charge mais le flux circulaire toujours reste avec sa valeur de référence de 1(Wb).

V.5. Conclusion

En conclusion, les tests de robustesse que nous avons réalisés sur la machine asynchrone, en modifiant les paramètres L_s et R_s , nous ont permis d'évaluer la sensibilité de la machine aux changements de ces paramètres. Ces tests contribuent à garantir la performance et la fiabilité de cette machine dans des conditions de fonctionnement différentes.

Conclusion générale

Ce mémoire nous a donné la possibilité que la machine asynchrone avec la commande DTC est une solution robuste pour les applications nécessitant un contrôle de couple précis et une grande résistance aux variations de charge. La commande DTC permet une réponse rapide aux changements de charge et une excellente précision de régulation du couple. De plus, sa structure simple et sa faible sensibilité aux variations de paramètres en font une solution fiable et facile à entretenir. En tant que telle, la machine asynchrone avec la commande DTC est largement utilisée dans une variété d'applications industrielles, telles que les convoyeurs, les pompes et les ventilateurs.

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire a permis d'étudier une structure de commande DTC et de tester sa robustesse dans le cas de l'ajout d'un régulateur, ce qui nous a permis d'améliorer les performances de la DTC classique.

En premier lieu, nous nous sommes prêtés à la présentation d'un état des machines à courants alternatifs, en commençant par une présentation quelques machines à courant alternatifs.

Dans le deuxième chapitre, la modélisation de la machine asynchrone offre de nombreuses perspectives pour améliorer le rendement énergétique et la précision des machines. Elle permet également de prédire avec précision le comportement de la machine et de faciliter la conception de contrôleurs efficaces. Cependant, la modélisation peut être complexe et nécessite une compréhension approfondie de la physique et des mathématiques qui sous-tendent les phénomènes électromagnétiques et cinétiques impliqués dans le fonctionnement de la machine asynchrone. Malgré ces défis, l'utilisation de modèles de machine asynchrone devrait continuer à être un domaine de recherche actif dans le développement de nouvelles technologies d'entraînement électromécanique.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté une introduction à la commande directe du couple de la machine asynchrone. La démarche adoptée consiste à montrer les fondements théoriques de cette technique de commande, qui se base sur la table de commutation et les régulateurs à hystérésis. Dans un autre cas, l'ajout d'un régulateur, et on a effectué un test de suivi de consigne est envisagé pour développer et améliorer cette technique de commande.

Dans le dernier chapitre, on a montré les tests robustesses et les résultats de simulations pour la commande DTC classique avec régulateur de vitesse. Puis on a enchainé avec une comparaison des résultants de la commande.

La DTC (Direct Torque Control) est une méthode de commande des machines électriques qui permet de contrôler directement le couple et la vitesse. Lors de l'étude de la commande DTC classique et DTC avec l'ajout d'un régulateur (testé robuste), il est possible de conclure que l'ajout d'un régulateur permet d'améliorer la performance de la commande DTC. En effet, la commande DTC avec régulateur permet de réduire les oscillations de couple et de vitesse, et d'améliorer la précision de la commande. De plus, la commande DTC avec régulateur permet d'obtenir une meilleure stabilité du système en présence de perturbations et de variations de charge.

En conclusion, il est possible de dire que la commande DTC avec régulateur est une technique plus avancée et plus solide pour le contrôle des moteurs électriques, offrant des performances plus élevées et une meilleure stabilité dans des conditions variées. Les tests robustes ont confirmé sa capacité à maintenir la performance dans des situations difficiles, ce qui la rend idéale pour une large gamme d'applications industrielles.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : Charpentier, R., & Lorin, E. (2013). Machines électriques tournantes : Exercices et problèmes corrigés, Dunod.
- [2] P. Bastiani « Stratégies de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur-Machine Alternative : Application à la Traction Electrique », Thèse de doctorat en Génie électrique, L'institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2001.
- [3] **S. Oubellil, D. Talah**, « Control directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, UMMTO, 2008.
- [4] "Synchronous Machines : Avantages and Disadvantages" par Electrical4U.
- [5] "Machines électriques, tome 2 : Systèmes polyphasés et machines synchrones" de Léon GROSCLAUD et André BROUSSOUX, aux éditions Dunod.
- [6] Eric Poirier, "Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machines à Courant Alternatif", Thèse pour l'Obtention de la Maîtrise des Sciences Appliquées, Département de Génie Electrique Faculté d'Ingénierie Université de Moncton, Septembre 2001.
- [7] D. Benoudjit « Contribution à l'Optimisation et à la Commande d'un Système de Propulsion pour Véhicule Electrique », Thèse de doctorat en Génie électrique, Université de Batna, 2005.
- [8] "Electrotechnique : Machines, réseaux et autonomie des systèmes" de Guy Séguier et Claude Sartini, publié aux éditions Dunod en 2017.
- [9] A. Tidjani « Identification paramétrique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par la technique optimisation d'essaim de particules » Mémoire de master académique en électrotechnique université Kasdi Merbah de OUARGULA.2016
- [10] M. PINARD "commande électronique des moteurs électriques" 'EDITION DUNOD, année 2004.
- [11] Chekima Djamel, "commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de Master, Université de El-oued 2014.
- [12] C. DIVOUX, "Le moteur asynchrone triphasé" Article presse académie Caen science de l'ingénieur en S, 2003.

