

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur et
La Recherche Scientifique



Université Hama Lakhdar El oued
Faculté de science et de la technologie

Mémoire fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Science et Technologie
Génie Mécanique
Electromécanique

Thème

*Commande directe de couple DTC d'un
moteur asynchrone basé sur un régulateur de
vitesse Flou*

Encadreur :
Mme. Largot Soulef

Réalisé par :
El hadj Ahmed LAKhdar
Hamida Djaber
Madi Mohammed
Salmi Salah Eddine

Année universitaire : 2023-2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Nous adressons d'abord nos remerciements à Dieu tout-puissant qui nous a donné santé, courage volonté et patience pendant nos années d'étude.

J'adresse mes sincères remerciements à l'encadrée madame l'ARGOT Soulef et monsieur CHABANI Med Saci assistante encadreur de nos mémoires qui nous a beaucoup aidé dans nos recherches.

J'adresse également mes remerciements à mes camarades de classe, grâce à qui et avec l'aide de qui ce travail a été réalisé.

Nous tenons également à remercier sincèrement les professeurs de la faculté de technologie département de gène mécanique, pour ce qu'ils nous ont apporté durant la saison universitaire, et nous remercient également le jury.

"Je veux d'abord remercier le bon dieu, qui m'offre le force pour termine ce travail. "

"Ce travail a dédié à mes parents, dont le soutien et les encouragements indéfectible ont a été ma grande force tout au long ma parcours."

"A ma famille et à mes amis, dont l'amour et le soutien ont été pour moi une source constante de motivation et d'inscription, en particulier mon oncle MADI Said."

"A mes collègues de mémoire."

Sommaire

Sommaire

Liste des symboles	
Liste des tableaux	
Liste des figures	
Introduction Général.....	01

Chapitre I : Modélisation de La MAS

I.1. Introduction	04
I.2. Généralités sur La Machine Asynchrone	04
I.2.1. Définition	04
I.2.2. Constitution de La Machine Asynchrone	05
I.2.3. Principe de Fonctionnement de La Machine Asynchrone	05
I.2.4. Avantages de La Machine Asynchrone.....	06
I.2.5. Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	06
I.3. Modélisation de la machine asynchrone.....	07
I.3.1. Hypothèses Simplificatrice	07
I.3.2. Equations générales de la machine asynchrone triphasée	09
I.3.2.1. Equations électrique	09
I.3.2.2. Equations magnétiques	10
I.3.2.3. Equations mécaniques	11
I.3.3. Modèle de Park de la machine asynchrone.....	12
I.3.3.1. Transformation de Park	12
I.3.3.2. Transformation de Concordia	14
I.3.3.3 Passage entre les repères Park (d,q) et Concordia (α,β).....	15
I.3.4. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone	15
I.3.4.1. Application aux équations des tensions	15
I.3.4.2. Application aux équations des flux	16
I.3.5. Choix de référentiel	17
I.3.5.1. Référentiel lié au stator	18
I.3.5.2. Référentiel lié au rotor.....	18
I.3.5.3. Référentiel lié au champ tournant	18
I.3.6. Modélisation sous forme d'état de la MAS.....	19
I.3.6.1. Représentation d'état.....	19
I.3.6.2. Modèle de la MAS alimentée en tension.....	19
I.3.4.2. Application aux équations des flux	19
I.3.5. Choix de référentiel	17
I.3.5.1. Référentiel lié au stator	18
I.3.5.2. Référentiel lié au rotor.....	18
I.3.5.3. Référentiel lié au champ tournant	18
I.5. Simulation du Fonctionnement MAS Sous Matlab/Simulink	24

I.5.1. Résultats de simulation.....	25
I.5.2. Interprétations des Résultats.....	25
I.6.Conclusion	26

Chapitre II : Commande directe de couple DTC du MAS

II.1. Introduction	28
II.2. Principes généraux de la commande DTC.....	28
II.3. Stratégie de la commande DTC.....	29
II.4. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple).....	29
II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique.....	29
II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	30
II.5. Description de la structure de contrôle.....	32
II.5.1. Sélection du vecteur tension VS	32
II.5.2. Estimation du flux statorique.....	33
II.5.3. Estimation du couple électromagnétique.....	34
II.5.4. Elaboration du vecteur de commande	34
II.5.4.1. Correcteur de flux.....	34
II.5.4.2. Correcteur de couple.....	35
II.5.4.2.1. Correcteur à deux niveaux.....	36
II.5.4.2.2. Correcteurs à trois niveaux.....	36
II.5.5. Elaboration de la table de commande.....	38
II.6. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple.....	39
II.7. Avantages et Inconvénients de la DTC	41
II.8. Schéma de simulation.....	42
II.9. Résultats de simulation.....	42
II.9.1. Commande avec boucle de vitesse	42
II.9.2. Inversion du sens de rotation.....	43
II.9.3. Teste de la DTC à base vitesse.....	44
II.10. Conclusion.....	45

Chapitre III : Commande par logique floue de La MAS

III.1. Introduction	47
III.2. Historique et Principe de La Logique Floue.....	47
III.3. Généralités Sur La Théorie du Contrôle Par La Logique Floue.....	48
III.3.1. Principe de La Logique Floue.....	48
III.3.2. Application de La Logique Floue.....	48
III.3.3. Ensemble Ordinaire et Ensemble Floue.....	48
III.3.4. Variables Linguistiques.....	49
III.3.5. Les Fonctions D'appartenance.....	50
III.3.6. La Formulation Mathématique des Fonctions D'appartenance.....	51
III.3.6.1. Fonction Triangulaire.....	51
III.3.6.2. Fonction Trapézoïdale.....	51
III.3.7. Opérateurs de La Logique Floue.....	51
III.3.7.2. Intersection (Opérateur ET)	51
III.3.7.1. Union (Opérateur OU).....	51
III.3.7.3. Complémentation (Opérateur NON).....	52
III.3.7.4. Implication Floue.....	52
III.4. Structure Générale d'un Régulateur Flou.....	53
III.4.1. Interface de Fuzzification.....	53
III.4.2. Base de Connaissances.....	54
III.4.3 Mécanisme D'inférence Floue	54

III.4.4. Interface de Défuzzification	54
III.6. La commande DTC Avec Un régulateur PI-flou.....	56
III.6.1. La table des Règles.....	57
III.7. Simulation La Commande DTC Avec Le Régulateur PI-flou.....	58
III.8. Résultats de Simulation.....	58
III.8.1. Essai à Vide et en Charge.....	58
III.8.2. Inversion de Sens de Rotation	59
III.8.3. Changement de Référence de Rotation.....	60
III.9. Etude Comparative Entre la Command DTC à Régulateur PI et la DTC à Régulateur PI-flou:	61
III.9.1. Réponse Pour Une Application de Charge.....	61
III.9.2. Réponse Pour Une Inversion de La Vitesse	63
III.9.3. Réponse Pour Une Augmentation de La Vitesse de Référence.....	64
III.10. Conclusion.....	65
Conclusion Général.....	67

Liste de symbol

X^*	: Grandeur de référence.
$\hat{X}$	: Grandeur estimée.
S_a, S_b, S_c	: Indices des phases statorique.
R_a, R_b, R_c	: Indices des phases rotorique.
d	: Indices de l'axe direct.
q	: Indices de l'axe en quadrature.
o	: Indices de l'axe homopolaire.
[P]	: Matrice de Park.
$[P^{-1}]$	: Matrice inverse de Park.
$V_s = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^t$	: Tensions statoriques triphasées.
$V_{sdq} = [V_{ds}, V_{qs}]^t$	: Tensions statoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$I_s = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^t$	: Courants statoriques triphasées.
$I_{sdq} = [I_{ds}, I_{qs}]^t$	: Courants statoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$I_r = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^t$	: Courants rotoriques triphasées.
$I_{rdq} = [I_{rs}, I_{rs}]^t$	: Courants rotoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$\varphi_s = [\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}]^t$	: Flux statoriques triphasées.
$\varphi_{sdq} = [\varphi_{ds}, \varphi_{qs}]^t$	: Flux statoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$\varphi_r = [\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}]^t$	: Flux rotoriques triphasées.
$\varphi_{rdq} = [\varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^t$	: Flux rotoriques biphasés dans le repère tournant de park (d, q).
$[L_{ss}]$	: Matrice d'inductance statorique.
$[L_{rr}]$	: Matrice d'inductance rotorique.
$[M_{rs}]$	: Matrice inductance mutuelle rotor-stator (influence du stator sur le rotor).
$[M_{sr}]$	: Matrice inductance mutuelle stator-rotor (influence du rotor sur le stator).
M_s	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_0	: Inductance mutuelle maximum entre rotor et stator.
$L_s = l_s - M_s$	: Inductance cycliques statoriques.
$L_r = l_r - M_r$	: Inductance cycliques rotoriques.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$	: Inductance cycliques mutuelles entre le stator et le rotor.
R_s, R_r	: Résistance statorique et rotorique.
l_s, l_r	: Inductances propres d'une phase de la machine.
θ	: Position angulaire du rotor.
p	: Nombre de pair de pole.
Ω	: vitesse mécanique rotorique.
g	: glissement de la vitesse de rotation par apport à celle du champ tournant statorique
$\omega = p\Omega$	: Pulsation mécanique correspondant à la vitesse de rotation Ω .
ω_r	: Pulsation des grandeurs électriques rotoriques.
$\omega_s = \omega_r + p\Omega$	: Pulsation des grandeurs électriques statoriques.
$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$	: Coefficient de dispersion ou de Blondel.
C_e	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant inclut le couple de charge.
f	: Coefficient des frottements.
P_e	: Puissance active de la MAS

Sigles utilisés :

DTC : (Direct Torque Control) ou Commande Direct du Couple.

PI : Régulateur proportionnel-intégral.

MAS : Machine Asynchrone.

Liste des tableaux

Chapitre II : Commande directe de couple DTC du MAS

Tableaux (II.1) : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple.....	53
Tableau (II.2). Avantages et Inconvénients de la DTC.....	56

Chapitre III : Commande directe de couple DTC du MAS

Tableau (III-1). Avantages et Inconvénients du Réglage Par Logique Floue.....	70
Tableau (III.2) : Table des règles pour Kp et Ki	72

Liste de figure

Chapitre I : Modélisation de La MAS

Figure (I.1) : Machine Asynchrone Avec Représentation du Rotor et du Stator.....	05
Figure (I.2) : Principe de Fonctionnement de La Machine Asynchrone.....	06
Figure (I.3) : Représentation électrique de la machine asynchrone.....	08
Figure (I.4) : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	12
Figure.I.5 : Représentation des axes de la machine.....	13
Figure (I.6) : Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia.....	14
Figure (I.7) : Schéma de principe de l'association convertisseur-machine.....	22
Figure (I.8) : Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone.....	23
Figure (I.9) : Schéma block de simulation de la machine asynchrone sous Matlab.....	24
Figure (I.10) : Résultats de simulation du fonctionnement machine asynchrone sous Matlab.....	25

Chapitre II : Commande directe de couple DTC du MAS

Figure (II.1): Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement.....	30
Figure (II.2) : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.....	33
Figure. (II.3): Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.	35
Figure (II.4): Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux.....	37
Figure (II.5) : Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.....	39
Figure (II.6) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.....	40
Figure (II.7) : Schéma block de la DTC.....	42
Figure (II.8) : Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC.....	43
Figure (II.9) : Réponses du système pour une inversion de la vitesse.....	44
Figure (II.10) : Résultat de simulation du DTC à base vitesse.....	45

Chapitre III : Commande par logique floue de La MAS

III.1. Introduction	47
III.2 La théorie de la logique floue	47
III.2.1 Définition	47
III.3 Contrôle à logique floue	48
III.4 Structure du régulateur par logique floue.....	49
III.5 Application de la logique floue a la commande de la MAS.....	50
III.5-1 Synthèses du régulateur.....	50
III.6 Conception d'un controleur flou pour le reglage de la vitesse.....	52
III.6-1 Le choix des variables d'entrées et de sortie.....	52
III.6.2 Normalisation des variables d'entrées et de sorties	52
III.6.3 Interface de fuzzification	52
III.6.4 Inférence	54
III.6.5 Traitement numérique de 'inférence.....	54
III.6.6 Défuzzification	55
III.6.6.1 Défuzzification par centre de gravité.....	55
III.7 Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une MAS	55
III.8 Avantages et Inconvénients du Réglage Par Logique Floue	56
III.9 La commande DTC Avec Un régulateur PI-flou.....	56
III.10 Simulation La Commande DTC Avec Le Régulateur PI-flou.....	57
III.10.1 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.....	58
III.10.2 Inversion du sens de rotation.....	59
III.10.3 Changement de la vitesse de référence	61
III.10.4 Analyse du courant statorique.....	62
III.11 Conclusion.....	63

Résumé

Dans ce mémoire, une étude de simulation d'un système de commande d'un moteur asynchrone triphasé avec un contrôle direct du couple a été réalisé. Deuxième étape a pour objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, alors un correcteur proportionnel intégral **PI** a été utilisé. Les performances obtenues pour la stabilité et le temps de réponse sont satisfaisants. Néanmoins on remarque que la vitesse présente un rejet de perturbation à chaque consigne de charge, le couple présente des harmoniques et un dépassement flagrant surtout lorsque on change le sens de rotation de la vitesse et les paramètres du moteur s'avèrent très affectées quand la valeur du moment d'inertie varie.

Pour pallier à ces inconvénients, Troisième étape a été consacrée à la conception d'un régulateur **PI** floue pour remplacer le **PI** classique.

La troisième étape a prouvé l'efficacité de la commande de ce système par la technique de la logique floue car comparaison les résultats de simulation obtenus ont montré que le **PI** floue manifeste des performances statiques et dynamiques satisfaisantes, et une robustesse intéressante vis-à-vis des perturbations extérieures et de la variation paramétrique.

Mots clés

Moteur asynchrone, contrôle direct du couple **DTC**, correcteur classique **PI**, régulateur **PI** floue.

ملخص

في هذه الأطروحة تم إجراء دراسة محاكاة لنظام تحكم لمحرك غير متزامن ثلاثي الطور مع تحكم مباشر في عزم الدوران. تهدف المرحلة الثانية إلى إلغاء الخطأ الثابت وتقليل وقت الاستجابة مع الحفاظ على استقرار النظام، لذلك تم استخدام مصحح **PI** متكامل نسبي.

الأداء الذي تم الحصول عليه من أجل الاستقرار ووقت الاستجابة مرضٍ، ومع ذلك نلاحظ أن السرعة تمثل رفضاً للاضطراب عند كل تعليمات تحميل، ويعرض عزم الدوران التوافقيات وتجاوزاً واضحاً خاصة عندما نغير اتجاه دوران السرعة وتتأثر إعدادات المحرك بشدة عندما تكون القيمة تختلف لحظة القصور الذاتي.

للتغلب على هذه العيوب تم تخصيص المرحلة الثالثة لتصميم منظم **PI** غير الواضح ليحل محل **PI** الكلاسيكي.

أثبتت المرحلة الثالثة فاعلية التحكم في هذا النظام بتقنية المنطق الضبابي لأن مقارنة نتائج المحركات التي تم الحصول عليها أظهرت أن ال **PI** الضبابي يظهر أداءً ثابتاً وديناميكياً مرضياً وقوة مثيرة للاهتمام مقابل التأثيرات الخارجية وتغيير الإعدادات.

الكلمات المفتاحية

المحرك اللاتزامني، التحكم المباشر في عزم الدوران مصحح ال **PI** الكلاسيكي، المنطق الضبابي.

Abstract

In this thesis, a simulation study of a control system of a three-phase asynchronous motor with direct torque control is performed. The second step aimed to cancel the static error and reduce the response time while maintaining the stability of the system, so a proportional integrated **PI** corrector was used. The performance obtained for stability and response time is satisfactory. However, we note that the velocity represents a rejection of turbulence at each loading instruction, and it displays torque harmonics and clear override especially when we change the direction of rotation of the speed and the motor parameters are strongly affected when the value varies the moment of inertia.

To overcome these shortcomings, Third step was devoted to design an inconspicuous **PI** regulator to replace the PI classic.

The third step demonstrated the effectiveness of controlling this system with fuzzy logic technology because the comparison simulation results obtained showed that the fuzzy **PI** exhibits stable performance, satisfactory dynamic, and interesting strength against external disturbances and changing settings

Key Words

Induction machine, direct torque control, classic **PI** corrector, fuzzy logic controller.

Introduction Générale

Introduction Générale

Introduction générale

Les industries modernes ont connu des développements remarquables dans le domaine du contrôle des moteurs électriques, notamment des moteurs à courant alternatif.

Parmi ces moteurs à courant alternatif, on prend le moteur asynchrone, car de nombreux moteurs synchrones ont été remplacés ces dernières années.

Diverses études ont également été réalisées afin de développer des technologies de contrôle permettant d'améliorer les performances de ces moteurs.

La commande vectorielle peut également être utilisée sur les moteurs électriques à courant alternatif synchrones et asynchrones, mais cette commande se heurte à des difficultés telles que la résistance du rotor et la résistance du stator pendant le fonctionnement du moteur.

Il faut recourir à d'autres types de commande, plus génériques et plus efficaces, comme "la commande directe de couple DTC", qui est un exemple d'une des techniques de contrôle et fait l'objet de notre mémorandum.

Le but de cette étude est d'effectuer une commande floue afin d'obtenir les informations nécessaires pour le régulateur PI utilisé dans la commande "DTC" des moteurs asynchrones.

Cette mémoire est composée du 3 chapitre :

Chapitre N° 01 : le caractéristique et principe de fonctionnement de moteur asynchrone.

Chapitre N° 02 : généralités sur "DTC" la commande directe de couple de moteur asynchrone.

Chapitre N° 03 : on présente la composition entre le deux commande, commande DTC et commande floue dans le moteur asynchrone et comparaison le commande DTC avec la commande DTC flou, Enfin nous avons donné une conclusion générale pour clôture de notre travail.

