



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

Darsaoui Sawsen

Benbadi Oum kalthoum

THEME

Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Triphasée à Cage

Soutenu le : Septembre 2020 devant la commission d'examen composée de :

Mr. CHAIBA Azeddine

PROF à l'Université de Khenchela Président

Mr. BEDDIAF Yassine

MCB à l'Université de Khenchela Encadreur

Mr. KHEMIS Abderrahmane

MCB à l'Université de Khenchela Examineur

Promotion 2019/2020



Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie.

Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de vous.

*Mes sœurs, Sara, Meryem et ses petits enfants **Takwa** et **Abd Elbasst**, et mes frères Youssef, Idriss, Isshak, qui sont pour moi des exemples de persévérance, et de courage. Et à leurs enfants.*

A tous mes amies qui n'ont cessé d'être pour moi des exemples de courage et de Générosité.

A ma deuxième moitié "Sawsen+Hadjer"

A tous qui m'aiment et qui j'aime

" Il n'y a pas de réussite facile ni d'échec définitif "

BENBADI OUM KALTHOUM





Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Les deux personnes les plus chers au monde, Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon instruction et mon bien être, Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours

Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que je ne vous en acquitterai jamais assez. Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne vous déçoive.

Mon père "Darsaoui djamai" et ma mère : "Faroudji hakima"

A MES CHERS ET ADORABLE FRERES ET SŒURS

Sihem la prunelle de mes yeux, ***Ikhlassse*** la douce, ***Nadjeh*** que j'adore, ***Yassine*** que j'aime profondément, En témoignage de mon affection fraternelle, de ma profonde tendresse et reconnaissance, je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de succès et que Dieu, le tout puissant, vous protège et vous garde.

À MES AMIS DE TOUJOURS : Ibtissam, Oum kalthoum

En souvenir de notre sincère et profonde amitié et des moments agréables que nous avons passés ensemble, Veuillez trouver dans ce travail l'expression de mon respect le plus profond et mon affection la plus sincère.

A tous qui m'aiment et qui j'aime

DARSAOUI SAWSEN



REMERCIEMENTS

Au terme de cette étude, Nous remercions tout d'abord « DIEU » qui nous a donné la santé, le courage, la patience et la volonté durant toutes les années de nos études et nous a avoir Permis la réalisation de ce présent travail.

Nous remercions Très sincèrement Mr. Yassine. Beddiaf notre encadreur, pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses, sa patience Et diligence, et par ses suggestions qui nous avons grandement facilité ce travail.

Nous tenant à lui exprimer notre grand respect et notre admiration pour sa personnalité nous le remercions pour sa contribution dans notre formation.

Nous profitons l'occasion pour remercier tous les enseignements du département génie électrique qui ont contribué à notre formation pendant cinq ans avec de grands efforts.

Nous n'oublions pas de remercier nos proche amies : HADJER, IBTISSAM, NOUMIDIA et OUMAYMA qui ont été un grand soutenu pour nous dans tous les temps soit de joie soit de tristesse

Nos remerciements vont aussi aux membres du jury pour avoir accepté D'évaluer notre travail.

À ma classe merci pour les bons moments qu'on a passés, merci pour les souvenirs qu'on a criés ensemble

Etre permis un groupe spécial comme vous est un grand honneur et est un évènement qui ne se répète jamais, nous vous souhaitons une bonne continuation dans votre vie professionnelle et personnelle

Enfin, je remercie tous Ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à la réalisation et à l'aboutissement de ce Travail.

Résumé :

Ce travail concerne la modélisation et la commande de la machine asynchrone (Moteur) sous l'environnement Matlab / Simulink. Afin de réaliser deux techniques de commande (commande vectorielle & DTC) pour améliorer les performances de la commande vectorielle de pont de vue oscillation du couple et dépassement de la vitesse on a appliqué la technique de la logique floue. Nous terminons notre travail par une conclusion générale. La validité et l'efficacité de ces commandes sont démontrées par des résultats de simulation.

Sommaire

Dédicace	
Remerciement	
Sommaire	
Liste des figures	
Notations et abréviations	
Introduction générale.....	1

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction.....	2
I.2 Description paramétrique de la machine asynchrone à cage d'écureuil triphasé.....	2
I.2.1 Le stator.....	3
I.2.2 Le rotor.....	3
I.2.3 Principe de fonctionnement du moteur à cage.....	5
I.3 Modélisation Mathématique de la machine.....	5
I.3.1 Principe de la transformation de système d'axes (triphase/biphase).....	8
a. Transformation de Park.....	8
b. Transformation de Clark	10
c. Transformation de Concordia.....	11
d. Rotation entre le référentiel mobile (d, q) et le référentiel fixe (α, β)	11
I.3.2 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	12
I.3.3 Choix du référentiel.....	18
I.3.3.1 Modèle de la machine dans le repère (α, β).....	18
I.3.3.2 Modèle de la machine dans le repère (d, q).....	19

I.3.3.2.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	20
I.3.3.2.2 Concept de modélisation de l'onduleur.....	21
I.4 Générateur de MLI.....	23
I.5 Simulation numérique.....	23
I.6 Les résultats de simulation.....	25
I.7 Interprétation des résultats.....	26
I.8 Conclusion.....	27

Chapitre II

Chapitre II

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction.....	28
II.2 Principe de la commande vectorielle.....	28
II.2.1 Le découplage.....	28
II.2.2 Orientation du flux.....	29
II.2.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux.....	29
II.2.3.1 Equations du Découplage.....	30
II.2.3.2 Détermination des Boucles de commande.....	32
a. Régulateur de vitesse.....	32
b. Régulateur de courant isd.....	35
c. Régulateur de courant isq.....	35
II.2.3.3 Défluxage.....	36
II.3 Simulation numérique.....	37
II.4 Résultats de simulation et interprétation.....	39
II.5 Conclusion.....	47

Chapitre III

La commande Directe du Couple DTC

III.1 Introduction.....	48
III.2 Principe de la commande directe du couple.....	48
III.2.1 Estimation du flux statorique.....	51
III.2.2 régulation du flux.....	52
III.2.3 Régulation du couple.....	52
a. Utilisation d'un relais à Hystérésis à deux niveaux.....	53
b. Utilisation d'un relais à Hystérésis à trois niveaux.....	53
III.2.4 Schéma de commande.....	54
III.3 Algorithme DTC au sens Takahashi.....	55
III.3.1 Choix du vecteur de tension V_s	57
III.3.2 Régulateur de vitesse.....	58
III.4 Simulation numérique.....	59
III.5 Résultats de simulation.....	60
III.6 Interprétation.....	64
III.7 Conclusion.....	64

Chapitre IV

Logique floue et son apport à la commande vectorielle

IV.1 Introduction.....	66
IV.2 Logique floue type 1.....	66
IV.2.1 principe et définition.....	66
A. Propriétés des ensembles flous.....	69
B. Opérateurs sur les ensembles flous.....	69
C. Règle floue.....	71
IV.3 Configuration d'un contrôleur flou.....	71

A. Module de Fuzzification.....	72
B. Base de données.....	72
C. Moteur d'inférence.....	73
D. Module de défuzzification.....	74
IV.4 Schéma de commande vectorielle de la MAS.....	74
IV.5 Loi de commande pour le régulateur flou.....	74
IV.6 Schéma de simulation.....	75
IV.7 Résultats de simulation.....	77
IV.8 Interprétation des résultats.....	82
IV.9 Conclusion.....	82
Conclusion générale.....	83

Annexes

Annexes I.....	84
Annexes II.....	84
Annexes III.....	85
Bibliographie	86

Liste des figures :

Chapitre I :

Figure (I.1) : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....2

Figure (I.2): Stator d'une machine asynchrone.....3

Figure (I.3) : Rotor à cage (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux (bagues) de court-circuit).....4

Figure(I.4) : Constitution du rotor bobiné.....4

Figure (I.5) : Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.....7

Figure(I.6) : Transformation du système triphasé à un système biphasé.....8

Figure (I.7) : Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel triphasé...13

Figure (I.8) : Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel diphasé...13

Figure (I.9) : Schéma de l'association onduleur- machine asynchrone.....20

Figure (I.10) : Association Machine asynchrone-Onduleur de tension triphasée.....20

Figure (I.11) : Générateur de la PWM à Comparateur à deux seuils.....23

Figure (I-12) : Schéma de simulation (sous Matlab /Simulink) de la MAS alimentée par une source alternative.....24

Figure (I-13) : Schéma du Bloc-MAS.....24

Figure (I-14) : Schéma du Bloc Flux.....25

Figure (I.15) : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasée.....26

Chapitre II :

Figure (II.1) : Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.....28

Figure (II. 2) : Orientation du flux rotorique.....29

Figure (II.3) : Découplage par compensation.....31

Figure (II.4) : Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique.....32

Figure (II.5) : Boucle de régulation de vitesse.....32

Figure(II.6) : montre le diagramme de Bode pour $K_p = 1$ et $K_i = 1$34

Figure(II.7) : Boucle de régulation de courant isd.....35

Figure(II. 8) : Boucle de régulation de courant isq.....35

Figure(II.9) : Défluxage.....36

Figure(II.10) : Commande vectorielle indirecte avec défluxage.....37

Figure (II.11) : Schéma de simulation de la MAS commande vectorielle sous Matlab/Simulink.....	37
Figure (II.12) : schéma du Bloc IRFO.....	38
Figure (II.13) : schéma du Bloc Découplage.....	38
Figure (II.14) : schéma du Bloc Correcteurs	39
Figure (II.15) : schéma du Bloc estimation de ω_s	39
Figure (II.16-a) : Vitesse ω et ω_{ref}	40
Figure (II.16-b): Vitesse ω et ω_{ref} (Zoom).....	40
Figure (II.17): Courants direct i_{sd} et quadratique i_{sq}	40
Figure (II.18-a): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$	41
Figure (II.18-b): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$ (Zoom).....	41
Figure (II.19): Couple électromagnétique C_e	41
Figure (II.20-a) : Vitesse ω et ω_{ref}	42
Figure (II.20-b): Vitesse ω et ω_{ref} (Zoom).....	42
Figure (II.21): Courants direct i_{sd} et quadratique i_{sq}	42
Figure (II.22-a): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$	43
Figure (II.22-b): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$ (Zoom).....	43
Figure (II.23): Couple électromagnétique C_e	43
Figure (II.24) : Schéma de simulation avec bloc de défluxage de la commande IRFO.....	44
Figure (II.25-a) : Vitesse ω et ω_{ref}	44
Figure (II.25-b): Vitesse ω et ω_{ref} (Zoom).....	45
Figure (II.26): Courants direct i_{sd} et quadratique i_{sq}	45
Figure (II.27-a): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$	45
Figure (II.27-b): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$ (Zoom).....	46
Figure (II.28): Couple électromagnétique C_e	46
Figure (II.29): Flux de référence φ_{ref}	46

Chapitre III :

Figure (III.1) : Exemple de la représentation de $\underline{\varphi}_s$ en fonction de V_i	50
Figure (III.2) : Représentation de l'évolution de $\underline{\Delta\varphi}_s$	52
Figure(III.3) : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.....	54
Figure(III.4): L'étoile V1-V6 et les 6 secteurs de la DTC—classique.....	56

Figure(III.5): Choix du vecteur de tension.....	58
Figure (III.6) : Schéma –bloc de la régulation de vitesse.....	59
Figure (III.7) : Schéma de simulation d'une MAS commande DTC sous Matlab/Simulink...	60
Figure (III.8-a) : Vitesse ω et ω_{ref}	61
Figure (III.28-b): Vitesse ω et ω_{ref} (Zoom).....	61
Figure (III.9-a): Courants direct i_{sa} et quadratique i_{sb}	62
Figure (III.9-b): Courants i_{sa} et quadratique i_{sb} (Zoom).....	62
Figure (III.10): Couple électromagnétique C_e .et C_{eref}	63
Figure (III.11-a): le flux.....	63
Figure (III.11-b): le flux (Zoom).....	64

Chapitre IV :

Figure (IV.1) : Opérateurs logiques a : A et B , b : $A \cap B$, c : $A \cup B$, d : \bar{A}	70
Figure (IV.2) : Configuration de base d'un bloc floue (BLF).....	72
Figure (IV.3) : Représentation graphique du principe de la méthode d'inférence Max-Min...	73
Figure (IV. 4) : structure de réglage de vitesse par un régulateur flou d'une machine asynchrone.....	74
Figure (IV. 5) : Schéma de simulation d'une MAS par la logique floue.....	76
Figure (IV. 6) : Schéma du bloc contrôleurs.....	76
Figure (IV. 7) : Schéma du Bloc régulateur PI-vitesse floue	77
Figure (IV.8) : Résultat de simulation de la vitesse ($\omega, \omega_{flow}, \omega_{PI}$).....	77
Figure (IV.9) : Résultat de simulation de la vitesse ($\omega, \omega_{flow}, \omega_{PI}$), Zoom.....	78
Figure (IV.10) : Courants (i_{sd}, i_{sq}).....	78
Figure (IV.11) : courbe des courants (Isq) dans les deux cas de commande.....	79
Figure (IV.12) : courbe des courants (Isq) dans les deux cas de commande (Zoom).....	79
Figure(IV.13) : Courbes des courants statorique ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$).....	80
Figure(IV.14) : Courbes des courants statorique ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), Zoom.....	80
Figure(IV.15) : Courbes des Flux Rotorique ($\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$).....	81
Figure(IV.16) : Courbes des Flux Rotorique ($\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$), Zoom.....	81

Notations symboliques et abréviations

abc	:	Système d'axe rotorique.
ABC	:	Systeme d'axe statorique.
V_s	:	Tension statorique.
V_r	:	Tension rotorique.
i_s	:	Courant statorique.
Φ_s	:	Flux statorique.
Φ_r	:	Flux rotorique.
R_s	:	Résistance d'une phase statorique.
R_r	:	Résistance d'une phase rotorique.
R	:	Resistance totale ramenée au stator.
L_s	:	Inductance propre d'une phase statorique.
L_r	:	Inductance propre d'une phase rotorique.
M	:	Inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique.
φ	:	Angle entre système d'axe triphasé.
ω_a	:	Vitesse de rotation du système d'axe diphasé par rapport au système d'axe triphasé.
ω_r	:	Pulsation rotorique.
ω_s	:	Pulsation statorique.
P	:	Matrice de park.
G_{sdq}	:	Grandeurs statorique.
G_{rdq}	:	Grandeurs rotorique.
C_e	:	Couple électromagnetique.
C_r	:	Couple de charge (resistant).
s	:	Opérateur de laplace.
I_d	:	Courant continu fourni par le redresseur.
U_{dc}	:	Tension fournie le redresseur.
T	:	Matrice de transfert de l'onduleur.
G	:	Matrice gain de l'observateur d'état.
G_k	:	Matrice gain de l'observateur Kubota.
G_g	:	Matrice gain de l'observateur par mode de glissement.

Notations symboliques et abréviation

e_{is}	:	Erreur entre courants statorique.
S	:	Surface de glissement.
CVD	:	Command Vectorielle Directe.
CVI	:	Commande Vectorielle Indirecte.
DTC	:	Commande directe du couple.
MLI	:	Modulation en Largeur d'impulsion.
BO	:	Boucle Ouverte.
BF	:	Boucle Fermeé.
α, β	:	Axe quadratique.
d,q	:	Axe quadratique.
J	:	Moment d'inertie.
ω	:	Vitesse de rotation rotorique.
σ	:	Coefficient de dispresion.
p	:	Nombre de paires de poles.
T_r	:	Constante de temps rotorique.
T_s	:	Constante de temps statorique.
g	:	Coéficent de glissemt
N_s	:	Nombre de spires de l'enroulement d'une phase statorique.

Introduction Générale

Introduction générale

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées. Le moteur à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière. C'est pourquoi, de nos jours, on se tourne de plus en plus vers les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs à induction. La machine à induction est particulièrement robuste et de faible coût, et cela conduit à devenir de plus en plus utile dans le domaine industriel. Elle est utilisée dans les applications à base performance ainsi que dans des cas plus sophistiqués.

Plusieurs techniques de commande ont été développées, les plus connues sont : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande direct du couple Dans notre mémoire, on va présenter les deux premières techniques. Pour se faire notre mémoire est organiser selon quatre chapitres, clôturé par une conclusion générale :

- Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone à cage ;
- Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone ;
- Chapitre III : Commande Direct du couple (DTC);
- Chapitre IV : Logique floue et son apport sur la commande vectorielle.

Dans le quatrième chapitre, nous allons utiliser la logique flou pour corriger le problème de dépassement de la vitesse et surtout au démarrage sans modifier les valeurs des courants. Pour donner plus d'ampleur çà notre travaille, nous suggérons de valider expérimentalement nos résultats de simulation.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction :

Pour développer une commande, on a besoin d'une modélisation mathématique de la machine asynchrone. Dans ce chapitre, on va présenter une étude mathématique qui repose sur le concept de Park. Ce concept permet le passage du système triphasé vers le système biphasé qui est moins compliqué de point de vue maîtrise et par suite cette transformation nous permet d'étudier le comportement dynamique des modes électriques et électromagnétiques de la machine.

I.2 Description paramétrique de la machine asynchrone à cage d'écureuil triphasé :

Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en deux parties distinctes Figure (I.1).

- Le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- Le rotor et les roulements, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique

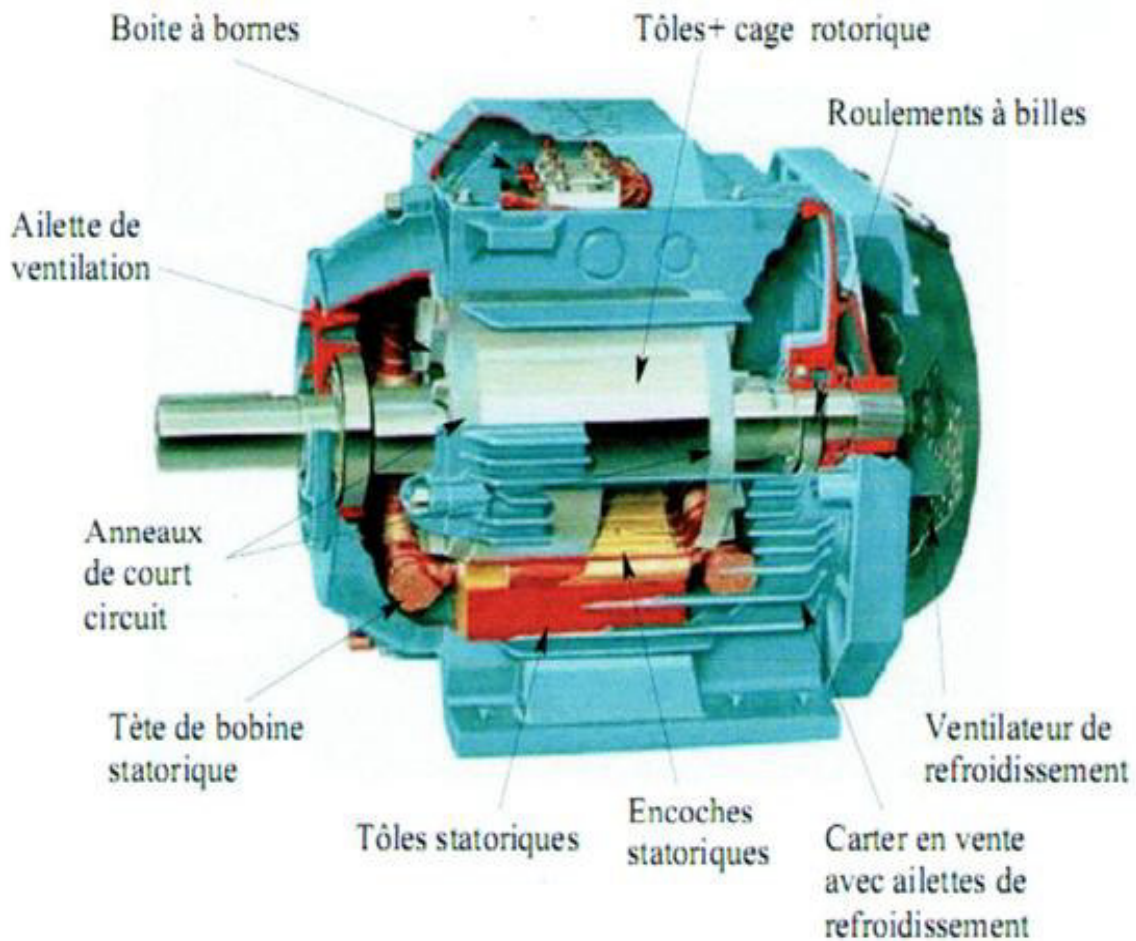


Figure (I.1) : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.2.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine figure (I.2). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches 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 la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

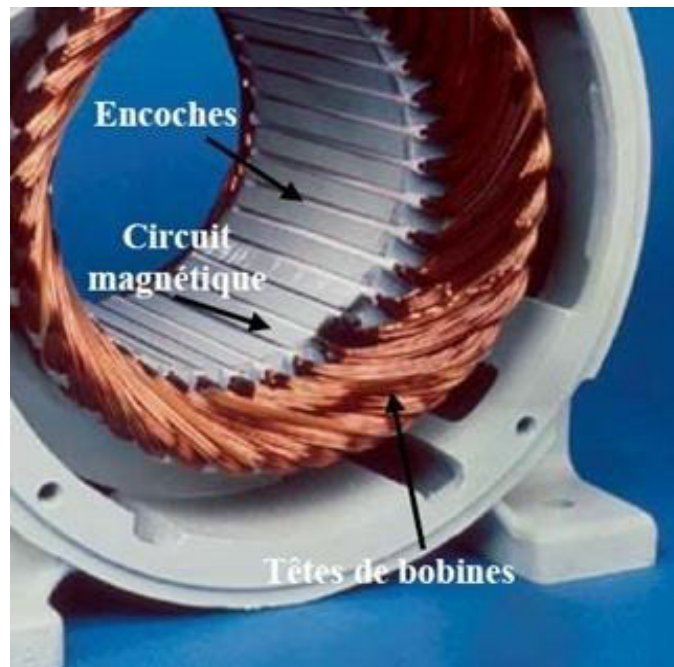


Figure (I.2): Stator d'une machine asynchrone

I.2.2 Le rotor :

C'est l'élément mobile du moteur. Se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court. Il existe deux types de rotor :

➤ Le rotor à cage

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barres rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor Figure (I.3), Cette cage est insérée à l'intérieur de

circuit magnétique. Dans le cas de rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre 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, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur. De plus, il dispose d'une plus grande robustesse.

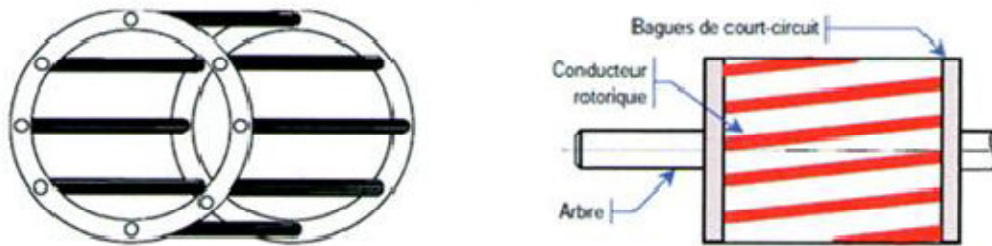
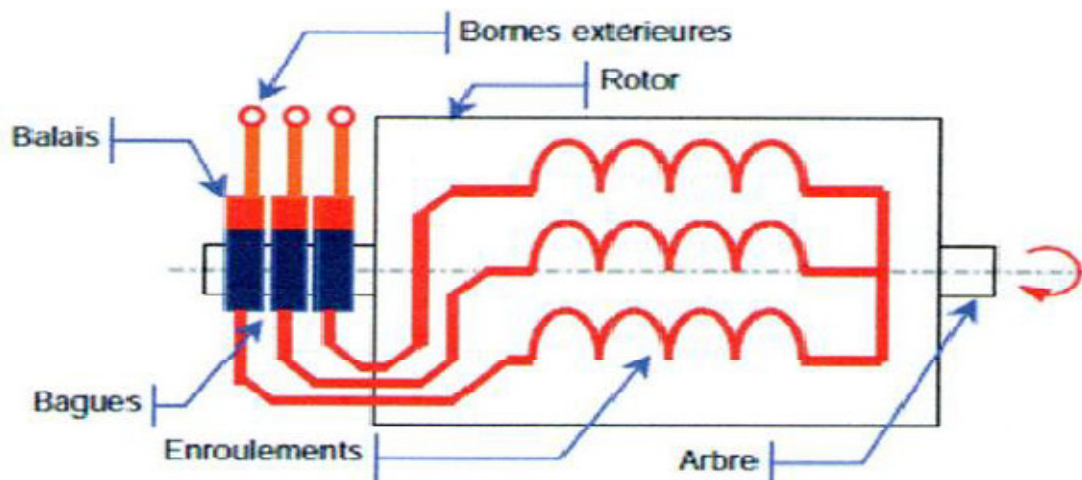


Figure (I.3) : Rotor à cage (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux (bagues) de court-circuit)

➤ Le rotor bobiné

Le rotor d'une machine bobiné est constitué de trois bobines (on parle aussi de rotor à bague). Chaque bobine est reliée à une bague. Les bagues permettent d'avoir une liaison électrique avec les bobines du rotor. Le rotor est mis en court-circuit par l'extérieur au travers de trois bornes liées électriquement par des contacts glissants appelés bagues réalisées en laiton sur lesquelles s'appliquent des balais de graphite Figure (I.4). Les trois enroulements rotoriques sont couplés en étoile à l'intérieur de la machine.



Figure(I.4) : Constitution du rotor bobiné.

I.2.3 Principe de fonctionnement du moteur à cage

Le fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant (Loi de Lenz). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, le fonctionnement du moteur asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant. Dans le moteur asynchrone, l'onde du champ tournant se déplace dans l'entrefer du moteur avec la vitesse angulaire synchrone Ω_s liée à la fréquence d'alimentation f_s par l'expression :

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \quad (I.1)$$

L'induction du courant rotorique est conditionnée par le glissement g qui est une caractéristique particulière de MAS sous l'effet des charges du couple résistant. Il est défini comme étant l'écart de vitesse entre la vitesse synchrone et la vitesse du rotor Ω rapportée à la vitesse synchrone. Le glissement g est alors donné par [2].

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

I.3 Modélisation Mathématique de la machine

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant ;
- Effet des encoches négligé ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

La figure(I.5) illustre la représentation schématique de la machine asynchrone triphasée, l'angle α est l'angle entre l'axe fixe de la phase du rotor de référence " a, b, c " et l'axe fixe de

la phase du stator de référence "A,B,C". En tenant compte des hypothèses simplificatrices, on peut écrire les équations électriques du stator et du rotor sous forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.3)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{SA} \quad V_{SB} \quad V_{SC}]^T \quad (I.4)$$

$$[i_s] = [i_{SA} \quad i_{SB} \quad i_{SC}]^T \quad (I.5)$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{SA} \quad \Phi_{SB} \quad \Phi_{SC}]^T \quad (I.6)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (I.8)$$

Avec :

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T \quad (I.9)$$

$$[i_r] = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T \quad (I.10)$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^T \quad (I.11)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

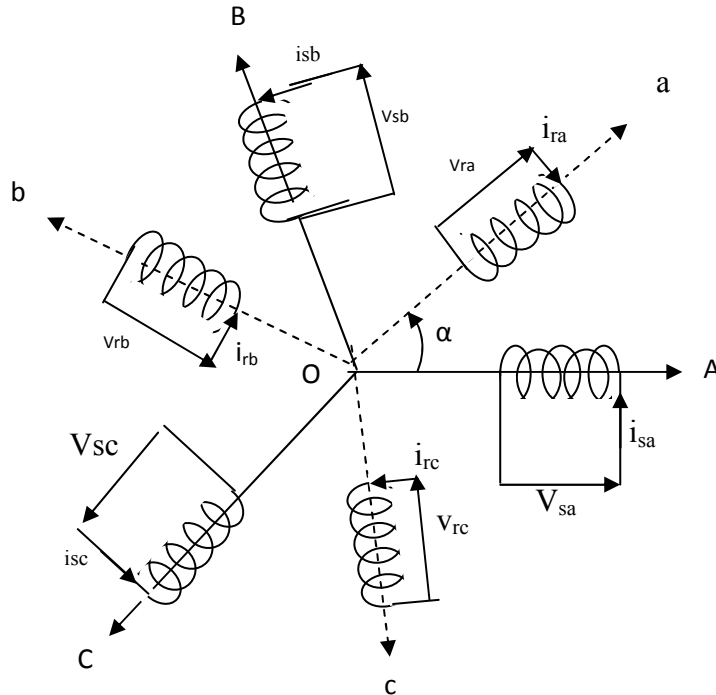


Figure (I.5) : Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \tag{I.13}$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \tag{I.14}$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \tag{I.16}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt}[i_s] + [M_{sr}] \frac{d}{dt}[i_r] \quad (I.18)$$

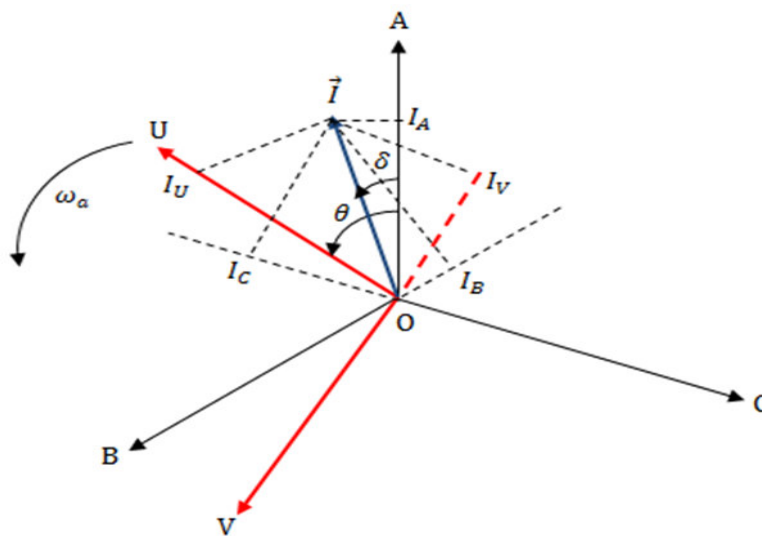
$$[V_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt}[i_r] + [M_{rs}] \frac{d}{dt}[i_s] \quad (I.19)$$

On remarque que les équations (I.18) et (I.19) sont très difficiles à résoudre donc l'étude de la machine asynchrone devient ainsi très compliquée, pour surmonter ce problème on fait appel au passage d'un système triphasé vers un système biphasé, c'est la transformation de référentiel [1].