- [13] M. Aissaine, N. Imamounie , « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux ». Mémoire fin d'étude, année 2016.
- [14] D. Ameer , K Smail « Commande d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect » Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique spécialité commande des systèmes électriques. Université béjaia 2014/2015.
- [15] R.achouri m,hidouche, « Commande vectorielle de la machine asynchrone » mémoire d'ingénieur, Ecole nationale polytechnique 2007.
- [16] ACHOUR Abdelmalak ; AICHOUCHE Azedine " Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone" Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA, 2005.
- [17] A. Said, H. Simohammed, « commande de la machine asynchrone par mode glissant ». Mémoire fin d'étude, année 2017.
- [18] I.A.M.Said, « commande plate de la machine asynchrone », thèse de magister, université de Batna, 2013.b12.
- [19] R. Amel «Commande De La Machine A Induction Par Les Technique De L'intelligence Artificielle», Thèse de doctorat en Electrotechnique option Commande Electrique, Université de BATNA 2.
- [20] M.Zehra, « Application des Techniques de Commande Avancées aux Machines Electriques Dédiées à la Traction Electrique », Thèse de doctorat en Génie Electrique, université de Bejaia, 2016.
- [21] BENZAIIOUA Ammar, « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée », thèse de doctorat, Université du Québec à Chicoutimi Avril 2014.
- [22] Bernard de Fornel « Techniques de l'ingénieur » D3 623
- [23] Carlos Canudas de Wite « Modélisation contrôle et DTC » Rdition Hermes sciences Europe 2000.
- [24] A. Ameer « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005
- [25] B. Mokhtari « DTC Intelligente Appliquée à La Commande de la Machine Asynchrone». Thèse de Doctorat. Université de Batna. 2014

- [26] AKKOUCHEI Kamel. « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ». Mémoire de Magister, Université de Badji Mokhtar-Annaba, 2007.
- [27]MESLOUB Hayette. « Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Thèse doctorat, Université Mohamed Khider de Biskra, 2016.
- [28] KHADAR, Saad. « Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par DTC ». Diss. Université de Mohamed Boudiaf M'sila Faculté de Technologie, 2016.
- [29] A. Hakim et A. Bilal. « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique Floue ». Mémoire et master université A. MIRA- bejaia,2014.
- [30] E. Benyoussef «Commande Directe du Couple Floue et Neuronale d'un Moteur Synchrone à Double Etoile Sans Capteur Mécanique Alimenté par des Onduleurs Multiniveaux». Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes. 2015
- [31] C. Carloss de Wit« Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC». Edition Hermes Sciences Europe. 2000

ANNEXES

ANNEXES

Les Paramètres de la machines asynchrone triphasée [20].

Paramètres	Symboles	Valeurs
puissance	Pu	3 (KW)
Nombre de paire de pole	P	2
Résistance statorique	Rs	1,76 (Ω)
Résistance rotorique	Rr	1,95 (Ω)
Inductance Mutuelle	M	0,183 (H)
Inductance statorique et rotorique	Ls=Lr	0,194 (H)
Moment inertie	J	0,02 (Kg.m^2)
frottement	f	0,0001 (N.m.S^2)

Les paramètres de Régulateur utilisé pour la commande directe du couple (CDC) de la MAS :

Paramètre	Valeur
Kp	0.2
Ki	0.001