



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude
Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : *Sciences et Technologie*
Filière : *Electrotechnique*
Spécialité : *Commande Electrique*

Thème

**Commande Vectorielle d'un Moteur
Asynchrone alimenté en Courant et en
Tension**

Soutenu le : Septembre 2020

Dirigé par :

Dr. BEKAKRA Youcef

Réalisé par :

- TLIBA Yazid

- NETTARI Faouzi

Année universitaire : 2019/2020

Remerciement

*Nous tenons tout d'abord à remercier **ALLAH** le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force, la volonté et la patience d'accomplir ce modeste travail.*

*En second lieu, nous tenons à remercier vivement notre encadreur Monsieur **Dr. Bekakra Youcef** maître de conférence au département d'électrotechnique de l'université d'El-Oued pour les conseils, les encouragements et les efforts qu'il nous a prodigués durant la réalisation de ce travail ainsi durant les études universitaires.*

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail et particulièrement nos parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études.

Merci.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

- *A mes chers parents que je remercie énormément pour leur soutien, amour, patience et sacrifice. Que dieu vous protège.*
- *A mes grands parents.*
- *A mes frères.*
- *A toute ma famille **cousins, cousines, tantes et oncles...***
- *Au cher qui restera dans ma mémoire **Djaouhar***
- *A toute mes amis.*
- *Sans oublier tout les professeurs que ce soit du primaire, du moyen, du secondaire ou de l'enseignement supérieur*
- *A toi **Faouzi**.*

Yazid.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

- ◆ *A mes chers parents que je remercie énormément pour leur soutien, amour, patience et sacrifice. Que dieu vous protège.*
- ◆ *A mes grands parents.*
- ◆ *A mon petit frère **Ahmed Yassine**.*
- ◆ *A mes sœurs.*
- ◆ *A toute ma famille **cousins, cousines, tantes et oncles...***
- ◆ *A toute mes amis.*
- ◆ *A toi **Yazid**.*

Faouzi.

ملخص

إن نظام التحكم الفعال يتطلب بصفة عامة استجابة جيدة في الضبط وهو حساس بالنسبة لتغيرات ظروف التشغيل العملية. يتطرق العمل المقدم في هذه المذكرة إلى النمذجة والتحكم الشعاعي للآلة غير المتزامنة ذات القفص السنجابي.

في هذا العمل نحن مهتمون بدراسة وتحليل أداء السرعة، التيار وعزم الدوران مع اتجاه تدفق دوران المحرك الغير المتزامن. تقدم هذه المذكرة على وجه الخصوص مخططات تحكم للمحرك غير المتزامن مزود بعاكس ذو التباطؤ وتعديل عرض النبض.

قمنا بتنفيذ عمليات المحاكاة المختلفة للتحكم في الماكينة بواسطة MATLAB/Simulink . بفضل هذا البرنامج ، تعرفنا على نتائج هذا الضبط وبعض الاختلافات التي ميزت إستراتيجية عن أخرى.

كلمات مفتاحية :

محرك غير متزامن ، التحكم الشعاعي المغذى بالتيار والجهد ، تقنية التباطؤ ، تقنية تعديل عرض النبض.

Résumé

Un système de commande de haute performance demande en général une bonne réponse en régulation et en poursuite, qui soit sensible aux variations des conditions d'opération. Le travail présenté dans ce mémoire concerne la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Nous sommes intéressés à l'étude et à l'analyse des performances de la commande de vitesse, courant et de couple avec orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone. Ce mémoire présente en particulier des schémas de commande d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à hystérésis et à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Nous avons implémenté les différentes simulations pour la commande de la machine sous MATLAB/Simulink. Grâce à ce logiciel nous sommes arrivés à connaître les résultats de ce contrôle et certaines des différences qui distinguaient une stratégie de l'autre.

Mots clés :

Moteur Asynchrone (MAS), commande vectorielle alimentée en courant et en tension, technique de l'hystérésis, technique MLI.

Abstract

A high performance control system generally requires a good response in regulation and tracking, which is sensitive to the variations of operating conditions. The work presented in this thesis interests to the modeling and vector control of the Asynchronous Squirrel Cage Machine.

We are interested to the study and analysis of the performance of speed, current and torque control with rotor flux orientation of an asynchronous motor. This thesis presents in particular control schemes of an asynchronous motor fed by a hysteresis and pulse width modulation (PWM) inverter.

We implemented different simulations for the machine control under MATLAB/Simulink. Through this software we got to know the results of this control and some of the differences that distinguished one strategy from another.

Key words:

Asynchronous Motor, vector control fed with current and voltage, hysteresis technique, PWM technique.

Sommaire



Sommaire

Sommaire.....	V
Liste des Figures.....	VIII
Liste des Tableaux.....	X
Liste des Symboles et Notations.....	XI
Introduction Générale.....	01

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction.....	03
I.2 Définition de la Machine Asynchrone	03
I.3 Constitution de la Machine Asynchrone.....	03
I.3.1 Le stator.....	04
I.3.2 Le rotor.....	05
I.3.3 Les paliers	06
I.4 Principe de Fonctionnement de la Machine Asynchrone.....	06
I.5 Applications de la Machine Asynchrone.....	07
I.6 Avantages et Inconvénients de la Machine Asynchrone.....	07
I.6.1 Avantages de la Machine Asynchrone.....	07
I.6.2 Inconvénients de la MAS.....	08
I.7 Modélisation d'une Machine Asynchrone.....	08
I.7.1 Hypothèses Simplificatrices.....	08
I.7.2 Modèle Mathématique de la Machine Asynchrone Triphasé.....	08
I.7.3 Modèle Mathématique d'une Phase.....	09
a. Equations électriques.....	10
b. Equations magnétiques	11
c. Equations mécaniques	12
I.8 Transformation de Park.....	12
I.8.1 Principe de la Transformation de Park.....	12
I.8.2 Matrice de Park Direct	13
I.8.3 Matrice de Park Indirect.....	13
a. Equations électriques.....	14
b. Equations magnétiques.....	14

c. Equations mécaniques.....	15
I.9 Choix du Référentiel.....	15
I.9.1 Référentiel Lié au Stator.....	15
I.9.2 Référentiel Lié au Rotor.....	15
I.9.3 Référentiel Lié au Champ Tournant.....	16
I.10 Modélisation de la MAS par Représentation d'Etat.....	16
I.11 Alimentation de la MAS.....	17
I.11.1 Description du l'Onduleur de Tension.....	17
I.11.2 Modèle Mathématique de l'Onduleur de Tension.....	18
I.12 Conclusion.....	19

Chapitre II

Commande Vectorielle en Courant et en Tension de la MAS

II.1. Introduction.....	21
II.2 Commande Vectorielle de la MAS.....	21
II.2.1 Objectif et Principe de la Commande Vectorielle.....	21
II.2.2 Types d'Orientation du Flux.....	22
II.2.3 Orientation du Flux Rotorique.....	22
II.3 Avantages et Inconvénients de la Commande Vectorielle.....	24
II.3.1 Avantages de la Commande Vectorielle.....	24
II.3.2 Inconvénients de la Commande Vectorielle.....	24
II.4 Différentes Méthodes de la Commande Vectorielle.....	25
II.4.1 Commande Directe.....	25
II.4.2 Commande Indirecte.....	25
II.5 Mode Dé Fluxage.....	25
II.6 Principe du Découplage par Compensation.....	26
II.7 Dimensionnement des Régulateurs.....	26
II.7.1 Régulation du Courant Statorique i_{sd} et i_{sq}	26
II.7.2 Régulation de Vitesse par un Régulateur IP.....	28
II.8 Stratégies de Commande des Onduleurs.....	30
II.9 La Commande par Hystérésis.....	30
II.9.1 Principe de la Commande par Hystérésis.....	30
II.9.2 Alimentation par Onduleur de Tension Contrôlé en Courant (à Hystérésis).....	32

II.9.3 Avantages et Inconvénients de la Commande par Hystérésis.....	32
II.9.3.1 Avantage.....	32
II.9.3.2 Inconvénients.....	32
II.10 La Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).....	33
II.10.1 Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).....	33
II.10.2 Les Objectifs Principaux d'une MLI.....	33
II.10.3 Généralité sur les MLI Triphasées.....	33
II.10.4 Les Critères de Performance.....	33
II.11 La Modulation Sinus-Triangle.....	35
II.12 Types de Signal Triangulaire.....	36
II.12.1 Signal Triangulaire.....	37
II.12.2 Signal Dents de Scie.....	37
II.12.3 Signal Dents de Scie Inversé.....	37
II.13 Transformation de tension triphasée à la tension biphasée.....	37
II.14 Conclusion.....	38

Chapitre III

Résultats de Simulation et Etude Comparative

III.1 Introduction.....	39
III.2 Simulation de la Machine Asynchrone Alimentée par un Réseau.....	39
III.2.1 Résultats de Simulation à Vide.....	40
III.2.2 Résultats de Simulation en Charge.....	41
III.2.3 Interprétations des Résultats.....	42
III.3 Simulation de la MAS-Onduleur MLI.....	42
III.3.1 Résultats de Simulation.....	43
III.3.2 Interprétations des Résultats.....	44
III.4 Simulation de la Machine Asynchrone Alimentée par Commande Hystérésis.....	45
III.4.1 Résultats de Simulation.....	45
III.4.2 Interprétations des Résultats.....	46
III.5 Simulation de la MAS avec la Commande Vectorielle à MLI.....	47
III.5.1 Résultats de Simulation.....	48
III.5.2 Interprétations des Résultats.....	48
III.6 Comparaison entre les Deux Commandes.....	48

III.6.1 Comparaison au Niveau de l'Application de Couple de Charge.....	49
III.6.2 Comparaison au Niveau de la Qualité de Courant Statorique.....	50
III.7 Conclusion.....	51
Conclusion Générale.....	52
Annexe	
Bibliographie	

Liste des Figures



Liste des Figures

Figure	Titre	Page
<i>Figures du Chapitre I</i>		
Figure I.1	Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil	04
Figure I.2	Stator de la MAS	05
Figure I.3	Rotor à cage d'écureuil	06
Figure I.4	Représentation des enroulements de la MAS	09
Figure I.5	Modèle d'une phase avec force électromotrice	09
Figure I.6	Référentiel tournant d'axes (d– q)	13
Figure I.7	Schéma d'un onduleur de tension triphasée	18
<i>Figures du Chapitre II</i>		
Figure II.1	Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec MCC	22
Figure II.2	Illustration de l'orientation du flux rotorique	24
Figure II.3	Bloc de dé fluxage	26
Figure II.4	Schéma de régulation de courant i_{sd}	27
Figure II.5	Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP	29
Figure II.6	Représentation de la logique de commutation et commande de courant par la technique à hystérésis	31
Figure II.7	Schéma de principe de la commande pour une alimentation en courant	32
Figure II.8	Principe de la commande MLI- ST	35
Figure II.9	Types de signal triangulaire	36
Figure II.10	Transformation de vecteur de tension du plan triphasé au biphasé	38
<i>Figures du Chapitre III</i>		
Figure III.1	Schémas de la modélisation de MAS sous MATLAB/Simulink alimentée par un réseau, avec (b) une source triphasées et (c) Transformation de Park	39

Figure III.2	Les résultats de la MAS à vide alimentée par réseau	40
Figure III.3	Les résultats de la MAS en charge alimentée par réseau	41
Figure III.4	(a) Schéma de simulation de MAS alimentée avec (b) onduleur MLI sous Matlab/Simulink	43
Figure III.5	Les résultats de la MAS alimentée par un onduleur MLI	44
Figure III.6	Schéma de simulation de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis sous Matlab/Simulink	45
Figure III.7	Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis	46
Figure III.8	Schéma de simulation de MAS avec la commande vectorielle à MLI sous Matlab/Simulink	47
Figure III.9	Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à MLI	48
Figure III.10	Analyse FFT de courant statorique de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis	50
Figure III.11	Analyse FFT de courant statorique de la MAS avec la commande vectorielle à MLI	50

Liste des Tableaux



Liste des Tableaux

Tableau	Titre	Page
<i>Tableaux du Chapitre III</i>		
Tableau III.1	Comparaison au niveau de l'application de couple de charge	49

Notations et Symboles



Notations et Symboles

Notations:

MAS: Machine Asynchrone

MCC: Machine Courant Continue.

f_{em} : force électromotrice.

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 .

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

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

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$: 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.

$M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{sr}$: Mutuelle cyclique entre rotor-stator.

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

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles [1].

La machine asynchrone (MAS), en raison de leur bonne fiabilité, faible coût et rendement élevé, la machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère et joue un rôle important dans le domaine de la conversion de l'énergie électromécanique. Son principal avantage découle de simplicité de conception mécanique et électrique (absence de bobinage rotorique (machine à cage) et de collecteur, structure simple, robuste et facile à construire...). Toutefois ces avantages s'accompagnent par une grande complexité physique, liée au couplage électromagnétique entre les grandeurs du stator et celles du rotor, c'est pourquoi depuis longtemps on ne faisait appel à la MAS que dans les entraînements à vitesse constante [2].

Aujourd'hui, et grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et la technologie de traitement numérique des signaux, il est devenu possible de donner à la MAS un comportement dynamique similaire à une machine à courant continu (MCC) à excitation séparée. La stratégie de commande vectorielle, en particulier, celle basée sur l'orientation du flux rotorique, est aujourd'hui reconnue comme étant la technique la plus répandue dans le domaine de la commande des machines électriques [3].

L'objectif de notre travail est d'étudier en détail la commande vectorielle d'une machine asynchrone à orientation du flux rotorique. De faire une étude par simulation numérique et connaître la différence entre les deux stratégies de commande vectorielle à hystérésis et à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Nous sommes intéressés à l'étude et à l'analyse des performances de la commande de courant, vitesse et de couple avec orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone.

Le présent mémoire peut être structuré comme suit :

En premier lieu, nous présentons la machine asynchrone à cage, ainsi que ses avantages et ses inconvénients, se domaine d'application et sa modélisation. Après une description de cette machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MAS, en second lieu le modèle biphasé plus simple basé sur la transformation de Park, puis en le formulant sous forme d'équation d'état et en dernier lieu nous présenterons l'alimentation de la MAS par un onduleur de tension.

Le second chapitre, nous allons présenter l'objectif et le principe de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique. Après cela, une étude théorique sera consacrée sur les différentes stratégies de commande (commande vectorielle par hystérésis et commande vectorielle par modulation de largeur d'impulsion (MLI)).

Dans le dernier 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 courant (par hystérésis), et en tension (par MLI). Des tests de simulation sont faits pour examiner les performances de notre commande,

Finalement; une conclusion générale sera clôturé notre travail.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction:

Dans ce chapitre, nous décrivons le système étudié qui se limite, dans notre cas, à la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Après avoir rappelé les éléments principaux de constitution de cette machine [4]. On va expliquer aussi le principe de fonctionnement de cette machine, leurs applications, ses avantages et ses inconvénients et d'autre part de modéliser de la machine électrique qui est basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), à la fin, nous parlerons en général sur l'onduleur de tension [5].