1.3.1 Principe de la transformation de système d'axes (triphase/biphase)

a. Transformation de Park

Soit un vecteur tournant \vec{I} qui représente la force magnétomotrice créée par les courants des trois phases. La figure (I.6) montre la représentation d'un tel vecteur dans le référentiel biphasé et triphasé.



Figure(I.6) : Transformation du système triphasé à un système biphasé.

L'angle θ est donné par : $\theta = \int \omega_a dt = \omega_a t$

Avec : ω_a est la vitesse angulaire du système biphasé par rapport au système triphasé.

La projection du vecteur \vec{I} sur l'axe triphasé ABC donne :

$$I_A = I \cos \delta \quad (\text{I.20})$$

$$I_B = I \cos \left(\delta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{I.21})$$

$$I_C = I \cos \left(\delta + \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{I.22})$$

La projection du vecteur \vec{I} sur l'axe biphasé UV donne :

$$I_U = I \cos(\theta - \delta) \quad (\text{I.23})$$

$$I_V = -I \sin(\theta - \delta) \quad (\text{I.24})$$

Nous obtenons :

$$\begin{aligned} I_U &= \frac{2}{3} I \left(\cos\theta \cdot \cos\delta + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\delta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ &= \frac{2}{3} \left(I_A \cos\theta + I_B \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + I_C \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_V &= \frac{2}{3} I \left(\sin\theta \cdot \cos\delta + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\delta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ &= -\frac{2}{3} \left(I_A \sin\theta + I_B \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + I_C \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{aligned}$$

pour conserver les caractéristiques du système d'axes triphasé dans le système d'axes biphasé, il faut

ajouter la composante homopolaire I_0 , $I_0 = \frac{1}{3}(I_A + I_B + I_C)$

Sous forme matricielle le passage du système triphasé au système biphasé s'écrit donc:

$$\begin{pmatrix} I_U \\ I_V \\ I_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} \quad (\text{I.25})$$

On définit la matrice $[P]$ appelée matrice de Park ou matrice de transformation de Park:

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

Le système (1) s'écrit alors comme suit :

$$[I_{UV0}] = [P] \cdot [I_{ABC}] \quad (\text{I.26})$$

Le passage du système biphasé au système triphasé est donné par :

$$[I_{ABC}] = [P]^{-1} \cdot [I_{UV0}] \quad (I.27)$$

Et la matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad (I.28)$$

Pour donner un sens physique à cette transformation, il faut assurer l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, ce qui conduit à leur équivalence, dans ce cas on utilise la matrice de Park modifiée:

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{pmatrix} \quad (I.29)$$

Et

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{pmatrix} \quad (I.30)$$

b. Transformation de Clark

La transformation de Clark noté (α, β) permet le passage du système triphasé vers un système biphasé immobile c'est-à-dire $\omega_\alpha = 0$, autrement dit $\theta = 0$, et la matrice de Park non modifiée dite de Clark est donnée par :

$$[Cl] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (I.31)$$

Le passage du système triphasé vers le système biphasé (α, β) s'écrit :

$$[I_{\alpha\beta 0}] = [Cl] \cdot [I_{ABC}]$$

Le passage du système biphasé (α, β) vers le système triphasé (ABC) s'écrit :

$$[I_{ABC}] = [Cl]^{-1} \cdot [I_{\alpha\beta 0}]$$

Avec :

$$[Cl]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{pmatrix} \quad (I.32)$$

Note : $[Cl]^T \cdot [Cl] \neq [II]$ et $[Cl]_T^{-1} \cdot [Cl]^{-1} \neq [II]$ donc, on peut dire que les deux matrices $[Cl]$ et $[Cl]^{-1}$ ne sont pas orthogonales, alors la puissance instantanée dans les deux systèmes d'axes n'est pas conservée.

c. Transformation de Concordia

La transformée de Concordia $[Co]$ est la transformée de Clark modifiée.

$$[Co] = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{pmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (I.33)$$

Le passage du système triphasé vers le système biphasé (α, β) s'écrit :

$$[I_{\alpha\beta 0}] = [Co] \cdot [I_{ABC}]$$

Le passage du système biphasé (α, β) vers le système triphasé (ABC) s'écrit :

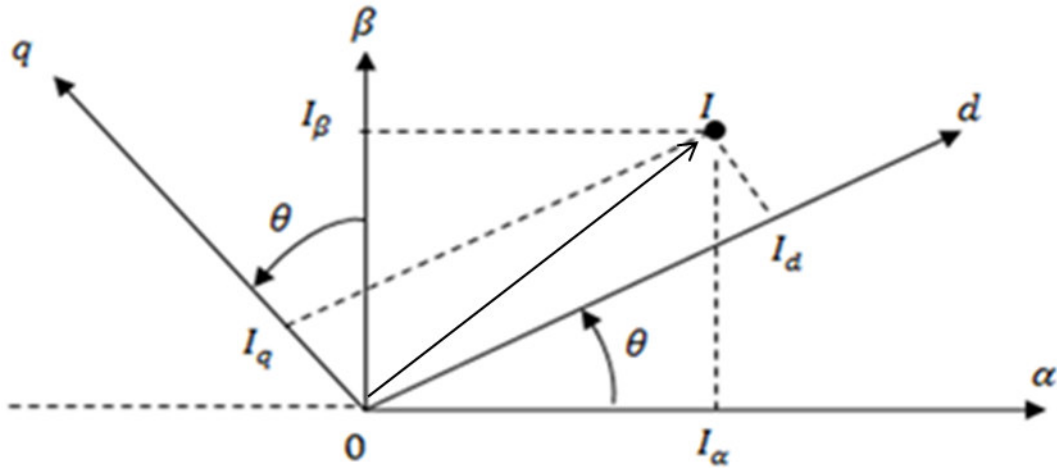
$$[I_{ABC}] = [Co]^{-1} \cdot [I_{\alpha\beta 0}]$$

$$[Co]^{-1} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{pmatrix} \sqrt{2} & 0 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{pmatrix} \quad (I.34)$$

Note : $[Co]^T \cdot [Co] = [II]$ $[Co]_T^{-1} \cdot [Co]^{-1} = [II]$ donc, on peut dire que les deux matrices $[Co]$ et $[Co]^{-1}$ sont orthogonales, alors la puissance instantanée dans les deux systèmes d'axes est conservée.

d. Rotation entre le référentiel mobile (d, q) et le référentiel fixe (α, β)

Le schéma ci-dessous représente la rotation d'un angle θ entre le référentiel fixe (α, β) et le référentiel mobile (d, q) autour de l'axe homopolaire.



La projection du vecteur I sur les axes donne :

$$I_\alpha = I_d \cos \theta - I_q \sin \theta \quad (\text{I.35})$$

$$I_\beta = I_d \sin \theta + I_q \cos \theta \quad (\text{I.36})$$

Sous forme matricielle, on a :

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad (\text{I.37})$$

on appelle, $R(\theta)$, la matrice de rotation :

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{I.38})$$

alors,

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = R(\theta)^{-1} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{I.39})$$

avec :

$$R(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{I.40})$$

I.3.2 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park

La figure (I.7) montre la représentation de la machine asynchrone triphasée dans les deux systèmes d'axes (Triphasé réel et Biphase fictif). L'angle (θ) représente le déphasage entre le système d'axe du stator et celui du rotor, on représente par l'angle θ_r le décalage entre les axes réels rotoriques et le référentiel biphase (dq) et on représente par l'angle θ_s le décalage entre les axes réels statoriques et le référentiel biphase (dq).

$$\theta_s - \theta_r = \theta \quad (\text{I.41})$$

Avec : $\frac{d\theta}{dt} = \omega = p\Omega$; est la vitesse angulaire (Ω est la vitesse mécanique) du rotor.

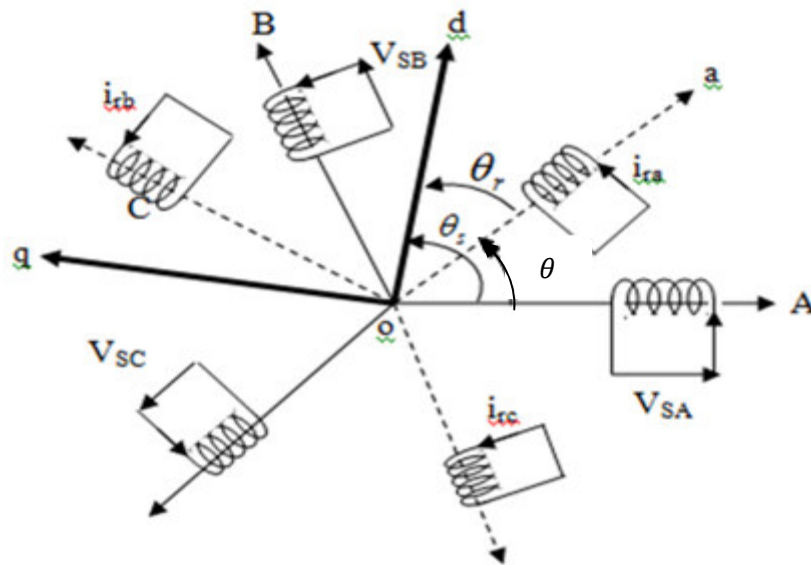


Figure (I.7) : Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel triphasé.

Dans le référentiel biphasé, les enroulements de la machine est représentés par le schéma de la figure (I.8) ci-dessous.

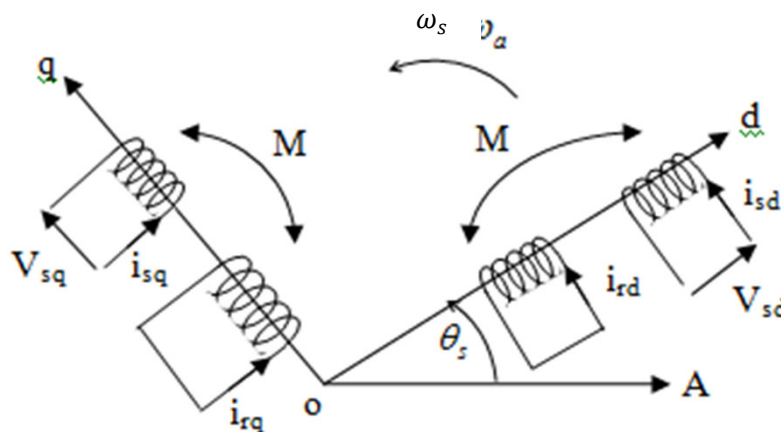


Figure (I.8) : Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel diphasé.

Pour déterminer les équations électriques de la machine, on applique la transformation de Park :

Au stator :

$$[G_{sdq}] = [P_{\theta_s}] \cdot [G_{sABC}] \tag{I.42}$$

G : représente les grandeurs statorique (courants , tension et flux)

Utilisons l'équation (I.18), on obtient :

$$[P_{\theta_s}]^{-1} \cdot [v_{sdq}] = [R_s] \cdot [P_{\theta_s}]^{-1} [i_{sdq}] + \frac{d}{dt} \left([P_{\theta_s}]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq}] \right)$$

Après calcul, on obtient :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (43)$$

Au rotor

Pour les grandeurs rotorique, la procédure est la même que celle au stator:

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.44)$$

$$\text{avec : } \omega_s = \omega_r + \omega ; \omega = \frac{d\theta}{dt} ; \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

remplaçons ω_r par son expression dans le système (II.44) , on obtient :

$$\begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.45)$$

Equations des flux

Au stator, on a :

$$[\varphi_{ABC}] = [L_s] \cdot [i_{sABC}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}]$$

multiplions les deux cotés de cette équation par la matrice de transfert de Park $[P_{\theta_s}]$, on obtient :

$$[P_{\theta_s}] \cdot [\varphi_{ABC}] = [P_{\theta_s}] \cdot [L_s] \cdot [i_{sABC}] + [P_{\theta_s}] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}] \quad (I.46)$$

or

$$\begin{aligned} [L_s] &= \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & M_s & M_s \\ M_s & 0 & M_s \\ M_s & M_s & 0 \end{bmatrix} \\ &= L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + M_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Alors:

$$[L_s] \cdot [i_{sABC}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} + M_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix}$$

soit :

$$\begin{aligned}
[P_{\theta_s}] \cdot [L_s] \cdot [i_{sABC}] &= L_s [P_{\theta_s}] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} + M_s [P_{\theta_s}] \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} \\
&= L_s [P_{\theta_s}] \cdot \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} + M_s [P_{\theta_s}] \begin{bmatrix} 0 + i_{Bs} + i_{Cs} \\ i_{As} + 0 + i_{Cs} \\ i_{As} + i_{Bs} + 0 \end{bmatrix} \\
&= [P_{\theta_s}] \cdot \left(L_s \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} + M_s \begin{bmatrix} i_{As} + i_{Bs} + i_{Cs} \\ i_{As} + i_{Bs} + i_{Cs} \\ i_{As} + i_{Bs} + i_{Cs} \end{bmatrix} - M_s \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} \right)
\end{aligned}$$

$$\text{Or, } \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{As} + i_{Bs} + i_{Cs}) = i_0$$

Donc, on peut écrire :

$$[P_{\theta_s}] \cdot [L_s] \cdot [i_{sABC}] = (L_s - M_s) [P_{\theta_s}] [i_{sABC}] + \sqrt{3} M_s [P_{\theta_s}] [i_0]$$

$$\text{Or } [P_{\theta_s}] [i_0] = i_0 [P_{\theta_s}] \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix}$$

$$\text{d'où: } [P_{\theta_s}] \cdot [L_s] \cdot [i_{sABC}] = (L_s - M_s) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_0 \end{bmatrix} + \sqrt{3} M_s i_0 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_s - M_s) i_{sd} \\ (L_s - M_s) i_{sq} \\ (L_s + 2M_s) i_0 \end{bmatrix}$$

d'autre part, le second terme de l'équation (I.46) s'écrit :

$$[P_{\theta_s}] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}] = m_{sr} [P_{\theta_s}] \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} [i_{rabc}]$$

Or, $\theta_s - \theta_r = \theta$ après calcul, on obtient :

$$[P_{\theta_s}] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}] = m_{sr} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

d'où :

$$i_{rd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_{ar} \cos \theta_r + i_{br} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) + i_{cr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \right)$$

et

$$i_{rq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-i_{ar} \sin \theta_r - i_{br} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) - i_{cr} \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

d'où

$$[P_{\theta_s}] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}] = \frac{3}{2} m_{sr} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_0 \end{bmatrix}$$

Finalement, l'équation (I.46), s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_s - M_s) i_{sd} \\ (L_s - M_s) i_{sq} \\ (L_s + 2M_s) i_0 \end{bmatrix} + \frac{3}{2} m_{sr} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_0 \end{bmatrix}$$

on pose : $L_s - M_s = l_s$; $L_s + 2M_s = l_{s0}$ et $M = \frac{3}{2} m_{sr}$

$$\text{On obtient : } \begin{cases} \varphi_{sd} = l_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = l_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

$$\varphi_{s0} = l_{s0} i_{s0}$$

On procède de la même façon pour le rotor ; on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = l_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = l_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

$$\varphi_{r0} = l_{r0} i_{r0}$$

Avec : $L_r - M_r = l_r$; $L_r + 2M_r = l_{r0}$ et $M = \frac{3}{2} m_{sr}$

M : est l'inductance mutuelle ou inductance naturelle cyclique entre stator et rotor.

l_s : Inductance cyclique statorique ;

l_r : Inductance cyclique rotorique ;

Il faut noter que les composantes homopolaires sont nulles car le système est équilibré.

Equation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être calculer à partir du bilan de puissance de la machine. La puissance instantanée fournie aux enroulements statoriques en fonction des grandeurs électriques dans le référentiel biphasé (d, q) est donnée par :

$$P_e = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \quad (\text{I.49})$$

Remplaçons v_{sd} et v_{sq} par leurs expressions, on obtient :

$$\begin{aligned}
P_e &= \left(R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \right) i_{sq} \\
&= R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \omega_s (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) + \left(i_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \right)
\end{aligned}$$

Cette relation se décompose en trois termes :

- le premier terme représente la puissance dissipée en pertes joules

$$P_j = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$$

- le deuxième terme représente la puissance ou l'énergie électromagnétique stockée.

$$P_{sk} = \left(i_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \right)$$

- le troisième terme représente la puissance mécanique

$$P_m = \omega_s (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) = C_e \Omega = \frac{1}{p} C_e \omega_s$$

P : est le nombre de pair de pôles.

Donc l'expression du couple électromagnétique peut être donné par :

$$C_e = p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (I.50)$$

Utilisons les expressions des flux données par les équations (23) et (24), on obtient :

$$C_e = p (\varphi_{rq} i_{rd} - \varphi_{rd} i_{rq}) \quad (I.51)$$

$$C_e = pM (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (I.52)$$

$$C_e = p \frac{M}{l_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (I.53)$$

Généralement on utilise l'expression (I.53) du couple pour réaliser les différentes commandes.

L'expression du couple peut être aussi donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_e = J \frac{d\omega}{dt} + C_{cst} + f\omega \quad (I.54)$$

Avec

f : Coefficient de frottement

C_{cst} : Couple résistant

1.3.3 Choix du référentiel

Jusqu'à présent nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère général (d, q) ou (U, V) faisant un angle électrique θ_s avec l'axe de la phase statorique (A) et θ_r avec l'axe de la phase rotorique (a), comme l'indique la figure (I.7). Il existe trois choix d'orientation de ce repère qui dépend des objectifs de l'application.

- **Repère lié au stator (α, β) :**

$$\text{Dans ce cas } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

- **Repère lié au rotor (d, q) :**

$$\text{Dans ce cas } \omega_s = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

- **Repère lié au champ tournant (dq) :**

$$\text{Dans ce cas } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

Ce repère est utilisé généralement pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

1.3.3.1 Modèle de la machine dans le repère (α, β)

Dans ce système d'axe (α, β), ω_s est nulle, les indices "d et q" sont successivement remplacés par les indices "α et β" les équations (I.44) et (I.45) deviennent :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.55)$$

Le système (I.55) peut alors être représenté sous la forme d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} [I] = [L]^{-1}([U] + [A][I]) \quad (I.56)$$

Avec :

$$[I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} l_s & 0 & M & 0 \\ 0 & l_s & 0 & M \\ M & 0 & l_r & 0 \\ 0 & M & 0 & l_r \end{bmatrix}; [A] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -M\omega & -R_r & -M\omega \\ M\omega & 0 & M\omega & -R_r \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) \quad (I.57)$$

I.3.3.2 Modèle de la machine dans le repère (d, q)

Dans ce cas, $\omega_r = \omega_s$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I.58)$$

En utilisant les équations (I.47) et (I.48), et après arrangement les équations du système (I.58) peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega \Phi_{rq} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sq} - \omega_a i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - \omega \Phi_{rd} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I.59)$$

Avec

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} \quad \text{Représente le coefficient de dispersion.}$$

$T_r = \frac{l_r}{R_r}$ la constante du temps rotorique ; $R = R_s + \frac{M^2}{l_r^2} R_r$ est la résistance totale ramenée au stator.

I.3.3.2.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir à sa sortie, une grandeur (tension, courant) alternative. dans notre cas, la machine doit être alimentée en tension, donc, l'onduleur utilisé est onduleur de tension, ce dernier est donc alimenté par une source de tension continue.

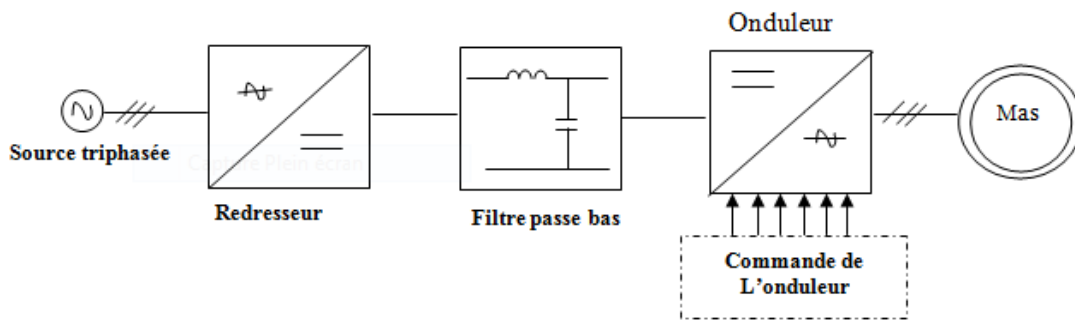


Figure (I.9) : Schéma de l'association onduleur- machine asynchrone.

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs (figure I-10). Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode. la source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur (par exemple). [8]

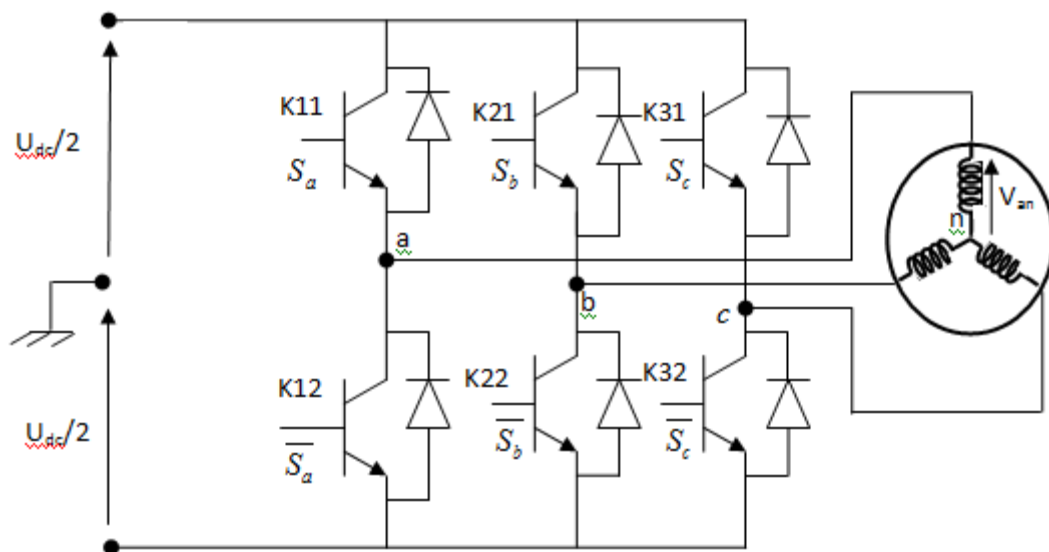


Figure (I.10) : Association Machine asynchrone-Onduleur de tension triphasé.

Pour simplifier l'étude, on suppose que:

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

Les interrupteurs ($K11, K12$) et ($K21, K22$) et ($K31, K32$) doivent être complémentaires deux à deux, quelque soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension [9].

Le principe de fonctionnement de l'onduleur est basé sur le séquençage imposé aux interrupteurs statiques, autrement dit, c'est ce séquençage qui réalise la modulation de la largeur des impulsions de tension (MLI) appliquées aux enroulements de la machine [1].

1.3.3.2 Concept de modélisation de l'onduleur

Les trois cellules de commutation formant l'onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposés idéaux ayant une image exacte des signaux de commande S_j ($j=a, b, c$) [1].

C'est-à-dire chaque interrupteur est associé à la fonction logique S_j comme l'indique la figure (I.10).

- $S_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui de bas est ouvert.
- $S_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé.

Les tensions composées sont déterminées par le système d'équations (I.60) suivant :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned} \quad (I.60)$$

Où V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur autrement dit les tensions continues fournis par le redresseur. Elles sont référencées par rapport au point milieu (O) d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit

$$\begin{aligned}
 V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\
 V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\
 V_{co} &= V_{cn} + V_{no}
 \end{aligned}
 \tag{I.61}$$

Avec : V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples appliquées à la charge.

V_{no} est la tension entre le point neutre (n) de la charge et le point milieu fictif (O).

Le système triphasé fourni par l'onduleur étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \tag{I.62}$$

Utilisant les équations (I.61) et (I.62) on obtient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \tag{I.63}$$

Remplaçons (I.63) dans (I.60), on obtient :

$$\begin{aligned}
 V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\
 V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co}
 \end{aligned}
 \tag{I.64}$$

Donc le système (I. 64) s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}
 \tag{I.65}$$

Posons

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \tag{I.66}$$

$$[V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T = \frac{U_{dc}}{2} [S_a \quad S_b \quad S_c]^T \quad (\text{I.67})$$

Donc l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert $[T]$ avec U_{dc} est la tension continue à la sortie du filtre. Le courant à l'entrée de l'onduleur est:

$$i = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{I.68})$$

I.4 Générateur de MLI :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse [6].

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée, comme l'indique la figure (I.11) [8]

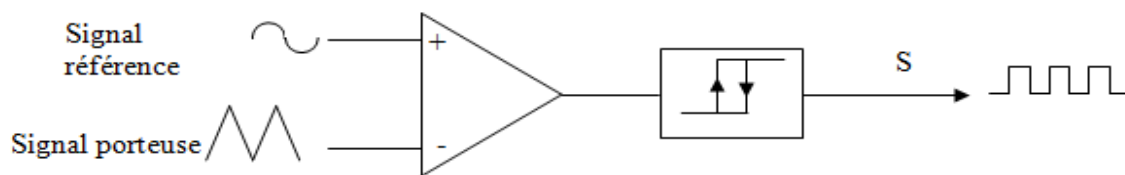


Figure (I.11) : Générateur de la PWM à Comparateur à deux seuils.