"CHAPITRE I"

"MODILISATION DE LA MAS"

Modélisation de La MAS

I.1 Introduction du moteur asynchrone :

Le moteur asynchrone, ou moteur à induction, est l'un des moteurs électriques les plus couramment utilisés dans les applications industrielles et domestiques. Inventé par Nikola Tesla à la fin du 1888, ce type de moteur fonctionne selon le principe de l'induction électromagnétique, où le courant électrique est induit dans le rotor par un champ magnétique tournant produit par le stator.

Les moteurs asynchrones sont réputés pour leur robustesse, leur fiabilité et leur faible coût de maintenance. Ils sont utilisés dans une variété d'applications allant des petits appareils ménagers aux grandes machines industrielles, en passant par les ventilateurs, les pompes, et les systèmes de transport.

Malgré leurs nombreux avantages, les moteurs asynchrones présentent également certains inconvénients, tels qu'un rendement légèrement inférieur à celui des moteurs synchrones et des problèmes de démarrage sous forte charge. Cependant, grâce aux avancées technologiques, ces moteurs peuvent être optimisés et contrôlés efficacement pour répondre à des exigences spécifiques, notamment par le biais de techniques de commande avancées comme la commande par orientation directe du couple (DTC) et la commande floue.

En somme, le moteur asynchrone joue un rôle crucial dans le monde moderne en offrant une solution économique et fiable pour la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique.

I.2.2. Constitution de La Machine Asynchrone :

Les principaux composants d'un moteur asynchrone sont le stator, le rotor, et le cadre. Le stator, la partie fixe du moteur, comporte des enroulements triphasés alimentés par une

source de courant alternatif (CA). Lorsque le courant traverse ces enroulements, il crée un champ magnétique tournant. Le rotor, quant à lui, est la partie mobile du moteur et est généralement constitué de barres conductrices en court-circuit.

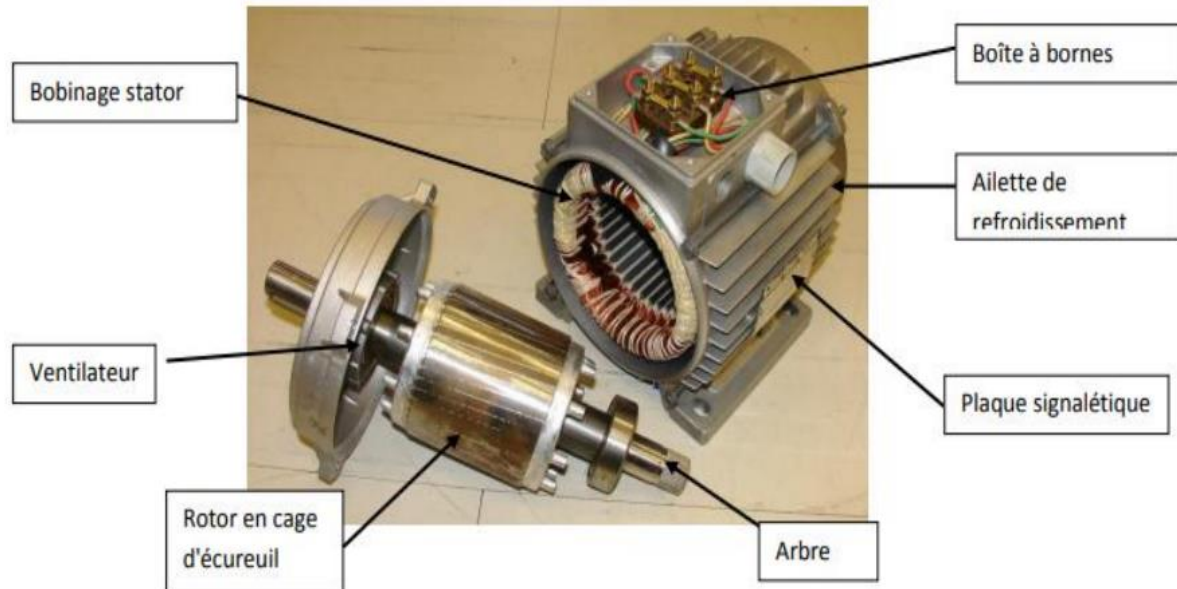


Figure (I.1) : Rotor et Stator de Machine Asynchrone

I.3. Modélisation de la machine asynchrone :

L'étude des systèmes physiques à travers la modélisation est une étape cruciale pour comprendre et prédire le comportement du système sous diverses conditions. Cette démarche permet d'analyser les réponses du système à différentes excitations et d'identifier les mécanismes fondamentaux qui régissent son fonctionnement. Voici une approche structurée de la modélisation des systèmes physiques, en utilisant la machine asynchrone comme exemple.

Les phénomènes liés au fonctionnement des systèmes sont pris au sérieux en améliorant la forme et la structure de la machine et en faisant évoluer son modèle en avançant le plus grand nombre d'hypothèses.

I.3.1. Hypothèses simplificatrices :

Nous prenons quelques hypothèses sur lesquelles repose de la modélisation de la machine asynchrone :

- Négligé l'effet d'encochage.
- Négligé les pertes ferromagnétiques.
- L'inductance est constante.

Quelques conséquences importantes de ces hypothèses :

- Le stator est constitué de trois enroulement, Avec un angle 120° entre chacun deux enroulements dans l'espace
- Le rotor est composé de trois enroulement, avec un angle 120° entre chacun deux enroulements dans l'espace.

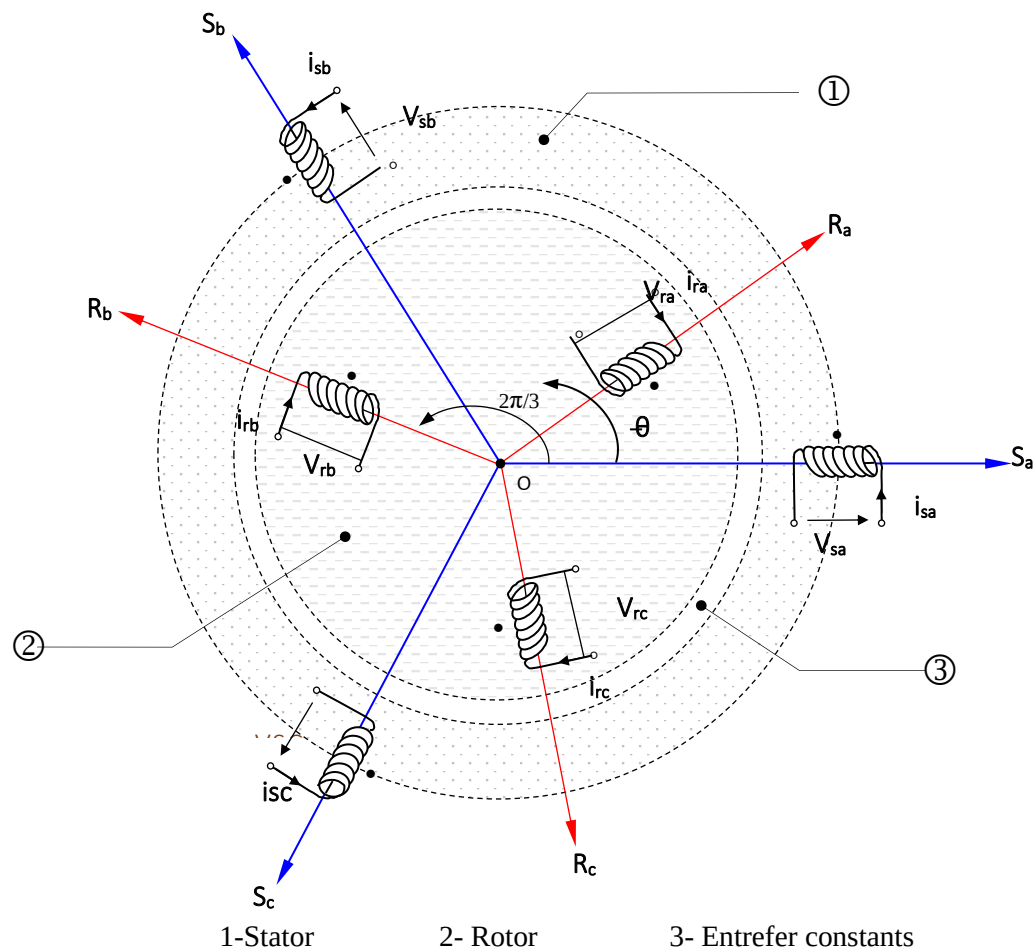


Figure (I-3) : Dessin électrique de la MAS.

I.3.2. Les équations de la MAS :

- Les équations Eléctriques.
- Les équations Magnétiques.
- Les équations Mécaniques.

I.3.2.1. Equations électriques

La forme matricielle des équations des enroulements statorique :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

$$\text{Ou : } \begin{bmatrix} V_{s(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s(abc)} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s(abc)} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

La forme matricielle des équations des enroulement rotorique :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} = 0 \\ V_{br} = 0 \\ V_{cr} = 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

$$\text{Ou : } \begin{bmatrix} V_{r(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r(abc)} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r(abc)} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_{s(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sa} & V_{sb} & V_{sc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$\begin{bmatrix} I_{s(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sa} & I_{sb} & I_{sc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$\begin{bmatrix} V_{r(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ra} & V_{rb} & V_{rc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur tensions rotoriques.}$$

$$\begin{bmatrix} I_{r(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ra} & I_{rb} & I_{rc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur courants rotoriques.}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} & \varphi_{sb} & \varphi_{sc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{r(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} & \varphi_{rb} & \varphi_{rc} \end{bmatrix}^T : \text{Vecteur flux rotoriques.}$$

R_r : résistance de rotor.

R_s : résistance de stator.

I.3.2.2. Equation magnétiques :

La relation entre le courants statorique et rotorique et les flux s'expriment à la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s(abc)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r(abc)} \end{bmatrix} \quad (\text{I-6})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{r(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r(abc)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_{s(abc)} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

Où :

$[L_{ss}]$: l'inductance de stator en forme matricielle.

$[L_{rr}]$: l'inductance de rotor en forme matricielle.

$[M_{sr}]$: l'inductance mixte de stator -rotor en forme matricielle.

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-})$$

8)

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} M_1 & M_3 & M_2 \\ M_2 & M_1 & M_3 \\ M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

Où :

$$\begin{cases} M_1 = M_0 \cos(\theta) \\ M_2 = M_0 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_0 \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

Ou:

L_r : L'inductance de rotor.

L_s : L'inductance de stator.

M_r : L'inductance mutuelle des phases de rotor.

M_s : L'inductance mutuelle des phases de stator.

M_0 : La valeur max de l'inductance mutuelle entre phases rotor et stator.

Les équations de flux du stator en forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_1 & M_3 & M_2 \\ M_2 & M_1 & M_3 \\ M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_1 & M_3 & M_2 \\ M_2 & M_1 & M_3 \\ M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Les quatre matrices d'inductance :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s(abc)} \\ \varphi_{r(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s(abc)} \\ I_{r(abc)} \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

Enfin :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{M_{sr} I_r\} \\ [0] &= [R_r][I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{M_{rs} I_s\} \end{aligned} \quad (1-14)$$

I.3.2.3. Equations mécaniques :

Equation de couple électro-magnétique :

$$C_e = [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [I_r] \quad (I-15)$$

$$C_e - C_r = \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I-16)$$

Avec :

J : moment d'inertie de parti mobile de moteur.

f : coefficient de frottement.

C_e : couple électro-magnétique

C_r : couple de résistance.

Ω : vitesse de rotor.

I-3-3. Modèle de Park de la MAS :

Nous pouvons utiliser la transformation de Park aujourd'hui même si elle est très ancienne, datant d'environ 1929.

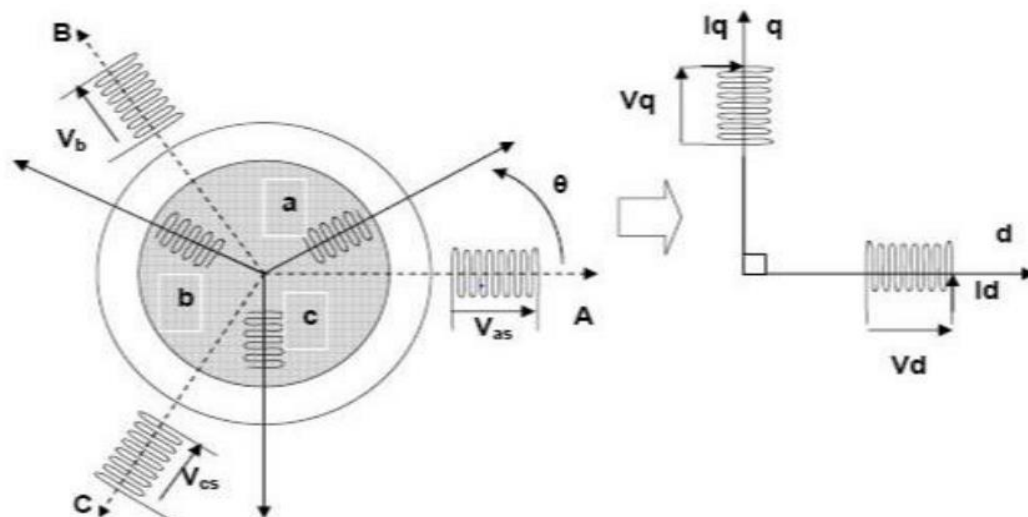


Figure (I.4) : transformation de Park dans le M A S :

I.3.3.1. Transformation de Park :

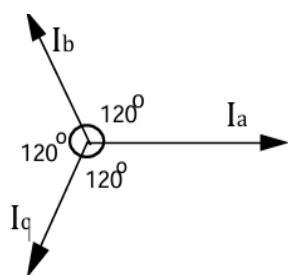
Cette transformation convertir les vecteurs d'un système stationnaire orthogonal biphasé équilibré en un cadre de référence rotative orthogonal.

Fondamentalement, les trois cadres de référence considérée dans cette mise en œuvre sont les suivants :

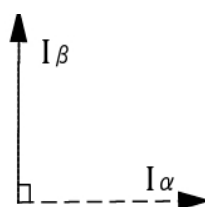
1-Un cadre de référence triphasé, ou la I_a , I_b et I_c sont des quantités triphasées dans le même plan a un angle de 120° l'un par port à l'autre.

2-un cadre de référence orthogonal fixe, ou I_α (le long de l'axe α) et I_β (le long de l'axe β) sont perpendiculaires l'un a l'autre, mais dans le même plan que le cadre de référence triphasé.

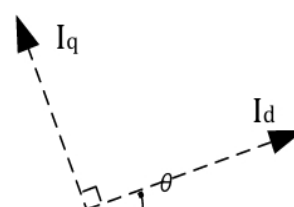
3- un cadre de référence rotatif orthogonal, ou I_d fait un angle θ (angle de rotation) avec l'axe α et I_q est perpendiculaire I_d le long de l'axe q



Référence triphasé



Référence biphasé



Référence rotatif

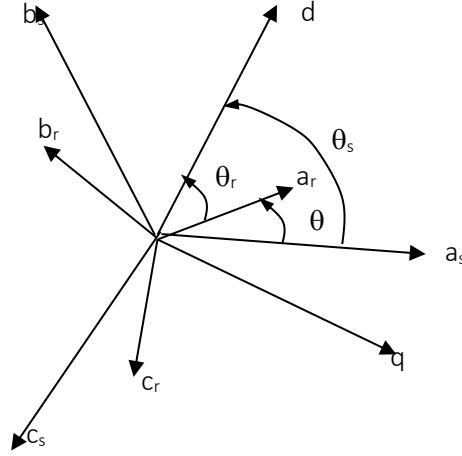


Figure I.5 : Les axes de la machine

θ_s : angle électrique stator/référentiel (d , q).

$$\theta_r = \theta_s - \theta$$

$$\omega = p \cdot \Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

Les contenances directes (**d**) et quadratiques (**q**) des grandeurs statoriques et rotoriques sont des grandeurs fictives. Leurs équivalences avec les grandeurs par phase sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = c \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = c \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

Où (c) est une constante qui peut prendre soit les valeurs

- $c = \frac{2}{3}$ Pour la transformation directe $[x_{dqo}] = c[P(\theta_s)][x_{abc}]$ et 1 pour a transformation inverse $[x_{abc}] = c[P(\theta_s)]^{-1}[x_{dqo}]$, cette transformation conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple.
- Soit la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance, c'est cette valeur qui sera retenu dans le cadre de ce travail.

I.3.3.2. Transformation de Concordia :

La transformation de Concordia est constituée également d'une transformation triphasée-biphasée mais dans un repère fixe sans rotation. Elle transforme le système d'équation de repère **abc** vers le repère **$\alpha \beta$** . Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

Par conséquent, si on considère un champ magnétique tournant triphasé il sera réduit à deux phases. En effet, la transformation de Concordia, illustrée sur la figure (I.6) ; permet d'obtenir un système de trois enroulements. Deux situées dans le même plan (**α, β**) et une troisième perpendiculaire à ce plan, c'est le composant homopolaire, elle caractérise l'équilibre du système, dont l'expression s'écrit [HAU 07] :

$$x_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(x_a + x_b + x_c) \quad (I-19)$$

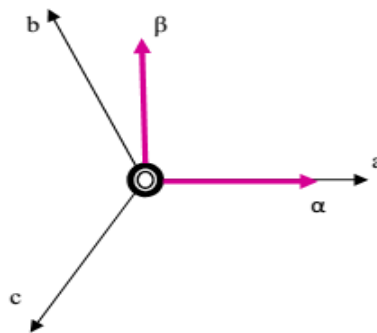


Figure (I.6) : Représentation de système triphasé dans le plan de Concordia.

