

République Algérienne Démocratiques Populaire Ministère de l'Enseignement Supérieure
de la Recherche
Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE
MECANIQUE

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : *Sciences et Technologie*

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

***Commande Vectorielle Par Flux Orienté Pour Moteurs
Asynchrones***

Présenté par :

- **Omar Samer rahal**
- **Youcef feroui**
- **Hani oubira**
- **Mouhammed elhadi yousfi**

Dirigé par :

MILOUDI KHALED

Année universitaire : 2022/2023

Remerciement

Nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et la patience d'accomplir ce modeste travail.

*nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur **Dr.miloudi khaled** pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire.*

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.

Nous remercions aussi notre ami Ibrahim Hammouya pour les efforts déployés pour faire de ce travail un succès

Dédicaces

Nous dédions notre diplôme à nos chers parents :

Je vous dédie mon témoignage, chers pères. Vous avez été mon plus grand soutien tout au long de mes études. Vous étiez les deux étoiles brillantes qui éclairaient mon chemin et m'encourageaient à poursuivre mes rêves. Je n'aurais pas pu arriver ici sans votre amour et votre soutien sans fin. Je vous dois tant à tous les deux, et je travaillerai dur pour que vous soyez fier de moi à chaque étape de la vie. Je vous aime tous les deux infiniment et je vous remercie de tout mon cœur pour tout.

A tous mes amis et camarades :

Je dédie mon témoignage à chacun de vous, mes chers amis. Ensemble, nous avons vécu des moments formidables et des aventures inoubliables durant nos années scolaires. Tu étais mon pilier dans les moments difficiles et la source de mon sourire dans les moments heureux. J'ai grandi et appris avec vous, et notre amitié a été forte et durable. Merci pour tous nos souvenirs spéciaux, et je vous souhaite tout le meilleur dans votre vie future.

Je dédie mon témoignage à mes professeurs et amis, qui ont donné leur temps et leurs efforts pour m'enseigner et me guider. Vous étiez des personnalités pionnières qui m'ont inspiré et m'ont donné la volonté de poursuivre la recherche et l'excellence. Vos cours et vos conseils m'ont été précieux pour l'obtention de mon diplôme.

Sommaire

Sommaire

SOMMAIRE	1
LISTE DES FIGURES	5
NOTATIONS ET SYMBOLES	8
INTRODUCTION GENERALE	12
CHAPITRE I	15
I.1 INTRODUCTION.....	16
I.2 DEFINITION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :.....	16
I.3 CONSTITUTION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE:.....	16
I.3.1 LE ROTOR :	17
I.3.2 STATOR (INDUCTEUR):.....	18
I.4 LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE:.....	18
I.5 AVANTAGE ET INCONVENIENT DU MOTEUR ASYNCHRONE :.....	19
<i>Avantages</i> :.....	19
<i>Inconvénients</i> :	19
I.6 MODELISATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE:.....	20
I.6.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES:.....	20
I.6.2 MODELISATION DE LA MAS DANS LE PLAN TRIPHASE ABC:.....	20
I.6.3 LES EQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REFERENTIEL (A, B, C):.....	21
<i>a. Les équations électriques:</i>	21
<i>b. Equations Magnétiques :</i>	22
<i>c. Equations mécaniques:</i>	23
I.7 MODELE DE PARK	23
I.7.1 PRESENTATION DU MODELE.....	23
I.7.2 MATRICE DE PARK DIRECT :.....	24
I.7.3 MATRICE DE PARK INDIRECT (INVERSE) :	24
<i>a. L'application aux équations électriques:</i>	24
<i>b. L'application aux équations des flux :</i>	25
<i>c. Equation mécanique:</i>	25
I.8 CHOIX DU REFERENTIEL :	25
I.8.1 REFERENTIEL LIE AU STATOR :.....	26
I.8.2 REFERENTIEL LIE AU ROTOR :.....	26
I.8.3 REFERENTIEL LIE AU CHAMP TOURNANT:	26
I.9 REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE:.....	26
I.10 ALIMENTATION DE LA MAS:.....	27

I.10.1 ONDULEUR DE TENSION:	27
I.10.2 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION:	28
I.11 CONCLUSION:	30
CHAPITRE II.....	31
II.1 INTRODUCTION :	32
II.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS :	32
II.2.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS :	32
II.2.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX:	33
II.2.3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION FLUX ROTORIQUE:	33
II.3 STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE:	34
II.3.1 DESCRIPTION:	34
II.3.2 SYSTEME D'EQUATIONS LIEES AU FLUX ROTORIQUE:	36
II.4 LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECT ET DIRECTE:	37
II.4.1 COMMANDE INDIRECTE:	37
II.4.2 COMMANDE DIRECTE:	38
II.5 BLOC DE DEFLUXAGE:	39
II.6 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION:	40
DEFINISSONS CES DEUX NOUVELLES VARIABLES DE COMMANDE V_{Ds1} ET V_{Qs1}	38
II.7 SYNTHÈSE DES DIFFÉRENTS RÉGULATEURS:	41
II.8 RÉGULATION DU COURANT STATORIQUE i_{sd} ET i_{sq} :	40
II.8.1 LE RÉGULATEUR DE VITESSE :	43
II.9 STRATÉGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR:	44
II.10 STRUCTURES DE MLI :	45
II.10.1 PRINCIPE DE MLI:	45
II.11 LA MLI SINUS-TRIANGLE :	45
II.11.1 ÉQUATION DE LA PORTEUSE :	46
II.11.2 ÉQUATION DE LA RÉFÉRENCE:	46
II.12 LA COMMANDE PAR HYSTERESIS :	47
II.12.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR HYSTERESIS :	47
II.12.2 ALIMENTATION PAR ONDULEUR DE TENSION CONTRÔLÉ EN HYSTERESIS:	48
II.12.3 AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE LA COMMANDE PAR HYSTERESIS:	48
<i>a-Avantages</i> :	48
<i>b-Inconvénients</i> :	48
II.13 AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE LA COMMANDE VECTORIELLE:	49

A-AVANTAGES:.....	49
B-INCONVENIENTS:.....	49
II.14 CONCLUSION :.....	50
CHAPITRE III.....	49
III.1 INTRODUCTION:.....	50
III.2 SIMULATION DE LA MAS ALIMENTEE PAR UN RESEAU :.....	50
III.2.1 RESULTATS DE SIMULATION A VIDE :.....	55
III.2.2 RESULTATS DE SIMULATION EN CHARGE :.....	56
III.2.3 INTERPRETATIONS DES RESULTATS :.....	57
<i>A vide</i> :.....	57
<i>En charge</i> :.....	57
III.3 SIMULATION DE LA MAS AVEC LA COMMANDE VECTORIELLE A HYSTERESIS :.....	58
III.3.1 RESULTATS DE SIMULATION:.....	59
III.3.2 INTERPRETATIONS DES RESULTATS :.....	59
III.4 SIMULATION DE LA MAS AVEC LA COMMANDE VECTORIELLE A MLI :.....	60
III.4.1 RESULTATS DE SIMULATION :.....	60
III.4.2 INTERPRETATIONS DES RESULTATS :.....	61
III.5 SIMULATION AVEC VARIATION DE LA VITESSE :.....	61
III.6 SIMULATIONS AVEC L'INVERSION DE VITESSE:.....	62
III.7 CONCLUSION :.....	63
CONCLUSION GENERALE.....	65
ANNEXE	خطأ! الإشارة المرجعية غير معروفة.
BIBLIOGRAPHIE	خطأ! الإشارة المرجعية غير معروفة.
RESUME:	68

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone

Figure (I.1) : Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Figure (I-2) : Rotor d'un moteur asynchrone

Figure (I-3) : Stator d'un moteur asynchrone

Figure (I-4) : Principe de fonctionnement de la MAS

Figure(I-5) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Figure (1-6) : principe de la transformation de Park applique à la MAS

Figure (1-7) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Chapitre II : Commande Vectorielle de la MAS avec un onduleur à hystérésis et à MLI

Figure (II-1) : Principe de la commande vectorielle

Figure (II-2) : Orientation du flux rotorique sur axe d.

Figure (II-3) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirect

Figure (II-4) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle direct

Figure (II-5) : Bloc de dé fluxage

Figure (II-6) : Reconstitution des tensions v_{sd} et v_{sq}

Figure (II-7) : Schéma de régulation de courant i_{sd}

Figure (II-8) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

Figure (II-9) : La commande MLI

Figure (II-10) : Principe de la commande MLI- ST

Figure (II-11) : Représentation de la logique de commutation et commande de courant par la technique à hystérésis

Chapitre III : Résultats de Simulation

Figure (III-1) : Schéma de simulation de la MAS

Figure (III-2) : Transformation de Park.

Figure (III-3) : schéma bloc du modèle de la machine asynchrone.

Figure (III-4) : Les résultats de la MAS à vide alimentée par un réseau.

Figure (III-5) : Les résultats de la MAS en charge alimentée par un réseau.

Figure (III-6): Schéma de simulation de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis SousMatlab/Simulink

Figure (III-7) : Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis

Figure (III-8) : Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à MLI.

Figure (III-9) : Simulation avec variation de vitesse.

Figure (III-10) : Simulations avec l'inversion de vitesse.

Notations et Symboles

Notations et Symboles

Notations:

MAS: Machine Asynchrone

MCC: Machine Courant Continue.

IGBT: Insulated-gate bipolar transistor.

GTO: Gate Turn-Off.

CVD: Commande Vectorielle Directe.

FOC : Field Oriented Control.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

PI : Proportionnel Intégral.

IP : Intégral Proportionnel.

FTBO : Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.

FTBF : Fonction de Transfert en Boucle Fermée.

FFT: Fast Fourier Transform.

THD: Total Harmonic Distortion.

Symboles:

abc : Axes liés aux enroulements triphasés.

dq : Axes de référentiel de Park (direct et quadrature).

o : Indice de l'axe homopolaire

Ω : Vitesse angulaire du champ magnétique.

N_s : Fréquence de synchronisme du champ tournant.

Ω_s : Vitesse angulaire du stator.

Ω_r : Vitesse angulaire du rotor.

P : Nombre de paires de pôles.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants statoriques .

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Flux totalisés au stator.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques .

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Flux totalisés au rotor .

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}] , [M_{rs}]$: Matrices des inductances mutuelles entre stator et rotor.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique qui définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes de référence.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondante du rotor.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

$[P(\theta)]$: Matrice de Park.

$[P(\theta)]^{-1}$: Matrice inverse de Park.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor

σ : Coefficient de dispersion.

$[X]$: Vecteur d'états.

$[U]$: Vecteur de commande.

$[A]$: Matrice dynamique du système.

$[B]$: Matrice d'application de commande.

θ_s : Position de stator (rad).

θ : Position entre l'axe statorique a_s et l'axe rotorique a_r (rad).

θ_r : Position électrique de rotor (rad).

ω_s : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

$\omega = P\Omega$: Pulsation mécanique du rotor (rad/sec).

ω_r : Pulsation des courants rotoriques (rad/sec).

f : Fréquence de la tension de référence (Hz).

f_p : Fréquence de la porteuse (Hz).

U_{dc} : Tension de bus continu (V).

K_i : Gain intégral.

K_p : Gain proportionnel.

τ_e : Constante de temps électrique.

τ : Constante de temps.

ξ : Constante d'amortissement.

Introduction Générale

Introduction Générale :

Depuis le début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position de précision. Néanmoins ce type d'actionneur présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse de rotation...etc. [1].

La machine asynchrone, également connue sous le nom de moteur à induction, est l'un des moteurs électriques les plus couramment utilisés dans l'industrie. Elle est souvent préférée pour sa fiabilité, sa simplicité de conception et sa faible maintenance.

Le fonctionnement de la machine asynchrone repose sur l'induction électromagnétique. Lorsqu'une tension alternative est appliquée aux bobines du stator, un champ magnétique rotatif est créé. Ce champ magnétique interagit avec les barres conductrices du rotor pour générer un couple qui fait tourner le rotor [2].

La machine asynchrone est utilisée dans une large gamme d'applications industrielles, telles que les pompes, les ventilateurs, les compresseurs et les machines-outils. Elle est également utilisée pour des applications de conversion d'énergie, telles que les éoliennes et les véhicules électriques. Les avantages de la machine asynchrone incluent sa simplicité de conception, sa robustesse, son faible coût et sa compatibilité avec une gamme de tensions d'alimentation. Cependant, elle présente également certaines limites, notamment une efficacité énergétique relativement faible et une vitesse de rotation qui peut varier en fonction de la charge [3]. La commande vectorielle par orientation du flux nécessite des capteurs de mesure pour obtenir des informations en temps réel sur l'état de la machine, tels que les courants et les tensions. Ces informations sont ensuite utilisées dans un algorithme de commande avancé qui calcule les commandes de tension appropriées pour obtenir les performances souhaitées. La commande vectorielle par orientation du flux est largement utilisée dans de nombreuses applications industrielles, notamment dans les véhicules électriques, les systèmes de contrôle de mouvement, les machines-outils, les systèmes de climatisation et bien d'autres encore. Grâce à sa précision et à sa performance élevée, elle contribue à améliorer l'efficacité et les performances des systèmes électriques.

Plan et structure du mémoire :

Le présent mémoire est organisé de la manière suivante :

✂ **Le premier chapitre** : nous présenterons, dans une première partie la modélisation de la machine synchrone à cage d'écuréuil(MAS) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension.

✂ **Le deuxième chapitre** : présentera l'application du principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique.

✂ **Le Troisième chapitre** : on présentera la simulation et l'interprétation des résultats d'alimentation directe de la machine par un réseau, ainsi que la simulation de la commande vectorielle de la MAS en hystérésis, et en MLI. Des tests de Simulation avec variation de vitesse et simulations avec l'inversion de vitesse.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

Ce chapitre se concentre sur la modélisation mathématique de la machine asynchrone triphasée et sur la façon dont elle peut être transformée en un système biphasé. En utilisant les lois physiques de la machine, nous commencerons par créer une représentation sous forme d'état. La modélisation de l'alimentation de la machine, qui est constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux, suivra.

La machine asynchrone est une machine électrique rotative qui est largement utilisée dans diverses applications industrielles. Elle est également connue sous le nom de moteur asynchrone ou moteur à induction. La principale caractéristique de la machine asynchrone est que la vitesse de rotation du rotor est légèrement inférieure à celle du champ magnétique tournant du stator. Cette différence de vitesse est connue sous le nom de glissement. [4]

I.2 Définition de la machine asynchrone :

La machine asynchrone, également appelée machine à induction, est un type de moteur électrique qui fonctionne grâce à l'induction électromagnétique. Contrairement à un moteur synchrone, la machine asynchrone n'a pas de connexion électrique directe entre le stator et le rotor.

Le stator est la partie fixe de la machine et est constitué d'un ensemble de bobines électriques disposées à intervalles réguliers autour d'un noyau de fer. Lorsque l'on applique une tension alternative à ces bobines, un champ magnétique rotatif est créé. [5] Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- Les machines à rotor bobiné.
- Les machines à cage d'écureuil.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de Moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s [6].

I.3 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé :

Un moteur triphasé asynchrone est composé de deux composants principaux : un stator ou inducteur et un rotor ou induit, qui sont séparés par un entrefer de faible épaisseur.

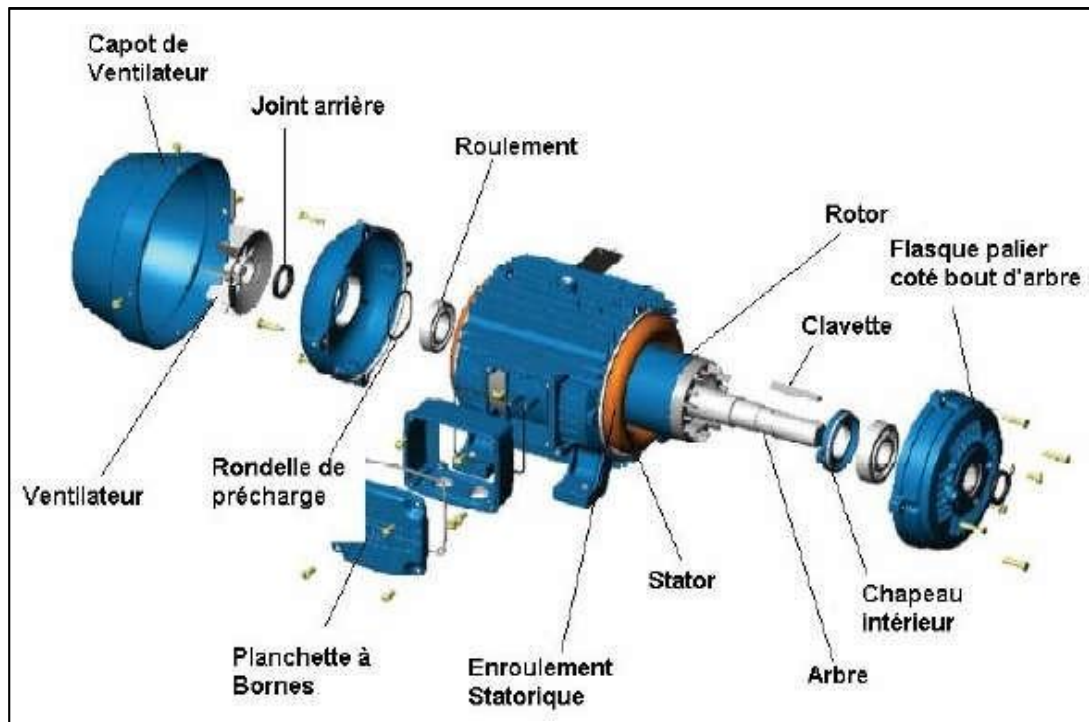


Figure I.1 : Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil [7]

I.3.1 Le rotor :

Une machine à rotor est un type de dispositif cryptographique qui utilise des roues ou des disques tournants pour chiffrer et déchiffrer des messages. Une machine à rotor asynchrone est une machine dans laquelle les positions des rotors ne sont synchronisées d'aucune manière par rapport au texte en clair ou chiffré. [8]

Le rotor de la machine asynchrone peut être deux types

- ☐ Le rotor bobiné.
- ☐ Le rotor à cage d'écureuil :

Comme indiqué sur la figure (I-2), les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les machines de grande taille ou de barres d'aluminium pour les machines plus petites.



