

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE : AUT-09



FILIERE: AUTOMATIQUE
OPTION : AUTOMATIQUE ET
SYSTEMES

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

Par : BOUDRAS Abdelghafour

THEME

Commande Hybride Backstepping - Floue de
la Machine Asynchrone

Soutenu devant le jury composé de:

OUAGUENI Fayssal	MCB_ Université de M'sila	Président
HERIZI Abdelghafour	MCA_ Université de M'sila	Encadreur
ROUABHI Riyadh	MCA_ Université de M'sila	Co-Encadreur
BENYOUNES Abdelhafid	MCB_ Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2022/2023

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

سبحانك اللهم لا علم لنا إلا ما علمتنا إنك أنت العليم الحكيم

اللهم علمنا ما ينفعنا وانفعنا بما علمتنا وزدنا علما، والحمد لله رب العالمين

اللهم صلي وسلم وبارك على نبينا محمد (صلى الله عليه وسلم)

آمين

Remerciements

Je remercie Allah

Puis

J'exprime ma plus profonde gratitude à mon directeur de thèse, Dr. HERIZI Abdelghafour, pour avoir été une ressource inestimable tout au long du processus de réalisation de cette thèse. Ses conseils inébranlables, ses conseils avisés et sa disponibilité constante ont été déterminants pour assurer le succès de ce projet.

Mes sincères remerciements vont à tous les membres du jury qui ont gracieusement accepté de revoir ce travail.

Mes remerciements les plus sincères vont à tous ceux qui, directement ou indirectement, ont contribué par leur amour, leur sacrifice, leur compétence et leurs encouragements à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A ma chère mère

A mon cher père

A mes chers frères

A tous mes amis

A tous mes amis d'études

A toute ma grande famille Boudras

Boudras abdelghafour

SOMMAIRE

Notation et symboles	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction Générale	1

Chapitre I

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction	4
I.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées	4
I.2.1 Définition	4
I.2.2 Description	4
I.2.3 Hypothèse simplificatrices	5
I.3. Modélisation de la machine asynchrone	5
I.3.1 Modèle mathématique du machine asynchrone triphasé	6
I.3.2 Equations générales de la machine asynchrone	6
I.3.2.1 Equations électriques	6
I.3.2.2 Equations magnétiques	6
I.3.2.3 Equations mécaniques	7
I.4 Modèle du machine dans le système biphasé	7
I.4.1 Transformation de Park	7
I.4.2 Equations électriques et magnétiques de la machine dans le repère biphasé	9
I.5 Définition des différents référentiels	9
I.5.1 Référentiel lié au rotor(x-y)	9
I.5.2 Référentiel lié au champ tournant (d,q)	10
I.5.3 Référentiel lié au stator (α,β)	10
I.6 Equations électromagnétique et mécanique	11
I.7 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasé	11
I.8 Modélisation de l'onduleur de tension	12
I.9 Stratégie de commande de l'onduleur	14
I.10 Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI	14
I.11 Simulation du modèle de la MAS	15
I.11.1 Simulation du MAS sans onduleur	15
I.11.2 Simulation du MAS avec onduleur	16
I.11.3 Interprétations des résultats	17
I.12 Conclusion	17

Chapitre II

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II.1 Introduction	20
II.2 Objectif de la commande vectorielle	20
II.3 Principe de la commande vectorielle	20
II.4 Différentes méthodes des commandes par orientation du flux	21

II.4.1 Méthode direct	21
II.4.2 Méthode indirect.....	21
II.5 Commande vectorielle directe de la(MAS)	22
II.6 Principe du découplage	22
II.7 Schéma bloc de la commande vectorielle directe	23
II.8 Dimensionnement des régulateurs	24
II.8.1 Régulateurs des courants statoriques i_{sd} et i_{sq}	24
II.8.2 Régulation du flux rotorique	25
II.8.3 Régulation de vitesse.....	25
II.9 Résultats de simulation	26
II.9.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	26
II.9.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse	27
II.9.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique	28
II.9.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique.....	29
II.9.5 Interprétation des résultats.....	30
II.10 Conclusion	30

Chapitre III

Commande par Backstepping de la Machine Asynchrone

III.1 Introduction	33
III.2 Généralités sur la technique du backstepping	33
III.3 Les avantages de la commande Backstepping	33
III.4 Principe de la commande par Backstepping.....	34
III.5 Méthodes de Lyapunov	34
III.5.1 Première méthode de Lyapunov.....	34
III.5.2 Deuxième méthode de Lyapunov	35
III.6 Méthode générale de synthèse par Backstepping	35
III.7 Commande par Backstepping	37
III.8 Résultats de simulation.....	41
III.8.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge	41
III.8.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse	42
III.8.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique.....	43
III.8.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique ...	44
III.8.5 Interprétation des résultats	45
III.9 Conclusion.....	45

Chapitre IV

Commande Backstepping - Floue de la Machine Asynchrone

IV.1 Introduction	47
IV.2 Historique de la logique floue	47
IV.3 Domaine d'application	48
IV.4 Concept de la logique floue.....	48
IV.5 Principe d'un contrôleur flou	49
IV.6 Structure d'une commande à logique floue.....	49
IV.6.1 Base de connaissances	50
IV.6.2 Interface de fuzzification	50

IV.6.2.1 Différentes formes des fonctions d'appartenance	51
IV.6.3 Logique de prise de décision (Bloc d'inférence)	52
IV.6.4 Défuzzification.....	52
IV.7 Avantages de la Commande par la logique Floue.....	53
IV.8 Commande hybride backstepping - floue	53
IV.9 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse.....	54
IV.10 Résultats de simulation.....	56
IV.10.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge	56
IV.10.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	57
IV.10.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique .	58
IV.10.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique .	59
IV.10.5 Interprétation des résultats	60
IV.11 Etude comparative entre les techniques de commande utilisées.....	60
IV.11.1 Comparaison qualitative	60
IV.11.2 Comparaison quantitative	61
IV.12 Conclusion.....	62
Conclusion générale	64
Bibliographie	67

Notation et Symboles

MAS	Machine Asynchrone.
MCC	Moteur a courant continu.
MLI	modulation de largeur d'impulsion.
PI	Régulateur proportionnel-intégral.
ISE	Integral of Square Error.
IAE	Integral of the Absolute Error.
ITSE	L'intégrale du produit de l'erreur quadratique du temps
ITAE	L'intégrale du produit de l'erreur de temps
CLF	Contrôleur logique floue.
s, r	Axes correspondants au stator (rotor).
M	Inductance cyclique mutuelle.
J	Moment d'inertie des masses tournantes.
R_s, R_r	Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
L_s, L_r	Inductances cycliques propres statoriques (rotoriques) par phase.
f	Coefficient de frottement visqueux.
T_r, T_s	Constante de temps rotorique (statorique).
σ	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.
C_{em}	Couple électromagnétique de la machine.
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
θ_r	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
θ_a	Angle de positionnement des axes (u, v) par rapport aux axes (XA, XB, XC).
ω_s, ω_r	Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
P	Nombre de paires de pôles.
A, B, C / a, b, c	Trois phases du stator (rotor).
$[i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées.
$[\Phi_{sA}, \Phi_{sB}, \Phi_{sC}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées.
$[\Phi_{rA}, \Phi_{rB}, \Phi_{rC}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées.
i_s, i_r	Courant statorique, Courant rotorique.
$[V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées.
$[V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées.
$[i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées.

V_s	Tension statorique.
V_r	Tension rotorique.
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
(x, y)	Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
(α, β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator.
(u, v)	Axes biphasés.
i_{sd}, i_{sq}	Courant stator instantané selon l'axe (d, q).
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	Courant rotor instantané selon l'axe (α, β).
Φ_{sd}, Φ_{sq}	Flux statorique instantané selon l'axe (d, q).
$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$	Flux rotor instantané selon l'axe (α, β).
V_{sd}, V_{sq}	Tension stator instantané selon l'axe (d, q).
V_{rd}, V_{rq}	Tension rotor instantané selon l'axe (d, q).
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
V_{sq}, V_{sd}	Vecteur de commande équivalent.
max, min	Valeur maximale et minimale.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M_{sr}	Inductance mutuelle stator-rotor.
M_{rs}	Inductance mutuelle rotor-stator.
M_0	Maximum de l'inductance mutuelle entre les deux phases.
M_1, M_2, M_3	Inductances mutuelles entre une phase de stator et une phase de rotor.
$[A]$	Matrice d'évolution d'état du système.
$[B]$	Matrice de commande.
$[X]$	Vecteur d'état.
$[U]$	Vecteur de commande.
e	Erreur.
Δe	Variation de l'erreur.
t	Variable de temps.
e_1, e_2, e_3, e_4	Erreurs.
k_1, k_2, k_3, k_4	Gains de desgin de backstepping.
Kp	Gain du correcteur proportionnel.
Ki	Gain du correcteur intégral
Ω	Vitesse de rotation

Liste des figures

Chapitre I

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone

Figure (I.1) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.....	6
Figure (I.2) : Transformation des axes réels aux axes (d-q)	8
Figure (I.3) : Référentiel lié au rotor (x-y)	9
Figure (I.4) : Référentiel lié au champ tournant (d,q)	10
Figure (I.5) : Référentiel lié au stator (α,β)	10
Figure (I.6) : Représentation simplifiée de l'onduleur.....	12
Figure (I.7) : Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	14
Figure (I.8) : La modulation sinus-triangulaire pour une phase.....	15
Figure (I.9) : Schéma bloc de simulation du MAS.....	15
Figure (I.10) : Résultats de simulation du modèle en tension du MAS en charge.....	16
Figure (I.11) : Résultat de simulation de l'association Onduleur-Machine avec application d'une charge ($C_r=5N.m$ à $t=2$ s)	17

Chapitre II

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Figure (II.1) : Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la (MCC)	22
Figure (II.2) : Schéma bloc de la commande vectorielle	23
Figure (II.3) : Régulation des courants en boucle fermée.....	24
Figure (II.4) : Régulation du Flux rotorique en boucle fermée.....	25
Figure (II.5) : Schéma bloc de la régulation de vitesse	26
Figure (II.6) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge	27
Figure (II.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse	28
Figure (II.8) :Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	29
Figure (II.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	30

Chapitre III

Commande par Backstepping de la Machine Asynchrone

Figure (III.1) : Schéma illustratif de la commande par backstepping	34
Figure (III.2) :schéma bloc globale de la commande.....	38
Figure (III.3) :Résultats de simulation lors de la variation de la charge	42
Figure (III.4) :Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	43
Figure (III.5) :Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique	44
Figure (III.6) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	45

Chapitre IV

Commande Backstepping - Floue de la Machine Asynchrone

Figure (IV.1) : L'architecture interne d'un régulateur floue	49
Figure (IV.2) : : a).Schéma synoptique d'un contrôleur ,b).Configuration d'un contrôleur floue.....	50
Figure (IV.3) :Forme des fonctions d'appartenances usuelles	51
Figure (IV.4) : Forme de la fonction d'appartenance gaussienne	51

Figure (IV.5) : Schéma synoptique d'un régulateur PI-flou de vitesse.....	54
Figure (IV.6) : Fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.....	55
Figure (IV.7) : Surfaces caractéristique d'un régulateur flou.....	55
Figure (IV.8) : Schéma fonctionnel de la commande par backstepping de la MAS basée sur le contrôleur flou	56
Figure (IV.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge	57
Figure (IV.10) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	58
Figure (IV.11) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique	59
Figure (IV.12) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique	59
Figure (IV.13) : Résultats de simulation de la vitesse lors de la variation de la charge	61

Liste des Tableaux

Chapitre IV

Commande Backstepping - Floue de la Machine Asynchrone

Tableau (IV.1) : Méthode usuelles de l'inférence floue.....	52
Tableau (IV.2) : Table des règles de décision pour le contrôleur des puissance	55
Tableau (IV.3) : Étude comparative entre les commandes développée pour la MAS	62

Introduction générale

Les machines asynchrones sont les plus utilisées dans les secteurs industriels en raison liée au faible coût, à la masse réduite, à la robustesse, à la construction simple et à un minimum d'entretien, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande plus complexes [1-3]. Cette complexité à cause ce moteur caractérise par une dynamique multivariable, non linéaire, à paramètres variants dans le temps et avec un fort couplage entre le comportement magnétique (flux) et la partie mécanique (vitesse et couple). De plus, le problème des variables inaccessibles à la mesure directe, telle que : le flux rotorique où l'utilisation des capteurs physiques ne présente pas une solution parfaite. Il existe aussi le problème de la variation paramétrique, en particulier, les résistances rotorique et statorique (chose qui est due à l'effet thermique) [4-8].

À cet effet, pendant longtemps, des efforts importants ont été déployés pour développer des commandes performantes permettant de maîtriser le comportement dynamique de moteur asynchrone.

Nous proposons, dans ce travail, Une nouvelle commande hybride de la machine asynchrone qui combine la commande par Backstepping et la logique floue. Cette technique est exploitée pour établir une nouvelle commande robuste, à base de la logique floue, en vue d'améliorer les réponses dynamiques de la machine asynchrone. La commande par backstepping elle est développée par M. Krstic et P. V. Kokotovic [9,10], ont introduit des méthodes utilisant des changements de variables récursifs appelés backstepping, sur des classes de systèmes triangulaires non linéaires paramétrés. De façon générale, les lois des commandes proposées satisfont de bonnes propriétés de robustesse et d'atténuation de perturbations. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en montrant la stabilité globale de commande. Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leur concevoir des lois de commande intermédiaires [11,12].

La logique floue est l'une des branches importantes de l'intelligence artificielle. Les bases théoriques de cette logique ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh à l'université de Berkeley en Californie, qui introduit la notion de l'ensemble flou [13,14]. Celle-ci permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Ainsi, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique. La logique floue d'être l'un des moyens les plus utilisés pour

l'amélioration de la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation paramétrique et non paramétrique [15-18].

La présente mémoire s'articule sur quatre chapitres :

Le premier chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. Ensuite, nous donnerons un aperçu sur la commande à modulation de largeur d'impulsion des onduleurs de tension. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude.

Le second chapitre concerne, la commande par orientation du flux et plus particulièrement celle du flux rotorique qui constitue l'aspect le plus connu de la commande vectorielle des machines asynchrones. en plus d'un bref rappel sur le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Dans ce type de commande, la machine est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Différents résultats de simulation et interprétations accompagnent la méthode étudiée, tout en démontrant leurs insuffisances en cas de variations paramétriques.

Le troisième chapitre portera sur la théorie de la commande par backstepping. A partir des conditions de stabilité de Lyapunov, on présentera les principes théoriques de cette commande en l'occurrence toutes les relations concernant ce mode de réglage seront établies de façon à permettre une application pratique sur la machine asynchrone. Ensuite, nous donnerons la commande par Backstepping de la MAS basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique, finalement nous présentons des résultats de simulation et des tests de robustesse de cette commande.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons une commande hybride de la machine asynchrone via le Backstepping et la logique floue. Cette commande consiste à remplacer les régulateurs appliqués à la commande backstepping par des régulateurs à base de la logique floue . Enfin, les performances et les améliorations qu'apporte cette dernière par rapport au la commande précédente seront montrées à travers des résultats de simulation et des interprétations .Puis une Etude comparative entre les techniques de commande utilisées.

Pour clore ce travail, une conclusion générale est donnée pour conclure et faire les remarques sur la présente étude et éventuellement énoncer quelques pistes de travaux futurs à explorer en tant que perspectives.

Chapitre I :

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1. Introduction :

À l'heure actuelle, les machines asynchrones sont largement utilisées dans les environnements industriels en raison de leur conception simple et de leur durabilité. Si les stratégies de commande leur permettant de fonctionner à des vitesses variables sont devenues de plus en plus performantes et bénéficient des progrès de l'électronique de puissance, ces machines ont encore des marges d'amélioration. Les modèles électriques, tels que le "modèle Park", sont traditionnellement construits avec une structure de base simple. En utilisant des paramètres fixes, le modèle peut être utilisé pour générer facilement des résultats en temps réel.

Ce chapitre approfondira le modèle triphasé de la machine asynchrone, sa transformation à l'aide du modèle de Park simplifié pour rationaliser la commande, et représentera les équations sous forme d'état en équipant la machine de tension. Nous passerons ensuite à la modélisation de l'alimentation, qui fait intervenir un onduleur de tension régulé par la technique MLI. Enfin, nous simulerons le démarrage de la machine par alimentation directe du réseau triphasé et par l'intermédiaire de l'onduleur de tension, en utilisant le modèle de Park développé et en comparant ensuite les résultats obtenus.

I.2. Généralités sur les machines asynchrones triphasées :

I.2.1. Définition :

Les machines asynchrones triphasées sont des machines électriques qui fonctionnent à l'aide d'un champ magnétique tournant créé par trois courants alternatifs déphasés de 120 degrés. Elles sont également appelées moteurs asynchrones triphasés et sont largement utilisées dans l'industrie.

I.2.2. Description :

Les machines asynchrones triphasées sont composées de deux parties principales : le stator et le rotor. Le stator est la partie fixe de la machine et est constitué de trois enroulements de bobines séparés par 120 degrés, qui sont alimentés par des courants alternatifs déphasés de 120 degrés. Ces courants alternatifs créent un champ magnétique tournant dans le stator. Le rotor est la partie mobile de la machine et est constitué d'un ensemble de barres conductrices placées dans des rainures sur la surface extérieure du rotor. Les barres sont reliées par des anneaux de cuivre, créant un circuit fermé.

Lorsque le champ magnétique tournant du stator rencontre les barres conductrices du rotor, une force électromotrice est induite dans les barres, créant un couple qui fait tourner le rotor. La vitesse de rotation du rotor est légèrement inférieure à la vitesse de rotation du champ magnétique tournant du stator, d'où le nom de machine asynchrone.

I.2.3. Hypothèse simplificatrices :

En modélisant une machine électrique, les chercheurs peuvent obtenir des informations précieuses sur ses comportements statiques et dynamiques. Ceci, à son tour, peut aider à développer des stratégies de contrôle efficaces. La modélisation permet aux experts de recréer des observations expérimentales et de prédire des résultats qui peuvent ne pas être évidents à partir des expériences elles-mêmes. Pour modéliser un MAS triphasé réel, on utilise souvent une machine biphasée fictive aux propriétés magnétiques équivalentes. Cependant, des hypothèses simplificatrices sont généralement faites dans le processus de modélisation [19-21] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes des ces hypothèses, on peut citer :

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

I.3. Modélisation de la machine asynchrone :

L'élaboration de lois de commande pour les machines électriques est un processus crucial qui nécessite une modélisation. Afin d'aborder le contrôle des machines électriques, une méthode de modélisation appropriée doit être utilisée. Les méthodes modernes de modélisation de machines asynchrones sont une application simple qui peut être utilisée à cette fin.

Les caractéristiques uniques des variateurs de vitesse nécessitent des techniques de modélisation spécifiques pour concevoir des systèmes de contrôle efficaces. Cette étape essentielle garantit une fonctionnalité et des performances optimales. Une variété de publications et d'ouvrages spécialisés sont disponibles pour guider le processus de modélisation [22].

I.3.1. Modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé :

La représentation idéale de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donnée par la figure (I.1). La machine est composée de trois phases statoriques (S_A , S_B , S_C) et trois enroulements rotoriques (R_a , R_b , R_c).

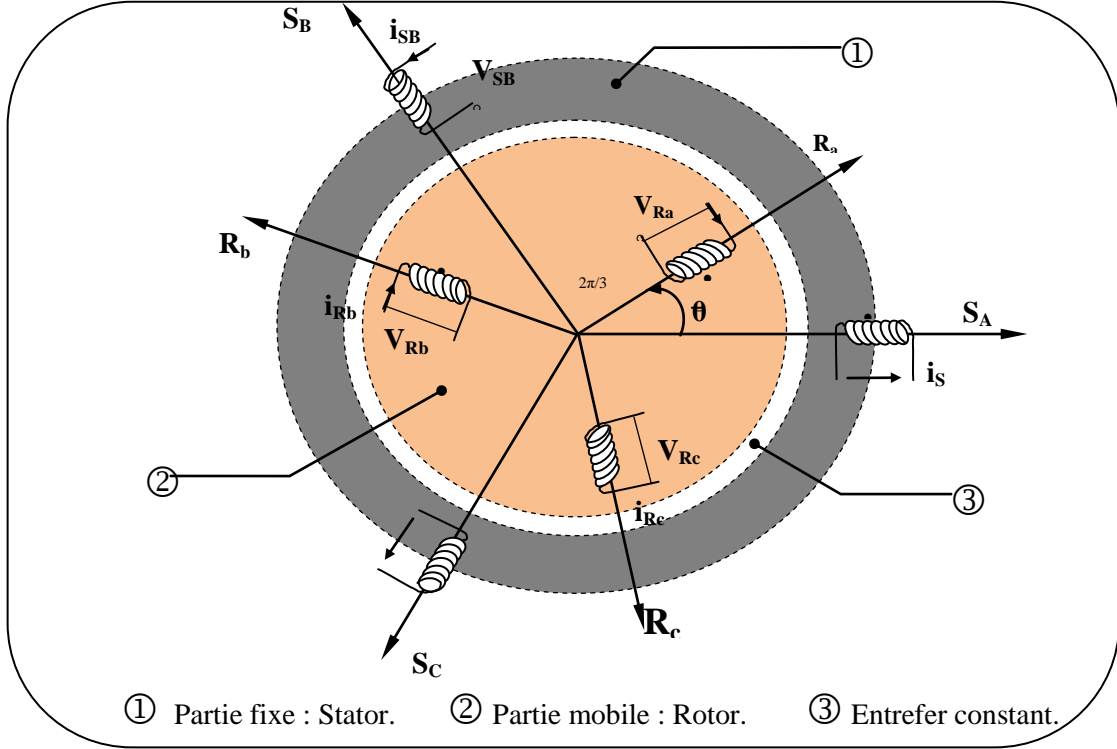


Figure (I.1) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

I.3.2. Equations générales de la machine asynchrone :

En supposant la simplicité et une machine équilibrée, les équations de la machine peuvent être exprimées comme suit :

I.3.2.1. Equations électriques :

Les six enroulements (A,B,C et a,b,c) représentés par la figure (I.1), obéissent aux équations de tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sous forme matricielle suivantes [20,23,24]:

$$\begin{bmatrix} V_{SA} \\ V_{SB} \\ V_{SC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{SB} \\ i_{SC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{SA} \\ \Phi_{SB} \\ \Phi_{SC} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{RA} \\ V_{RB} \\ V_{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{Ra} \\ \Phi_{Rb} \\ \Phi_{Rc} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

I.3.2.2. Equations magnétiques :

À partir des inducteurs, des équations magnétiques pour les flux du rotor et du stator peuvent être dérivées. Ces équations sont constituées de trois coefficients non nuls, qui varient dans le temps en raison de l'angle électrique θ , comme illustré à la figure (I.1).

$$\begin{bmatrix} \Phi_{SA} \\ \Phi_{SB} \\ \Phi_{SC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{RA} \\ \Phi_{RB} \\ \Phi_{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_R & M_R \\ M_2 & M_2 & M_3 & M_R & l_r & M_R \\ M_3 & M_1 & l_1 & M_R & M_R & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances:

$$[\Phi_{SABC}] = [l_{ss}][i_{SABC}] + [M_{sr}][i_{Rabc}] \quad (\text{I.5})$$

$$[\Phi_{Rabc}] = [M_{rs}][i_{SABC}] + [l_{rr}][i_{Rabc}] \quad (\text{I.6})$$

Avec :

$$[l_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [l_{rr}] = \begin{bmatrix} l_R & M_R & M_R \\ M_R & l_R & M_R \\ M_R & M_R & l_R \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = [M_0] \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Avec:

$[M_{sr}] = [M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator rotor.