I.5 Simulation numérique :

- Schéma de simulation (sous Matlab /Simulink) de la MAS alimentée par une source alternative

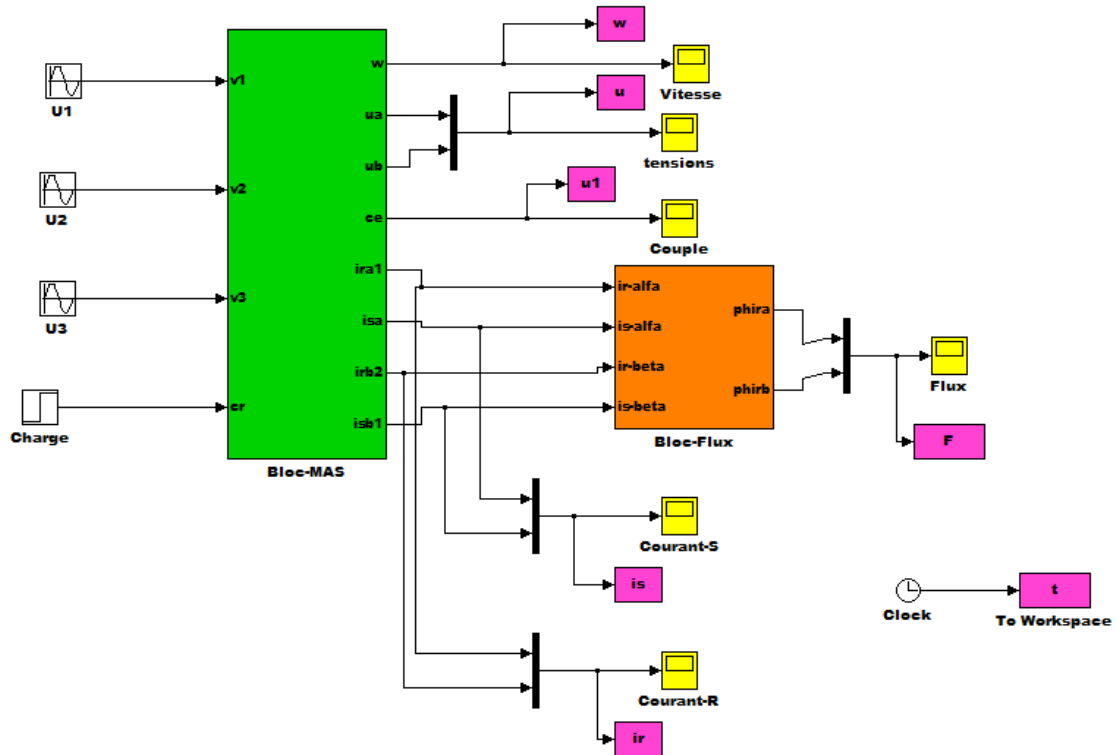


Figure (I-12) : Schéma de simulation (sous Matlab /Simulink) de la MAS alimentée par une source alternative

Schéma du Bloc-MAS :

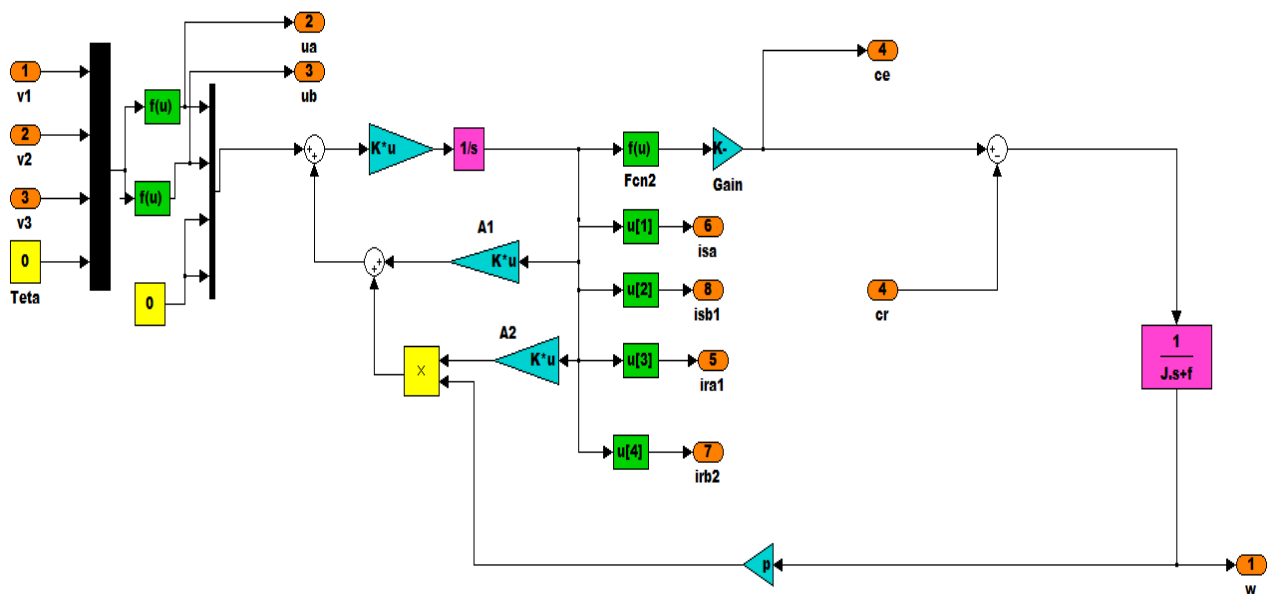


Figure (I-13) : Schéma du Bloc-MAS

Schéma du Bloc Flux :

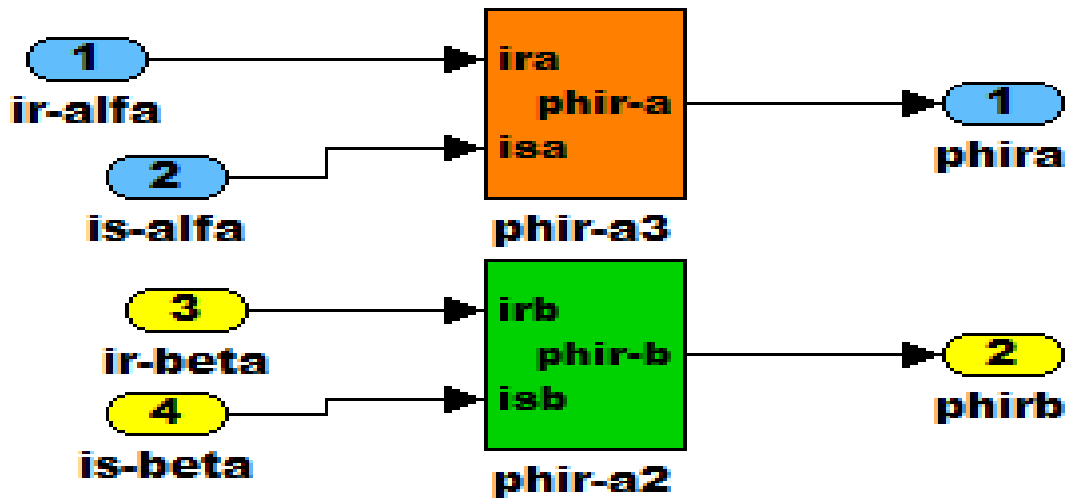
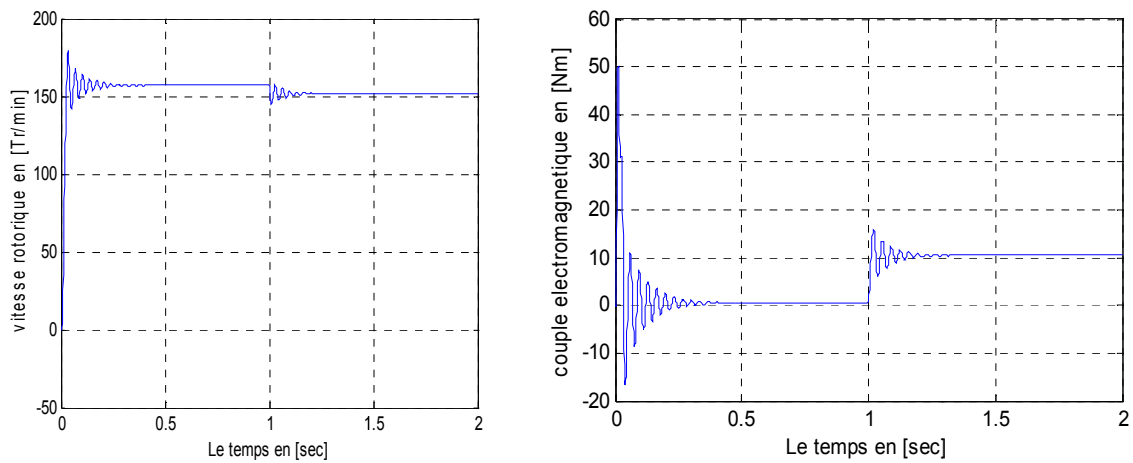


Figure (I-14) : Schéma du Bloc Flux

I.6 Les résultats de simulation :



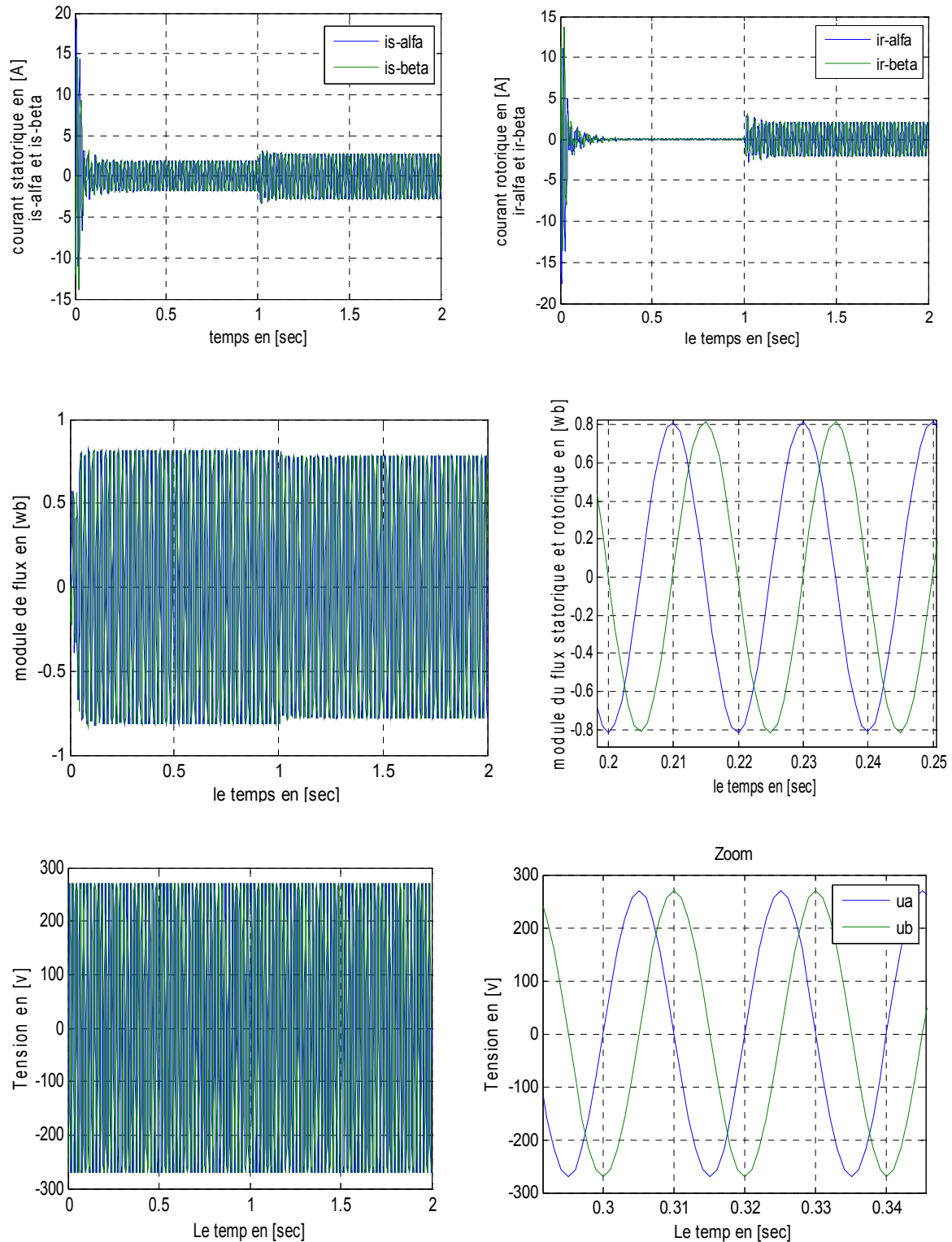


Figure (I.15) : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasée.

I.7 Interprétation des résultats

La figure(I.12) montre les résultats de simulation de la machine asynchrone triphasée à cage alimenté par un réseau triphasée d'une amplitude de 220v par phase.

En fonctionnement à vide de la machine asynchrone, on note un appel excessif de courant lors de la mise sous tension du moteur en régime transitoire qui se stabilise pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage. La durée de mise en vitesse (environ 1 s) est déterminée par l'inertie totale autour de l'arbre de rotation, le moteur n'étant pas chargé, la vitesse atteinte est proche de 157 rd/s (vitesse de synchronisme), on note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension.

A la fin de la phase de démarrage, le couple s'annule puisque le moteur n'est pas chargé. En charge, une perturbation du couple ($C_r = 10\text{Nm}$), est appliquée à l'arbre de la machine (à l'instant $t = 1\text{s}$). Le couple électromagnétique se stabilise finalement à la valeur du couple de charge, évidemment une diminution de la vitesse de rotation. On remarque également une augmentation de l'amplitude des courants statoriques et une légère diminution du flux.

I.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, la transformation des grandeurs triphasées en grandeurs biphasées a été présentée. L'application de cette transformation à la machine asynchrone aboutit à un modèle diphasé de la machine. Les résultats de simulation sont jugés très appréciables. Ce qui conduit à la validité du modèle étudié.

Chapitre II

La Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée, car dans cette machine le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé. [1]

Pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la machine à courant continu, il faut, par un système de commande extérieur à la MAS, réaliser un découplage entre le flux et le couple, ceci évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Dans notre cas, on va présenter dans ce chapitre la commande vectorielle par orientation de flux.

II.2 Principe de la commande vectorielle

II.2.1 Le découplage

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière, que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit $C_e = k\phi I$.

Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexes. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple comme le montre la figure (II.1). [10]

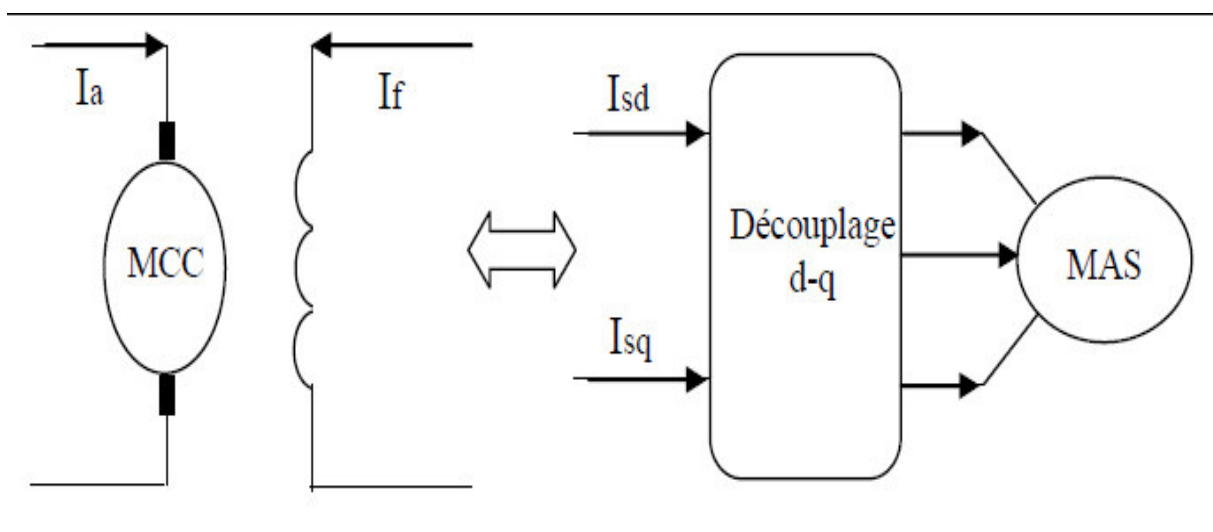


Figure (II.1) : Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.

II.2.2 Orientation du flux

Le principe de la commande vectorielle par orientation du flux, est de fixer le flux dans une seule direction (axe), afin que le couple électromagnétique de la machine soit comparable à ceux d'une machine à courant continu.

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

✓ commande vectorielle à flux rotorique orienté

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

✓ commande vectorielle à flux statorique orienté.

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

✓ commande vectorielle à flux de magnétisation orienté

$$\begin{cases} \varphi_m = \varphi_{md} \\ \varphi_{mq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

II.2.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux.

Pour réaliser la commande vectorielle, on doit orienter le flux, dans notre cas, on oriente le flux rotorique φ_r . sur un seul axe. c'est plutôt le système d'axe (d-q) que l'on oriente de manière à ce que l'axe «d» soit en phase avec le flux comme le montre la figure (II.2), c'est-à-dire : $\varphi_{rd} = \varphi_r$ et $\varphi_{rq} = 0$.

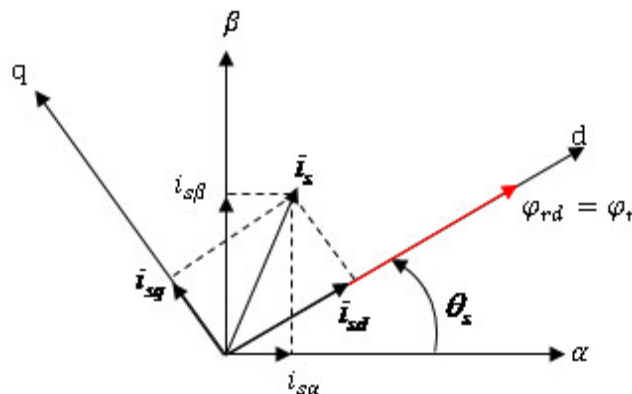


Figure (II. 2) : Orientation du flux rotorique.

La commande vectorielle indirecte par orientation du flux consiste à contrôler la machine dont le flux rotorique est orienté totalement vers un seul axe (d), le flux rotorique est supposé constant égal à un flux de référence φ_r^* . [1]

Dans le modèle de la MAS (I.59), V_{sd} et V_{sq} représentent les variables de commande, et pour $\varphi_{rq} = 0$, ce modèle dans le référentiel lié au champ tournant s'écrit :

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R \cdot i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \left(\frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \right) \quad (\text{II.4})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R \cdot i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} (\omega \varphi_{rd}) \quad (\text{II.5})$$

$$\frac{M}{T_r} i_{sq} = (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \quad (\text{II.6})$$

$$T_r \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \varphi_{rd} = M \cdot i_{sd} \quad (\text{II.7})$$

$$C_e = \frac{3 p M}{2 L_r} (\varphi_{rd} i_{sq}) \quad (\text{II.8})$$

L'expression (II.6) montre que l'évolution du flux rotorique suit celle du courant statorique. On remarque que l'expression du couple (II.8) est analogue à celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante car i_{sd} et i_{sq} sont des composantes continues.

On peut dire qu'avec l'orientation du flux, le contrôle du couple devient linéaire, réglable par action sur i_{sq} lorsque le flux φ_{rd} est maintenu constant comme le montre l'équation du couple.

Si on remplace le flux φ_{rd} par le flux de référence φ_r^* , on obtient :

$$C_e = \frac{3 p M}{2 L_r} (\varphi_r^* i_{sq}) \quad (\text{II.9})$$

D'autre part, la vitesse ω_s du référentiel d'axe (d, q) par rapport au référentiel triphasé est calculée par l'équation (II.6), soit :

$$\omega_s = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} + \omega = \omega_{sl} + \omega \quad (\text{II.10})$$

D'autre part, on a: $\theta_s = \int \omega_s dt$

θ_s est l'angle de Park ou angle d'autopilotage, elle représente aussi le glissement..

II.2.3.1 Equations du Découplage

Pour une commande indirecte, et pour $\varphi_{rd} = \varphi_r^*$, les équations (II.4-8) deviennent :

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R \cdot i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \left(\frac{1}{T_r} \varphi_r^* \right) \quad (\text{II.11})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R \cdot i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} (\omega \varphi_r^*) \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{M}{T_r} i_{sq} = (\omega_s - \omega) \varphi_r^* \quad (\text{II.13})$$

$$\varphi_r^* = M \cdot i_{sd} \quad (\text{II.14})$$

$$C_e = \frac{3 p M}{2 L_r} (\varphi_r^* i_{sq}) \quad (\text{II.15})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = \frac{3 p M}{2 L_r} (\varphi_r^* i_{sq}) + C_r \quad (\text{II.16})$$

On peut définir une loi de découplage en introduisant de nouvelles variables de commande, on pose :

$$e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{T_r L_r}$$

$$e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \omega \frac{M}{L_r} \varphi_r^*$$

On remplace dans (II.11-12), on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R i_{sd} \\ V_{sq}^* = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec : $V_{sd}^* = V_{sd} + e_{sd}$ et $V_{sq}^* = V_{sq} + e_{sq}$

Le système (II.17), représente le découplage par compensation. Les composantes de commande V_{sd} et V_{sq} sont reconstituées à partir des nouvelles composantes V_{sd}^* et V_{sq}^* comme le montre la Figure (II.3).

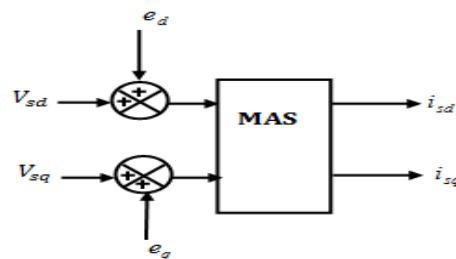


Figure (II.3) : Découplage par compensation.

A partir des équations du système (II.17), on peut dire qu'en boucle fermée, les composantes V_{sd}^* et V_{sq}^* sont issues à partir des boucles de régulation successivement des courants i_{sd} et i_{sq}

Le courant i_{sq} est obtenu à son tour à partir de la boucle d'asservissement de la vitesse rotorique comme le désigne l'équation (II.16), et le courant i_{sd} est obtenu a partir du flux de référence comme le montre l'équation (II.14). Enfin, on peut élaborer le schéma bloc de la commande vectorielle. La figure (II.4) illustre le schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. [1]

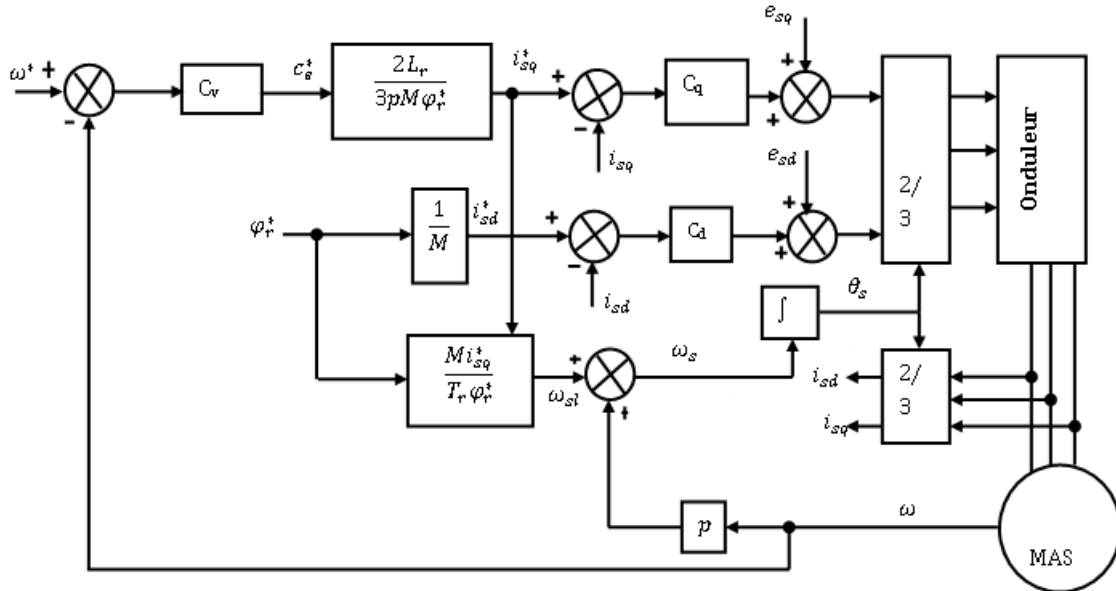


Figure (II.4) : Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique.

II.2.3.2 Détermination des Boucles de commande

D'après le schéma de la commande (II.4), On constate qu'il existe trois boucles de commande :

a. Régulateur de vitesse

Le correcteur Cv fixera la dynamique désirée sur la vitesse de rotation, l'équation (II.13) montre que la grandeur i_{sq}^* constitue la consigne de la boucle de courant interne.

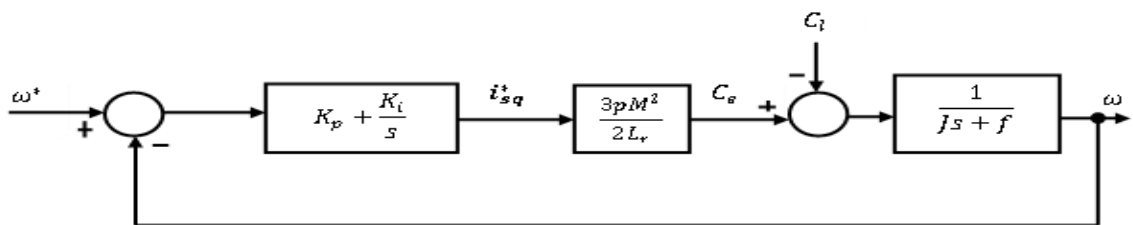


Figure (II.5) : Boucle de régulation de vitesse.

À partir de la figure (II.5), on peut écrire :

$$C_e = K i_{sq}^* \tag{II.18}$$

$$i_{sq}^* = \frac{2L_r C_e}{3pM\varphi_r^*} \quad (\text{II.19})$$

$$\varphi_r^* = M i_{sd}^* \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Avec : } K = \left(\frac{3pM^2}{2L_r} \right) i_{sd}^*$$

Détermination des paramètres K_i et K_p du régulateur

On utilise deux méthodes, soit la méthode analytique ou la méthode graphique.

➤ méthode analytique

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_i K}{Js^2 + (f + K_p K)s + K_i K} \quad (\text{II.21})$$

Sous forme canonique, l'équation (II.21) s'écrit !

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.22})$$

Par identification entre (II.20) et (II.22), on obtient :

$$\delta = \frac{f + K_p K}{2\sqrt{J K_i K}}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_i K}{J}}$$

On applique un échelon unitaire $\omega^* = 1$, la réponse ω est calculée par :

$$\omega = \omega^* \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{1}{s} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{1}{s} \frac{\omega_n^2}{(s + p_1)(s + p_2)}$$

Afin d'obtenir une réponse rapide sans dépassement, le système devrait être amorti de façon critique, c'est-à-dire. $\delta = 1$ Et $p_1 = p_2 = -\omega_n$ la réponse devient :

$$\omega = \frac{1}{s} \frac{\omega_n^2}{(s + \omega_n)^2} = \frac{1}{s} - \frac{\omega_n}{(s + \omega_n)^2} - \frac{1}{s + \omega_n}$$

Soit :

$$\omega(t) = 1 - \omega_n t e^{-\omega_n t} - e^{-\omega_n t} \quad (\text{II.23})$$

La solution de l'équation non linéaire (II.23) donne les valeurs de la fréquence propre du système. Et enfin les paramètres du contrôleur peuvent être calculés par les équations ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{f+K_p K}{2\sqrt{JK_i K}} = 1 \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_i K}{J}} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

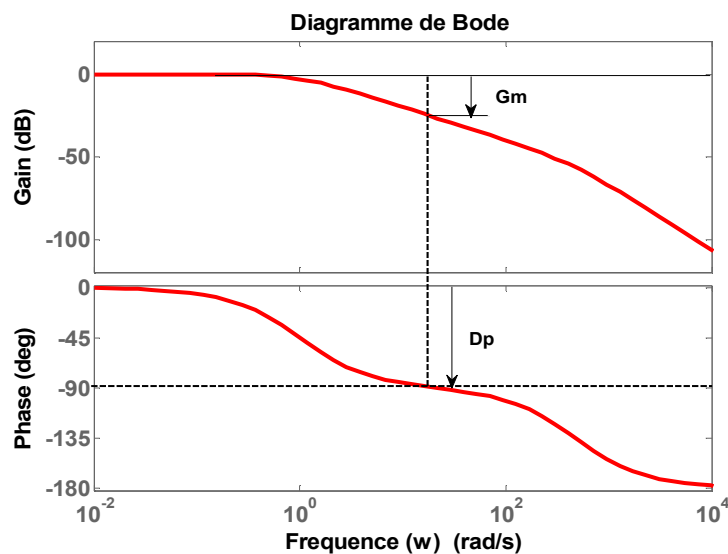
Dans ce contexte, et pour assurer la rapidité sans dépassement ni oscillations, la fréquence propre du système doit être très faible.