Figure (I-2) : rotor d'un moteur asynchrone

I.3.2 Stator (inducteur):

Un stator (également appelé inducteur) est un composant électromécanique qui est généralement utilisé dans les machines électriques tournantes telles que les moteurs électriques, les générateurs et les transformateurs. Il s'agit d'une pièce fixe qui se compose d'un ensemble de bobines enroulées autour d'un noyau ferromagnétique.

Dans un moteur électrique, le stator fournit un champ magnétique tournant qui entraîne la rotation de l'arbre de la machine. Dans un générateur électrique, le stator est utilisé pour produire un champ magnétique qui induit une tension électrique dans les bobines du rotor. Dans un transformateur, le stator est utilisé pour créer un champ magnétique qui induit une tension électrique dans les bobines du secondaire. [9]



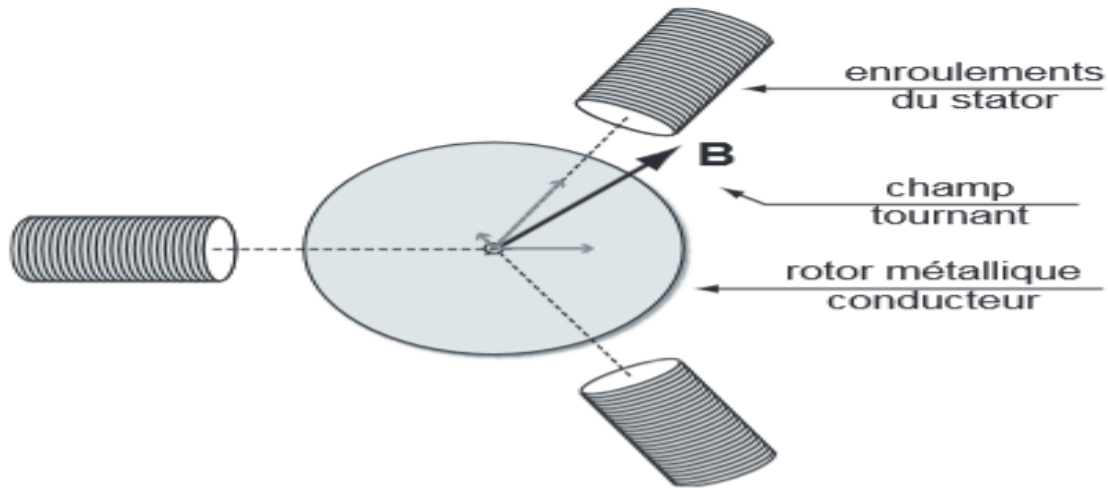
Figure (I-3) : Stator d'un moteur asynchrone

I.4 Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone :

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant.

Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est

possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant [10]



Figure(I.4): Principe de fonctionnement de la MAS

I.5 Avantage et inconvénient du moteur asynchrone :

Le moteur asynchrone présente plusieurs avantages et inconvénients. Voici quelques-uns des plus importants :

Avantages :

- Coût** : Le moteur asynchrone est relativement peu coûteux à produire, ce qui en fait une option économique pour de nombreux types d'applications.
- Fiabilité** : Le moteur asynchrone est un moteur robuste et fiable, ce qui en fait un choix populaire pour les applications industrielles.
- Maintenance** : Les moteurs asynchrones nécessitent généralement peu d'entretien et sont donc souvent utilisés dans des applications où l'accès est difficile ou coûteux.
- Démarrage** : Les moteurs asynchrones peuvent être facilement démarrés en utilisant des techniques de démarrage telles que le démarrage direct, le démarrage étoile/triangle ou le variateur de fréquence.

Inconvénients :

- Glissement** : Le glissement du moteur asynchrone peut entraîner une perte d'efficacité énergétique. En effet, plus le glissement est important, plus la différence de vitesse entre le champ magnétique tournant du stator et le rotor est grande, ce qui peut entraîner une consommation d'énergie supplémentaire pour compenser cette différence.
- Faible précision de vitesse** : Le moteur asynchrone a une faible précision de vitesse, ce qui le rend moins adapté à des applications nécessitant une vitesse de rotation précise et constante.

-**Bruit** : Le moteur asynchrone peut être bruyant en raison de la vibration mécanique du rotor et des pales de ventilateur qui le refroidissent.

-**Démarrage en douceur** : Le démarrage en douceur d'un moteur asynchrone peut nécessiter l'utilisation d'un équipement supplémentaire

I.6 Modélisation d'une Machine Asynchrone :

I.6.1 Hypothèses Simplificatrices :

Les hypothèses courantes dans le modèle de la machine asynchrone sont les suivantes :

- l'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont insignifiants). [12]

- La machine possède une symétrie parfaite.

- La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétiques différents le long de l'entrefer (l'entrefer est constant).

- Le rotor court-circuit est équivalent à un enroulement triphasé monté en étoile.

Un système de tensions triphasées symétriques fournit l'alimentation.

- La résistance des enroulements ne change pas avec la température et l'effet sur la peau est ignoré. Pour prévenir les pics de courant et les chocs électromécaniques.

Par conséquent, les conséquences importantes de ces hypothèses incluent :

- L'additivité du flux.

- La constance des conséquences propres.

- La loi de la variation sinusoïdale des inductances mutuelles [13]

I.6.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc:

La modélisation d'un système électrique triphasé dans le plan abc permet de représenter les grandeurs électriques et les relations entre elles sous forme vectorielle.

Dans ce plan, les grandeurs électriques sont représentées par des vecteurs qui tournent dans le sens des aiguilles d'une montre à une vitesse égale à la fréquence du réseau électrique. Les trois vecteurs représentent les trois phases (a, b et c) du système triphasé.

La tension et le courant dans chaque phase sont représentés par des vecteurs de tension (V_a , V_b , V_c) et des vecteurs de courant (I_a , I_b , I_c), respectivement. Ces vecteurs ont une amplitude égale à la valeur efficace de la tension ou du courant dans chaque phase et une phase qui dépend de la relation entre la tension et le courant dans chaque phase. On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure (I.5)

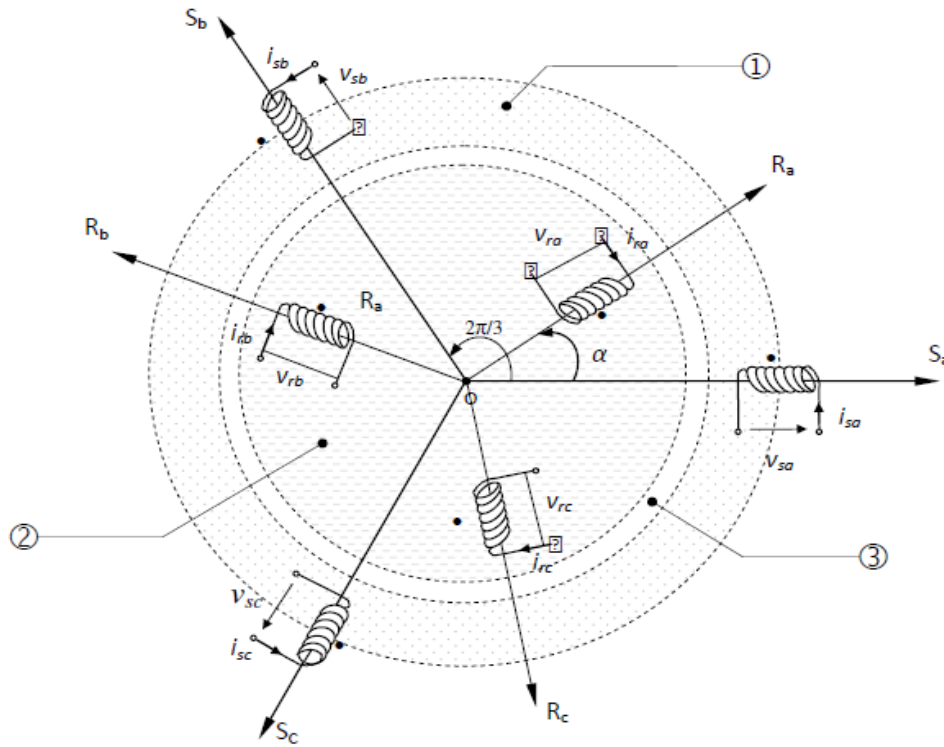


Figure (I.5) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.6.3 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (A, B, C) :

Dans le référentiel (A, B, C), les équations de la machine asynchrone, également appelée machine à induction, peuvent être exprimées de la manière suivante :

a. Les équations électriques :

En vertu de la loi de Faraday, nous pouvons écrire :

- pour les enroulements statoriques :

$$v_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \quad v_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \quad v_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \quad (I. 1)$$

- et pour les enroulements rotoriques :

$$v_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = 0; \quad v_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = 0; \quad v_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} = 0 \quad (I. 2)$$

Ou sous forme matricielle :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_R] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [v_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (I.5)$$

Où :

- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.
- i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants statoriques .
- $\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Flux au stator
- i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques .
- $\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Flux au rotor .
- R_s : Résistance d'une phase statorique.
- R_r : Résistance d'une phase rotorique.

b. Equations Magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent comme suit [15] :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

s'écrivent matricielle comme suit Pour le stator et Pour le rotor :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (I.7)$$

Tel que :

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sa} \varphi_{sb} \varphi_{sc}]^T$$

$$[\varphi_r] = [\varphi_{ra} \varphi_{rb} \varphi_{rc}]^T$$

$$[i_s] = [i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T$$

$$[i_r] = [i_{ra} i_{rb} i_{rc}]^T$$

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

On désigne par :

$[L_s]$:Matrice d'inductance statorique

$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

Avec les matrices des inductances statoriques $[L_s]$ et rotoriques $[L_r]$:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$L_{r(s)}$: Inductance propre des phases rotoriques (statoriques).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle ente une phase du rotor et une phase du stator.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{rs} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

θ : écart angulaire entre les axes des phases du stator « A » et du rotor « a » .

c. Equations mécaniques :

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante [15]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.11)$$

Tel que :

- ✓ Ω : Vitesse de la machine.
- ✓ f : Coefficient de frottement.
- ✓ J : Moment d'inertie des masses tournantes.
- ✓ C_{em} : Couple électromagnétique.
- ✓ C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

I.7 Modèle de Park

I.7.1 présentation du modèle

Le modèle de Park, également appelé transformation de Park, est une transformation mathématique utilisée dans l'analyse et le contrôle des machines électriques, en particulier les machines asynchrones et les machines synchrones à aimants permanents. Cette transformation permet de passer d'un système de coordonnées triphasé (A, B, C) fixe à un système de coordonnées biphasé (d, q) tournant avec le rotor de la machine.

Le modèle de Park est utile car il simplifie l'analyse des machines électriques, notamment en permettant de séparer les grandeurs liées au flux magnétique (d) de celles liées au couple (q). En effet, dans le référentiel (d, q), les grandeurs liées au flux magnétique et au couple sont indépendantes les unes des autres, alors qu'elles sont couplées dans le référentiel (A, B, C). Cette séparation des grandeurs facilite la compréhension et la modélisation de la machine. [13]

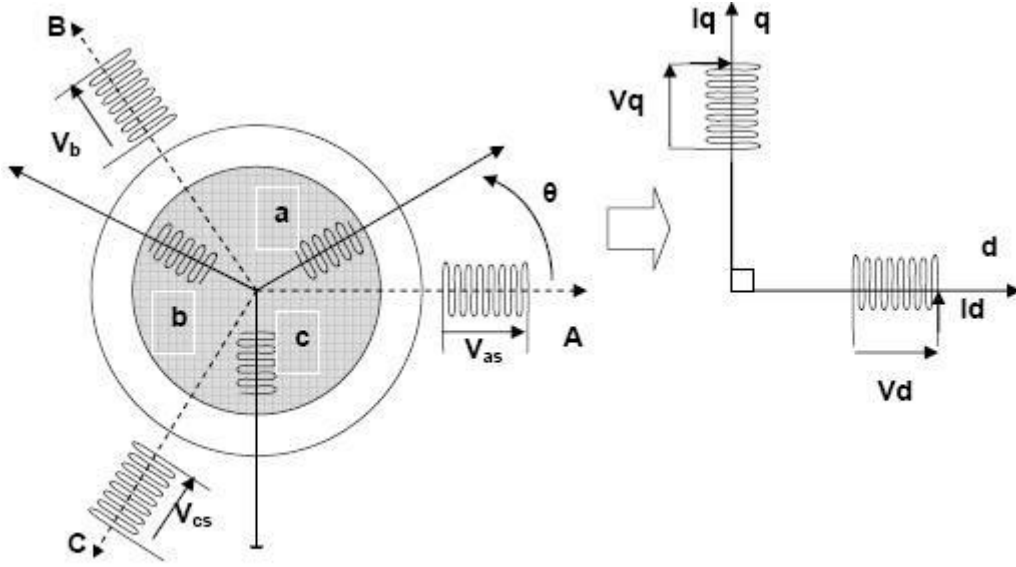


Figure (I.6) : principe de la transformation de Park appliquée à la MAS

I.7.2 Matrice de Park Direct :

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

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [P(\theta)][V_{abc}] \\ [i_{dq0}] = [P(\theta)][i_{abc}] \\ [\varphi_{dq0}] = [P(\theta)][\varphi_{abc}] \end{cases} \quad (I.12)$$

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

I.7.3 Matrice de Park Indirect (Inverse) :

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

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [P(\theta)]^T [V_{abc}] \\ [i_{dq0}] = [P(\theta)]^T [i_{abc}] \\ [\varphi_{dq0}] = [P(\theta)]^T [\varphi_{abc}] \end{cases} \quad (I.14)$$

La matrice de transformation de Park inverse est définie comme suit :

$$[P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

En désignant par :

θ_s : L'angle électrique entre l'axe d et le stator.

θ_r : L'angle électrique entre l'axe q et le rotor.

a. L'application aux équations électriques :

Pour le stator en applique les transformations de Park à l'équation (I. 15) on obtient :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (I.16)$$

Pour le rotor en applique les transformations de Park à l'équation (I. 15) on obtient :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (I.17)$$

On a :

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$: Vitesse angulaire des axes **(d,q)** dans le repère statorique.

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$: Vitesse angulaire des axes **(d,q)** dans le repère rotorique.

Et $\frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega = P\Omega$

b. L'application aux équations des flux :

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe d , q , o et les flux d'axes a , b , c :

$$[\varphi_s]_{d,q,0} = [P(\theta_s)][\varphi_s]_{a,b,c} \quad \text{et} \quad [\varphi_s]_{d,q,0} = [P(\theta_s)][\varphi_s]_{a,b,c}$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

 **Stator :**

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (I.18)$$

 **Rotor :**

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{rq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (I.19)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: L'inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: L'inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

c. Equation mécanique :

La variation des paramètres électriques (courant, tension, flux) et mécaniques (couple, vitesse) sont présentées par l'étude des caractéristiques de la machine asynchrone. L'équation du mouvement est définie comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.20)$$

En substituant l'expression du couple électromagnétique nous déduisons l'équation mécanique suivant :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = [1.5 * P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) - C_r - f\Omega] \quad (I.21)$$

I.8 Choix du référentiel :

Pour étudier analytiquement le moteur asynchrone en utilisant la transformation de Park, il est nécessaire d'utiliser un référentiel qui permet de simplifier au maximum les considérations analytiques.

Le choix du repère des axes (d,q) varie en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et de la technique de commande d'autre

part [13].

I.8.1 Référentiel lié au stator :

Le stator est l'une des composantes principales d'un moteur électrique et se compose d'un ensemble de bobines de cuivre enroulées autour d'un noyau en fer doux et caractérisé par la relation suivante:

$$\frac{d\theta_s}{dx} = 0 \text{ et } \frac{d\theta_r}{dx} = \frac{d\theta}{dx} = -\omega$$

I.8.2 Référentiel lié au rotor :

Le rotor est un élément essentiel de nombreux dispositifs mécaniques tels que les turbines, les compresseurs et les moteurs et caractérisé par la relation suivante [14]:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \text{ et } \frac{d\theta_s}{dx} = \omega$$

I.8.3 Référentiel lié au champ tournant:

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta_r}{dx} = \omega_s - P\Omega$$

Le modèle utilisé dans notre recherche a été représenté par le repère (d,q) associé au champ tournant[15].