I.3.2.3. Equations mécaniques :

L'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ \omega = p\Omega \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

I.4. Modèle du machine dans le système biphasé :

I.4.1. Transformation de Park :

Pour simplifier le modèle mathématique d'un système, on peut utiliser des transformations orthogonales. Ces transformations permettent des changements appropriés de

variables, résultant en un ensemble d'équations plus simple. Parmi les différentes transformations disponibles, nous ferons usage de La conversion du park des axes réels "A, B, C" aux axes "d et q" est bien définie sur la figure (I.2) :

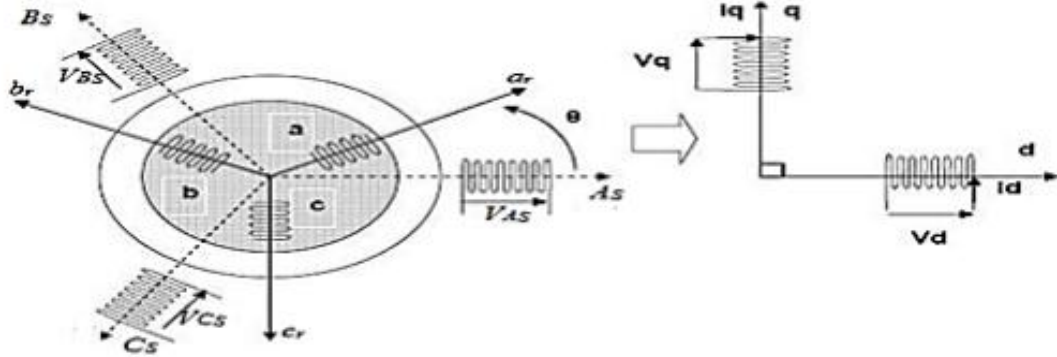


Figure (I.2) : Transformation des axes réels aux axes ($d - q$).

En termes d'application physique, la transformation de Park sur le MAS consiste à transformer les trois bobines (stator et rotor) en deux bobines équivalentes [23,24]. Ceci est fait en s'assurant que les bobines résultantes ont les mêmes considérations, aspects et valeurs proportionnelles par rapport au flux, au couple et au courant. Alternativement, il en résulte au moins une image qui leur est parfaitement proportionnelle.

L'interaction entre le stator et le rotor dans un MAS est complexe, en particulier lorsque les coefficients de couplage fluctuent avec la position du rotor. Pour simplifier le système d'équations différentielles et éliminer sa non-linéarité, nous modifions les variables. Dans les machines électriques triphasées, cette altération consiste à convertir les trois bobinages associés aux phases en bobinages orthogonaux (d, q).

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q, o) est donnée par:

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I.10})$$

La variable X peut être la tension, le flux, ou le courant avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

La matrice $[P(\theta)]$ est choisie orthogonale, ce qui facilite le calcul de la matrice inverse, et aussi pour conserver la puissance électrique instantanée. Alors la matrice inverse devient comme suit:

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

I.4.2. Equations électriques et magnétiques de la machine dans le repère biphasé :

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (u, v) est donnée par :

$$\begin{cases} V_{su} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} - \omega_{obs} \Phi_{sb} \\ V_{sv} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} - \omega_{obs} \Phi_{sa} \\ V_{ru} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} - (\omega_{obs} - \omega) \Phi_{rb} \\ V_{rv} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} - (\omega_{obs} - \omega) \Phi_{ra} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator et du rotor peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

$$\begin{cases} \Phi_{sa} = L_s i_{sa} + M i_{ra} \\ \Phi_{sb} = L_s i_{sb} + M i_{rb} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

$$\begin{cases} \Phi_{ra} = L_r i_{ra} + M i_{sa} \\ \Phi_{rb} = L_r i_{rb} + M i_{sb} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Avec:

$L_s = l_s - M$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - M$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

I.5. Définition des différents référentiels :

L'orientation du marqueur d'axe biphasé peut être choisie de différentes manières, en fonction de la vitesse de rotation du référentiel sélectionné. Le choix de ω détermine les distinctions suivantes [20]:

I.5.1. Référentiel lié au rotor (x-y) :

Il se traduit par la condition $\omega_{obs} = \omega_r$

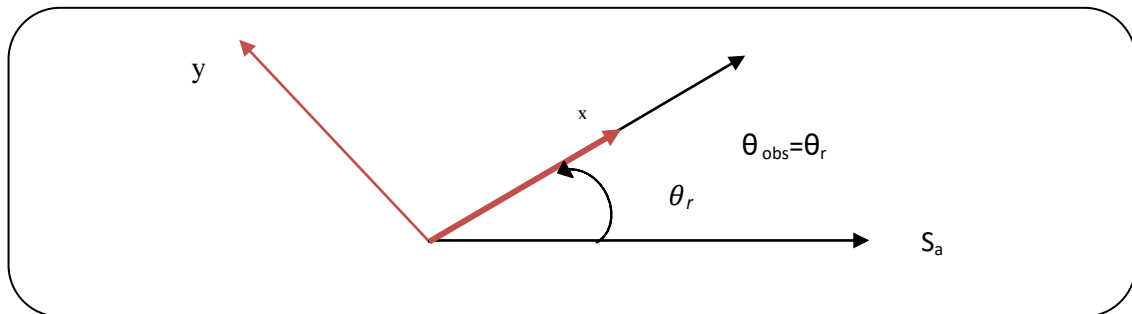


Figure (I.3) : Référentiel lié au rotor (x-y).

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} - \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = R_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Ce système est généralement utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines asynchrones.

I.5.2. Référentiel lié au champ tournant (d,q) :

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant $\omega_{obs} = \omega_s$

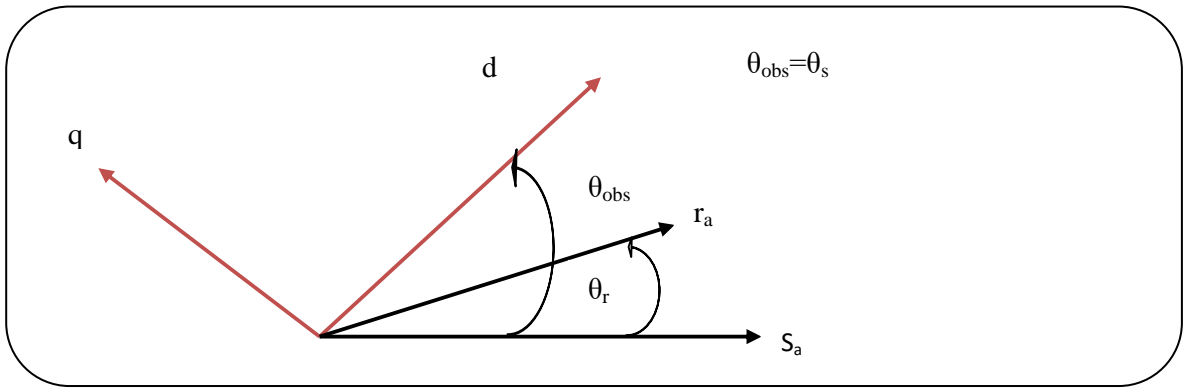


Figure (I.4) : Référentiel lié au champ tournant (d, q)

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} - \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

L'utilisation de ce référentiel offre l'avantage d'avoir des quantités stables dans un état d'équilibre, ce qui simplifie leur contrôle et leur régulation.

I.5.3. Référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$) :

Il se traduit par la condition $\omega_{obs} = 0$

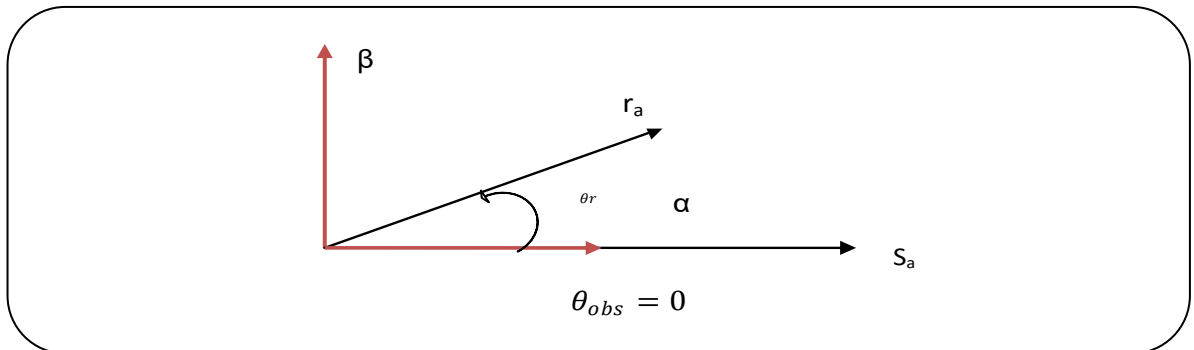


Figure (I.5) : Référentiel lié au stator (α, β)

Les équations du système prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \Phi_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de fuite totale.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

Lorsque vous travaillez avec des quantités instantanées, la référence la plus appropriée est celle qui présente des courants et des tensions réels. Il est particulièrement utile pour scruter les mécanismes de démarrage et d'arrêt des machines à courant alternatif. Par conséquent, ce référentiel est le choix optimal pour la modélisation des machines asynchrones [25].

I.6. Equations électromagnétique et mécanique :

Le couple électromagnétique est exprimé par quatre formules selon le choix de variables d'état . Dans notre cas, on peut exprimer le couple sous la formule suivante :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{I.19})$$

P : Nombre de paire de pôles

La relation entre le couple électromagnétique, la charge de la machine (déterminée par le couple résistant C_r) et la vitesse de rotation résultante peut être exprimée comme suit :

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

Avec :

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Ω : Vitesse mécanique de rotation, ($\omega = P\Omega$)

I.7. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasé :

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme:

$$\dot{X} = [A]X + [B]U \quad (\text{I.21})$$

Avec :

$$\begin{cases} [X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T \\ [V] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T \end{cases} \quad (I.22)$$

Pour le référentiel lié au stator (α - β), les matrices A et B sont données par:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma l_s & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.8. Modélisation de l'onduleur de tension :

Notre approche consistera à sélectionner un onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Pour générer les tensions d'alimentation du moteur asynchrone, nous avons choisi la modulation sinus-delta. Étant donné que le temps de transition des composants semi-conducteurs est beaucoup plus petit que les constantes de temps des régulateurs et des machines, nous pouvons modéliser l'onduleur comme un ensemble de commutateurs idéaux pour faciliter le processus de modélisation et réduire le temps de simulation. La figure (I.6) illustre l'onduleur et son modèle, où les six interrupteurs connectent les deux bornes de la source de tension continue aux trois phases de la machine. Les tensions de sortie sont mesurées par rapport au point fictif "o" de la source, et l'état de chaque interrupteur est décrit par une fonction logique [26].

Le commutateur est fermé lorsque la valeur est un (1) et ouvert lorsque la valeur est zéro (0). Cette fonction est définie par :

$$F_i = \begin{cases} 1 \text{ si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert} \\ 0 \text{ si } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad \text{avec } i = 1,2,3$$

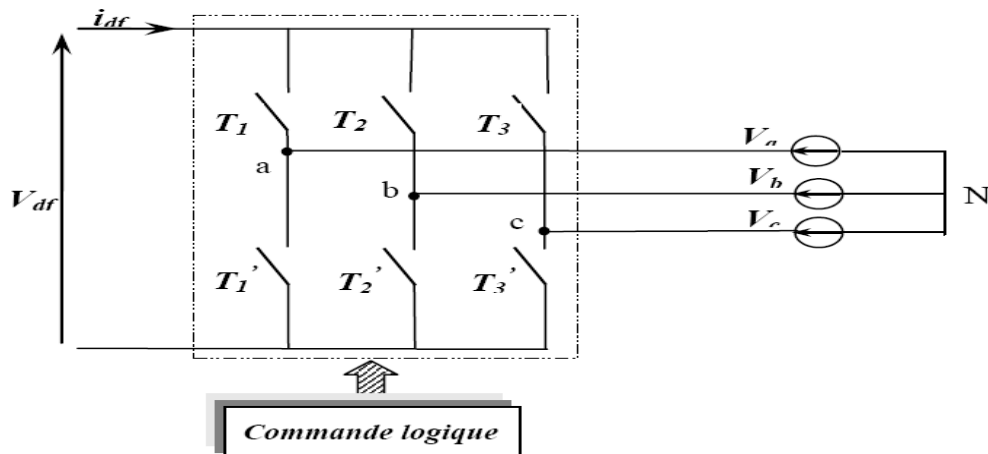


Figure (I.6) : Représentation simplifiée de l'onduleur.

Les potentiels des nœuds a, b, c de l'onduleur par rapport au point N sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{aN} = F_1 V_{df} \\ V_{bN} = F_2 V_{df} \\ V_{cN} = F_3 V_{df} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Les tensions composées de l'onduleur se déduisent en utilisant les fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_{aN} - V_{bN} = V_{df}(F_1 - F_2) \\ U_{bc} &= V_{bN} - V_{cN} = V_{df}(F_2 - F_3) \\ U_{ca} &= V_{cN} - V_{aN} = V_{df}(F_3 - F_1) \end{aligned} \quad (\text{I.24})$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées comme suit :

$$\begin{aligned} V_{aN} = V_a &= \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_{bN} = V_b &= \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_{cN} = V_c &= \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{aligned} \quad (\text{I.25})$$

L'expression sous forme matricielle des tensions simples de l'onduleur, au moyen des fonctions logiques de connexion est obtenue à partir des équations (I.31) et (I.32) :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{df} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

On encore :

$$[V_{abc}] = V_{df} [T_c] [F]$$

Avec :

$$[T_c] = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

$[T_c]$: Matrice de transfert continu alternative.

Le courant à l'entrée de l'onduleur peut s'écrire en fonction des courants de la charge par la relation :

$$I_{df} = F_1 V_a + F_2 V_b + F_3 V_c \quad (\text{I.28})$$

Avec :

$$\begin{aligned} V_a + V_b + V_c &= 0 \\ I_a + I_b + I_c &= 0 \end{aligned} \quad (\text{I.29})$$

Lorsque le neutre de la charge est isolé

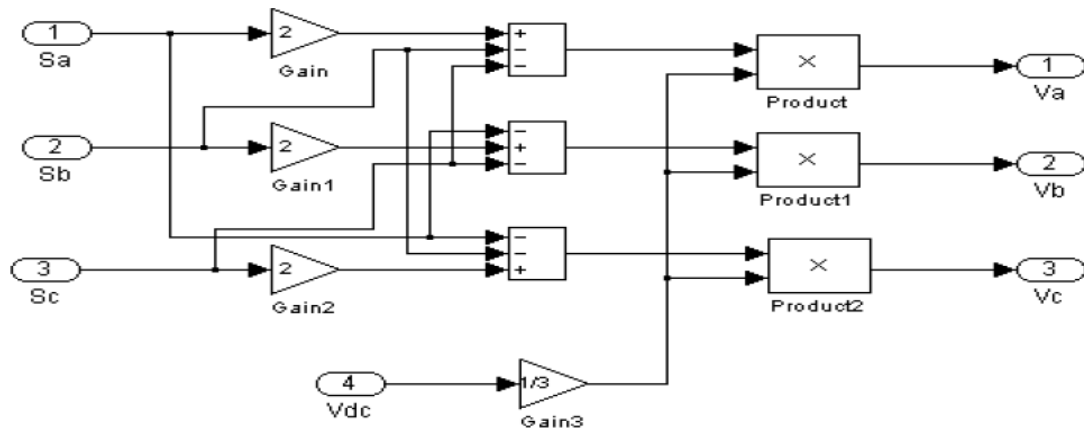


Figure (I.7) : Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

I.9. Stratégie de commande de l'onduleur :

De nombreuses réglementations sont mises en place pour obtenir une onde MLI. À l'origine, la méthode du triangle sinusoïdal, également appelée «méthode de sous-oscillation», a été la première méthode employée. Néanmoins, elle reste la technique la plus couramment utilisée en raison de sa remarquable simplicité [27].

La modulation de largeur d'impulsion en triangle sinusoïdal est un concept fondamental qui consiste à comparer un signal de modulation basse fréquence, également appelé tension de référence, avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les points d'intersection entre le signal modulant et l'onde porteuse déterminent les instants de commutation, la fréquence des commutations étant déterminée par la porteuse. Dans les systèmes triphasés, trois ondes sinusoïdales de même fréquence f_s et de déphasage de $2\pi/3$ sont utilisées comme références. Malheureusement, la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, ce qui signifie que l'intensité du courant contient également des harmoniques responsables des pulsations de couple électromagnétiques et des pertes supplémentaires. Pour résoudre ce problème, un -MLI- est utilisé, ce qui fournit un remède et plusieurs avantages [28] :

- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

D'autre part les conséquences de ces deux avantages sont :

- Minimisation de la distorsion du courant.
- Faible coût du filtre de sortie.

I.10. Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI :

Pour réguler les convertisseurs statiques, la technique couramment utilisée est l'approche de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette méthode a différentes variantes, qui visent toutes à produire une tension sinusoïdale à la sortie de l'onduleur avec un minimum

d'harmoniques. La stratégie MLI consiste à déterminer la durée de modulation pour chaque vecteur de tension pendant la période d'échantillonnage pour atteindre cet objectif. Avec ce contrôle précis, il est possible de déterminer les séquences d'allumage et d'extinction des composants du convertisseur, conduisant à une réduction des harmoniques dans les tensions appliquées au moteur. Pour les variateurs de fréquence nécessitant des performances de premier ordre, il est conseillé de mettre en œuvre une stratégie de contrôle avancée [29].

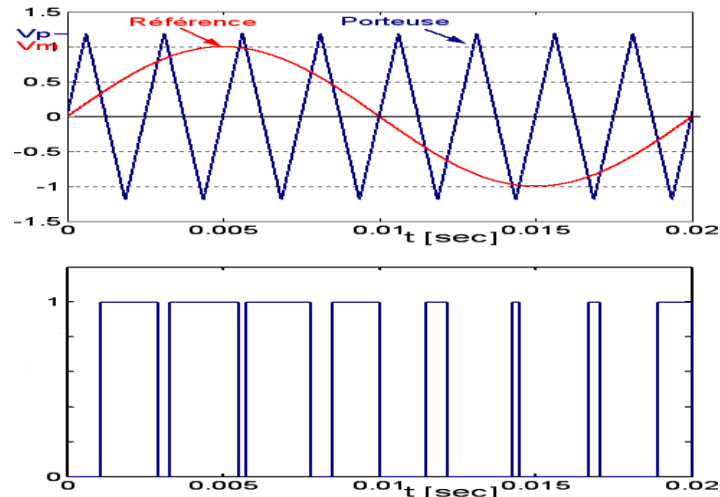


Figure (I.8) : La modulation sinus-triangular pour une phase.

I.11. Simulation du modèle de la MAS :

La simulation a été effectuée par le logiciel «Simulink» sous «Matlab». Dans cette partie on présentera le cas d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. La figure (I.9) représente le schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone.

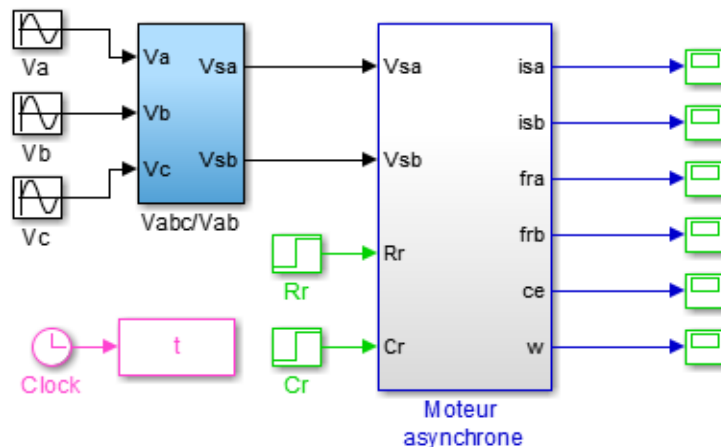


Figure (I.9) : Schéma bloc de simulation du MAS.

I.11.1. Simulation du MAS sans onduleur :

En première simulation, on a considéré le fonctionnement de la machine asynchrone à vide ($C_r = 0$ N.m) et à l'instant ($t=2$ s), on applique une charge ($C_r = 5$ N.m). Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (I.10).

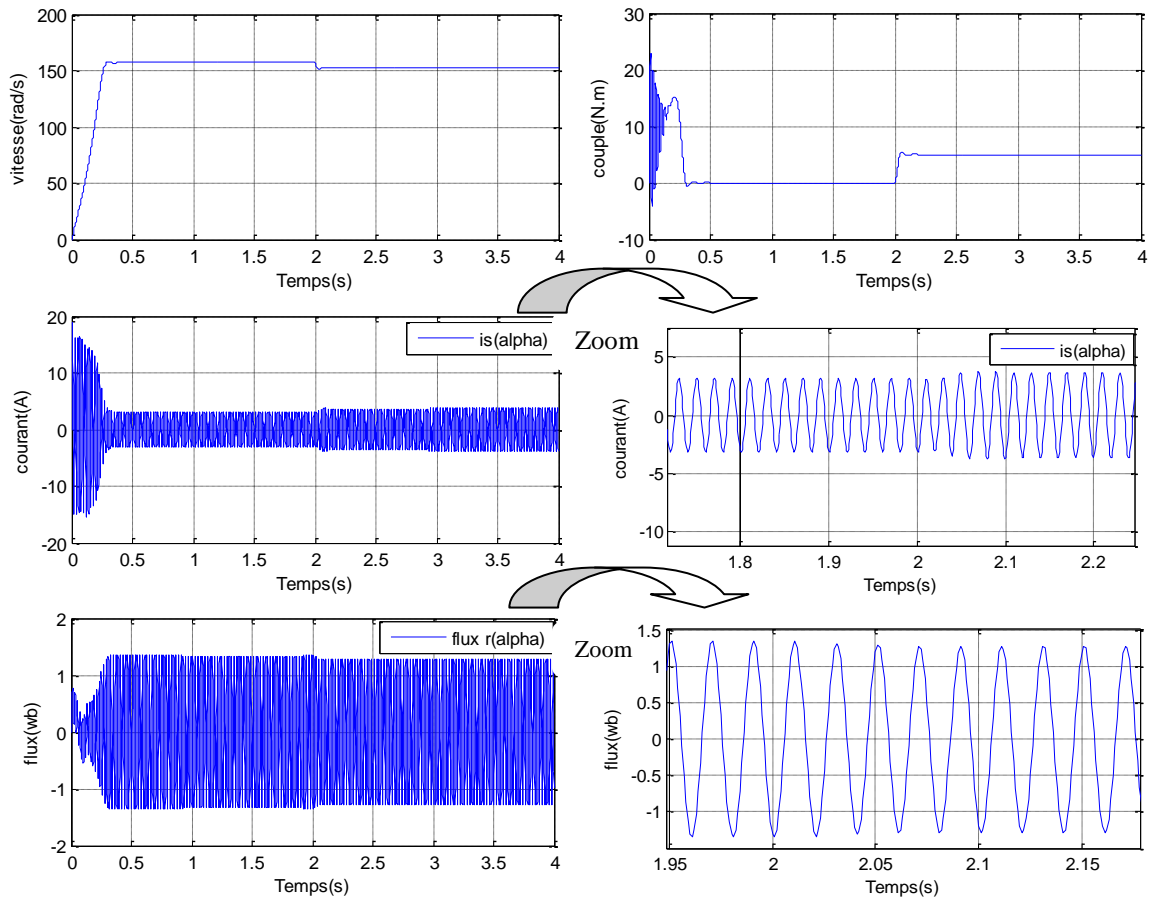
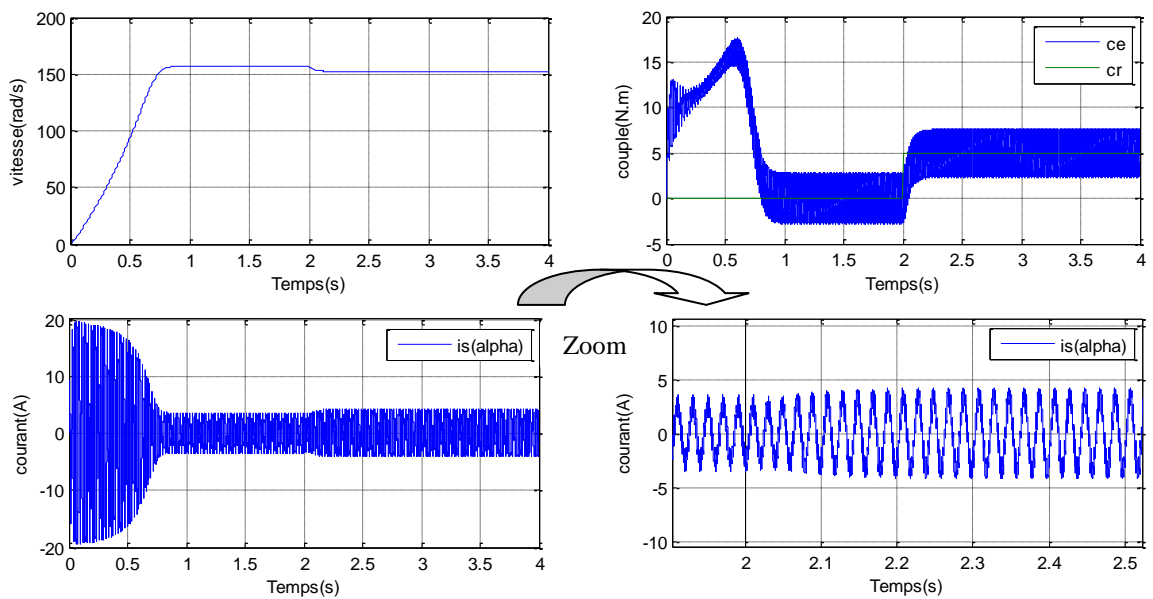


Figure (I.10) : Résultats de simulation du modèle en tension du MAS en charge.