I.2 Définition de la Machine Asynchrone:

On appelle machine asynchrone toute machine, ayant $(2p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f_s ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone $(60 * f_s / p)$. On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique. Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types [6] :

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

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

I.3 Constitution de la Machine Asynchrone:

Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes [7] :

- ✓ Le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- ✓ Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- ✓ Les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

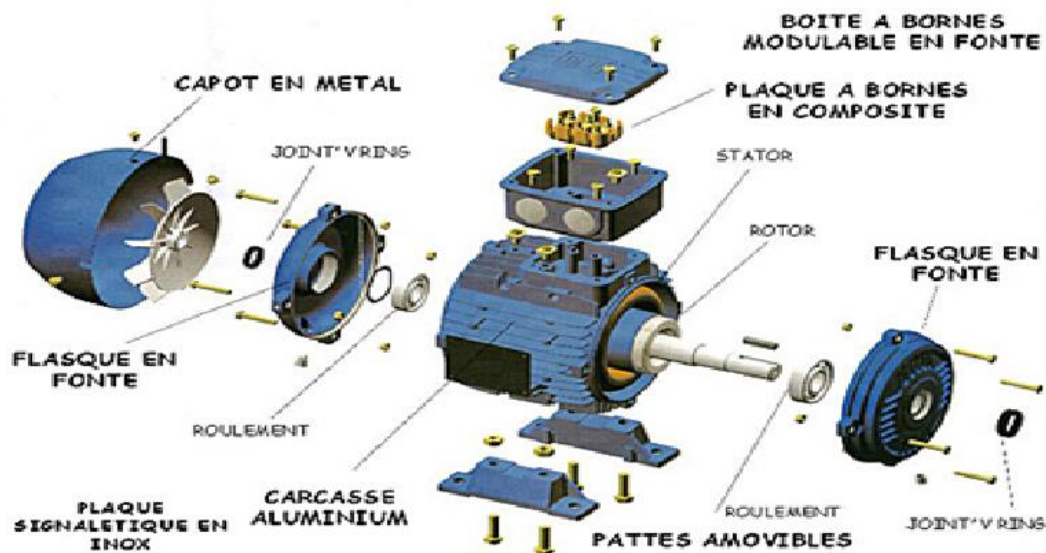


Figure I.1 Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil

I.3.1 Le stator [8]:

Le circuit magnétique du stator est un empilement de tôles fines d'acier découpées, faisant apparaître les différentes encoches statoriques. On utilise des tôles minces dont l'épaisseur varie entre **0.35** et **0.50mm** pour minimiser les pertes dans le circuit magnétique. De plus, afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on isole habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude.

Le bobinage statorique est constitué de deux parties : les conducteurs et les têtes de bobines. Les conducteurs permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant leur circulation, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer pour limiter les oscillations du couple électromagnétique.

Physiquement, on peut effectuer les bobinages statoriques de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements : l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications.

Placé dans les encoches, le bobinage est ensuite englué dans un vernis qui le maintient collé, tout en améliorant l'isolation électrique. L'une des caractéristiques importantes des vernis utilisés pour couvrir les fils ronds réside dans le fait qu'ils doivent rester flexibles après séchage, ceci pour pouvoir absorber les différents mouvements vibratoires lors du fonctionnement.

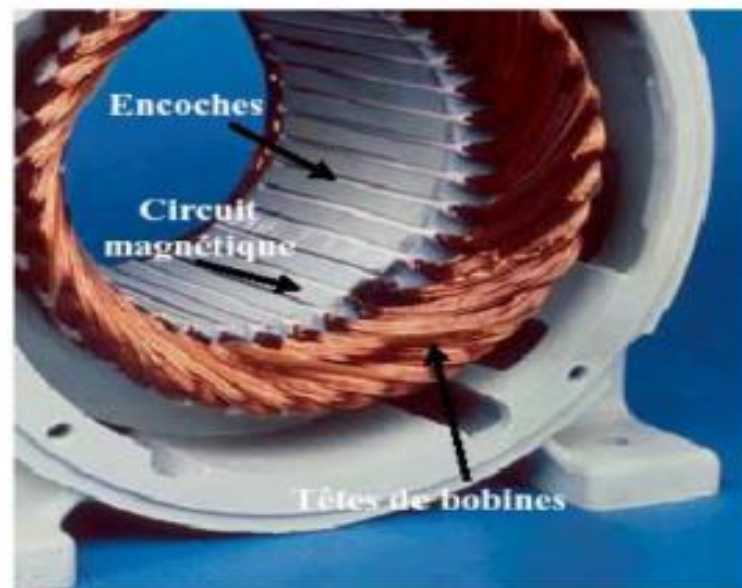


Figure I.2: Stator de la MAS [9]

I.3.2 Le rotor:

Le rotor est constitué comme le stator de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus gros moteurs, chaque l'animation est constituée de plusieurs sections montées sur un noyau. Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches peuvent être semi-ouvertes ou fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les conducteurs sont généralement réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre ou, à l'occasion, en laiton préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques. Leur résistance est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas dans les tôles, sauf lorsqu'il y a une rupture de barres [8].



Figure I.3 : Rotor à cage d'écureuil [10]

I.3.3 Les paliers :

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et des roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage comme nous pouvons le visualiser sur la figure (I.1). L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil [4].

I.4 Principe de Fonctionnement de la Machine Asynchrone [11]:

Admettons qu'un stator formé de trois bobines avec des axes décalées de 120° et alimentées par un réseau triphasé équilibré, crée dans l'entrefer du moteur un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme :

$$\Omega_s = 2 \cdot \pi \cdot N_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{P} = \frac{\omega_s}{P} \quad (\text{I.1})$$

Un rotor en court circuit, balayé par ce champ tournant, est traversé par des courants induits. Le rotor donc soumis à des forces électromagnétiques de Laplace, l'ensemble de ces forces crée un couple moteur qui entraîne le rotor en rotation. Le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, mais sa vitesse de rotation est nécessairement inférieure à celle du champ tournant ($\Omega_s > \Omega_r$). La vitesse relative de l'onde par rapport au stator est donnée par :

$$\Omega = \Omega_s - \Omega_r$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{P} \quad (I.2)$$

- 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.

I.5 Applications de la Machine Asynchrone [12]:

La machine asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles, car de par sa conception, son cout est relativement moindre à celui des autres machines, sa robustesse au niveau électromagnétique est grande, et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants. Cependant, la simplicité de conception de cette machine cache une complexité fonctionnelle assez importante.

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

Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur, mais toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice; c'est par exemple le cas des éoliennes.

I.6 Avantages et Inconvénients de la Machine Asynchrone:

I.6.1 Avantages de la MAS:

Comme les autres machines, la MAS présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications [13].

Nous mentionnons ses avantages comme suit [9]:

- ✓ Structure simple.
- ✓ Robuste et facile à construire.
- ✓ Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- ✓ Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.

- ✓ Elle tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone.
- ✓ Elle est utilisée pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

I.6.2 Inconvénients de la MAS:

La machine asynchrone présente des inconvénients tels que [9]:

- ✓ Le couple de démarrage très élevé que les couples nominales.
- ✓ La vitesse dépend de la charge.
- ✓ Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- ✓ La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage.

I.7 Modélisation d'une Machine Asynchrone:

I.7.1 Hypothèses Simplificatrices:

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [14]:

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- ✓ Effet des encoches négligé.
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ✓ Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✓ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer [15] :

- ✓ L'additivité des flux et la constance des inductances propres.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I.7.2 Modèle Mathématique de la Machine Asynchrone triphasé:

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les mêmes propos s'appliquent au rotor, et couplés en étoile ou en triangle et alimentés par un système de tensions triphasé. La machine électrique triphasée est une machine bipolaire triphasée idéale, avec six enroulements (trois sur le stator et trois sur le rotor).

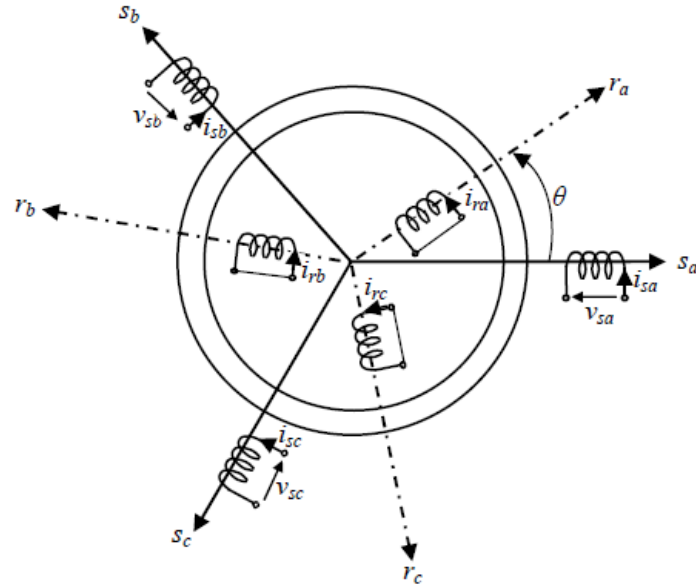


Figure I.4 : Représentation des enroulements de la MAS

I.7.3 Modèle Mathématique d'une Phase :

L'un des six enroulements statoriques ou rotoriques est représenté sur la figure 1.5. Sa résistance est R traversé par le flux totalisé ϕ défini selon la normale orientée $\vec{n}$, il est le siège d'une *f.e.m* induite e . La loi des mailles s'exprime par la relation [16] :

$$V = Ri - e \quad (\text{I.3})$$

Avec :

- Pour la loi de faraday:

$$e = - \frac{d\phi}{dt}$$

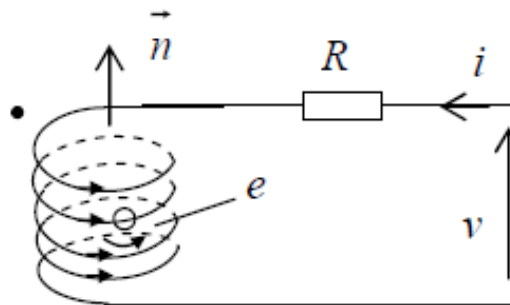


Figure I.5: Modèle électrique d'une phase avec force électromotrice

a. Equations électriques:

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques Sont :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (I.4)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ 0 = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ 0 = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (I.5)$$

Où :

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

Les équations (I.4) et (I.5) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

❖ Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[(v_s)_{abc}] = [R_s][(i_s)_{abc}] + \frac{d}{dt} [(\phi_s)_{abc}] \quad (I.7)$$

❖ Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[(0)_{abc}] = [R_r][(i_r)_{abc}] + \frac{d}{dt} [(\phi_r)_{abc}] \quad (I.9)$$

b. Equations magnétiques:

Les flux à travers les enroulements, exprimés par rapport aux matrices inductances et aux vecteurs courants sont :

❖ Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

❖ Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Avec :

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

On désigne par :

- $[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.
- $[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.
- $[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$: Matrices des inductances mutuelles entre stator et rotor.

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

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Et la matrice des inductances mutuelles stator-rotor $[M_{sr}]$ et la matrice des inductances rotor-stator $[M_{rs}]$:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Avec :

- 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.

c. Equations mécaniques:

Le modèle doit être complété par l'aspect purement mécanique de la modélisation, pour cela, on applique le principe fondamental de la dynamique sur l'arbre moteur :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.15)$$

Avec :

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

Les équations précédentes font apparaitre des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position [15].

I.8 Transformation de Park:

I.8.1 Principe de la Transformation de Park:

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les l'axes d et q.

Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs ds, qs, dr, qr dont les axes magnétiques sont liés aux axes d, q conformément à la figure (I.6) [17].

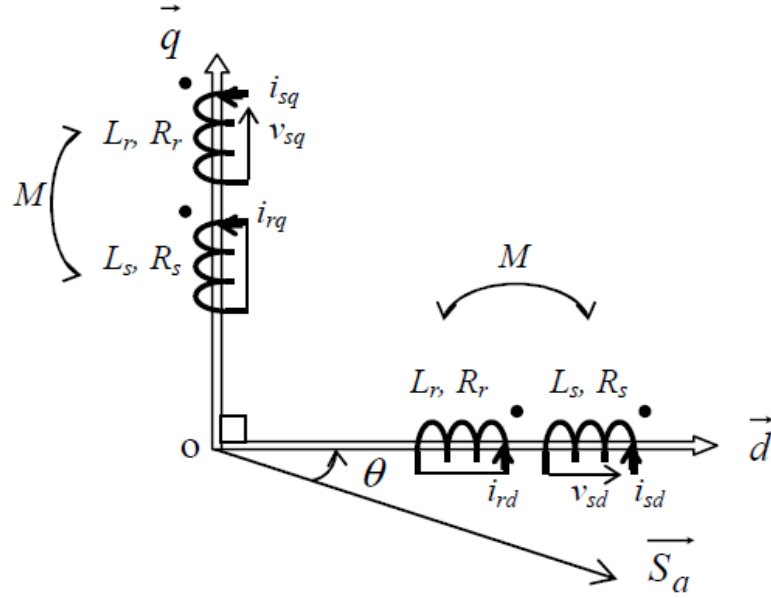


Figure I.6: Référentiel tournant d'axes ($d-q$)

1.8.2 Matrice de Park Direct :

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

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [P(\theta)][V_{abc}] \\ [i_{dq0}] = [P(\theta)][i_{abc}] \\ [\phi_{dq0}] = [P(\theta)][\phi_{abc}] \end{cases} \quad (I.16)$$

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

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

1.8.3 Matrice de Park Indirect (Inverse) :

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

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{dq0}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[i_{dq0}] \\ [\phi_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[\phi_{dq0}] \end{cases} \quad (I.18)$$

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos (\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin (\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Tel que :

- Pour les grandeurs statoriques : $\theta = \theta_s$
- Pour les grandeurs rotoriques : $\theta = \theta_r = \theta_s - \theta_m$
- Pour un système équilibré la composante homopolaire est nulle.