I.9 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone :

La représentation en variables d'état utilise un ensemble de variables d'état pour représenter les grandeurs électriques et mécaniques de la machine. Ces variables peuvent inclure les courants statoriques, les flux magnétiques, les vitesses angulaires, les positions de rotor, etc. Les équations différentielles qui régissent le système sont alors écrites en termes de ces variables d'état. Par conséquent plusieurs variantes pour le choix du vecteur d'état sont possibles.

Le modèle utilisé où tous les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans le repère (d - q), et qui est donné par :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.22)$$

Avec :

$$\begin{cases} [U] = [v_{sd} v_{sq} 0 0]^T : \text{Vecteurs de commande.} \\ [X] = [i_{sd} i_{sq} \varphi_{rd} \varphi_{rq}]^T = [x_1 x_2 x_3 x_4]^T : \text{Vecteurs d'état.} \end{cases}$$

Ou :

[A]: Matrice d'évaluation.

[B]: Matrice de commande.

A partir de l'équation (I.21) on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (I.23)$$

En remplaçant les expressions des courant i_{rd} et i_{rq} de l'équation (I.21) par leurs valeur dans les équations (I.20), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I.24)$$

En rapportant ces dernières relations dans (I-18) et (I-19), on aboutira aux systèmes d'équations d'états suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} + \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{rq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} - \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I.25)$$

Avec :

$$[A] = [A_1][X] + [A_2][X][\omega_s] + [A_3][X][\omega] \quad (I.26)$$

On aura :

$$[B] = \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A_1] = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & a_2 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

I.10 Alimentation de la MAS:

La machine asynchrone (MAS) peut être alimentée par différentes sources d'alimentation électrique, notamment des réseaux électriques triphasés, des onduleurs de tension ou des générateurs électriques.

I.10.1 Onduleur de tension:

Un onduleur de tension (figure (1.7)) est un dispositif électronique qui permet de transformer une tension continue en une tension alternative de fréquence variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés dans les applications industrielles et résidentielles, notamment pour alimenter des équipements électriques à partir de panneaux solaires, de batteries ou de sources d'alimentation continue.

Le principe de fonctionnement d'un onduleur de tension repose sur la commutation de transistors à haute fréquence pour générer une forme d'onde alternative à partir d'une tension continue. La forme d'onde de sortie peut être sinusoïdale, triangulaire ou carrée, en fonction des besoins de l'application. [16].

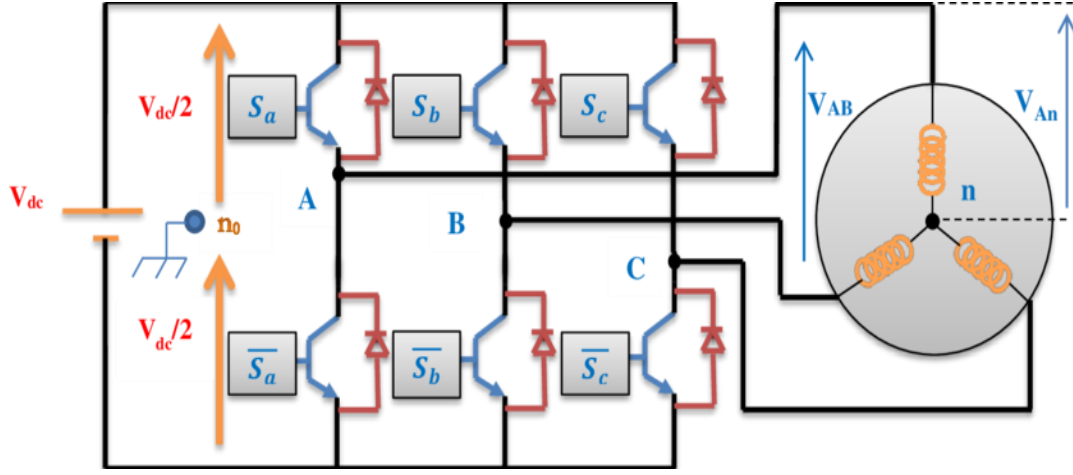


figure (1.7):Schéma d'un onduleur de tension triphasé

I.10.2 Modélisation de l'onduleur de tension :

Les hypothèses simplificatrices sont les suivantes : la commutation des interrupteurs se produit instantanément, la baisse de tension aux bornes des interrupteurs est minimale, considérée comme idéale, et la charge est équilibrée en étoile avec un neutre isolé.

Trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$) peuvent être utilisées pour définir l'état des interrupteurs, supposés parfaits :

Le cas où l'interrupteur en haut est fermé tandis que celui en bas est ouvert est défini par 1.

Si $S_i = 0$, cela signifie que l'interrupteur de haut est ouvert et que celui de bas est fermé.

On peut écrire les tensions V_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point fictif "o" dans ces conditions.

Ainsi, nous avons :

Les tensions combinées sont présentées par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.27)$$

V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence "o" les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (I.28)$$

V_{no} : est la tension de neutre de la charge par rapport au point "o".

On a : $(V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0)$

Donc on tire :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.29)$$

En remplace (I.31) dans (I.30) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.30)$$

les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

I.11 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons examiné la modélisation de la machine asynchrone triphasée. En utilisant la transformation de Park et le système d'équations d'état de la machine, nous avons réussi à établir un modèle mathématique de la machine qui tient compte des hypothèses simplificatrices nécessaires pour réduire sa complexité.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, le chapitre suivant est concerné à la commande de la MAS .

Chapitre II

Commande Vectorielle de la MAS avec un onduleur à hystérésis et à MLI



II.1 Introduction :

La commande vectorielle de la machine asynchrone (MAS) avec un onduleur à hystérésis et à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique de commande avancée qui permet de contrôler la vitesse et le couple d'une MAS avec une grande précision.

L'onduleur à hystérésis est un convertisseur de puissance qui permet de convertir l'énergie électrique de la source d'alimentation en énergie électrique utilisable par la MAS [17]. Il est caractérisé par une commande à deux niveaux : la tension d'entrée est comparée à une valeur de référence et la sortie est modulée pour suivre cette référence.

La commande vectorielle consiste à contrôler simultanément la composante de flux et la composante de couple de la MAS. La composante de flux est contrôlée en ajustant la tension appliquée aux bornes de la machine de façon à maintenir un flux magnétique constant, tandis que la composante de couple est contrôlée en ajustant la fréquence de rotation du champ magnétique dans la machine

II.2 Commande Vectorielle de la MAS :

II.2.1 Principe de la commande vectorielle de la MAS :

La commande vectorielle de la machine asynchrone (MAS) est une méthode de commande avancée qui permet de contrôler précisément la vitesse et le couple de la MAS en utilisant des techniques de traitement du signal. Le principe de base de la commande vectorielle est de transformer les grandeurs électriques et mécaniques de la MAS du domaine de temps vers le domaine de la fréquence, afin de pouvoir les contrôler séparément. [18]

Les équations de Park permettent de transformer les grandeurs électriques triphasées de la machine (tension, courant) en grandeurs électriques continues (flux, couple) dans un repère de référence tournant synchronisé avec le champ magnétique de la machine.

En résumé, la commande vectorielle de la MAS permet d'obtenir un contrôle précis de la vitesse et du couple de la machine en utilisant des algorithmes de régulation sophistiqués, ce qui permet d'obtenir des performances élevées et une grande efficacité énergétique. Cette technique est largement utilisée dans de nombreuses applications industrielles telles que les pompes, les ventilateurs et les compresseurs.

Chapitre II : Commande Vectorielle de la MAS avec un onduleur à hystérésis et à MLI

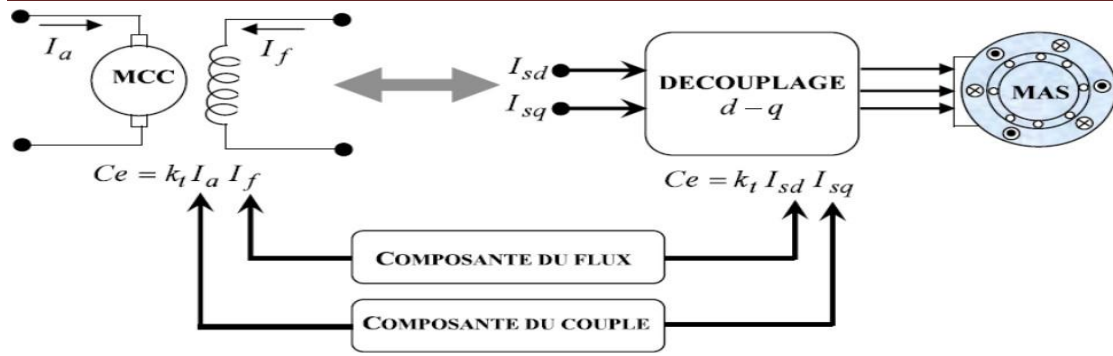


Figure (II-1) : Principe de la commande vectorielle [19]

II.2.2 Principe de la commande par orientation du flux :

Le principe de cette méthode consiste à simplifier l'équation de couple électromagnétique d'une machine pour la rendre comparable à celle d'une machine à courant continu. L'objectif est d'appliquer une commande vectorielle qui permet de contrôler précisément le flux et le couple électromagnétique de la machine. Trois types de commande vectorielle à flux orienté existent selon la nature du flux : la commande vectorielle à flux rotorique orienté, la commande vectorielle à flux statorique orienté et la commande vectorielle à flux de magnétisation orienté. Chaque type de commande est adapté à une configuration particulière de la machine et à une équation de couple électromagnétique spécifique. Dans le cas présent, le type de commande vectorielle à flux rotorique orienté est utilisé, car il permet de simplifier grandement le contrôle de la machine dans le cas d'une machine asynchrone non saturée en obtenant des équations du rotor complètement découplées, permettant de régler indépendamment le flux et le couple électromagnétique. Le choix du type de commande vectorielle à flux orienté dépend donc de l'équation de couple électromagnétique de la machine ainsi que de sa configuration et de son niveau de saturation. [19]

II.2.3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique:

Dans ce cas, le flux rotorique est aligné avec l'axe d'une référence fixe au champ tournant de vitesse Ω_s . Par conséquent, on peut observer les propriétés suivantes :

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.

D'après ces propriétés on peut écrire :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r = cst, \varphi_{rq} = 0 \quad (II-1)$$

On remplace les équations (II-1) précédentes dans l'équation du couple on obtient :

Chapitre II : Commande Vectorielle de la MAS avec un onduleur à hystérésis et à MLI

$$C_{em} = 1.5 \cdot P \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (\text{II-2})$$

On remplace les équations (II-1) précédentes dans les équation (I-19) on obtient :

$$v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{II-3})$$

On détermine l'équation du courant rotorique suivant :

$$i_{rd} = -\frac{1}{R_r} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{II-4})$$

On remplace l'équation (II.4) dans l'équation (I.21), on trouve :

$$\phi_r = -\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + M i_{sd} = -T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + M i_{sd} \quad (\text{II-5})$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Donc :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \dot{\phi}_r = \frac{M i_{sd} - \phi_r}{T_r} \quad (\text{II-6})$$

II.3 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique:

II.3.1 Description :

La commande devient plus complexe dans ce type d'alimentation car il faut prendre en compte la dynamique à la fois du stator et du rotor. Les grandeurs de commande comprennent les tensions statoriques (V_{ds} , V_{qs}) ainsi que la vitesse du champ tournant ω_s .

II.3.2 Système d'équations liées au flux rotorique:

On pourrait exprimer les tensions statorique en fonction des courants statorique :

$$v_{sd} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \quad (\text{II-7})$$

$$v_{sq} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (\text{II-8})$$

L'écriture en équation d'état, conduit au système suivant :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = - \left(\frac{1}{\sigma T_s} \right) + \left(\frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \quad (\text{II-9})$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = - \left(\frac{1}{\sigma T_s} \right) + \left(\frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} - \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \quad (\text{II-10})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (\text{II-11})$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} C_{em} - \frac{1}{j} C_r - \frac{f}{j} \Omega \quad (\text{II-12})$$

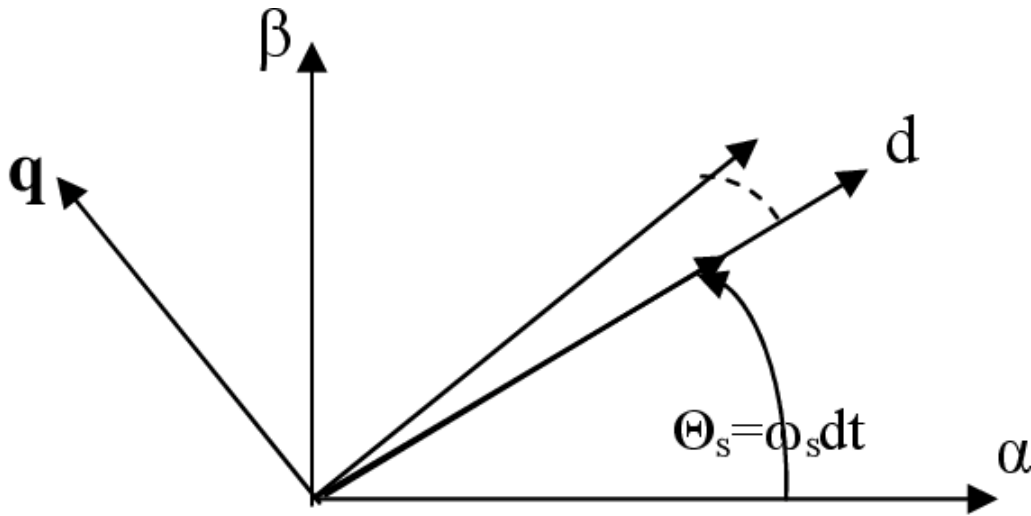


Figure (II.2) Orientation du flux rotorique sur axe d.

II.4 la commande vectorielle indirect et directe :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, est dite directe ou indirecte selon la méthode d'estimation du vecteur flux rotorique.

II.4.1 Commande indirecte :

Cette méthode ne mesure ni ne reconstruit le flux. Au lieu de cela, son orientation est déduite par l'intégration de la pulsation d'auto-pilotage et en se référant à la deuxième équation du système. Cependant, l'estimation indirecte du flux présente un inconvénient : sa précision est affectée par la variation de la résistance rotorique due à la température et à la saturation dans le régime transitoire. Toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique T_r affecte directement les grandeurs estimées. Dans ce contexte, nous nous limitons à l'étude de la commande vectorielle indirecte et directe.

La Figure (II.3) expose les mécanismes de la commande vectorielle à flux rotorique orienté pour une machine asynchrone alimentée en courant, conformément aux principes précédemment évoqués. Le bloc de transformation (modulation) permet le passage des référentiels (α, β) (d, q) après une rotation θ_s . Ensuite, la loi d'autopilotage et le processus d'orientation sur l'axe d sont réalisés par un sommateur algébrique qui intègre la pulsation statorique ω_s . L'angle θ est ainsi obtenu. [21]

Chapitre II : Commande Vectorielle de la MAS avec un onduleur à hystérésis et à MLI

II.4.2 Commande directe :

Pour utiliser la commande vectorielle directe, il est nécessaire de posséder une bonne connaissance du module et de la phase du flux. Bien que le flux puisse être mesuré directement à l'aide de capteurs [21], cette méthode est rarement utilisée en pratique car elle présente des inconvénients tels qu'une précision médiocre, un coût élevé et des difficultés de filtrage du signal mesuré. Ainsi, des techniques d'estimation ou d'observation du flux à partir des grandeurs mesurables de la machine sont généralement employées.

Le schéma de la Figure (II.4) montre un onduleur de tension régulé en courant, qui peut être régulé soit linéairement sur les trois courants de phase i_a , i_b et i_c ou sur les deux composantes diphasées $\alpha\beta$; i , soit de manière non linéaire, avec une régulation par fourchette avec hystérésis appliquée aux courants triphasés ou diphasés. Il est important de noter que les trois courants de phase i_a , i_b , i_c ne sont pas indépendants car leur composante homopolaire est nulle. Si la transformation du système d'axes fixes liés au stator $\alpha\beta$ en système d'axes dq liés au flux rotorique est parfaitement réalisée, le découplage entre le flux et le couple est également parfait et le flux ne subit aucune perturbation lors des variations du couple de charge de la machine. Ainsi, deux chaînes de régulation peuvent être définies dans les axes dq : l'une pour le flux et le courant dans l'axe d , et l'autre pour le couple et le courant dans l'axe q .