I.11.2. Simulation du MAS avec onduleur :

La figure (I.11), illustre les résultats de simulation de l'association onduleur-MAS pour un démarrage à vide ($C_r = 0$), on applique une charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 2\text{s}$).



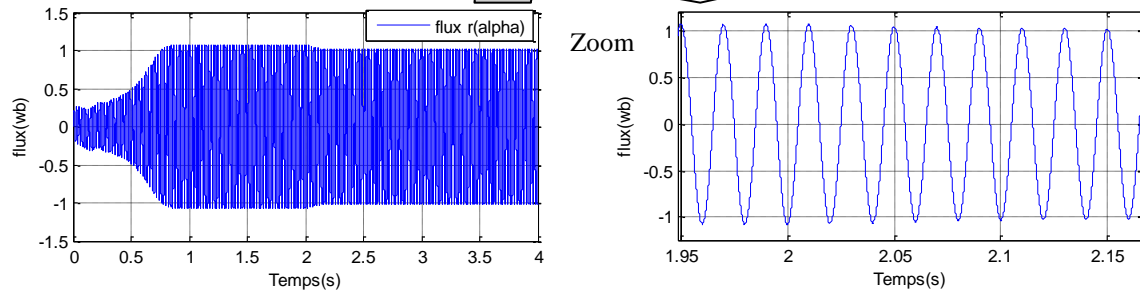


Figure (I.11) : Résultat de simulation de l'association Onduleur-Machine avec application d'une charge ($C_r=5\text{N.m}$ à $t=2\text{ s}$).

I.11.3. Interprétations des résultats :

Lors de régime transitoire de démarrage à vide, le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro), le courant $i_{s\alpha}$ se stabilise à une valeur proche de zéro alors que le courant $i_{s\beta}$ prend une valeur constant.

On remarque également que les flux rotorique subissent une chute causée par la charge imposée.

L'oscillation de couple est l'élément marquant de cet oscillogramme, il est fortement pulsatif, présente au premier instant de démarrage, des battements importants suivi d'un nombre d'oscillation, le couple tend vers zéro pour le démarrage à vide .Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence $C_r=5\text{ N.m}$. on constate qu'au démarrage à vide, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, puis elle se stabilise à la valeur 157 rad/s après un certain temps (temps de réponse estimé de $t=2\text{s}$) mais quand on applique une charge donnée par $C_r=5\text{N.m}$, on constate une diminution de la vitesse, suite à la charge appliquée qui tend à freiner le moteur. Après un certain temps dépendant de l'inertie de la charge entraînée la vitesse de 157 rad/s à 150.8 rad/s .

I.12. Conclusion :

Après avoir analysé ce chapitre, nous avons développé avec succès un modèle mathématique pour la machine asynchrone. Pour simplifier la complexité de ce modèle, nous avons utilisé plusieurs hypothèses et appliqué la transformation de Park. Cette transformation nous a permis de transformer la machine triphasée en une machine biphasée équivalente.

Lors de l'utilisation du logiciel MATLAB/SIMULINK pour simuler une machine asynchrone, la sortie résultante est dans un format de boucle ouverte, ce qui signifie qu'aucun contrôle n'est présent. Cependant, il convient de noter que lorsque la charge augmente, la vitesse de la machine subit une diminution correspondante.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera

l'objet du 3^{ème} chapitre en appliquant la commande vectorielle et la commande par backstepping.

Pour améliorer la tension de sortie de l'onduleur on va utiliser une autre commande de l'onduleur, il s'agit de la modulation vectorielle qui est reconnue comme étant la plus performante.

Chapitre II :

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II.1. Introduction :

Diverses applications industrielles s'efforcent d'atteindre un contrôle supérieur de la vitesse et du couple en remplaçant le contrôle scalaire, qui présente des performances médiocres et inadéquates.

Pour contrôler une machine asynchrone, il est nécessaire de contrôler à la fois le couple et le flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, contrairement à celle d'une machine à courant continu, où le découplage naturel entre le flux et le couple simplifie son contrôle. Une solution est venue sous la forme du contrôle vectoriel, qui a été introduit dans les années 1970 comme un moyen de découpler les grandeurs du stator et du rotor, similaire à celui d'un moteur à courant continu. Son application n'a été possible que grâce aux progrès de l'électronique de puissance et du traitement du signal, qui ont permis d'effectuer les calculs complexes nécessaires [30].

Le contenu suivant se concentrera sur l'exploration théorique du contrôle vectoriel utilisant le flux de rotor orienté, suivi de sa simulation.

II.2. Objectif de la commande vectorielle :

La commande vectorielle (ou commande par orientation de champ) est une technique de commande avancée utilisée dans les systèmes électriques de puissance pour contrôler l'état et le mouvement des machines électriques telles que les moteurs électriques et les générateurs. L'objectif principal de la commande vectorielle est de contrôler la vitesse, le couple et la direction de rotation des machines électriques de manière précise et efficace.

Plus spécifiquement, la commande vectorielle permet de contrôler la vitesse et le couple d'un moteur électrique indépendamment l'un de l'autre, ce qui permet d'obtenir une réponse rapide et précise de la machine électrique. Elle permet également de contrôler la direction de rotation du moteur électrique en inversant simplement la direction du champ magnétique tournant.

II.3. Principe de la commande vectorielle :

La mise en œuvre de la commande vectorielle permet d'appliquer un mode de fonctionnement similaire sur une machine asynchrone, comme on le voit dans les machines à courant continu où le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs distinctes, à savoir le courant d'induit et le flux inducteur [31]. Le contrôle de la machine asynchrone passe par la régulation du couple, de la vitesse, voire du positionnement. Pour réaliser cette commande, il devient nécessaire d'écrire le couple en fonction du courant dans le référentiel (d-q). Ceci peut être accompli au moyen d'un produit croisé entre les flux ou les courants.

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.1})$$

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe. Elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu, où le découplage est naturel entre le réglage du flux et celui du couple, ce qui rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage.

Si le deuxième produit (Φ_{rq}, i_{sd}) est supprimé, il devient évident que le couple ressemble étroitement à celui d'une machine à courant continu. Ceci peut être réalisé en alignant la référence ($d - q$) pour éliminer la composante de flux en quadrature. En d'autres termes, l'angle de rotation de Park doit être choisi de manière appropriée pour que le flux du rotor soit entièrement transporté sur l'axe direct (d), ce qui donne $\Phi_{rq} = 0$.

Le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} \Phi_{rd} i_{sq} \quad (\text{II.2})$$

Pour régler le flux, il faut manipuler le facteur " i_{sd} " du courant stator, tandis que la composante " i_{sq} " sert à modifier le couple. Il en résulte deux variables d'action, similaires à celles d'un seul (MCC). Une méthode à considérer consiste à maintenir une composante " i_{sd} " constante, ce qui signifie que la référence est établie pour imposer un flux nominal dans l'appareil. Le régulateur de courant pour " i_{sd} " est responsable du maintien de cette constante de courant.

II.4. Différentes méthodes des commandes par orientation du flux :

II.4.1. Méthode direct :

La méthodologie de calcul de l'angle de Park diffère de la méthode indirecte. Dans la méthode directe, l'angle est calculé à partir de quantités mesurées ou estimées au lieu d'être mesuré à partir de la pulsation du stator, qui est formée à la fois par la vitesse de rotation et la pulsation du rotor. Pour déterminer le flux rotorique, un ensemble de mesures doit être effectué aux bornes du système. Bien qu'il soit possible de mesurer le flux du rotor en insérant un capteur de flux dans l'entrefer de la machine, cette approche n'est pas préférée car elle entraîne un moteur moins robuste et un prix plus élevé. Au lieu de cela, le flux rotorique est estimé à partir des courants statoriques mesurés directement par des capteurs de courant. Le processus d'estimation implique également le calcul de l'impulsion statorique (ω_s) et de l'angle de transformation (θ_s) [32].

II.4.2. Méthode indirect :

L'approche utilisée dans cette méthode ne repose pas sur l'amplitude du flux au lieu de cela il se concentre uniquement sur sa position. De ce fait le flux n'est pas gouverné et il n'est pas nécessaire d'utiliser un capteur de flux, qu'il s'agisse d'un capteur physique ou d'un

modèle dynamique. Cependant un capteur de position du rotor qui mesure la vitesse est nécessaire dans cette méthode [33].

II.5. Commande vectorielle directe de la (MAS) :

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle ($\Phi_{rq}=0$ et $\Phi_{rd}=\text{constante}$) dans les équations d'état de la machine représentées dans le repère lié au champ tournant [34]:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + R_t i_{sq} - \frac{M}{L_r} \omega \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{sd} \\ \omega_s - \omega = \frac{M}{\Phi_r T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Ces expressions peuvent être exploitée telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un gros inconvénient : " V_{sd} " influe à la fois sur " i_{sd} " et " i_{sq} " donc sur le flux et le couple, il en est de même pour " V_{sq} ". On est alors amené à réaliser un découplage entre les grandeurs.

II.6. Principe du découplage :

Le rotor d'une machine à courant continu est généralement enroulé de manière à garantir que l'axe de force magnétomotrice de l'induit est à un angle de 90° par rapport à l'axe du flux inducteur, quelles que soient les circonstances. Le couple produit par une machine est directement lié au produit du flux de champ et du courant d'induit. Cela signifie que la vitesse de rotation de la machine est affectée par le couple. A l'inverse, les interactions dans une machine asynchrone deviennent complexes du fait de la variation d'angle entre le champ tournant du stator et du rotor dans le temps.

Pour arriver à une situation similaire à celle d'une machine à courant continu, il est nécessaire de trouver un repère clair qui puisse décomposer le vecteur courant du stator en deux composantes. Comme le montre la figure (II.1), un composant produit un flux tandis que l'autre produit un couple [35].

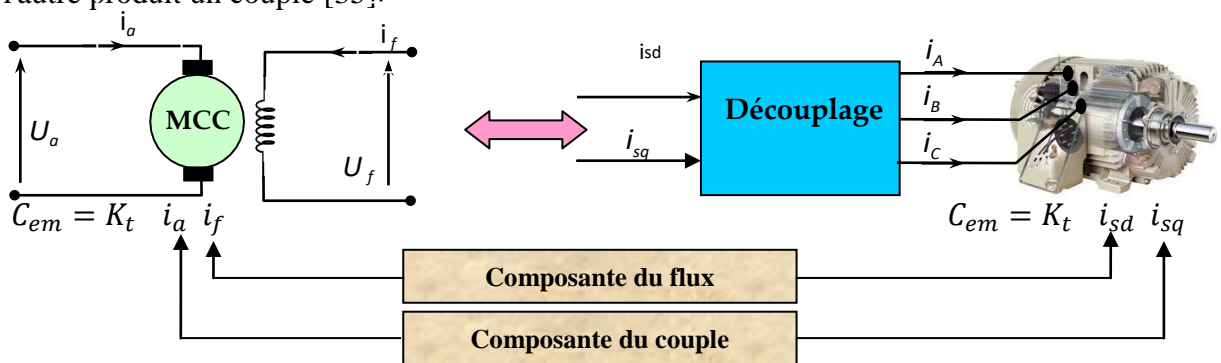


Figure (II.1) : Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la (MCC) [35].

Le découplage par compensation, nécessite l'introduction de deux nouvelles variables de commande " V_{sd} " et " V_{sq} " telles que:

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (II.4)$$

Avec:

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} \end{cases} \quad (II.5)$$

Tel que :

e_{sd} : fem de rotation créée par " i_{sd} "

e_{sq} : fem de rotation créée par " i_{sq} "

Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires " e_{sd} " et " e_{sq} ". On peut utiliser une estimation du flux réel " Φ_r " pour le calcul de ces valeurs " e_{sd} " et " e_{sq} ". La synthèse des régulateurs porte sur des systèmes linéaires, mais une erreur ou une dérive sur les paramètres de la machine provoquent une réapparition du couplage et de la non stationnarité du système et parfois même sa déstabilisation. Il faut donc utiliser des régulateurs robustes.

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - R_t i_{sq} \end{cases} \quad (II.6)$$

II.7. Schéma bloc de la commande vectorielle directe :

La figure (II.2) représente le schéma bloc de la commande vectorielle.

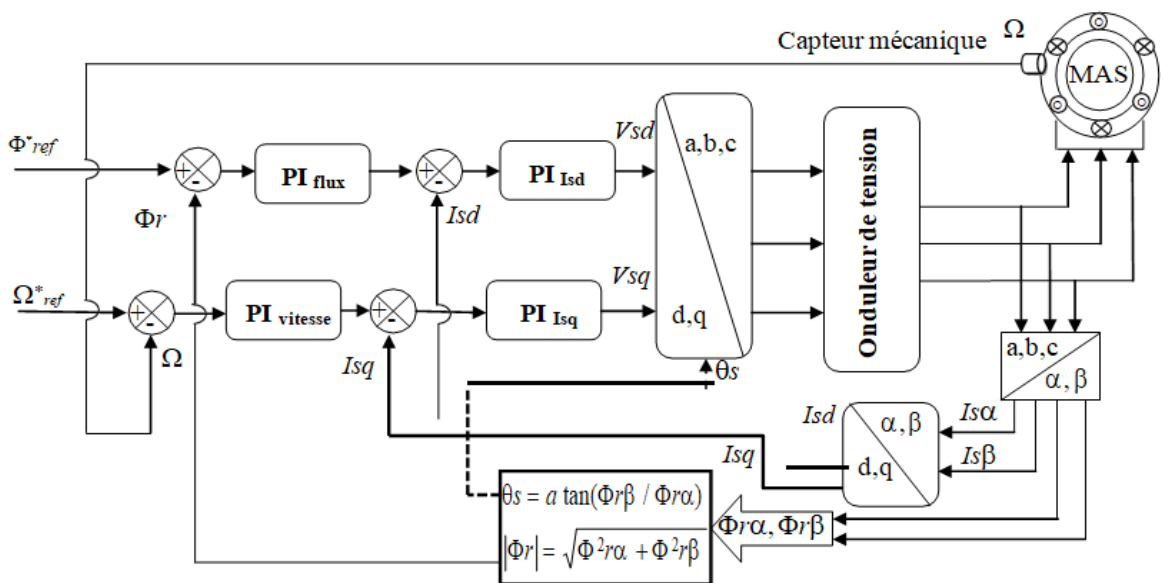


Figure (II.2) : Schéma bloc de la commande vectorielle.

II.8. Dimensionnement des régulateurs :

Les régulateurs de type PI proportionnel-intégral sont couramment utilisés dans la commande de machines électriques. La fonction de régulateur proportionnel-P garantit une réponse dynamique rapide, tandis que la fonction de régulateur intégral élimine l'erreur statique dans l'état permanent du système [36, 37].

Pour réguler la vitesse, le flux et les courants et i_{sd} , i_{sq} nous avons un total de quatre régulateurs PI sous notre contrôle. Le régulateur de courant i_{sd} et i_{sq} .

II.8.1. Régulateurs des courants statoriques " i_{sd} " et " i_{sq} " :

Le découplage proposé par l'équation (II.6) permet d'écrire:

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s s} \quad (\text{II.7})$$

$$\frac{i_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s s} \quad (\text{II.8})$$

Nous souhaitons d'obtenir, en boucle fermée, une réponse de type 1^{er} ordre. Soit un régulateur proportionnel intégral de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.9})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.3).

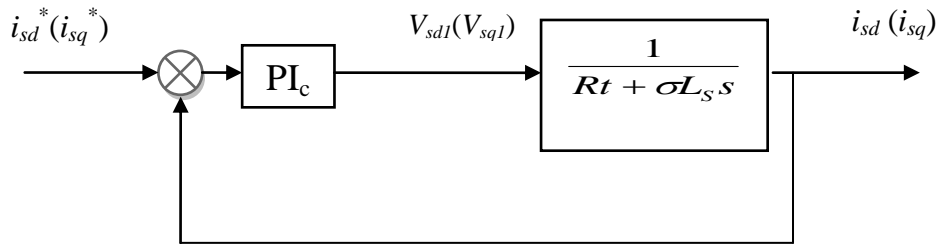


Figure (II.3): Régulation des courants en boucle fermée.

La fonction de transfert en BO sera :

$$BO_c(s) = \frac{k_i}{R_t s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{R_t}{R_t + \sigma L_s s} \right) \quad (\text{II.10})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition:

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{\sigma L_s}{R_t} \quad (\text{II.11})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$BF_c(s) = \frac{k_i}{R_t s} \quad (\text{II.12})$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$BF_c(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{II.13})$$

Avec:

$$\tau_i = \frac{R_t}{k_i} \quad (\text{II.14})$$

En combinant les deux équations (II.11) et (II.13), Les coefficients des régulateurs des composantes du courant seront donnés par:

$$\begin{cases} k_i = \frac{R_t}{\tau_i} \\ k_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.8.2. Régulation du flux rotorique :

L'orientation du flux rotorique nous permet d'écrire à partir de les équations (II.3)

$$\frac{\Phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r s + 1} \quad (\text{II.16})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1^{er} ordre. Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.4).

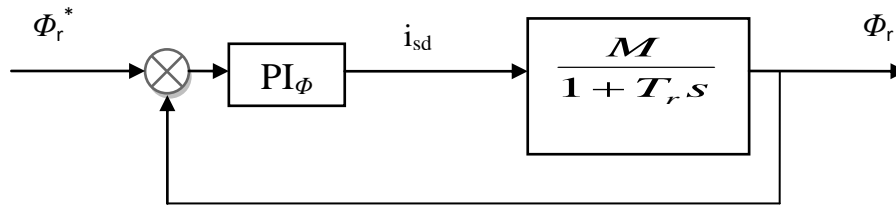


Figure (II.4) : Régulation du Flux rotorique en boucle fermée.

La fonction de transfert en BO sera :

$$BO_c(s) = \frac{k_i}{s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{M}{T_r s + 1} \right) \quad (\text{II.17})$$

La compensation de pôle nous permet d'avoir la condition suivante:

$$T_r = \frac{k_p \phi}{k_i \phi} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant comme suit:

$$BO_\phi(s) = \frac{M k_p \phi}{s} \quad (\text{II.19})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$BF_\phi(s) = \frac{1}{\tau_\phi s + 1} \quad (\text{II.20})$$

Avec:

$$\tau_\phi = \frac{1}{M k_i \phi} \quad (\text{II.21})$$

A partir des conditions (II.18) et (II.21), les paramètres du régulateur de flux sont:

$$\begin{cases} k_{i\phi} = \frac{1}{M \tau_\phi} \\ k_{p\phi} = \frac{T_r}{M \tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

II.8.3. Régulation de vitesse :

Le schéma bloc de la régulation de vitesse est représenté par la figure (II.5)

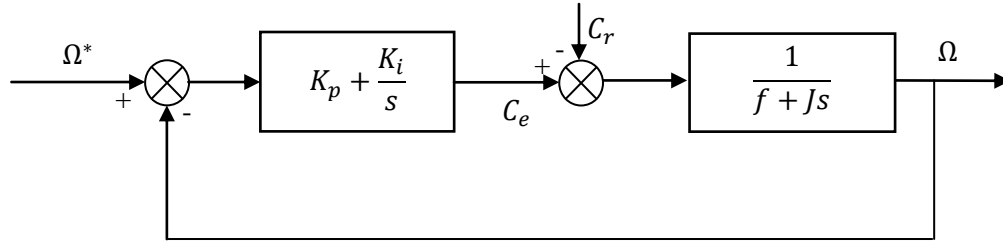


Figure (II.5) : Schéma bloc de la régulation de vitesse.

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

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{k_p s + k_i}{s(Js + f)} \quad (\text{II.23})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + (k_p + f)s + k_i} \quad (\text{II.24})$$

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

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta s}{\omega_n} + 1} \quad (\text{II.25})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{k_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II.26})$$

$$\frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{k_i} \quad (\text{II.27})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\zeta=1$ et une pulsation ω_n donnée on obtient :

$$K_i = J\omega_n^2 \quad (\text{II.28})$$

$$K_p = 2J\omega_n - f \quad (\text{II.29})$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de temps (τ).

II.9. Résultats de simulation :

Pour vérifier les résultats de la simulation de contrôle vectoriel direct, un test doit être effectué. Pour tester les performances du système, nous avons effectué des simulations dans des conditions de fonctionnement normales et variables. Comprendre les différences de charge, de vitesse et les résistances du rotor et du stator (R_r et R_s) est crucial.

II.9.1. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge :

Pour vérifier l'efficacité de la commande vectorielle, on applique dans ce test une charge de valeur $C_r = 5N.m$ à l'instant ($t=2s$). Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (II.6). Ces résultats indiquent que la variation de charge a eu un impact sur tous les aspects du système, compris la vitesse, le couple, les flux et les courants. Malgré cette variation, le système a été parfaitement maîtrisé.

En observant les biens faits en œuvre le contrôle vectoriel avec la structure de régulation

PI, nous pouvons conclure que la vitesse de rotation reste dans un alignement relatif avec sa référence. Quant à la fluctuation du couple, on remarque qu'après une brève période de transition, elle atteint une valeur qui s'accommode du couple résistant appliqué.