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I.6) et (I.8), et magnétiques, (I.10), (I.11), permet d'obtenir les équations suivantes:

a. Equations électriques :

❖ Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

❖ Pour le rotor:

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Avec :

- $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$
- $\omega_s - \omega = \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

b. Equations magnétiques :

❖ Pour le stator :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

❖ Pour le rotor:

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

Tel que :

- $L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.
- $L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.
- $M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{sr}$: Mutuelle cyclique entre rotor-stator.

c. Equations mécaniques :

Le couple électromécanique représenté dans l'équation :

$$C_e \frac{PM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (I.24)$$

Et l'équation de la vitesse mécanique est donnée comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.25)$$

I.9 Choix du Référentiel :

Le choix du référentiel dépend du problème à étudier. Jusqu'à ici, on a exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (dq) faisant un angle θ_s avec le stator et un angle θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre [18]. Il existe trois importants choix dont lesquels on peut fixer le référentiel (dq) :

I.9.1 Référentiel Lié au Stator:

Ce repère de référence est le mieux adapté pour les grandeurs instantanées. Il est utilisé pour l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation de la machine. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations [19] :

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

I.9.2 Référentiel Lié au Rotor:

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante. Ce type est caractérisé par les relations [17]:

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

I.9.3 Référentiel Lié au Champ Tournant:

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable lors des petites perturbations autour d'un régime donné. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations [20]:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega)$$

I.10 Modélisation de la MAS par Représentation d'Etat :

Il existe plusieurs représentations d'état de la machine asynchrone. Pour notre part, le choix est basé sur les composantes du courant statoriques et du flux du rotor sur les axes (dq)

Les courants rotoriques:

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \phi_{rd} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} \phi_{rq} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I. 26})$$

Les flux statoriques:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_{rd} \\ \phi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{I. 27})$$

En rapportant ces dernières relations dans (I-20) et (I-21), on aboutira aux systèmes d'équations d'états suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_{rd} + \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} - \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{I. 28})$$

Où :

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

En identifiant le système (I.28) à la forme :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ [A] = [A_1][X] + [A_2][X]\omega_s + [A_3][X]\omega \end{cases} \quad (I.29)$$

On aura :

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} N_1 & 0 & N_2 & 0 \\ 0 & N_1 & 0 & N_2 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}; \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; \quad A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & N_3 \\ 0 & 0 & -N_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

I.11 Alimentation de la MAS:

Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique au moteur et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension [21].

I.11.1 Description du l'Onduleur de Tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de trois cellules de commutation généralement à transistors **IGBT** ou à thyristors **GTO** pour les grandes puissances. Les trois cellules sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur bi-commandable à l'ouverture et à la fermeture dont l'état apparaît complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation [14].

I.11.2 Modèle Mathématique de l'Onduleur de Tension [22]:

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée.
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- ✓ La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définis par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$):

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point fictif "o" représenté sur la figure I.7

$$V_{io} = U_{dc} \left(S_i - \frac{1}{2} \right) \quad (I.30)$$

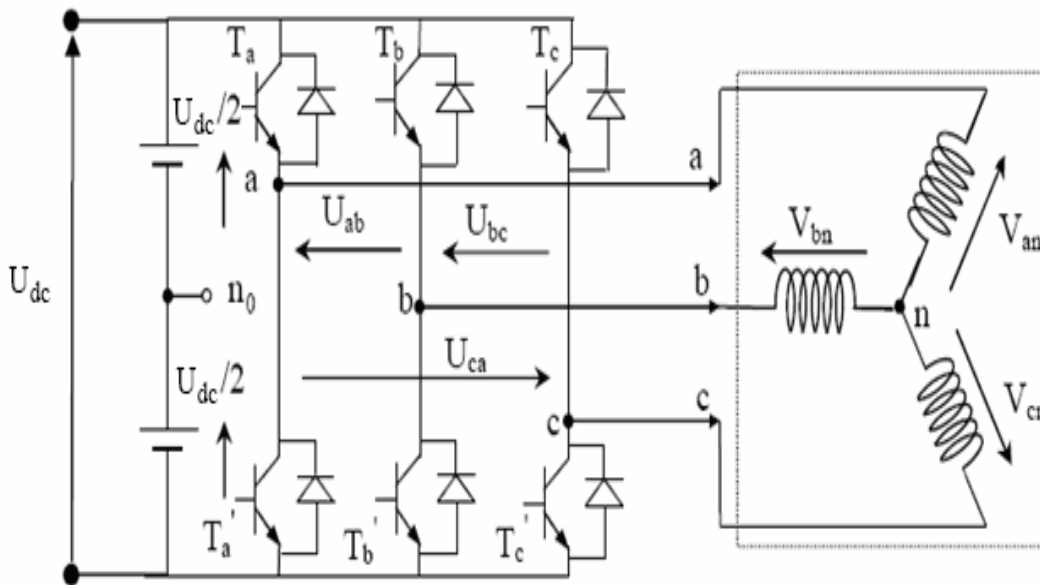


Figure I.7: Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Soit n le point neutre du côté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.31)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$), on aura donc:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (I.32)$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.33)$$

En remplaçant (I.33) dans (I.32) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

Des relations suivantes:

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \quad (I.35)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.36)$$

L'utilisation de l'expression (I-30) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

I.12 Conclusion :

Dans ce chapitre, on s'est intéressé à l'établissement des modèles d'action de la machine asynchrone à cage d'écurueil, en l'occurrence le modèle triphasé, le modèle biphasé, et le modèle à un axe. On a basée sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui reposent essentiellement sur la constance de certains paramètres de la machine. La transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente, ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Dans le prochain chapitre, la commande vectorielle alimentée en courant et en tension de la MAS sera présentée.

Chapitre II

Commande Vectorielle en Courant et en Tension de la MAS

II.1 Introduction :

La commande vectorielle ou la commande par orientation de flux rotorique (en anglais : Field Oriented Control ; FOC), proposée par Blaschke en 1972, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones [23].

La difficulté de la commande de la machine asynchrone (MAS) réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques. En effet, avec les progrès en électronique de puissance, il est aujourd'hui possible d'appliquer les commandes découplées aux machines asynchrones [24].

Dans ce chapitre, on va appliquer la commande vectorielle -en courant et en tension- à la MAS.

II.2 Commande Vectorielle de la MAS :

II.2.1 Objectif et Principe de la Commande Vectorielle :

L'objectif de la commande vectorielle de la MAS est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une Machine à Courant Continu (MCC) à excitation séparée où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit), comme le montre la figure II.1.

Le principe de la commande vectorielle dite commande par orientation de flux, consiste à régler le couple par une composante du courant et le flux par l'autre composante, c'est-à-dire qu'on oriente une des composantes de flux statoriques, rotoriques ou de l'entrefer sur un axe de référentiel tournant à la vitesse de champ tournant. La commande vectorielle conduit à de hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [25].

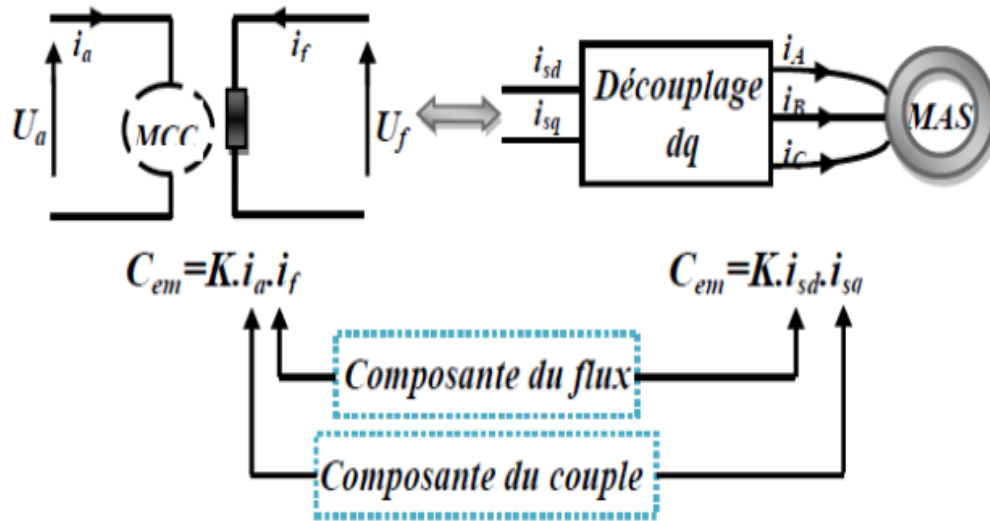


Figure II.1 : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la MCC [3]

II.2.2 Types d'Orientation du Flux :

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d, q), de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis, dont l'alimentation en tension et le repère lié au champ tournant. Alors l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux [27]. Il ya trois choix sont possibles:

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{rd} = \phi_r, \phi_{rq} = 0$
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{sd} = \phi_s, \phi_{sq} = 0$
- Orientation du flux de magnétisation avec les conditions $\phi_{dg} = \phi_g, \phi_{qg} = 0$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [28].

II.2.3 Orientation du Flux Rotorique:

On va décrire ici une commande à flux rotorique orienté. Reprenons l'expression du couple électromagnétique faisant intervenir les flux rotoriques :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (II. 1)$$

L'axe direct du rotor est choisi tel que: $\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$.

Le couple se réduira alors à:

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_r i_{sq}) \quad (\text{II. 2})$$

Les équations (I.21) pour l'axe d deviennent :

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

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.23), on trouve :

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

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, Les équations (I.5) deviennent :

$$\phi_r = -T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + M i_{sd} \quad (\text{II. 6})$$

Donc :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \dot{\phi}_r = \frac{M i_{sd} - \phi_r}{T_r} \quad (\text{II. 7})$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

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

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

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

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

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} - \omega_s \cdot i_{sd} - \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \quad (\text{II. 11})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (\text{II. 12})$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega \quad (\text{II. 13})$$

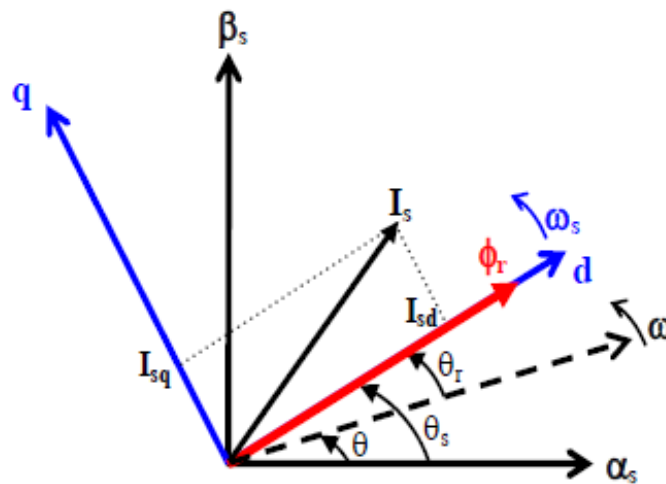


Figure II.2 : Illustration de l'orientation du flux rotorique [29]

II.3 Avantages et Inconvénients de la Commande Vectorielle : [30]

II.3.1 Avantages de la commande vectorielle [30]:

- ✓ 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.

II.3.2 Inconvénients de la Commande Vectorielle [30] :

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- ✓ Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- ✓ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- ✓ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- ✓ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

II.4 Différentes Méthodes de la Commande Vectorielle :

II.4.1 Commande Directe :

Dans cette méthode de contrôle, le flux est réglé par une contre- réaction, il doit donc être mesuré (capteur) ou estimé. La pulsation statorique ω_s est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator [31].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine [32].

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes [33] :

- ✓ Le non fiabilité de la mesure du flux
- ✓ Problème de filtrage du signal mesuré.
- ✓ Le coût de production élevé (capteurs+filtre)
- ✓ Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

II.4.2 Commande Indirecte :

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif 'méthode indirecte' signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor [34].

Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [32].

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de la température, surtout la constante de temps rotorique [5].

II.5 Mode Défluxage :

A des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale ϕ_r par contre, il faut qu'il décroît lorsque la vitesse augmente au delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. Pour cela, il est utilisé le bloc de dé fluxage (figure. II.3) qui est défini par le non linéarité suivante [3] :

$$\phi_r = \begin{cases} \phi_{rn} & \text{Si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_{rn} \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{Si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

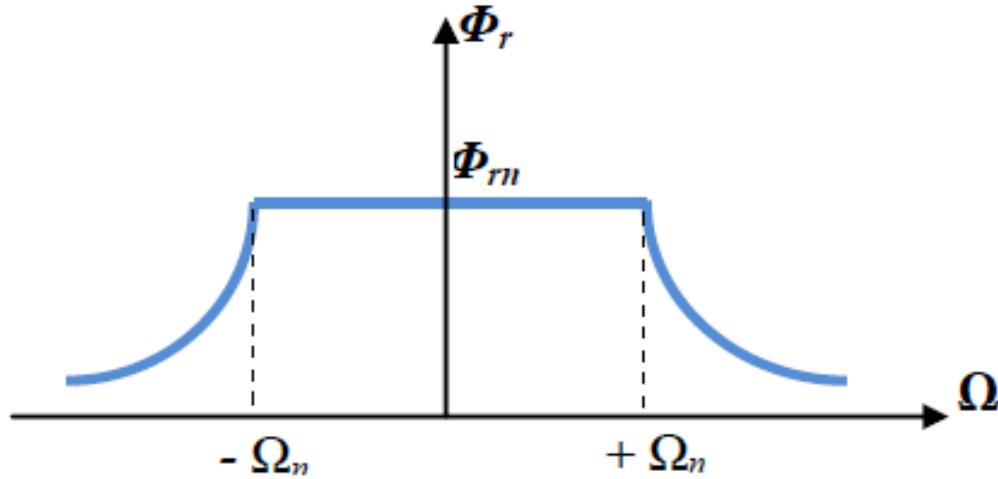


Figure II.3 : Bloc de défluxage

II.6 Principe du Découplage par Compensation :

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande v_{sd1} et v_{sq1} tel que v_{sd1} n'agit que sur i_{sd} et v_{sq1} sur i_{sq}

Définissons deux nouvelles variables de commandes v_{sd1} et v_{sq1} comme suit:

$$v_{sd} = v_{sd1} - E_d \quad (\text{II. 15})$$

$$v_{sq} = v_{sq1} - E_q \quad (\text{II. 16})$$

Avec :

$$E_d = \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sq} \quad (\text{II. 17})$$

$$E_q = -\omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sd} - \omega \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (\text{II. 18})$$

II.7 Dimensionnement des Régulateurs :

II.7.1 Régulation du Courant Statorique i_{sd} et i_{sq} :

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI) [32].

La fonction de transfert du courant statorique quadrature est obtenue à partir de l'équation II.8 et par l'annulation de E_d par le terme de compensation

$$v_{sd1} = v_{sd} + E_d = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = (K_d + \sigma L_s s) i_{sd} \quad (\text{II.19})$$

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd1}} = \frac{\frac{1}{K_d}}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_d} s} \quad (\text{II.20})$$

Où :

$$K_d = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \quad (\text{II.21})$$

La boucle de régulation de courant i_{sd} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.4 :

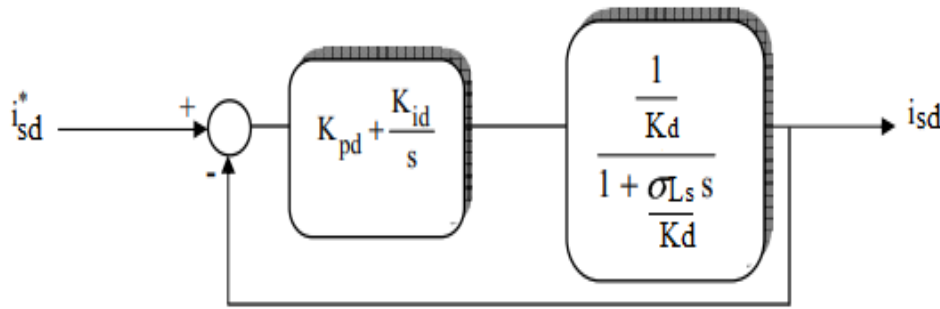


Figure II.4 : Schéma de régulation de courant i_{sd}

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (\text{II.22})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure II.4 sera :

$$FTBO(s)_{i_{sd}} = K_{id} \left(\frac{\frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1}{s} \right) \frac{\frac{1}{K_d}}{\frac{\sigma L_s}{K_d} s + 1} \quad (\text{II.23})$$

En appliquant la méthode de compensation de pôle :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{\sigma L_s}{K_d} \quad (\text{II.24})$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FTBO(s)_{i_{sd}} = \frac{K_{id}}{K_d s} \quad (\text{II.25})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau_s} \quad (\text{II. 26})$$

La fonction de transfert en boucle ferme (FTBF) de la Figure II.4 sera :

$$FTBF(s)_{isd} = \frac{1}{1 + \frac{K_d}{K_{id}} s} \quad (\text{II. 27})$$

Par analogie de l'expression (II.27) par l'expression (II.26) on trouve :

$$\tau = \frac{K_d}{K_{id}} \quad (\text{II. 28})$$

De l'expression (II.24) et (II.28) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{K_d}{\tau} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) / \tau \\ K_{pd} = K_{id} \frac{\sigma L_s}{K_d} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II. 29})$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \frac{\sigma L_s}{K_d}$ Nous avons choisi $\tau = 0.001 \text{ sec}$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

On adoptera le même régulateur pour la boucle de régulation de la composante i_{sq} , en remplaçant l'indice (d) par l'indice (q) puisque les fonctions de transfert restent identiques pour les deux boucles.