➤ *méthode graphique*

On utilise par exemple la méthode de Bode, le calcul des paramètres se fait par l'étude de stabilité du système. On remplace les données de la machine ($J=0.0032$ et $f=0.0001$ et $K = 2.4$) dans l'équation (II.21), on obtient :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = 474.32 \frac{K_i}{s^2 + \left(\frac{0.0001 + 2.32K_p}{0.0049}\right)s + 2.32K_i}$$

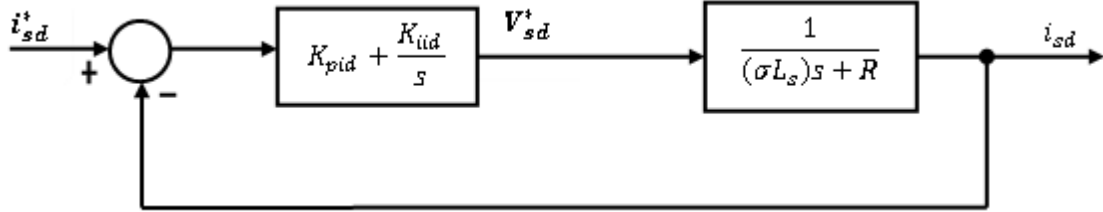
à l'aide du logiciel Matlab on trace le diagramme d'amplitude et de phase pour une valeur arbitraire de K_p et de K_i puis on ajuste d'une manière expert pour obtenir une marge de gain négative et une marge de phase inférieure à 180° , la figure(II.6), montre le diagramme de Bode pour $K_p = 1$ et $K_i = 1$.



Figure(II.6) : montre le diagramme de Bode pour $K_p = 1$ et $K_i = 1$.

b. Régulateur de courant i_{sd}

La composante de référence V_{sd}^* est obtenue à partir de la boucle de régulation du courant direct i_{sd} , ce pendant, l'équation (II.17) constitue le système à réguler.



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

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$G_o = K_{pi} \left(s + \frac{K_{iid}}{K_{pid}} \right) \frac{1}{s} \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{\frac{R}{\sigma L_s} + s} \tag{II.25}$$

Pour assurer la stabilité du système, on utilise la méthode de compensation des pôles, Ce qui conduit à :

$$\frac{K_{iid}}{K_{pid}} = \frac{R}{\sigma L_s} \tag{II.26}$$

Par conséquent, la fonction de transfert en boucle fermée est :

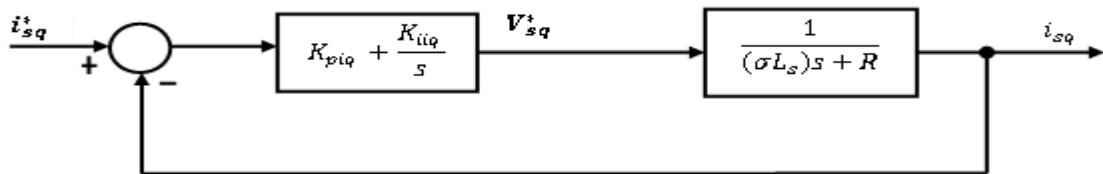
$$G_f = \frac{1}{\tau s + 1}$$

Avec : $\tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pi}}$

Les valeurs des paramètres du régulateur sont calculées selon la constante de temps τ .

c. Régulateur de courant i_{sq}

La régulation du courant i_{sq} se fait de la même façon que celle du courant i_{sd}



Figure(II.8) : Boucle de régulation de courant i_{sq}

II.2.3.3 Défluxage

Plusieurs applications exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette augmentation de tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser le courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal. [11].

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\begin{cases} \varphi_{ref} = \varphi_{rnom} \\ \varphi_{ref} = \frac{\varphi_{rnom}}{|\Omega|} \Omega_{nom} \end{cases} \text{ si } \begin{cases} \Omega \leq \Omega_{nom} \\ \Omega > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Avec :

φ_{ref} : Flux rotorique de référence

φ_{rnom} : Flux rotorique nominal.

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

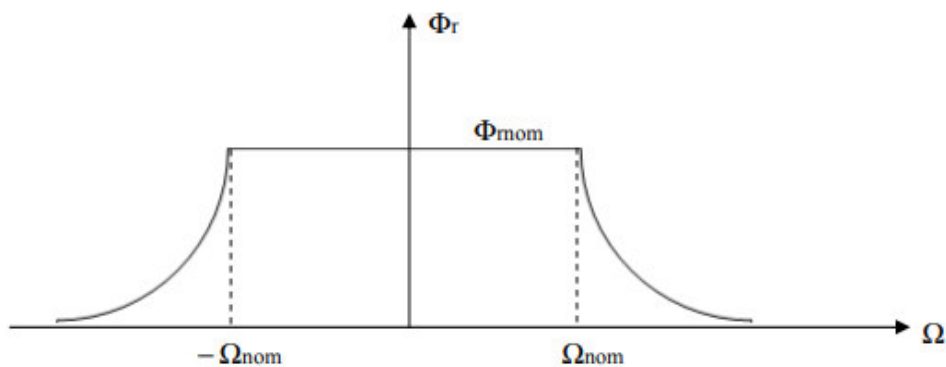


Figure (II.9) : Défluxage.

Le schéma de simulation de la figure (II.4) devient comme le montre la figure(II.10)

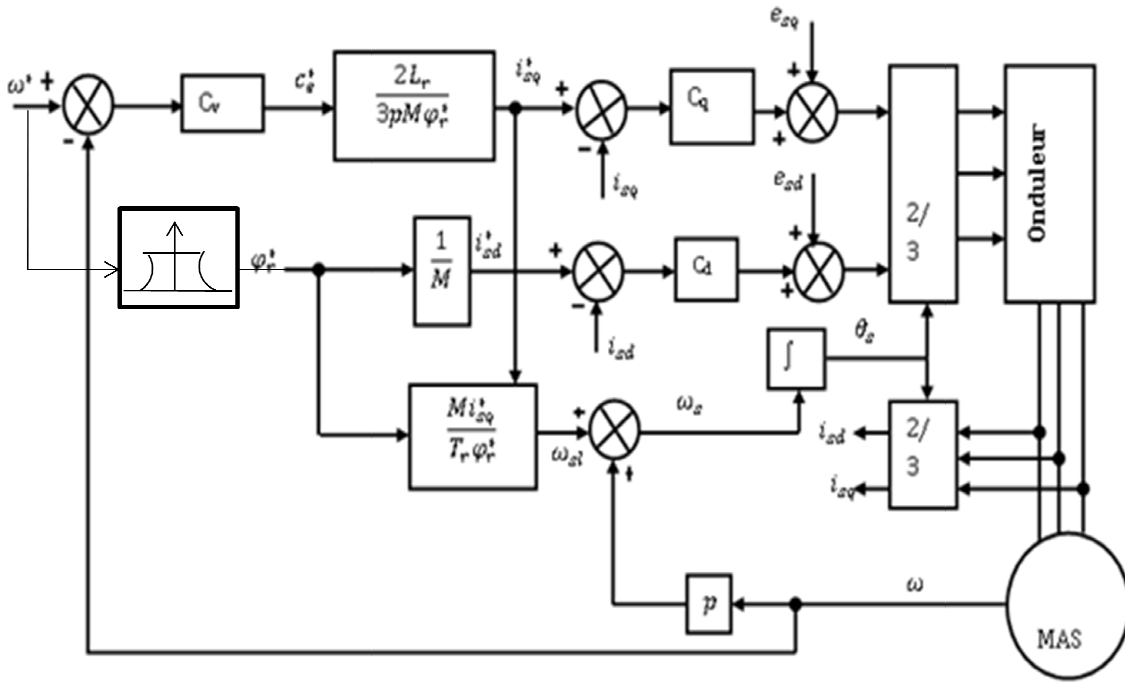


Figure (II.10) : Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique avec défluxage.

II.3 Simulation numérique:

La figure (II.11), représente le schéma simulation élaboré sous Matlab/Simulink.

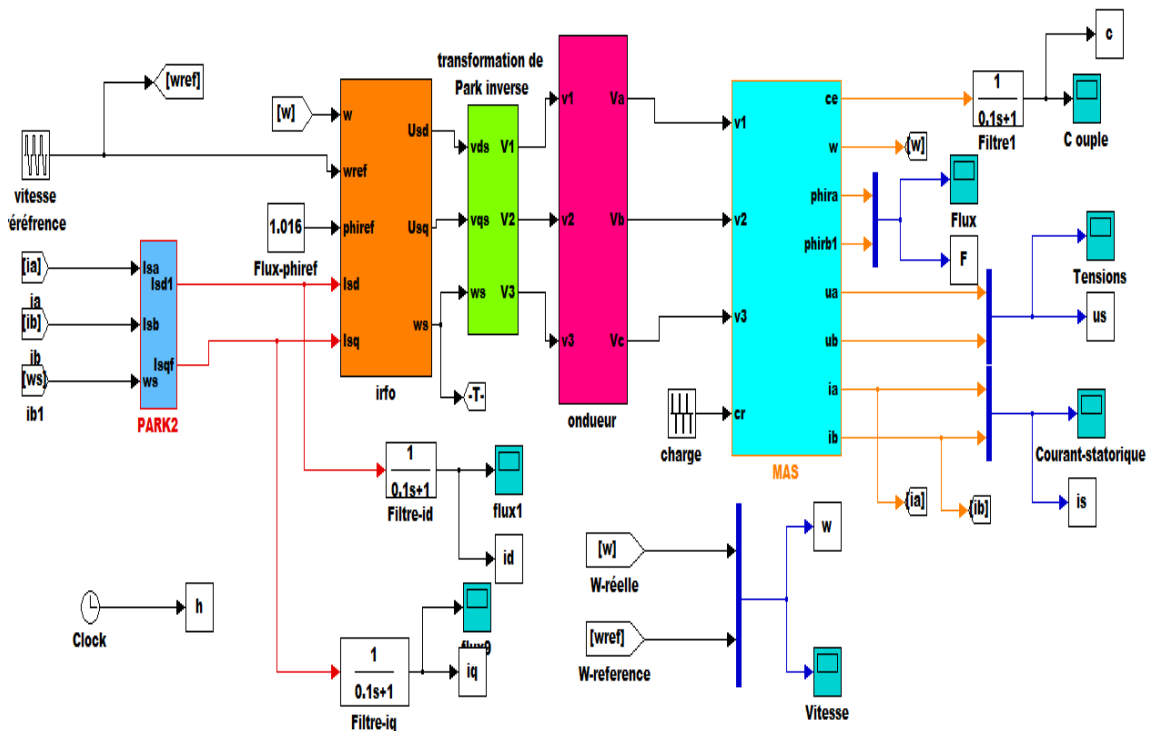


Figure (II.11) : Schéma de simulation de la MAS commande vectorielle sous Matlab/Simulink.

Bloc IRFO

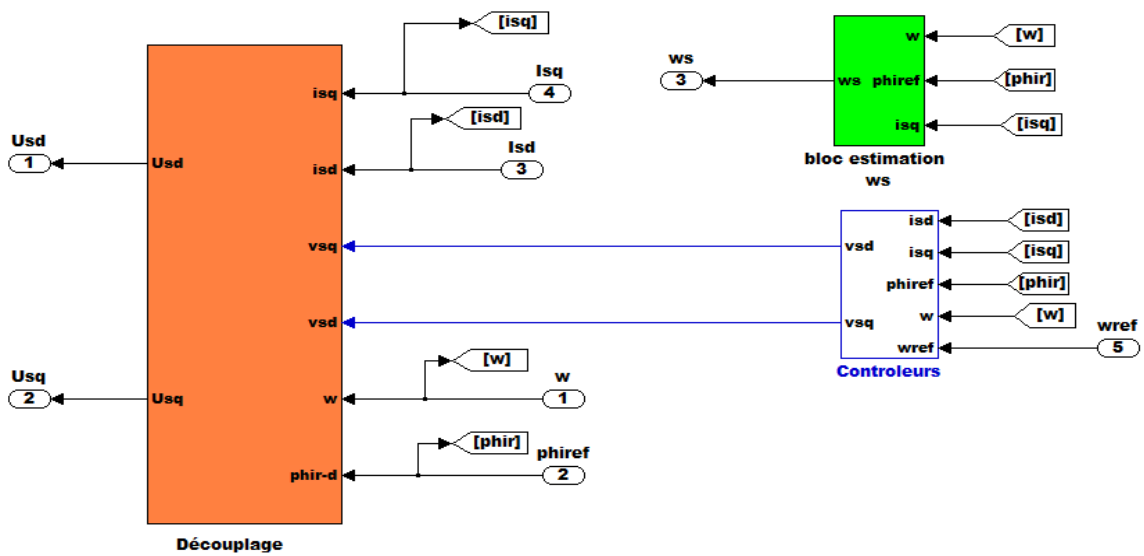


Figure (II.12) : schéma du *Bloc IRFO*

Bloc Découplage :

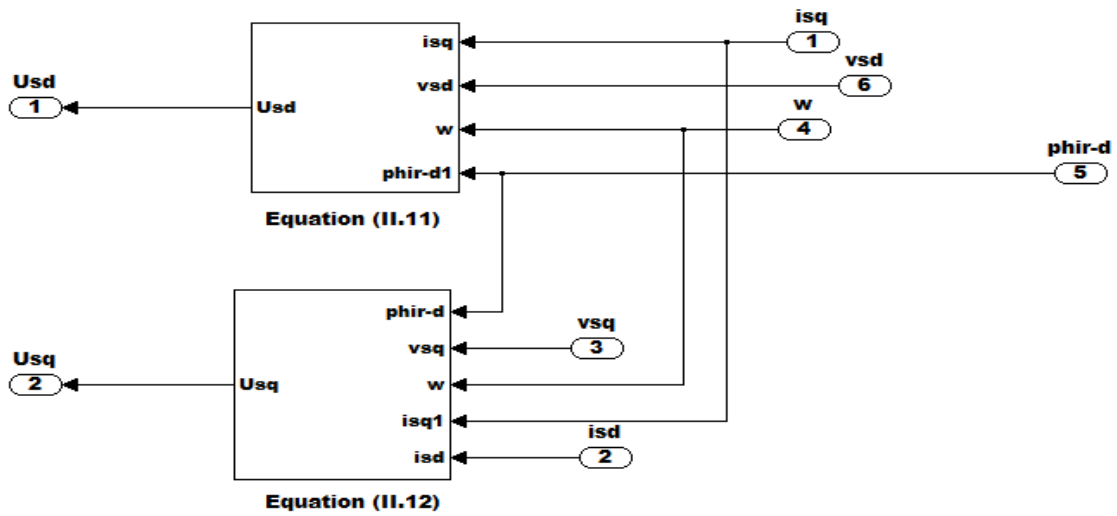


Figure (II.13) : schéma du Bloc Découplage

Bloc Correcteurs :

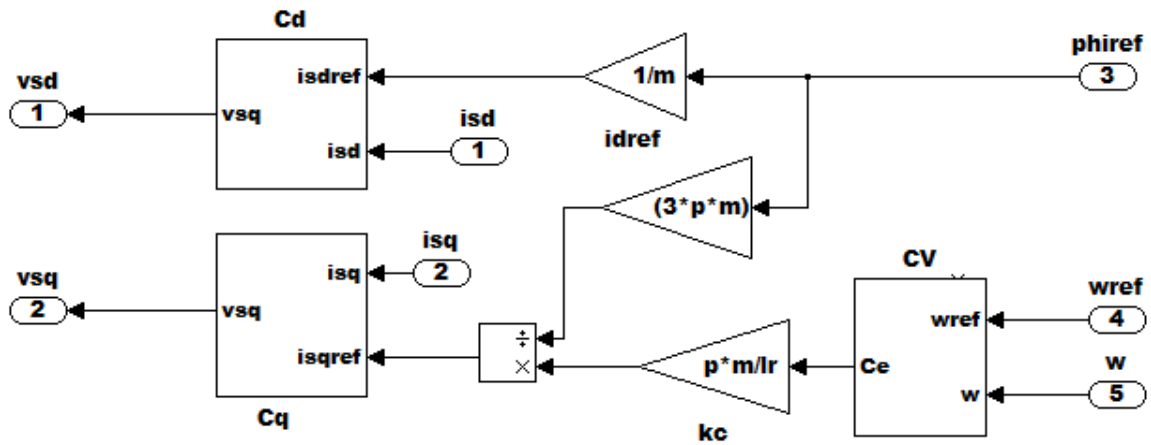


Figure (II.14) : schéma du Bloc Correcteurs

Bloc estimation de ω_s :

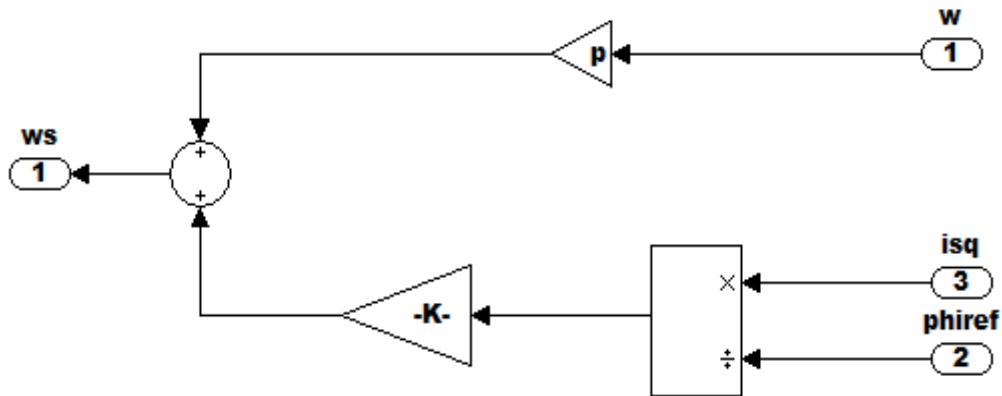


Figure (II.15) : schéma du Bloc estimation de ω_s

II.4 Résultats de simulation et interprétation :

La figure (II.12), montre l'évolution de la vitesse de rotation ω , elle suit bien la référence, ce qui confirme la validité de la commande et le bon choix des gains des différents régulateurs. La charge de 10Nm est appliquée sur l'intervalle $[t = 1sec \text{ à } t = 2sec]$ et l'intervalle $[t = 4sec \text{ à } t = 5sec]$, on constate le rejet de cette perturbation par la commande ce confirme la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la charge, le dépassement enregistré est dû à l'appel du courant à l'instant d'application de la charge comme le montre la figure (II.14). la figure (II.13) montre l'évolution des courants i_{sd} et i_{sq} , on constate que l'allure du signal i_{sq} est justifié par les instants de l'application de la charge, ce qui confirme que le courant i_{sq} est l'image du couple électromagnétique, comme le montre la figure (II.15).

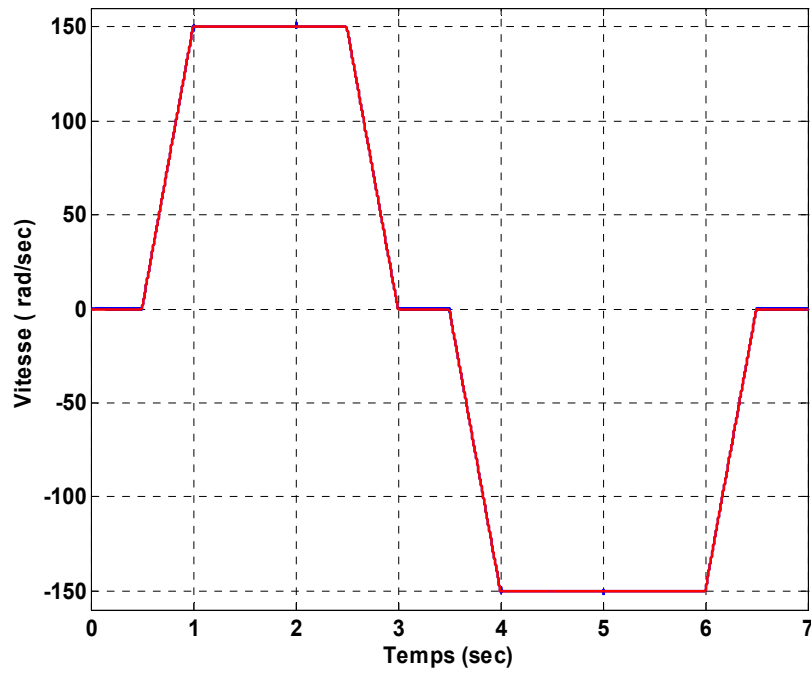


Figure (II.16-a) : Vitesse ω et ω_{ref} .

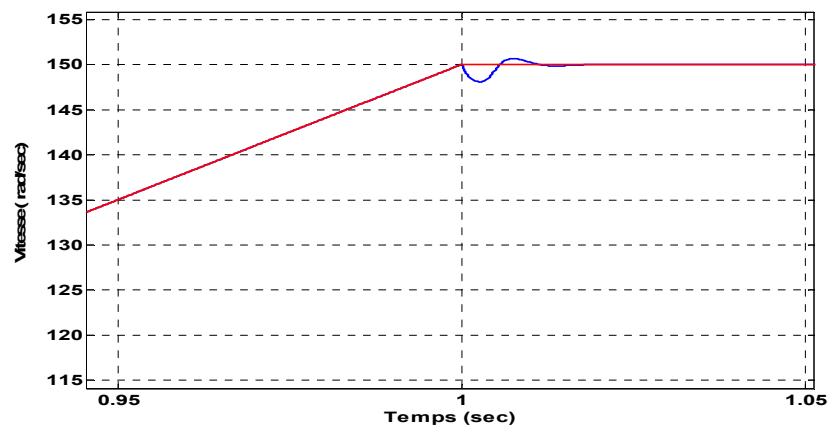


Figure (II.16-b): Vitesse ω et ω_{ref} (Zoom).

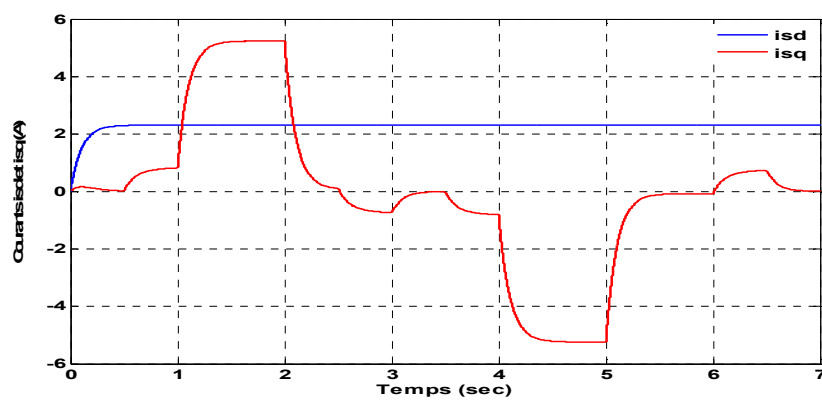


Figure (II.17): Courants direct i_{sd} et quadratique i_{sq} .

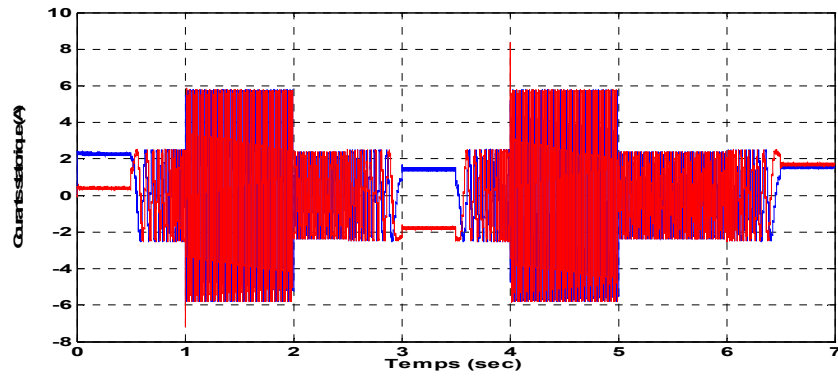


Figure (II.18-a): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$.

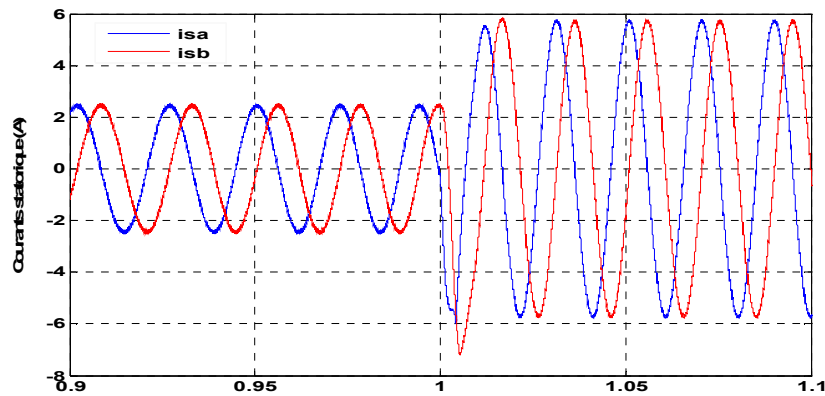


Figure (II.18-b): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$ (Zoom).

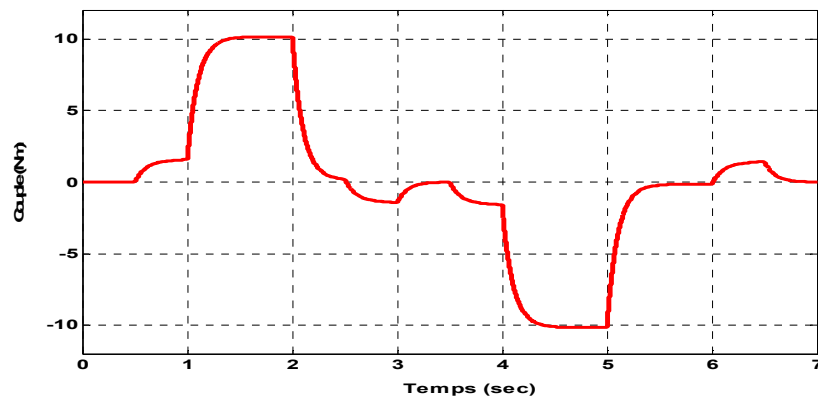


Figure (II.19): Couple électromagnétique C_e .

✓ Charge appliquée à partir de 1.5 et 2 secondes

Les résultats obtenus pour ce test sont analogues à ceux obtenus pour le premier test, le seul changement c'est au niveau des intervalles d'application de la charge. ces résultats confirme la robustesse de la commande quelque soit l'instant d'application de la perturbation.



Figure (II.20-a) : Vitesse ω et ω_{ref} .

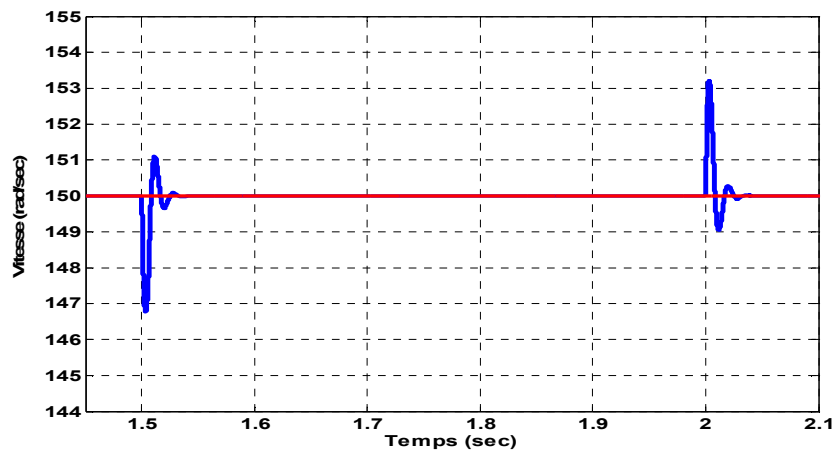


Figure (II.20-b): Vitesse ω et ω_{ref} (Zoom).

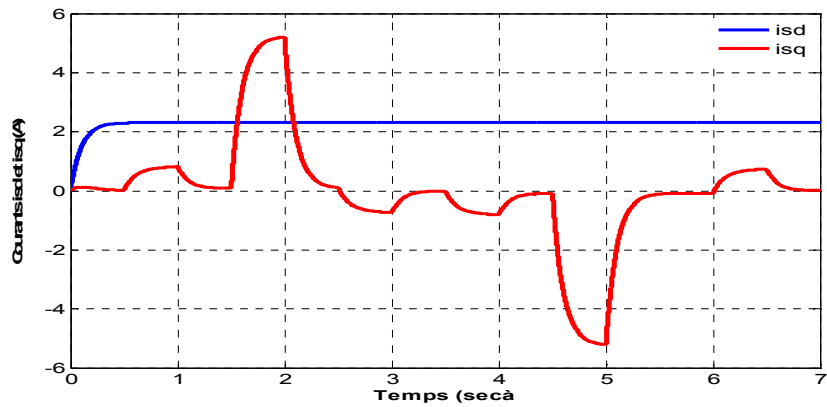


Figure (II.21): Courants direct i_{sd} et quadratique i_{sq} .