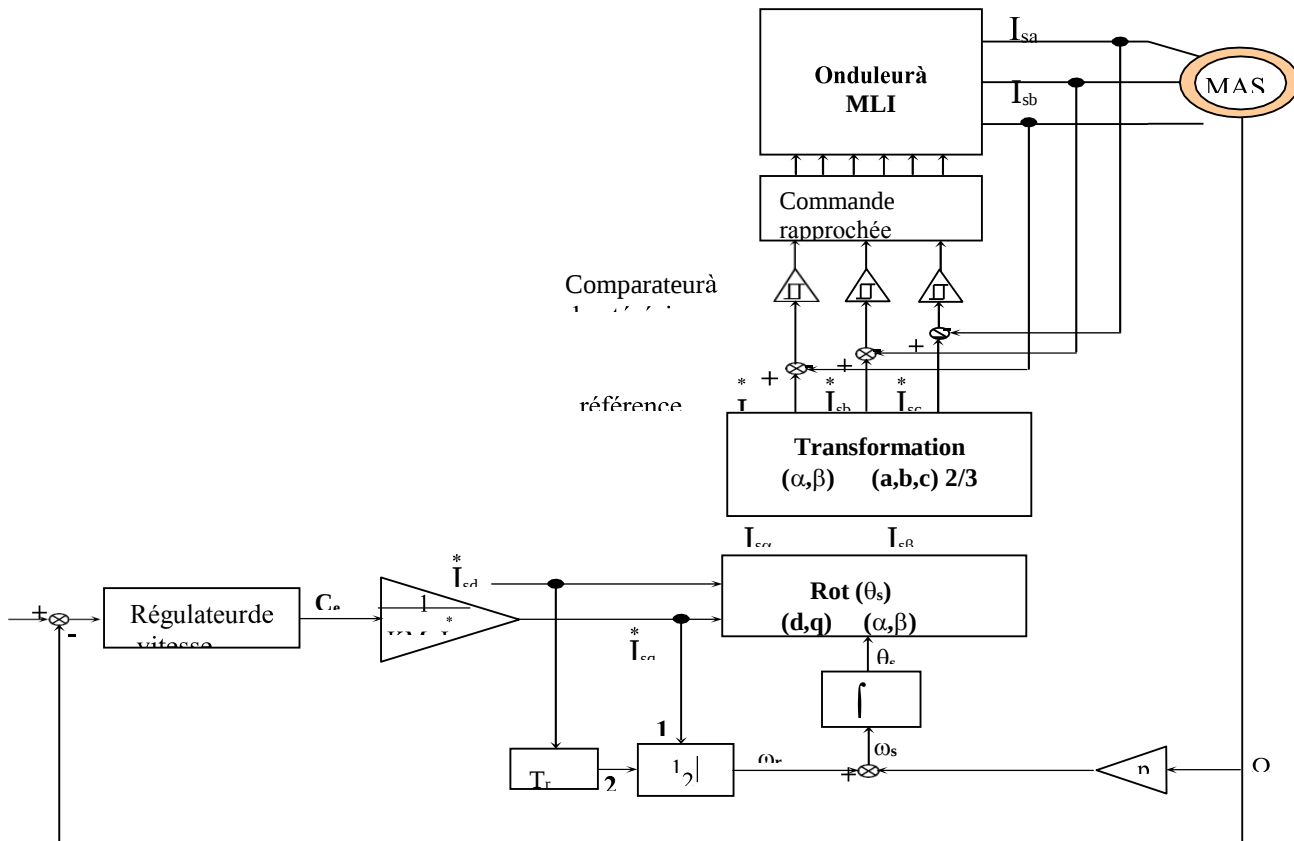


Figure. (II.3) Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte

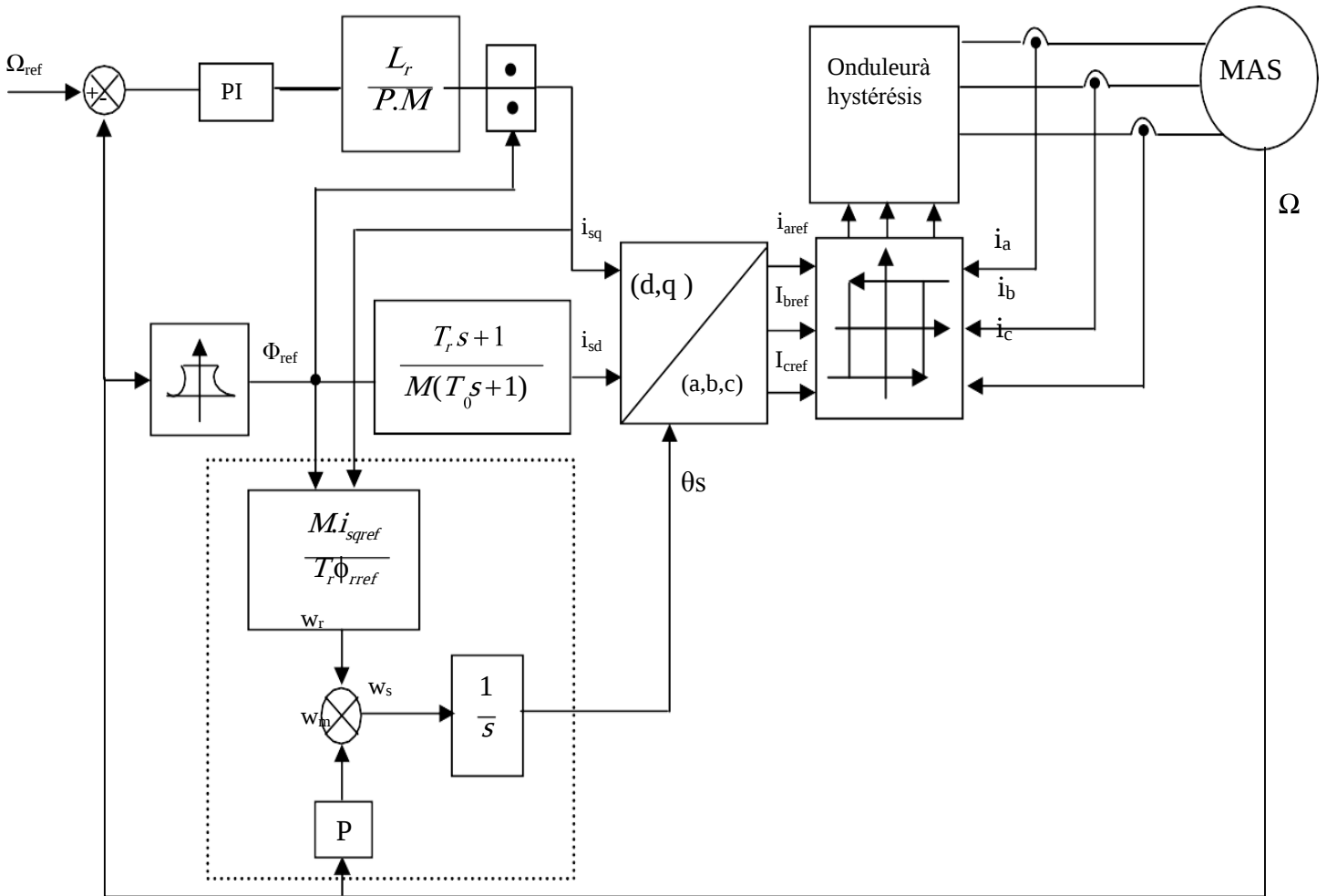


Fig. (II.4) Schéma fonctionnel de la commande vectorielle direct

II.5 Bloc de dé fluxage :

Le bloc de contrôle de défluxage Victoria (également connu sous le nom de "Victoria Control Block" en anglais) est un composant essentiel dans les dispositifs de conversion d'énergie électrique tels que les onduleurs de tension ou de courant. Son rôle principal est de réguler le flux de puissance électrique, en particulier dans les applications de commande de moteurs électriques et de production d'énergie renouvelable. Le bloc de défluxage figure (II-5) est responsable de toutes les opérations de la machine synchrone à toutes les vitesses. Il est caractérisé par une non-linéarité spécifique.

$$\varphi_r = \begin{cases} \varphi_{rn} & Si |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_{rn} \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & Si |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (II-13)$$

φ_{rn} =Flux rotorique nominal.

Ω_n =Vitesse de rotation nominale.

Le bloc de dé fluxage est représenté par la figure (II.5)

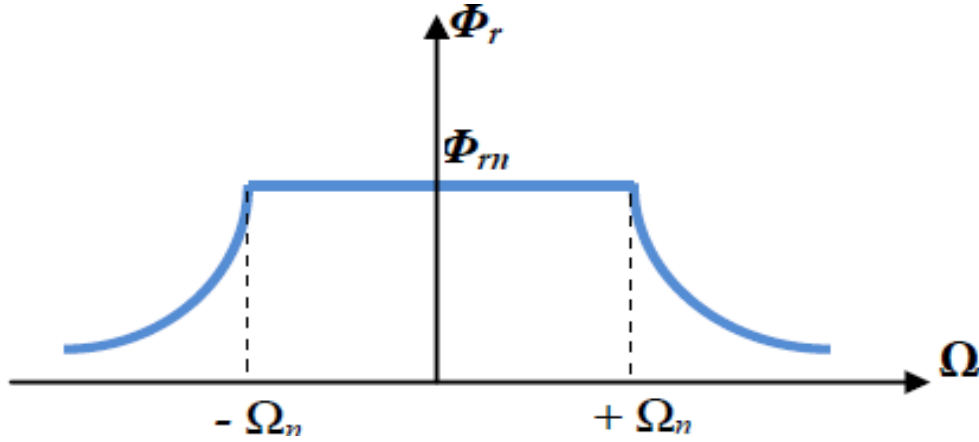


Figure (II.5) : Bloc de dé fluxage

Pour obtenir un flux de commande constant lorsqu'on fonctionne à une vitesse inférieure à la vitesse nominale, on utilise un bloc de défluxage. Ce bloc permet également d'affaiblir le flux de manière inversement proportionnelle à la vitesse pour des fonctionnements à puissance constante lorsque la vitesse dépasse la vitesse nominale, ce qui est le cas lors des fonctionnements hyper synchrones [22].

II.6 Découplage par compensation :

Il existe différentes techniques pour le découplage, telles que le découplage utilisant un régulateur, le découplage par retour d'état et le découplage par compensation. Dans cet article, nous nous concentrerons sur le dernier type de découplage. Cette méthode implique la définition de deux nouvelles variables de commande, v_{sd1} et v_{sq1} , qui sont conçues pour ne réagir qu'à i_{sd} et i_{sq} , respectivement [23].

Définissons ces deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} :

$$v_{sd} = v_{sd1} - E_d \quad (II-14)$$

$$v_{sq} = v_{sq1} - E_q \quad (II-15)$$

Avec :

$$E_d = \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sq} \quad (II-16)$$

$$E_q = -\omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sd} - \omega \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (II-17)$$

Les tensions v_{sd} et v_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions v_{sd1} et v_{sq1}

(Fig.II-6)

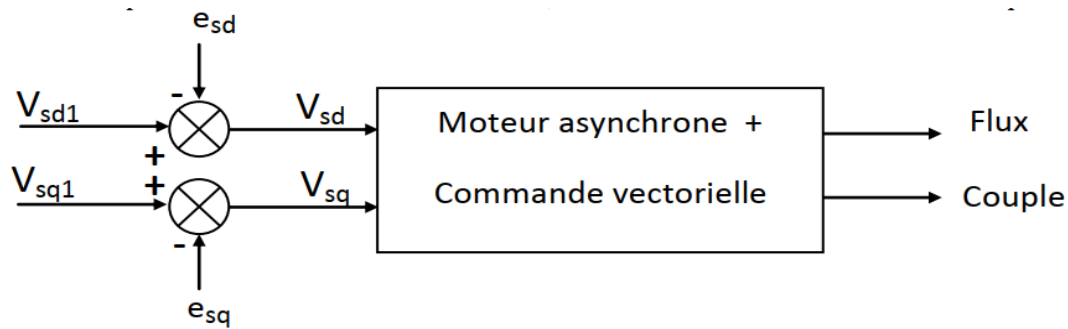


Fig. (II-6) Reconstitution des tensions v_{sd} et v_{sq}

II.7 Synthèse des différents régulateurs :

Il existe différents types de régulateurs en automatique, chacun ayant ses propres avantages et limitations. Voici une synthèse des régulateurs les plus couramment utilisés :

Régulateur proportionnel (P) : Ce régulateur est le plus simple et le plus courant. Il calcule la commande de sortie en multipliant l'erreur (différence entre la consigne et la mesure) par un coefficient proportionnel. Il est efficace pour réduire l'erreur statique mais peut entraîner une oscillation ou une instabilité du système.

Régulateur proportionnel-intégral (PI) : Ce régulateur ajoute une action intégrale à l'action proportionnelle, ce qui permet de réduire l'erreur dynamique. L'intégration permet d'accumuler l'erreur sur une période de temps et de l'utiliser pour ajuster la commande de sortie. Le régulateur PI est plus stable que le régulateur P mais peut prendre du temps pour atteindre la consigne.

Régulateur proportionnel-dérivé (PD) : Ce régulateur ajoute une action dérivée à l'action proportionnelle, ce qui permet de réduire l'erreur dynamique en prévoyant la tendance future du système. L'action dérivée réagit rapidement aux changements de la mesure mais peut introduire du bruit ou des oscillations.

Régulateur proportionnel-intégral-dérivé (PID) : Ce régulateur est le plus couramment utilisé en pratique. Il combine les avantages de l'action proportionnelle, intégrale et dérivée pour fournir une réponse rapide et précise aux variations du système. Il est largement utilisé dans les systèmes de contrôle de processus, de positionnement et de mouvement.

Régulateur flou : Ce régulateur utilise la logique floue pour représenter les variables d'entrée et de sortie en termes de valeurs floues. Il est capable de prendre en compte des facteurs subjectifs ou imprécis, tels que les préférences humaines, les conditions environnementales et les variables non linéaires. Le régulateur flou est utilisé dans de

Chapitre II : Commande Vectorielle de la MAS avec un onduleur à hystérésis et à MLI

nombreux domaines, tels que le contrôle de climatisation, le contrôle de la qualité de l'air, et la commande de processus industriels.

Régulateur prédictif : Ce régulateur utilise des modèles mathématiques du système pour prédire son comportement futur et optimiser la commande de sortie. Il peut être utilisé pour contrôler des systèmes linéaires et non linéaires, ainsi que pour réguler des systèmes complexes avec des contraintes sur les entrées et les sorties.

En général, la commande a pour objectif d'obtenir un système à haute performance, et cela peut être mesuré selon plusieurs critères de performance tels que :

- La précision en poursuite.
- La précision en régulation, qui inclut le temps de montée, le temps de réponse, le dépassement et la stabilité.
- La robustesse vis-à-vis des perturbations, telles que la charge et le moment d'inertie.
- La sensibilité à la variation des paramètres. [24]

II.8 Régulation du Courant Statorique i_{sd} et i_{sq} :

Nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétriques pour les courants directs et de quadrature. Chacune est équipée d'un régulateur défini par les paramètres (K_{pd} , K_{id}) et (K_{pq} , K_{iq}) respectivement. En ce qui concerne l'axe direct, nous utilisons la relation (II-14) et annulons le terme de compensation en E_d

$$v_{sd1} = v_{sd} + E_d = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = (K_d + \sigma L_s s) i_{sd} \quad (\text{II-18})$$

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd1}} = \frac{\frac{1}{K_d}}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_d} s} \quad (\text{II-19})$$

Où:

$$K_d = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \quad (\text{II-20})$$

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant direct est représenté par la figure suivante :

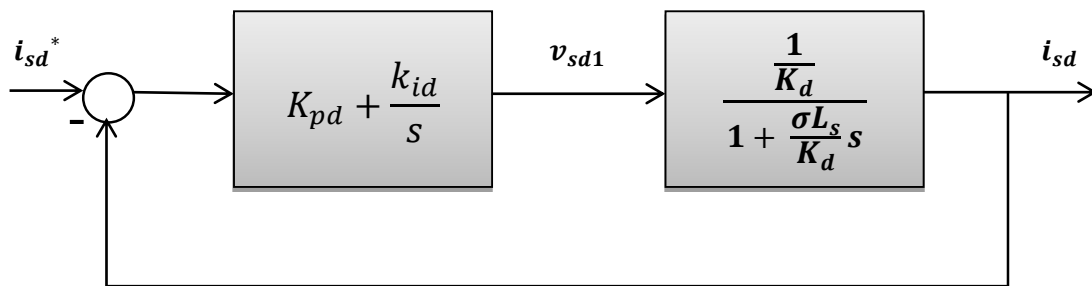


Figure (II.7) : Schéma de régulation de courant i_{sd}

Chapitre II : Commande Vectorielle de la MAS avec un onduleur à hystérésis et à MLI

Le régulateur PI à une fonction de transfert donnée par :

$$G(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (\text{II-21})$$

La fonction transfert en boucle ouverte du système est donc :

$$FTBO(s)_{isd} = k_{id} \left(\frac{\frac{K_{pd}}{K_{id}}s + 1}{s} \right) \frac{\frac{1}{K_d}}{\frac{\sigma L_s}{K_d}s + 1} \quad (\text{II-22})$$

Par compensation des pôles on obtient :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{\sigma L_s}{K_d} \quad (\text{II-23})$$

Alors :

$$FTBO(s)_{isd} = \frac{K_{id}}{K_d s} \quad (\text{II-24})$$

Donc on boucle fermée :

$$FTBF(S)_{isd} = \frac{i_{sd}}{i_{sdref}} = \frac{\frac{k_{id}}{k_d s}}{1 + \frac{k_{id}}{k_d s}} = \frac{1}{1 + \frac{K_d}{K_{id}}s} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II-25})$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_d}{K_{id}} \quad (\text{II-26})$$

De l'expression (II-21) et (II-24) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{K_d}{\tau} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) / \tau \\ K_{pd} = K_{id} \frac{\sigma L_s}{K_d} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

Dans notre cas, la constante de temps électrique du système est définie par $\tau = K_d / K_{id}$. Nous avons décidé de fixer la valeur de τ à 0.001 seconde afin d'obtenir une dynamique de processus plus rapide. Pour la boucle de régulation de la composante isq , nous utiliserons le même régulateur en remplaçant simplement l'indice (d) par l'indice (q), car les fonctions de transfert restent identiques pour les deux boucles. [25].