II.7.2 Régulation de Vitesse par un Régulateur IP :

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrone en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure II.5 [32] :

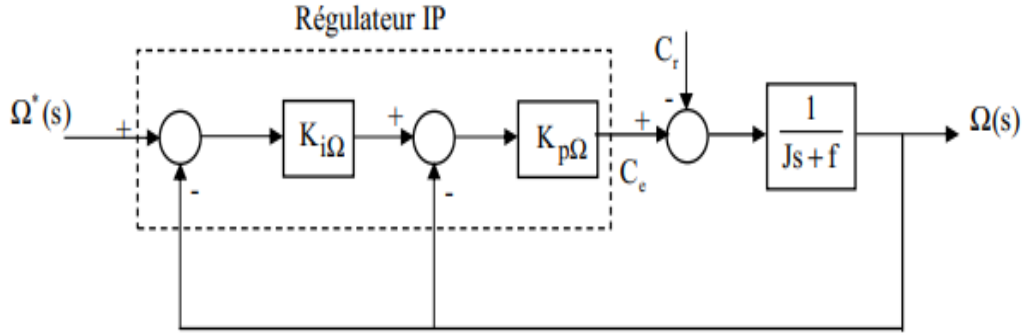


Figure II.5: Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

Le régulateur IP est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s + \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s^2} \quad (\text{II. 30})$$

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ dénoter les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.

On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre :

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{w_n}s + \frac{1}{w_n^2}s^2} \quad (\text{II. 31})$$

En faisant correspondre l'équation (II.38) avec l'équation (II.39), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{1}{w_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{w_n} \end{cases} \quad (\text{II. 32})$$

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

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi w_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{Jw_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (\text{II. 33})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement.

Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (w_n) pour déterminer les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$.

II.8 Stratégies de Commande des Onduleurs :

Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés. Les principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- La commande par hystérésis.
- La commande à pleine onde.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bonde de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties [35].

Dans ce chapitre nous étudions les deux commandes par hystérésis et la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.9 La Commande par Hystérésis :

II.9.1 Principe de la Commande par Hystérésis :

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant [35]. Ce contrôle du courant par hystérésis consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure II.6 illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [36].

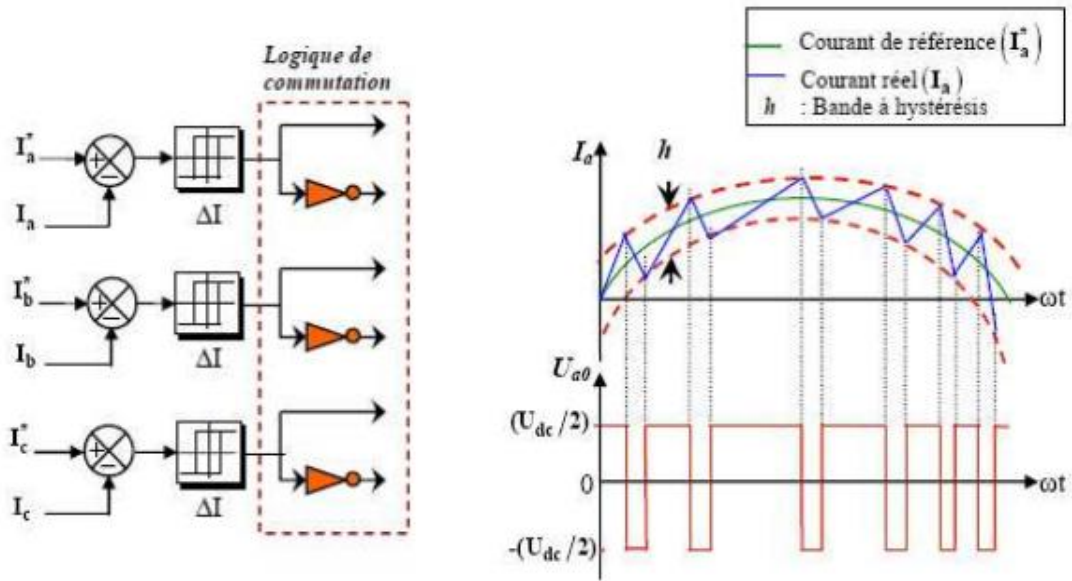


Figure II.6 : Représentation de la logique de commutation et commande de courant par la technique à hystérésis

Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence, chaque contrôleur impose une commutation aux interrupteurs du bras de l'onduleur correspondant et le maintient à l'intérieur de sa bande d'hystérésis ΔI dont l'affinement donne qualité de l'onde et provoque des fortes commutations du composant [37].

Les conditions de commutation des trois commutateurs statiques $S_i (i = a, b, c)$ de l'onduleur sont définies en termes d'états logiques correspondants de la façon suivante :

$$\begin{cases} S_i = -1 & \text{si } I_i \geq I^* + \Delta_i \\ S_i = 1 & \text{si } I_i \leq I^* - \Delta_i \\ S_i = S_{i-1} & \text{si } I_i = I^* \end{cases} \quad (\text{II. 34})$$

Avec :

$I_i (i = 1, 2, 3)$: Les courants des phases statoriques (I_a, I_b, I_c)

$I_i^* (i = 1, 2, 3)$: Les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur

Δ_i : La bande d'hystérésis. Elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi conducteurs contrôlés et à minimiser suffisamment les harmoniques des courants.

II.9.2 Alimentation par Onduleur de Tension Contrôlé en Courant (à Hystérésis) :

Dans ce cas la MLI est générée par un régulateur à deux positions. La différence entre la valeur de consigne (ou de référence) de courant I_{ref} et la valeur mesurée I est appliquée à l'entrée d'un régulateur à deux positions, la fréquence de pulsation est déterminée, d'une part par la bande) hystérésis h du régulateur à action) deux positions et d'autre part par la variation temporelle du courant i , cette dernière dépend du comportement de la charge, la fréquence de pulsation peut varier selon le point de fonctionnement, tandis que l'ondulation du courant est constante et imposée par l'hystérésis du régulateur à deux positions [3].

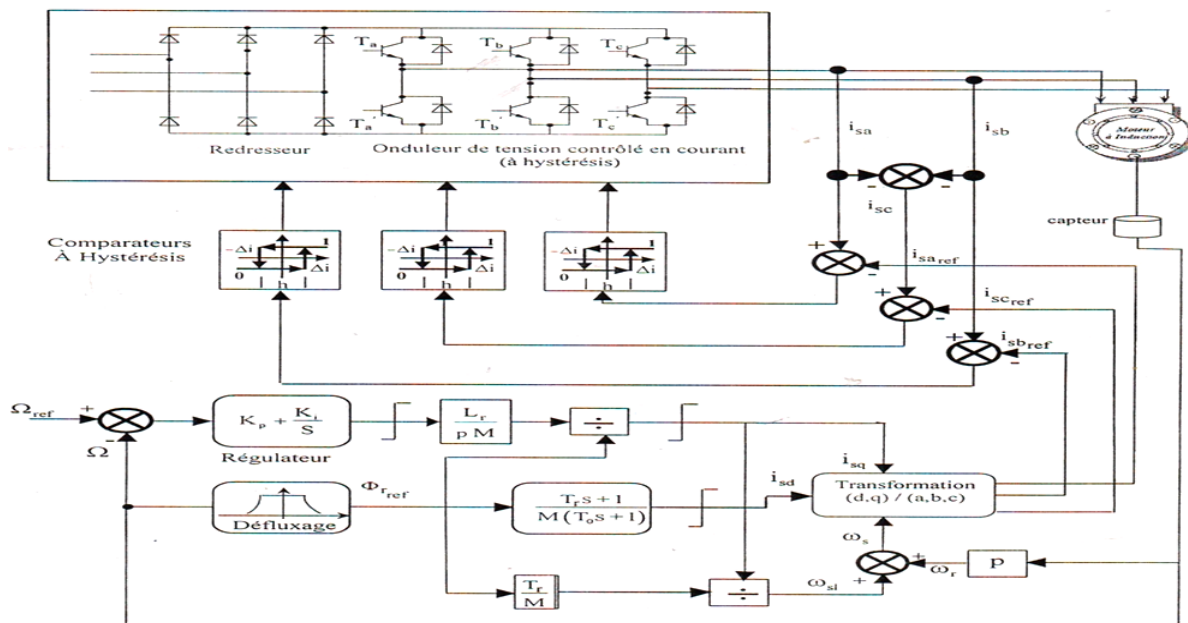


Figure II.7 : Schéma de principe de la commande pour une alimentation en courant [3].

II.9.3 Avantages et Inconvénients de la Commande par Hystérésis [38]:

II.9.3.1 Avantage :

- ✓ Cette méthode est facile à mettre en œuvre, elle ne dépend pas du type de charge et ne nécessite pas la connaissance des paramètres de la machine.

II.9.3.2 Inconvénients :

- ✓ Variation aléatoire de la fréquence de commutation, ce qui peut provoquer des pertes par commutation importantes.
- ✓ Cette méthode qui ne prend compte que de l'amplitude du courant, peut conduire à une perte de contrôle des courants réels lors des régimes transitoire, par déphasage de ce si par rapport à leurs références.

II.10 La Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) :

II.10.1 Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) :

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une commande d'impulsion dans laquelle la largeur ou la fréquence des impulsions est modulée dans la période de la fréquence fondamentale afin de créer une forme d'onde de tension de sortie spécifique. Dans la plupart des cas, MLI est utilisé pour assurer une tension ou un courant sinusoïdal, c'est-à-dire réduire l'amplitude des harmoniques supérieures par rapport au composant fondamental [39].

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) [40].

II.10.2 Les Objectifs Principaux d'une MLI :

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants [41] :

- ✓ Repousse les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.
- ✓ Le réglage de la tension de sortie.
- ✓ Obtention dans la charge des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques, et grâce à la fréquence des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence de sortie.
- ✓ Minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; Ce qui permettra de réduire la pollution en harmonique dans le réseau électrique avec minimisation des pertes et donc amélioration du rendement.

II.10.3 Généralité sur les MLI Triphasées:

Choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer le choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités de différentes techniques de MLI [42].

II.10.4 Les Critères de Performance:

❖ Index de Modulation:

L'index de modulation correspond à la valeur normalisée du fondamental V_1 de la tension réalisée par une séquence de MLI. Il est défini par la formule suivante [40]:

$$m = \frac{V_1}{V_{1-PO}} \quad (\text{II. 35})$$

OÙ:

V_1 : C'est la valeur fondamentale de la tension de l'onduleur.

V_{1-PO} : C'est la valeur de tension lorsque l'onduleur fonctionne en plein onde.

❖ Harmoniques de Courant:

Les harmoniques de courant sont à l'origine de pertes joules qui représentent une grande partie de pertes de la machine, elles ne permettent pas d'évaluer les performances d'un MLI, puisqu'elles dépendent aussi des impédances de la machine. Pour éliminer cette dépendance, on introduit le facteur de distorsion harmonique qui permet de caractériser la qualité d'une séquence de MLI en termes de Modélisation et simulation du convertisseur de fréquence minimisation de distorsion harmonique de courant, indépendamment de la charge connectée à l'onduleur [40].

❖ Spectre des Harmoniques de Courant :

Le spectre harmonique typique des MLI à fréquence de commutation constante présente des raies d'amplitude importante autour de cette fréquence, et de ses multiples. Ceci entraîne des problèmes de bruit acoustique, pouvant être amplifié par des phénomènes de résonances mécaniques. L'analyse par FFT (fast Fourier transformation) du courant ou du tension donne son spectre d'harmonique, qui est une caractéristique plus détaillée que le facteur de distorsion harmonique global. Pour évaluer et comparer les performances de MLI, le spectre harmonique de courant s'avère être le critère principal [40].

❖ Ondulation du Couple:

Les ondulations du couple électromagnétique d'une machine est créée par une séquence de MLI, telles que certaines applications imposent une ondulation du couple faible, parce qu'il existe des MLI optimisées dans ce sens [40].

❖ Pertes à la Commutation:

Elles dépendent de la tension E du bus contenu, du courant dans la charge, et la fréquence commutation f_c . C'est pour cela qu'en forte puissance, le nombre de commutations par période du fondamental est faible [42].

II.11 La Modulation Sinus-Triangle :

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [43].