La composante homopolaire est nulle lorsque le système est équilibré. Le passage de système triphasé **abc** au biphasé **$\alpha\beta$** est défini par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

Avec la matrice de passage [C] égale :

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

Et la matrice de passage inverse égale à la transposée de la matrice [C], on peut écrire donc :

$$[C]^T = [C]^{-1}$$

Et ce passage inverse de système, de biphasé **$\alpha\beta$** au triphasé **abc** est défini :

$$[x_{\alpha\beta 0}] = \sqrt{\frac{2}{3}} [C]^T [x_{abc}] \quad (\text{I-22})$$

I.3.3.3 Passage entre les repères Park (**d,q**) et Concordia (**α,β**) :

Le passage direct de la transformation de Concordia fixe à la transformation de Park dans le repère tournant se fait à l'aide de l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [P(-\theta)] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I-23})$$

Et inversement :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [P(-\theta)]^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I-24})$$

Avec :

$$[P(-\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-25})$$

I.3.4. Application de la transformation de Park à la machine asynchrone :

I.3.4.1. Application aux équations des tensions :

Appliquons la transformation de Park (I.19) (I.20) à l'expression (I.4) :

$$[P^{-1}(\theta_s)][V_{sdq}] = [R_s][P^{-1}(\theta_s)][I_{sdq}] + \frac{d}{dt}\{[P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{sdq}]\} \quad (I.26)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $P(\theta_s)$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt}[P^{-1}(\theta_s)][\varphi_{sdq}] \quad (I.27)$$

Or:

$$\frac{d}{dt}[P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} \sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Donc après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt}[P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Et l'expression (I.29) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{sdq}] \quad (I.31)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

I.3.4.2. Application aux équations des flux :

Application la transformation de park (I.19) et (I.20) à l'expression (I.7) :

$$[P^{-1}(\theta_r)][\varphi_{sdq}] = [L_{ss}][P^{-1}(\theta_s)][I_{sdq}] + [M_{sr}][P^{-1}(\theta_r)][I_{rdq}] \quad (I-33)$$

Soit :

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)][L_{ss}][P^{-1}(\theta_s)][I_{sdq}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P^{-1}(\theta_r)][I_{rdq}] \quad (I-34)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_s)][L_{ss}][P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (I-35)$$

Et

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2}M_o \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-36)$$

Or, d'après l'égalité (I.18), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2}M_o \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-37)$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ M = \frac{3}{2}M_{sr} \end{cases} \quad (I-38)$$

L'expression (I.36) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-39)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'introduisant l'inductance cyclique :

$$L_r = l_r - M_r \quad (I-40)$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-41)$$

I.3.5. Choix de référentiel :

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la Machine Asynchrone, écrites dans le plan $\mathbf{d}, \mathbf{q}$ d'après (I.29), (I.30), (I.36) et (I.37), sont les suivantes [BAG 99] :

Equations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-42})$$

Equation de flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-43})$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour $\mathbf{d}, \mathbf{q}$. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir [BAG 99] :

I.3.5.1. Référentiel lié au stator :

Caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$ le système d'équation (I.38) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-44})$$

Où $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la pulsation mécanique

I.3.5.2. Référentiel lié au rotor :

Caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$ le système d'équation (I.44) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega \varphi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-45})$$

I.3.5.3. Référentiel lié au champ tournant :

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ C'est la pulsation statorique,

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$ C'est la pulsation rotorique, et $\omega + \omega_r = \omega_s$ avec $\omega = p\Omega$ c'est la pulsation mécanique.

Le système d'équation (I.44) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-46})$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation [MHI 08].

I.3.6. Modélisation sous forme d'état de la MAS :

I.3.6.1. Représentation d'état :

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera du type [TAM 06] :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ [Y] = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad (\text{I-47})$$

Avec :

$[X]$: Vecteur d'état,

$[U]$ = Vecteur de commande,

$[Y]$ = Vecteur de sortie,

$[A]$: Matrice fondamentale qui caractérise le système,

$[B]$: Matrice du système de commande,

[C] : Matrice de sortie (matrice d'observation),

[D] : matrice de transmission directe.

Cette forme dépend du type d'alimentation et des grandeurs à réguler, (flux rotoriques ou statoriques courants, vitesse, couple).

I.3.6.2. Modèle de la MAS alimentée en tension :

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour notre étude on choisit :

- Variables de commande : V_{ds} et V_{qs}
- Variables d'état : Les flux $\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$ les courants I_{ds}, I_{qs} et Ω .
- Variables de sortie : Les courants I_{ds}, I_{qs} .

En utilisant les relations (I.33). (I.34). (I.41) et (I.43), et après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \varphi_{dr} + \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} + \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right)i_{qs} + \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \varphi_{dr} + \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \varphi_{qr} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma} V_{qs} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + \omega_r \varphi_{dr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - \omega_r \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{sq} \end{cases} \quad (I-48)$$

Tel que : $\omega = p\Omega$, $\omega_r = (\omega_s - \omega)$,

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

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps statorique et rotorique

I.3.6.3. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère $\alpha\beta$:

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d,q) lié au stator ou (α, β) . Donc, on prend en considération :

$\omega_s = 0$ et $\omega_r = -\omega$

La représentation d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{s\alpha} \\ \dot{\varphi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \\ 0 & \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & \frac{1}{M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega & \frac{1}{T_r M} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I-49)$$

La matrice de sortie est donnée par

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-50)$$

I.3.7. Expression du couple électromagnétique :

Dans le cas général, la puissance électrique instantanée P_e fournir aux enroulements statorique et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q [HAU 95] :

$$p_T(t) = v_{ds}(t) i_{ds}(t) + v_{qs}(t) i_{qs}(t) + v_{dr}(t) i_{dr}(t) + v_{qr}(t) i_{qr}(t) \quad (I-51)$$

En développant cette expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique :

$$P_T = P_j + P_e + P_{mec} \quad (I-52)$$

Où

$$P_j = R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r(I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (I-53)$$

$$P_e = I_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt}(t) + I_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (I-54)$$

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \varphi_{qr} - I_{qr} \varphi_{dr}) \quad (I-55)$$

L'équation mécanique décrivant le couple en fonction de la vitesse est décrite comme suit :

$$C_e(t) = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega(t) + C_r \quad (I-56)$$

Avec la vitesse mécanique $\Omega = \frac{\omega}{p}$ rad/s. Et p le nombre de pair de pôle rotorique.

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivant :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = p \frac{P_e}{\omega} \quad (I-57)$$

$$C_e(t) = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr}(t) i_{qs}(t) - \varphi_{qr}(t) i_{ds}(t)) \quad (I-58)$$

Sans oublier de convertir la vitesse mécanique N (tr/mn) = Ω (rad/s) $60 / (2\pi)$ au cours des simulations.

On constate que l'équation de couple électromagnétique n'est pas linéaire, à cause de produit croisé des composantes du courant et du flux (couplage). Chose qui complique la commande de la machine asynchrone. Le recours à la commande vectorielle permet de résoudre ce problème.

I.4. Simulation du Fonctionnement MAS Sous Matlab/Simulink :

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par une source de tension sinusoïdale de valeur maximale 220V, et de fréquence 50Hz.

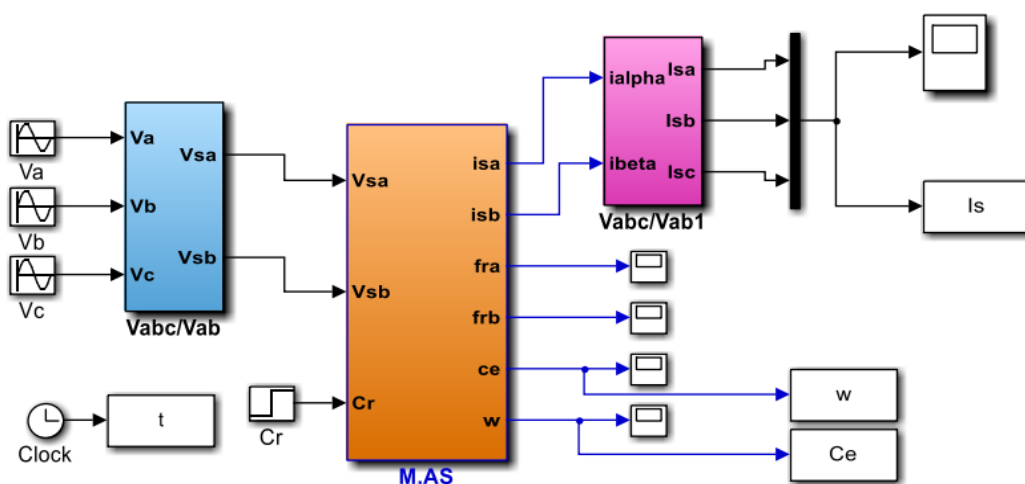


Figure (I.9) : Schéma block de simulation de la machine asynchrone sous Matlab

I.4.1. Résultats de simulation :

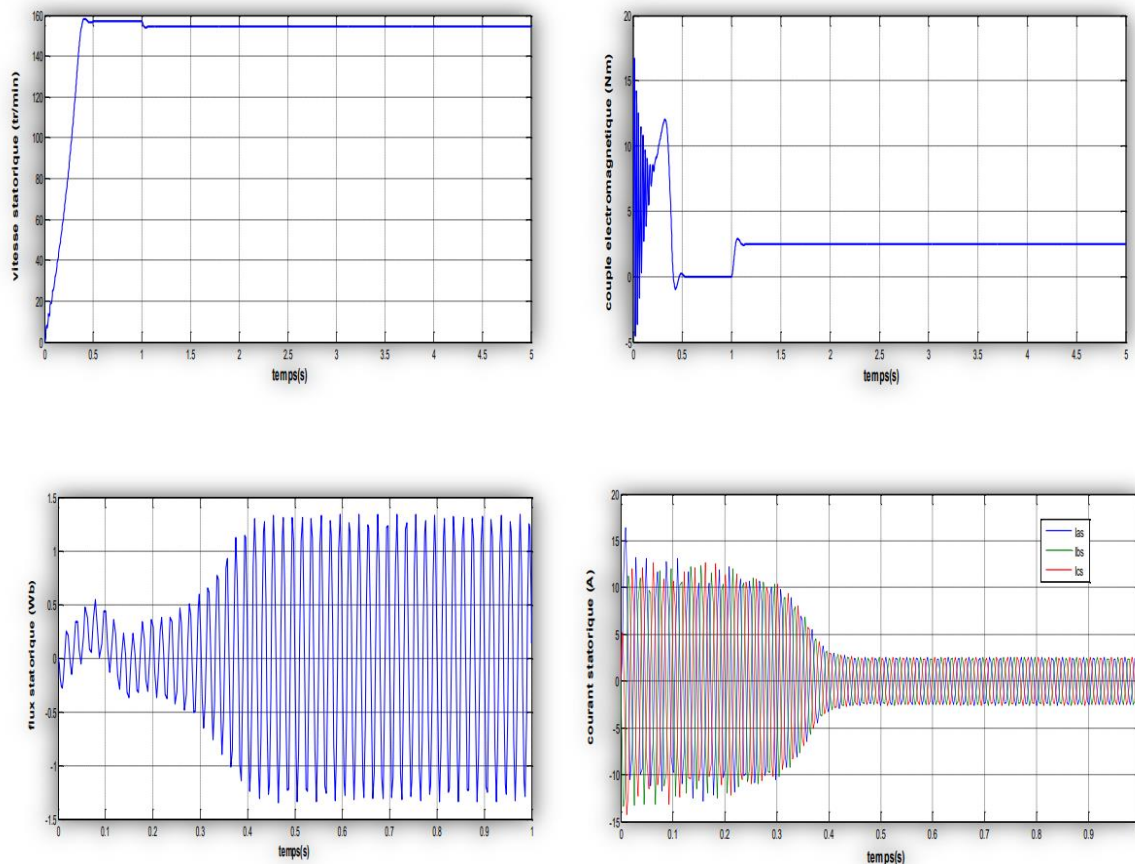


Figure (I.10) : Résultats de simulation du fonctionnement machine asynchrone sous Matlab

I.4.2. Interprétations des Résultats :

La simulation a été effectuée sous environnement MATLAB/SIMULINK sur le comportement d'une machine asynchrone triphasée. Les paramètres de la machine utilisés sont ($C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 1 \text{ s}$)

À l'instant $t=0 \text{ s}$, la vitesse est nulle, puis elle commence à augmenter progressivement jusqu'à atteindre l'instant $t=0,4 \text{ s}$. Ensuite, elle commence à diminuer, puis remonte à l'instant $t=0,5 \text{ s}$ pour se stabiliser jusqu'à l'instant $t=1 \text{ s}$. Après cela, elle redescend de nouveau avec une légère remontée à l'instant $t=1,1 \text{ s}$, pour finalement se stabiliser complètement.

Lors du démarrage du moteur, on observe de fortes impulsions, et à l'instant $t=0,1 \text{ s}$, on remarque que le couple commence à diminuer. Lorsque nous appliquons un couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$) à l'instant $t=1 \text{ s}$, on constate que le couple se stabilise après avoir compensé le couple inverse appliqué.

Au moment du démarrage, le courant de démarrage peut atteindre environ 3 à 4 fois le courant nominal, et le courant dans le stator atteint une valeur très élevée, ce qui entraîne une augmentation de

la température de la machine. Cependant, cela ne nuit pas à la machine en raison de la courte durée de ce courant. Après diverses fluctuations, on obtient une forme sinusoïdale à amplitude constante à l'instant $t=0,4$ s et le courant statorique est augmenté à cause de la charge augmente.

Dans les premiers instants du démarrage, le flux varie en fonction du temps, avec de petites oscillations, jusqu'à ce qu'il se stabilise à sa valeur nominale. Lors de l'application de la charge, le flux diminue légèrement

I.5. Conclusion :

- Dans ce chapitre nous avons étudié la machine asynchrone et identifier ses différentes composantes et principe de fonctionnement de cette machine.
- Les équations de machine asynchrone.
- Simulation et modélisation de machine asynchrone.
- Le démarrage des machines asynchrones doit être soumis à plusieurs ajustement afin de garantir la sécurité de ces machines notamment pour prévenir la surchauffe et l'excès de courant de démarrage.

"CHAPITRE II"

COMMANDE DIRECT DE COUPLE DTC DU MAS

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DTC DU MAS

II.1. Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC) est un système de contrôle de vitesse à fréquence variable pour moteurs asynchrones à hautes performances, développé après la technologie de contrôle de la transmission au milieu des années 1980. En 1977, le chercheur américain ABPlunkett a proposé pour la première fois la théorie du contrôle direct du couple dans le journal de l'IEEE. En 1985, le professeur Depenbrock de l'université de la Ruhr et Tankahashi du Japon ont respectivement obtenu le succès de la commande directe de couple, puis en 1987, la commande directe de couple a été étendue au domaine de la faible régulation de la vitesse magnétique. Contrairement au contrôle de la transmission, le contrôle direct du couple présente les avantages d'une grande durabilité, d'une réponse dynamique rapide du couple et d'une structure de contrôle simple. Elle résout en grande partie le problème de la structure complexe, du grand nombre de calculs et de la sensibilité aux changements de paramètres de la commande vectorielle. Et d'autres problèmes.

II.2. Principes généraux de la commande DTC

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de basse instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [MES 14].

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

- Le flux statorique réel dans le moteur.
- Le couple réel qu'il développe.
- La position du secteur.

II.3. Stratégie de la commande DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposée par "Takahashi" est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- Pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- On estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit [ALL 14].

II.4. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique).

II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [OUB 19], [BEL 01] :

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \varphi_{s0} \quad (II.1)$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$, on aura : $V_s \gg R_s I_s$. Donc (II.1) peut s'écrire :

$$\varphi_s(t) = \varphi_s(0) + V_s T_e \quad (II.2)$$

$$\text{Donc : } \Delta\varphi_s = \varphi_s - \varphi_s(0) = V_s T_e \quad (II.3)$$

L'équation (II.3) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\varphi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée V_s , comme il est illustré par la Figure (II.1).

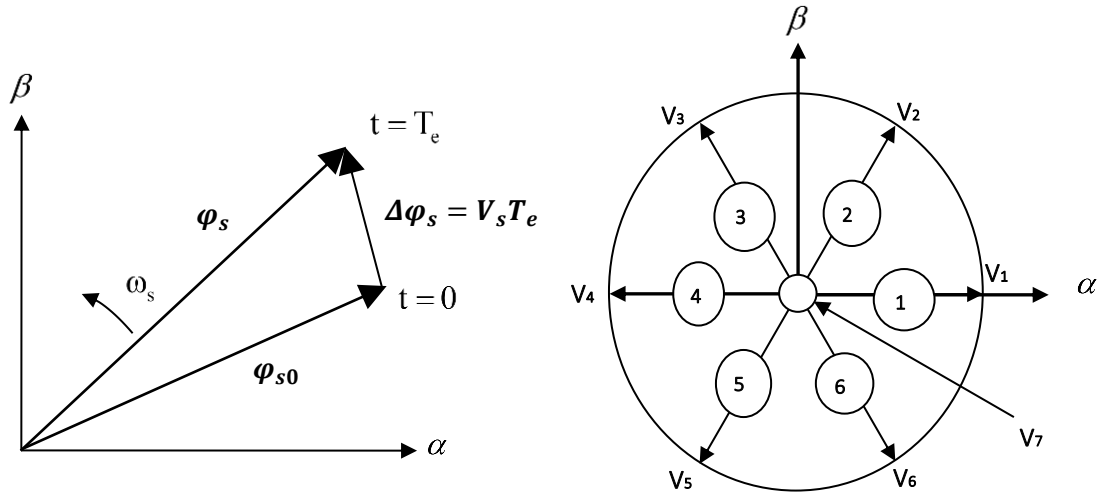


Figure (II.1) : Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de φ_s et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position φ_s .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s , sur les périodes de commande T_e , il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux φ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension V_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de φ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\varphi_s}{dt}$. Ainsi la "vitesse" de déplacement de l'extrémité de φ_s .