II.8.1 Le régulateur de vitesse :

Chapitre II : Commande Vectorielle de la MAS avec un onduleur à hystérésis et à MLI

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

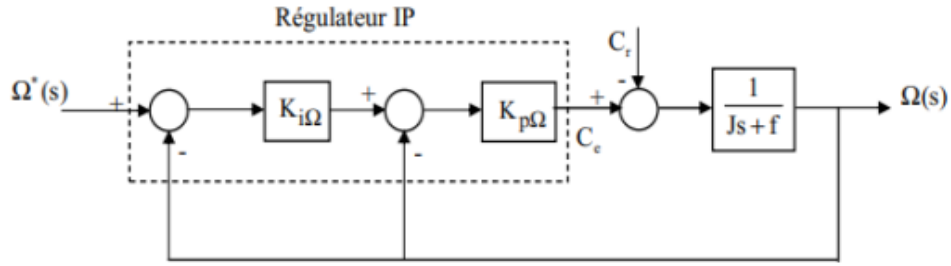


Figure (II.8): Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

La fonction de transfert couple-vitesse est donnée par :

$$FT_{\Omega, Ce} = \frac{1}{f + Js} \quad (II-28)$$

D'où nous pouvons déduire l'expression de la vitesse de rotation :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s + \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s^2} \quad (II-29)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur la forme canonique $\left(\frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2}\right)$, nous avons à résoudre le système

d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega}}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (II-30)$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{\omega_n K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (II-31)$$

II.9 Stratégies de Commande de l'Onduleur :

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi-conducteurs et des calculateurs numériques. Pour améliorer la tension de sortie d'un onduleur, on peut agir sur sa structure ou sur la méthode de sa commande. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulé-sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle.

Dans ce qui suit nous allons présenter le principe et étudions les deux commandes par hystérésis et commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.10 Structures de MLI :

II.10.1 principe de MLI :

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueilli à la sortie de l'onduleur.

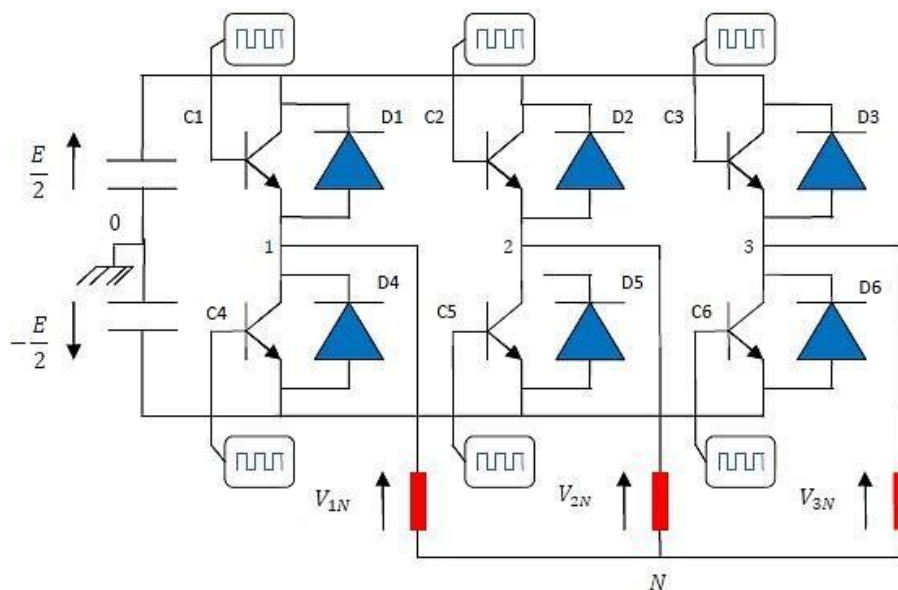


Figure. II-9 La commande MLI

II.11 La MLI sinus-triangle :

La technique décrite repose sur la comparaison entre une onde modulante, ayant une forme sinusoïdale et une fréquence faible, et une onde porteuse ayant une forme triangulaire et une fréquence plus élevée. Les moments où la porteuse et la modulante se croisent déterminent les instants de commutation. La figure (II.10) [1] illustre le schéma de principe de cette méthode.

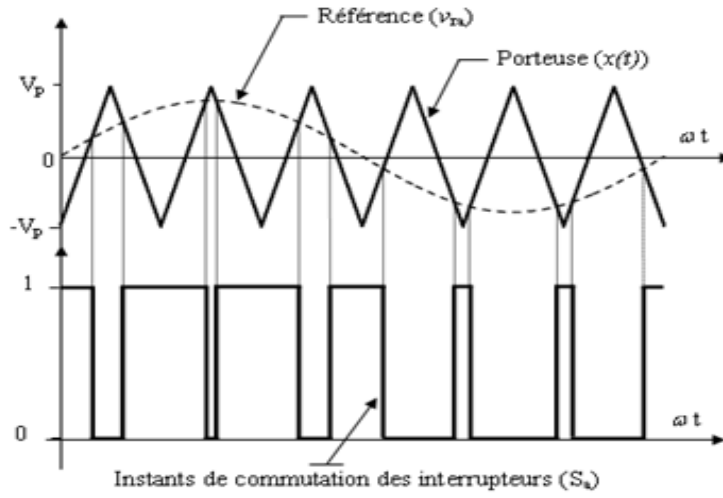


Figure II.10: Principe de la commande MLI- ST

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$
- Le taux de modulation : $r = \frac{v_{mr}}{v_{mp}}$

Avec :

f_p : Fréquence de modulation.

f_r : Fréquence de référence.

v_{mr} : Amplitude de tension de référence.

v_{mp} : Valeur de crête de l'onde de modulation.

II.11.1 Equation de la porteuse :

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{mp} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{mp} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

II.11.2 Equation de la référence :

Les signaux de référence forment un système tel que

$$\begin{cases} v_{ar} = v_m \sin(\omega t) \\ v_{br} = v_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cr} = v_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

L'algorithme de commande :

$$\begin{cases} \text{si } v_{ar} > v_p(t) s_a = 1 & \text{si non } s_a = 0 \\ \text{si } v_{br} > v_p(t) s_b = 1 & \text{si non } s_b = 0 \\ \text{si } v_{cr} > v_p(t) s_c = 1 & \text{si non } s_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

II.12 La Commande par Hystérésis :

II.12.1 Principe de la Commande par Hystérésis :

La commande par hystérésis est une technique de contrôle qui permet de maintenir une variable de sortie dans une plage de valeurs prédéfinie autour d'une consigne donnée. Elle est utilisée dans de nombreuses applications, notamment dans les régulateurs de tension, les régulateurs de courant, les régulateurs de température et les régulateurs de pression.

Le principe de la commande par hystérésis repose sur la définition d'une zone de tolérance ou d'hystérésis autour de la valeur de consigne. Cette zone est définie par deux limites, une limite inférieure et une limite supérieure, qui définissent la plage de valeurs dans laquelle la variable de sortie doit être maintenue.

Le système de commande mesure en permanence la variable de sortie et la compare à la valeur de consigne. Si la variable de sortie tombe en dessous de la limite inférieure de la zone d'hystérésis, une action de correction est déclenchée pour augmenter la variable de sortie jusqu'à ce qu'elle atteigne la limite supérieure de la zone d'hystérésis. De même, si la variable de sortie dépasse la limite supérieure de la zone d'hystérésis, une action de correction est déclenchée pour réduire la variable de sortie jusqu'à ce qu'elle atteigne la limite inférieure de la zone d'hystérésis.

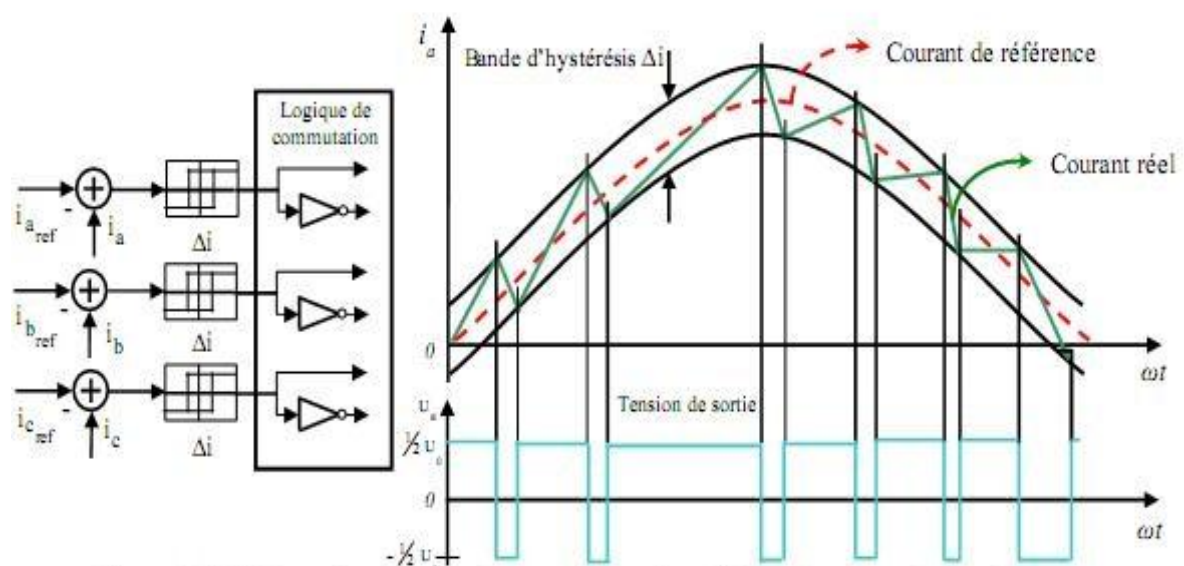


Figure (II.11) : Représentation de la logique de commutation et commande de courant par la technique à hystérésis

II.12.2 Alimentation par Onduleur de Tension Contrôlé en Hystérésis :

L'alimentation par onduleur de tension contrôlé en hystérésis est une technique de régulation de la tension d'alimentation utilisée dans les systèmes électroniques sensibles. Elle permet de maintenir la tension d'alimentation à une valeur prédéfinie avec une grande précision et une faible distorsion.

Le principe de l'alimentation par onduleur de tension contrôlé en hystérésis repose sur l'utilisation d'un onduleur de tension qui génère une tension alternative à partir d'une source de courant continu. Cette tension alternative est ensuite filtrée pour obtenir une tension continue régulée.

II.12.3 Avantages et inconvénients de la commande par hystérésis :

La commande par hystérésis est une méthode de commande très couramment utilisée dans les circuits électroniques pour contrôler des signaux analogiques. Elle fonctionne en créant une zone de tolérance autour d'une valeur de seuil, et en activant une sortie lorsqu'un signal d'entrée traverse cette zone. Voici les avantages et les inconvénients de cette méthode de commande :

a-Avantages :

Fiabilité : La commande par hystérésis est très fiable car elle est insensible aux variations mineures du signal d'entrée. Cela la rend particulièrement utile dans les applications qui nécessitent une réponse rapide et précise.

Précision : Cette méthode de commande offre une grande précision car elle permet de définir avec précision la zone de tolérance. Cela permet de limiter les erreurs de mesure et de garantir que la sortie est activée ou désactivée au moment voulu.

Simplicité : La commande par hystérésis est relativement simple à mettre en œuvre, ce qui la rend accessible à une large gamme d'utilisateurs. Elle est également facile à intégrer dans les circuits existants, ce qui peut réduire les coûts et les délais de mise sur le marché. [26]

b-Inconvénients :

Bruit : La commande par hystérésis peut être sensible aux fluctuations de bruit dans le signal d'entrée. Si le signal est bruyant, cela peut entraîner des activations/désactivations intempestives de la sortie.

Taille : La commande par hystérésis nécessite souvent des composants supplémentaires pour être mise en œuvre, ce qui peut augmenter la taille et le coût du circuit.

Réponse lente : Dans certaines applications, la commande par hystérésis peut être plus lente que d'autres méthodes de commande, ce qui peut limiter sa capacité à répondre à

des signaux rapides ou à des changements rapides de la condition du système.

En résumé, la commande par hystérésis est une méthode de commande fiable et précise, mais elle peut être sensible au bruit, nécessite souvent des composants supplémentaires et peut avoir une réponse plus lente que d'autres méthodes de commande. [27]

II.13 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

a-Avantages:

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase [27] [28].

b-Inconvénients:

La commande vectorielle, également connue sous le nom de commande à flux orienté, présente certains inconvénients potentiels. Voici quelques-uns d'entre eux :

Complexité de la mise en œuvre : La mise en œuvre de la commande vectorielle peut être complexe, car elle nécessite des algorithmes et des calculs spécifiques pour générer les signaux de commande appropriés. Cela peut rendre la conception et la mise en œuvre des systèmes de commande vectorielle plus difficiles que d'autres méthodes de commande plus simples.

Sensibilité aux variations de paramètres : La commande vectorielle repose sur la connaissance précise des paramètres du système, tels que les paramètres des moteurs électriques. Des variations ou des erreurs dans ces paramètres peuvent entraîner des performances médiocres ou instables du système de commande vectorielle.

Nécessité de capteurs supplémentaires : La commande vectorielle peut nécessiter des capteurs supplémentaires pour mesurer des grandeurs telles que le flux magnétique et la position du rotor. Cela peut augmenter les coûts et la complexité du système, ainsi que la nécessité de câblage supplémentaire.

Consommation d'énergie plus élevée : La commande vectorielle peut nécessiter des calculs et des algorithmes complexes qui nécessitent une puissance de calcul plus élevée. Cela peut entraîner une consommation d'énergie plus élevée par rapport à d'autres méthodes de commande plus simples.

Limitations à basse vitesse et à l'arrêt : La commande vectorielle peut rencontrer des limitations à basse vitesse et à l'arrêt du moteur. Cela est dû aux difficultés de contrôler le couple et le flux dans ces conditions, ce qui peut entraîner une mauvaise précision de commande ou une instabilité. [29] [28].

II.14 Conclusion :

Afin de valider le modèle MAS adopté et d'analyser le comportement de la machine lorsqu'elle est alimentée directement par un réseau standard, il est essentiel de procéder à une simulation préalable. Nous avons choisi d'utiliser le logiciel Matlab-Simulink pour sa puissance. Au cours de ce chapitre, nous avons établi le modèle mathématique du SMA en adoptant certaines hypothèses simplificatrices et en appliquant la transformée de Park pour des changements de référence. Nous avons également examiné les caractéristiques du SMA alimenté directement par le réseau d'une part, et par l'Inverseur de tension pour M.L.I. Nous avons observé que la vitesse diminue lorsque le moteur asynchrone est chargé [voir Fig. (II.11)], ce qui n'est pas souhaitable. Pour remédier à ce problème, une régulation de vitesse sera nécessaire, ce qui fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre III

Résultats de Simulation



III.1 Introduction :

Il est nécessaire d'utiliser un outil informatique pour effectuer une simulation après avoir établi les équations qui modélisent le moteur asynchrone. Nous avons choisi d'utiliser le logiciel MATLAB dans notre travail afin de visualiser le comportement de ce moteur.

La présentation du principe de simulation d'une machine électrique particulière, le moteur asynchrone à cage d'écureuil, sera fait dans cette étude. Nous examinerons également son fonctionnement lorsqu'il est alimenté directement par le réseau standard.

Nous avons créé les différents blocs nécessaires pour simuler le processus sous MATLAB à partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté. Les deux types de commande vectorielle, la commande vectorielle à hystérésis et la commande vectorielle à modulation de largeur d'impulsion (MLI), ont été utilisés sur le moteur asynchrone à cage d'écureuil.

III.2 Simulation de la MAS Alimentée par un Réseau :

L'Annexe contient une description des paramètres de la machine asynchrone utilisée dans cette étude. Une simulation numérique du fonctionnement d'une machine asynchrone alimentée directement par un réseau standard 220/380V, 50Hz, sans perturbations ($C_r=0$) sera effectuée. La Figure (III.4) montre les résultats de la simulation. Les paramètres de la machine asynchrone lors de l'essai en charge après un démarrage à vide sont représentés à la Figure (III.5). Les tensions d'alimentation sont généralement considérées comme parfaitement sinusoïdales, avec des amplitudes constantes et égales et peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} v_{sa} = \sqrt{2} \cdot v_s \sin(\omega_s \cdot t) \\ v_{sb} = \sqrt{2} \cdot v_s \sin(\omega_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = \sqrt{2} \cdot v_s \sin(\omega_s \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (III-1)$$

Avec :

v_s = Valeur efficace de tension.