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres [44]:

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence : $m = f_p / f_r$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse: $r = V_r / V_p$

Le schéma de principe est donné par la figure II.10

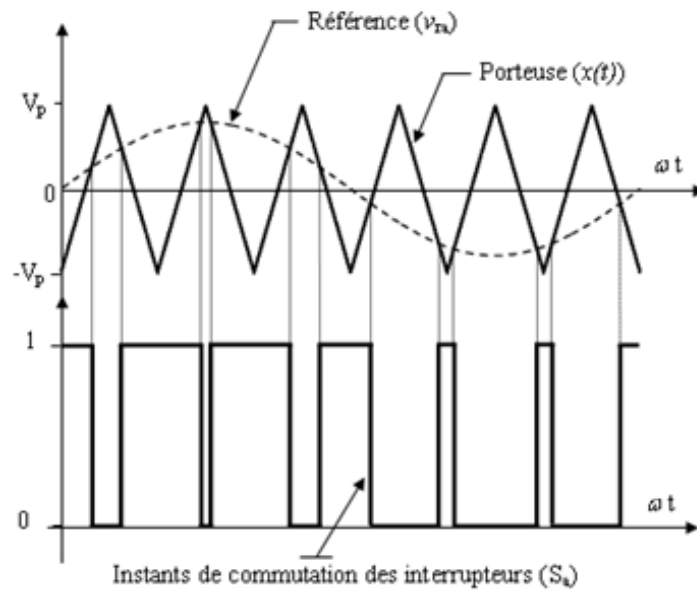


Figure II.8 : Principe de la commande MLI- ST [35]

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p . On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (\text{II. 36})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{ra} = V_r \sin 2\pi f_r t \\ v_{rb} = V_r \sin(2\pi f_r t - 2\pi/3) \\ v_{rc} = V_r \sin(2\pi f_r t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II. 37})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur [45]. Ceux ci sont donnés par l'équation (II.36) suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II. 38})$$

II.12 Types de Signal Triangulaire [39]:

Il existe trois types fréquemment utilisé pour générer un signal MLI à fréquence constante

- Signal Triangulaire Figure II.7 (a)
- Signal dents de scie Figure II.7 (b)
- Signal dents de scie inversé Figure II.7 (c)

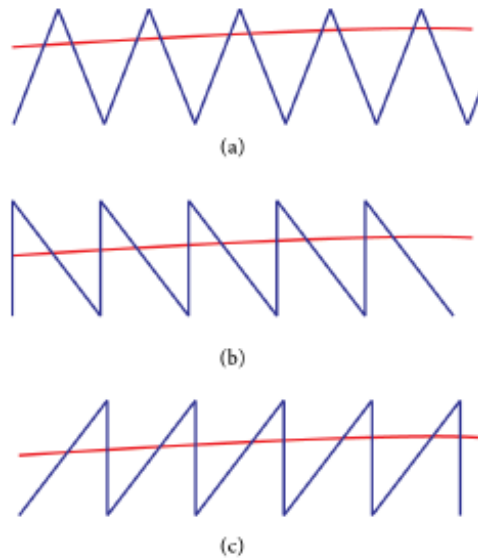


Figure II.9 : Types de signal triangulaire

II.12.1 Signal Triangulaire :

Dans ce type, le front montant et descendant du triangle est généralement symétrique de sorte que la pulsation est centrée dans un cycle de porteuse lorsque la référence est constante. La méthode s'appelle modulation à double front à fréquence constante. Ce type de modulation élimine certaines harmoniques, c'est une méthode préférée pour les redresseurs et onduleurs où la référence contient un composant sinusoïdal [39].

II.12.2 Signal Dents de Scie :

Le front montant du signal de sortie MLI se produit à des instants fixes dans le temps tandis que la position de front descendant est modulée lorsque le niveau du signal de référence varie. Par conséquent, la méthode est également appelée modulation à front descendant à fréquence constante. Ce type de modulation est plus fréquemment utilisé pour la commande des hacheurs [39].

II.12.3 Signal Dents de Scie Inversé :

Le front descendant du signal MLI se produit à des instants fixes dans le temps, tandis que la position du front montant est modulée lorsque le niveau du signal de référence varie. La méthode est généralement appelée modulation à front montant à fréquence constante [39].

II.13 Transformation de Tension Triphasée à la Tension Biphase :

Pour simplifier les calculs dans la modulation vectorielle on utilise la transformation de Clarke, cette dernière nous permet de remplacer le système triphasé de trois tensions U'_a , U'_b , U'_c de somme nulle par un système diphasé respectant le transfert de puissance [31].

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_a \\ U'_b \\ U'_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 39})$$

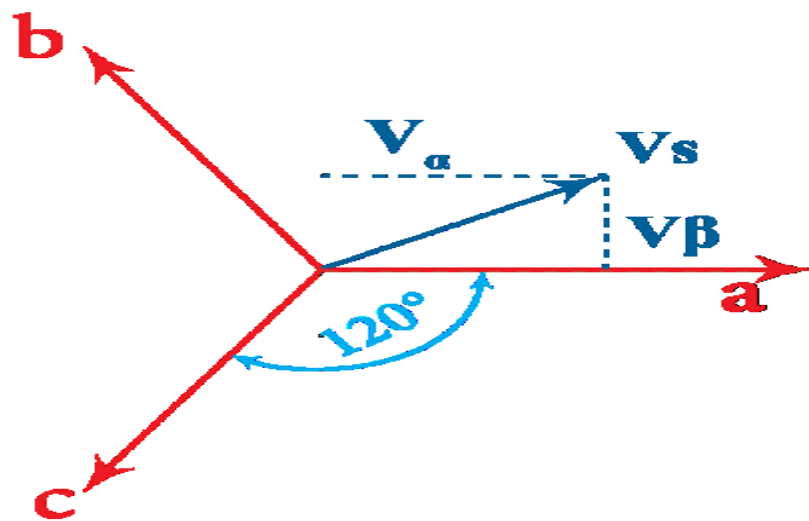


Figure II.10 : Transformation de vecteur de tension du plan triphasé au biphasé

II.14 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté la commande vectorielle appliquée à la MAS, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Aussi à travers ce chapitre, on a présenté le principe de deux méthodes de la commande vectorielle alimentée en courant (avec un onduleur à hystérésis) et en tension (avec un onduleur à MLI) de la MAS.

Dans le prochain chapitre, les résultats de simulation de commandes citées précédemment sont représentés sous le logiciel Matlab/Simulink.

Chapitre III



Résultats de Simulation et Etude Comparative

III.1 Introduction :

Après l'étude théorique, nous présentons dans ce chapitre une analyse par simulation numérique sous l'environnement Matlab/Simulink.

En début, nous abordons la réponse dynamique de la MAS alimentée directement par un réseau, puis on a introduit l'onduleur et ensuite, on a appliqué les deux commandes vectorielles en courant (à hystérésis) et en tension (à MLI) à la MAS avec une orientation du flux rotorique.

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

Nous avons simulé notre machine alimentée par un réseau triphasé standard (220/380V, 50Hz) à vide et en charge (Figure III.1). Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe. Les résultats de simulation sont présentés par les figures III.2 (à vide) et III.3 (en charge).

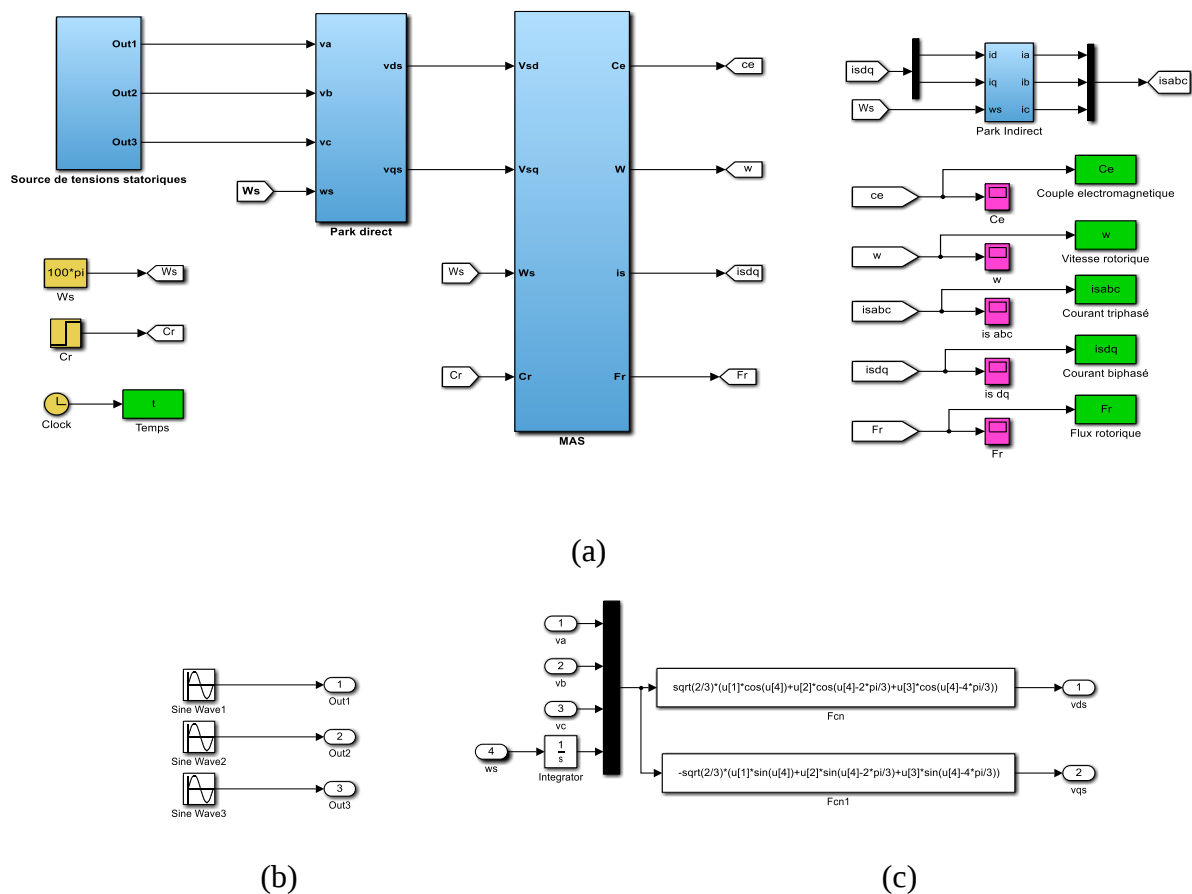


Figure III.1 : Schémas de la modélisation de MAS sous MATLAB/Simulink alimentée par un réseau, avec (b) une source triphasées et (c) Transformation de Park

III.2.1 Résultats de Simulation à Vide :

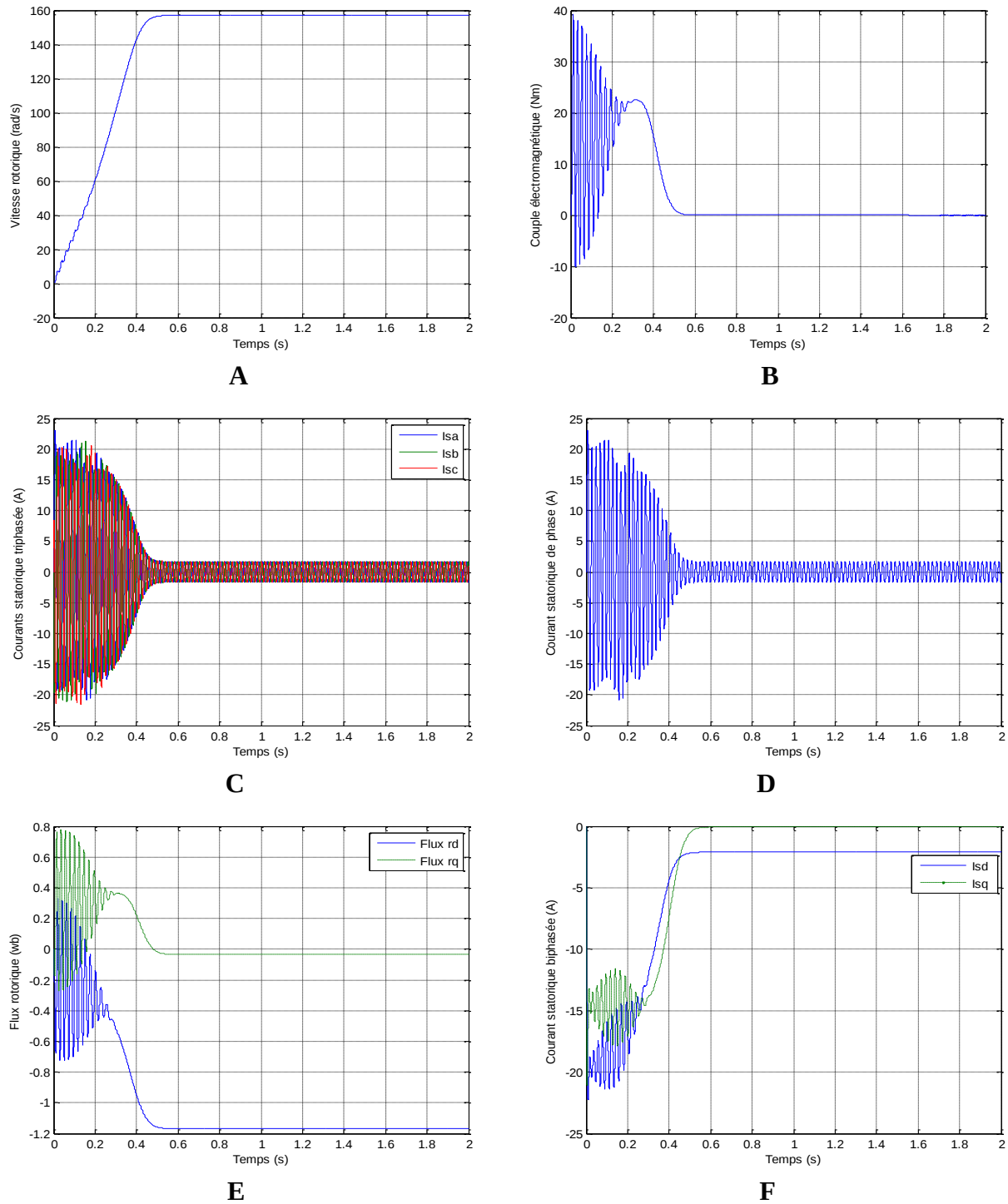


Figure III.2 : Les résultats de la MAS à vide alimentée par un réseau

III.2.2 Résultats de Simulation en Charge :