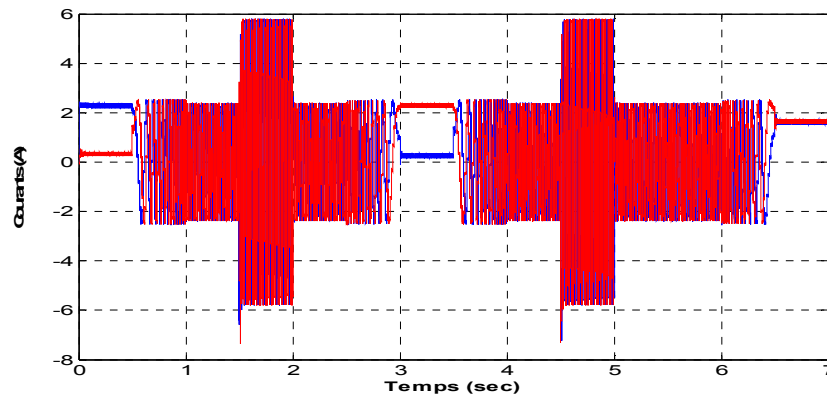


Figure (II.22-a): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$.

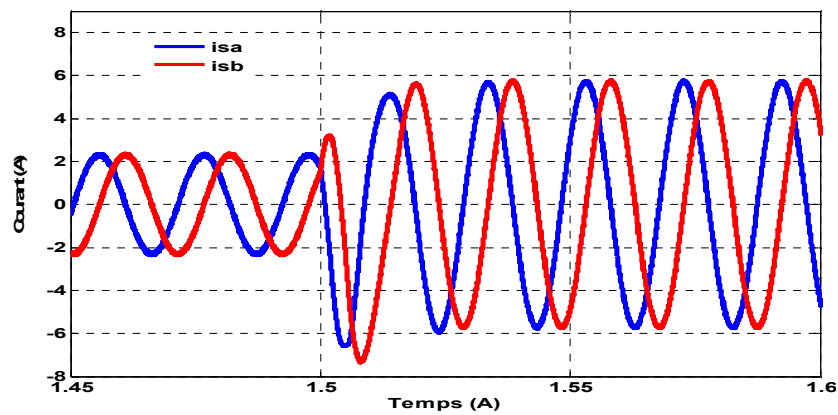


Figure (II.22-b): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$ (Zoom).

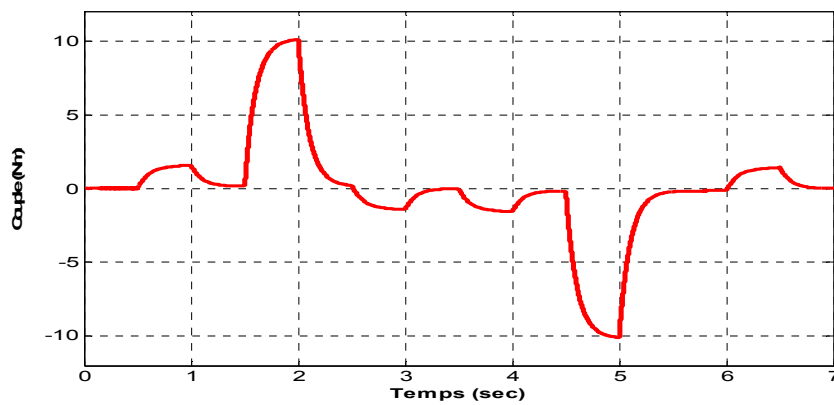


Figure (II.23): Couple électromagnétique C_e .

✓ *Test de Défluxage*

La figure (II.24), illustre le schéma de simulation avec bloc de défluxage.

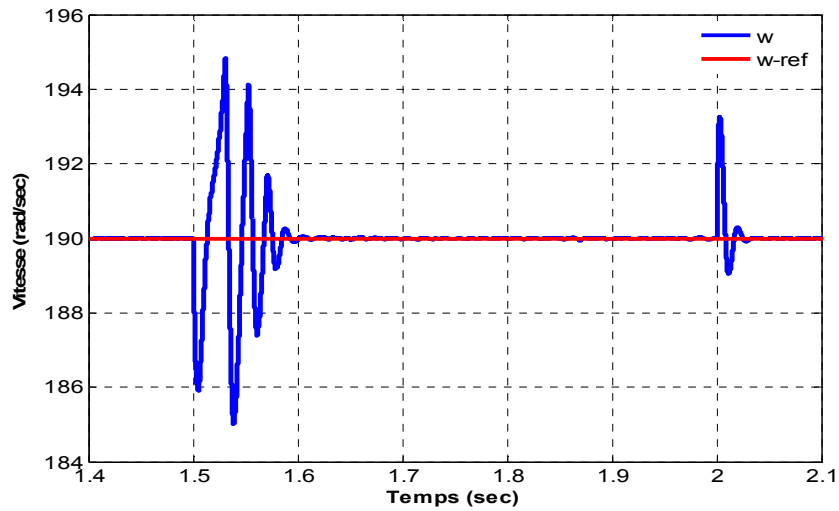


Figure (II.25-b): Vitesse ω et ω_{ref} (Zoom).

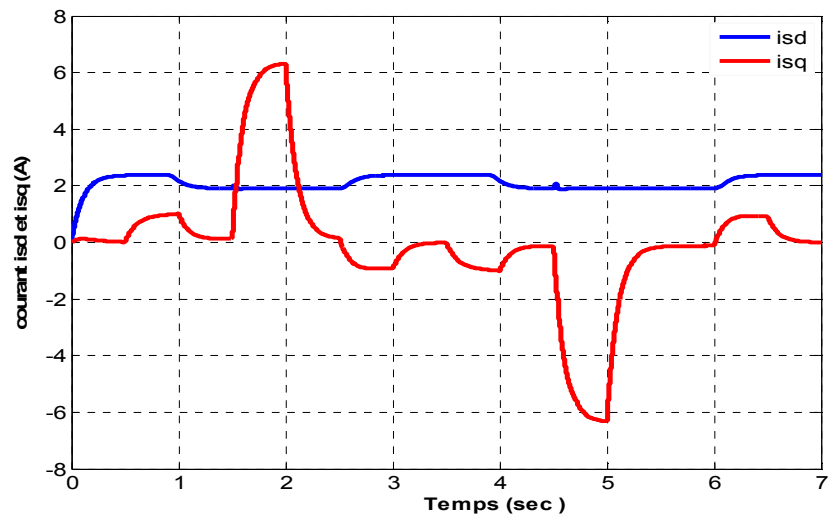


Figure (II.26): Courants direct i_{sd} et quadratique i_{sq} .

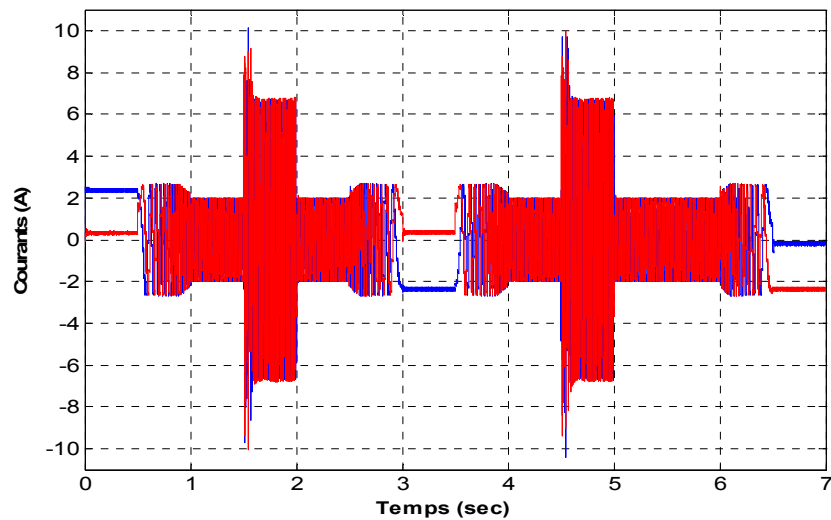


Figure (II.27-a): Courants $i_{s\alpha}$ et quadratique $i_{s\beta}$.

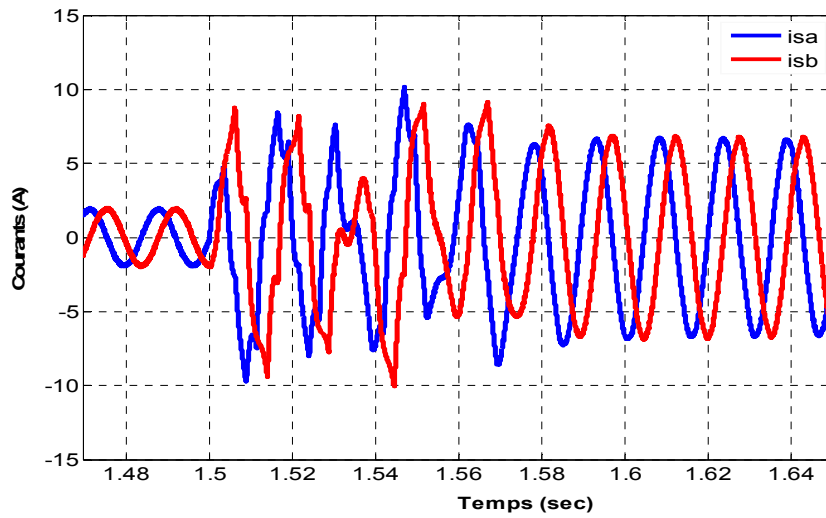


Figure (II.27-b): Courants i_{sa} et quadratique i_{sb} (Zoom).

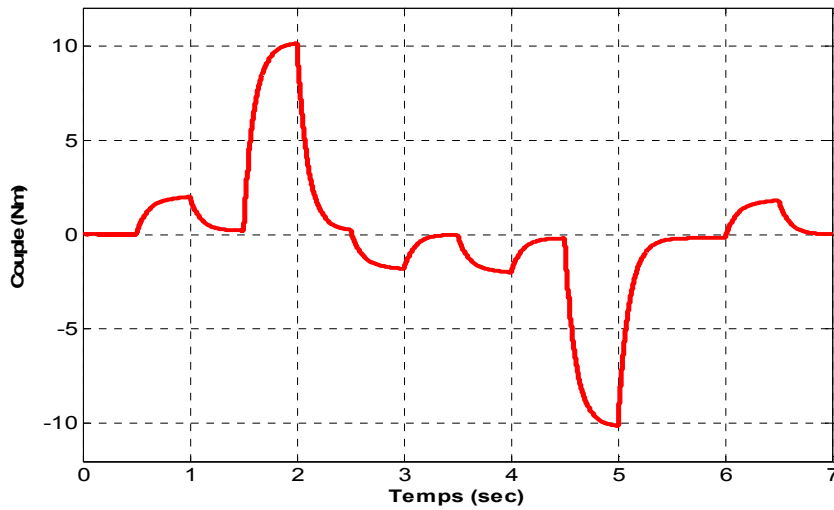


Figure (II.28): Couple électromagnétique C_e .

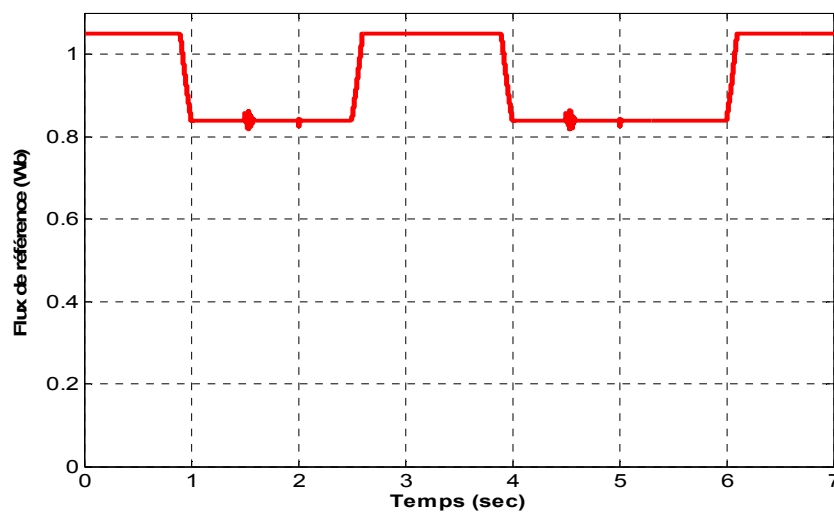


Figure (II.29): Flux de référence φ_{ref} .

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. Les résultats obtenus prouvent la faisabilité de cette commande ainsi que sa robustesse vis-à-vis l'application de la charge, et même dans les conditions de survitesses. En fin, notre choix est porté sur la commande vu sa simplicité vectorielle indirecte de point de vue mise en œuvre, et qu'on a pas besoin d'une boucle de régulation supplémentaire

Chapitre III

LA commande Directe du Couple (DTC)

III.1 Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique (commande vectorielle).

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et elle est simple à mettre en œuvre. Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux autres techniques de commande de la machine asynchrone, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park [12]. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

III.2 Principe de la commande directe du couple

La commande directe du couple est basée sur la commande de l'onduleur. Chacun des trois bras de l'onduleur est soit au niveau Haut ($S_j = 1$), soit au niveau Bas ($S_j = 0$), donc le potentiel du bras (j) est $S_j U_{dc}$, ($j = a, b, c$). Les tensions composées délivrées par l'onduleur sont données par :

$$\begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} = -\frac{U_{dc}}{2} (T) \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (\text{III.1})$$

Dans le repère de Clark (repère fixe), les tensions ($V_{s\alpha\beta}$) sont :

$$\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{III.2})$$

soit :

$$\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = U_{dc} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{pmatrix} (T) \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (\text{III.3})$$

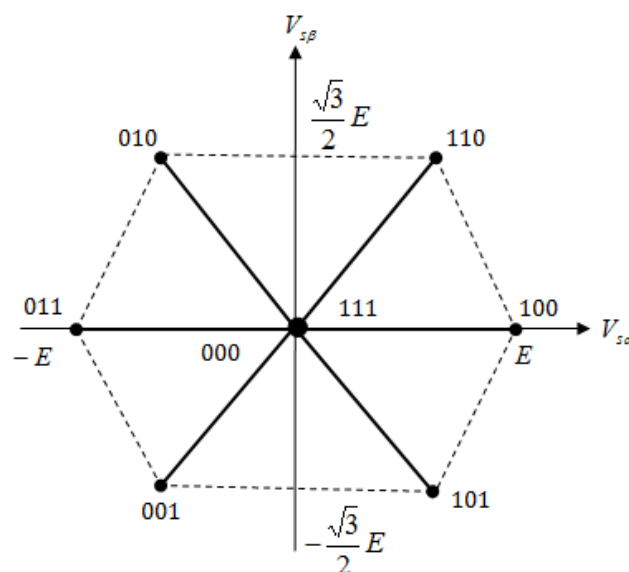
$$\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{pmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Pour le vecteur S_j , il ya $2^3 = 8$ combinaisons possible.

le tableau ci-dessous présente les valeurs des tensions ($V_{s\alpha\beta}$) selon les combinaisons logique de S_j .

S_a	S_b	S_c	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}E$
0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}E$
0	1	1	$-E$	0
1	0	0	E	0
1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}E$
1	1	0	E	$\frac{\sqrt{3}}{2}E$
1	1	1	0	0

Dans le repère (α, β) , on peut représenter les différentes valeurs de $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.



On rappelle l'expression du couple :

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (\text{III.5})$$

La stratégie de la DTC consiste à choisir une séquence permettant de maintenir le flux statorique à sa valeur nominale et le couple à sa valeur de consigne.

L'équation du flux est :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \approx \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{Car généralement la résistance } R_s \text{ est très petite})$$

Alors :

$$\underline{\varphi}_s = \underline{\varphi}_{s0} + \underline{V}_s t \quad (\text{III.6})$$

$$\text{à } t = 0 \Rightarrow \underline{\varphi}_s = \underline{\varphi}_{s0}$$

La figure (III.1), montre La représentation du flux $\underline{\varphi}_s$ en fonction de \underline{V}_s

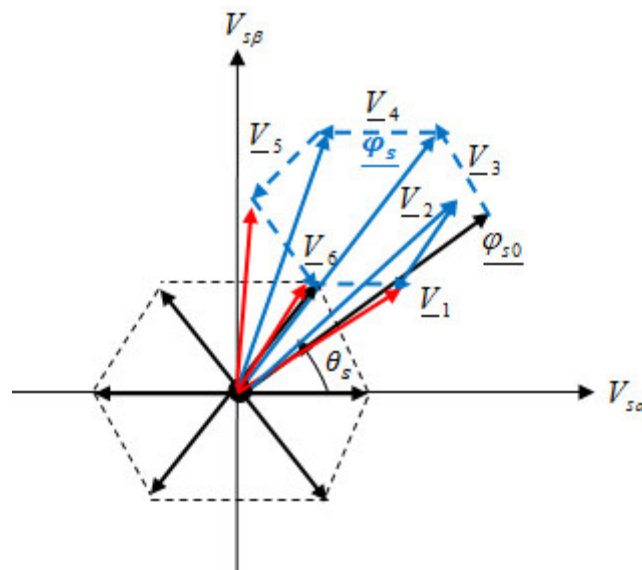


Figure (III.1) : Exemple de la représentation de $\underline{\varphi}_s$ en fonction de V_i .

Sur cette figure, on remarque que :

- les séquences (010= V_3) et (011= V_4) augmentent Le flux ($i=1,4$)
- les séquences (001= V_5) et (011= V_1) diminuent Le flux ($i=4,5$)
- les séquences (101= V_6), (110= V_2), (000) et (111), correspondent à un flux sensiblement constant, ($i=3,6,7$).

L'obtention du flux est maximal sur des intervalles de temps successifs de durée T , est définie par le bon choix de la séquence S_j . La fréquence de rotation du flux $\underline{\varphi}_s$ est définie par $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$. D'après la figure (12), pour avoir le flux $\underline{\varphi}_s$ pratiquement constant, il suffit que l'extrémité de ce dernier suit une trajectoire circulaire.

Dans ce contexte, la commande de la machine, se fait par la commande des tensions de l'onduleur, ce dernier est contrôlé par les séquences conçues à partir des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence.

III.2.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques (courant et tension) de la machine, on a :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + \frac{d\underline{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{III.7})$$

Alors
$$\underline{\varphi}_s = \int_0^t (\underline{V}_s - R_s \underline{I}_s) dt = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (\text{III.8})$$

Soit :

$$\underline{\hat{\varphi}}_{s\alpha} = \int_0^t (\underline{V}_{s\alpha} - R_s \underline{I}_{s\alpha}) dt \quad (\text{III.9})$$

et

$$\underline{\hat{\varphi}}_{s\beta} = \int_0^t (\underline{V}_{s\beta} - R_s \underline{I}_{s\beta}) dt \quad (\text{III.10})$$

Les tensions sont données par:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_{s\alpha} \\ \underline{V}_{s\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{pmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Pour les courants, appliquons la transformée de Concordia, on obtient

$$\begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{pmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{III.12})$$

La zone correspondante du flux $\underline{\varphi}_s$, est déterminée par l'argument défini par :

$$\hat{\theta}_s = \arct \frac{\hat{\varphi}_{s\beta}}{\hat{\varphi}_{s\alpha}} \quad (III.13)$$

L'équation (36), permet d'estimer le couple électromagnétique développé par la machine.

$$\hat{C}_e = p(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (III.14)$$

III.2.2 régulation du flux

Le but de la commande est de maintenir l'erreur $\Delta\varphi_s$ dans une couronne comme le montre la figure (III.2).

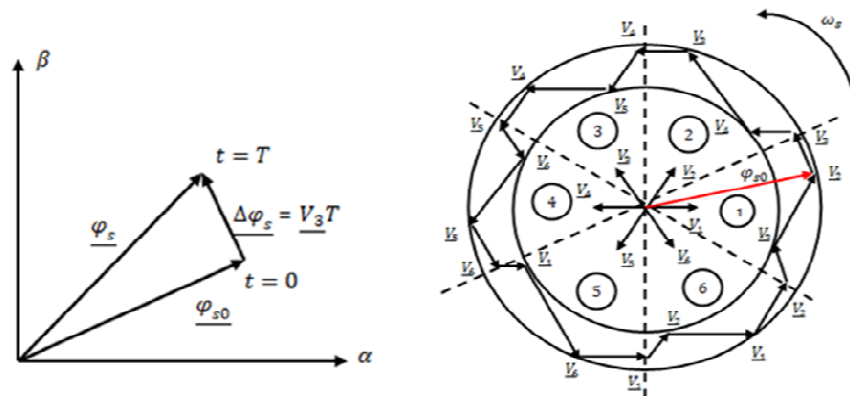
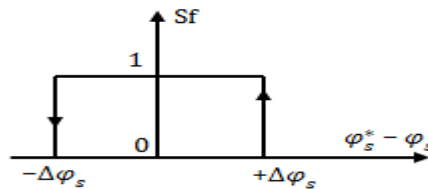


Figure (III.2) : Représentation de l'évolution de $\Delta\varphi_s$

D'après la figure(III.2), On doit régler le flux $\underline{\varphi}_s$ de telle sorte que à maintenir l'erreur $\Delta\varphi_s$ dans la surface de la couronne, ce qui conduit à la sélection du vecteur tension correspondant.

Pour maintenir $|\varphi_s^* - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$, on utilise un relais à Hystérésis à deux niveaux logiques (sortie Sf=1 et Sf= 0), c'est la loi de commande du flux [16].



III.2.3 Régulation du couple

L'expression du couple (III.5) telle que donnée précédemment peut être réécrite comme:

$$C_e = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \|\underline{\varphi}_s\| \cdot \|\underline{\varphi}_r\| \cdot \sin(\varphi_s, \varphi_r) \quad (III.15)$$

En posant : $K = p \frac{M}{\sigma L_S L_R}$ l'expression du couple devient :

$$C_e = K \|\underline{\varphi}_s\| \cdot \|\underline{\varphi}_r\| \cdot \sin(\delta) \quad (\text{III.16})$$

Le module du flux statorique est maintenu constant, réellement piégé dans une couronne circulaire de largeur de bande assez étroite, le module du flux rotorique le sera également après un temps suffisamment faible caractérisé par la constante de temps $T_{\sigma R}$ telle que :

$$T_{\sigma R} = \frac{\sigma L_R}{R_R} \ll T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad (\text{III.17})$$

En vertu de l'équation précédente, le couple sera contrôlé par l'angle δ entre les deux flux. [14]

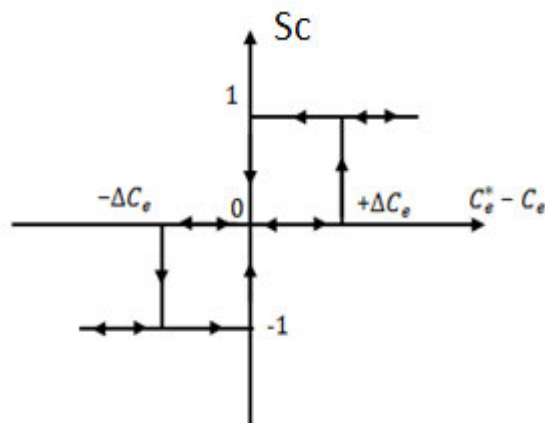
Le couple est relié au flux par le produit vectoriel croisé entre le flux statorique et le flux rotorique, donc on applique le même principe de régulation utilisé pour le flux (sortie Sc=1 ou 0) [15].

a- Utilisation d'un relais à Hystérésis à deux niveaux

La figure(III.2), nous indique que seul les vecteurs tensions V_{i+1} et V_{i+2} sont sélectionnés pour le contrôle du couple, car ce dernier correspond à un seul sens de rotation de la machine. C'est-à-dire physiquement on ne peut pas avoir un couple négatif pendant la rotation de la machine.

b- Utilisation d'un relais à Hystérésis à trois niveaux

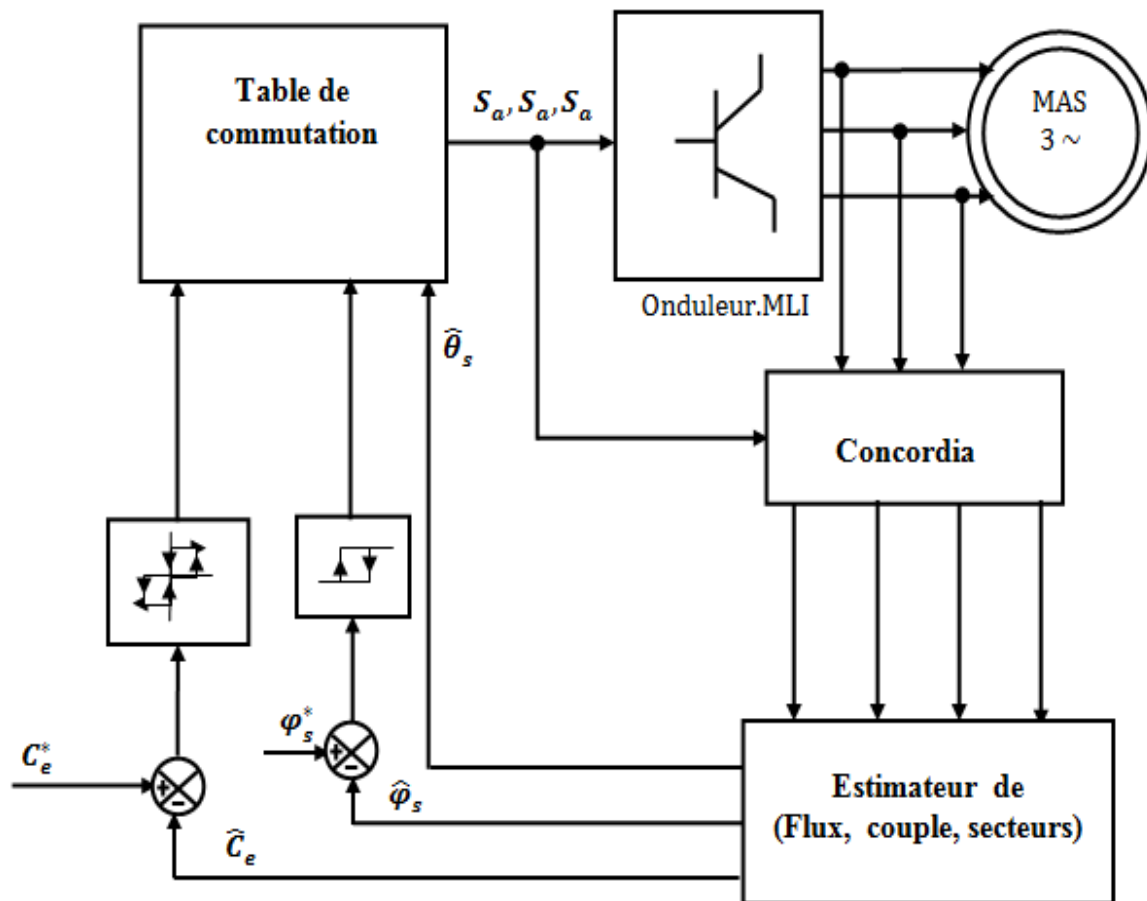
Dans ce cas, La commande du moteur se fait dans les deux sens de rotation, La sortie du correcteur. (Sortie du relais=1 \Rightarrow sens positif et si la sortie = -1 \Rightarrow sens négatif) [15].



La table de vérité de la commande est déduite en fonction de l'état des variables de sortie du relais flux et relais couple, et de la zone de position de $\underline{\varphi}_s$.

Zone		1	2	3	4	5	6	Régulateur
Relais flux Sf=1	Sc=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux niveaux
	Sc=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Sc=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux
Relais flux Sf=0	Sc=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux niveaux
	Sc=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Sc=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux

III.2.4 Schéma de commande



Figure(III.3) : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.