ω_s = Pulsation d'alimentation

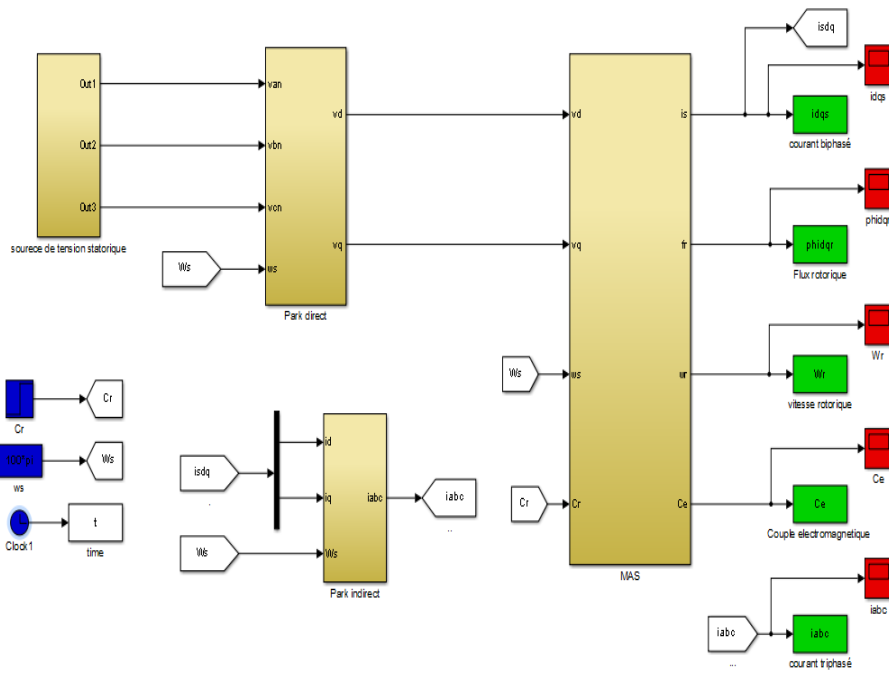


Figure (III.1) : Schéma de simulation de la MAS

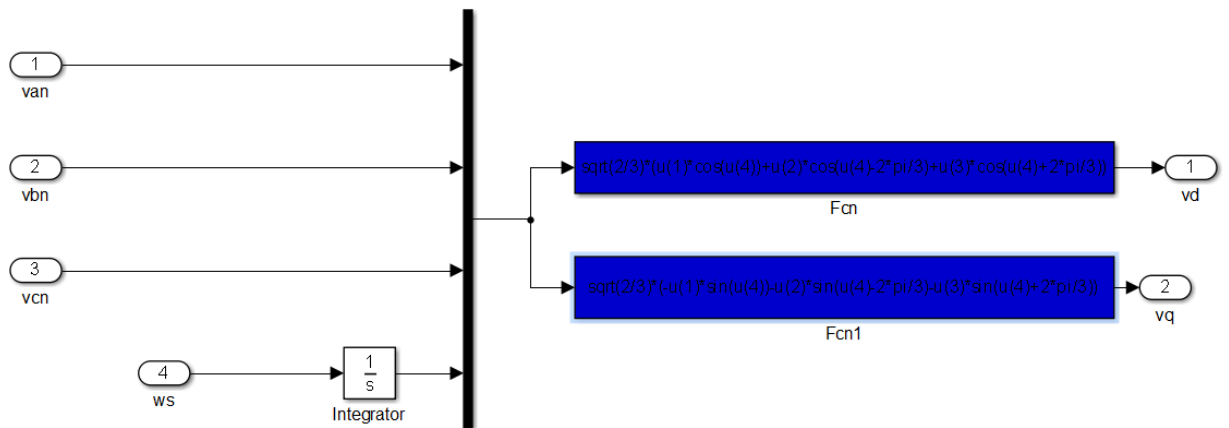


Figure (III.2) : TRANSFORMATION DE PARK

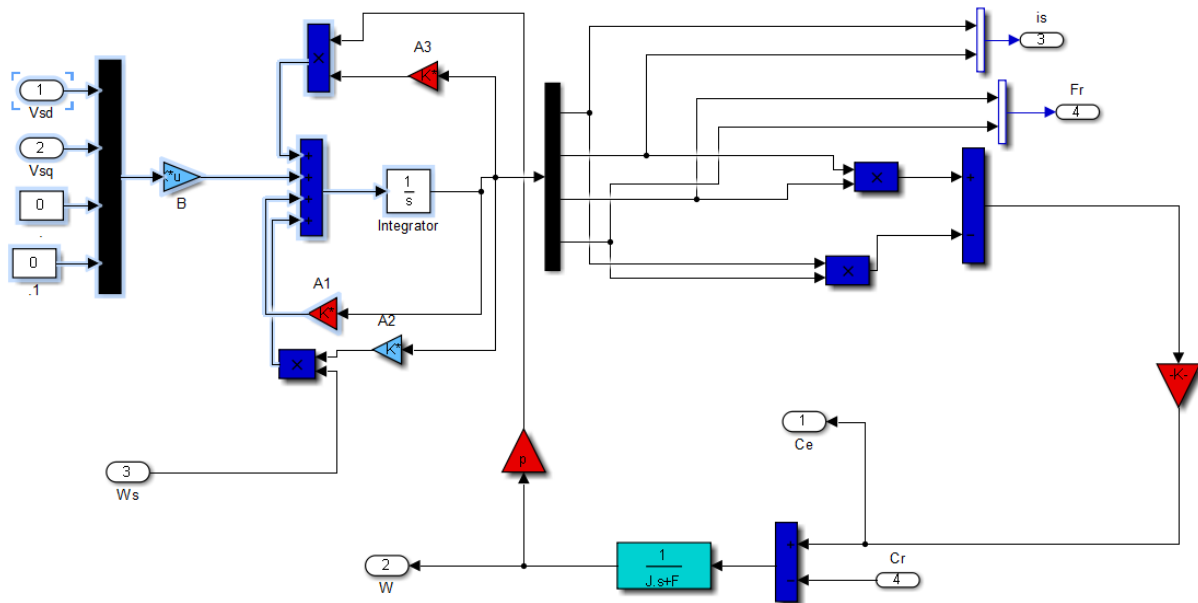
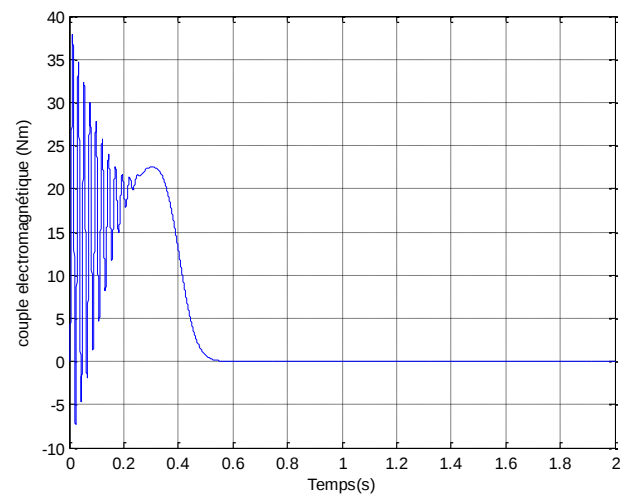
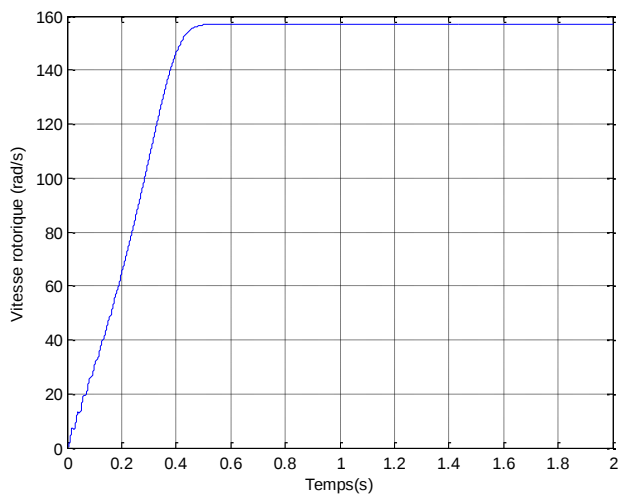


Figure (III.3) : schéma bloc du modèle de la machine asynchrone.

III.2.1 Résultats de Simulation à Vide :



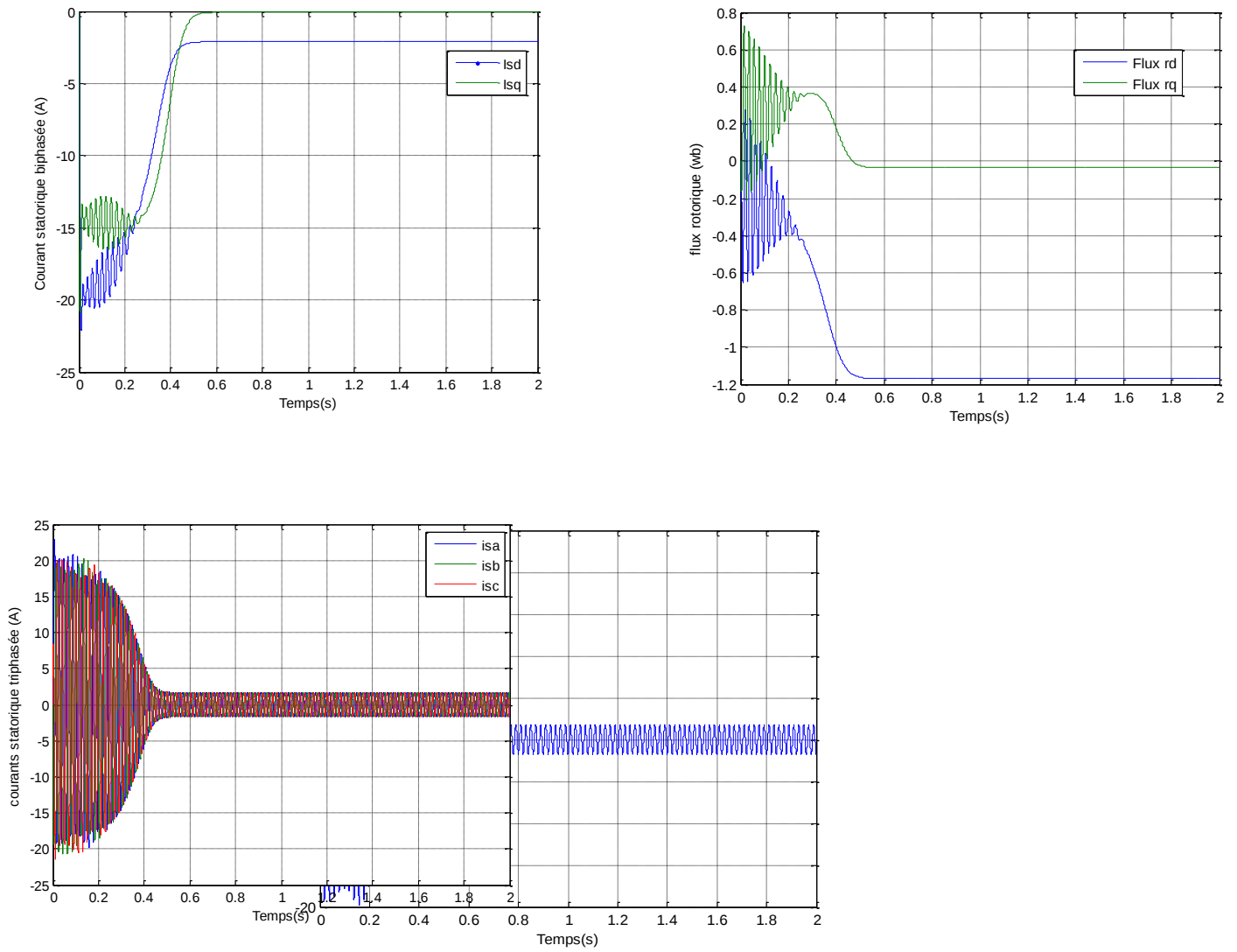
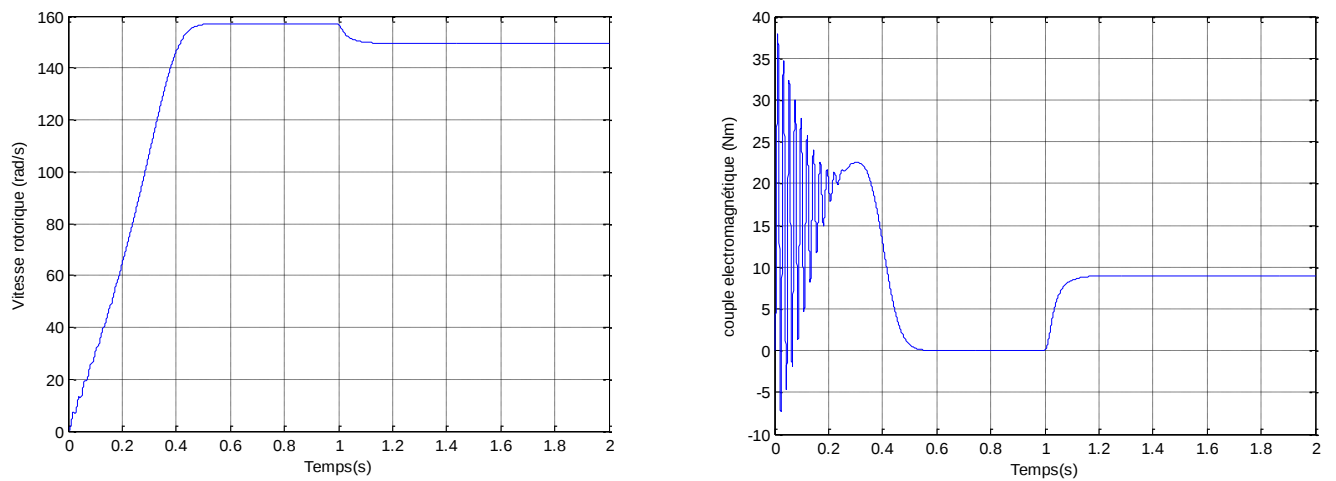


Figure (III.4): Les résultats de la MAS à vide alimentée par un réseau

III.2.2 Résultats de Simulation en Charge :



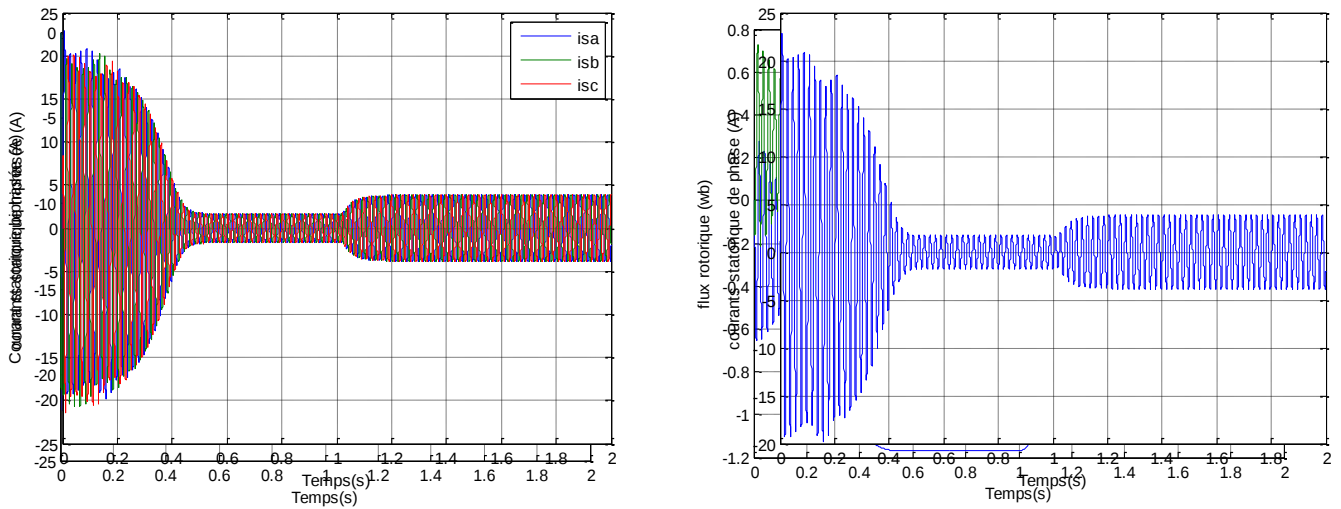


Figure (III.5): Les résultats de la MAS en charge alimentée par un réseau

III.2.3 Interprétations des Résultats :

A vide :

Toutes les courbes des différentes grandeurs telles que le courant, le flux, la vitesse et le couple présentent un régime transitoire lors de la simulation, qui est caractérisé par de fortes pulsations. Néanmoins, suite à cette période transitoire, chaque entité trouve un régime permanent qui lui confère une valeur plus ou moins constante.

➤ **La vitesse :**

La vitesse représentée par la figure III.4 augmente de manière presque linéaire lors du démarrage et pendant la période transitoire. Elle atteint une valeur de 157 rad/s, qui est très proche de la vitesse de synchronisme, au début de la période de régime permanent à $t=0.5s$.

➤ **Le couple électromagnétique :**

Le couple atteint initialement sa valeur maximale de 37,5 N.m et subit des oscillations qui diminuent au fil du temps. Ensuite, il diminue presque linéairement et se stabilise à sa valeur minimale de 0 N.m à $t=0,5 s$, étant donné que le moteur n'est pas sous charge.

➤ **Les flux rotoriques :**

Les flux rotoriques ont une évolution presque identique à celle du couple électromagnétique. Les flux selon les deux axes (d et q) tendent vers des valeurs proches de zéro lorsque la phase de transition est terminée, se stabilisant respectivement à 0,086 Wb et -1,123 Wb.