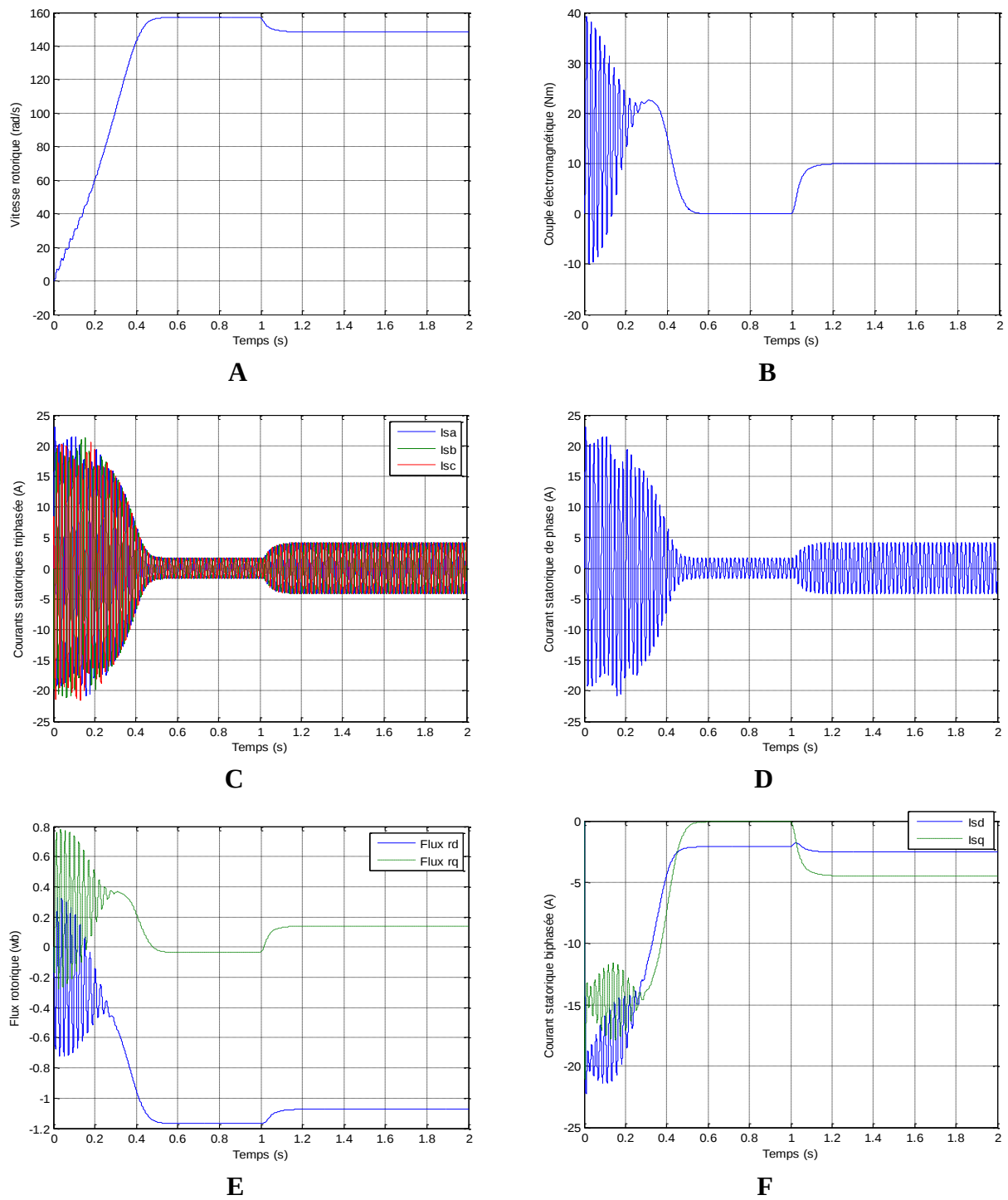


Figure III.3 : Les résultats de la MAS en charge alimentée par un réseau

III.2.3 Interprétations des Résultats :

A. A vide :

D'après la figure III.2, lorsque le moteur démarre à vide, on constate que :

- Pour la vitesse :

La courbe de la vitesse présente des perturbations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ de **0.6 sec** la vitesse de rotation s'établit à une valeur de synchronisme de **157 rad/sec** (régime permanent).

- Pour le courant statorique :

Au démarrage le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de **23A** jusqu'à **0.6sec**, après ce temps elle diminue à **1.70A**.

- Pour le couple électromagnétique :

La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence du fort couple électromagnétique très important jusqu'à **39N.m**, suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro en régime permanent pendant une période d'environ de **0.6sec** puisque le moteur n'est pas chargé.

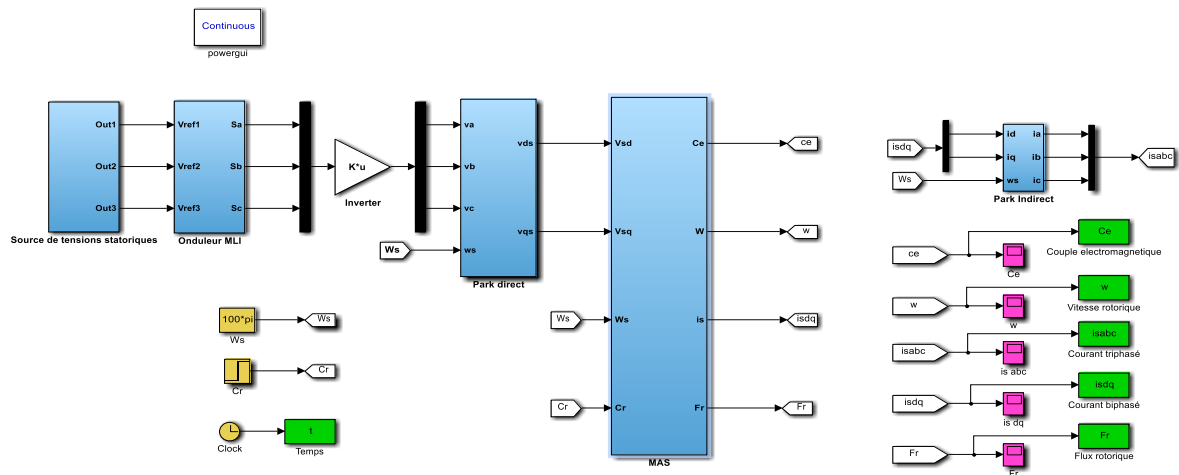
B. En charge :

Pour une application d'un couple de charge **Cr = 10N.m** à l'instant **1sec**, on obtient la figure III.3 où :

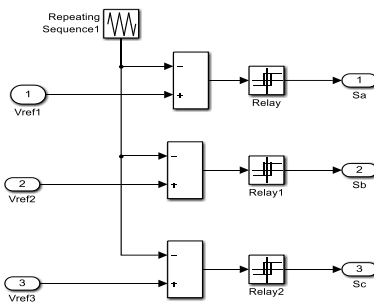
- On observe une légère diminution de vitesse à **148 rad/sec** à l'instant d'application de la charge à **1sec** et le courant statorique augmente jusqu'à **4.3A** grâce à l'augmentation de couple, ce dernier tend vers la valeur nominale de **10N.m**.

III.3 Simulation de la MAS-Onduleur MLI :

Ici, nous avons simulé la machine alimentée à travers un onduleur MLI (Figure III.4). Les résultats de simulation ont été effectués sous Matlab/Simulink comme le montre la figure III.5.



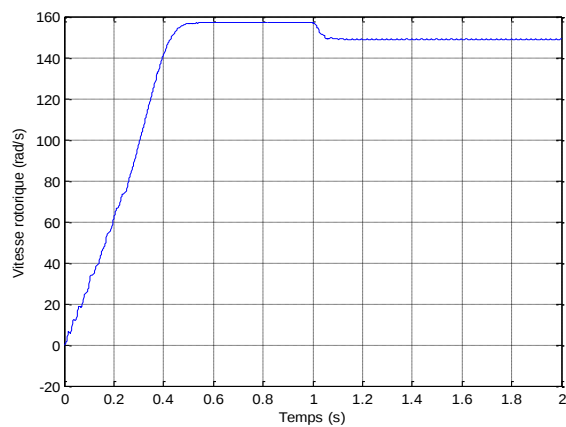
(a)



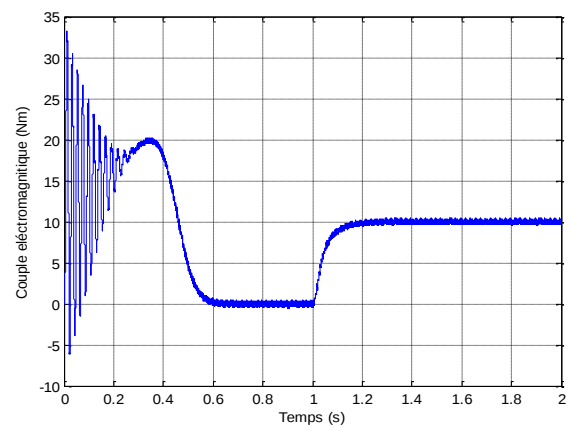
(b)

Figure III.4 : (a) Schéma de la modélisation de MAS avec (b) onduleur MLI sous Matlab/Simulink

III.3.1 Résultats de simulation :



A



B

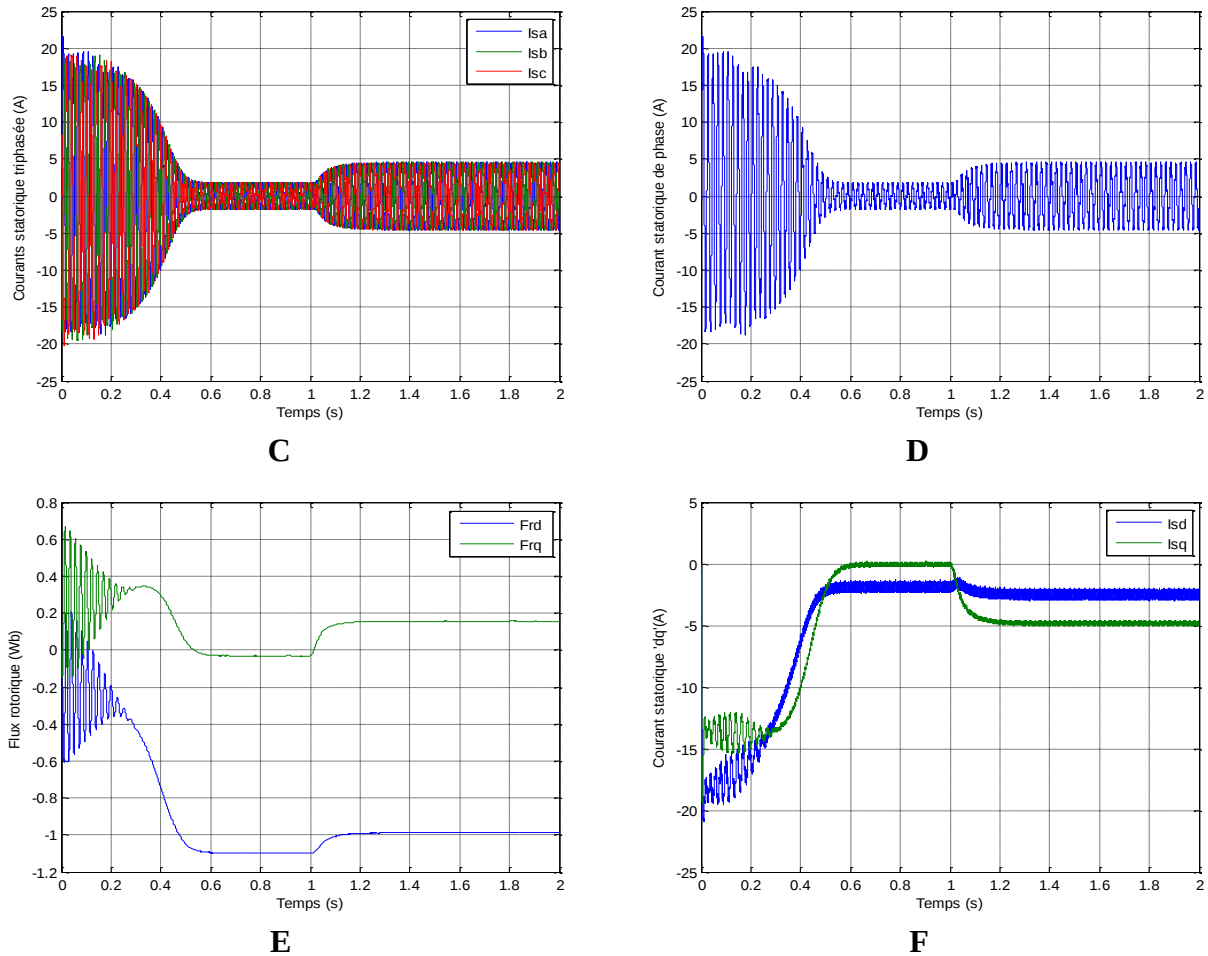


Figure III.5 : Les résultats de la MAS alimentée par un onduleur MLI

III.3.2 Interprétations des Résultats :

Les remarques les plus importantes sont :

- Une augmentation du temps de réponse au démarrage pour la caractéristique de vitesse.
- Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanent à cause de l'utilisation de l'onduleur à MLI qui se traduit par des harmoniques.
- Des oscillations observables sur les allures des courants statorique à cause de l'utilisation du convertisseur statique
- L'absence de régulation de la vitesse (test en boucle ouverte) provoque une diminution importante de la vitesse lors de l'application d'une charge pour l'ensemble MAS-onduleur.

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

Schéma de simulation de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis sont présentés par la figure III.6. Dans cette partie d'étude, nous sommes intéressés à l'influence de la bande d'hystérésis sur les performances de la MAS surtout au niveau de la vitesse, couple et la forme des courants ainsi la fréquence de commutation des interrupteurs, pour cela nous avons simulé l'ensemble machine-onduleur à vide puis en charge à partir de l'instant $t = 4\text{sec}$ sous un couple résistant de valeur $C_r = 10 \text{ N.m}$ (Figure III.7).

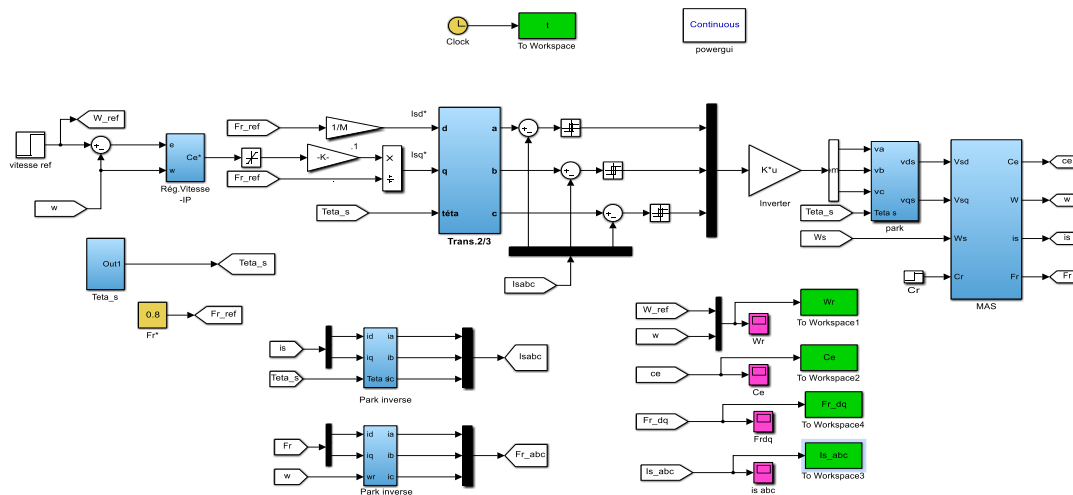
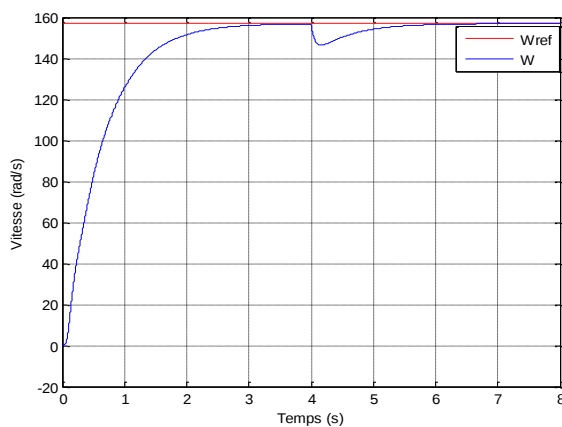
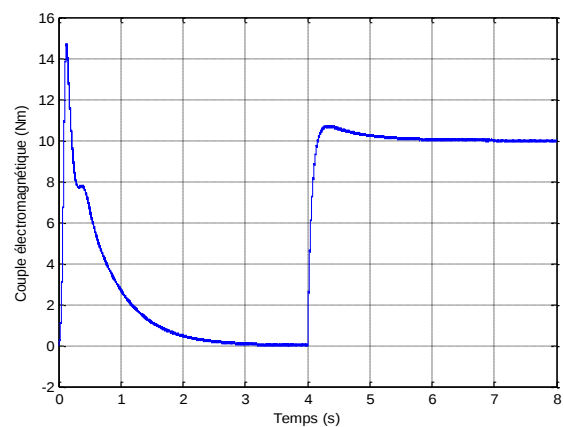