Lorsqu'on néglige le terme $R_s I_s$, est donnée par $V_s = \frac{d\varphi_s}{dt}$. La vitesse de rotation de φ_s dépend fortement du choix de V_s ; elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de φ_s , et nul si on appliqué un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état ; sa présentation dans le

référentiel statorique (α, β) , est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\varphi}_s}{dt} \\ \overline{V}_r = \overline{0} = R_r \overline{I}_r + \frac{d\overline{\varphi}_r}{dt} - j\omega \overline{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \\ \overline{\varphi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

On a écrit à partir des équations (II-5) :

$$\overline{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\varphi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \overline{\varphi}_s \right) \quad (\text{II-6})$$

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

d'où dans l'équation (II-4) :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\varphi}_s}{dt} \\ \left(\frac{d\overline{\varphi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \overline{\varphi}_r \right) = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \overline{\varphi}_s \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

La constante de temps rotorique de la machine : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que :

La commande du vecteur $\overline{\varphi}_s$ peut se faire à partir du vecteur $\overline{V}_s$, à l'exception des chutes de tension $R_s \overline{I}_s$.

Le flux $\overline{\varphi}_r$ réagit aux variations de $\overline{\varphi}_s$ avec une constante de temps σT_r . Le rotor joue le rôle d'un filtre avec une constante de temps σT_r entre les flux $\overline{\varphi}_s$ et $\overline{\varphi}_r$. Cela reflète l'effet d'un filtre passe-bas présent entre les deux flux. Cette constante de temps détermine également la vitesse de variation de l'angle θ_{sr} entre le flux de stator et le flux de rotor. $\overline{\varphi}_r$ s'exprime par :

$$\overline{\varphi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\overline{\varphi}_s}{1 + j\omega \sigma T_r} \quad (\text{II-8})$$

$\theta_{sr} = (\overline{\varphi}_s \overline{\varphi}_r)$, le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_{em} = K(\varphi_s * \varphi_r) = K \|\varphi_s\| * \|\varphi_r\| \sin \theta_{sr} \quad (\text{II-9})$$

$$\text{Avec : } K = \frac{PM}{L_s L_r} = p \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M} \right)$$

$\|\varphi_s\|$: module de vecteur de flux statorique.

$\|\varphi_r\|$: module de vecteur de flux rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r}$ ainsi que de leur position relative. Si l'on parvient à maîtriser parfaitement le flux $\overline{\varphi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) tant en module qu'en position, il devient possible de contrôler l'amplitude et la position relative des deux vecteurs, et par conséquent, le couple. Cela est bien sûr réalisable à condition que la période de commande T_e de la tension $\overline{V_s}$ soit telle que $T_e \ll \sigma T_r$.

II.5. Description de la structure de contrôle

II-5-1- Choix du vecteur de tension V_s :

La variation de série de module du flux statorique φ_s le sens de rotation de ce vecteur ainsi que l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique, déterminent le choix du vecteur de tension V_s .

En se plaçant dans le repère fixe (α, β) associé au stator, l'espace peut être subdivisé en six zones appelées secteurs, comme montré dans la figure (II.3). L'axe α est aligné avec l'axe de la phase « a » du stator. Lorsque le flux se situe dans l'une des zones ($i=1 \dots 6$), le contrôle du flux et du couple peut être réalisé en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants:

Si V_{i+1} est choisie alors φ_s croît et C_e croît.

Si V_{i-1} est choisie alors φ_s croît et C_e décroît.

Si V_{i+2} est choisie alors φ_s croît et C_e croît.

Si V_{i-2} est choisie alors φ_s croît C_e décroît.

Si V_0 ou V_7 alors arrêt la rotation du flux φ_s , d où une le couple est constant et le module est fixe.

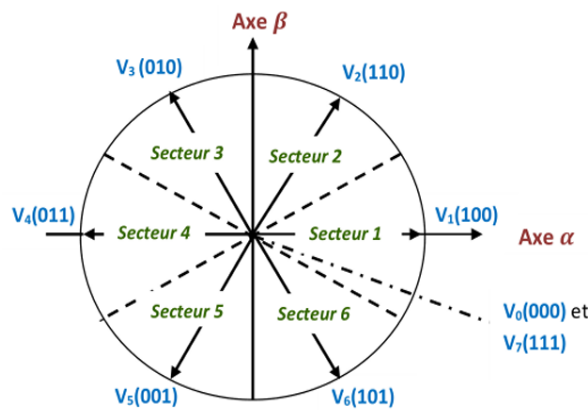


Figure II-2- Les vecteurs des tensions de stator et les secteurs

II.5.2. Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\overline{\varphi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (\text{II-10})$$

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

$$\overline{\varphi_s} = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (\text{II-11})$$

Pour calculer les composantes $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de *Concordia*, à partir des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, soit :

$$I_s = I_{s\alpha} + j \cdot I_{s\beta} \quad (\text{II-12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

On a écrit $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$, à partir de tension d onduleur U_0 et l'état de commande S_A, S_B, S_C :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_A - \frac{1}{2}(S_B + S_C) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_B - S_C) \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

On a écrit le module et la phase de flux de stator :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II-15})$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II.16})$$

II-5-3 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être élevé à partir le flux calcule et de courant relevé en utilisant l'équation appropriée

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II-17})$$

II-5-4 Elaboration du vecteur de commande :

II-5-4-1 Correcteur de flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la fig (II.3). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (C_{flx}), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($C_{flx}=1$) ou diminuée ($C_{flx}=0$) de façon à maintenir [HAM 14]:

$$|(\varphi_s)_{ref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \quad (II.18)$$

Avec : $(\varphi_s)_{ref}$ est le flux de référence,

$\Delta\varphi_s$ Est la largeur d'hystérésis du correcteur.

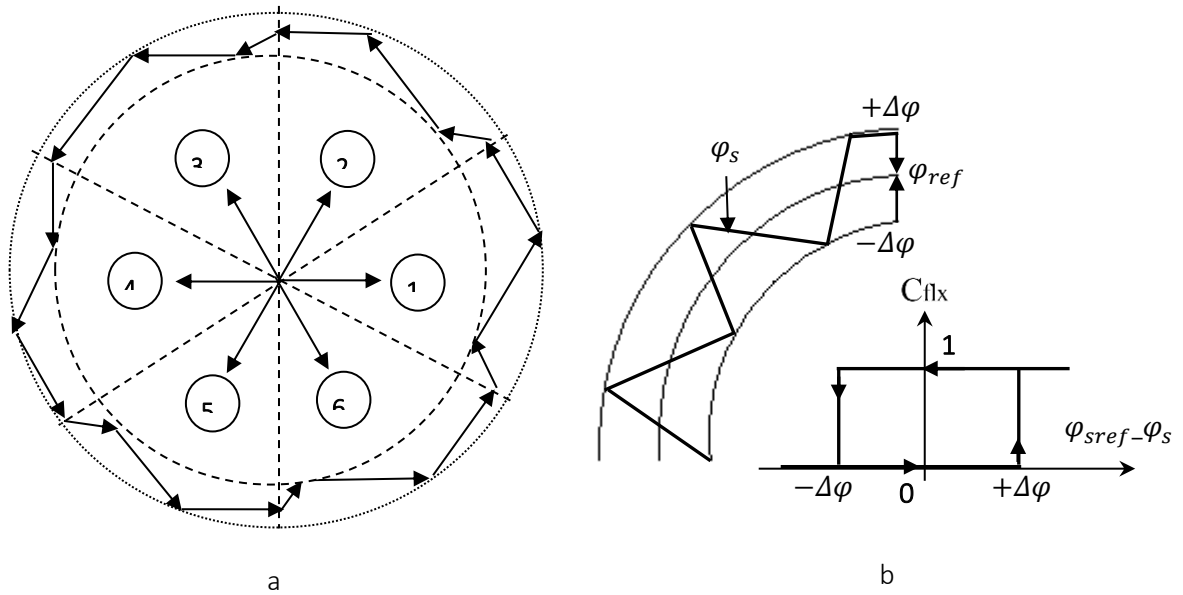


Figure. (II.3): Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi & \text{alors } C_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{alors } C_{flx} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} d\Delta\varphi_s/dt > 0 \\ d\Delta\varphi_s/dt < 0 \end{cases} \quad (II.19)$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\varphi_s$ entre le flux de référence φ_{ref} et le flux estimé $\hat{\varphi}_s$ dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (II.3.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur $C_{flx} = +1$

pour augmenter le flux ($C_{flx} = 0$ pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Ainsi, seul les vecteur V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique φ_s . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur flux φ_s . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

II-5-4-2 Correcteur de couple

On définit l'erreur sur le couple, noter ζ_{cem} , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée

$$\zeta_{cem} = |C_{emref} - C_{em}|$$

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_{emref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (II.20)$$

Avec : C_{emref} est le couple de référence,

ΔC_{em} est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II-5-5 Elaboration de la table de commande :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables C_{flx} , C_{cpl} et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique $\overline{\varphi_s}$.

Pour contrôle le flux et le couple de stator il existe nombreuse de tableaux de commutation

N		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR	
Cflx = 1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 NIVEAUX	
	Ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	Ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 NIVEAUX	
Cflx = 0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 NIVEAUX	
	Ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	Ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 NIVEAUX	

Tableaux (II.1) : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

L'un des vecteurs nuls, V₀ ou V₇, est sélectionné. Cela stoppe la rotation du flux, entraînant ainsi une diminution du couple électromécanique C_e. On alterne entre V₀ et V₇ afin de réduire le nombre de commutations de l'onduleur.

La figure (II-5) illustre la stratégie de commande directe de couple (DTC) d'une machine asynchrone. Le choix optimal des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et de couple est crucial pour atteindre les performances souhaitées de la DTC.

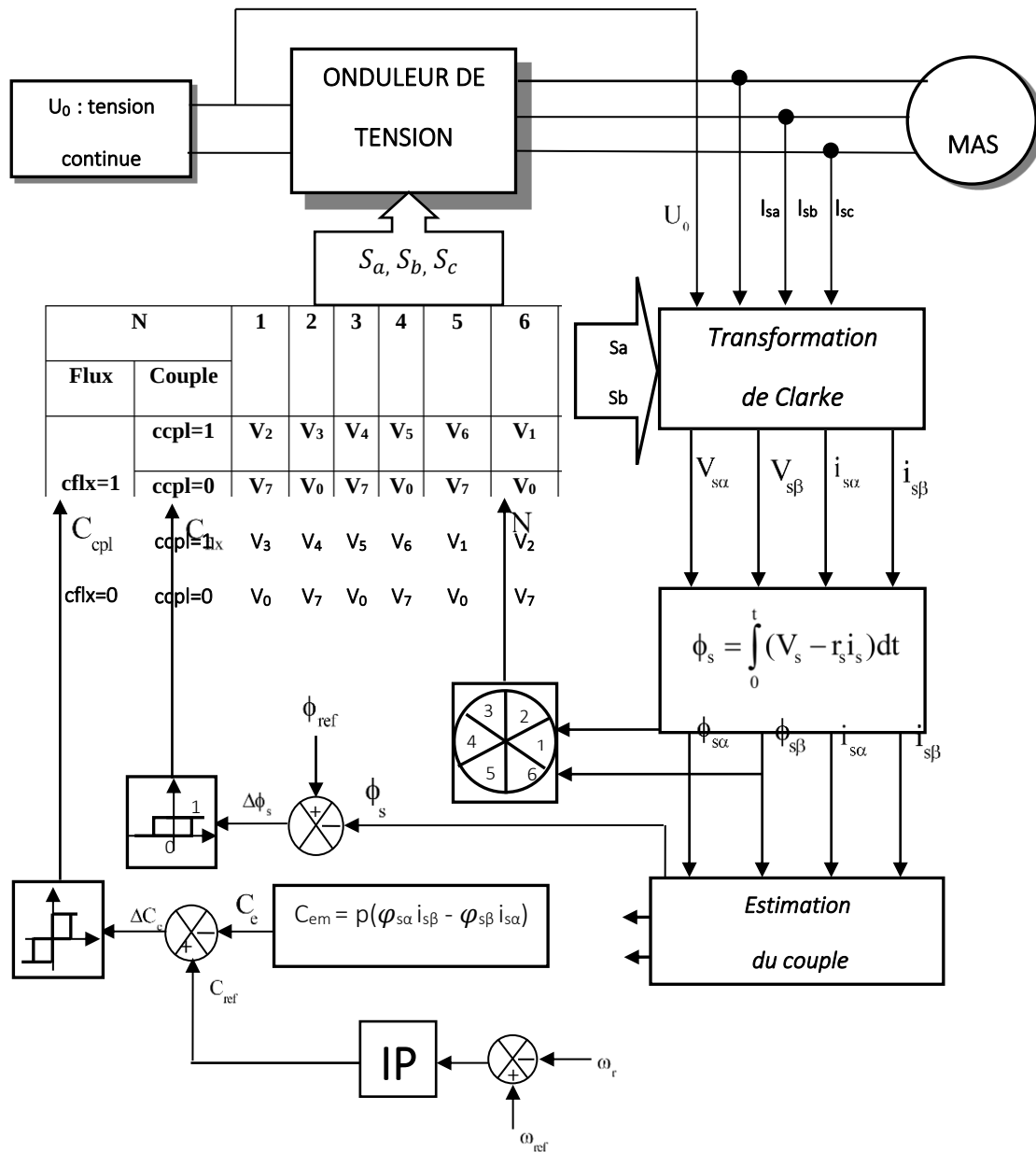


Figure (II-5) Schéma du contrôle direct de couple moteur

II.6. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple

Le régulateur de type IP a été utilisé pour la commande des machines à induction en raison de ses nombreux avantages. En effet, il permet d'atteindre des performances élevées, notamment un faible dépassement, un écart statique nul et une bonne capacité de rejet des perturbations. La boucle de régulation de la vitesse utilisant un régulateur de type IP est illustrée dans la figure (II-6).

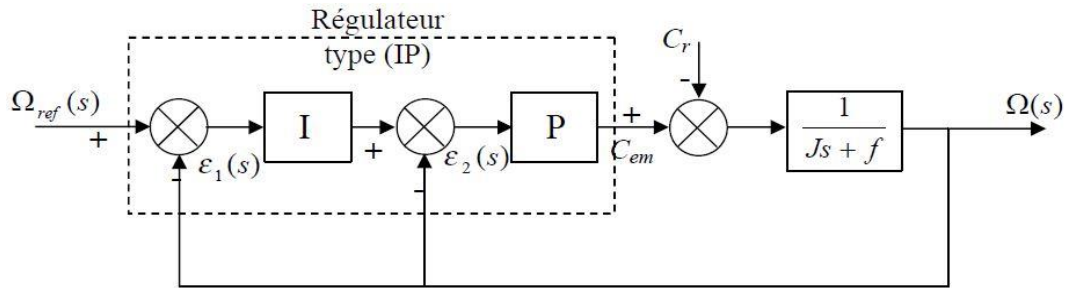


Figure (II.6) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur Intégral-Proportionnel (IP) est employé pour ajuster la grandeur mécanique. Ce régulateur est une variante du régulateur classique Proportionnel-Intégral (PI), offrant l'avantage de fournir une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro, exprimée par l'équation suivante :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_p K_i} s^2 + \frac{K_p + f}{K_p K_i} s + 1} \quad (\text{II.22})$$

II-7 Quelques les avantages de la commande DTC :

- Meilleur contrôle à haute vitesse.
- Simplicité de la structure.
- Robustesse vis à vis des variations des paramètres.
- Bons résultats en termes d'efficacité énergétique.

II-8 Quelques les inconvénients de la commande DTC :

- Bruit acoustique et électromagnétique.
- Fréquence de commutation variable.
- Sensibilité aux variations de paramètre de moteur.
- Dépendance aux capteurs.

II.8. Schéma de simulation

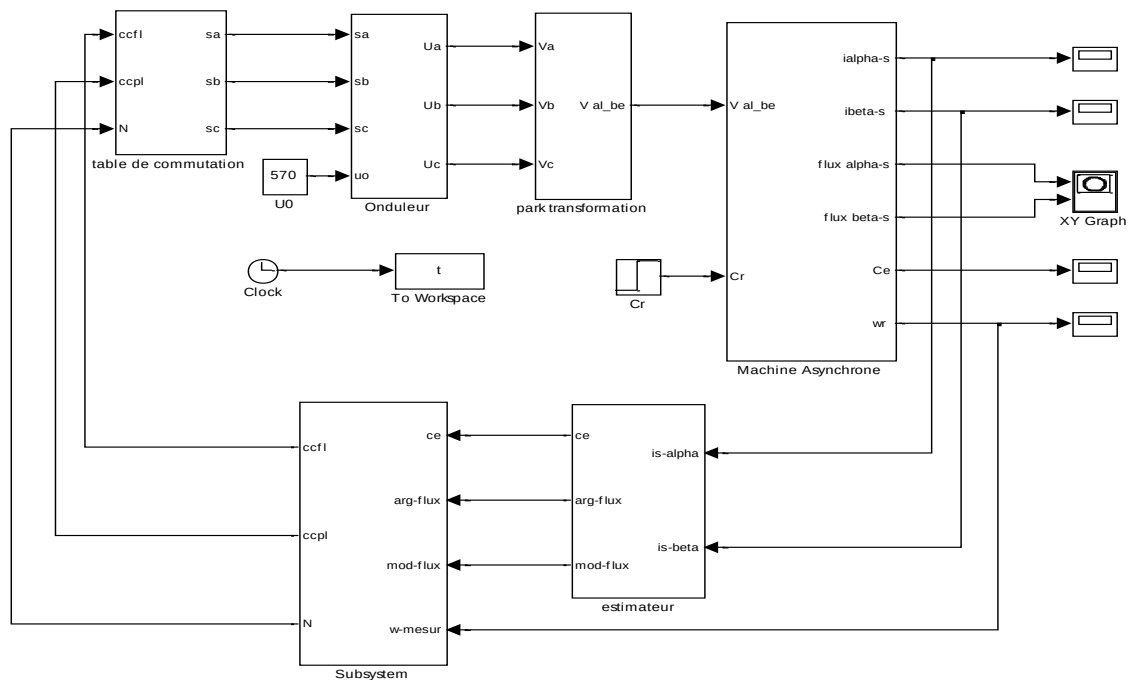


Figure (II.7) : Schéma block de la DTC

II.9. Résultats de simulation

Les résultats présentés ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe. L'outil utilisé pour la simulation est l'environnement Matlab/Simulink.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

1- Dans ce cas, la bande d'hystérésis du comparateur de couple est réglée à $\pm 0,01$ N.m, tandis que la bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à $\pm 0,02$ Wb, avec une valeur de référence du flux $\varphi_{s(ref)} = 1,2$ wb.