➤ **le courant statorique :**

Le courant statorique subit des oscillations successives autour de zéro au début, avec une amplitude maximale de 23A jusqu'à 0,5 s. Il diminue après cette période jusqu'à atteindre une valeur de 2,70A.

En charge :

En fonctionnement moteur, lorsque la charge $C_r=9 \text{ N.m}$ est appliquée à partir de $t=1\text{s}$, la vitesse et les courants selon les axes (d et q) diminuent et se stabilisent respectivement à $149,4 \text{ rd/s}$, $I_{ds}=-2,42 \text{ A}$ et $I_{qs}=-4$. Cependant, le couple électromagnétique augmente légèrement plus que le couple de charge, qui se stabilise à $C_e=9,5 \text{ N.m}$.

III.3 Simulation de la MAS avec la Commande Vectorielle à Hystérésis :

La méthode de commande indirecte par flux orienté avec hystérésis classique est utilisée. Une valeur de référence pour le courant de phase de la machine (I_q^*) est fournie par le régulateur de courant. Les valeurs de référence des courants de phase $i_{a\text{ref}}$, $i_{b\text{ref}}$ et $i_{c\text{ref}}$ ont été obtenues après la transformation de Park. Un régulateur d'hystérésis contrôle séparément les courants de phase mesurés i_a , i_b et i_c . Les transistors de l'onduleur sont ensuite commandés par les sorties des régulateurs d'hystérésis.

Comme indiqué dans la figure III.6, l'ensemble machine-onduleur a été simulé à vide avant de subir une charge résistive de valeur $C_r=9,5 \text{ N.m}$ à partir de $t=4\text{s}$.

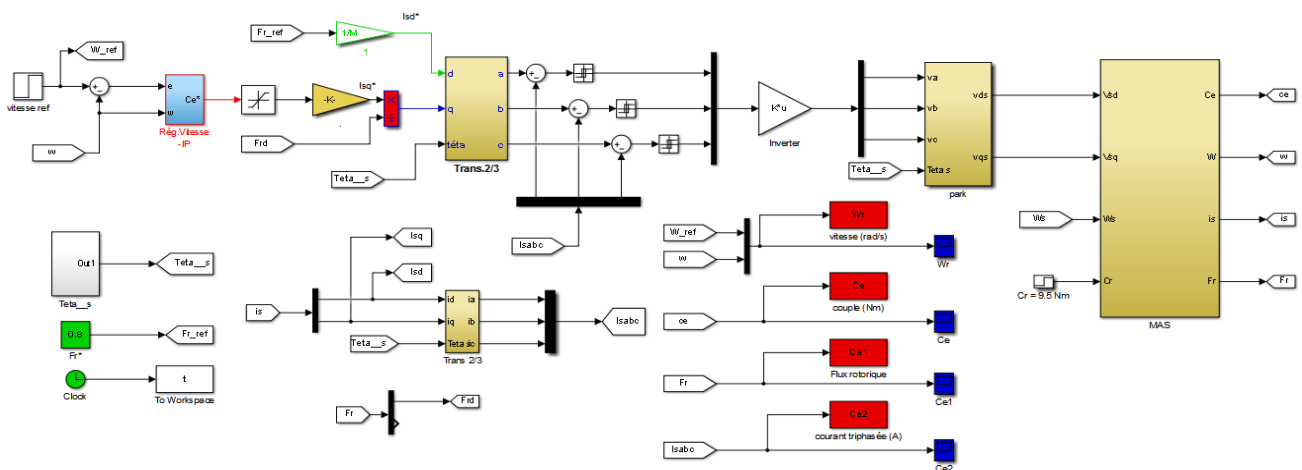


Figure III.6 : Schéma de simulation de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis sous Matlab/Simulink

III.3.1 Résultats de simulation:

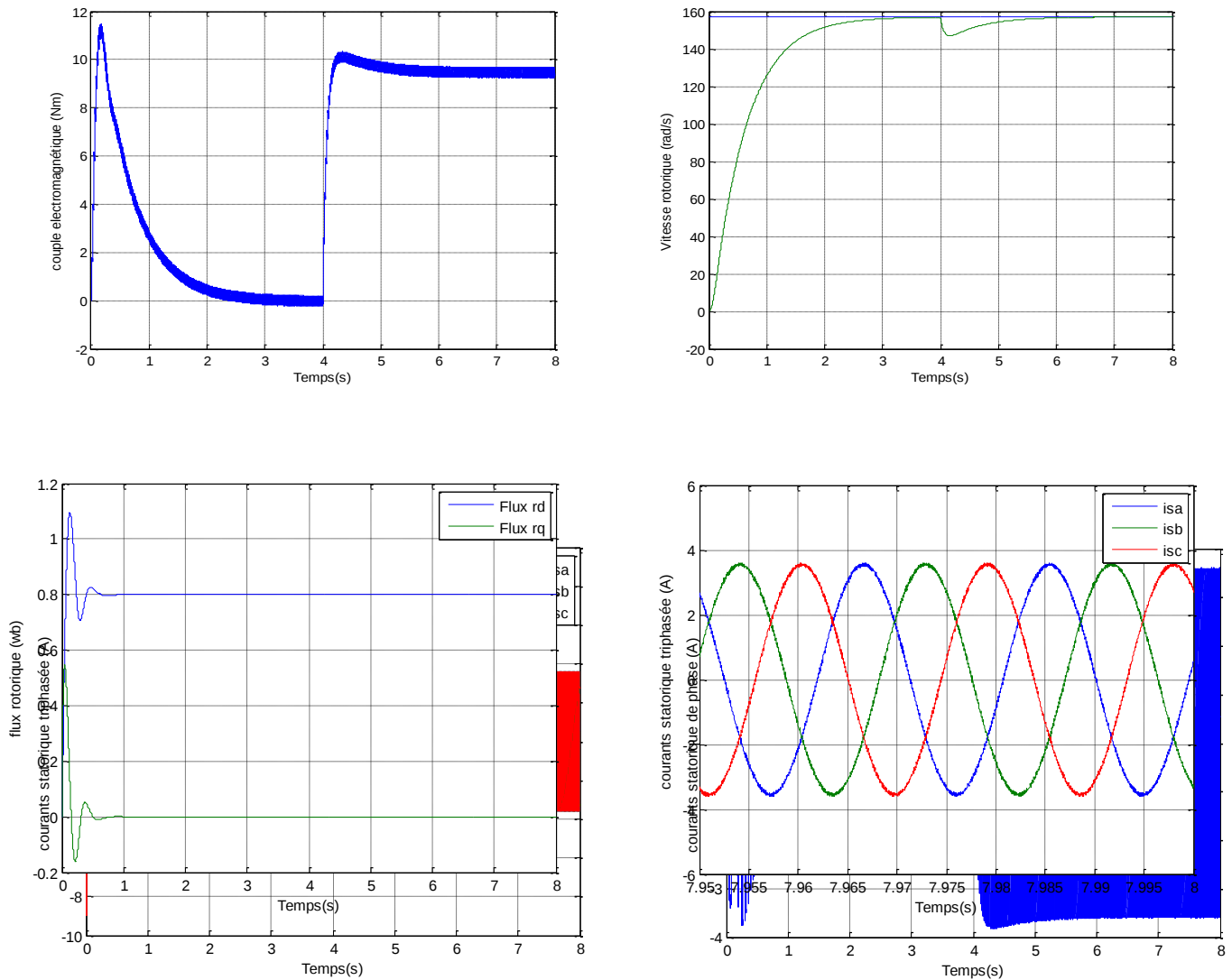


Figure III.7 : Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis

III.3.2 Interprétations des Résultats :

Après avoir appliqué un pas de consigne de 157 (rad/s) à l'entrée de commande, les résultats de simulation des essais à vide et en charge sont présentés dans la figure (III.7). A noter qu'en raison de la faible inertie de la machine, la vitesse suit parfaitement sa consigne et atteint rapidement une valeur stable avec un temps de réponse au ralenti acceptable. Après application de la charge dans le temps $t=4$ s

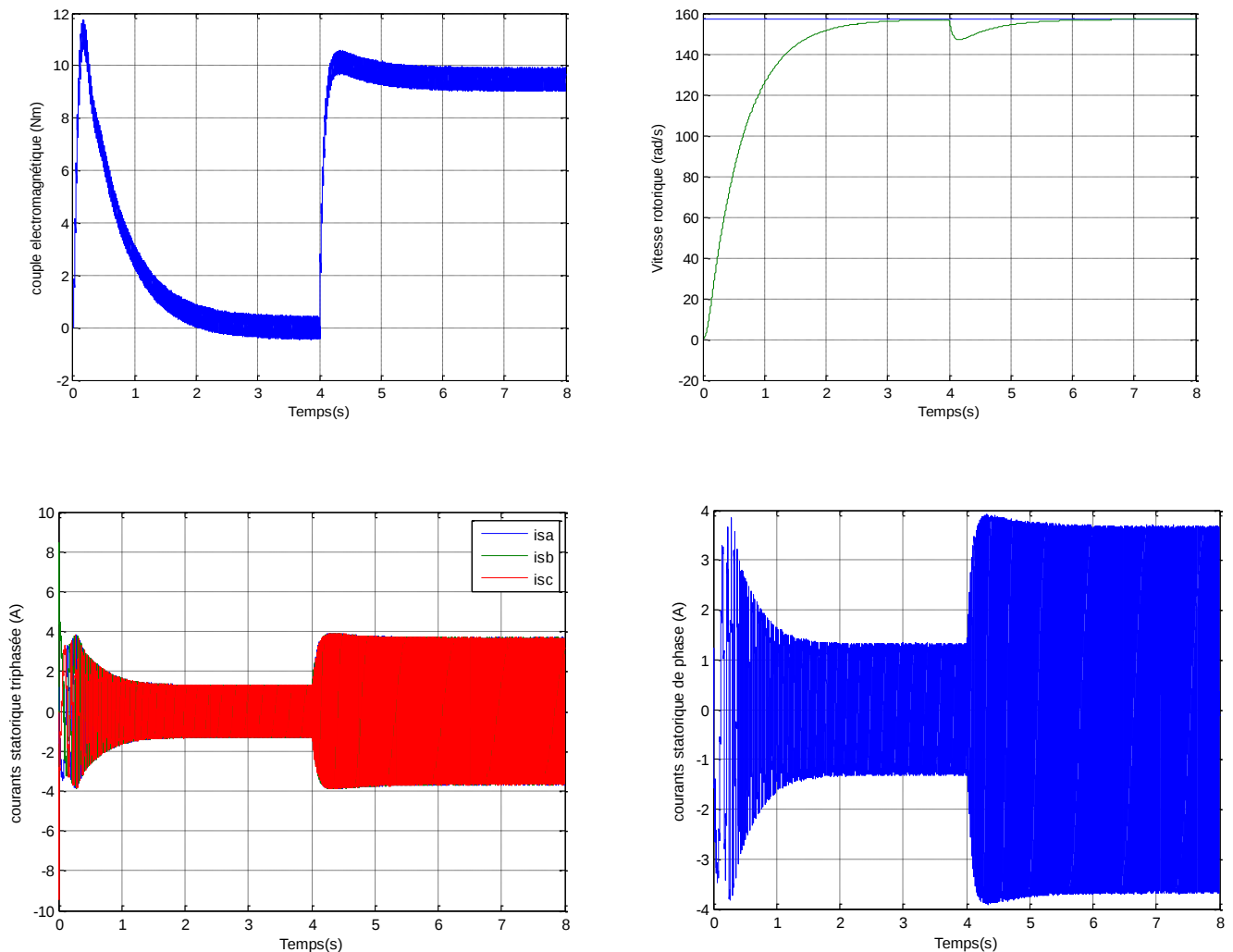
($C_r=9,5$ Nm), une légère baisse de vitesse se fait sentir, mais celle-ci revient rapidement à la valeur de référence, montrant que le système est parfaitement maîtrisé malgré l'impact de cette variation sur le couple et courants. La courbe de flux montre également un parfait découplage du couple électromagnétique C_e du flux rotorique, puisque le couple électromagnétique au facteur ($\Phi_{rq} = \text{proche de } 0$) prend la même forme que le courant I_{sq} . A noter également que le couple électromagnétique suit la consigne alors que le courant phase stator suit parfaitement les variations de charge.

III.4 Simulation de la MAS avec la Commande Vectorielle à MLI :

Après avoir appliqué le pas de consigne de 157(rad/s) à l'entrée de commande, les résultats de la simulation de l'essai à vide et en charge sont présentés à la figure (III.7). Il est à noter que la vitesse suit parfaitement sa consigne et atteint rapidement une valeur stabilisée avec un temps de réponse acceptable en marche à vide du fait de la faible inertie de la machine. Après application de la charge à $t=4$ s ($C_r=9,5$ Nm), une légère diminution de la vitesse d'a été observée mais a été rapidement ramenée à la valeur de référence, indiquant que le système est parfaitement maîtrisé quel que soit l'effet de cette charge. Variation de couple et de courant. La courbe de flux montre également une séparation parfaite entre le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique, car le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} dans un facteur ($\Phi_{rq} = 0$). De plus, il convient de noter que le couple du solénoïde

Obéit à la consigne, tandis que le courant de phase du stator obéit complètement à la variation de la charge.

III.4.1 Résultats de simulation :



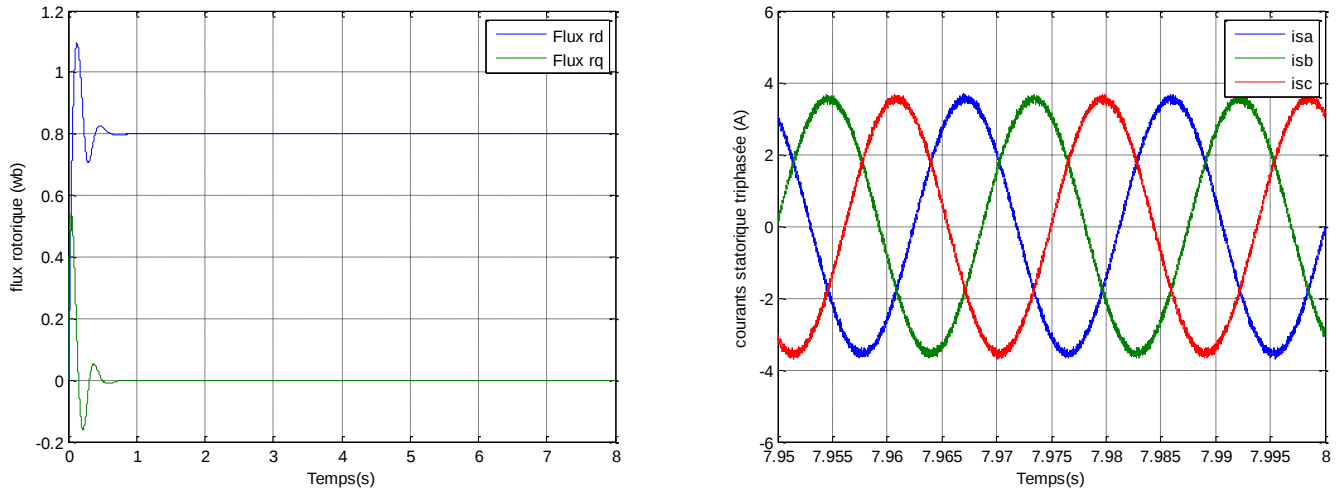


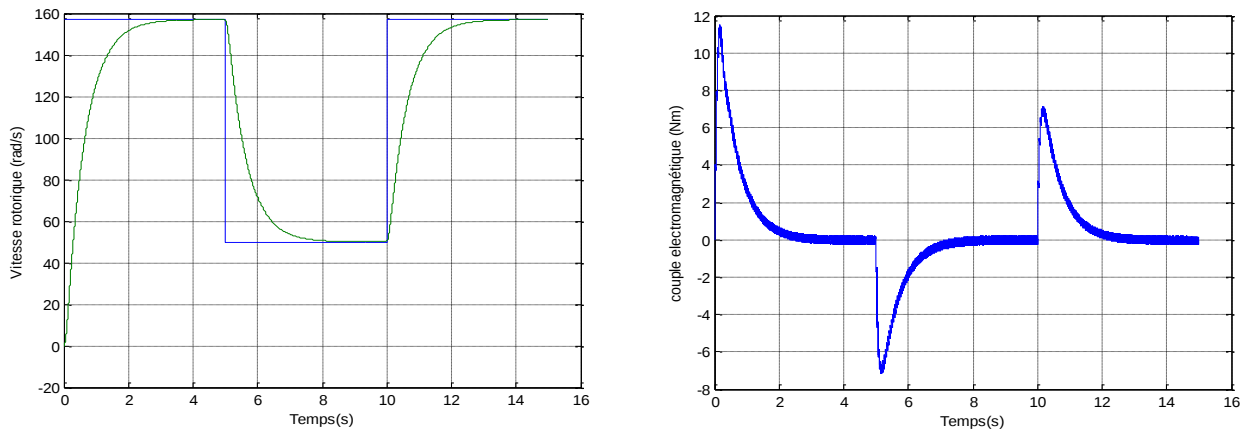
Figure III.8 : Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à MLI

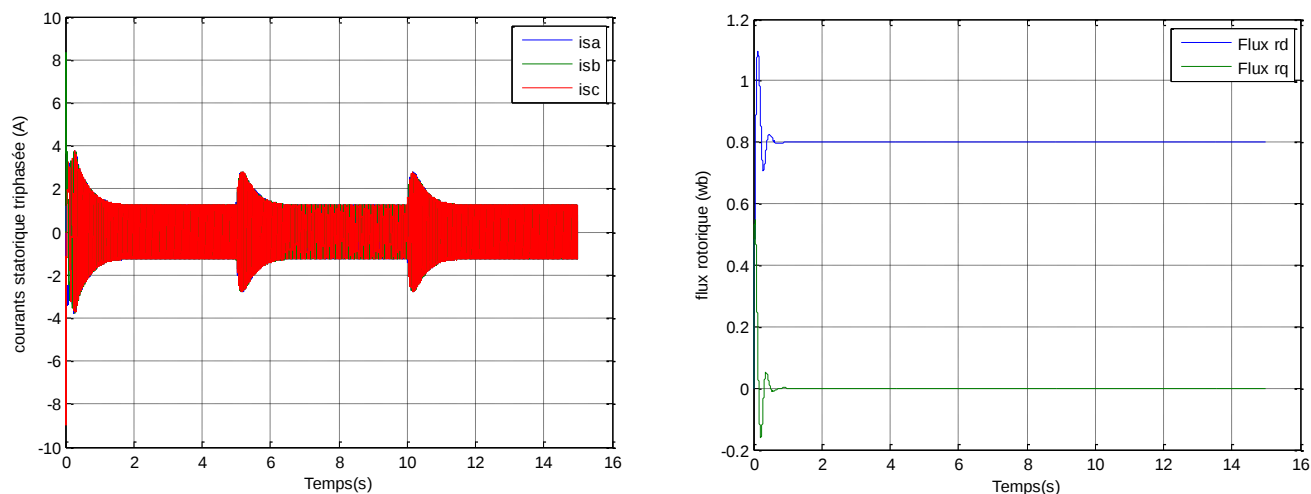
III.4.2 Interprétations des Résultats :

Plusieurs observations peuvent être faites. Tout d'abord, une augmentation des harmoniques peut être observée dans la forme du courant stator par rapport au contrôle vectoriel d'hystérésis. De même, il faut noter l'augmentation de la bande passante au niveau du couple électromagnétique par rapport au contrôle vectoriel d'hystérésis.