Figure III.6 : Schéma de simulation de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis sous Matlab/Simulink

III.4.1 Résultats de simulation:



A



B

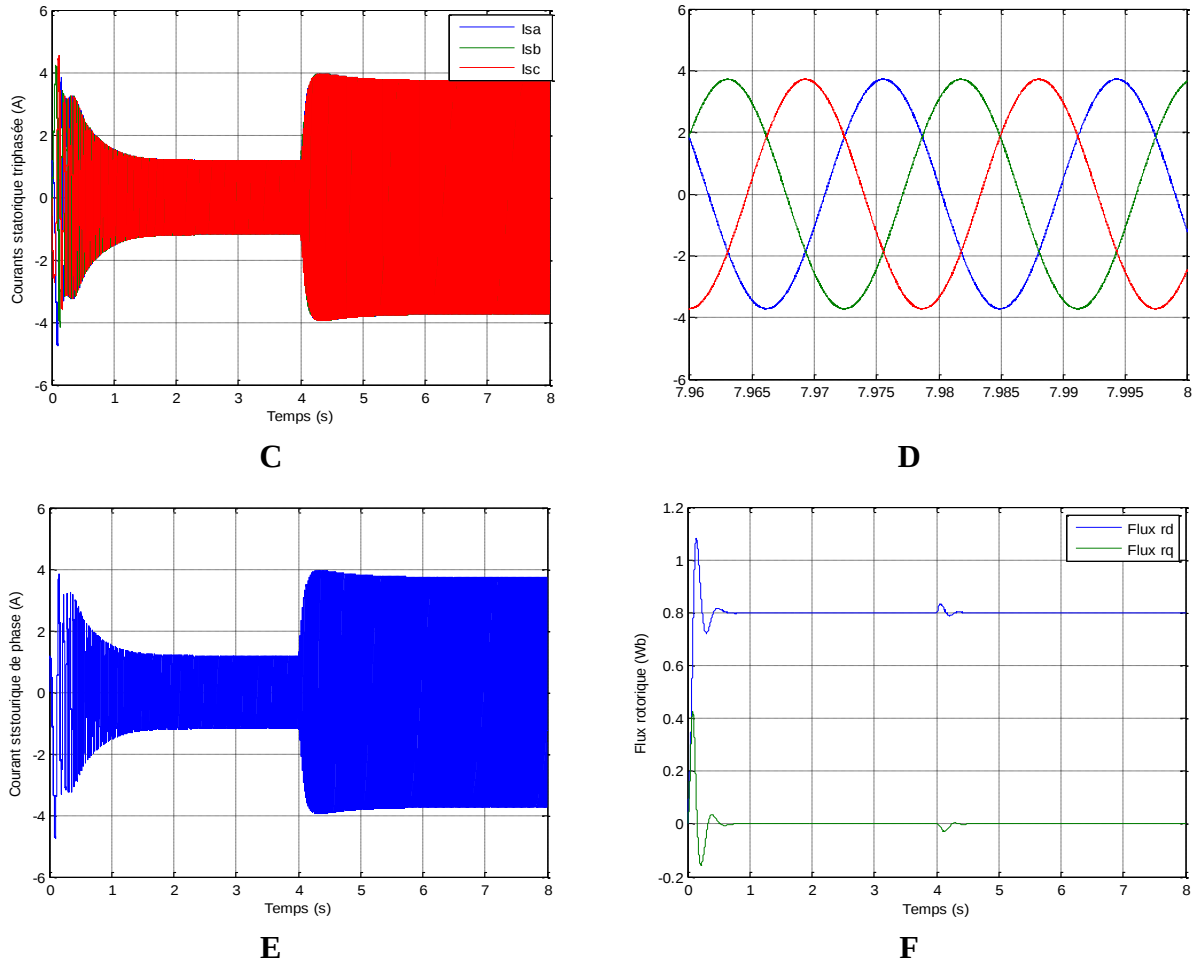


Figure III.7 : Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis

III.4.2 Interprétations des Résultats :

La figure III.7 montre les résultats obtenus par un contrôle à hystérésis. On constate les remarques suivantes:

- La réponse de vitesse de la MAS se stabilise à **157 rad/sec** dans un temps d'établissement de **4 sec** après un régime transitoire à vide.
- Le couple électromagnétique transitoire présente une composante pulsante qui atteint (1.5 fois) le couple nominale, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.
- Ce qui concerne la réponse du courant, dans le fonctionnement à vide du moteur il ya un courant correspondent au comportement inductif de moteur. La diminution de la bande d'hystérésis permet de minimiser les pulsations du couple et améliore la forme de courant par conséquent améliore la qualité de ce courant (diminue le THD) mais provoque une augmentation très importante de la fréquence de commutation.

- Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à leur courant de référence qui résulte la commutation de la tension de phase entre $\underline{U_{dc}/2}$ et $-\underline{U_{dc}/2}$.
- La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur, du niveau de la *f.e.m.* qui dépend de la vitesse de rotation, de l'inductance de fuite du stator et de la bande d'hystérésis h .

III.5 Simulation de la MAS avec la Commande Vectorielle à MLI :

Dans cette partie d'étude nous avons présenté la commande vectorielle à MLI de la MAS (Figure III.8), afin de visualiser l'effet de la fréquence de commutation sur les performances de la machine surtout au niveau de la vitesse, le couple, et la forme de courant. Pour cela, nous avons appliqué un couple de charge nominale de valeur $\mathbf{Cr} = 10 \text{ Nm}$ à l'instant $\mathbf{t} = 4 \text{ sec}$ (Figure III.9).

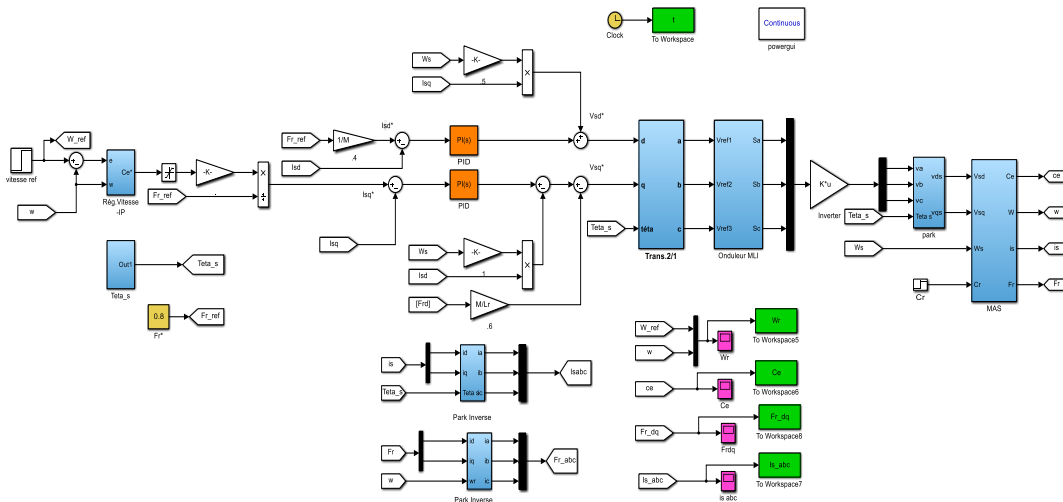


Figure III.8 : Schéma de simulation de la MAS avec la commande vectorielle à MLI sous Matlab/Simulink

III.5.1 Résultats de Simulation:

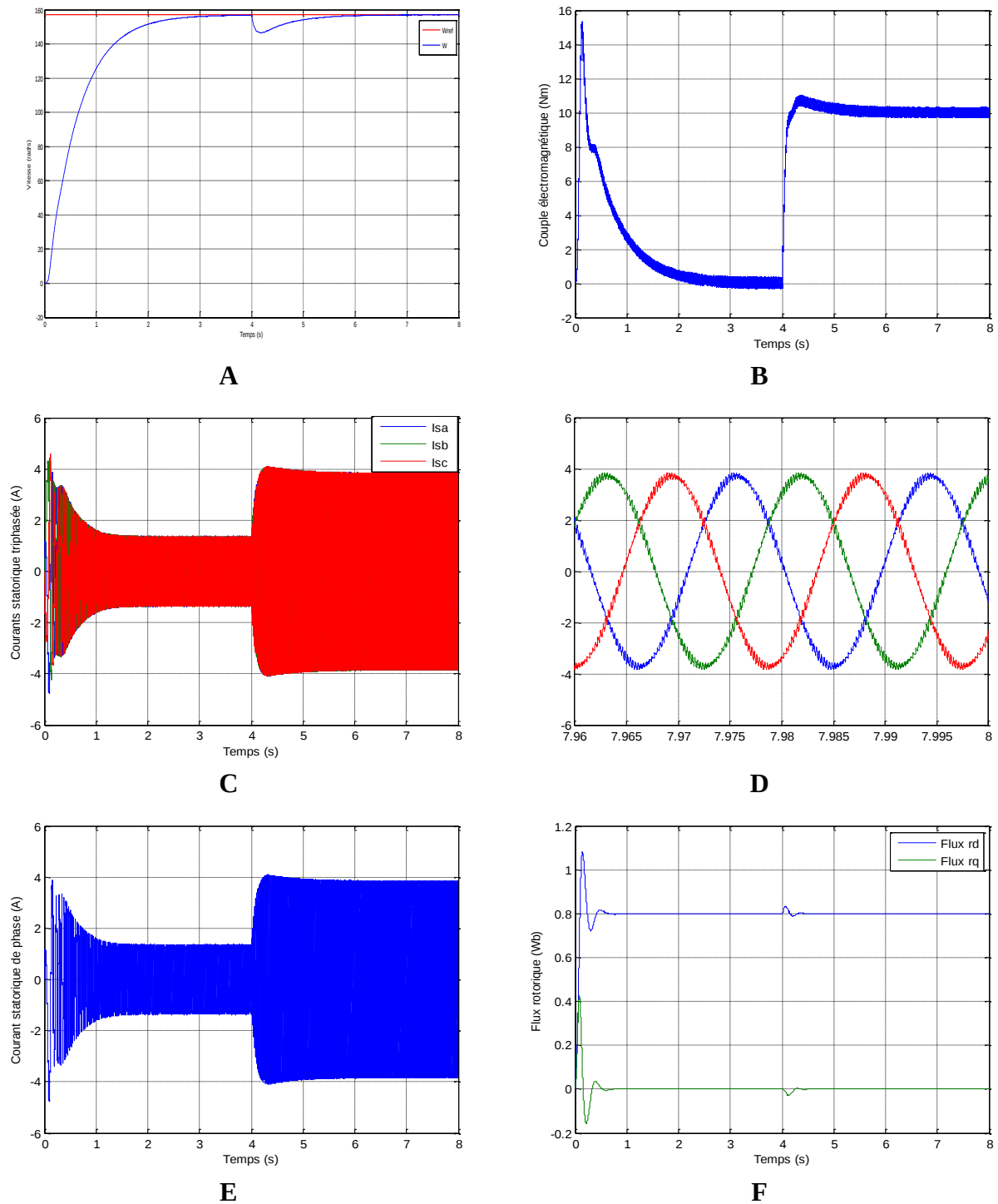


Figure III.9 : Les résultats de la MAS avec la commande vectorielle à MLI

III.5.2 Interprétations des Résultats :

Les remarques les plus importantes sont :

- Une augmentation des harmoniques sur les allures des courants statorique par rapport à la commande vectorielle à hystérésis.
- Une augmentation de band au niveau du couple électromagnétique par rapport à son homologue en commande vectorielle à hystérésis

III.6 Comparaison entre les deux Commandes :

Les différents résultats dans les figures III.7 et III.9 de chaque type de commande, leurs performances seront consignées dans un tableau récapitulatif indique par la suite, il s'agit donc :

- Du temps de réponse correspondant à la durée pendant laquelle la réponse arrive dans un intervalle de $\pm 5\%$ autour du signal de référence.
- Du dépassement correspondant à $D\% = \frac{S_{max} - S_{\infty}}{S_{\infty}} \cdot 100$
- De l'erreur statique définie par $\varepsilon\% = \frac{S_{max} - S_{\infty}}{S_{\infty}} \cdot 100$

Avec :

S_{max} : la valeur maximale de la réponse.

S_{∞} : la valeur finale de la réponse après l'établissement du régime permanent.

III.6.1 Comparaison au Niveau de l'Application de Couple de Charge :

Le tableau III.1 donne les performances correspondantes à chaque type de commande. La machine est faite démarrer à vide, suivi d'une application du couple de charge de **10 Nm à 4 sec.**

Tableau III.1 : Comparaison au niveau de l'application de couple de charge

Type de commande Performance	Commande vectorielle à hystérésis	Commande vectorielle à MLI
Performance du régime transitoire pendant le démarrage		
$t_{rv}(\text{sec})$	1.797	1.794
$I_{s_max_d}(A)$	4.69	4.72
$\emptyset_{sd_max_d}(Wb)$	1.08	1.08
$\emptyset_{sq_max_d}(Wb)$	0.42	0.42
$Ce_max_d(A)$	14.68	15.1
Performance du régime permanent		
$\varepsilon_v(\%)$	0	0

Robustesse (rejet du couple de charge)		
$P_{\Omega}(\%)$	-6.75	-6.62
$D_{\Omega}(\%)$	0	0
Band de Ce (N.m)	0.059	0.554

III.6.2 Comparaison au Niveau de la Qualité de Courant Statorique :

Les deux figures III.10 et III.11 représentent l'analyse FFT (*Fast Fourier Transform*) de courant statorique pour la commande vectorielle à hystérésis et celle à MLI.