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande directe de couple d'une machine asynchrone à l'aide d'un régulateur IP.

2- Nous avons simulé trois régimes transitoires : un démarrage à vide, l'application d'un couple de charge à l'instant $t = 1s$, et une inversion du sens de rotation à $t = 1s$. De plus, nous avons évalué la robustesse de la commande en tenant compte des variations de deux paramètres clés de la machine, à savoir la résistance rotorique R_r et le moment d'inertie J . Ces simulations permettent de vérifier la capacité du système à maintenir ses performances malgré les variations de ces paramètres.

II-9-1 Commande avec boucle de vitesse

figure (II.8) montre les résultats de simulation obtenus en appliquant le modèle de commande directe de couple (DTC), en supposant que la machine fonctionne en charge à l'instant $t = 1s$ avec un couple de 20 N.m. Ces résultats permettent d'observer les réponses dynamiques de la machine, notamment l'évolution du couple et du flux lors de l'application de la charge.

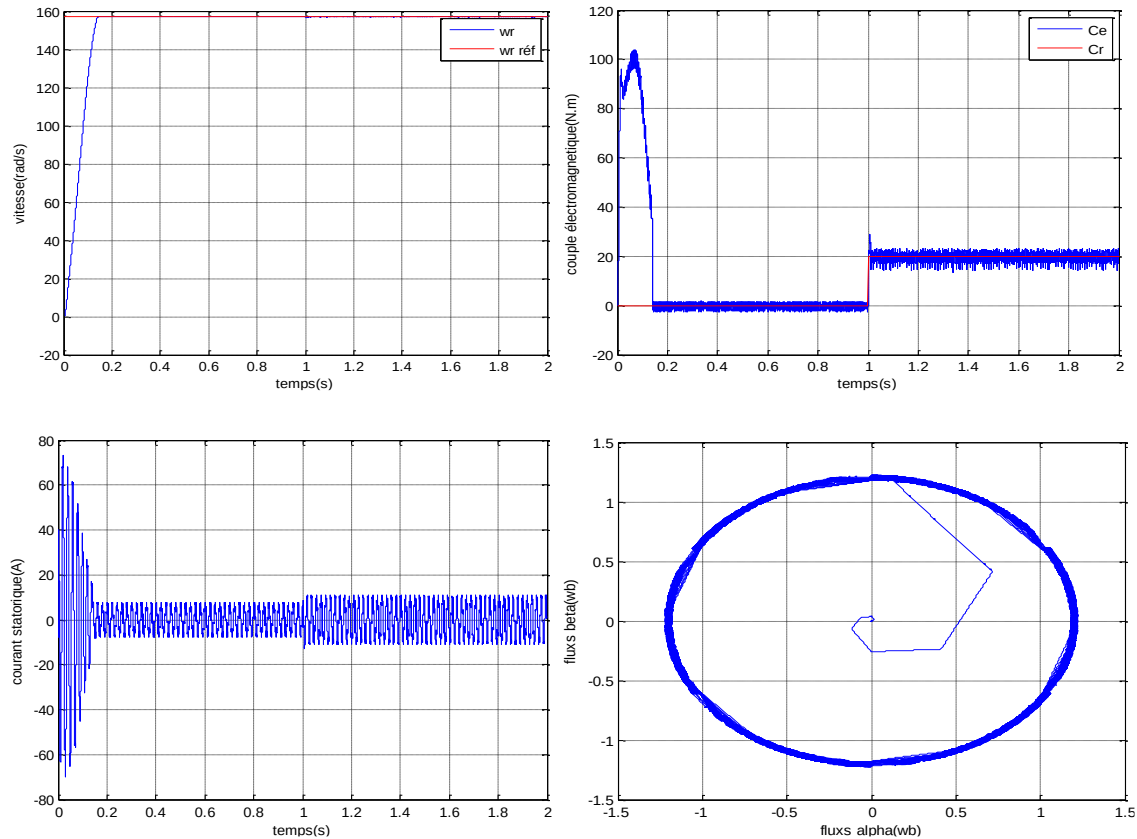


Figure (II.8) : Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC

II.9.2. Inversion du sens de rotation

Pour tester la robustesse de la commande directe de couple (DTC) face à une variation significative de la référence de vitesse, un changement de consigne de vitesse de 157 rad/s à -157 rad/s est introduit à l'instant $t = 1s$ après un démarrage à vide. Lors de l'inversion de la vitesse, on observe sur la figure (II.9) que la poursuite de la vitesse s'effectue avec un dépassement, tout comme le couple, qui présente également un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques montrent des ondulations atteignant la valeur du pic observé au démarrage lors de l'inversion de vitesse. La trajectoire du flux statorique reste pratiquement circulaire.

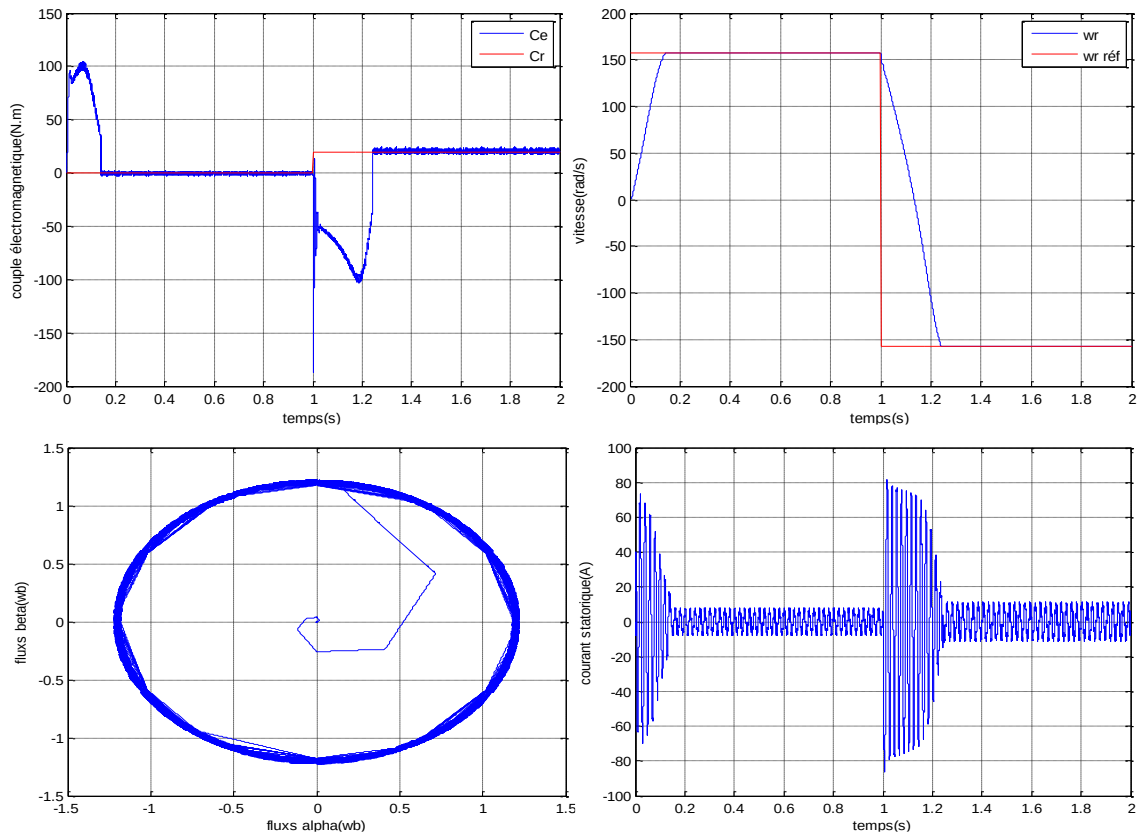


Figure (II-9) : Réponse du système pour à la vitesse à la marche arrière

II-9-3 la commande DTC à basse vitesse

Les simulations sont réalisées en fonctionnement à basses vitesses, en appliquant une consigne de vitesse variant de $+50 \text{ rad/s}$ à -50 rad/s à l'instant $t = 1\text{s}$. De plus, un couple de 20 N.m est introduit à ce même instant, après un démarrage à vide. Ces conditions sont illustrées dans la figure (II.10),

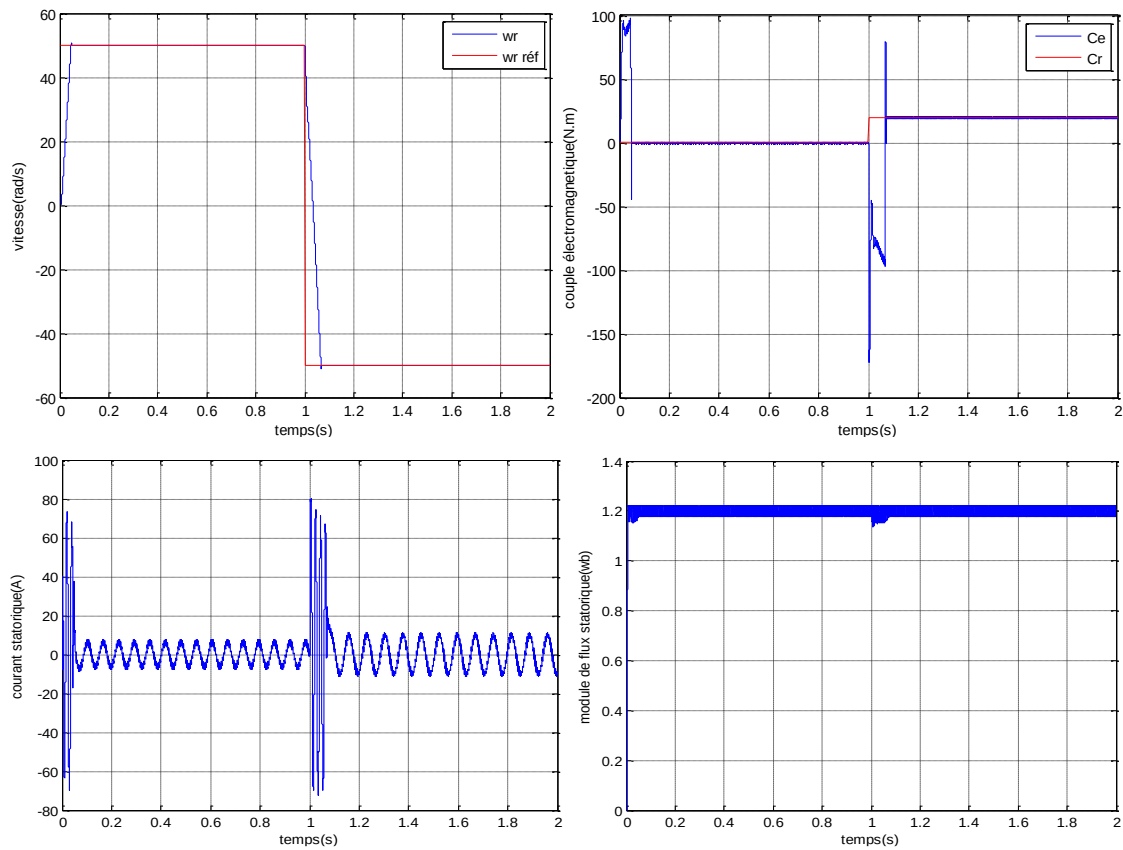


Figure (II.10) : Résultat de simulation du DTC à base vitesse.

II.10. Conclusion

La commande directe de couple (DTC) se révèle être une méthode efficace et robuste pour le contrôle des machines asynchrones. Les simulations réalisées montrent que la DTC permet d'obtenir une réponse dynamique rapide et précise, même lors de variations brusques de la consigne de vitesse ou lors de l'application d'un couple de charge.

Cependant, la DTC présente également certains inconvénients, notamment des ondulations dans le couple et le flux, ainsi qu'une sensibilité aux variations des paramètres de la machine. Malgré cela, grâce à sa robustesse et à sa capacité à maintenir des performances élevées, la DTC s'impose comme une solution prometteuse pour le contrôle des machines électriques dans diverses applications industrielles.

Pour amélioration de cette méthode de commande nous utilisons un régulateur de vitesse pi dans un dernière chapitre.

"CHAPITRE III"

*COMMANDE DTC PASSE SUR UN
LOGIQUE FLOUE DE LA MAS*

Commande DTC passé sur une logique floue de La MAS

III-1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous explorerons d'abord les fondements et les principes de la logique floue. Celle-ci repose sur l'idée que la réalité n'est pas toujours binaire, c'est-à-dire que tout n'est pas nécessairement vrai ou faux, mais peut être partiellement vrai dans certaines conditions. La logique floue permet ainsi de capturer cette incertitude en autorisant des degrés de vérité.

La régulation par logique floue dans le contexte de la commande directe du couple vise à améliorer la précision du contrôle, en remplaçant les régulateurs traditionnels par un contrôleur flou capable de gérer les incertitudes et les non-linéarités inhérentes au système. Le contrôleur flou utilise un ensemble de règles floues "Si-Alors" pour ajuster les commandes en temps réel, en tenant compte des variations du couple, du flux et de la vitesse du moteur.

III.2 La théorie de la logique floue

III.2.1 Définition

Le terme « logique floue » à deux aspects :

- La première correspond à tous les développements concernant la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites. Afin de connaître le principe fondamental de la logique floue, on introduit un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé ». Pour le cas de la logique classique (logique de boucle) qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification pourrait se faire comme dans la figure (III.1). Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérés comme appartenir à l'ensemble « âgé ».

Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé »? En réalité un tel passage se fait progressivement et individuellement. En outre lors de la classification par logique classique on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges ».

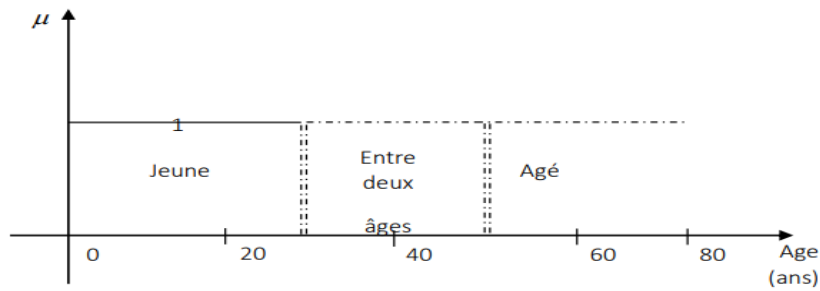


Figure (III.1) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure (III.2).

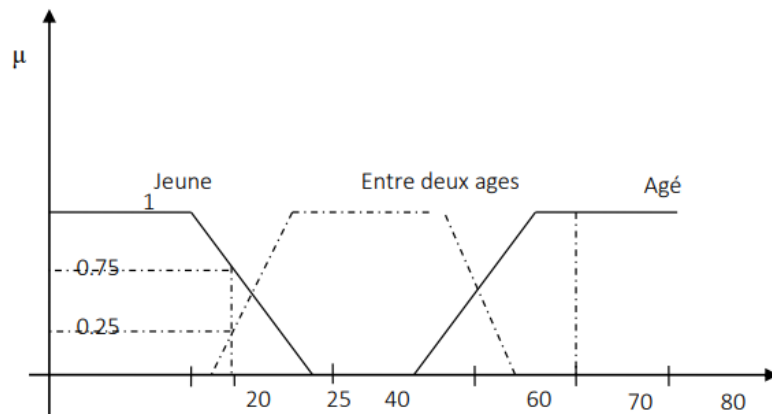


Figure (III.2) Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

III.3 Contrôle à logique floue

L'idée principale de la commande logique floue est la règle de la commande linguistique. Qui peut prendre plusieurs formes. Cependant, elle indique invariablement quelle action de commande prendre face à une condition donnée.

Cette condition peut être une diminution ou augmentation de la grandeur à régler, comme par exemple le cas du réglage de la vitesse d'une machine électrique.

La condition peut être une augmentation ou une diminution de la vitesse ou du couple, face aux variations paramétriques de la machine ou une variation du moment d'inertie de la partie tournante. w Ces actions de commande peuvent avoir la forme : «si l'erreur de vitesse est assez grande », «si la variation de l'erreur est trop petite » [HAM 14].

Les variables floues dans ce cas sont l'erreur et la variation de l'erreur, la sortie est la commande c'est la tension d'alimentation. Les mots clés sont « assez grande », « beaucoup », « trop petite » ... qui représentent des informations imprécises mais utiles et sont représentées par un sous ensemble flou d'un univers de discours. Une règle de commande dans ce cas est la combinaison d'une condition et d'une action.