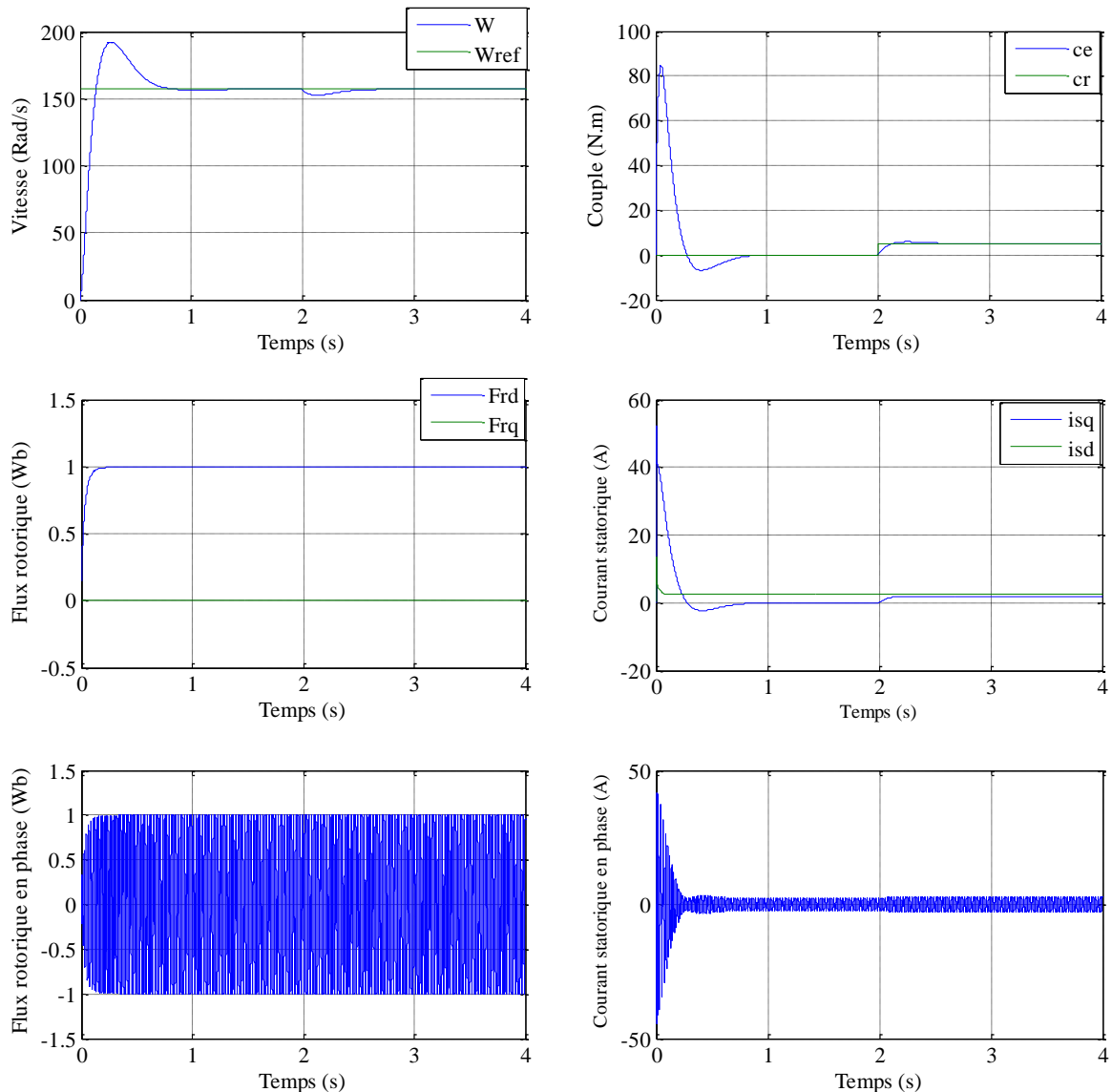


Figure (II.6) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

II.9.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse :

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale $C_r = 0N. m$ et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s . A l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l'instant $t = 3s$, la machine tourne à une faible vitesse de 50 rad/s . On applique une autre charge de valeur $C_r = 5N. m$ entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (II.7), où sont présentés, la vitesse, le couple, le flux et les courants directs et en phase de commande générée par le principe de l'orientation du flux rotorique.

A l'observation, on constate que la vitesse progresse régulièrement vers son nouveau point de référence, avec un pic momentané survenant lors du passage d'un état à l'autre. De

même, le couple adhère étroitement à sa valeur prévue, affichant un découplage idéal. Le débit subit une légère fluctuation au moment du changement de vitesse.

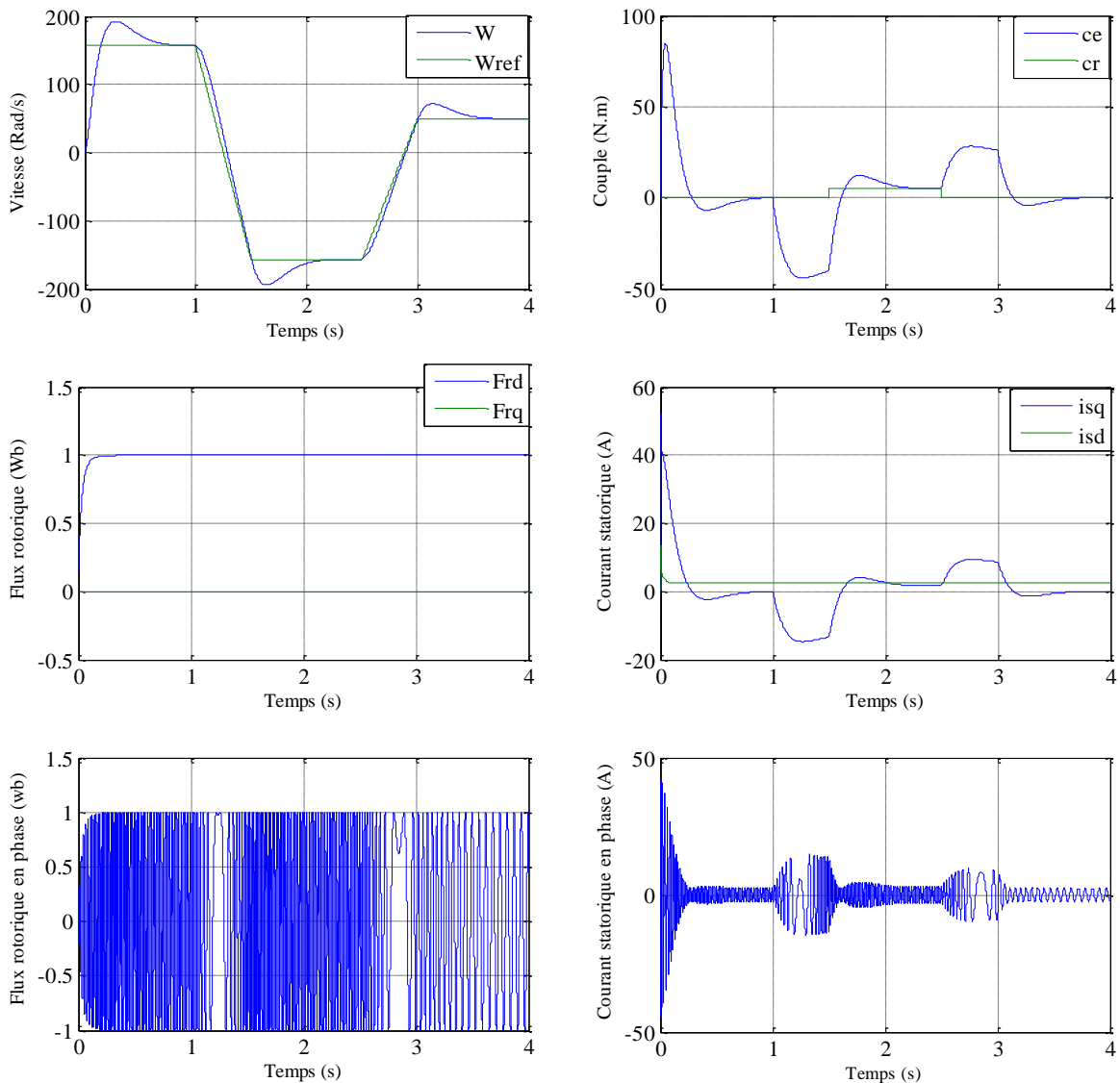


Figure (II.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

II.9.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique :

La figure (II.8) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale dû à l'échauffement de la machine. La variation de R_r sera appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 3s$. On applique aussi une charge de valeur $C_r = 5N.m$ entre les mêmes instants, c'est-à-dire entre $t = 1.5s$ et $t = 3s$.

Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique R_r n'influe pas sur la vitesse de la machine, présentant une erreur de vitesse nulle, la variation remarquable à cause de la variation du couple de charge C_r . Le couple suit sa valeur de référence. Le flux présente une légère variation de son module alors que le découplage est toujours maintenu. Les courants en phase présentent une forme sinusoïdale qui augmente avec l'augmentation de la résistance.

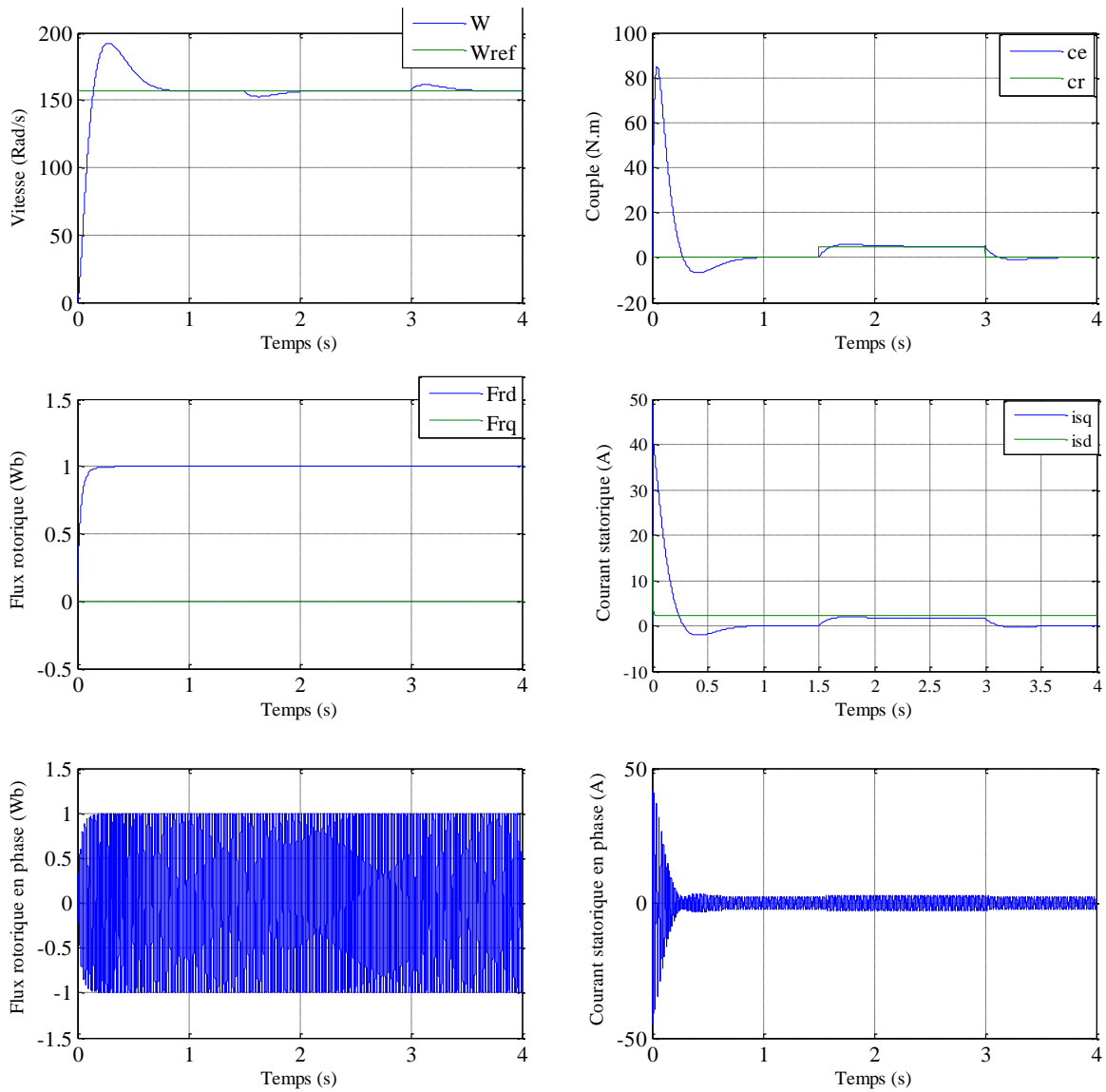
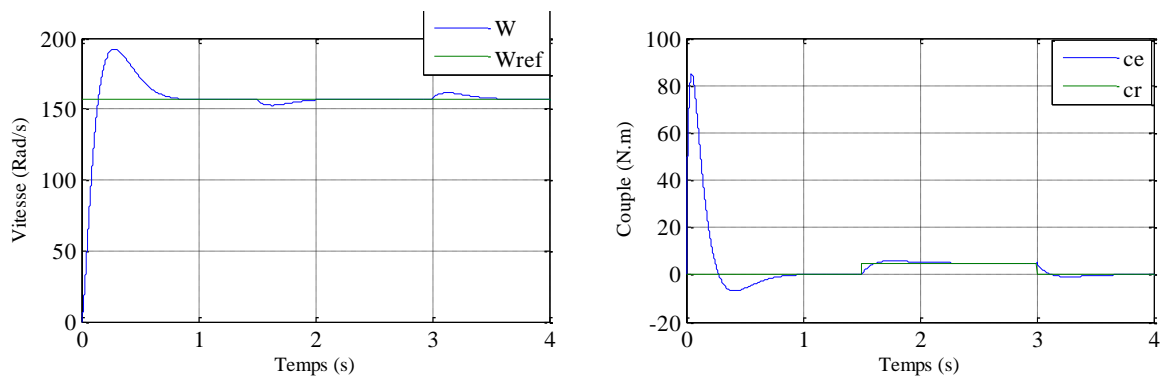


Figure (II.8) :Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

II.9.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique :

Dans ce cas nous avons fait une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 3s$. Les résultats ne présentent aucun changement sur les courbes de la vitesse et de flux. Cela prouve que la commande est robuste vis-à-vis de la variation de R_s .



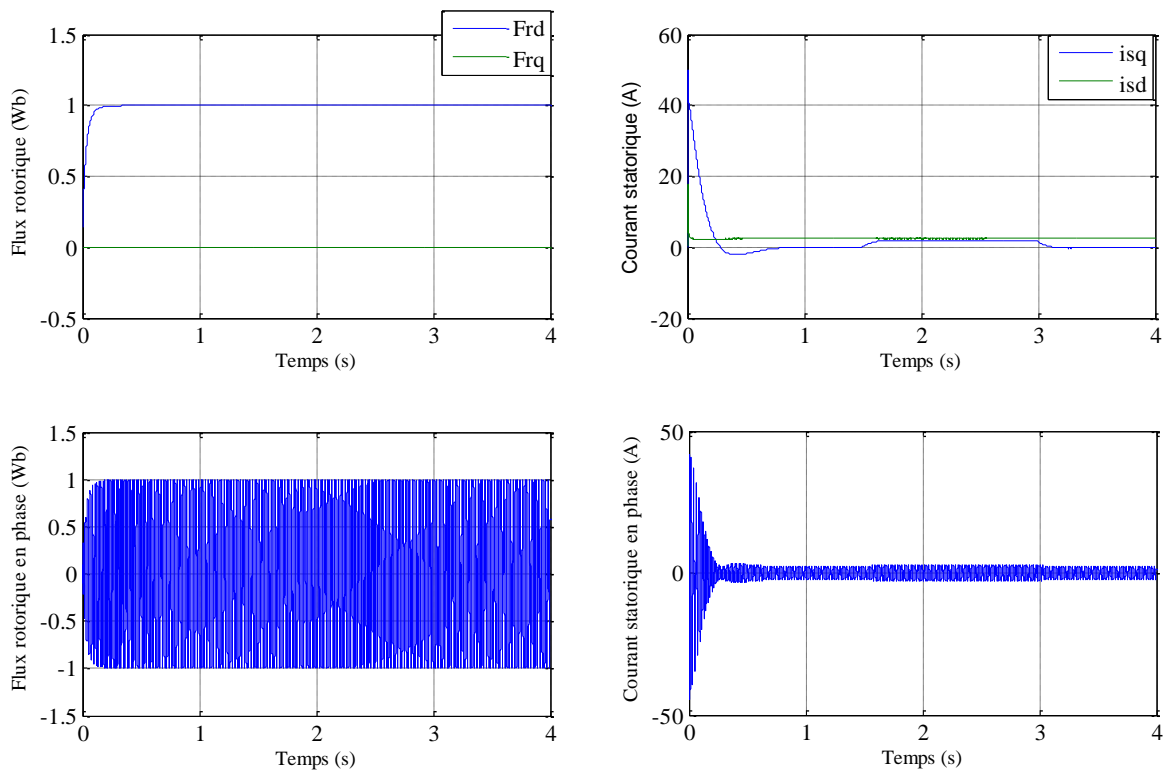


Figure (II.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

II.9.5. Interprétation des résultats :

Sur la base des résultats de la simulation, il est évident que le contrôle vectoriel, équipé d'une structure de régulation de vitesse de type PI, est bien conçu. Pendant les phases transitoires et à l'état stable, la vitesse de rotation adhère bien à sa référence avec une erreur de suivi minimale sur différents profils. Une orientation optimale du flux rotorique est présente, et le couple de référence est suivi avec précision par le couple électromagnétique. Le régulateur montre une bonne réponse aux perturbations de charge, avec un temps de rejet court. De plus, la référence de couple électromagnétique réagit immédiatement à l'application ou à la suppression du couple de charge. Pour les autres paramètres R_r, R_s l'influence de leurs variations n'a pas été prise en compte par le système de commande.

II.10. Conclusion :

Dans le présent chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle comme moyen traditionnel de régulation de la machine asynchrone. Le contrôle vectoriel s'est avéré fournir des résultats satisfaisants en termes de maintien de la stabilité et de la précision malgré les fluctuations de vitesse et de charge. Cependant, cette technique de contrôle se heurte à un inconvénient important ; lorsque certains paramètres liés à la température (à savoir la résistance du rotor et du stator) augmentent de plus de 100 %, les performances de la machine et son contrôle vectoriel en pâtissent fortement. Cela est dû au fait que les régulateurs conventionnels sont conçus en fonction des paramètres initiaux de la machine. Dans le

prochain chapitre, nous explorerons une technique de commande c'est la Commande par BACKSTEPPING qui élimine complètement le besoin de régulateurs.

Chapitre III :

Commande par Backstepping de la Machine Asynchrone

III.1. Introduction :

Les techniques de commande robustes ont occupé le devant de la scène dans le domaine de la commande des machines électriques, en mettant l'accent sur leur application. Les progrès rapides des ordinateurs numériques et de l'électronique de puissance ont conduit à leur évolution et à l'optimisation des processus industriels. Un tel exemple est la commande backstepping, qui a suscité un intérêt récent. Cela peut être attribué à la disponibilité croissante de commutateurs haute fréquence et de microprocesseurs efficaces [38].

La technique du backstepping a été appliquée pour différentes machines électriques en particulier la machine asynchrone. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en montrant la stabilité globale de commande [39].

Ce chapitre présente l'application de la commande par backstepping, basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique, à la machine asynchrone. Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. A la fin du chapitre, il sera présenté les résultats de simulation de cette commande.

III.2. Généralités sur la technique du backstepping :

La technique du Backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problèmes. Le Backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer & Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovit & Sussmann (1989) d'autre part [39]. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le Backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande.

L'objectif de cette technique est de calculer, en plusieurs étapes, une commande qui garantie la stabilité globale du système. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte de la non linéarité [40].

III.3. Les avantages de la commande Backstepping :

La commande Backstepping est une technique de commande non linéaire qui permet de contrôler des systèmes dynamiques complexes [41]. Voici quelques-uns de ses avantages :

- **Stabilité robuste** : la commande Backstepping garantit la stabilité robuste du système sous contrôle, même en présence de perturbations et d'incertitudes.
- **Convergence rapide** : cette commande permet une convergence rapide vers l'état d'équilibre du système, ce qui réduit le temps de réponse et améliore les performances.

- **Adaptabilité** : la commande Backstepping est capable de s'adapter aux changements dans la dynamique du système, ce qui la rend particulièrement utile pour les systèmes dynamiques complexes et variables dans le temps.

III.4. Principe de la commande par Backstepping :

La technique de commande par backstepping consiste à diviser le système en plusieurs sous-systèmes imbriqués les uns dans les autres, disposés par ordre décroissant. Après cette division, la fonction de Lyapunov est alors calculée [42,43].

Le processus de stabilisation récursive d'un système à partir de la boucle implique d'augmenter l'ordre du système à chaque étape et de traiter la partie qui n'a pas été stabilisée à l'étape précédente. Enfin, la loi de commande est implémentée pour assurer la stabilité.

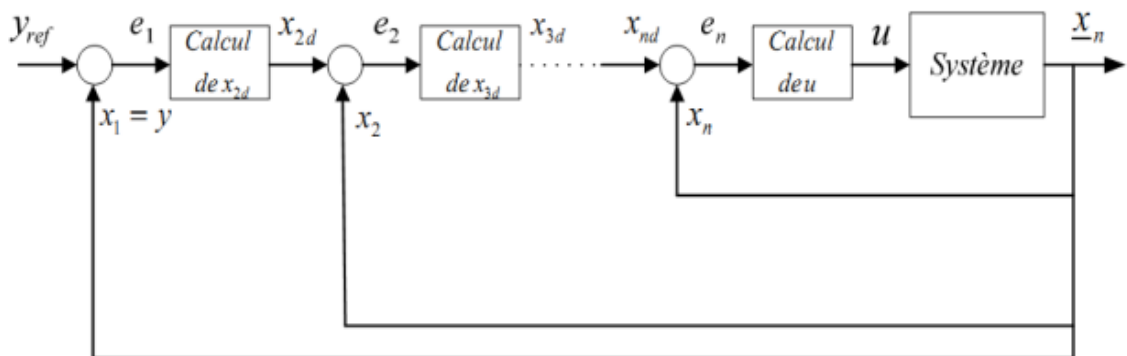


Figure (III.1) : Schéma illustratif de la commande par backstepping.

III.5. Méthodes de Lyapunov :

Il existe deux approches potentielles pour contrôler les systèmes non linéaires. La première méthode implique la linéarisation du système régulé, de sorte que les techniques dédiées aux systèmes linéaires peuvent être appliquées. D'autre part, la deuxième approche consiste à rechercher une fonction de contrôle de Lyapunov qui peut assurer une performance particulière pour le système en boucle fermée [44]. Malheureusement, il peut être difficile de trouver de telles fonctions pour les systèmes non linéaires d'ordres élevés. Cependant, la technique du backstepping peut réduire la complexité de ce processus, offrant un avantage significatif.

L'utilisation du backstepping dans l'analyse de stabilité repose sur les méthodes de Lyapunov. Ces méthodes fournissent un moyen puissant pour détecter et établir des conditions adéquates pour la stabilité dynamique du système. Les équations différentielles de ces systèmes n'ont pas besoin d'être résolues explicitement pour déterminer leur stabilité [44].

III.5.1. Première méthode de Lyapunov:

La méthode utilisée pour analyser la stabilité d'un système consiste à étudier la stabilité localement par la linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Bien que cette

méthode soit utile, elle a ses limites ; il ne fournit que des informations sur la stabilité locale et n'offre aucun aperçu du domaine de la stabilité globale. De plus, les approximations faites dans cette méthode sont limitées à des approximations du premier degré, ce qui signifie que tous les phénomènes non linéaires ne peuvent pas être pris en compte. L'étude locale, cependant, peut être utile pour déterminer si l'étude de la stabilité doit être poursuivie. Si le système linéarisé s'avère instable, alors le système non linéaire sera également instable [45].

III.5.2. Deuxième méthode de Lyapunov :

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système [44].

L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée $\frac{dV(x)}{dt}$ est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine.

III.6. Méthode générale de synthèse par Backstepping :

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_1(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_1(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Avec : $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n, u \in \mathfrak{R}$

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode Backstepping, on considère que la sortie du système $y = x_1$ désire suivre le signal de référence y_{ref} . Le système étant d'ordre n , la mise en œuvre s'effectue en n étapes.