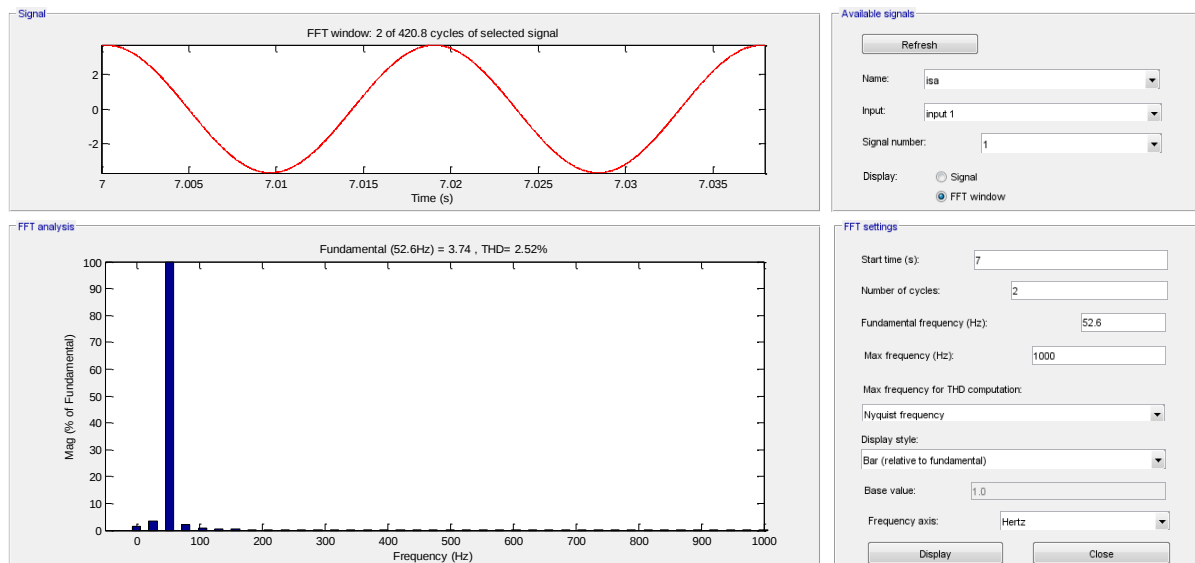


Figure III.10 : Analyse FFT de courant statorique de la MAS avec la commande vectorielle à hystérésis

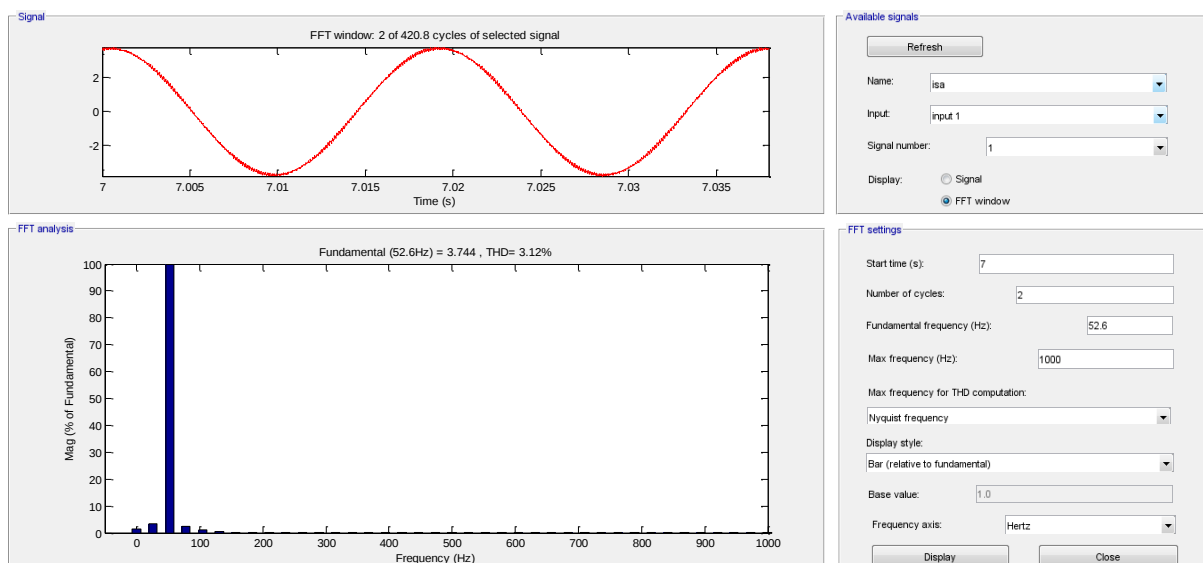


Figure III.11 : Analyse FFT de courant statorique de la MAS avec la commande vectorielle à MLI

Dans la figure III.10 : le THD (*Total Harmonic Distortion*) pour la commande vectorielle à hystérésis est égale à **2.52%**.

Dans la figure III.11 : le THD pour la commande vectorielle à MLI est égale à **3.12%**.

Après avoir extrait les résultats, nous remarquons que la valeur de THD de la commande vectorielle à MLI est supérieure à la valeur de THD de la commande vectorielle à hystérésis, donc la commande hystérésis est a moins d'harmonique par rapport à la commande vectorielle à MLI.

III.7 Conclusion :

Les résultats de simulation de la commande vectorielle à hystérésis et celle à MLI sont présentés dans ce chapitre.

La commande vectorielle à hystérésis est plus facile à implémenter parce qu'elle ne besoin pas d'un modulateur qui attaque l'onduleur.

La commande vectorielle à MLI exige des boucles de régulations supplémentaires, ainsi qu'un bloc de compensation, ce qui nous amène à une implémentation difficile, mais plus performant.

Nous remarquons que ces deux structures de commande vectorielle nécessitant un capteur pour l'information de la vitesse du rotor.

Conclusion Générale



Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone (MAS). Cette commande permet d'avoir des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Notre mémoire est consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage d'écureuil alimentée en courant (par hystérésis) et en tension (par MLI). Nous avons mis en évidence les principes fondamentaux de cette machine qui présente un bon compromis technico-économique.

Au début de ce travail, nous avons rappelé les généralités sur la MAS et le principe de la transformation de Park qui est appliqué au modèle de la MAS, et leur alimentation par un onduleur de tension.

D'après les résultats de simulation présentés dans ce travail, nous avons découvert que la commande vectorielle alimentée en courant (par hystérésis) est très sensible et facile à mettre en œuvre, contrairement à la commande vectorielle alimentée en tension (par MLI) qui est difficile à mettre en œuvre parce que besoin de plusieurs boucles de régulation mais plus efficace et durable.

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.

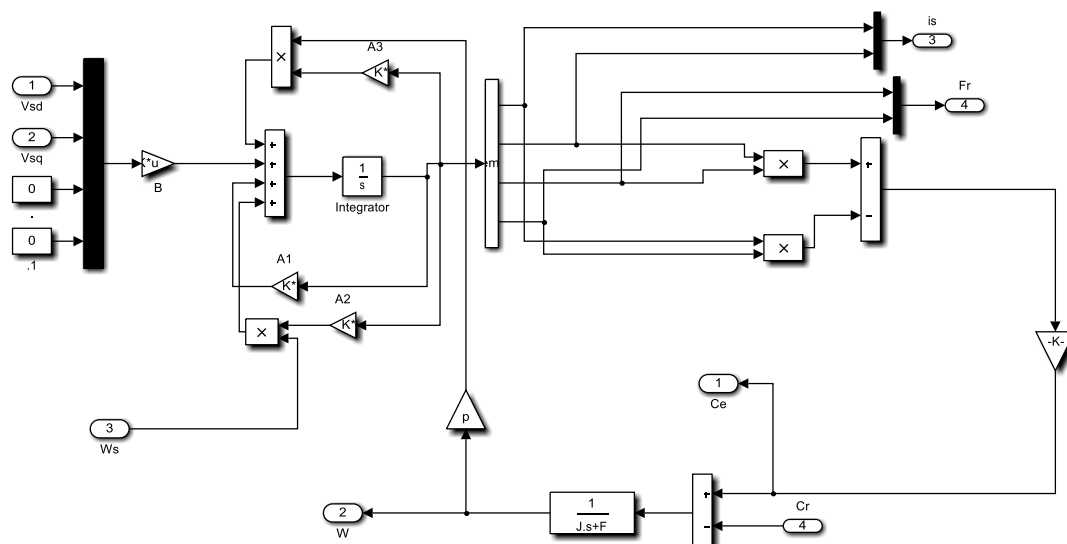
❖ Données de la matrice d'état :

$N1 = -(1/(\sigma L_s T_s) + (M^2)/(\sigma L_s L_r T_r))$

$N2 = M/(\sigma L_s L_r T_r)$

$N3 = M/(\sigma L_s L_r)$

❖ Le modèle de la MAS sous Matlab/Simulink :



Bibliographie



Bibliographie

- [1] **ALIA SALIM, GUEDDA SMAIL** <<Commande Vectorielle d'une Machine à Induction>> Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued, Mai 2018.
- [2] **REZGUII SALAH EDDIINE** << Techniques De Commande Avancées De La Machine Asynchrone : Etude Comparative Et Applications >> Thèse de Doctorat, Université Des Frères Mentouri Constantine, 08 /06 / 2015.
- [3] **HAMZA ADDAD** <<Commande Vectorielle sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone>> Mémoire de Master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi, 2015.
- [4] **GAETAN DIDIER** <<Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances>> Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 29 Octobre 2004.
- [5] **BOUAMRA DHIA ELHAK, BEDDI NASSER** << Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile (Modélisation, Alimentation et Commande)>> Mémoire de Master, Université d'El-Oued, 23-24 Juin 2014.
- [6] **HAMADI SAFI ALLAH** <<Commande par Retour D'état Linearisant D'une Machine Asynchrone Avec Et Sans Défaut >> Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2015/ 2016.
- [7] **BENNEDJAI SOUMAYA** << Contribution à l'amélioration de la sûreté d'exploitation des moteurs à induction >> Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2015/ 2016.
- [8] **SMAIL BACHIR** << Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique >> Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 17/12/2002.
- [9] **HAMADOU ADIL, NESSISSEN ABDELKADER** <<Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil>> Mémoire de Master, Université Djilali Bounaama - Khemis Miliana, 2015.
- [10] **KOUADRIA, KHELDOUN.A, HAMADACHE.M, REFOUFI.L** <<Induction Motor Faults Detection Using a Statistical Procedure Based-Approach >> Algerian Journal of Signals and Systems (AJSS), Vole 2, Issue 3, September 2017.
- [11] **MEHDI BAGHLI, OUSSAMA MERAD BOUDIA** <<Commande d'un moteur asynchrone triphasé basée sur l'approche des modes glissants avec observateurs de flux et de vitesse>> Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2013.

[12] MOUAD OUBIDAR, SEDIK BENDAOU <<Module des sciences appliquées. Machine synchrone/asynchrone>> Projet de fin d'étude en Ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 30 Avril 2010.

[13] BERRABAH FOUAD <<Commande sans capteur de la machine asynchrone>> Thèse de Doctorat, Université Badji MOKHTAR- ANNABA, 23 / 02 / 2016.

[14] BENAIDJA NOURI << Identification et commande de la machine asynchrone par les techniques du softcomputing>> Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas –Setif, 11 Septembre 2007.

[15] AOUI AHMED << Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage>> Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider de Biskra, 27/10/ 2011.

[16] KADRI FARID<< Développement d'une Commande Intelligente d'un Moteur a Induction Alimente par Onduleur de Tension PWM >> Mémoire de Magister, Université Batna, 11/06/ 2003.

[17] MESBAHI NADHIR << Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone>> Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2007.

[18] ABDOUNE KADDOUR, BRAHMI LOUHAB <<Etude par Simulation d'une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation en Fonctionnement Autonome>>, Mémoire de Master, Université A/Mira de Bejaia, 2013.

[19] TAMINDJOUTE ZINEB, TOUATI AMEL << Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) >> Mémoire de Master, Université A/Mira de Bejaia, 2017.

[20] KHALED FERKOUS << Etude D'une Chaîne De Conversion D'énergie Eolienne >> Mémoire de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 27 /05 / 2009.

[21] LAKHDAR DJAGHDALI << Commande predictive directe du couple de la machine asynchrone >>, Mémoire de magister, Université Mohamed Khider – Biskra, 2012

[22] REZGUI SALAH EDDINE << Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel, Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS >> Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.

- [23] **ADEL MERABET** <<Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone>> Thèse de Doctorat, Université du Québec - Chicoutimi, Mai 2007.
- [24] **BOUSSIALA BOUBAKR** (Ingénieur de l'ENP d'Alger) <<Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux "Application sur la Machine Heptaphasée " >> Memoire de Magister, École Nationale Polytechnique d'Alger, 13 / 10 / 2010.
- [25] **ELKHEIR MERABET**<< Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle >> Thèse de Doctorat, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 31/01/2013.
- [26] **HAMZA ADDAD** <<Commande Vectorielle sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone>> Mémoire de Master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi, 2015.
- [27] **FAHEM MOURAD, HABIS NADIA** <<Etude de la machine asynchrone à double étoile en vue de son intégration dans une chaîne de conversion d'énergie éolienne>> Mémoire de master, Université Djilali Liabes de Sidi Bel-Abbes, Juillet 2019.
- [28] **LOTFI BAGHLI** <<Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques >> Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy I, 14 Janvier 1999.
- [29] **Lamia YOUB, A. CRĂCIUNESCU** <<Etude Comparative Entre La Commande Vectorielle a Flux Oriente et La Commande Directe du Couple de La Machine Asynchrone>> U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 69, No. 2, 2007
- [30] **AID HOUSSEM, AINA WAFAA**<<Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents>> Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, 01 octobre 2013.
- [31] **BERREZZEK FARID** <<Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone>> Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar – Annaba, 2006.
- [32] **BEKAKRA YUCEF** <<Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées>> Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-oued, 14 / 06 /2010.
- [33] **CHEKIMA DJAMEL** << Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue>> Mémoire de Master, Université d'El-Oued, 23-24 Juin 2014.

- [34] **ZOUAOUID MED NABIL, MESSAI MED TEDJANI** << Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator>>, Mémoire de Master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi-, 2018
- [35] **BRAHIMI MOHAMED EL AMINE, BABAH AZMI** <<Commande par MLI Vectorielle d'un Onduleur Alimentant un Moteur à Cage>> Mémoire de L'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat, Université de M'sila, 2008.
- [36] **BELHAOUCHET NOURI** <<Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées. Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie>> Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas - Setif, 06/07/2011
- [37] **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
- [38] **CHEBABI KAMILIA** <<Etude d'une loi de commande En Courant par hystérésis à bande Adaptative pour un onduleur de tension>> Mémoire de Master, Université Mohamed Khider de Biskra, 07 juillet 2019.
- [39] **BAHI ABDELOUAHAB, DJEDIDI MOHAMMED RIADH** <<Commande d'un Onduleur Triphasé par Différentes Techniques MLI en Utilisant la carte DSPACE>> Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued, Mai 2017.
- [40] **ALIA SALIM, GUEDDA SMAIL** <<Commande Vectorielle d'une Machine à Induction>> Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued, Mai 2018.
- [41] **BENNOUI HASSINA** << Apport De La Logique Floue Et Des Réseaux De Neurones Pour La Commande Avec Minimisation Des Pertes De La Machine Asynchrone>> Mémoire de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 21/05/2009.
- [42] **ZOUGGAR EL WALID** << Développement De L'algorithme De Commande De L'onduleur Basé Sur La Séquence Alternante De Vecteur Nul (alternating zero vector sequence)>> Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2007/ 2008.
- [43] **HOCINE AMIMEUR** <<Contribution `a la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement>> Mémoire de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 28 / 05 / 2008.

[44] BENALI WALID << Commande LQ d'un moteur synchrone >> Mémoire de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 26 / 06 / 2014.

[45] Dr A. MEROUFEL <<Contrôle de la machine asynchrone : Commande scalaire, Commande vectorielle et Commande directe du couple >> Cours du Module « Commande des systèmes électromécaniques », Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès, 2009.