Le contrôleur à logique floue est un algorithme de conversion d'une stratégie de commande linguistique basée sur l'expertise humaine en une stratégie de contrôle automatique décrit par un ensemble de règles de contrôle flou du type :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 : si\ x\ est\ A_1\ et\ y\ est\ B_1\ alors\ Z\ est\ C_1 \\ R_1 : si\ x\ est\ A_1\ et\ y\ est\ B_1\ alors\ Z\ est\ C_1 \\ \\ \\ R_n : si\ x\ est\ A_n\ et\ y\ est\ B_n\ alors\ Z\ est\ C_n \end{array} \right. \quad (III-1)$$

Ces règles sont liées par le concept de l'implication floue et la règle compositionnelle “sup-star”. Chaque règle de contrôle flou est représentée par une relation floue, le système flou est caractérisé par une seule relation floue qui est déterminée par la combinaison de toutes les règles floues à savoir :

$$R = \text{ALSO } (R_1, R_2, \dots; R_n) \quad (\text{III-2})$$

La structure générale d'un contrôleur à logique floue est montrée par la figure (III.6)

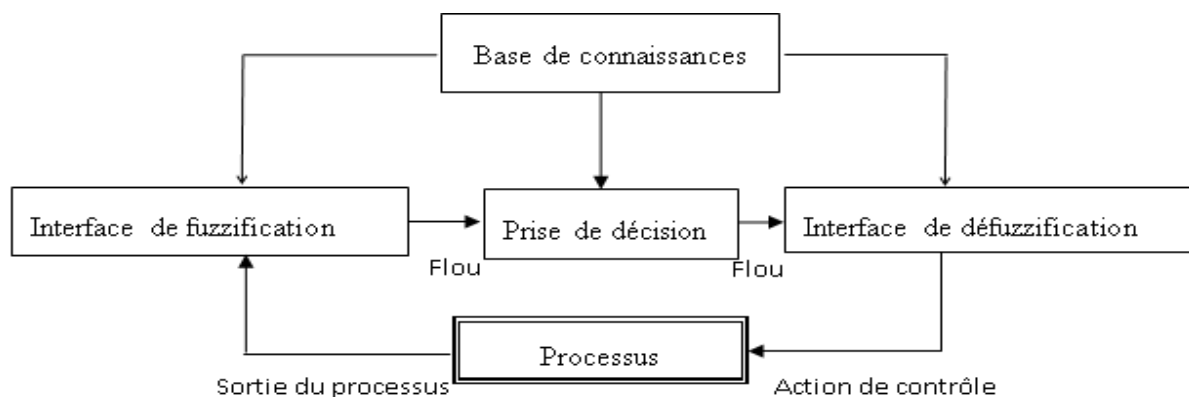


Figure (III.3) : Synoptique d'un contrôleur flou

III.4 Structure du régulateur par logique floue

Le régulateur à logique floue possède en générale deux entrées, l'erreur « e » et la variation de l'erreur « Δe » pour un régime transitoire convenable et un bon réglage de la vitesse, on utilise un facteur d'échelle K_e et $K_{\Delta e}$, K_u . Le domaine normalisé coïncide avec la variation maximale du signal de commande U_{com} . Pour cela en choisit une forme triangulaire pour la fonction d'appartenance distribuée de manière équidistante avec chevauchement ce qui conduit à une caractéristique linéaire

ou quasi-linéaire. La distribution des fonctions d'appartenance de la variable de sortie est choisie de façon à aboutir à une caractéristique non linéaire [MEL 16].

Le bloc RLF est l'organe principal du régulateur contenant l'interface de fuzzification qui représente l'univers de discours et les variables linguistiques, puis l'inférence qui fournit l'action (la décision) de la commande, et l'interface de défuzzification qui transforme la commande floue à une commande non floue pour contrôler notre système.

A la sortie du RLC, la variable X_r est multipliée par un facteur d'échelle K_u pour fournir la variable normalisée U de la commande.

La configuration interne d'un régulateur par logique floue est donnée par la figure (III.9).

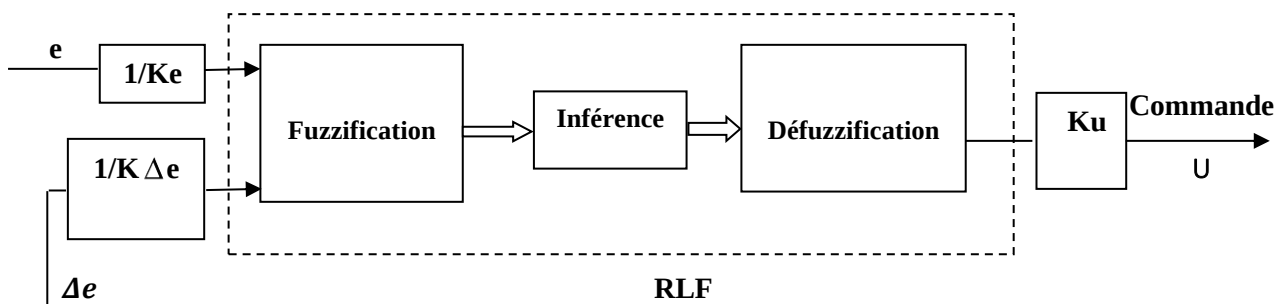


Figure (III.4) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)

III.5 Application de la logique floue a la commande de la MAS

Dans cette section nous nous intéresserons à l'application de la commande par logique floue à la machine Asynchrone. Le type de régulateur est synthétisé pour le réglage de vitesse à savoir, le régulateur de Mamdani.

III.5-1 Synthèses du régulateur

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (III.10) suivante :

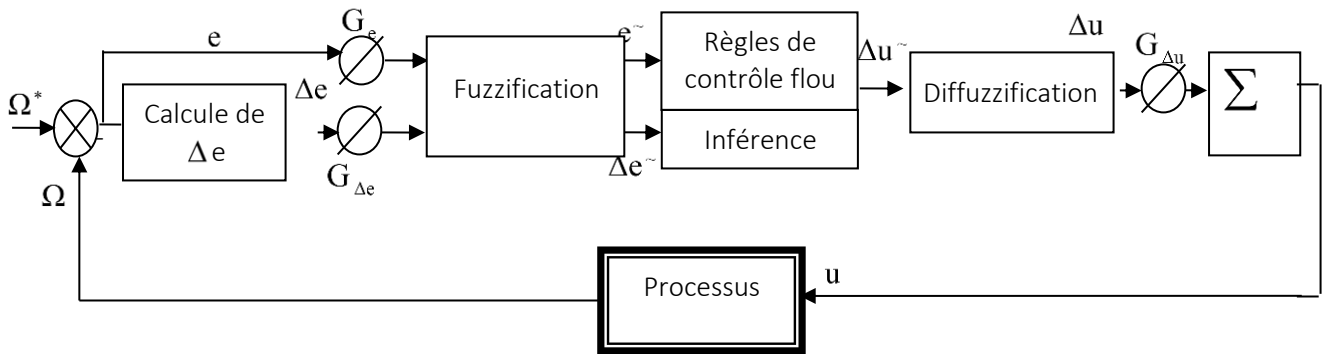


Figure (III.5) Schéma bloc de régulation à contrôleur flou

D'après ce schéma, le système est composé :

- D'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps (Δe) ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande (Δu) ;
- Des règles du contrôleur flou ;
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique ;
- D'un bloc sommateur.

Le succès des algorithmes flous dans les systèmes industriels complexes est au choix de méthodes relativement pratiques, permettant avec une simplicité notable, la mise au point de tels algorithmes. Ces méthodes permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire les amplitudes de l'erreur, de sa variation et de la commande appropriée. En combinant ces règles, on peut dresser des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du contrôleur correspondant aux situations d'intérêt [MEL 16].

Les facteurs d'échelle doivent être choisis sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour l'erreur et sa variation ne soit pas dépassé.

Dans le cas du réglage par logique floue, sont utilisées en générale des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. Bien qu'ils n'existent pas de règles précises pour la définition des fonctions d'appartenance, quelques directives générales sont données, afin de conduire à un choix convenable.

- En ce qui concerne les variables d'entrée, il faut éviter des lacunes ou un chevauchement insuffisant entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, cela provoque des zones de non-intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus

souvent à une instabilité du régulateur. De meme, est évité un chevauchement trop important, surtout avec $\mu = 1$ entre deux ensembles voisins.

- Pour la variable de sortie, la présence des lacunes entre les fonctions d'appartenance sont admissibles, meme souhaitées, cela aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité (pour une forme rectangulaire sans chevauchement).

III.6 Conception d'un controleur flou pour le reglage de la vitesse

Le choix des variables d'entrées et de sortie est la premiere etape à mener pour la conception d'un controleur flou. Les étapes suivantes sont : la normalisation de ces variables dans un domaine bien défini, la fuzzification, l'inférence et son traitement et finalement la défuzzification.

III.6-1 Le choix des variables d'entrées et de sortie

Pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur e qui est la différence entre la vitesse de référence Ω^* imposée par l'opérateur, et la vitesse de rotation du rotor de la machine ($e = \Omega^* - \Omega$). L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente ($\Delta e = e - e_0$). Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence (C_{em}^*) est choisie.

III.6.2 Normalisation des variables d'entrées et de sorties

La normalisation se fait par une division des variables e , Δe et C_{em}^* respectivement par les coefficients K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{C_{em}^*}$ de telle sorte qu'elles travaillent dans le domaine $[-1 \ +1]$ pour toutes les variables.

III.6.3 Interface de fuzzification

La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l'expérience de l'opérateur.

D'autre part la fuzzification consiste à choisir la forme des fonctions d'appartenance. Pour une raison de simplification en vue d'avoir le meme effet de réglage dans les deux sens de rotation, les fonctions d'appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50% placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées. Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement notées :

NG :Négatif Grand

NM :Négatif Moyen

NP :Négatif Petit

EZ :Environ Zéro

PP :Positif Petit

PM :Positif Moyen

PG :Positif Grand

La représentation de ces ensembles flous est donné par la figure (III.11)

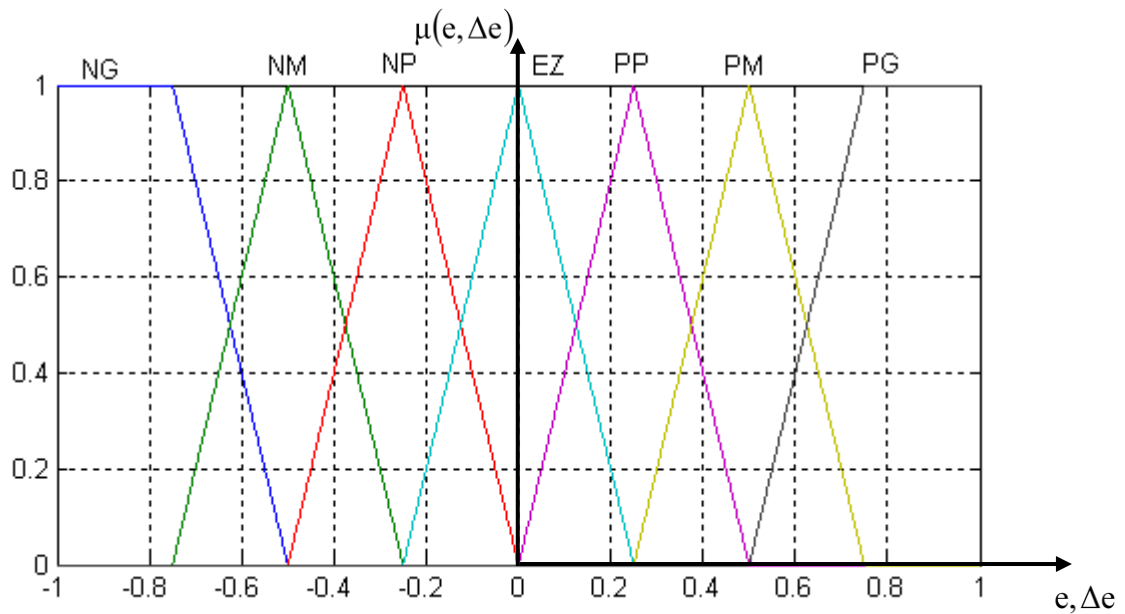


Figure (III.6) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques

Pour l'erreur et la variation de l'erreur

La variable de sortie normalisée entre $[-0.2 \ 0.2]$

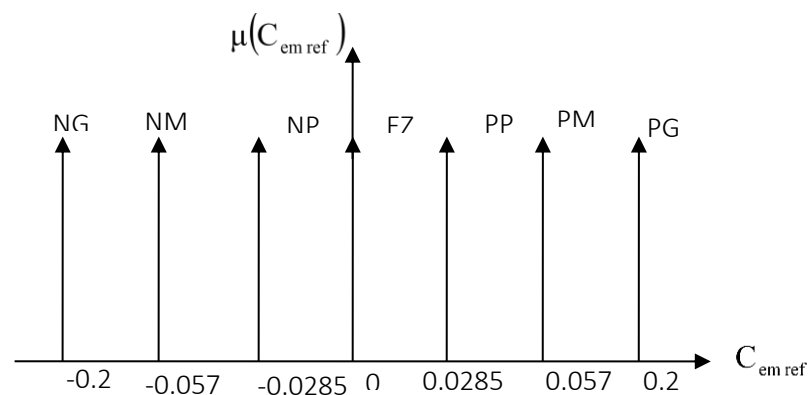


Figure (III.7) Fonction d'appartenance des différentes variables linguistiques

pour la variation de commande

III.6.4 Inférence

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, les règles d'inférence utilisées sont de type :

Si e est x_1 ET Δe est x_2 ALORS C^* est x_3

Le nombre des ensembles flous pour e et Δe est sept donc il nous faut $7 \times 7 = 49$ règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau (III .1).

III.6.5 Traitement numérique de l'inférence

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le maximum. La méthode retenue sera la méthode min/max.

$\begin{matrix} e \\ \Delta e \end{matrix}$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NM	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NP	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (III .1) Table de calcul de la variation de la commande

III.6.6 Défuzzification

La défuzzification consiste à transformer la décision de sortie linguistique en une décision numérique connue pour commander le système. Pour notre cas d'étude nous avons utilisées la méthode du centre de gravité pour la défuzzification.

III.6.6.1 Défuzzification par centre de gravité

Il s'agit de la méthode la plus utilisée pour la défuzzification elle consiste en la détermination du centre de gravité à la fonction d'appartenance résultante $\mu_u(x)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse, cette dernière peut être déterminée à l'aide de la relation générale :

$$\mu_u = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu_{\text{RoS}}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{\text{RoS}}(Z_i)}$$

III.7 Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une MAS

Le contrôleur flou reçoit en entrée l'erreur de vitesse et de sa variation. Les grandeurs manipulées par le contrôleur sont des ensembles flous, ce qui nécessite une conversion des valeurs numériques en entrée c'est la fuzzification. En fonction de ces variables floues et des règles de décision, le contrôleur flou calcul la valeur floue de la commande, c'est l'inférence. Il suffit ensuite de convertir cette valeur floue en une valeur numérique c'est la défuzzification.

III.8 Avantages et Inconvénients du Réglage Par Logique Floue :

Inconvénients	Avantages
-Dépendance à l'expertise. -Absence de méthode systématique de conception. -Performance limitée dans certains cas.	-Simplicité de conception. -Tolérance aux imprécisions. -Temps de réponse court.

Tableau (III-2). Avantages et Inconvénients du Réglage Par Logique Floue

III-9 La commande DTC Avec Un régulateur PI-flou

Cette partie établit un régulateur flou **PI** de la vitesse, qui applique les principes et la méthode de logique floue pour ajuster le coefficient proportionnel **Kp** et le coefficient intégral **Ki** du régulateur **PI**

à chaque instant, et obtient finalement le système pour s'adapter à différentes variations de vitesse [NAB 06].

Et étant donné que l'objectif recherché est d'avoir une commande plus robuste comparativement celle d'un **PI** classique, on a opté pour le régulateur **PI-flou** qui est moins sensible aux variations des paramètres, et dans le but de résoudre le problème de la constance des gains par rapport au **PI** classique [ALL 14].

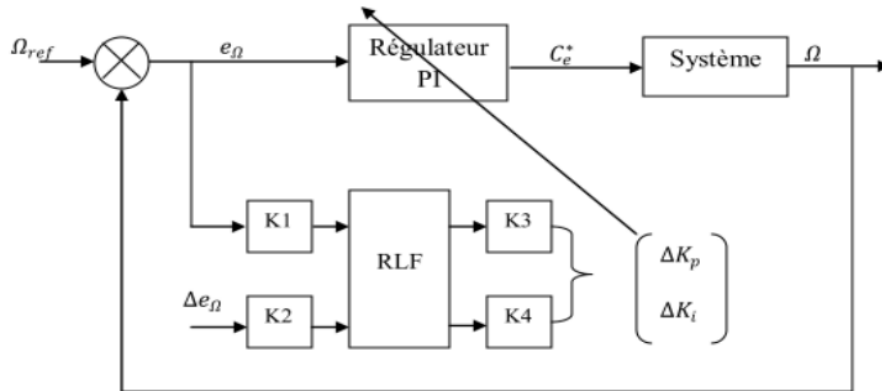


Figure (III.8) : structure du régulateur PI-flou.