Etape 1 :

On commence par la première équation du système (III.1), où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{ref} \quad (\text{III.2})$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{III.3})$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

Pour un tel système, on construit d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III.5})$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (III.4) Pour cela, prenons : $x_2 = \alpha_1$ telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (\text{III.7})$$

Où $k_1 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.4) sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{III.8})$$

Ce qui implique :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.9})$$

Etape 2 :

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous-système précédent :

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (\text{III.10})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III.11})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \\ &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Pour le système (III.12), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Le choix de x_3 qui stabilisera la dynamique du système (III.12) et rendra \dot{V}_2 négative est: $x_3 = \alpha_2$ telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2 e_2 \quad (\text{III.15})$$

Où : $k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.12) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1)[-k_1 \dot{e}_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] - [-k_1 e_1 + \alpha_0 - f_1(x_1)] \dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{III.17})$$

Un tel choix implique:

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.18})$$

Etape n :

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (\text{III.19})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{III.20})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \\ &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

Pour le système (III.21), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \\ &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_n^2] \end{aligned} \quad (\text{III.22})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + e_n \dot{e}_n \\ &= -k_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier. Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n \quad (\text{III.24})$$

Où : $k_n > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (\text{III.25})$$

Ce qui garanti la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \quad (\text{III.26})$$

III.7. Commande par Backstepping :

Dans cette partie, nous présentons une nouvelle approche de la commande backstepping appliquée à la machine asynchrone. Cette approche est conçue de telle façon à garder la même structure générale d'une commande vectorielle à flux orienté, comme le montre la figure (III.2) afin de garantir de bonnes performances tout en assurant une régulation et une limitation des courants [46].

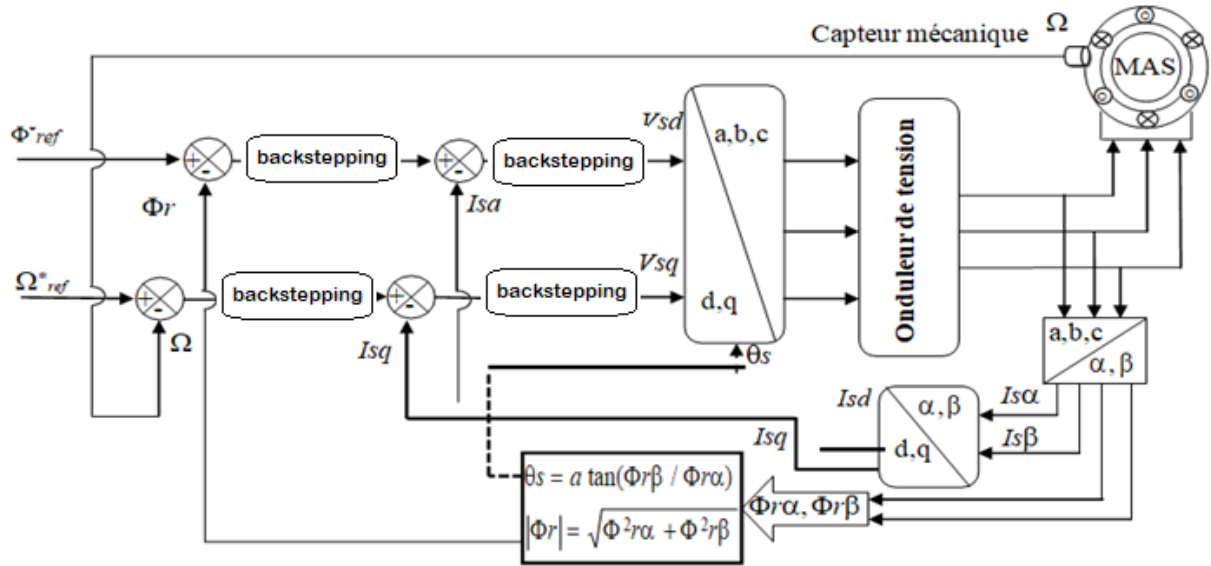


Figure (III.2) :schéma bloc globale de la commande.

Sous les hypothèses de la linéarité du circuit magnétique, et en négligeant les pertes fer, le modèle non linéaire d'ordre cinq de la machine asynchrone, est exprimé dans le référentiel fixe (α, β) sous la forme [46]:

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{P \cdot M}{J \cdot L_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{r\alpha} - P \cdot \Omega \cdot \Phi_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r} M \cdot i_{s\alpha} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{r\beta} + P \cdot \Omega \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r} M \cdot i_{s\beta} \\ \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{M \cdot R_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{P \cdot M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \Omega \cdot \Phi_{r\beta} - \frac{M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \cdot i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{M \cdot R_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \cdot \Phi_{r\beta} - \frac{P \cdot M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \Omega \cdot \Phi_{r\alpha} - \frac{M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \cdot i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{s\beta} \end{cases} \quad (III.27)$$

Le modèle (III.27) est un système fortement couplé, multi variables et non linéaire. Ces propriétés compliquent toujours la commande de la machine asynchrone. La transformation du flux orienté est toujours utilisée pour simplifier le modèle. Cette transformation change le modèle d'état $(i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$ du repère statorique fixe (α, β) à un nouveau repère (d, q) qui tourne avec le flux rotorique $(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$. Elle est décrite par [46]:

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \\ i_{sq} = \frac{\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \\ \Phi_{rd} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}, \quad \Phi_{rq} = 0 \\ \theta_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \end{cases} \quad (III.28)$$

Ainsi, le modèle (III.27) peut être réécrit sous la forme:

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} \cdot \Phi_d i_{sq} - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = -\alpha \Phi_d + \alpha M \cdot i_{sd} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\eta \cdot i_{sd} + \alpha \beta \Phi_d + P\Omega \cdot i_{sq} + \alpha M \cdot \frac{i_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\eta \cdot i_{sq} - \beta P\Omega \cdot \Phi_d - P\Omega \cdot i_{sd} - \alpha M \cdot \frac{i_{sq} \cdot i_{sd}}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{sq} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = P\Omega + \alpha M \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_d} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Avec :

$$\mu = \frac{PM}{L_r}, \quad \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \quad \eta = \frac{M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}$$

L'implémentation de la commande backstepping est mieux adaptée au modèle (III .29). Le concept fondamental de la technique de backstepping implique la sélection récursive de fonctions d'état spécifiques pour agir comme entrées de commande virtuelles pour les sous-systèmes de premier ordre du système global. De ce fait, la mise en œuvre de la technique de backstepping se décompose en plusieurs étapes. Lors de chaque étape, une fonction Lyapunov étendue est liée pour assurer la stabilité de l'ensemble du système.

Etape1 :

Cette première étape consiste à identifier les erreurs e_1 et e_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Ω_{ref} ainsi que le module du flux rotorique Φ_d et celui de référence Φ_{ref}

$$\begin{aligned} e_1 &= \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 &= \Phi_{ref} - \Phi_d \end{aligned} \quad (\text{III.30})$$

La dérivée de l'erreur est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \cdot \Phi_d i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{e}_2 &= \dot{\Phi}_{ref} - \dot{\Phi}_d = \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d - \alpha M \cdot i_{sd} \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

La première fonction de Lyapunov est définie par:

$$v_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{III.32})$$

On choisit les fonctions stabilisantes comme suit:

$$\begin{aligned} (i_{sq})_{ref} &= \frac{1}{\Phi_d} \cdot \frac{J}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref}) + \frac{C_r}{\mu} \\ (i_{sd})_{ref} &= \frac{1}{\alpha M} (k_2 e_2 + \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d) \end{aligned} \quad (\text{III.33})$$

Alors la dynamique des erreurs est donnée par: $\dot{e}_1 = -k_1 e_1$ et $\dot{e}_2 = -k_2 e_2$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps est:

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0 \quad (\text{III.34})$$

Avec : $k_1 > 0, k_2 > 0$

Etape 2 :

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\begin{cases} e_3 = (i_{sq})_{ref} - i_{sq} \\ \quad = \frac{1}{\Phi_d} \cdot \frac{J}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref}) + \frac{C_r}{\mu} - i_{sq} \\ e_4 = (i_{sd})_{ref} - i_{sd} \\ \quad = \frac{1}{\alpha M} (k_2 e_2 + \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d) - i_{sd} \end{cases} \quad (III.35)$$

Alors l'équation (III.31) sera de la forme:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} \cdot e_3 \\ \dot{e}_2 &= -k_2 e_2 + \alpha M \cdot e_4 \end{aligned} \quad (III.36)$$

La dérivée de (III.35) nous donne:

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = (\dot{i}_{sq})_{ref} - \dot{i}_{sq} \\ \quad = (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dot{e}_4 = \frac{1}{\alpha M} (k_2 \dot{e}_2 + \ddot{\Phi}_{ref} + \alpha \dot{\Phi}_d) - \dot{i}_{sd} \\ \quad = (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (III.37)$$

Où :

$$\begin{aligned} \delta_1 &= -\eta i_{sq} - \beta p \Omega \cdot \Phi_d - p \Omega \cdot i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sq} i_{sd}}{\Phi_d} \\ \delta_2 &= -\eta i_{sd} + \alpha \beta \Phi_d + p \Omega \cdot i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\Phi_d} \end{aligned}$$

Etape 3 :

Pour définir les lois de commande, on adopte une nouvelle fonction de Lyapunov décrite par l'expression suivante:

$$v_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (III.38)$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\dot{v}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (III.39)$$

Sa dérivée est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + e_3 \left(k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sq} \right) \\ &\quad + e_4 \left(k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \end{aligned} \quad (III.40)$$

Où : $k_3 > 0, k_4 > 0$

On choisit la commande comme suit :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \sigma L_s \left((\dot{i}_{sd})_{ref} + k_4 e_4 - \delta_2 \right) \\ V_{sq} &= \sigma L_s \left(k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 \right) \end{aligned} \quad (III.41)$$

La dérivée de l'erreur e_3 et e_4 sera comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= -k_3 e_3 - e_1 \frac{\mu}{J} \\ \dot{e}_4 &= -\alpha M e_2 - k_4 e_4 \end{aligned} \quad (\text{III.42})$$

Donc à partir de l'équation (III.36) et (III.42) on peut écrire :

$$\dot{e} = A \cdot e \quad (\text{III.43})$$

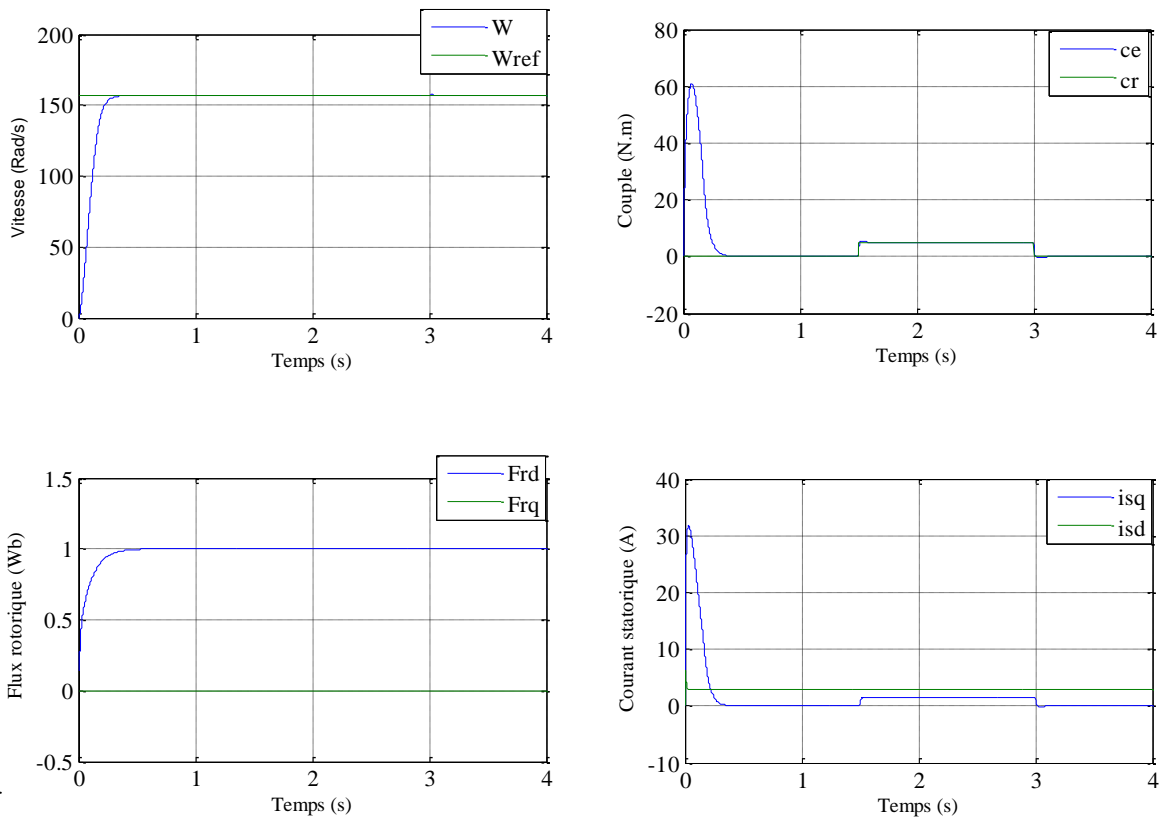
$$\text{Avec : } A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & \alpha M \\ -\frac{\mu}{J} & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -\alpha M & 0 & -k_4 \end{bmatrix} \text{ et } e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

III.8. Résultats de simulation :

L'objectif de cette étape est de contrôler la machine asynchrone à flux rotorique orienté par la commande du backstepping. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande à savoir, la variation de charge et la variation de la vitesse, de couple et la variation paramétrique (résistance rotorique et statorique).

III.8.1 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge :

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge nominale, entre les instants $t = 1.5\text{s}$ et $t = 3\text{s}$, on lui applique une autre charge de valeur $C_r = 5\text{N.m}$. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (III.3) Nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne. On peut noter également que la variation de charge n'influe pas sur les grandeurs de vitesse, de flux et des courants une petite augmentation, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours réalisé.



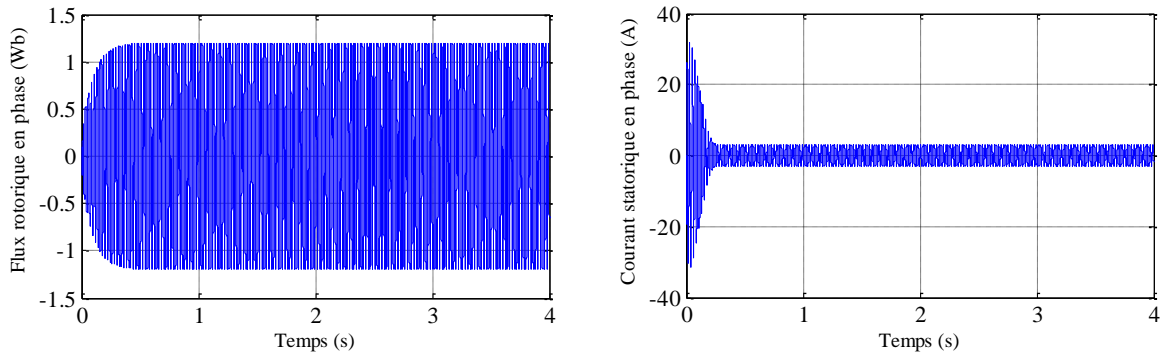
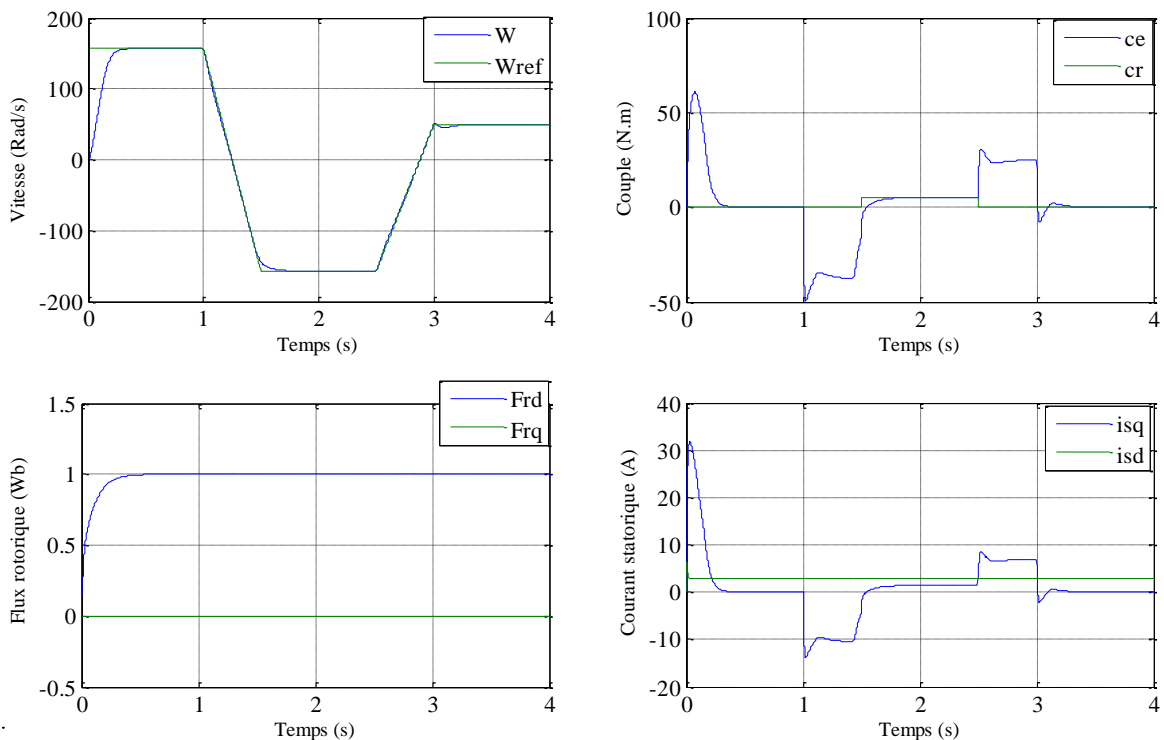


Figure (III.3) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

III.8.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse :

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale $C_r = 0N.m$ et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. Ensuite, la machine est chargée par une valeur $C_r = 5N.m$ entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. À l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l'instant $t = 2.5s$, la machine tourne à une faible vitesse de 50 rad/s. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (III.4), où sont présentés, la vitesse, le couple, le flux et les courants générés par le principe du backstepping.

On peut signaler la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence présentant une erreur complètement nulle avec un pic lors du passage d'un état à un autre. De même le flux rotorique suit parfaitement sa valeur de référence présentant un découplage parfait avec le couple $\Phi_{rq} = 0$. Le flux subi une faible variation lors du changement de la vitesse au moment de la variation. Les courants présentent des grandeurs sinusoïdales au démarrage, après la variation de la vitesse $\Omega = 50 rad/s$ on remarque que l'amplitude diminue.



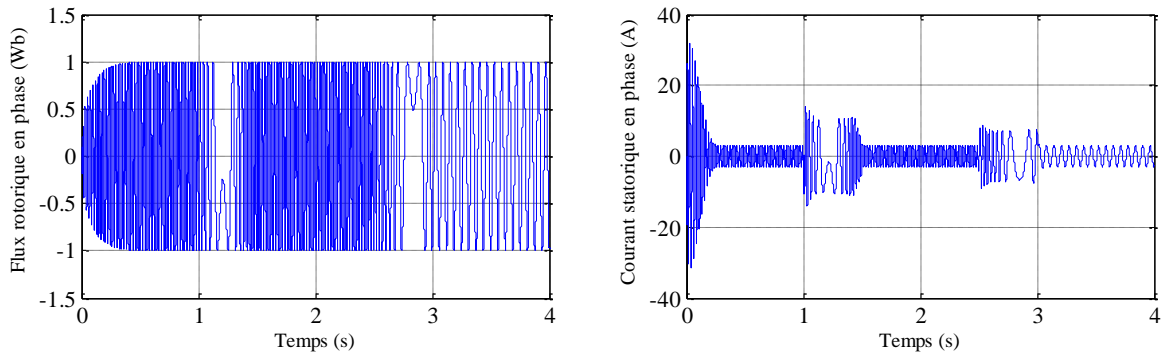
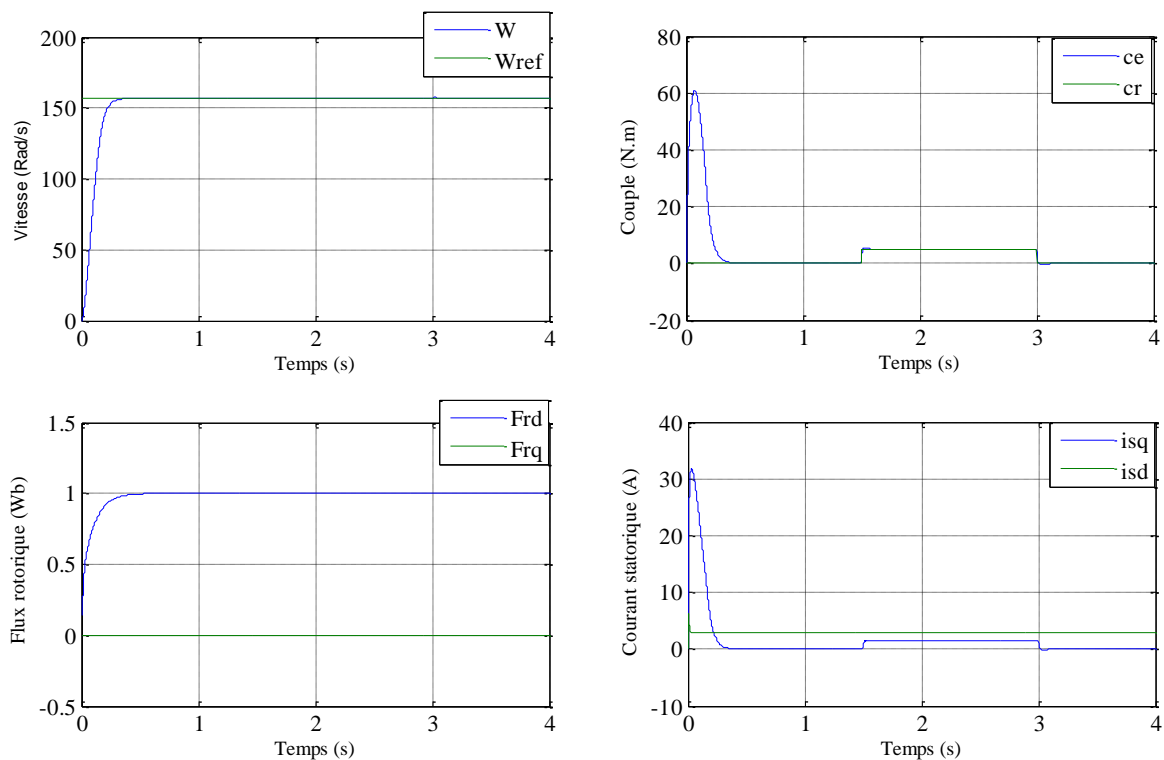


Figure (III.4) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

III.8.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique :

La figure (III.5) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale due à l'échauffement de la machine. La variation de R_r sera appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur la vitesse de la machine, présentant une erreur de vitesse nulle. Le flux présente une légère variation de son module alors que le découplage est toujours maintenu. Les courants présentent une forme sinusoïdale qui augmente avec l'augmentation de la résistance et la charge.