III.3 Algorithme DTC au sens Takahashi

Cet algorithme est donné comme suit:

1. Echantillonnage du domaine temporel avec T_e réduite.
2. A chaque pas d'échantillonnage T_e , on mesure les courants de ligne et les tensions de phases. Eventuellement, ces tensions peuvent être reconstituées à partir de la continu () et les séquences de commutation.
3. Estimation du flux et du couple à partir des mesures précédentes.
4. L'erreur enregistrée entre le flux réel (estimé) et le flux de référence est introduite dans un régulateur à hystérésis à deux niveaux. Son signe engendre une variable binaire Φ tels que:

$$\varepsilon_{\Phi} = \|\underline{\varphi}_{sref}\| - \|\underline{\varphi}_s\| > 0 \rightarrow \Phi = 1 \quad (III.18)$$

$$\varepsilon_{\Phi} = \|\underline{\varphi}_{sref}\| - \|\underline{\varphi}_s\| < 0 \rightarrow \Phi = 0 \quad (III.19)$$

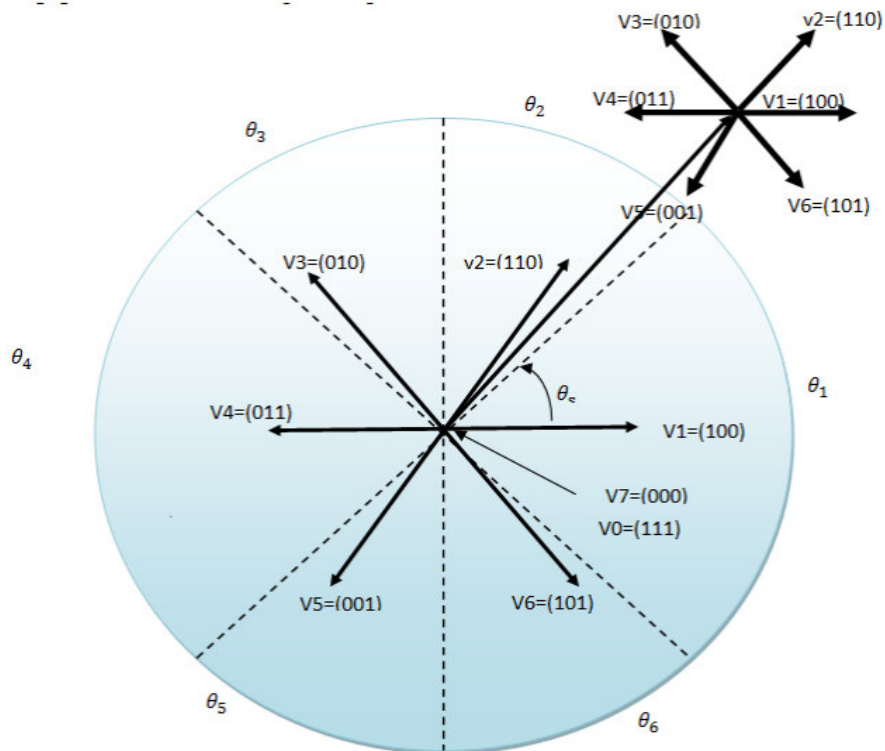
5. De même, l'erreur enregistrée entre le couple réel (estimé) et le couple de référence est introduite dans un régulateur à trois niveaux (éventuellement à 2 niveaux). Son signe engendre une variable binaire c tels que:

$$\varepsilon_c = C_{eref} - C_e > 0 \rightarrow c = 1 \quad \begin{matrix} 2 \text{ niveaux} \\ \left\{ \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} \right. \end{matrix} \quad \begin{matrix} 3 \text{ niveaux} \\ \left\{ \begin{matrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{matrix} \right. \end{matrix}$$

$$\varepsilon_c = C_{eref} - C_e = 0 \rightarrow c = 0$$

$$\varepsilon_c = C_{eref} - C_e < 0 \rightarrow c = -1$$

6. Sélection de la séquence de l'onduleur de V_0 à V_7 selon la localisation du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$ et les états logiques des variables binaires Φ et c . La localisation du flux est repérée dans les six secteurs angulaires à 60° du plan. A chaque secteur angulaire correspond une séquence V , donnée conformément par l'étoile à six cotés, selon que l'on a une augmentation du flux (sa diminution) et une augmentation du couple (diminution). Ce qui permet de dégager la table de vérité que l'on présentera au tableau III.3.



Figure(III.4): L'étoile V_1 - V_6 et les 6 secteurs de la DTC—classique

Dans le secteur angulaire θ_2 , par exemple, l'algorithme de **Takahashi** donne le tableau les résultats du tableau suivant:

application	Flux	Couple
V_1	Augmentation	Diminution
V_2	Augmentation	Augmentation
V_3	Augmentation	Augmentation
V_4	Diminution	Augmentation
V_5	Diminution	Diminution
V_6	Diminution	Diminution

En faisant déplacer parallèlement l'étoile des six vecteurs dans chaque secteur angulaire. On peut selon l'état binaire des variables logiques Φ et c avoir la séquence de l'onduleur V_i qu'il faut, soit donc la table de vérité donnée ci-dessous. On remarque que

$$V_4 = \bar{V}_1 \quad V_2 = \bar{V}_5 \quad V_3 = \bar{V}_6$$

Secteur Angulaire		1	2	3	4	5	6	comparateur	
$\Phi=1$	c=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux	
	c=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	c=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux	
$\Phi=0$	c=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux	
	c=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	c=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux	
Bras d'onduleur en veille (au repos)		1&4	2&5	3&6	1&4	2&5	3&6		

Tableau. III.3 .Table de vérité tenant compte des deux cas de contrôle du couple.

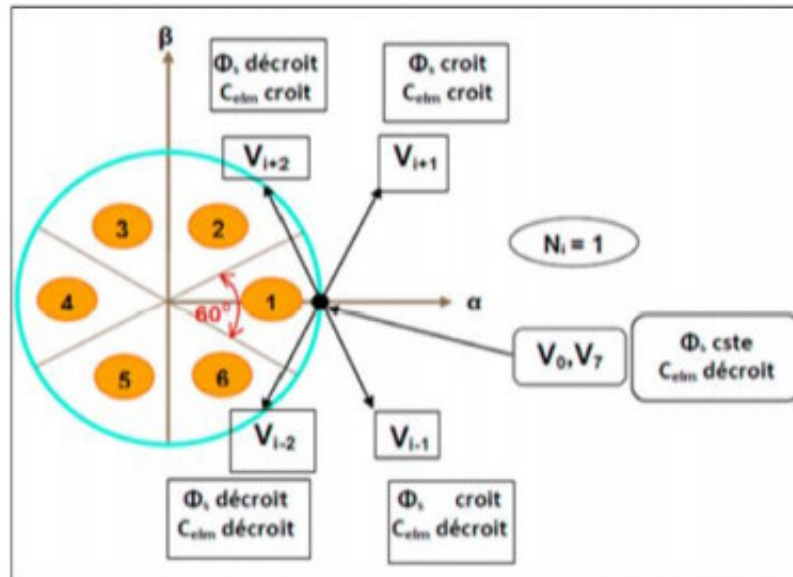
Les séquences V_7 et V_0 , séquences nulles, sont alternativement pour minimiser les commutations de l'onduleur. On note que dans chaque secteur, un bras de l'onduleur est mis et veille (au repos). [14]

III.3.1 Choix du vecteur de tension V_s

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux.

Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée, pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation, et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques, par rapport aux directions des tensions non nulles.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans cette zone. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou, un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit par la Figure(III.5).



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

Le choix du vecteur V_s dépend :

- De la position de φ_s dans le référentiel (s).
- De la variation souhaitée pour le module de φ_s .
- De la variation souhaitée pour le couple.
- Ainsi le sens de rotation de φ_s .

Lorsque le flux φ_s se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tensions suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croît et C_{em} croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croît et C_{em} décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_{em} croît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_{em} décroît. [15]

III.3.2 Régulateur de vitesse

La régulation de la vitesse donne lieu à un couple qui va être un couple de référence. Dans une régulation en cascade, avec un régulateur PI sur la vitesse, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure suivante :

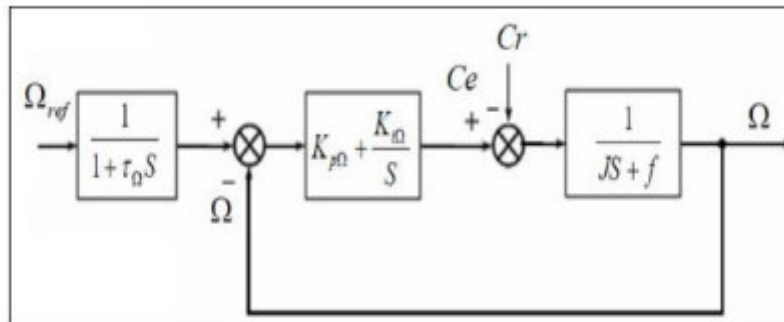


Figure (III.6) : Schéma –bloc de la régulation de vitesse.

$$H(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)} = \frac{\left(Kp + \frac{Ki}{s}\right) \left(\frac{1}{Js+F}\right)}{1 + \left(\left(Kp + \frac{Ki}{s}\right) \left(\frac{1}{Js+F}\right)\right)} = \frac{sKp + Ki}{Js^2 + (F+Kp)s + Ki} = \frac{s \frac{Kp}{J} + \frac{Ki}{s}}{s^2 + \left(\frac{F+Kp}{J}\right)s + \frac{Ki}{J}} \quad (\text{III.20})$$

par identification du dénominateur de l'équation (III.20) avec la forme canonique suivante :

$$H(s) = \frac{w_0^2}{s^2 + 2\xi w_0 s + w_0^2} \quad (\text{III.21})$$

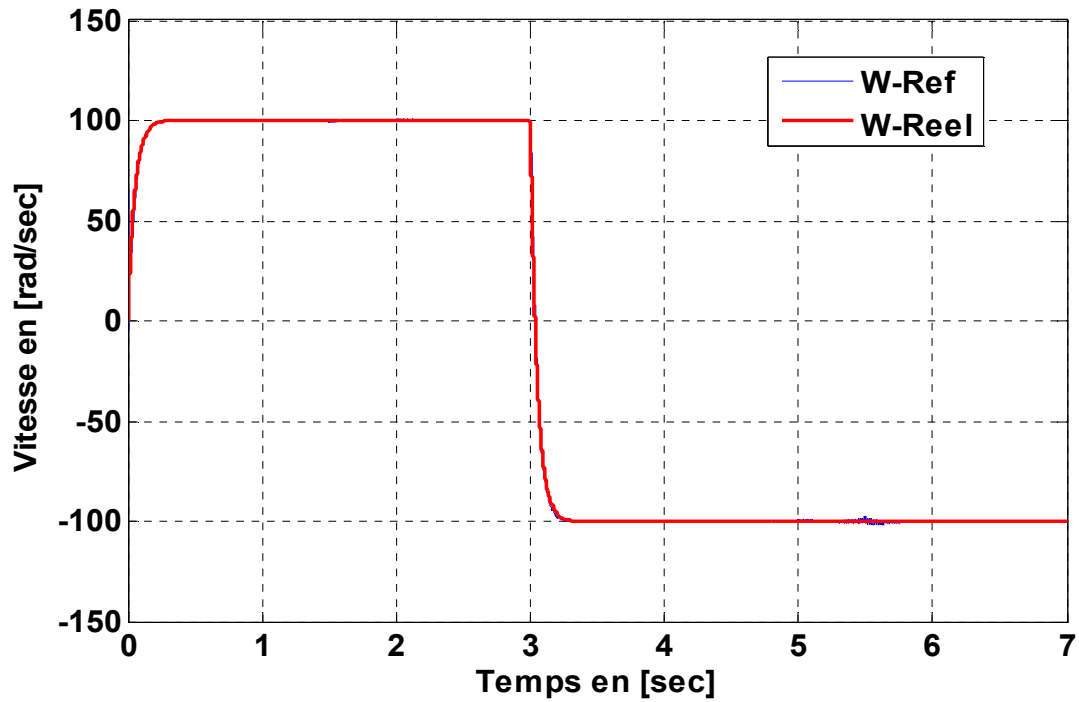
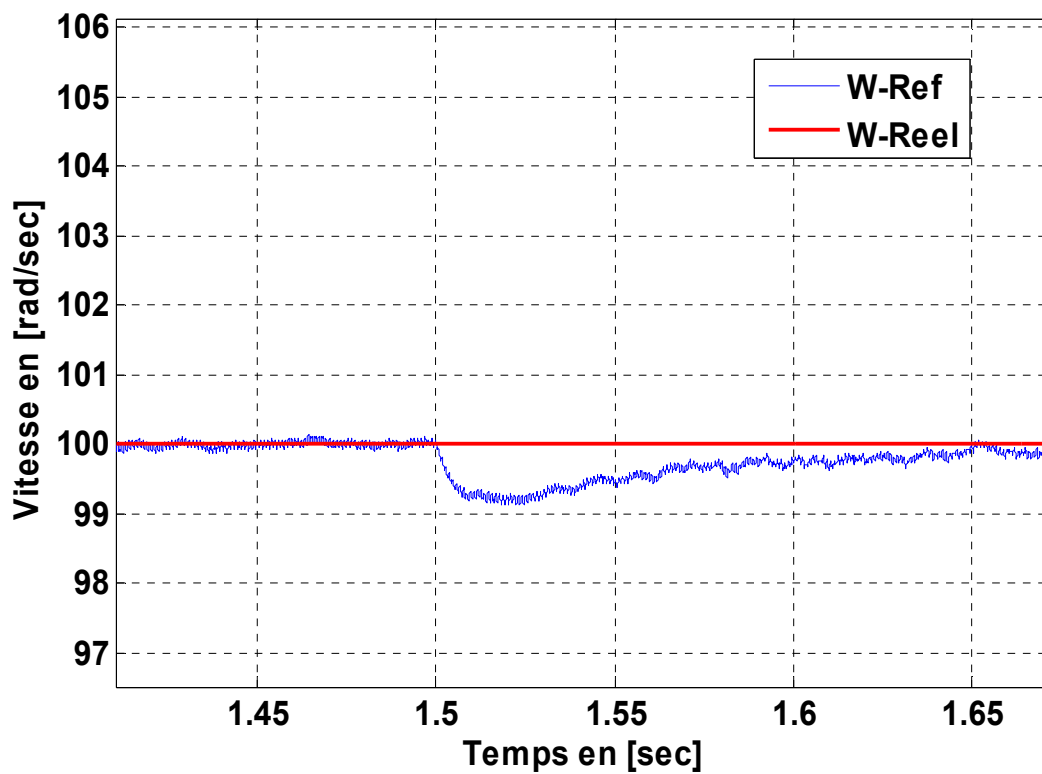
On obtient :

$$K_p = 2\xi w_0 J - F$$

$$K_i = J w_0^2$$

III.4 Simulation numérique :

La figure (III.7), représente le schéma simulation élaboré sous Matlab/Simulink.

Figure (III.8-a) : Vitesse ω et ω_{ref} .Figure (III.8-b): Vitesse ω et ω_{ref} (Zoom).

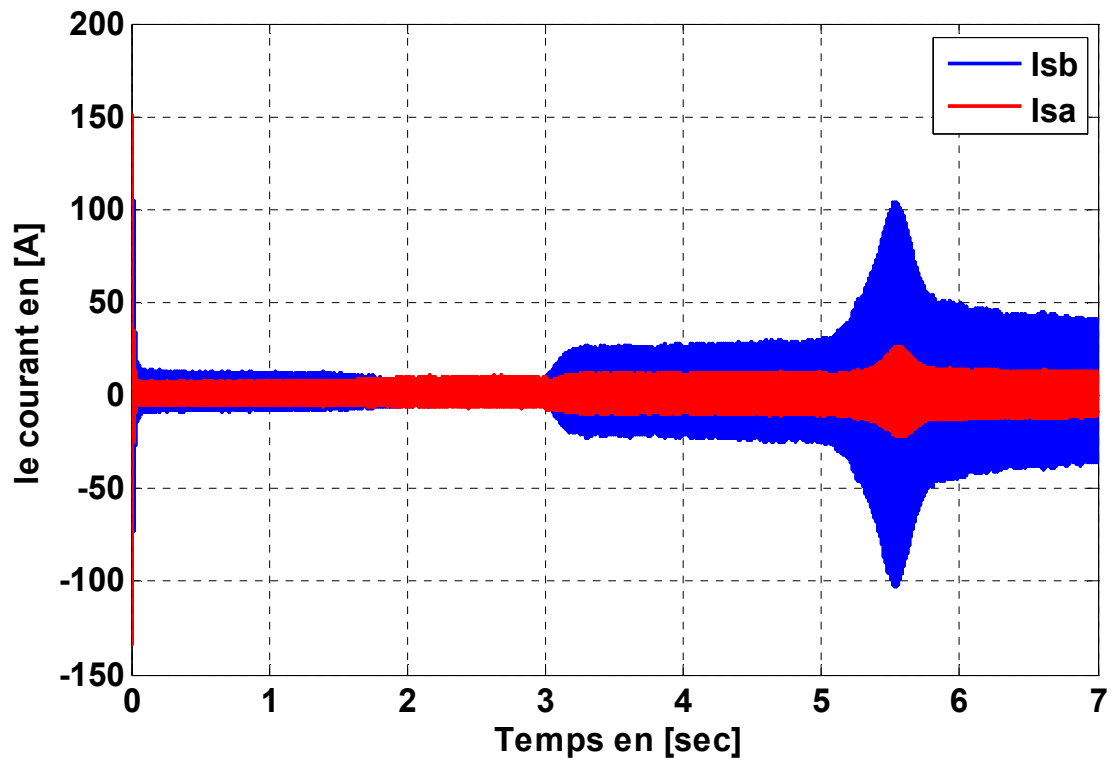


Figure (III.9-a): Courants direct i_{sa} et quadratique i_{sb} .

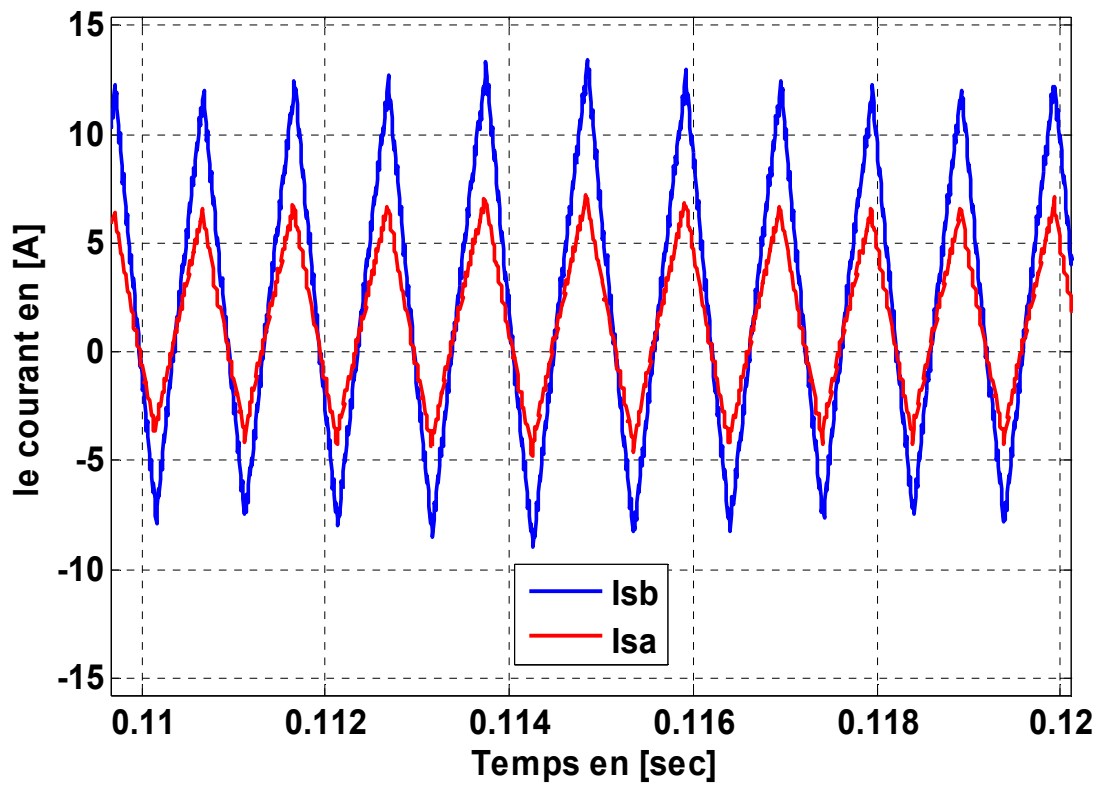


Figure (III.9-b): Courants i_{sa} et quadratique i_{sb} (Zoom).

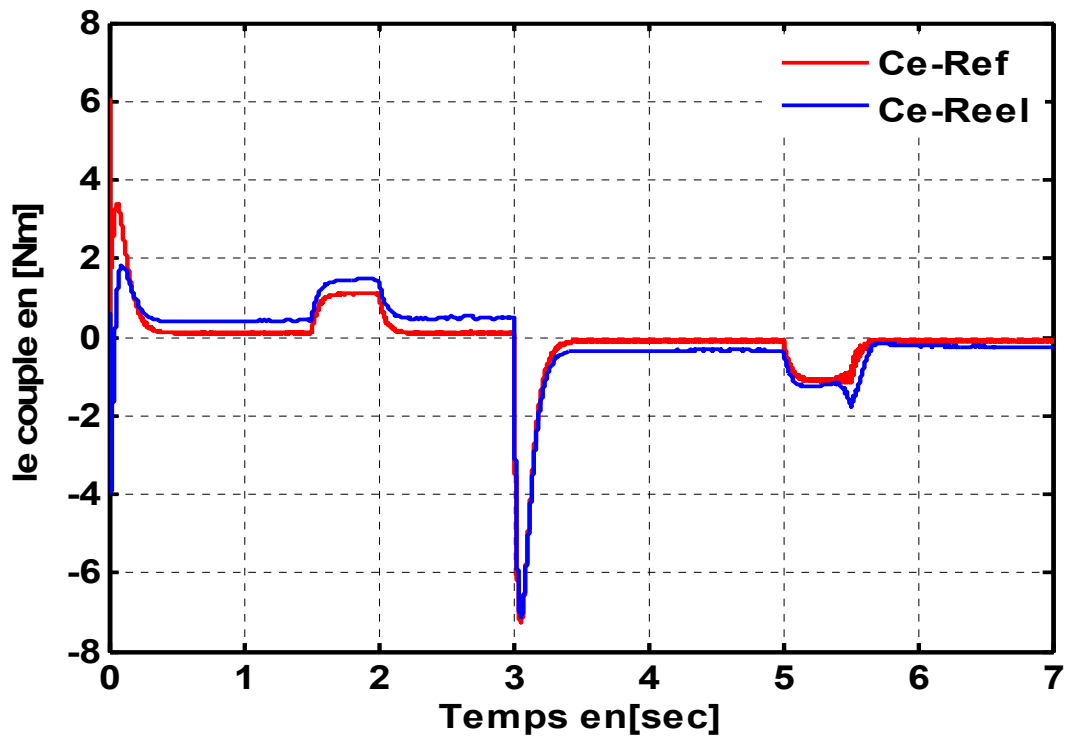


Figure (III.10): Couple électromagnétique C_e et C_{eref}

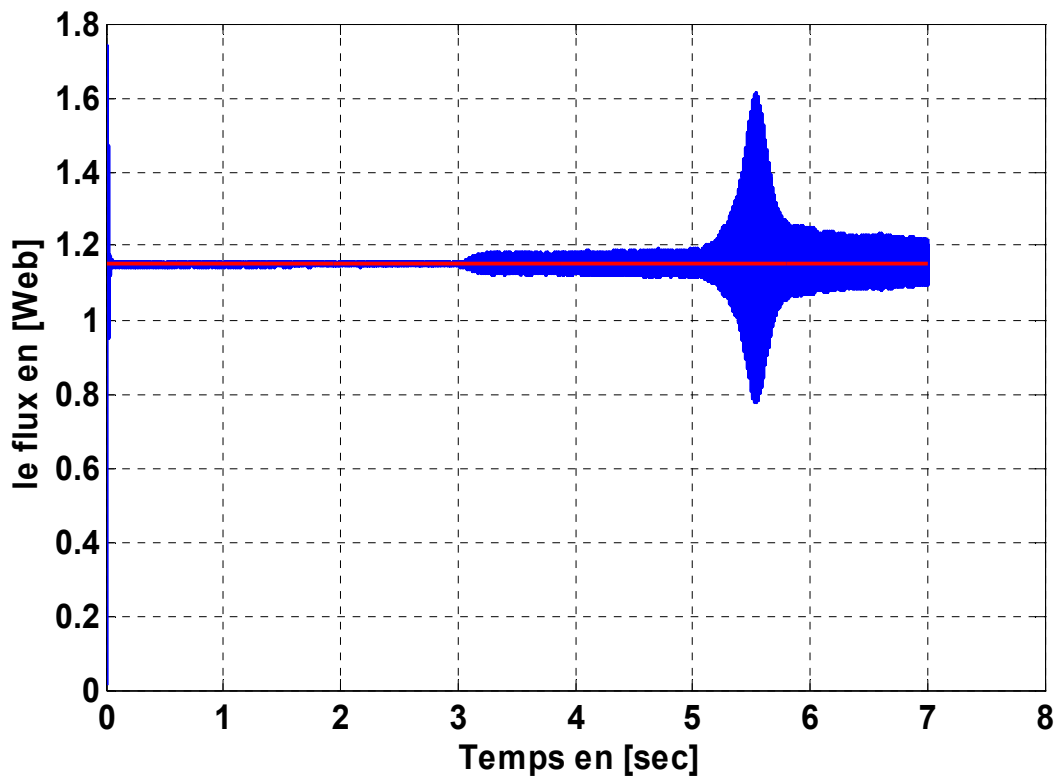


Figure (III.11-a): le flux

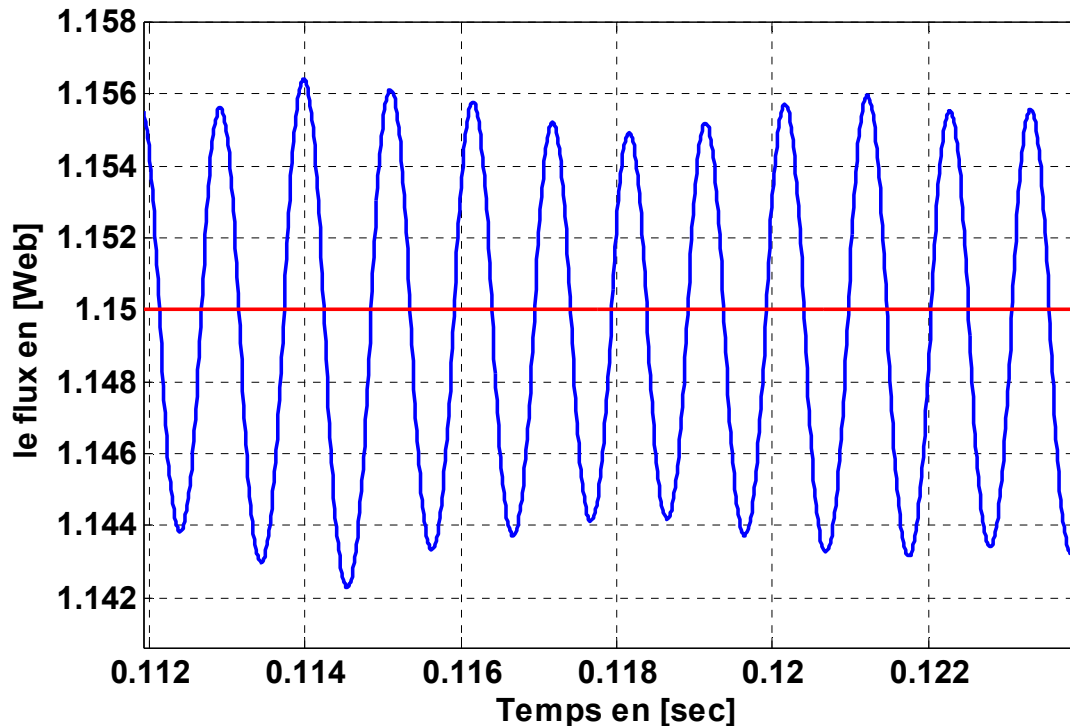


Figure (III.11-b): le flux (Zoom)

III.6 Interprétation :

- ✓ D'après les résultats obtenus, à travers cette simulation, nous observons que la vitesse suit sa référence, la charge de 10Nm est appliquée sur l'intervalle $[t = 1.5sec \text{ à } t = 2sec]$ et l'intervalle $[t = 5sec \text{ à } t = 5.5sec]$ ce qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est moins sensible au couple de charge, ce qui est évident par le rejet rapide de perturbation.
- ✓ Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées dont l'amplitude des ondulations augmentent légèrement à l'instant $t=3s$ suite à l'application du couple de charge.
- ✓ On constate que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple (DTC) ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable du vecteur de

tension pour la commande de l'onduleur de tension à deux niveaux [15], Bien que la commande DTC offre une réponse précise et rapide du couple électromagnétique et du flux statorique [13], Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardent une bonne précision de contrôle

Chapitre IV

Logique Floue et son apport à la Commande Vectorielle

IV.1 Introduction

Issue de la théorie des sous-ensembles flous établie par Lotfi Zadeh (1965), la logique floue ou de l'anglais "Fuzzy Logic" est de nos jours un sujet attirant, parce que faisant trait à une question d'actualité qui est le traitement de l'incertain dans la connaissance. Il permet d'affirmer que presque toute la logique du raisonnement humain n'est pas la logique classique à deux valeurs de vérité, ou à deux tranches nettement séparables. Dans les mécanismes de notre pensée, les propositions enchaînées et implications sont vagues, imprécis et floues. De même, les données, informations et sensations reçues sont loin d'être des événements précis, sauf exception [15]. La logique floue offre un modèle mathématique très adéquat pour la résolution des problèmes où l'on fait appel à des expressions du langage naturel. Sa caractéristique fondamentale est l'utilisation des variables linguistiques au lieu des variables numériques dans des situations conditionnelles floues. Par ceci, elle se veut un pas vers un rapprochement entre la précision de la logique classique et la subtile imprécision du monde réel [16],[17],[18].