III-10 Simulation La Commande DTC Avec Le Régulateur PI-flou

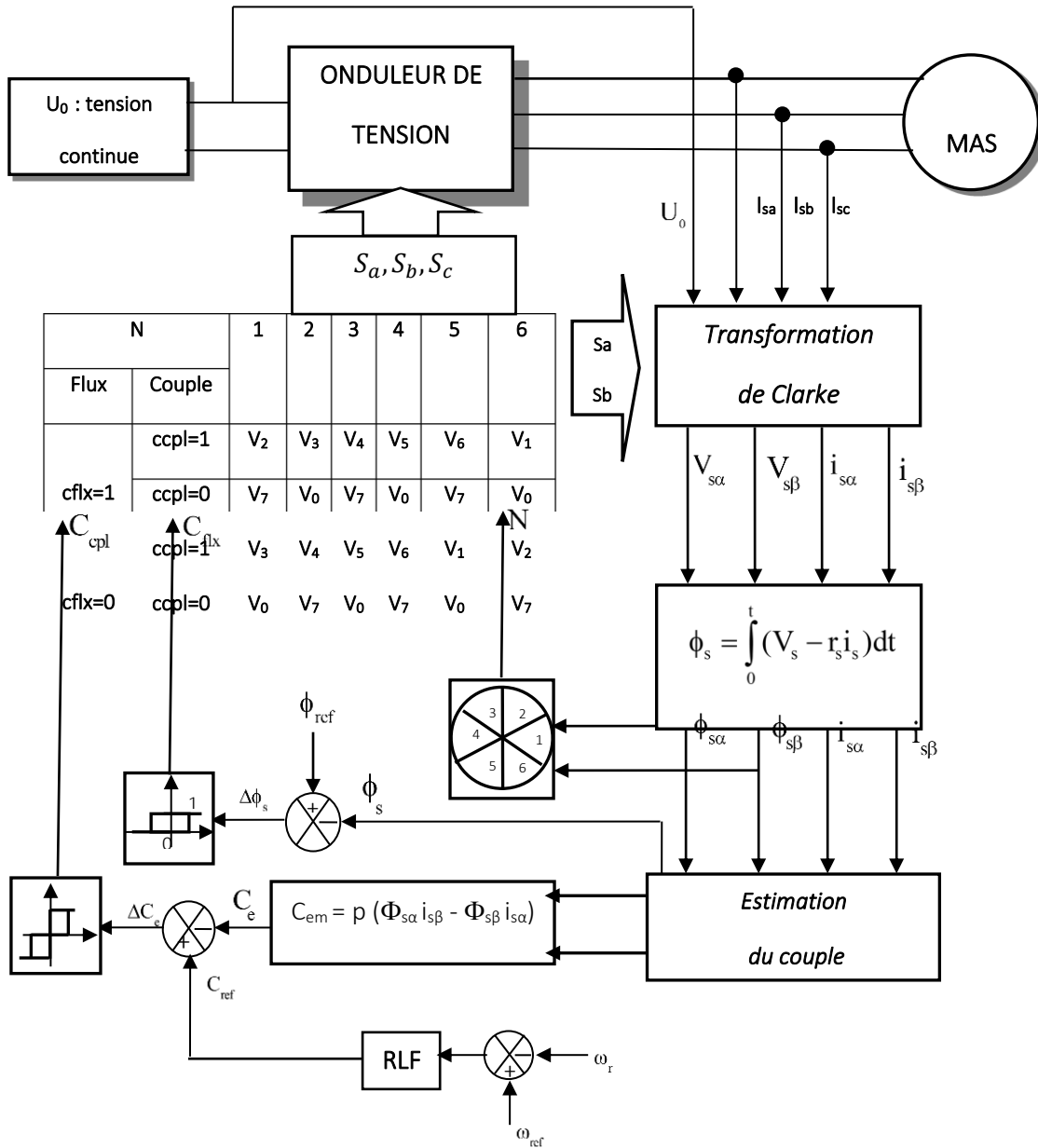


Figure (II.9) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/Simulink 2013 par un schéma bloc. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

Les simulations représentées dans cette section sont réalisées afin de tester la robustesse de la commande de vitesse mécanique basée sur un RLF. Ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation des régulateurs de vitesse de type PI et RLF. Afin de mettre plus de lumière sur les performances des deux types de commandes en vitesse de la machine (PI et RLF), les résultats seront présentés en comparatif. Les gains du PI sont égaux respectivement à $K_p=0.06$ pour le proportionnel et à $K_i=0.6$ pour l'intégral.

Les valeurs des gains du régulateur flou sont choisies après plusieurs tests d'ajustement ($e_k = 0.0095$, $e_{k\Delta} = 0.0095$, $Cem_{k\Delta} = 1200$).

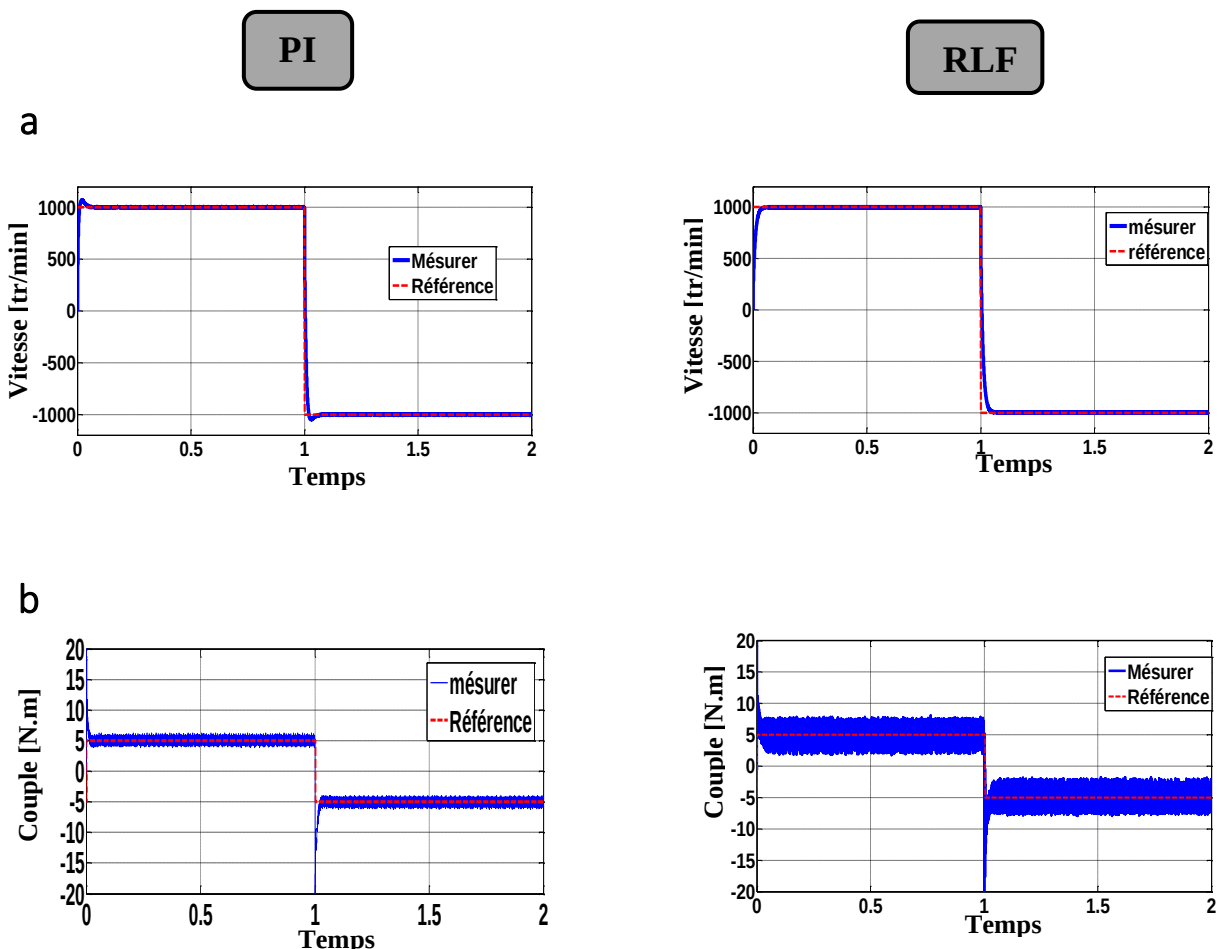
Les performances statiques et dynamiques de notre commande sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
- Inversion du sens de rotation,
- Réponses à variation de vitesses de référence.

III.10.1 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

La figure (IV.1) illustre les différents paramètres de performance du moteur synchrone lors d'un démarrage en charge avec un couple résistant $C_r = 5 \text{ N.m}$ et une référence de vitesse de 1000 tr/min . Voici les détails des différentes sous-figures présentées :

A l'instant ($t = 0.5 \text{ s}$) on applique un couple ($C_r = 15 \text{ N.m}$), après en faisant une diminution du couple résistant de 10 N.m à $t = 1 \text{ s}$ puis une augmentation de même valeur à $t = 1.5 \text{ s}$. On constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation pour le RLF. Pour le réglage par PI le couple électromécanique ne répond instantanément, et la vitesse rejoint sa référence après une perturbation.



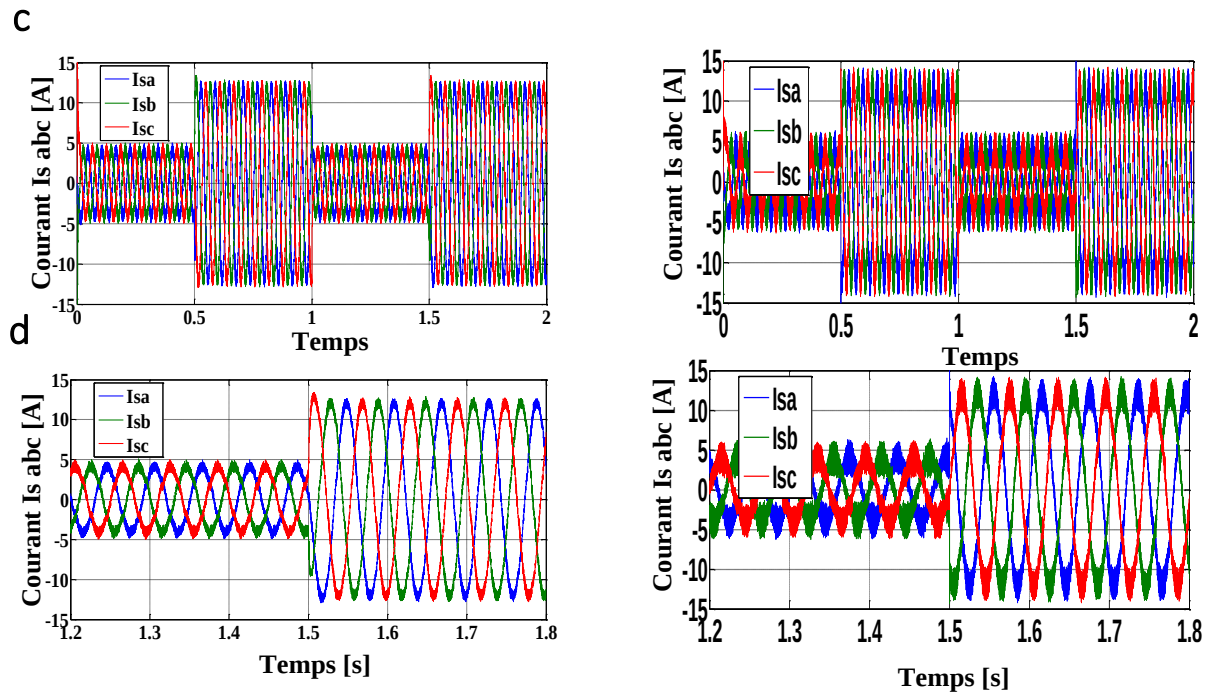


Figure (III.10) : Réponse du système en charge pour la variation de la charge

III-10-2 Inversion du sens de rotation

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande afin de suivre la référence sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur. La figure (IV.2) représente : (a) la vitesse, (b) le couple, (c) le courant statorique, (d) zoom sur les courants statorique, (e) les courants direct et quadrature (I_{ds} et I_{qs}), dans le cas d'un démarrage en charge pour une référence de vitesse (1000 tr/min), suivi à l'instant ($t=1s$), d'une inversion de vitesse.

Les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec le RLF est plus robuste par rapport au réglage par PI.

D'après la figure (IV.02), on remarque que le temps de réponse du RLF est plus rapide, que pour le PI. Dans ce fait on peut expliquer la grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec le RLF.

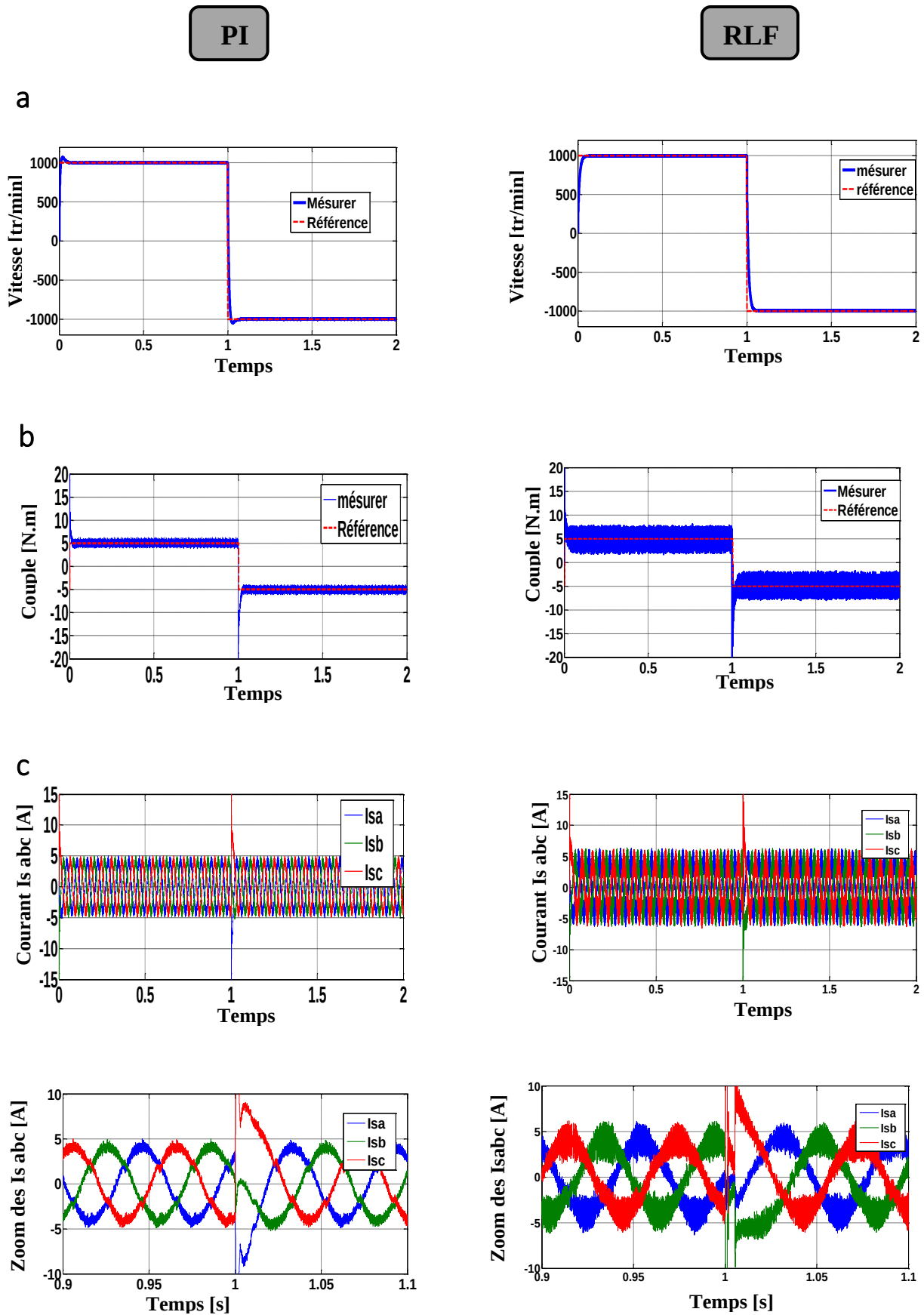
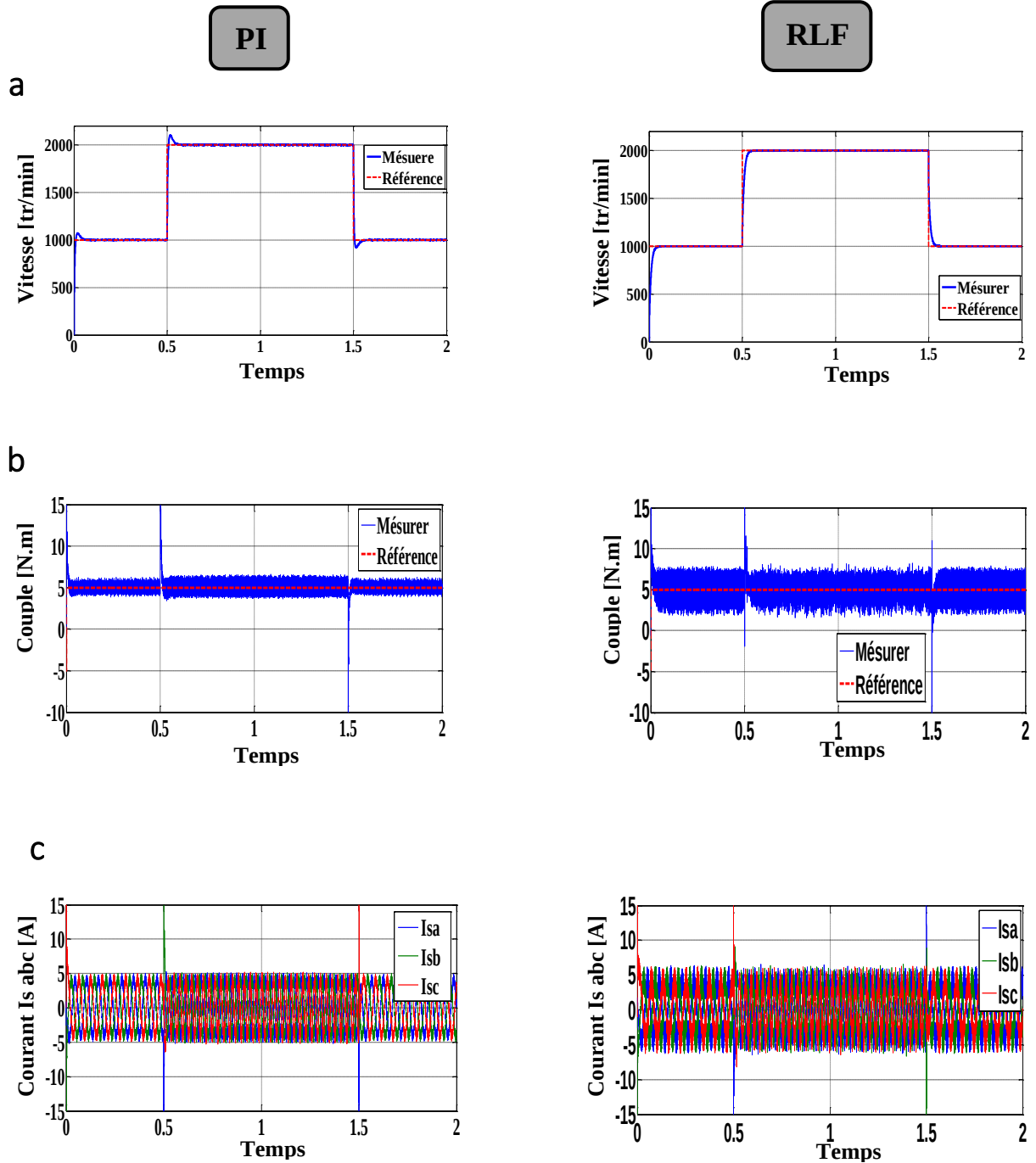


Figure (III.11) : Réponse du système en charge pour la variation de la vitesse

III.10.3 Changement de la vitesse de référence

La figure (IV.3) représente résultats de simulations obtenus pour la variation de la vitesse de référence (Ω_s ref = 1000, 2000, 1000 tr/min) : (a) la vitesse, (b) le couple, (c) les courants statorique, (d) zoom sur les courants statorique, (e) les courants direct et quadrature (I_{ds} et I_{qs}). La figure (IV.3) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de réglage, par contre le RLF présente un temps de réponse plus faible que le réglage par PI. Le couple donné par le RLF présente des ondulations plus importantes que le donné par le réglage par PI, mais il regagne rapidement à sa valeur de référence.