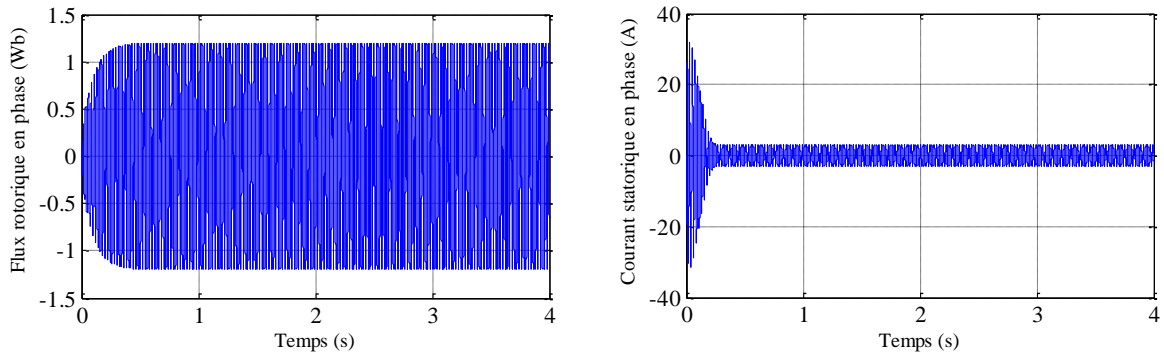
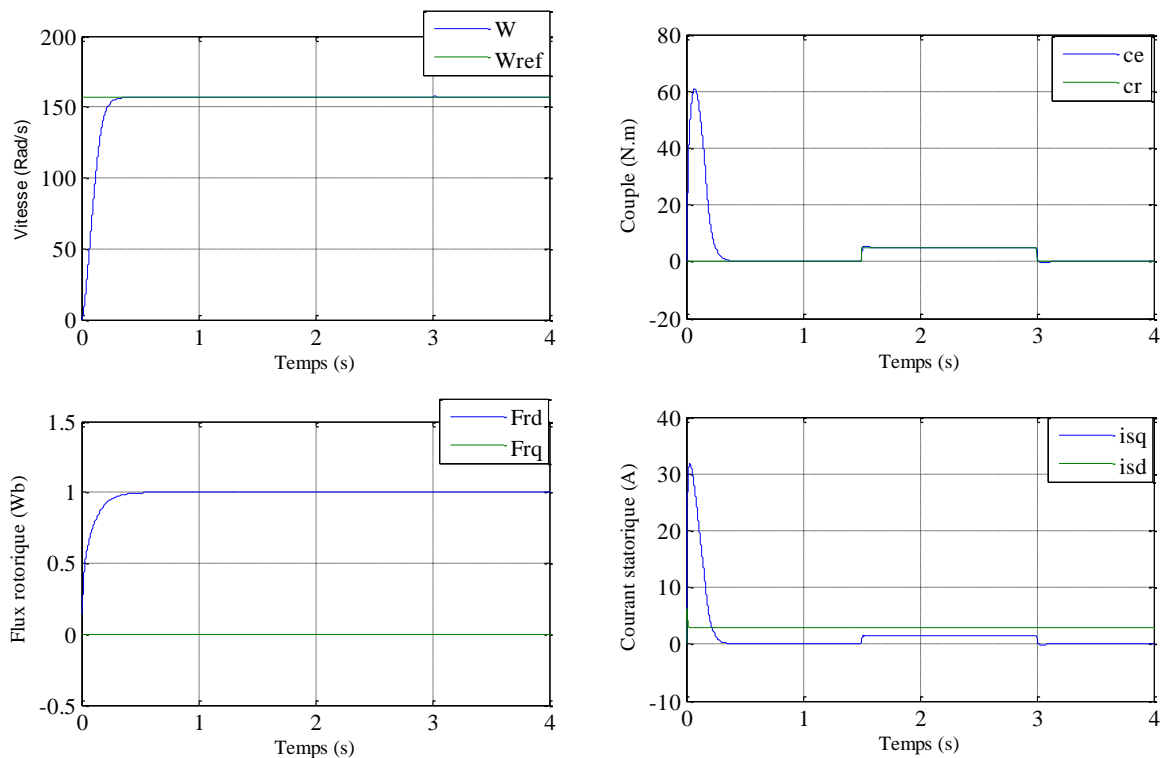


Figure (III.5) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

III.8.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique :

Dans ce test de robustesse de la commande par backstepping de la machine asynchrone , concerne la variation de la résistance statorique de +100% de sa valeur nominale, appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (III.6). Ils montrent que la variation de la résistance statorique ne présente aucun changement sur la variation des courbes de vitesse et de flux (variation négligeable). Le découplage est toujours maintenu. Cela prouve que la commande par backstepping est robuste vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.



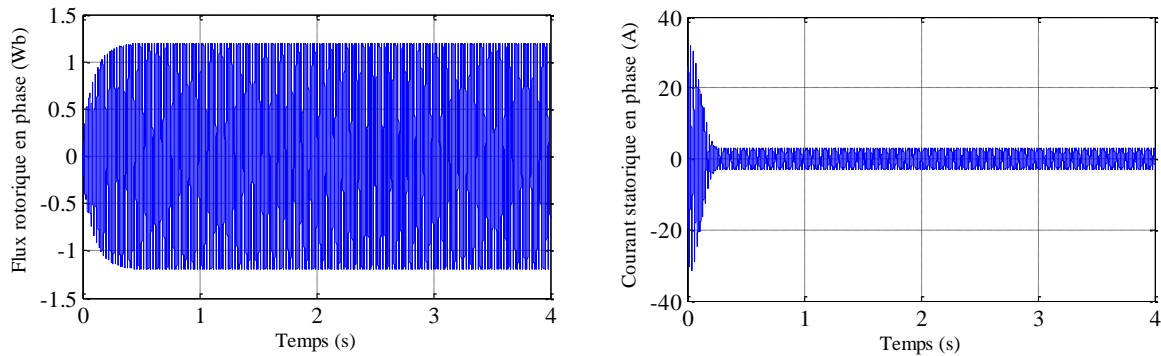


Figure (III.6) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

III.8.5. Interprétation des résultats :

Sur la base des résultats de la simulation, il est évident que l'utilisation du contrôle par retour en arrière a donné des résultats positifs. Au cours des différentes phases de test, la vitesse de rotation a suivi de près sa référence avec une erreur de suivi minimale observée pendant les phases transitoires, s'annulant finalement en régime établi. Une orientation favorable du flux rotorique sur l'axe direct a été notée, ce qui a influencé le couple électromagnétique pour imiter parfaitement le couple de référence. De plus, il a démontré une grande sensibilité aux perturbations de charge, réagissant presque immédiatement avec un temps de rejet relativement court. Dans les cas où le couple de charge est appliqué ou supprimé, le couple électromagnétique répond instantanément pour produire une accélération ou une décélération, respectivement, pour atteindre la vitesse souhaitée.

Dans le but d'améliorer les résultats, dans la section qui suit nous avons proposé une autre technique, c'est la commande hybride entre la commande par backstepping et la technique de l'intelligence artificielle floue.

III.9. Conclusion :

Le chapitre propose un mécanisme de commande par backstepping basée sur le principe de commande vectorielle de la machine asynchrone. Cette technique permet d'atteindre une loi de commande constructive garantissant la stabilité de ladite machine en boucle fermée via une fonction de Lyapunov. Le processus implique la construction progressive d'une fonction de Lyapunov qui intègre des commandes virtuelles pour déterminer la commande réelle qui satisfait les objectifs fixés.

Après avoir soumis la machine à divers tests tels que la variation de charge, la variation de vitesse et la variation paramétrique, la commande a été testée pour sa robustesse. Les résultats des simulations démontrent que le système est capable d'obtenir un bon suivi de la vitesse et du flux à leurs valeurs de référence respectives. Cela prouve que le découplage du couple et du flux est systématiquement maintenu, indiquant la robustesse de la commande de backstepping.

Chapitre IV :

Commande Backstepping - Floue de la Machine Asynchrone

IV.1. Introduction :

L'intelligence artificielle a le potentiel de résoudre une variété de problèmes dans différents domaines. Parmi ces domaines, les procédés industriels, ainsi que l'identification et l'estimation des paramètres de systèmes à variations, ont retenu l'attention ces dernières années. La logique floue est une de ces techniques qui s'est avérée particulièrement efficace dans ces domaines. Elle peut résoudre les problèmes liés aux erreurs de modèle et au manque de connaissance du modèle d'un système contrôlé [47]. Un contrôleur à logique floue (CLF) peut être implémenté en tant que contrôleur PI et peut améliorer considérablement les performances dynamiques et statiques d'une boucle de contrôle, quel que soit le modèle du système. Cette fonctionnalité des CLF peut s'avérer utile pour améliorer la robustesse d'une commande et atténuer les effets des inévitables erreurs de modélisation et des dérives paramétriques.

Nous présentons dans la première partie de ce chapitre un aperçu général sur l'historique de la logique floue, le domaine d'application et la théorie de logique floue et ses principes de base. Dans la deuxième partie on présentera la description de la commande backstepping - floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MAS [48]. Les performances de cette commande seront montrées par des résultats de simulation.

IV.2. Historique de la logique floue :

La logique floue a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvé sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de Berkeley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous [49].

La première application expérimentale de cette technique de commande est celle réalisée par Mamdani. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traiter une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables [50].

Actuellement la logique floue a trouvé son application dans plusieurs domaines, tels que, la gestion, la médecine et la commande des systèmes. Dans ce dernier domaine

d'application, on peut citer la commande des bras robotiques, des machines-outils, des réacteurs chimiques, des véhicules, des appareils électroménagers ...etc.

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue :

- **1965**: Concept introduit par Pr. Lotfi Zadeh (Berkeley) « Fuzzy set theory »: Définition des ensembles flous et opérateurs associés ;
- **1970**: Premières applications: Systèmes experts, aide à la décision en médecine, commerce...
- **1974**: Première application industrielle, régulation floue d'une chaudière à vapeur réalisée par Mamdani ;
- **1985**: Les premiers, les japonais introduisent des produits grand public « Fuzzy Logic Inside».

IV.3. Domaine d'application :

Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants [51]:

- Automatisation de la production du fer et de l'acier, purification de l'eau, chaînes de montage et robots de fabrication,
- Commande des instruments (capteurs, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères,
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement, développement, horaires de train),
- Commande des unités arithmétiques, des micro-ordinateurs, et réalisation des opérateurs,

IV.4. Concept de la logique floue :

La façon dont les humains pensent et raisonnent. Il vise à représenter le flou, le flou et l'imprécision de la pensée humaine à l'aide d'outils mathématiques. Au lieu de s'appuyer sur la logique binaire, qui est soit vraie soit fausse, la logique floue reconnaît la complexité de la pensée humaine, où les décisions sont basées sur des vérités partielles et des degrés de certitude. Pour résoudre un problème, il est nécessaire de trouver un modèle aussi précis et objectif que possible. Cependant, cela peut être difficile car nos schémas de pensée sont souvent complexes et ambigus. La logique floue s'inspire du fonctionnement du cerveau humain, reconnaissant que l'homme ne pense pas de manière binaire, tout ou rien comme un ordinateur. Le concept de raisonnement humain découle de la prise de conscience que la majorité des phénomènes ne peuvent pas être décrits ou expliqués avec précision par l'utilisation de variables booléennes, qui sont limitées à seulement deux valeurs (0 ou 1).

IV.5. Principe d'un contrôleur flou :

La conception d'un régulateur classique PID préconise la connaissance précise du modèle du système à commander. Les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec exactitude afin d'éviter les erreurs. Pour un régulateur flou la connaissance du modèle mathématique du processus n'est pas nécessaire. C'est l'expérience des opérateurs du procédé ou les connaissances des experts, qui sont prises en compte pour établir la commande floue. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques [52].

La mise en œuvre du contrôle par logique floue est réalisable dans les cas où les processus à réguler sont imprécis ou insuffisamment définis, ou lorsque les variables impliquées sont subjectivement évaluées et articulées en langage naturel, plutôt que numériquement. Cette méthode est simple à mettre en œuvre et adaptable aux conditions opératoires du procédé, ce qui la rend très flexible. Les règles utilisées dans cette approche sont facilement compréhensibles et modifiables, car elles sont exprimées en termes de langage naturel. L'architecture interne d'un régulateur floue est donnée par la figure (IV.1).

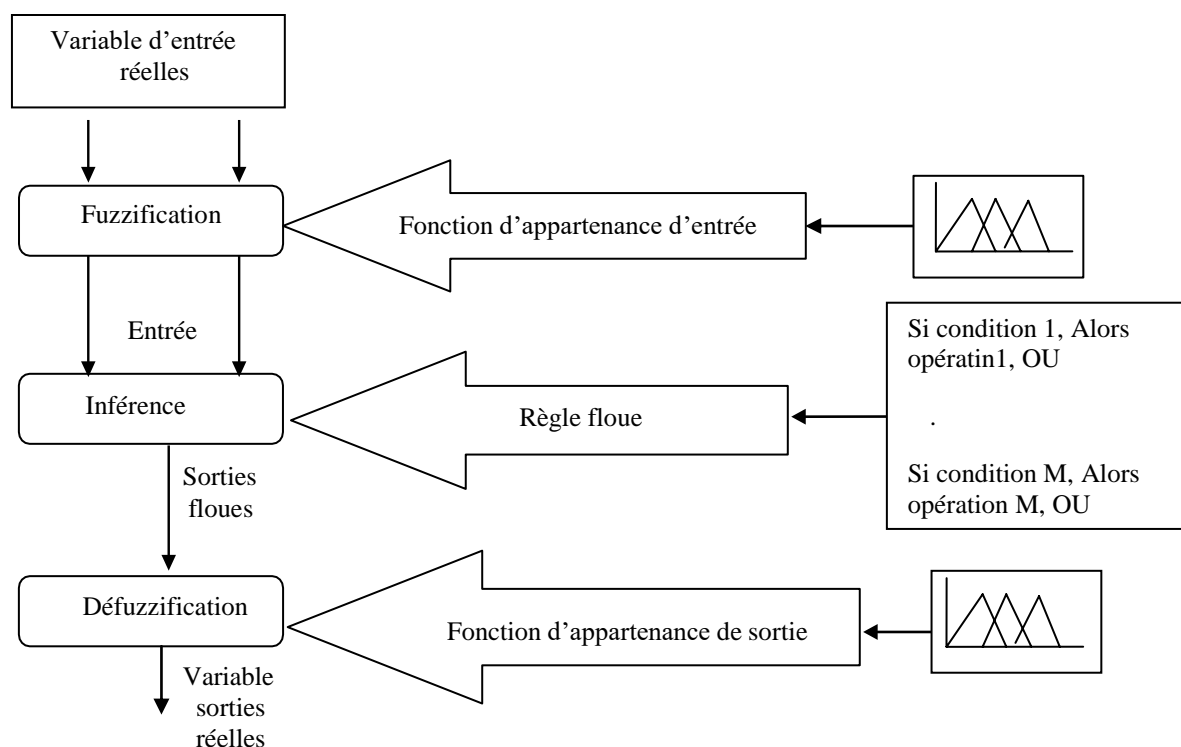


Figure (IV.1) : L'architecture interne d'un régulateur floue.

IV.6. Structure d'une commande à logique floue :

La structure d'une commande basée sur la logique floue est illustrée sur la figure suivante : Un régulateur flou est traditionnellement décomposé en quatre blocs. Il comprend aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou [53, 54, 55].

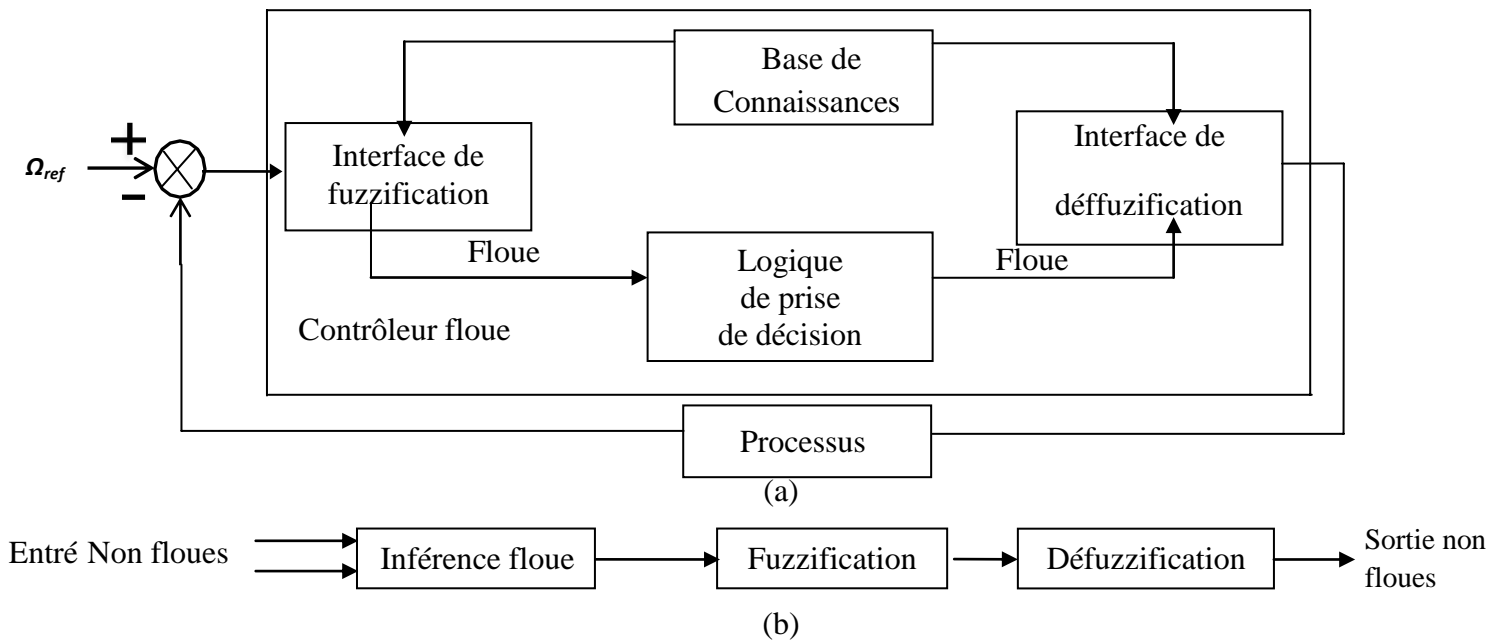


Figure (IV.2) : a).Schéma synoptique d'un contrôleur floue.

b).Configuration d'un contrôleur floue.

Elle est composée de quatre blocs :

- Une interface de fuzzification à l'entrée,
- Une base de connaissance,
- Une logique de prise de décision (ou bloc d'inférence),
- Une interface de défuzzification en sortie.

Le système à commander ne recevant que des valeurs déterministes (non floues), un contrôleur à logique floue doit convertir des valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et convertir le signal de commande en valeurs déterministes pour appliquer au procédé.

IV.6.1. Base de connaissances :

Comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en base de données et en base de règles linguistique (floues) de commande.

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans contrôleur logique floue (CLF)
- La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistique.

IV.6.2. Interface de fuzzification :

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. La fuzzification est l'opération d'adaptation des variables d'entrées physiques réelles et l'attribution d'un ensemble flou. En utilisant pour cela des variables

linguistiques représentées d'appartenance l'incertitude mathématiquement par des fonctions qui quantifient relative à l'appartenance de la variable à cet ensemble. Ces variables linguistiques sont choisies d'une façon à modéliser les observations être humain qui qualifier a un phénomène de positif, négatif, nul, petit, grand ou moyen ...etc. Aussi, l'adaptation des entrées permet d'assuré l'appartenance de celles-ci à l'univers de discours choisi. La dernière étape de la fuzzification est de généré les degrés d'appartenances à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance [37,56].

IV.6.2.1. Différentes formes des fonctions d'appartenance :

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance est subjectif et soumis aux préférences du concepteur . Les formes géométriques les plus répondues en pratique sont : trapézoïdale et triangulaire. L'allure de la forme trapézoïdale est définie par quatre points A, B, C, D Figure (IV.3). Le triangle peut être considéré comme un cas spécial du trapèze lorsque deux points coïncident ($B=C$) [53,57,58].

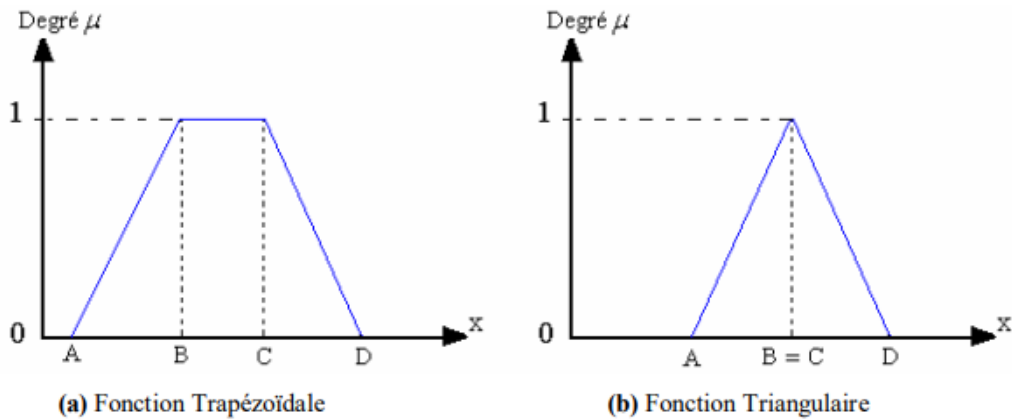


Figure (IV.3) : Forme des fonctions d'appartenances usuelles.

Généralement ces deux formes sont suffisantes pour délimiter les ensembles flous. Cependant, la forme gaussienne (cloche) donne, dans certains cas, une meilleure représentation des ensembles flous Figure (IV.4).

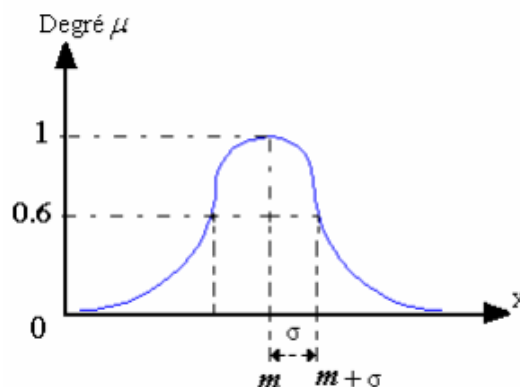


Figure (IV.4) : Forme de la fonction d'appartenance gaussienne.

Les fonctions de ces formes sont données par :

- Fonction trapézoïdale : $\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-A}{B-A}, I, \frac{D-x}{D-c} \right), 0 \right)$
- Fonction triangulaire : $\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-A}{B-A}, \frac{C-x}{C-B} \right), 0 \right)$
- Fonction gaussienne : $\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right)$

IV.6.3. Logique de prise de décision (Bloc d'inférence) :

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur floue. Elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humaine en se basant sur les concepts flous et l'expertise. On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles. Chaque règle possède une condition précédée du symbole Si et une conclusion, action ou opération, précédé du symbole ALORS, selon la stratégie du réglage adoptée.

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait généralement par trois méthodes [57]:

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani) ;
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen) ;
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue « ET, OU et ALORS ».

Tableau (IV.1) : Méthode usuelles de l'inférence floue.

Opérateurs flous	Et	Ou	Alors
Méthodes d'inférence			
Max - Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max - Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme - Produit	Produit	Moyenne	Produit

IV.6.4. Défuzzification :

Cette étape consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques), c'est-à-dire que les ensembles flous résultant de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques ; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification telle que : méthode de maximum, méthode de la moyenne des maximas, méthode du centre de gravité, ..., etc. [57,37,59,60].

- **La méthode de maximum** : est la plus simple, elle consiste à ne considérer pour chaque sortie que la règle présentant le maximum de validité cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.
- **La méthode de la moyenne pondérée** : le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne de ces valeurs comme résultat de défuzzification.
- **La méthode du centre de gravité** : est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x) dx} \quad (IV.1)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

IV.7. Avantages de la Commande par la logique Floue :

- La non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser) ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;

IV.8. Commande hybride backstepping - floue :

Dans ce segment, nous introduisons une nouvelle commande non linéaire pour la machine asynchrone, qui est formulée par la mise en œuvre de la technique de commande Backstepping. De plus, un contrôleur flou est incorporé dans la conception pour améliorer la robustesse du contrôle. En appliquant la théorie de la stabilité de Lyapunov, nous démontrons que la dynamique du suivi de trajectoire est asymptotiquement stable. Pour rationaliser le contrôle, nous utilisons une technique qui utilise l'orientation du flux du rotor. Cette technique a l'avantage de découpler le flux et le courant. Pour ce faire, nous substituons les gains des régulations de la commande Backstepping par un contrôleur flou qui a une entrée, qui est l'erreur entre les valeurs mesurées et de référence.

Grâce à ce niveau de contrôle, il devient possible de surveiller de manière cohérente la vitesse, le flux et le courant, car la dynamique reste stable et la marge d'erreur entre les quantités de référence et réelles est annulée. La performance de la technique de contrôle suggérée est remarquable dans les états stables et transitoires, et peut gérer efficacement les incertitudes paramétriques.