III.5 Simulation avec variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de vitesse ($\Omega_{ref} = 157, 50, 157$ rad/s) montrent que ce changement conduit à un changement de fréquence du stator qui affecte le courant, le flux magnétique et le couple électromagnétique. Il convient de noter que le système a répondu positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, ce qui signifie que la réglementation est forte.

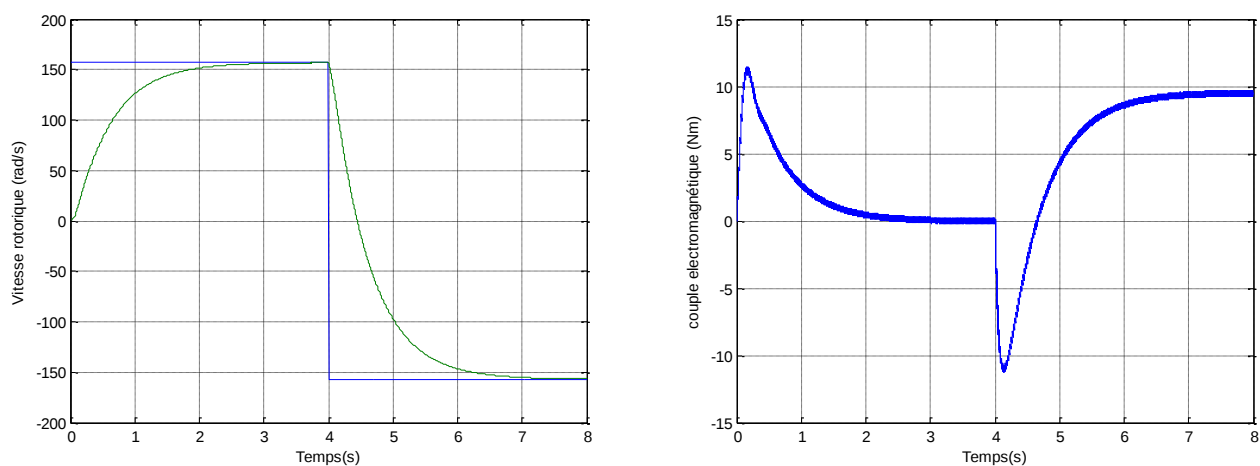


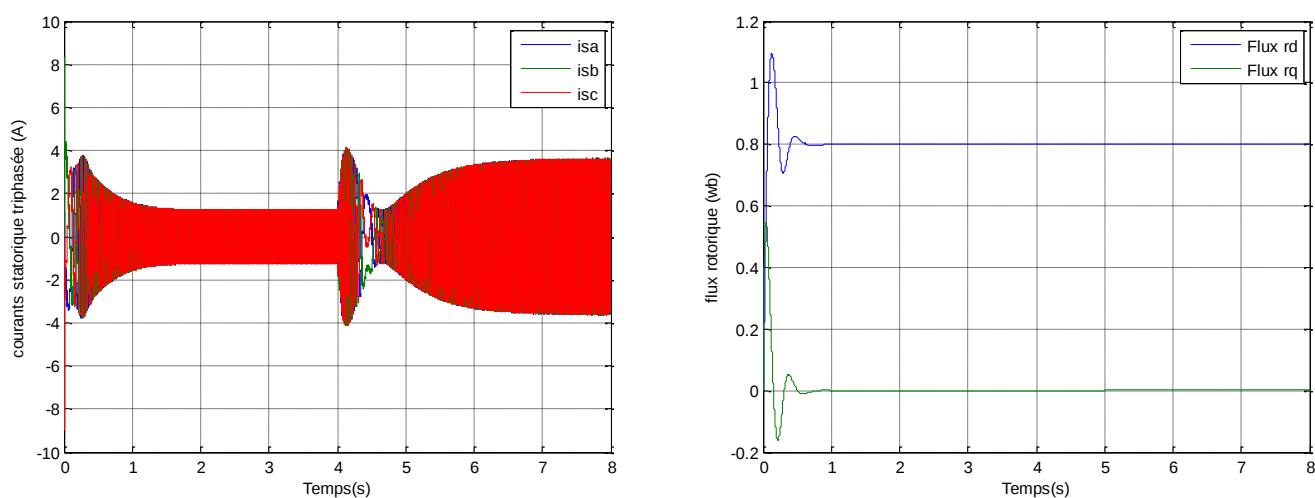


(Figure III.9) : Simulation avec variation de vitesse

III.6 Simulations avec l'inversion de vitesse :

Les résultats de ce test, qui impliquait l'inversion du sens de rotation de la vitesse avec une charge de 157 rad/s à -157 rad/s, ont montré que la réponse en vitesse suivait parfaitement la consigne avec un temps de réponse identique et une erreur nulle. Le couple était en train de respecter la charge spécifiée, avec des écarts remarquables lors du passage d'un mode à l'autre. Tout au long de ce test, le couplage entre le flux et le couple était intact.





(Figure III.10) : Simulations avec l'inversion de vitesse

III.7 Conclusion :

Les simulations ont confirmé la validité du modèle (machine + alimentation) après avoir modélisé la machine asynchrone dans le repère (d, q) à l'aide du modèle de Park. Les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant et du flux rotorique ainsi que la vitesse ont été trouvées lorsque la machine a été alimentée. Ce chapitre présente les résultats de la simulation des deux techniques de commande, la commande vectorielle à hystérésis et la commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Par conséquent, nous pouvons conclure que la commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

En raison de sa robustesse et de sa simplicité de construction, la machine asynchrone est devenue très populaire dans l'industrie. Le décuplement du couple et du flux est possible grâce à sa commande vectorielle qui repose sur l'orientation du flux rotorique. Cela permet de séparer la commande du flux de celle du couple. En utilisant des régulateurs PI pour régler les variables pertinentes du moteur telles que la vitesse, le flux et les courants, cette technique permet également d'obtenir des performances statiques et dynamiques similaires à celles d'une machine à courant continu.

La première partie de ce travail a porté sur la présentation des généralités de la machine asynchrone et l'étude de sa modélisation à l'aide de la transformation PARK. La précision de la modélisation peut être affectée si différents repères sont utilisés en fonction du positionnement des repères de PARK.

La deuxième section de l'article a examiné la commande vectorielle. Le couple et le flux peuvent être séparés grâce à cette technique de commande fréquemment utilisée dans les publications internationales. Cela permet de ramener la structure de la machine asynchrone à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. De plus, elle permet d'atteindre des performances dynamiques similaires à celles d'une machine à courant continu.

Plusieurs perspectives sont proposées dans le cadre de ce travail, y compris l'utilisation de techniques de réglage automatique modernes telles que la commande non linéaire, la fusion de techniques floues avec des réseaux de neurones, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue et l'utilisation d'onduleurs multi-niveaux.

Annexe

Données du moteur asynchrone (MAS):

✚ **Valeurs nominales :** 1.5 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.8/2.2 A

✚ **Paramètres :**

R_s (Résistance du stator) = 5.35 Ω

R_r (Résistance du rotor) = 4.05 Ω

L_s (Inductance du stator) = 0.5763 H

L_r (Inductance de rotor) = 0.5763 H

M (Inductance mutuelle) = 0.556 H

P (Nombre des paires de pôles) = 2

✚ ☐ **Constantes mécaniques :**

J (Inertie de rotor) = 0.0498 kg.m²

F (Coefficient de frottement) = 0.00 I.S.

✚ **Données de la matrice d'état :**

$a1 = -(1/(\sigma T_s) + (M^2)/(\sigma L_s L_r T_r))$

$a2 = M/(\sigma L_s L_r T_r)$

$a3 = M/(\sigma L_s L_r)$

Bibliographie

- [1] **Toufouti Riad** «contribution de la commande direct du couple de la machine asynchrone» thèse doctorat, Université Constantine ,2008.
- [2] **Theodore Wildi**<<Electrical Machines, Drives, and Power Systems>>
- [3] **Thomas A. Lipo**<< Introduction to AC Machines>>
- [4] **Bhag S. Guru, Huseyin R. Hiziroglu**<<Electric Machinery and Transformers>>
- [5] **P.C. Sen**<<Principles of Electric Machines and Power Electronics>>
- [6] **MANSOURI Mohammed Ikbale, CHENNOUF Rachid** <<Commande vectorielle avec Observateur interconnecté pour la machine asynchrone>> Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued, Juin 2021.
- [7] **Mourad HELAL, Salim RAMDANE** << Etude des Performances de la Machine Asynchrone sous Défauts >> Mémoire de Master, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI OUZOU, 2017.
- [8] **Simon Singh**<< The Code Book: The Science of Secrecy from Ancient Egypt to Quantum Cryptography>>
- [9] **Shaahin Filizadeh ,John Chan.** <<Machines and Drives: Principles, Control, Modeling and Simulation >>.
- [10] **Rahmouni Houssam Eddine ,Laiche Abderrhmane**<<Commande de La Machine Asynchrone >> Mémoire de Master Université Mohamed Khider Biskra, 2020..
- [11] **Tarek BENMILOUD**<<COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE AVEC COMPENSATION DES EFFETS DES VARIATIONS PARAMETRIQUES>> SUJET DE DOCTORAT, Université Mohamed BOUDIAF de ORAN,13 Décembre 2012.
- [12] **HADDAD Salah,CHARIF Mourad**<<Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone>> Diplôme d'ingénieur , UNIVERSITE DE M'SILA, 2006.
- [13] **R. Krishnan** <<Modeling and Simulation of Electric Machines and Drive Systems >> ,
- [14] **Allal houssyn** <<MODELISATION ET COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION POUR UN SYSTEME D'ENERGIE EOLIENNE>> Mémoire de Master, UNIVERSITE DE M'SILA, JUIN 2016.
- [15] **BENAISSA Zakaria. BENNENI Samir**<< COMMANDE VÉCTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ÉTOILE >> Diplôme d'ingénieur , UNIVERSITE DE M'SILA, 2008.
- [16] **Bellabaci Noureddine. Ben Salem Ibrahim**<< Commande vectorielle du moteur asynchrone sans capteur mécanique>> Diplôme MASTER , UNIVERSITE d'El-Oued, 2021
- [17] **Jens Oekonomou et Rik W. De Doncker**<< Field-Oriented Control of AC Machines>> Ce livre est une référence standard sur la commande vectorielle et la commande directe de couple, avec des exemples concrets et des simulations.
- [18] **Andrzej M. Trzynadlowski** << Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice>>, CRC Press, 2015.
- [19] **MESAI AHMED,HAMZA NADIR KAIS** << Commande de la machine

asynchrone à double alimentation – apport de techniques de l'intelligence artificielle>> Mémoire de Master, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES 2017
[20] D, Hadi ouche. Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure. Thèse de doctorat, Université Nancy-I, Décembre 2001.

[21] **Lamia YOUB** << ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTE ET LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE>>

[22] **HADJAM MIMIA** <<Etude Comparative des Différentes Commandes par Accélération du Champ d'une Machine à Induction >> Mémoire de Magister, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi, 2011.

[23] **Djalab Lazhar Aichouche Faouzi** << COMMANDE NON LINÉAIRE D'UNE MACHINE À INDUCTION>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE DE M'SILA, 2008.

[24] **MEHDI BAGHLI, OUSSAMA MERAD BOUDIA** << COMMANDE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE BASEE SUR L'APPROCHE DEMODES GLISSANTS AVEC OBSERVATEURS DE FLUX ET DE VITESSE>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2013.

[25] **Himer Hamza Toufik** <<Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone>> Mémoire de Master, UNIVERSITE DE M'SILA, 2012.

[26] **M. Ohnishi, M. Ishii**, << Hysteresis Control>> publié dans IEEE Transactions on Industrial Electronics en 1993.

[27] **K.Wang** <<Hysteresis control: Fundamentals and applications >> publié dans Journal of Control Science and Engineering en 2015.

[28] **AMIRI MOHAMMED, ALI DAHMANE OUSSAMA** << Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Aboubakr Belkaid– Tlemcen, 04 / 07 / 2017.

[29] **DEBAL Abdellah** << COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP EN UTILISANT LA TECHNIQUE MLI VECTORIELLE>> Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université Labri Ben M'Hidi-Oum El-Bouaghi, 14/07/2021.

Résumé

Résumé:

La machine asynchrone gagne chaque jour en popularité dans diverses applications industrielles, remplaçant la machine à courant continu par les progrès de la commande MAS. Avec son coût abordable, sa construction simple et sa durabilité, la machine asynchrone devient de plus en plus attrayante pour les variateurs de vitesse. Cette thèse présente un modèle de la machine asynchrone à cage dans le référentiel (d, q) qui est lié au champ tournant pour faciliter sa commande. En raison de leur fort couplage, nous avons choisi le contrôle vectoriel par flux dirigé avec des régulateurs linéaires de type PI. Cette technologie de contrôle peut surmonter les problèmes de réglage en assurant la séparation du flux électromagnétique et du couple, tout en améliorant la dynamique de la vitesse. La combinaison du contrôle vectoriel avec le régulateur de vitesse PI conventionnel offre de bonnes performances. Enfin, ce travail représente une continuation des études SAM et nécessite une exploration dans plusieurs directions.

Mots clés : machine asynchrone – command vectorielle - moteurs - PI - machine à cage.

ملخص:

تكتسب الآلة غير المتزامنة شعبية كل يوم في مختلف التطبيقات الصناعية، لتحل محل آلة التيار المستمر مع التقدم في التحكم في MAS. بفضل تكلفتها المعقولة وبنيتها البسيطة ومتانتها، أصبحت الآلة غير المتزامنة جذابة بشكل متزايد لمحركات الأقراص المتغيرة السرعة. تقدم هذه الرسالة نموذجًا لآلة القفص غير المتزامن في الإطار المرجعي (د، ف) المرتبط بالحقل الدوار لتسهيل التحكم فيه. نظرًا لاقترانها القوي، فقد اخترنا التحكم في المتجهات عن طريق التدفق الموجه مع المنظمات الخطية من نوع PI. يمكن لتقنية التحكم هذه التغلب على مشاكل الضبط من خلال توفير الفصل بين التدفق والعزم الكهرومغناطيسي، مع تحسين ديناميكيات السرعة. يوفر الجمع بين التحكم في القوة الموجهة مع وحدة التحكم في سرعة PI التقليدية أداءً جيدًا. أخيرًا، يمثل هذا العمل استمرارًا لدراسات SAM ويتطلب الاستكشاف في عدة اتجاهات.

الكلمات المفتاحية: الآلة غير المتزامنة – المحركات - PI – آلة القفص.

Abstract :

The asynchronous machine is gaining popularity every day in various industrial applications, replacing the DC machine with advances in MAS control. With its affordable cost, simple construction, and durability, the asynchronous machine is becoming increasingly attractive to variable speed drives. This thesis presents a model of the asynchronous cage machine in the (d, q) reference frame that is linked to the rotating field to facilitate its control. Because of their strong coupling, we chose vector control by directed flow with linear PI-type regulators. This control technology can overcome tuning problems by providing separation of electromagnetic flux and torque, while improving speed dynamics. The combination of vector control with conventional PI speed controller provides good performance. Finally, this work represents a continuation of the SAM studies and requires exploration in several directions.

Keywords: asynchronous machine – command vectorielle - motors - PI - cage machine..