La commande de la machine asynchrone associée au convertisseur statique présente plusieurs difficultés de point de vu robustesse, détection de défauts dans les capteurs, etc.... Dans les chapitres (II et III), on a présenter la commande vectorielle et la DTC, les résultats obtenus montrent quelques anomalie au niveau par exemple de la vitesse, on remarque des dépassements au démarrage. Dans ce contexte le recours à la logique floue constitue une alternative intéressante pour l'amélioration des performances de ces commandes. L'approche proposée dans ce chapitre à remplacer le régulateur classique PI par un régulateur Flou type 1.

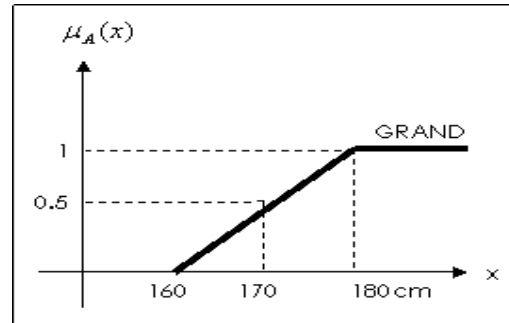
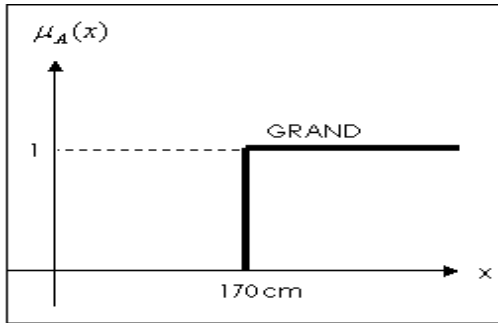
IV.2 Logique floue type 1

IV.2.1 principe et définition

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh [16]. La logique floue devient de plus en plus appliquée dans la commande des processus industriels. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme "*Si ...Alors...*". On obtient un algorithme heuristique en prenant en considération l'expérience des opérateurs pour la conduite du processus [17-18].

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance aux non-appartenance est graduelle au lieu d'être brusque .

Prenons un exemple simple : soit E, l'ensemble des tailles possibles et A le sous ensemble grand. En logique bivalente, on est soit petit soit grand, ($x < 170\text{cm}$: pas grand ; $x \geq 170\text{cm}$: grand).



Une définition plus mathématique peut être établie comme suit:

Si U est une collection d'objets ou de valeurs notés par " x ", alors un ensemble flou A dans U est défini par l'ensemble des paires ordonnées:

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in U\} \tag{IV.1}$$

Où $\mu_A(x)$ est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée fonction d'appartenance. Elle caractérise l'ensemble flou A et fournit une mesure du degré d'appartenance d'un objet x de U dans l'ensemble flou A . Elle peut être formulée comme suit:

$$\mu_A : U \rightarrow [0, 1]$$

$$u \rightarrow \mu_A(u)$$

U peut contenir des valeurs continues ou discrètes.

Généralement, A s'écrit sous la forme:

$$A = \int \mu_A(x) / x \quad \text{Si } U \text{ est continu} \tag{IV.2}$$

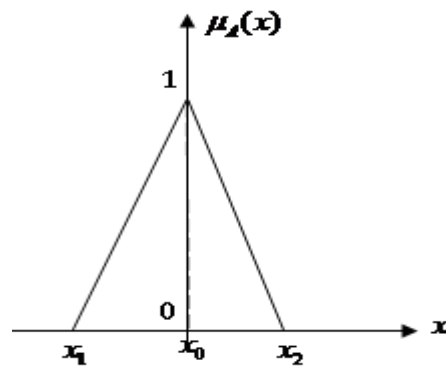
$$A = \sum_{x_i \in U} \mu_A(x_i) / x_i \quad \text{Si } U \text{ est discret} \tag{IV.3}$$

Dans ces deux équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points $x \in U$ avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

Un fait incertain tel que x à peu près égal à x_0 aura une fonction d'appartenance en forme de triangle. L'affirmation x à peu près comprise entre x_1 et x_2 correspond à une fonction d'appartenance trapézoïdale..

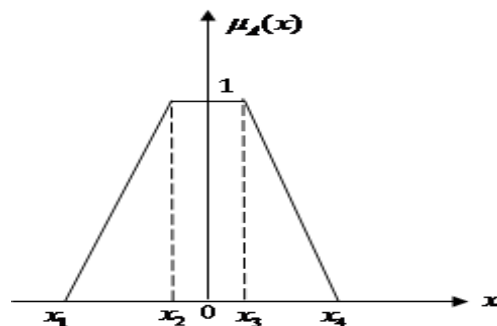
- **La fonction triangulaire**, $A = (x_1, x_0, x_2)$

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < x_1 \\ \frac{x_1 - x}{x_1 - x_0} & \text{si } x_1 \leq x \leq x_0 \\ \frac{x - x_2}{x_0 - x_2} & \text{si } x_0 \leq x \leq x_2 \\ 0 & \text{si } x > x_2 \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$



- **La fonction trapézoïdale**, $A = (x_1, x_2, x_3, x_4)$

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < x_1 \\ 1 & \text{si } x_2 \leq x \leq x_3 \\ \frac{x - x_1}{x_2 - x_1} & \text{si } x_1 \leq x \leq x_2 \\ \frac{x - x_4}{x_3 - x_4} & \text{si } x_3 \leq x \leq x_4 \\ 0 & \text{si } x > x_4 \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$



A. Propriétés des ensembles flous

- **Support**

Le support d'un ensemble flou A , noté $Supp(A)$ tel que :

$$Supp(A) = \{x \in U, \mu_A(x) > 0\} \quad (IV.6)$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé "singleton flou".

- **Hauteur**

La hauteur d'un ensemble flou A , noté $h(A)$ est la valeur maximale atteinte sur le support de A , elle est défini de la manière suivante:

$$h(A) = \max_{x \in U} \mu_A(x) \quad (IV.7)$$

- **Noyau**

Le noyau d'un ensemble flou A , noté $Noy(A)$ est l'ensemble de tous les éléments qui lui appartiennent, tel que :

$$Noy(A) = \{x \in U, \mu_A(x) = 1\} \quad (IV.8)$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur modale de A .

B. Opérateurs sur les ensembles flous

Il s'agit de la généralisation des opérateurs égalité, inclusion, intersection et union de la théorie des ensembles ordinaires, comme le montre la figure (IV.1) :

- **Egalité**

Deux ensembles flous A et B sont dits égaux s'ils ont des fonctions d'appartenance égales en tout point de U tel que :

$$A = B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (IV.10)$$

- **Inclusion**

Soit deux ensembles flous (A et B), si pour n'importe quel élément x de U , x appartient toujours moins à A qu'à B , alors on dit que A est inclus dans B ($A \subseteq B$) et l'on a :

$$A \subseteq B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$$

$$\forall x \in U, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{IV.11})$$

- **Union**

L'union des deux ensembles flous (A et B), est dénotée comme $(A \cup B)$, est donnée par :

$$\forall x \in U, \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.12})$$

- **Intersection**

L'intersection des deux ensembles flous (A et B), dénotée $(A \cap B)$, est donnée par:

$$\forall x \in U, \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.13})$$

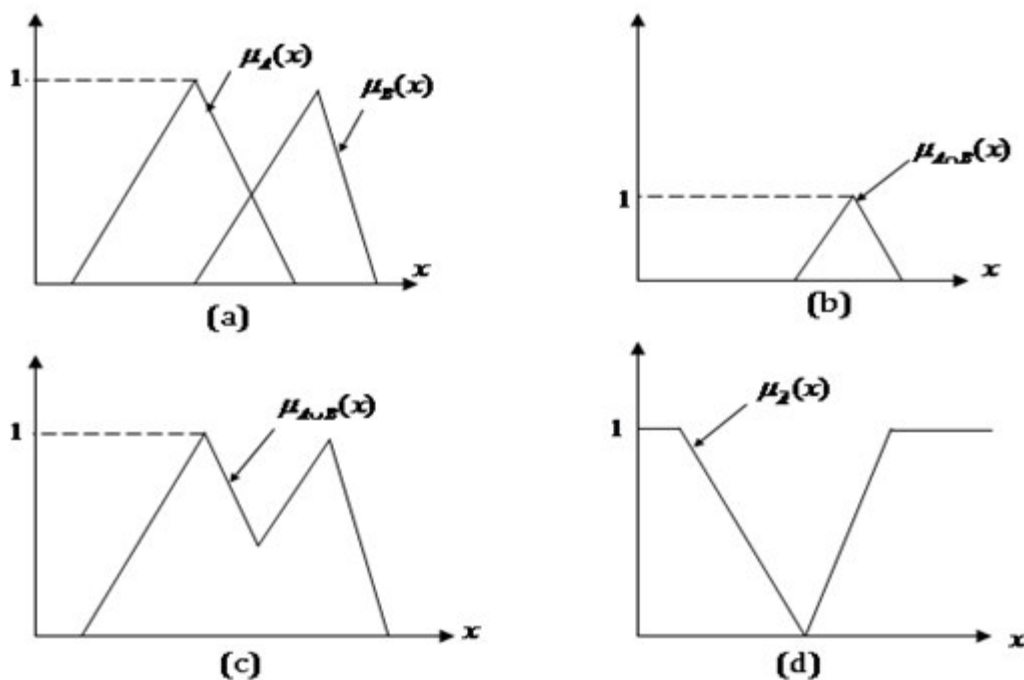


Figure (IV.1) : Opérateurs logiques a : A et B , b : $A \cap B$, c : $A \cup B$, d : \bar{A} .

Variables linguistiques

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel.

Chaque variable linguistique est caractérisée par un triplet $\{x, U, T(x)\}$ tel que :

x est le nom de la variable,

U est l'univers de discours associé avec la valeur de base,

$T(x)$ est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x .

Exemple:

La variable linguistique $x = \text{température ambiante}$ peut être définie avec un ensemble des termes :

$T(x) = \{\text{extrêmement froide, très froide, froide, chaude, très chaude, extrêmement chaude}\}$ qui forment son univers du discours $U = [-20^\circ\text{C}, 40^\circ\text{C}]$. La variable de base est *température*. Le terme froid représente une valeur linguistique. On peut l'interpréter, par exemple comme « les températures plus petites que 15°C ».

C. Règle floue :

Une règle floue s'écrit : "Si x est A Alors y est B "

Et peut être notée :

$$" (x, y) \text{ est } A \rightarrow B " \quad (\text{IV.14})$$

L'ensemble flou $A \rightarrow B$ n'est qu'une relation floue R entre U et V et sa fonction d'appartenance (valeur de vérité de l'implication) est donnée par :

$$\mu_{A \rightarrow B}(x, y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{IV.15})$$

où Φ est un opérateur d'implication floue spécifique. Il existe différents types d'opérations proposées par divers auteurs. L'opérateur de Mamdani et le plus utilisé en commande floue:

$$\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{IV.16})$$

Si x_1 est A_1 et x_2 est A_2 etet x_n est A_n alors y est B

$$\mu_A(x) = \min(\mu_{A_1}(x_1), \dots, \mu_{A_n}(x_n)) \quad (\text{IV.17})$$

IV.3 Configuration d'un contrôleur flou

Par opposition à un régulateur classique, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles

se basant sur des variables linguistiques [18]. Ces inférences sont traitées par des opérateurs de la logique floue (autrement dit c'est un langage expert). La configuration de base d'un bloc floue (*BLF*) est donnée par la figure (IV-2).

A. Module de Fuzzification :

Dans ce module, on distingue:

- L'organe de normalisation qui permet de passer d'un domaine physique donné à un domaine normalisé, $[-1,1]$ par exemple. Cet organe est optionnel.
- L'organe de fuzzification qui associé à une valeur numérique un degré d'appartenance à une valeur linguistique.

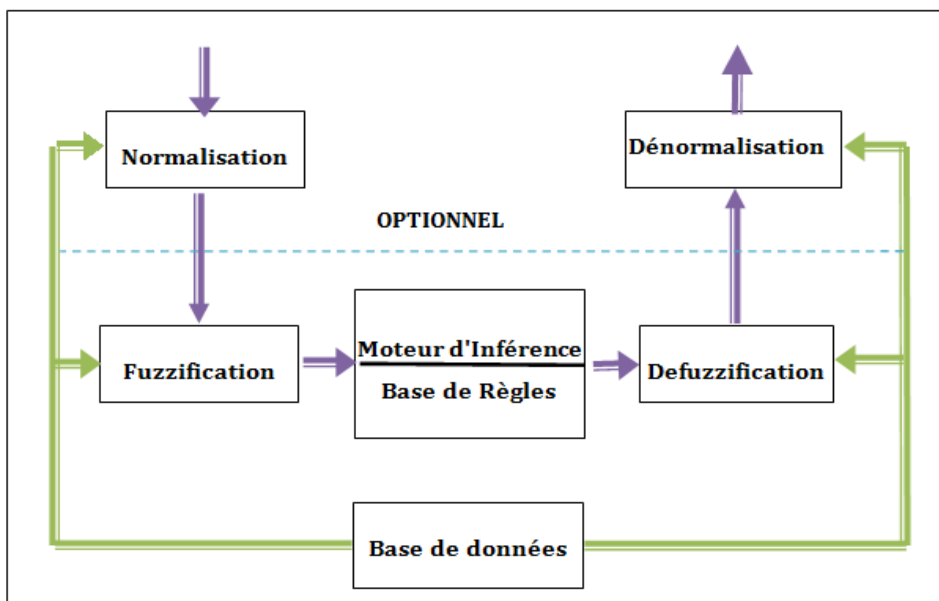


Figure (IV.2) : Configuration de base d'un bloc floue (*BLF*).

B. Base de données

Elle contient les définitions des termes utilisés dans la commande et les règles caractérisant la cible de la commande et décrivant la conduite de l'expert. Elle consiste en une base de données et une base de règles.

- La base de données fournit les informations nécessaires pour le fonctionnement du module Fuzzification. Ces informations sont:

Les ensembles flous (fonction d'appartenance) donnant la signification des valeurs linguistiques. Les domaines physiques et normalisés et les facteurs de réduction correspondants.

- La base de règles a pour but de structurer, la connaissance que l'on a sur le contrôle du processus en produisant des règles de la forme:

Si *< état du processus >* Alors *< action en sortie >*.

La partie "Si" est appelée antécédent de la règle, la partie "Alors" est appelée conséquence de la règle. Les paramètres auxquels on a recours pour construire la base des règles sont:

- Le choix de "l'état du processus" et de la variable de sortie.
- Le choix du contour de l'antécédent et de la conséquence des règles.
- Le choix des valeurs linguistiques pour l'état du processus et la variable de sortie.

C. Moteur d'inférence

C'est le noyau d'un *BLF*, il a l'aptitude de simuler la prise de décision humaine en se basant sur des concepts flous. La formulation concrète des inférences dépend évidemment du comportement statique et dynamique du système à régler et de l'organe de commande, ainsi que des buts de réglages envisagés. L'expérience joue un rôle important pour indiquer les règles. Pour le réglage par logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes [18]:

- Méthode d'inférence Max-Min.
- Méthode d'inférence Max-Produit.
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

La méthode la plus utilisée est celle de Max-Min [15]. On traitera un cas particulier avec deux variables d'entrée $x_1 \in U$ et $x_2 \in V$ et une variable de sortie $y \in W$. L'inférence est composée de deux règles:

Règle 1 (R_1): Si x_1 est A_1 et x_2 est B_1 alors y est C_1 , OU (IV.18)

Règle 2 (R_2): Si x_1 est A_2 et x_2 est B_2 alors y est C_2 . (IV.19)

La figure (IV.3) représente graphiquement le principe de la méthode d'inférence Max-Min

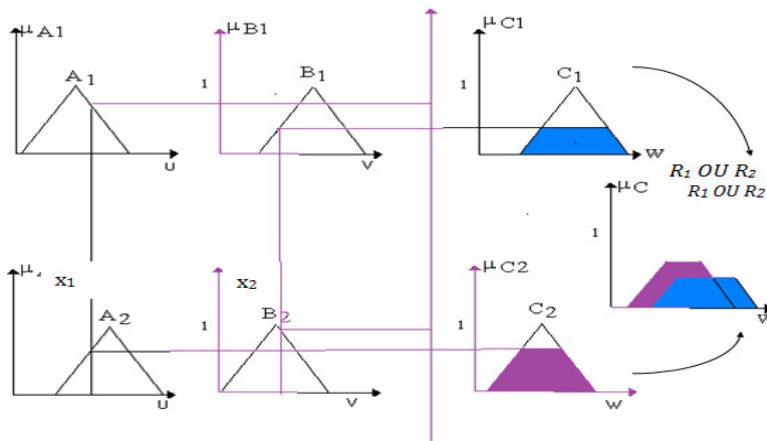


Figure (IV.3) : Représentation graphique du principe de la méthode d'inférence Max-Min

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{ref} = C_{ref} + K_{\Delta c} \Delta C_{ref} \quad (IV. 31)$$

Où

$K_{\Delta c}$: Gain de normalisation.

ΔC_{ref} : Variation de la commande.

L'erreur et la dérivée d'erreur sont adaptées comme suit :

$$e = K_e e_n \quad (IV. 32)$$

$$\Delta e = K_{\Delta e} \Delta e_n \quad (IV. 33)$$

En effet les règles de ce contrôleur sont systématiquement construites en basant sur l'étude de MacVicar-Whelon , permet de retrouver la table d'inférence anti diagonale classique pour un système flou ayant comme entrées l'erreur (e) et la dérivée (Δe), et comme sortie (ΔC_{ref}), fuzzifiées par sept fonctions d'appartenance ,

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NM	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PM	NP	EZ	PP	PP	PM
PG	EZ	PP	PP	PM	PG

Tableau (IV. 2) : La table d'inférence.

IV.5 Schéma de simulation :

Bloc régulateur PI-vitesse floue :

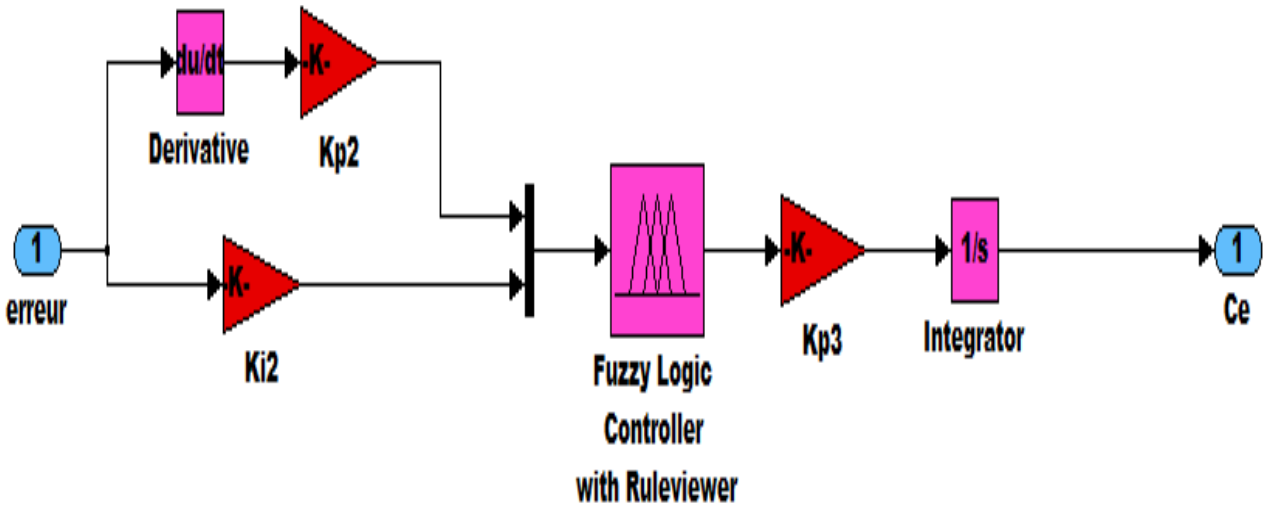


Figure (IV. 7) : Schéma du Bloc régulateur PI-vitesse floue

IV.6 Résultats de simulation :

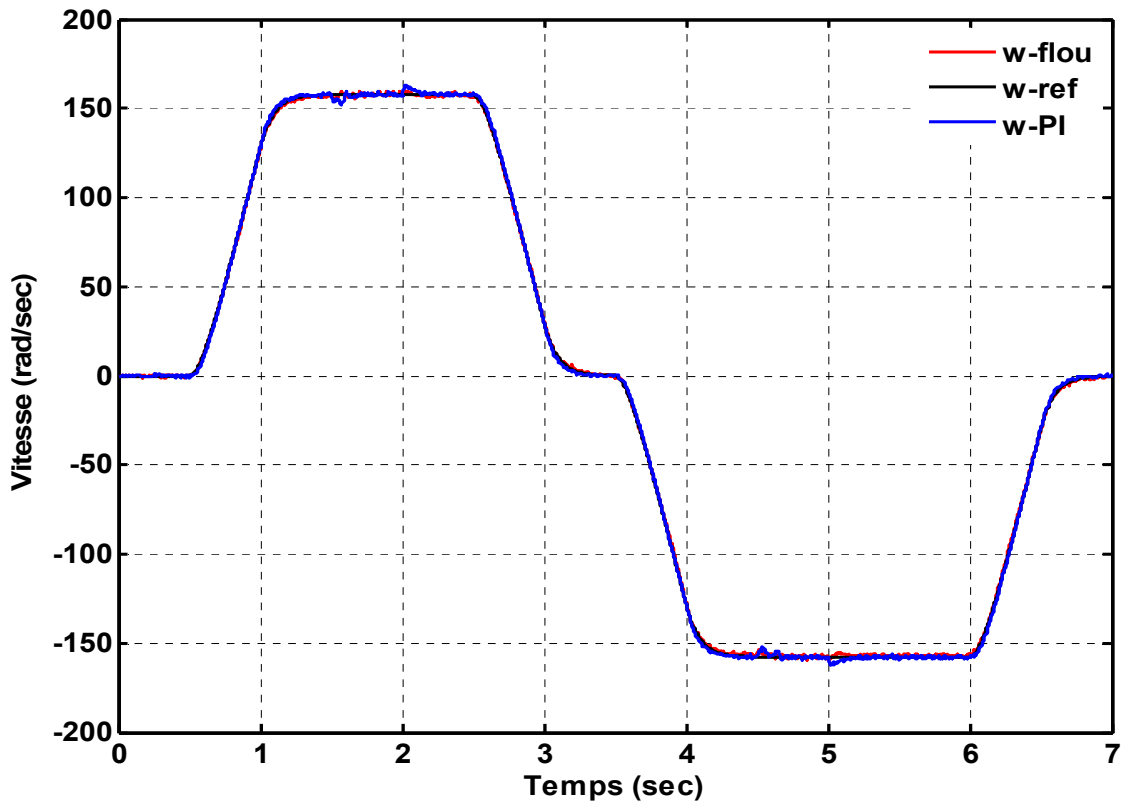


Figure (IV.8) : Résultat de simulation de la vitesse ($\omega, \omega_{flou}, \omega_{PI}$).

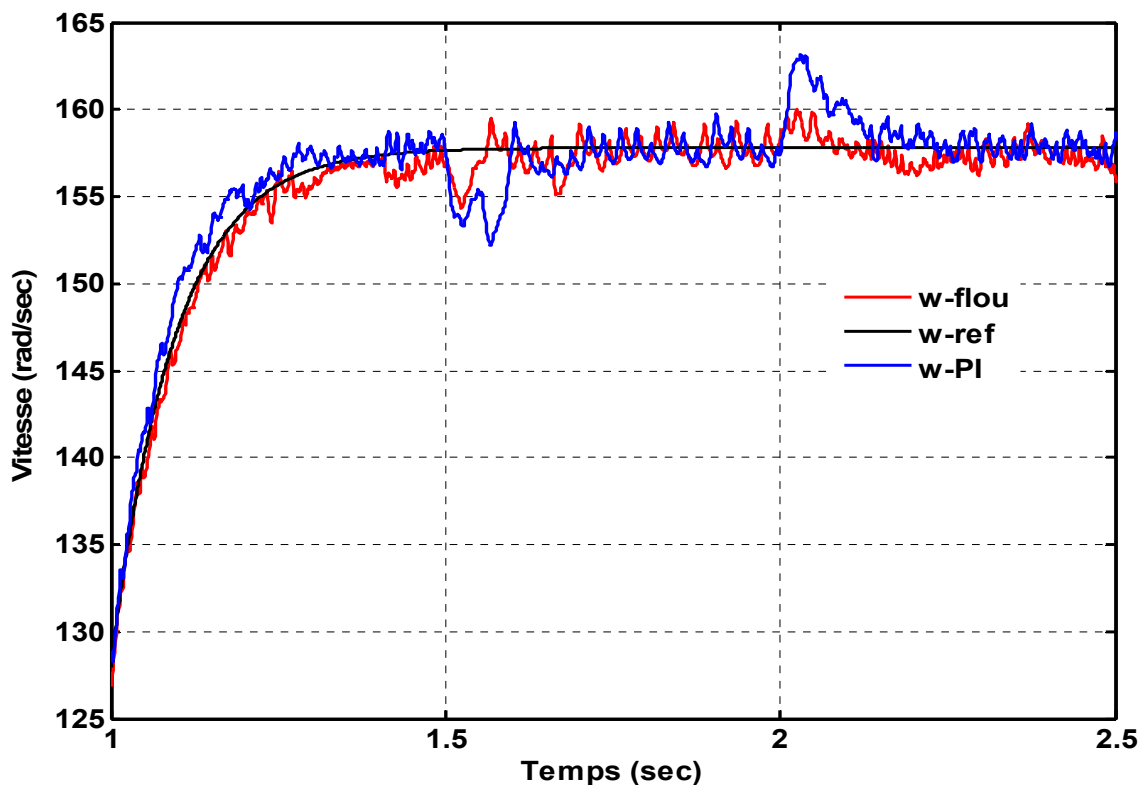


Figure (IV.9) : Résultat de simulation de la vitesse ($\omega, \omega_{flou}, \omega_{PI}$), Zoom.