IV.9. Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse :

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électrique exige les choix des paramètres suivants : les variables linguistiques, les fonctions d'appartenance, la méthode d'inférence et la stratégie de défuzzification

Pour les systèmes monovariabiles simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique du système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre dans la figure suivante [61] :

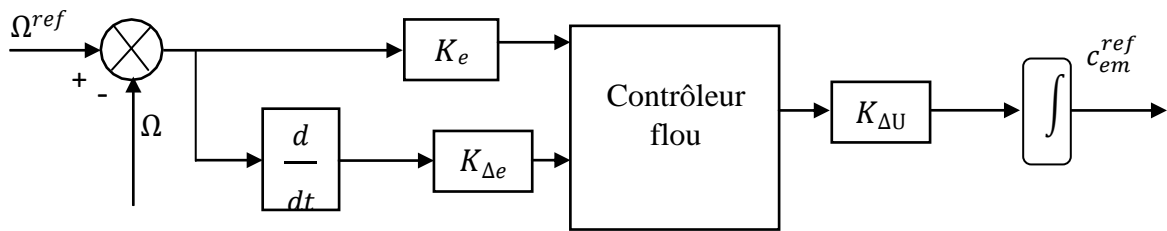


Figure (IV.5) : Schéma synoptique d'un régulateur PI-flou de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée (e) est définie par :

$$e = \Omega^{ref} - \Omega \quad (IV.2)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée de est définie par :

$$\Delta e = \frac{de}{dt} \approx \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta t} \quad (IV.3)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple Electromagnétique. Ke , $K\Delta e$ et $K\Delta U$ sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables).

Le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- Bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Facteurs d'échelle Ke , $K\Delta e$ et $K\Delta u$: qui sont des gains de normalisation et dénormalisation.

Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler.

Bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur la figure (IV.6). Le choix des variables linguistiques sont représentées par : Négatif grand noté NG ; Moyen Négatif noté NM ; Négatif petit noté NP; Environ de zéro noté EZ; Positif petit noté PP ; Positif Moyen noté PM ; Positif grand noté PG.

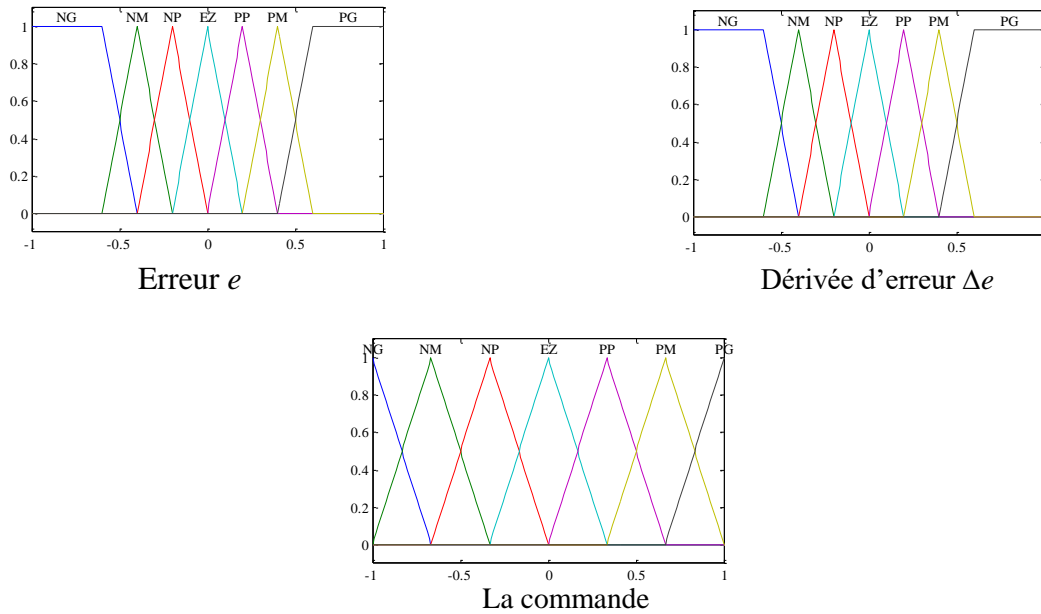


Figure (IV.6) : Fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans le tableau ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani.

Tableau (IV.2) : Table des règles de décision pour le contrôleur des puissance [61].

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

Le régulateur flou à deux entrées est représenté par sa surface caractéristique suivante :

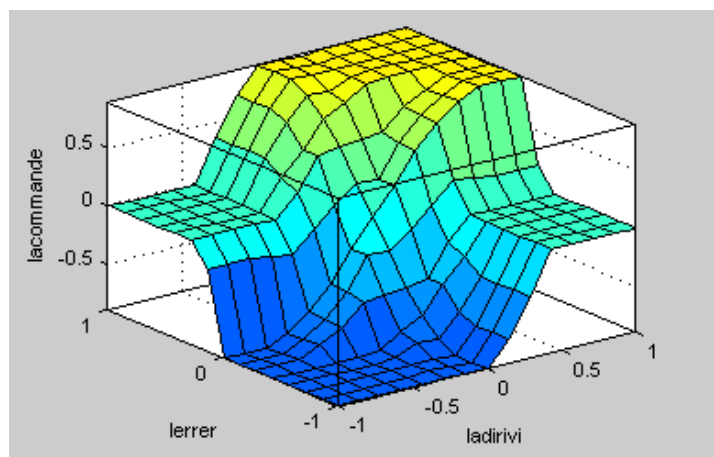


Figure (IV.7) : Surfaces caractéristique d'un régulateur flou

Bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

Le schéma de principe de la commande de backstepping-floue proposé est présenté sur la figure (IV.8). La première étape de la commande consiste à générer les courants de I_{sd}^{ref} et I_{sq}^{ref} , représentant la commande fictive. L'erreur entre ces références et les quantités réelles des courants résulte de nouvelles erreurs e_3 et e_4 . Enfin, nous adaptons la loi de commande V_{sd}^{ref} et V_{sq}^{ref} pour assurer la stabilité de la machine.

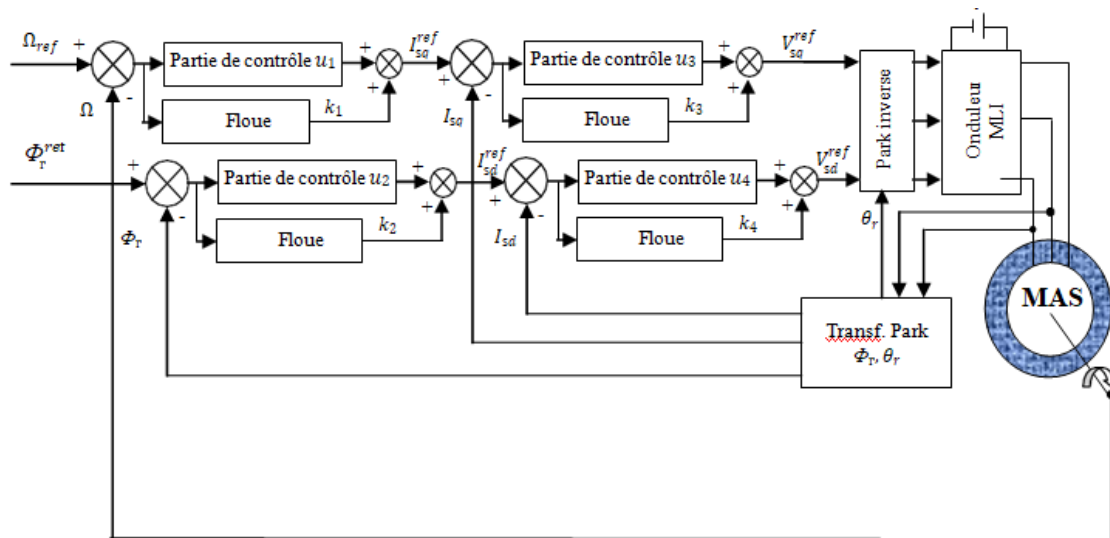


Figure (IV.8) : Schéma fonctionnel de la commande par backstepping de la MAS basée sur le contrôleur flou .

IV.10. Résultats de simulation :

Notre contribution au domaine de la commande hybride backstepping-floue a impliqué une série de simulations. Pour mesurer l'efficacité de cette approche, nous avons effectué plusieurs tests similaires à ceux effectués dans la section précédente. Les résultats de ces essais sont présentés dans les Figures (IV.9 à IV.12.)

IV.10.1. Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge :

La figure (IV.9) illustre le comportement de la MAS en charge après un démarrage à vide. A l'instant $t = 2s$, on applique une charge de valeur $C_r = 5N.m$ Vu les résultats obtenus, on remarque que le couple répond rapidement pour compenser la charge avec une influence négligeable sur la vitesse. Le flux reste toujours constant ce qui explique le découplage entre le flux et le couple.

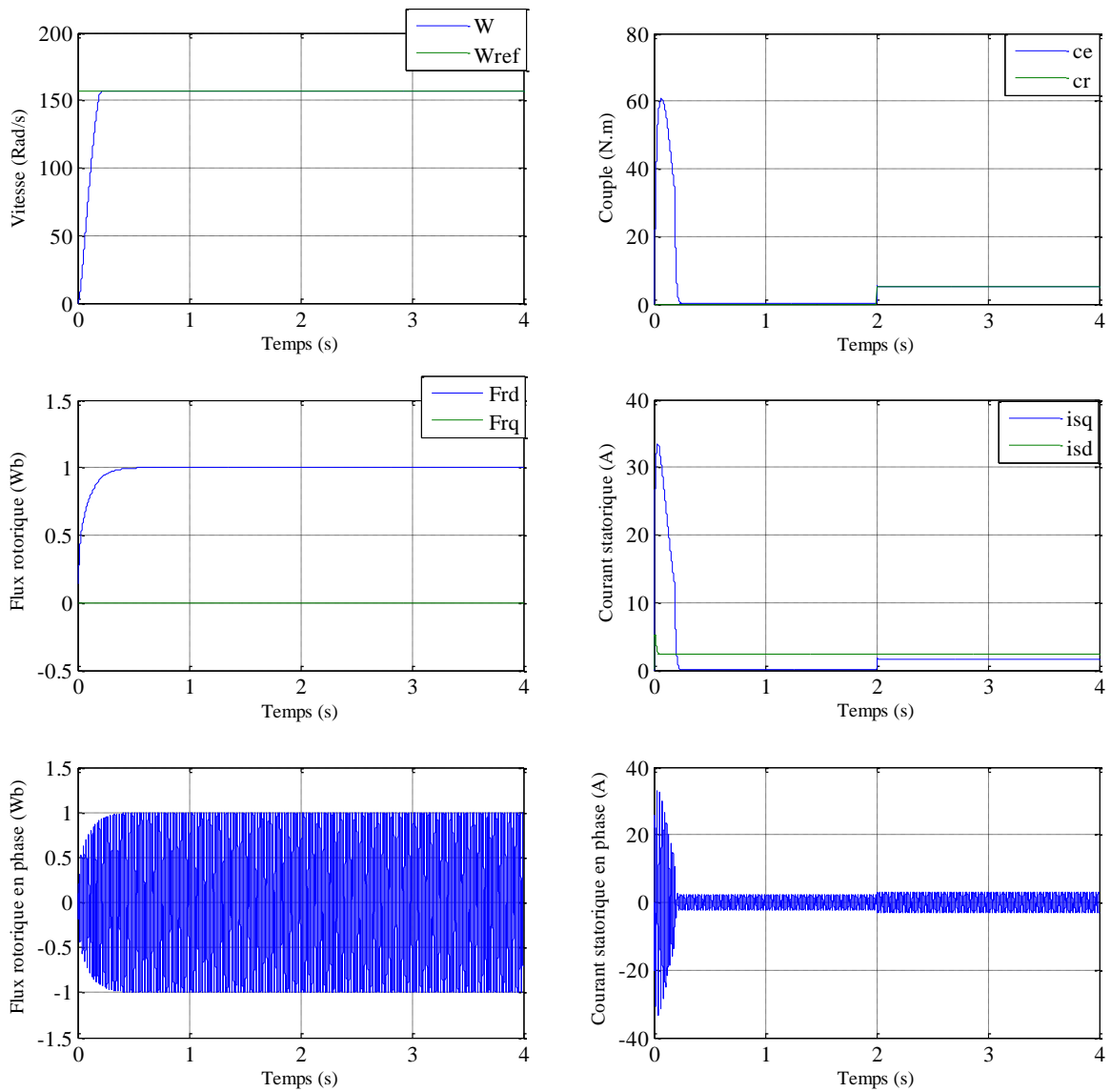
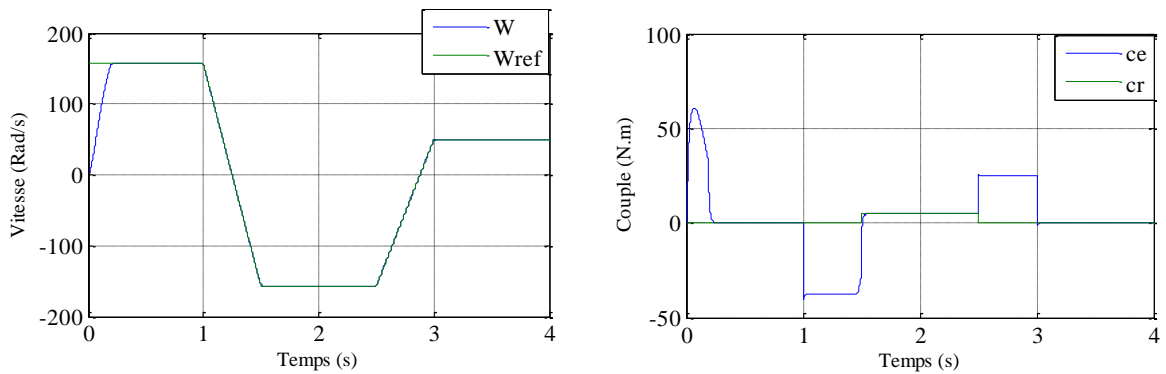


Figure (IV.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

IV.10.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse :

Le figure(IV.10) affiche la progression des caractéristiques du MAS lorsque le sens de rotation fluctue. Plus précisément, le sens de rotation de la machine est inversé à $t = 1,5$ s avec un taux de (-157 rad/s) , et à $t = 2,5$ s, la machine tourne à un rythme lent de 50 rad/s . Les résultats présentés sont la preuve de l'efficacité des mesures de contrôle mises en œuvre.



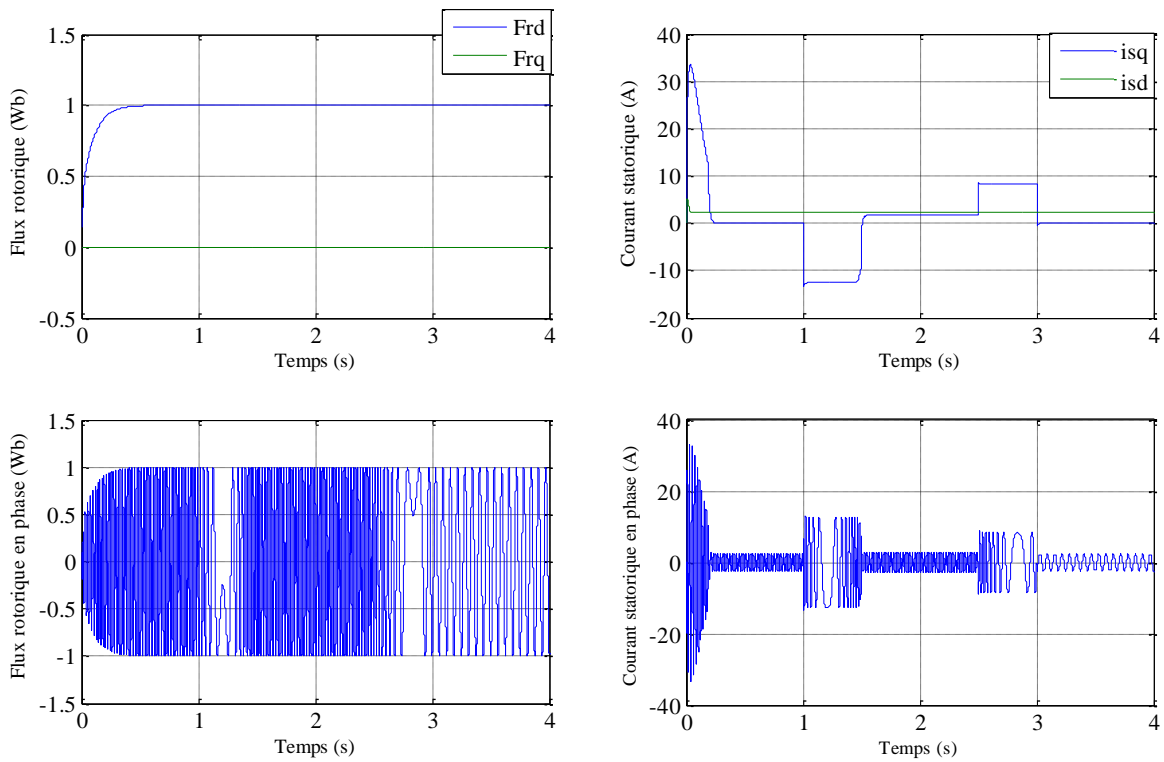
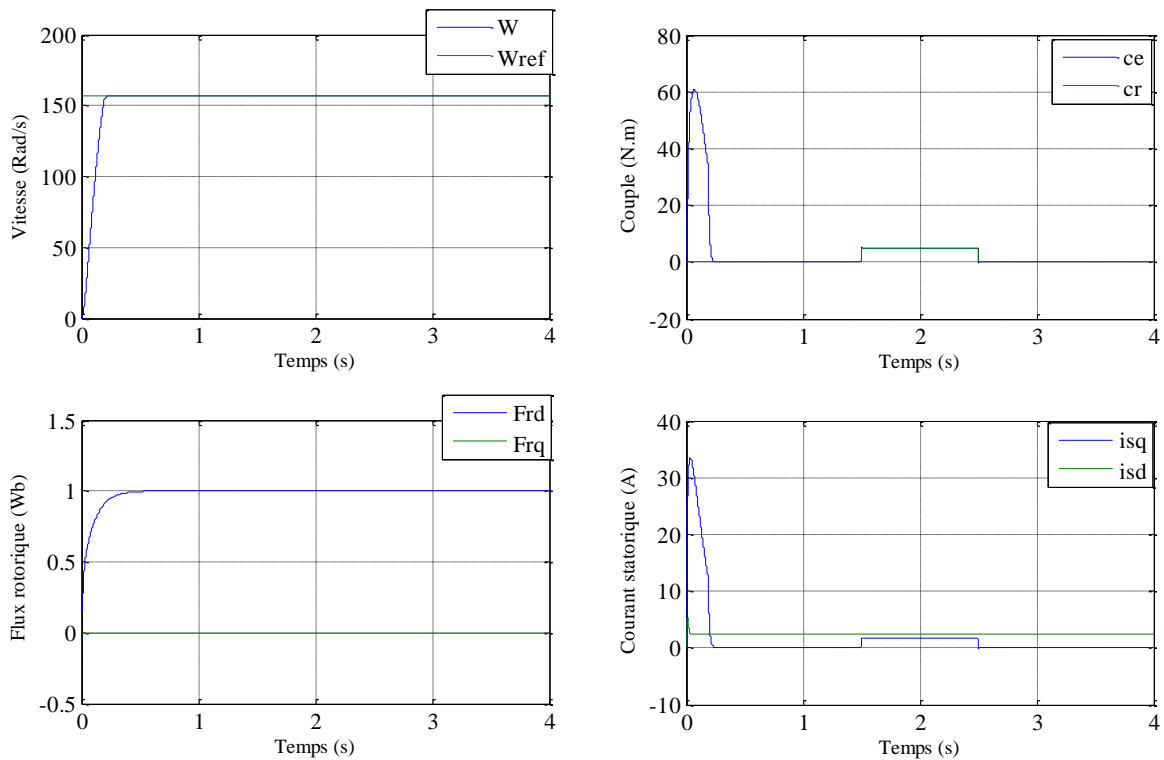


Figure (IV.10) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

IV.10.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique :

Dans cet essai, on a fait augmenter la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale entre les instants $t=1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (IV.11). La variation de R_r n'influe pas sur la vitesse et le flux, le découplage est toujours maintenu.



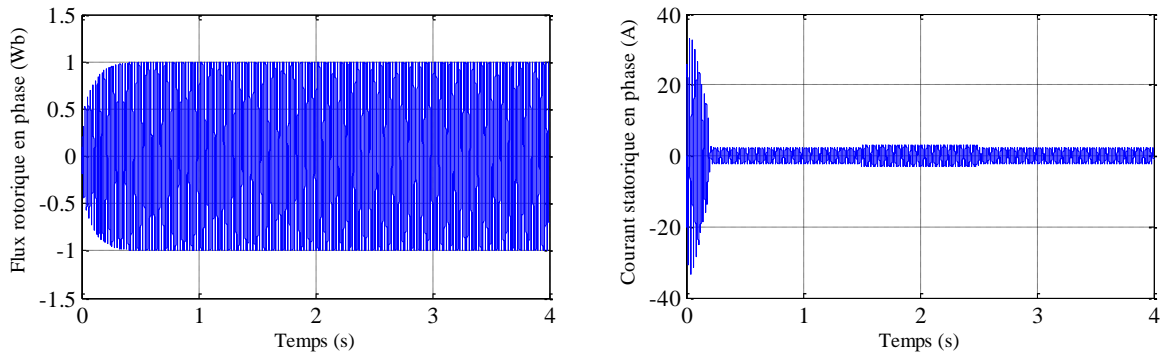


Figure (IV.11) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

IV.10.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique :

La figure (IV.12) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple et du flux rotorique pour une augmentation de la résistance statorique de +100% de sa valeur nominale.

La variation de R_s ne présente aucune influence sur toutes les réponses de la machine.