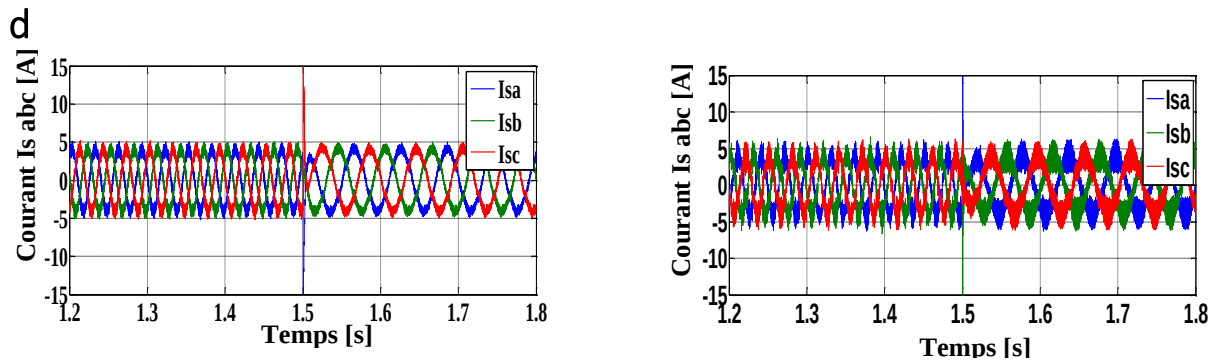
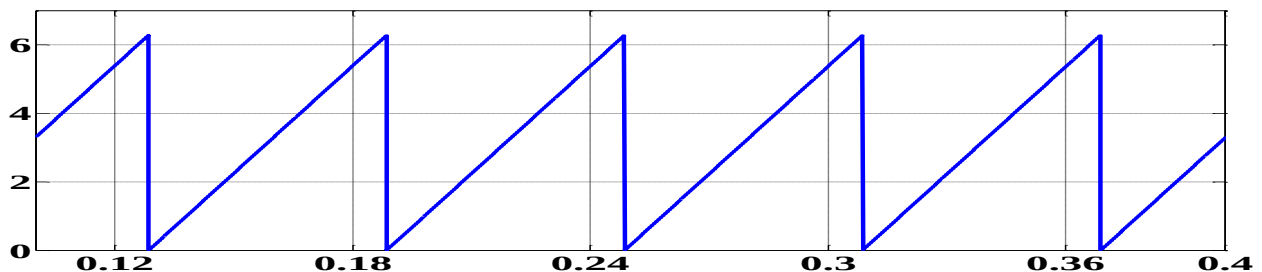


Figure (III.12) : Réponse du système en charge pour la variation de la vitesse

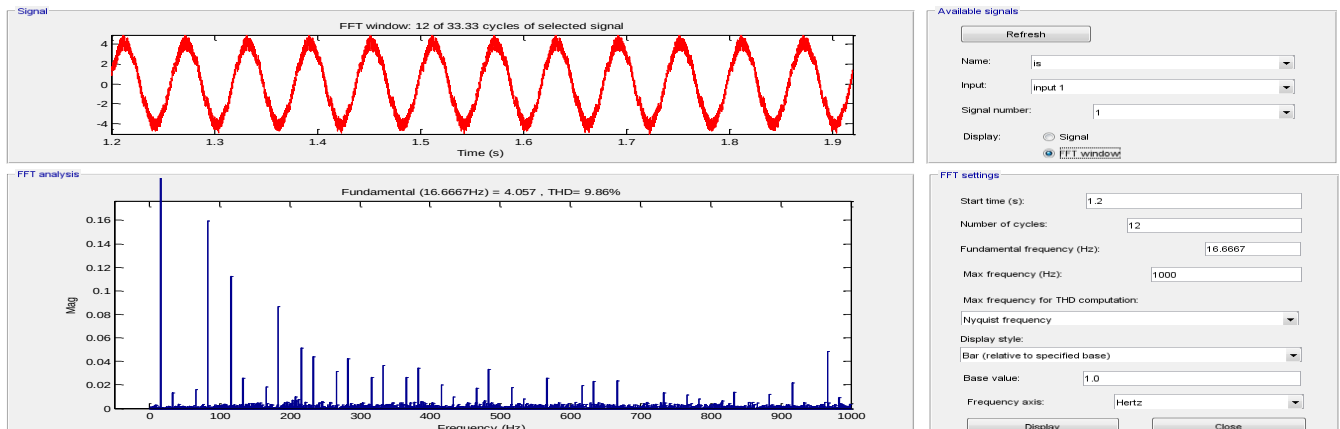
III.10.4 Analyse du courant statorique

La figure (IV.4) représente (a) l'angle statorique, (b) l'analyse de courant I_{sa} dans le cas réglage PI, (c) l'analyse de courant I_{sa} dans le cas réglage par RLF. Après l'analyse des harmoniques du courant statorique I_{sa} sur laquelle nous pouvons faire les remarques suivantes : Le taux de distorsion d'harmonique THD égale à 9.86% après le réglage PI au lieu de 27.95% dans le cas de la RLF, L'augmentation de l'ondulations au niveau le courant statorique avec la méthode RLF a été influences sur la qualité du courant statorique.

a



b



C

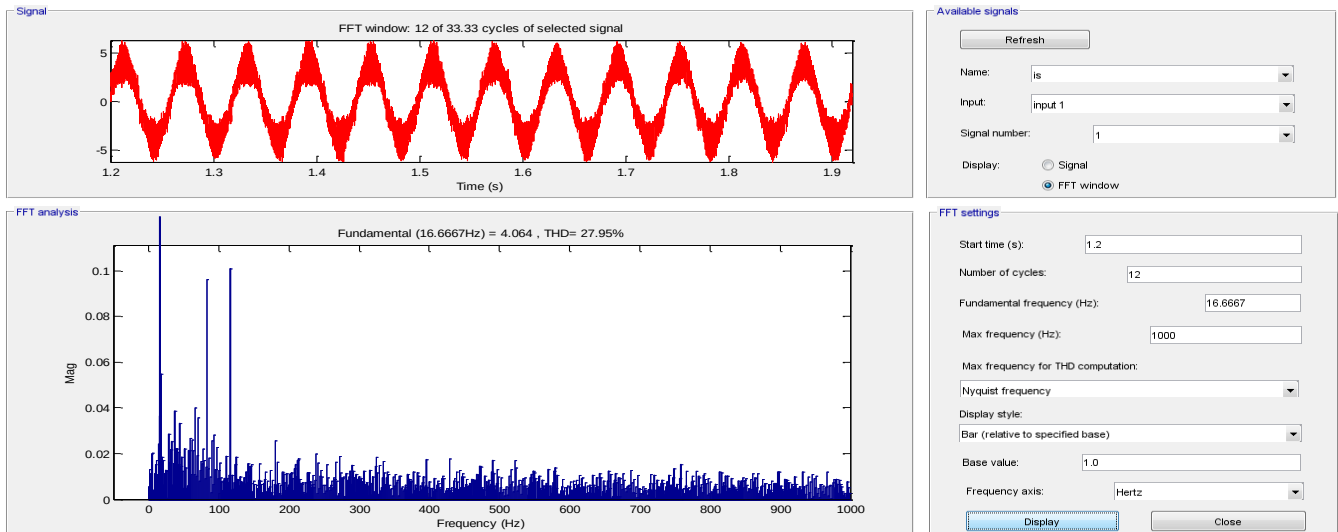


Figure (III.13) : L'analyse du courant statorique I_{sa} et THD (%).

III-11 Conclusion

Pour évaluer plus en profondeur la robustesse du Régulateur à Logique Floue (RLF), ce chapitre propose une comparaison avec la commande classique de type PI. Les résultats montrent clairement que le RLF offre des performances élevées dans divers modes de fonctionnement, que ce soit en régime à vide ou en charge, ainsi que lors de variations de vitesse et de couple de charge. Ce type de régulation (RLF) présente plusieurs atouts, tels que la robustesse, une grande précision, la stabilité, la simplicité, ainsi qu'un temps de réponse très court. Grâce à la logique floue, la régulation devient insensible à ces variations, la vitesse restant stable face aux perturbations et suivant fidèlement la consigne. En conclusion, l'utilisation de la logique floue combinée à la commande vectorielle s'avère efficace pour le contrôle de la vitesse et de la machine synchrone à aimants permanents, malgré la complexité et le fort couplage du modèle non linéaire de cette dernière.

Conclusion générale

Conclusion générale

Conclusion générale

En conclusion, ce projet de fin d'études s'est plongé dans le domaine du Contrôle Direct de Couple (DTC) pour les moteurs asynchrones et a exploré l'intégration de la logique floue dans cette stratégie de contrôle. Tout au long de ce parcours, nous avons acquis des informations précieuses sur les subtilités du contrôle des moteurs, les défis associés aux méthodes traditionnelles et les avantages que la logique floue apporte pour améliorer les performances du DTC.

Notre travail a débuté par une exploration générale des moteurs asynchrones, de leurs principes de fonctionnement et des techniques de contrôle conventionnelles utilisées pour réguler leur couple et leur vitesse. Nous avons examiné les inconvénients de ces méthodes, y compris leur sensibilité aux variations des paramètres du moteur et leur réponse dynamique limitée. Cela a motivé notre exploration du DTC, qui offre un contrôle supérieur du couple et du flux avec une sensibilité réduite aux paramètres du moteur.

De plus, nous avons reconnu le potentiel de la logique floue pour remédier à certaines des lacunes du DTC conventionnel. La logique floue fournit un cadre flexible et intuitif pour traiter les systèmes imprécis et non linéaires, ce qui en fait un candidat idéal pour améliorer les performances du DTC. Nous avons discuté des concepts fondamentaux de la logique floue, y compris les variables linguistiques, les fonctions d'appartenance et les règles floues, et montré comment ces éléments peuvent être intégrés dans le cadre du DTC.

La mise en œuvre pratique du DTC à logique floue a été un aspect central de notre projet. Nous avons développé un modèle de simulation pour illustrer les avantages de cette approche, mettant en évidence sa capacité à fournir un contrôle plus fluide et plus rapide de la vitesse et du couple du moteur, même en présence de perturbations et de variations de paramètres.

Cependant, nous reconnaissons que l'ajustement fin des paramètres flous reste un défi, notamment lors de la transition vers des régimes de vitesse plus élevés. C'est un domaine où des recherches et des expérimentations supplémentaires sont nécessaires. De plus,

l'implémentation matérielle du DTC à logique floue dans des applications industrielles réelles serait une étape importante à venir.

En conclusion, notre étude a montré que l'intégration de la logique floue dans la commande directe de couple pour les moteurs asynchrones est une voie prometteuse pour améliorer les performances du contrôle des moteurs. Elle offre le potentiel d'une précision accrue, d'une robustesse et d'une adaptabilité, qui sont essentielles dans les applications industrielles modernes. Alors que nous concluons ce projet, nous reconnaissons que le parcours de l'innovation et de l'amélioration de la commande des moteurs se poursuit, et nous attendons avec impatience les développements et les avancées futures dans ce domaine.

Annex

Annex

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_s	<i>Résistance statorique</i>	1.2	Ω
R_r	<i>Résistance Rotorique</i>	1.8	Ω
L_s	<i>Inductance statorique</i>	0.1554	H
L_r	<i>Inductance rotorique</i>	0.1564	H
L_m	<i>Inductance Mutuelle</i>	0.0700	H
J	<i>Inertie du moteur</i>	0.0700	KG.M ²
f	<i>Coefficient de frottement</i>	0.00	N.m/rad/sec
p	<i>Nombre de paires de pôles</i>	2	
P_n	<i>Puissance nominale</i>	4	kW
Ω_n	<i>Vitesse nominale</i>	1440	Rad/sec
C_r	<i>Couple de charge nominale</i>	20	N.m
I_n	<i>Courant nominale</i>	15/8.6	A
V	<i>Tension</i>	220/380	V
	<i>Fréquence</i>	50	H

Référence bibliographique

Références bibliographiques

- [ACH 11] A.Acher «command direct de couple DTC de la machine asynchrone à base de contrôleur a la logique floue » Mémoire de master, Université de setif 2011.
- [AIB 09] A. Aibeche, « Commande vectorielle robuste de la machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel ». Thèse de Magister. Université M'hamed Bougara-Boumerdes. Faculté Des Hydrocarbures et de La Chimie.2009.
- [AKO 07] K.Akouchi «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » ,Mémoire de master, universite badji mokhtar- annaba 2007.
- [ALL 14] H.Allaoua et B. Allaoua «Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue» ,Mémoire de master, Université de Bejaia 2014.
- [BAG 99] L.Baghli, «Contribution à la commande de la machine asynchrone ,utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques» thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Soutenu le 14 /01/ 1999.
- [BAG 03] L.Baghli, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Notes de cours, IUFM de Lorraine – UHP 2003 /2004.
- [BAL 04] P. Balazovic, « 56F8300 Hybrid controller used in control of electro-mechanical brake », Freescale Semiconductor, 2004.
- [BEL 01] J. BELHADJ, «Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone » Thèse Doctorat Toulouse, 2001.
- [BEK 10] Y.Bekakra «Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées» Mémoire de Magister En Electrotechnique, Centre Universitaire d'El-oued, 14 / 06 / 2010.
- [BUC 01] G.Buche, « commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réelle MATLAVE/SIMULINK », Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.

- [CAP 01] S. L. Capitaneanu, M. Fadel, J. Faucher, A. Aleida., « Graphical and algebraic synthesis for PWM methods », Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ENSEEIHT/INP Toulouse, EPE Journal Vol.11 N°. 03, Août 2001.
- [CHA 17] CHAHMI Abdelghani, « Identification paramétrique de la machine dédiée au diagnostic», thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf Oran, soutenue le 26/02/2017.
- [CHE 14] Dj.Chekima , «Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue», Mémoire de master, université d'Eloued 2014.
- [CHI 08] A. Chikhi , «Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue » , Mémoire de Magister , Université de Batna 2008.
- [DAM 07] S.Damkhi, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (SIGNAL FLOW GRAPHS) de Holtz », Thèse de Magistère, université de Batna.2007.
- [DOU 19] R.Doumi , «Command PI floue d'une machine asynchrone double étoile » , Mémoire de Master , université Mohamed Boudiaf – Msila , 2019.
- [HAM 14] Dr. Mohamed Assaad HAMIDA, Introduction à la commande par logique floue, cours, 2014.
- [HAU 95] J.P. Caron, J. P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Techenip, Paris1995.
- [KEC 10] R. Kechida, «Utilisation du Contrôle Direct du Flux Statorique et du Filtre de Kalman en Vue du Contrôle Direct du Couple (DTC) d'un Moteur Asynchrone : Application au Diagnostic des Défauts», Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, Algérie, 2010.
- [MAH 08] R. Mahadoui, “Diagnostic industriel par neuro-flou -application à un système de production,” Thèse de magister de l'université de Batna 2008.
- [MEL 16] N. Melki , «Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile» , Mémoire de Master , université Mohamed Boudiaf – Msila , 2016.
- [MES 14] M.I.Messai et M.M.Redouani, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone», Mémoire de master, université d'Eloued 2014.
- [MES 14] M.I.Messai et M.M.Redouani, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone», Mémoire de master, université d'Eloued 2014.

- [MES 17] H. Mesai Ahmed et K.Nadir, «Commande de la machine asynchrone à double alimentation – apport des techniques de l’intelligence artificielle» , Mémoire de Master , université djillali liabes de sidi-bel-abbes, 2017.
- [MEZ 14] N.Meziani et G.Challal «commande par la logique floue d'une machine asynchrone » ,Mémoire de fin d'étude , Université A.Mira-Bejaia 2014.
- [MHI 08] M.A Khalafa 1, R.Randoulsi, A.Sellamil 1, R.Mhiri 1 « commande vectorielle indirectes d’une pompe centrifuge photovoltaïque au fil de soleil » Revue des Energies renouvelables CICME’08 sousse, 2008, TUNISIE.
- [MUN 97] C. Mun ong, «Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink » Parentice Hall PTR. Upper Saddle River, New Jersey 07458, 1997.
- [NAB 06] K. Nabti, « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue» , Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine,2006.
- [OUB 19] A.Oubraham et F.Ramtani «Contribution à la commande directe du couple d’une machine asynchrone avec un régulateur PI adaptatif par logique floue» ,Mémoire de fin de d'etude , Université A.Mira-Bejaia 2019.
- [SUB 02] K. M. Subrata, K. B. Bimal, J. O. O. Pinto, « Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation into over modulation region », IEEE Transactions on Industry Applications, 2002.
- [TAM 06] H.TAMRABET, «Robustesse d’un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [TAM 16] A.Tamma et A. Zerig, «Amélioration des performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone» , Mémoire de master, université d’Eloued 2016.
- [VER 97] L. VERONIQUE, «Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à la commande multi variable» , thèse de doctorat de l’institut national des sciences appliquées de Toulouse, 1997.
- [YAN 05] Yang J, Huang. Jin, “ Direct torque control system for induction motors with fuzzy speed pi regulator ”, Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, 2005.
- [ZEG 13] ML. Zegai, « Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L’intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D’un Moteur Asynchrone Alimenté par

Onduleur Multi-Niveaux » thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf Oran, Soutenu le 01/07/2013.