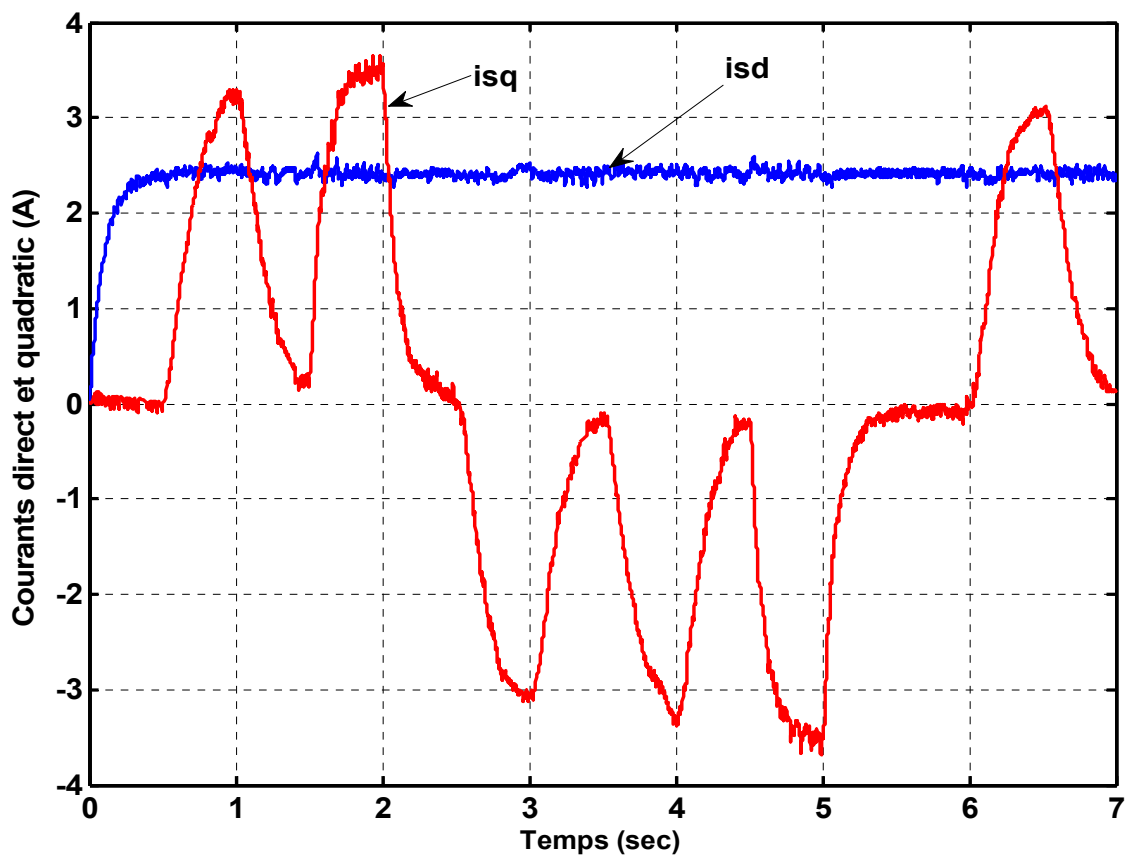


Figure (IV.10) : Courants (i_{sd}, i_{sq})

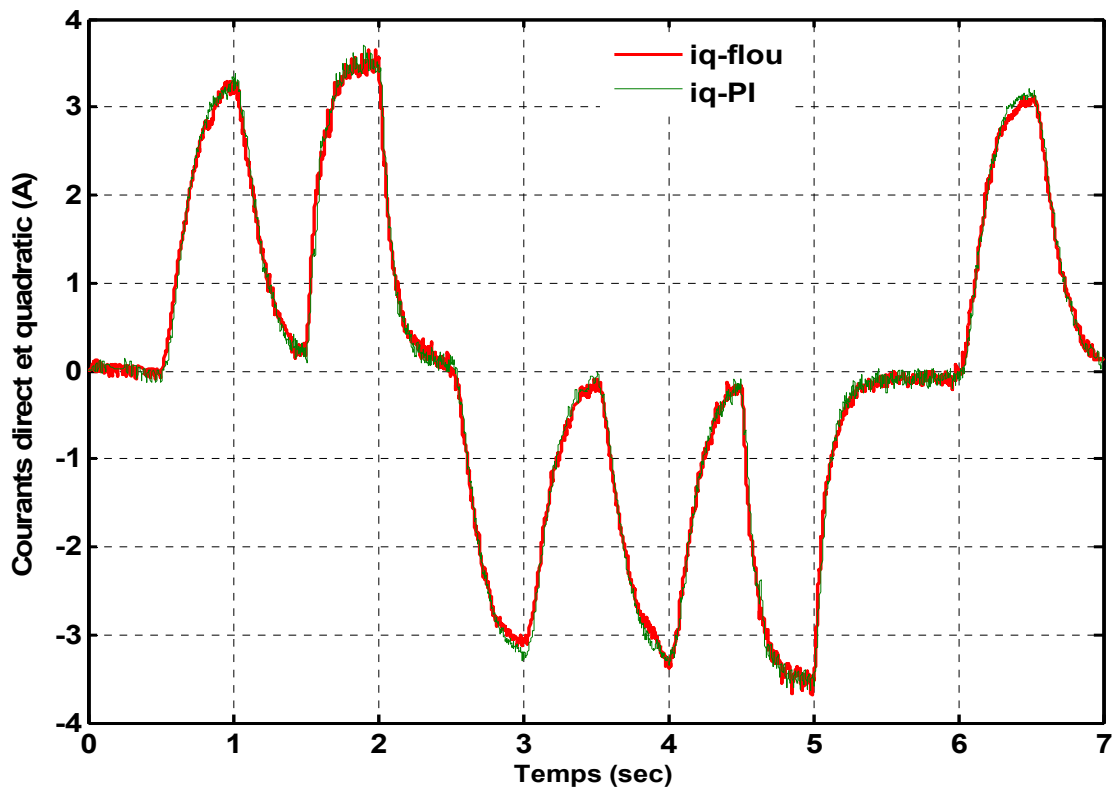


Figure (IV.11) : courbe des courants (I_{sq}) dans les deux cas de commande.

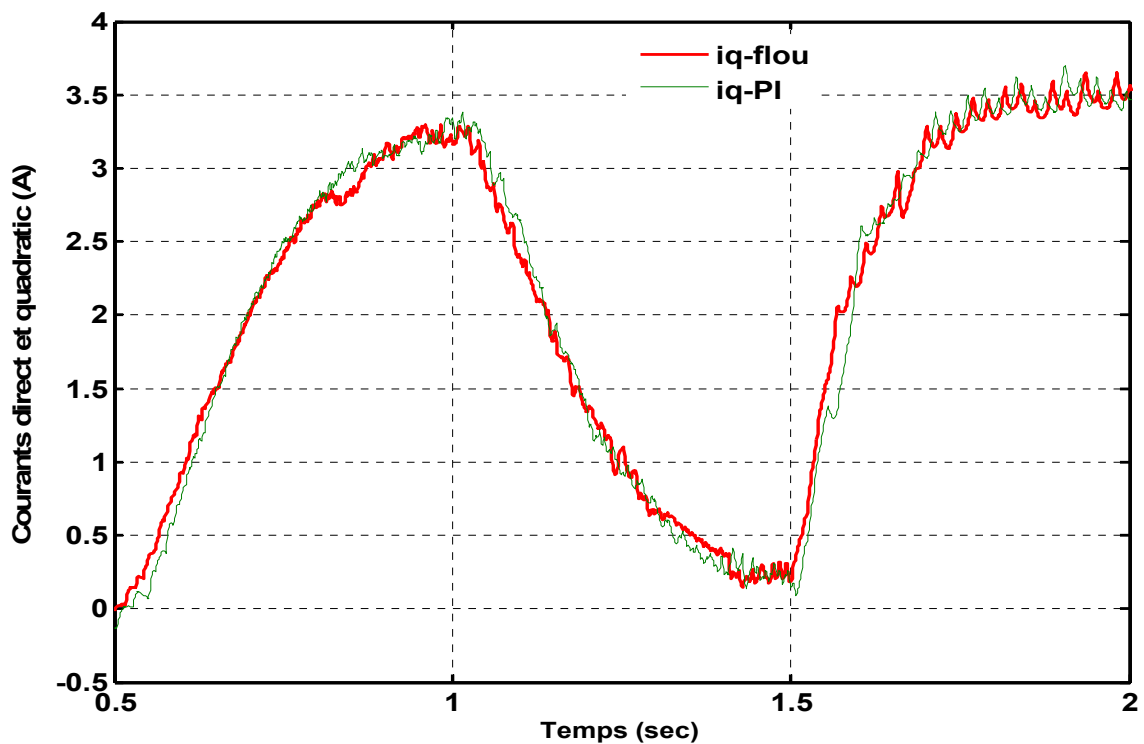
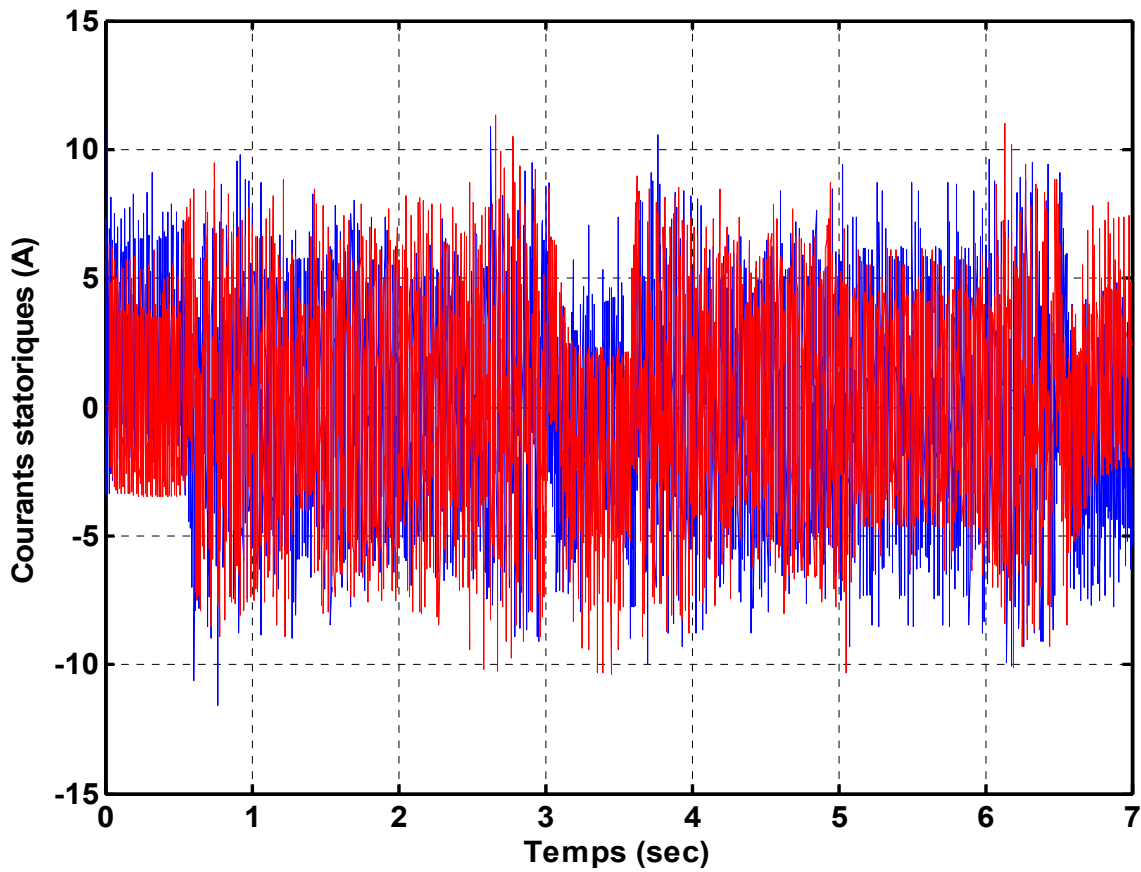
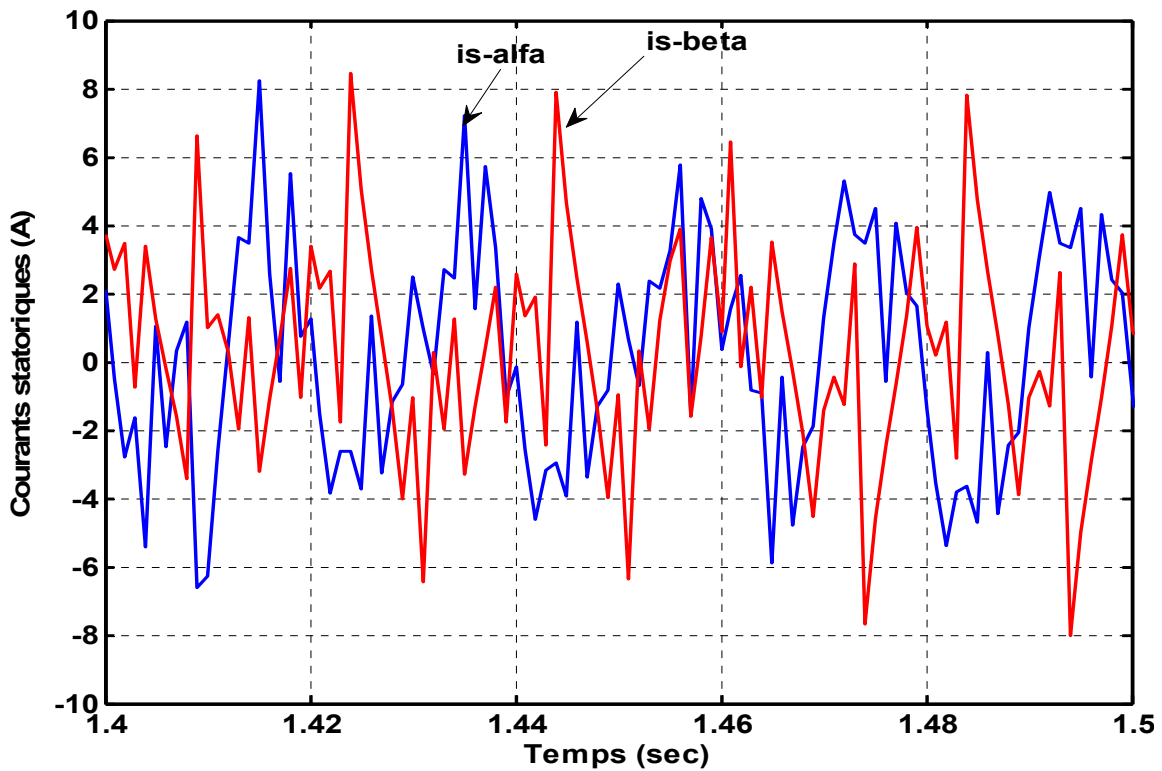


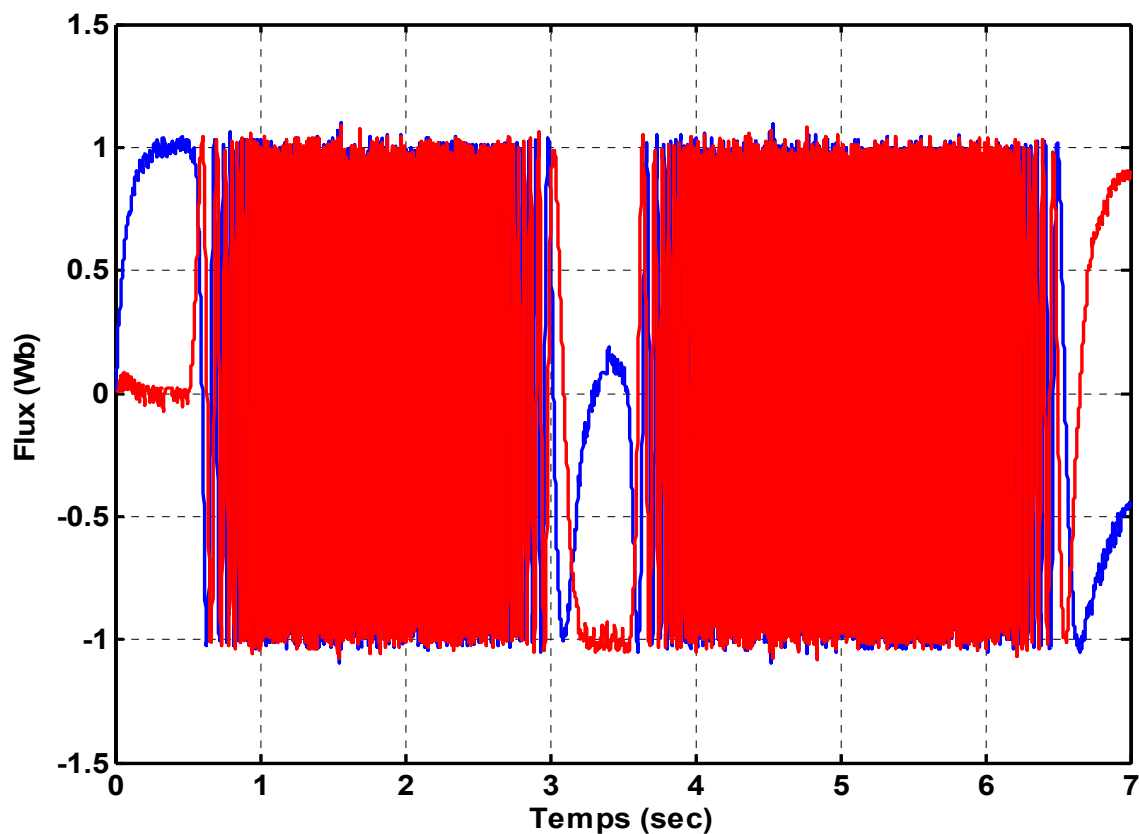
Figure (IV.12) : courbe des courants (I_{sq}) dans les deux cas de commande (Zoom).



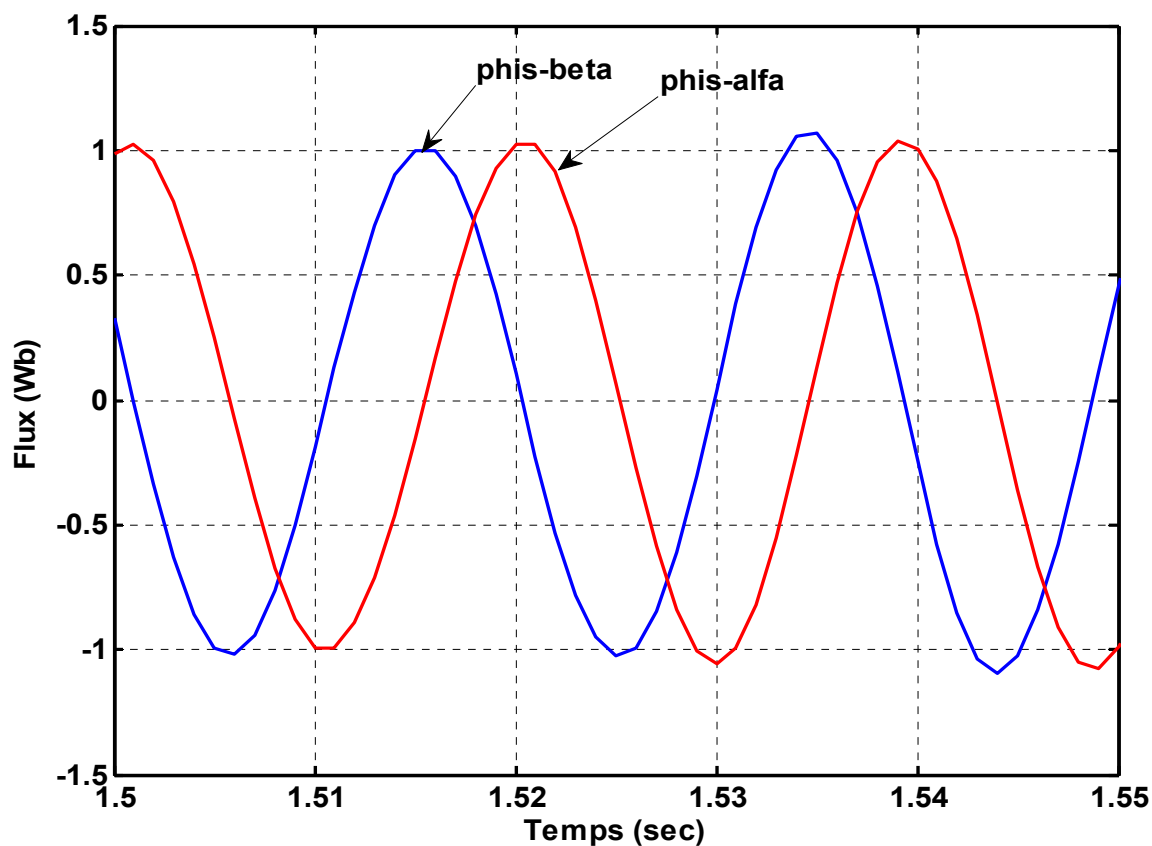
Figure(IV.13) : Courbes des courants statorique ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$).



Figure(IV.14) : Courbes des courants statorique ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), Zoom.



Figure(IV.15) : Courbes des Flux Rotorique ($\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$).



Figure(IV.16) : Courbes des Flux Rotorique ($\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$), Zoom.

IV.7 Interprétation des résultats :

La figure (IV.4-5), montre le graphe de vitesse, on remarque que la vitesse réelle suit parfaitement la vitesse de référence, à $t=1.5\text{sec}$ on applique la charge entre l'intervalle [1.5 à 2sec], on voit bien que la commande rejette cette perturbation dans un temps très court. l'inversion du sens de rotation se fait à $t=3.5\text{sec}$ après un passage à zéro entre $t=3\text{à}3.5\text{sec}$. on remarque aussi sur cette figure, que la régulation flou diminue le dépassement enregistré pendant la régulation par un correcteur PI.

La figure (IV.6-7), illustre la forme des courants **isd** et **isq** , la forme du courant **isq** confirme le découplage et la l'application de la charge, on remarque aussi que la forme de **isq** est identique dans les deux cas de régulation (flou et PI), cela confirme que le régulateur flou corrige le dépassement de la vitesse sans modification de la valeur de **isq**, donc on peut dire que ceci représente un avantage de la logique flou. la Figure (IV.9-10), montre la forme du flux rotorique estimé, il est bien sinusoïdale et sa valeur coïncide avec la valeur de référence.

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, un outil d'aide à la régulation est étudié, simulé. Un Régulateur à logique floue est incorporé dans la commande vectorielle. Le correcteur flou permet de réguler la vitesse sans recourt aux algorithmes complexe de point de vue calcul, comme le correcteur PI. Les résultats obtenus attestent l'efficacité du régulateur flou type 1.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce projet de fin d'études concerne une la commande la commande de la machine asynchrone, nous avons conclu qu'il peut être considéré comme étant le moteur électrique le mieux adapté à un large éventail d'installations industrielles vu sa simplicité de construction, sa robustesse et sa facilité de démarrage.

Dans le premier chapitre nous avons rappelé les principaux éléments de conception et la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil, elle est nécessaire pour déterminer avec précision les limites de son fonctionnement et son comportement dynamique. Elle est aussi utile pour sa conception et de lui concevoir une commande adéquate.

Dans le deuxième chapitre nous avons intéressés a' la commande vectorielle, cette méthode répandue dans les publications internationales qui a l'avantage de découpler le couple et le flux. Elle permet de ramener la structure de la machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu. Nous avons exposé le type de commande vectorielle indirect par orientation de flux rotorique et avec défluxage. D'après les résultats obtenus nous avons constaté que le flux et le couple devient fortement découplés et la vitesse suit bien la vitesse de référence ce qui confirme l'efficacité de technique appliquée.

Dans le troisième chapitre nous a donné la possibilité d'étudier et de simuler l'une des techniques des commandes de la machine asynchrone qui est la commande directe du couple (DTC). La DTC basée sur une table de commutation a été présentée comme une alternative aux commandes scalaire et vectorielle par orientation du flux rotorique qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations paramétrique de la machine, les résultats de simulation montre que la DTC présente une haute performance dynamique.

Dans le quatrième chapitre on a étudié la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception, puis on a appliqué ce contrôleur sur la commande vectorielle de la machine asynchrone. Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone par des correcteurs classiques PI et un correcteur flou a été faite. Compte tenu des résultats, le PI flou semble pouvoir remplacer le PI conventionnel pour améliorer les performances du contrôle vectoriel.

Annexes

*Annexes :**Annexe I : données de la machine*

```

rs=5.2;ls=0.462;rr=4.2;lr=0.462;m=0.4402;J=0.0049;p=2;f=0.003;Tr=lr/rr;
L=[ls 0 m 0
   0 ls 0 m
   m 0 lr 0
   0 m 0 lr];
A1=[-rs 0 0 0
     0 -rs 0 0
     0 0 -rr 0
     0 0 0 -rr];
A2=[0 0 0 0
     0 0 0 0
     0 -m 0 -lr
     m 0 lr 0];
tp_1CE

```

Annexe II : Paramètres de la Commande vectorielle

```

clear all
rs=5.72;ls=0.462;rr=4.2;lr=0.462;m=0.4402;J=0.0049;p=2;f=0.001;
§*****
Tr=lr/rr;
R=rs+(rr*m^2/lr);
sigm=1-(m^2/(lr*ls));
omegal=((rr*m^2)/(sigm*ls*lr^2))+rs/(sigm*ls);
K=(3*p*m^2)/(2*lr);
wn=150
ki=(wn^2)/19.267
kp=((sqrt(J*ki*K)-f)/K);
Trep=0.00001
alfa=rr/lr;
beta1=m/(sigm*ls*lr);
kpi=(sigm*ls)/Trep;
kii=(R*kpi)/(sigm*ls);
§*****MAS*****
l=[ls 0 m 0
   0 ls 0 m
   m 0 lr 0
   0 m 0 lr];
a=inv(l);
a1=[-rs 0 0 0
     0 -rs 0 0
     0 0 -rr 0
     0 0 0 -rr];
a2=[0 0 0 0
     0 0 0 0
     0 -m 0 -lr
     m 0 lr 0];
cvectorielle

```

Annexe III : Paramètres de la Commande directe du couple (Secteurs)

```

function y=secteur(x)

v0=[0 0 0];
v1=[1 0 0];v2=[1 1 0];v3=[0 1 0];
v4=[0 1 1];v5=[0 0 1];v6=[1 0 1];
v7=[1 1 1];
% les conditions
%-----
if x(1)==1 & x(2)==1;
if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<=2*pi) || (x(3)<pi/6 &x(3)>=0)
    y=v2;
elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
    y=v3;
elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
    y=v4;
elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
    y=v5;
elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
    y=v6;
else
    y=v1;
end
%-----
elseif x(1)==1 & x(2)==0;

    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) || (x(3)<pi/6 &x(3)>=0)

        y=v7;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v0;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v7;

```

```

elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
y=v0;
elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
y=v7;
else
y=v0;
end
§-----
elseif x(1)==1 & x(2)==-1;
if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)

y=v6;
elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
y=v1;
elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
y=v2;
elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
y=v3;
elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
y=v4;
else
y=v5;
end
§-----
elseif x(1)==0 & x(2)==1
if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
y=v3;
elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
y=v4;
elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
y=v5;
elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
y=v6;

```

```

elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
y=v1;
else
y=v2;
end
%-----
elseif x(1)==0 & x(2)==0
if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
y=v0;
elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
y=v7;
elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
y=v0;
elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
y=v7;
elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
y=v0;
else
y=v7;
end
%-----
elseif x(1)==0 & x(2)==-1
if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
y=v5;
elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
y=v6;
elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
y=v1;
elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
y=v2;
elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
y=v3;

elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
y=v3;
else
y=v4;
end
end
end
end

```

Bibliographie

Bibliographie :

- [1] Beddiaf. Yassine, « Validation Expérimentale D'estimateurs et D'observateurs Robustes de Flux et de Vitesse Pour une Machine asynchrone » ; thèse de Doctorat en science , commande , soutenue le 06/12/2016, presses de L'université de Batna-2.
- [2] A.Tidjani, B.AL Amoudi «Identification Paramétrique d'un Moteur Asynchrone à Cage d'écureuil par la technique d'essaim de particules » presses de L'université de Kasdi Marbah Wargla, 2016
- [3] M.Taibi, M.Bensmaine «Dimensionnement et Simulation d'un Moteur Asynchrone à Cage d'écureuil» presses de Kasdi Marbah Wargla, 2016
- [4] Jean pierre Caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 1995.
- [5] Mebarki Mourad «Commande de la Machine Asynchrone (Etude et comparaison) presses de l'université d'A.Mira, Bejaia, 2017
- [6] Alia Salim ,Guedda Smail«Commande vectorielle d'un machine à induction » Soutenu en Mai , 2018 presses de l'université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
- [7] Abdou Dib , « Observation et Commande de la Machine Asynchrone » presses de l'université de Caen, 2012. Français.
- [8] Hocine Labar , « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone » presses de l'université de Badji Mokhtar – Annaba –
- [9] Mesbahi Nadhir , « Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone » de presses l'université de Badji Mokhtar- Annaba 2007
- [10] Dr A. Meroufel , « Contrôle de la machine asynchrone : Commande scalaire , Commande vectorielle , Commande directe du couple » de presses l'université de Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès
- [11] Toufouti Riad, « Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone » de presses l'université de Mentouri Constantine
- [12] Akkouchi Kamel , «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » de presses l'université de Badji Mokhtar- Annaba.
- [13] M elle Boukhalifa Hadja , M elle Sid Radja , « Commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone » de presses l'université de Kasdi Marbah Wargla, 2016
- [14] ABERKANE HESNA , « Commande Directe du Couple de la MAS basée sur la Technique - SVM » de presses l'université de Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi

[15] Malik Manceur , thèse de doctorat, « Commande robuste des systèmes non linéaires complexes » présentée et soutenue publiquement le 12 juin 2012, université de Reims Champagne-Ardenne.

[16] Cours Magister et Doctorat , « Logique Floue et son application »: dispensé par Prof. F. Fidani, Département Electrotechnique, Université Batna2.

[17] F.Zidani ET M.E.H Benbouzid, « Fuzzy IFOC for saturation induction machine, », EERR (Electrical Engineering research reports), No.9, pp.34-44, July 2000.

[18] F.Zidani, « Contribution au Contrôle et Diagnostic de la Machine Asynchrone par la Logique Floue, » Thèse d'état, Université de Batna, département d'électrotechnique , 2003