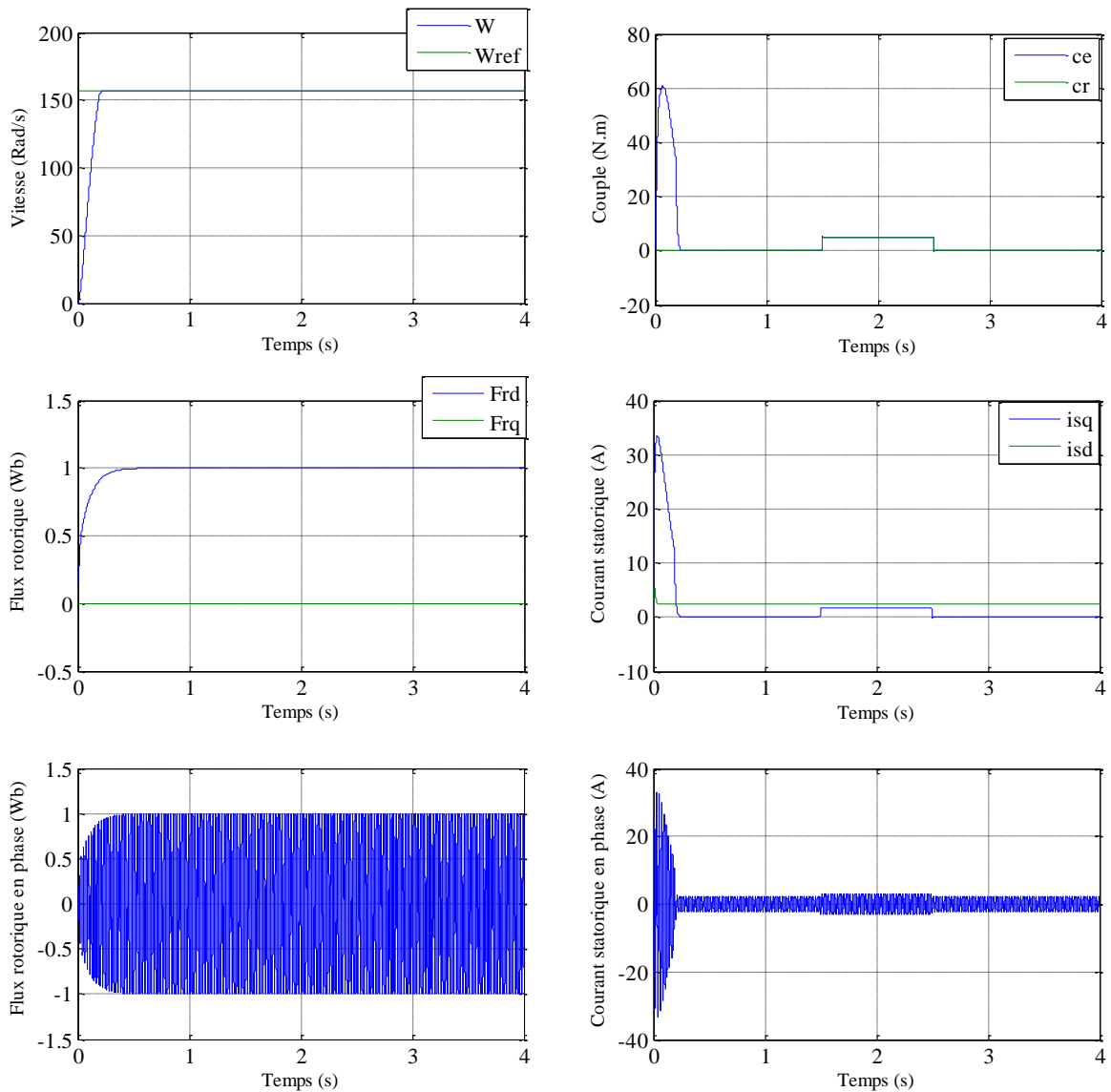


Figure (IV.12) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

IV.10.5. Interprétation des résultats :

L'efficacité de l'approche de commande backstepping-floue, qui utilise sept fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie, a été examinée sur une machine asynchrone qui a été exposée à une perturbation de couple de 5 N.m et à une inversion directionnelle de (+ 157 rad/s à -157 rad/s). Les figures (IV.9 et IV.12) représentent les profils de vitesse, les flux de couple et de rotor, ainsi que les courants statoriques dans les axes d et q .

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application d'un couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée avec un temps de réponse de 0.25sec. Le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe d avec une composante en quadrature q nulle. L'application de la couple résistante conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal.

Afin d'évaluer la durabilité du contrôle suggéré, nous avons mené une expérience où nous avons augmenté la résistance du statorique et du rotorique de 100 %. Les données recueillies à partir de cette expérience démontrent la résilience du contrôle face à tout changement paramétrique potentiel et indiquent que la poursuite dynamique de l'ensemble reste inchangée malgré la variation introduite dans le système.

IV.11. Etude comparative entre les techniques de commande utilisées :

Dans cette analyse comparative sera présentée pour explorer les différentes lois de commande synthétisées et développées pour la machine asynchrone. L'accent sera mis sur les différentes techniques employées et leur efficacité. L'étude a été menée plusieurs fois dans des conditions identiques pour garantir des résultats fiables.

L'objectif de ce rassemblement est d'établir une comparaison entre les différentes directives que nous avons introduites dans les sections précédentes. Ce contraste est établi par une séquence d'évaluations que nous avons administrées tout au long du fonctionnement temporaire et permanent du système.

IV.11.1 Comparaison qualitative :

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes. Dans cette comparaison, nous avons réalisé le test qui basé sur l'application d'une charge $C_r = 5N.m$ comme un échelon entre les instants $t=1.5s$ et $t = 3s$ et la machine tourne à vitesse fixe (+157 rad/s).

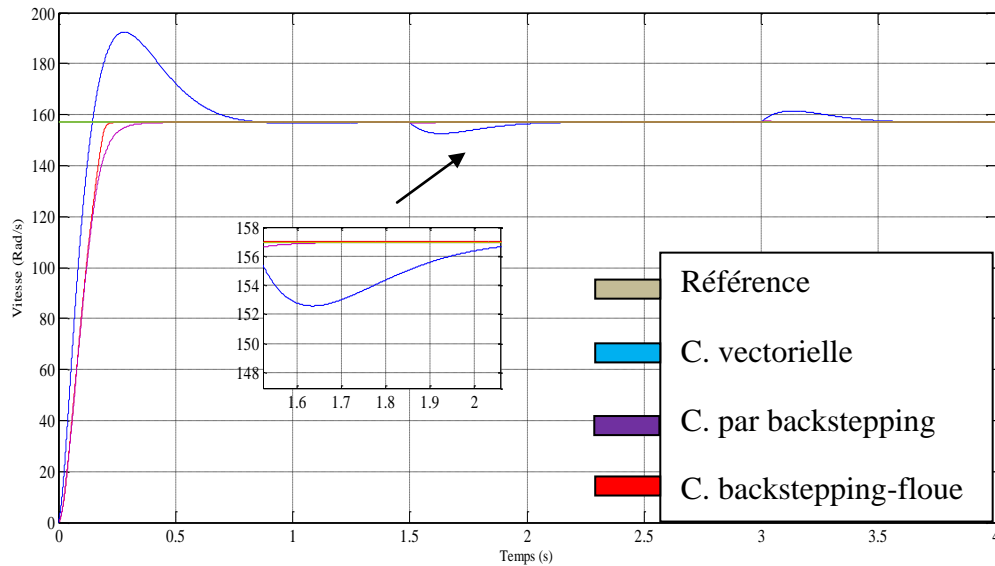


Figure (IV.13) : Résultats de simulation de la vitesse lors de la variation de la charge.

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit leur référence dans les trois types de commandes, cependant le temps de réponse et le dépassement. On remarque que les meilleures valeurs de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de la logique floue pour les différentes commandes.

IV.11.2. Comparaison quantitative :

La dernière comparaison comprend quatre critères : l'un en fonction de l'erreur statique e des vitesses.

-L'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \quad (IV.4)$$

-L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur :

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt \quad (IV.5)$$

- L'intégrale du produit de l'erreur quadratique du temps :

$$ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t)dt \quad (IV.6)$$

- L'intégrale du produit de l'erreur de temps:

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)|dt \quad (IV.7)$$

La comparaison entre la valeur de consigne et la valeur réelle est représentée par cet indice.

Tableau (IV.3) : Étude comparative entre les commandes développée pour la MAS.

Critères	Commandes développée pour laMAS		
	Commande Vectorielle	Commande par Backstepping	Commande hybride Backstepping-floue
$ISE = \int_0^T e^2(t)dt$	1.2766×10^3	1.7885×10^3	1.7194×10^3
$IAE = \int_0^T e(t) dt$	22.6789	17.0900	15.6079
$ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t)dt$	130.7442	87.2311	84.0592
$ITAE = \int_0^T t \cdot e(t) dt$	11.1260	1.8148	1.2701

L'objectif de cette partie est la comparaison des différentes lois de commandes synthétisées pour mettre en évidence les performances de chaque commande en termes de l'erreur quadratique et la valeur absolue de l'erreur. Au niveau d'erreur les résultats de la commande par backstepping et la commande hybride mieux que la commande vectorielle. Les valeurs de ISE et de IAE et $ITAE$ et $ITSE$ sont calculées dans l'intervalle [0s 4s].

IV.12. Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre l'aspect théorique de la technique de la commande par logique floue et puis on a appliquée une approche hybride (backstepping-floue) en combinant le principe du contrôle logique floue commande par backstepping. L'objectif visé dans ce chapitre est d'examiner les différentes lois de commandes synthétisées dans ce travail et ceci dans les mêmes conditions.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'applicabilité de cette technique. Cette méthode est ensuite appliquée à la construction d'une loi de commande hybride avec la technique de l'intelligence artificielle la logique floue pour la MAS. Dans ce cas, on détermine les gains de la commande via la logique floue. Ce chapitre montre l'apport du backstepping-floue dans le cadre de la commande de la machine asynchrone.

Dans cette thèse, nous avons utilisé deux approches principales afin d'appliquer des contrôles au MAS: qualitative et quantitative. En fin de compte, une large comparaison de tous les contrôles utilisés dans cette étude a été effectuée. Les résultats démontrent la qualité exceptionnelle des régulateurs flous par rapport aux autres régulateurs en termes de leur capacité à rester insensibles aux changements paramétriques et à présenter de fortes performances dynamiques.

Conclusion générale

Les structures de contrôle dans les systèmes industriels affichent fréquemment une non-linéarité prononcée. Tenter de linéariser ces systèmes autour d'un point de fonctionnement s'avère souvent insuffisant à des fins de contrôle. Par conséquent, le développement de méthodes de contrôle applicables aux systèmes non linéaires est crucial. Cela permet la généralisation de nombreux concepts fondamentaux qui étaient auparavant limités aux seuls systèmes linéaires.

Dans le cadre de ce mémoire, on a essayé d'introduire la technique de commande par backstepping appliqué à la machine asynchrone, par la suite on amélioré cette dernière par une commande hybride en combinant le principe du contrôle logique floue et la commande par backstepping.

Dans le premier chapitre, nous avons modélisé l'ensemble du système formé d'une machine asynchrone, avec onduleur commandé par la technique MLI. Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de Park ont permis de simplifier considérablement le modèle de la machine asynchrone triphasée.

Dans le deuxième chapitre, l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, nous a permis d'établir un model simple similaire à celui d'une machine à courant continu, les résultats obtenus présentent des erreurs non nulles surtout pour la variation de la résistance rotorique, ce qui touche la robustesse de la commande.

Dans le chapitre trois, on a appliqué la technique de commande par backstepping basée sur la théorie de l'orientation du flux rotorique à la commande de la machine asynchrone. Cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doivent être vérifiées en tout moment. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations de la charge et la vitesse ont montré la qualité de ce type de contrôle.

Finalement, dans le dernier chapitre on a présenté une commande hybride via le backstepping et la commande par logique floue. pour améliorer la robustesse du cette commande, nous avons présenté une nouvelle commande robuste basée sur la logique floue . Les résultats de simulation ont montré que la combinaison entre la technique par backstepping et la logique floue a permis d'aboutir à plusieurs avantages : des performances remarquables et une réduction sensible des fluctuations des grandeurs de sortie de la MAS. La supériorité de régulateurs flous a été confirmée par une étude comparative utilisant quater les critères, en fonction de l'erreur statique.

Le développement de techniques de contrôle efficaces et robustes est encore un domaine de recherche en cours qui nécessite une attention particulière. Pour obtenir des performances optimales, des méthodes plus avancées doivent être explorées.

En conclusion, nous proposons quelques suggestions d'orientations futures basées sur nos conclusions, qui peuvent être résumées comme suit :

- L'implémentation expérimentale des différentes commandes proposées ;
- Ajouter un estimateur de flux et de vitesse pour éliminer les capteurs ;
- Optimisation des gains de régulation pour garantir des bonnes performances.

Appliquer la commande hybride backstepping-floue pour d'autres systèmes non linéaires et comparer les résultats.

Bibliographie

-
- [01] M. S. Vicatos , A. J. Tegopoulos, "A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no. 2, pp. 225-230, 2003.
- [02] L. Holdsworth, X. G. Wu, J. B. Ekanayake , N. Jenkins, "Comparison of fixed speed and doubly fed induction wind turbines during power system disturbances", IEE Proc. - Generation, Transmission and Distribution, vol. 150, no. 3, pp. 343-352, 2003.
- [03] S. Drid, "Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie et expérimentation", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2005.
- [04] W. Leonhard, "Control of electrical drives", 2nd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 1996
- [05] W. Leonhard, "Control of electrical drives", 3rd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2001.
- [06] M. Bodson , J. Chiasson, "Differential-geometric methods for control of electric motor", International Journal of Robust and Nonlinear Control, vol. 8, no. 11, pp. 923-954, 1998.
- [07] M. Pinard, "La commande électronique des machines", Dunod, Paris, 2013.
- [08] J. Pyrhonen, V. Hrabovcova , R. S. Semken, "Electrical machine drives control: an introduction", First edition, John Wiley & Sons Ltd, 2016
- [09] M. Krstic, I. Kanellakopoulos , P. V. Kokotovic, "Nonlinear and adaptive control design", 193 John Wiley , Sons, Inc., 1995.
- [10] P. V. Kokotović, "The joy of feedback: nonlinear and adaptive", IEEE Control systems Magazine, vol. 12, no. 3, pp. 7-17, 1992.
- [11] S. Chaouch, A. Herizi, H. Serrai , M. Nait said, "Lyapunov and Backstepping Control Design of induction Motor System", 4th International Multi-Conference on Systems, Signals , Devices (SDD 07), Hammamet, Tunisie, 2007
- [12] M. El Azzaoui, H. Mahmoudi , C. Ed-dahmani, "Backstepping control of a Doubly Fed Induction Generator integrated to wind power system", International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), Tangier, Morocco, 2016.
- [13] C. Dualibe, M. Verleysen , P. G. A. Jaspers, "Design of analog fuzzy logic controllers in CMOS technologies", Kluwer Academic Publishers, New York, 2003.
- [14] R. Lowen , A. Verschoren, "Foundations of generic optimization, Volume 2: applications of fuzzy control, genetic algorithms and neural networks", Springer, 2008.
- [15] K. Loukal , L. Benalia, "Type-2 fuzzy logic control of a doubly-fed induction machine (DFIM)", IAES International Journal of Artificial Intelligence (IJ-AI), vol. 4, no. 4, pp. 139- 152, 2015.
- [16] D. Ben Attous , Y. Bekakra, "Speed control of a doubly fed induction motor using fuzzy logic techniques", International Journal on Electrical Engineering and Informatics, vol 2, no. 3, pp 179-191, 2010.
- [17] N. Bounar, A. Boulkroune & F. Boudjema, "Adaptive fuzzy control of doubly-fed induction machine", Journal of Control Engineering and Applied Informatics, vol. 16, no. 2, pp. 98-110, 2014.
- [18] N. Bounar, A. Boulkroune, F. Boudjema, M. M'Saad & M. Farza, "Adaptive fuzzy vector control for a doubly-fed induction motor", Neurocomputing, vol. 151, no. 2, pp. 756-769, 2014.

-
- [19] R.Abdelhamide,F.Moustapha ,"Contrôle directe du couple de la machine asynchrone" Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila,2004
- [20] H. Tamrabet, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Thèse de magister, Université de Batna, 2006
- [21] E. Sedda, "Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage à erreur borné et par filtrage de Kalman", Thèse de doctorat de l'université de Paris 6, France 1998.
- [22] A. Achour & A. Aichouche, "Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone" Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2005.
- [23] P. Barret, " Régimes transitoires des machines tournantes électriques" 2e édition, éditions eyrolles 1987
- [24] N .Khenfer, "Machine asynchrone: ses modèles, son identification et sa commande", Thèse de doctorat d'état ès-science, ENP. Alger, 1995.
- [25] G.Greellet et G.Clarc."Actionneurs électriques : principes/ modèles/ commande" Edition Eyrolles, Paris, 2000
- [26] A. Chaiba "Commande de la machine asynchrone a double alimentation par des technique des l'intelligence artificielle" Magister en électrotechnique de l'université de Batna 2010
- [27] A. Boukaroura "Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond Graph " Mémoire de Magister en électrotechnique Université Ferhat Abbas -Sétif 2009
- [28] N. Bezzouh, "Commande Robuste du Moteur Asynchrone Basée Sur la Théorie de Lyapunov", Université de Batna, 2010.
- [29] A. Benheniche ,"Etude Comparée des différentes techniques de commande de la machine Asynchrone." Thèse de Doctorat université Badji Mokhtar Annaba 2016
- [30] C Dass,A Benbouali ,"commande vectorielle d'une machine asynchrone " Mémoire d'ingénieur;ecole militaire polytechnique ,UER.electrotechnique ,1999.
- [31] S.Haddad et M.Charif, "Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone ", Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.
- [32] G. Suiguiet,"Electronique de Puissance ",Edition dunod, tome 7.
- [33] Y. D. Landau, " Adaptive Control "., The Modèle Référence Approche. Inc., New Yorck, 1979.
- [34] D, Hadiouche., "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile", modélisation, alimentation et structure. Thèse de doctorat, Université Nancy-I, Décembre 2001.
- [35] N. Mesbahi , "Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone. " Magister, Electrotechnique. Annaba, Universite Badji Mokhtar Annaba, 2007.
- [36] A. Zemmit, "Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2017
- [37] K. Loukal, "Commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous type deux", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2017

- [38] S.SLIMANI , S.TRIRAT. "Conception d'une loi de commande non linéaire sans capteur mécanique pour la machine asynchrone" ,Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2007
- [39] A.HERIZI , H.SERRAI « Commande des systèmes non linéaires par backstepping, Application à la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electronique, juin 2006
- [40] A.R.Benaskeur, "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", Thèse doctorat, université Laval, Québec, Février 2000.
- [41] A.Boumédiène, M.S.Boucherit, F.Boudjema " A robustness comparative study of the backstepping and the combined backstepping and sliding mode design technique for PMSM control fed by a three-level voltage source inverter " Serbian Journal of Electrical Engineering SERBIA.
- [42] N. Benbaha "Commande robuste tolérante aux défauts : Application à la Machine à Courant Alternatif", Mémoire de Magister, Option : Electricité industrielle - Commande Robuste, Université de Batna 2009.
- [43] A. CHEBBI " Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse ", Mémoire de Magister, Université de BATNA, février 2011.
- [44] P.AQUIN, L. N, " Application du backstepping à une colonne de flottation ". Mémoire M. Sc., Faculté des études supérieures de l'université Laval, Canada, juillet 2000.
- [45] C. Messaoud, "Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP" , Mémoire de Magister ENP, juin 2006.
- [46] F .Mehazzem " Contribution à la commande d'un moteur Asynchrone destiné à la traction électrique " Thèse de Doctorat En Electronique, Optronique et Systèmes, Université de Constantine, Université de Paris- Est 2010
- [47] L. Reznik, "Fuzzy controllers", Newnes, Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, 1997
- [48] A. belkacem " Commande non linéaire par mode de glissant de la machine asynchrone avec observateur non linéaire (comparaison avec contrôleur logique floue " Mémoire de Magister En Electrotechnique, ENSET.26/02/2012
- [49] K. Chafaa, "Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2006
- [50] Y. Mihoub, "Commande floue adaptative de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université des sciences et de technologie Mohamed Boudiaf, Oran, Algérie, 2012.
- [51] A. M. Joseph, "La logique floue et ses applications industrielles", Quaderni, Intelligence artificielle et entreprise: l'entreprise intelligente, no. 25, pp. 75-86, 1995.
- [52] K. Kouzi, "Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2008
- [53] S. Bourdim, "Contribution au diagnostic des générateurs utilisés dans les systèmes éoliens", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2015.
- [54] S. Mokeddem, "Contrôle flou des processus biotechnologiques à base d'algorithmes génétiques". Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas, Setif, Algérie, 2010

- [55] N. Talbi, "Conception des systèmes d'inférence floue par des approches hybrides: Application pour la commande et la modélisation des systèmes nonlinéaires", Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri, Constantine, Algérie, 2014.
- [56] K. Chafaa, M. Ghanai , K. Ben mahammed, "Fuzzy modeling using Kalman Filter", IET Control Theory & Applications, vol. 1, no. 1, pp. 58-64, 2007.
- [57] R. Rouabhi, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2016
- [58] R. Lowen ,A. Verschoren, "Foundations of Generic Optimization, Volume 2: Applications of Fuzzy Control, Genetic Algorithms and Neural Networks", Springer, 2008.
- [59] A. Bouguerra, "Commande tolérante aux défauts d'un appareil à vol vertical", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algerie, 2015.
- [60] L. Barazane, P. Sicard & R. Ouiguini, "Cascade fuzzy variable structure control of induction motor based on the approach of fuzzy modelling of Ben-Ghalia", International Journal of Systems Science, vol. 40, no. 3, pp. 309-326, 2009.
- [61] A. Herizi, H. E. Smaini, R. Mahmoudi, A. Bouguerra , R. Rouabhi, "Speed control of a doubly-fed induction machine using fuzzy controller", The First International Conference on Materials, Environment, Mechanical and Industrial Systems, Djelfa, Algeria, 2019

ANNEXE A

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

A.1 . Paramètres nominales

$p_n = 4kw$	Puissance nominale.
$v/U = 220/380V -50Hz$	Tension nominale.
$i/I = 15/8.6A$	Courant nominale.
$\Omega_n = 1440 tr/min$	Vitesse nominale.
$P = 2$	Nombre de paires de pôles.

A.2. Paramètres électriques

$R_S = 8\Omega$	Résistance du stator.
$R_r = 4\Omega$	Résistance du rotor.
$L_S = 0.47 H$	Inductance du stator.
$L_r = 0.42 H$	Inductance du rotor.
$M = 0.42 H$	Inductance Mutuelle.

A.3. Paramètres mécaniques

$J = 0.06Kg. m^2$	Moment d'inertie.
$f = 0.001 N. m. s/rd$	Coefficient de frottement.

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme Master Académique en Automatique et systèmes.

Thème:

Commande hybride backstepping - floue de la machine asynchrone.

Proposé et dirigé par: Dr. HERIZI Abdelghafour.

Présenté par : BOUDRAS Abdelghafour.

Résumé:

Ce travail se concentre sur la recherche d'un système de contrôle non linéaire fort pour la machine asynchrone, mis en œuvre grâce à des techniques intelligentes telles que la logique floue. L'objectif principal est d'améliorer les performances globales de la commande, compris la minimisation des oscillations et la capacité à piloter des charges variables. Cette mémoire aborde les défis liés au contrôle des moteurs électriques tout en présentant différentes techniques de contrôle des moteurs asynchrones.

La validation de chaque commande est assurée par des simulations. Une analyse comparative a été menée entre trois méthodes de contrôle, les résultats indiquant clairement la supériorité de la commande hybride backstepping - floue sur le contrôle vectoriel et backstepping. Notamment, la commande proposée a produit de meilleures performances en améliorant le temps de réponse, en contournant et en réduisant les ondulations de flux et le couple électromagnétique.

Mots clés:

Machine asynchrone, Modélisation, Commande vectorielle, backstepping, logique floue.

Abstract:

This work focuses on finding a strong nonlinear control system for the asynchronous machine, implemented through smart techniques such as fuzzy logic. The main objective is to improve the overall performance of the control, including the minimization of oscillations and the ability to drive variable loads. This thesis addresses the challenges related to the control of electric motors while presenting different techniques for controlling asynchronous motors.

The validation of each order is ensured by simulations. A comparative analysis was conducted between three control methods, with the results clearly indicating the superiority of hybrid backstepping-fuzzy control over vector and backstepping control. Notably, the proposed control produced better performance by improving response time, bypassing and reducing flux ripples and electromagnetic torque.

Keywords:

Asynchronous machine, Modeling, control vector, backstepping, fuzzy logic.

ملخص :

يركز هذا العمل على إيجاد نظام تحكم غير خطي قوي للآلة غير المتزامنة ، ويتم تنفيذه من خلال تقنيات ذكية مثل المنطق الضبابي. الهدف الرئيسي هو تحسين الأداء العام للتحكم ، بما في ذلك تقليل التذبذبات والقدرة على قيادة الأحمال المتغيرة. تتناول هذه الأطروحة التحديات المتعلقة بالتحكم في المحركات الكهربائية مع تقديم تقنيات مختلفة للتحكم في المحركات غير المتزامنة .

يتم ضمان التحقق من صحة كل طلب عن طريق المحاكاة. تم إجراء تحليل مقارنة بين ثلاث طرق تحكم ، مع النتائج التي تشير بوضوح إلى تفوق السيطرة الهجينة الخلفية الغامضة على التحكم في النواقل والخلفية. والجدير بالذكر أن التحكم المقترح أنتج أداءً أفضل من خلال تحسين وقت الاستجابة ، وتجاوز وتقليل تموجات التدفق وعزم الدوران الكهرومغناطيسي.

الكلمات المفتاحية:

ماكينة لاتزامنية، النمذجة، التحكم المتجه، الخطوة الخلفية، المنطق الضبابي