

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° : CMT 08



DOMAINE: SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

OPTION : COMMANDE DES MACHINES TOURNANTES

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Professionnel

Par : KABAHOUM AMMAR

DILMI HOUSNY

Intitulé

**Commande non linéaire basée sur la logique
floue d'une machine à induction**

Soutenu devant le jury composé de:

BEN YETTOU LOUTFI

Université de M'sila

Président

ABDELMADJID CHOUCYOU

Université de M'sila

Rapporteur

HELLALI LALLOUANI

Université de M'sila

CO-Rapporteur

ZEGHLACHE SAMIR

Université de M'sila

Examineur

Année universitaire : 2020 /2021

Notations et Symboles

MI	Machine à induction.
SMC	Commande par mode glissant.
FLC	Commande par logique floue.
FSMC	Commande par mode glissant floue.
IFOC	Commande vectorielle indirecte
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
g	Glissement
SSV	System a structure variable
CSV	Commande a structure variable
$[R_s], [R_r]$	Résistances d'enroulements statoriques et rotoriques.
$[P]$	Matrice de transformation de Park.
$[P]^{-1}$	Matrice de transformation de Park inverse.
$[L_s]$	Matrice d'inductances statorique.
$[L_r]$	Matrice d'inductances rotorique.
$[M_{sr}]$	Matrice d'inductances mutuelles stator-rotor.
d,q	Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature
α, β	Référentiel fixé par rapport au stator
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique [ohm (Ω)]
$V_{sd,q}$	Composante de tension statorique direct et quadrature
$V_{ra, \beta}$	Composante de tension rotorique dans le référentiel du stator.
J	Moment d'inertie.

C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor.
f	Coefficient de frottement.
p	Nombre de paire de pôle.
ω_s	Pulsation statorique
ω_r	Vitesse angulaire de rotation.
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Flux statorique selon l'axe d,q.
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Flux rotorique selon l'axe d,q.
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Composante du courant statorique dans le référentiel du stator.
i_{sd}, i_{sq}	Courant statorique selon l'axe d,q.
i_{rd}, i_{rq}	Courant rotorique selon l'axe d,q
T_r	Constante de temps rotorique
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
θ_s	L'angle de <i>Park</i>

Liste des Figures

Chapitre I : Commande vectorielle de la machine à induction

Figure (I.1) : Représentation des enroulements du MAS triphasé dans l'espace électrique	4
Figure (I.2) : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé. Erreur ! Signet non défini.	
Figure (I.3) : Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine à induction	13
Figure (I.4) : Résultats de simulation de la MI en charge ($C_r=3.5$ N.m) à ($t=2$ sec).	14
Figure (I.5) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MI.....	15
Figure (I.6) : Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode	16
Figure (I.7) : Principe de la MLI Sinus-Triangle	17
Figure (I.8) : Résultats de simulation de l'association MI –Onduleur en charge ($C_r=3.5$ N.m) à ($t=2$ sec).....	19
Figure (I.9) : Principe de commande par orientation du flux	20
Figure (I. 10) : Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte. Erreur ! Signet non défini.	
Figure (I. 11) : Bloc de simulation de la commande du MI	23
Figure (I. 12) : Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MI avec variation de la vitesse.....	24
Figure (I. 13) : Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MI avec variation de la charge	25
Figure (I. 14) : Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MI avec variation de la résistance rotorique	26

Chapitre II : Contrôle par mode glissant de la MI

Figure (II.1) : Théorie de la commande par mode de glissement.....	29
Figure (II.2) : Démonstration du mode de glissement.....	30
Figure (II.3) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable	33
Figure (II.4) : Représentation de la fonction « Signe »	35
Figure (II.5) : Fonction « SAT »	37
Figure (II.6) : Fonction « SMOOTH »	37

Figure (II.7) : Bloc de simulation de la commande par mode glissant de la MI 41

Figure (II.8) : Résultats de Simulation de la commande par mode glissant de la MI avec variation de vitesse 42

Figure (II.9) : Résultats de Simulation de la commande par mode glissant de la MI avec variation de Charge 43

Figure (II. 10) : Résultats de Simulation de la commande par mode glissant de la MI avec variation de la résistance rotorique..... 44

Chapitre III : Contrôle par mode glissant floue de la MI

Figure (III.1) : Formes des fonctions d'appartenances usuelles. (a) - Fonction triangulaire, (b) – Fonction trapézoïdale, (c) - Fonction sigmoïdale, (d) - Fonction gaussienne, (e) - Fonction singleton. 48

Figure (III.2) : Caractéristiques d'un ensemble floue 48

Figure (III.3) : Fonctions d'appartenances de T..... 49

Figure (III.4) : Schéma de la commande hybride SMC-FLC..... 54

Figure (III.5) : fonction d'appartenances des entrées..... 55

Figure (III.6) : fonction d'appartenances de la sortie..... 55

Figure (III.7) : Résultats de simulation de la commande hybride de la MI avec variation de vitesse 56

Figure (III.8) : Résultats de simulation de la commande hybride de la MI avec variation de charge..... 57

Figure (III. 9) : Résultats de Simulation de la commande hybride de la MI avec variation de la résistance rotorique. 58

Sommaire

Notations et symboles

Liste des figures

Introduction générale.....1

Chapitre I : Commande vectorielle de la machine à induction

I.1. Introduction : 3

I.2. Constitution de la machine à induction: 3

I.2.1. Le stator: 3

I.2.2. Le rotor: 3

I.2.3 Principe de fonctionnement de la machine à induction: 3

I.3 Modélisation de la machine à induction : 4

I.3.1 Hypothèses simplificatrices : 4

I.3.2 Equations générales de la machine: 4

I.3.2.1 Equations des tensions : 5

I.3.2.2 Equation des flux : 5

I.3.2.3 Equations mécaniques : 6

I.3.3 Modélisation de Park de la machine à induction 7

I.3.3.1 Principe de la transformation de Park : 7

I.3.3.2 Equations des tensions : 8

I.3.3.3 Equations magnétiques : 8

I.3.3.4 Expression du couple électromagnétique : 8

I.3.3.5 Choix du référentiel : 9

I.3.3.6 Référentiel lié au champ tournant : 10

I.3.3.7 Référentiel lié au stator : 10

I.3.4 Mise en équation d'état : 10

I.3.5 Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant..... 12

I.3.6 Résultats de simulation : 12

I.4 Modélisation de l'alimentation du MI : 15

I.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé : 15

I.4.2	Commande de l'onduleur par la stratégie triangulo-sinusoïdale :	15
I.4.3	Simulation et interprétation :	17
I.5	Commande vectorielle de la MI :	18
I.5.1	Principe de la commande par orientation de flux :	19
I.5.2	Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique :.....	Erreur ! Signet non défini.
I.5.3	Résultat de simulation:	21
I.5.3.1	Simulation avec variation de la vitesse :	23
I.5.3.2	Simulation avec variation de la charge:	24
I.5.3.3	Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique:	25
I.6	Conclusion :	26

Chapitre II : Contrôle par mode glissant de la MI

II.1	Introduction :	28
II.2	Introduction aux systèmes de réglage à structure variable:	28
II.2.1	Historique:	28
II.2.2	Théorie de la commande par mode glissement :	28
II.3	Système à structure variable:	29
II.3.1	Objectif de la commande par mode glissant :	30
II.3.2	Condition d'existence du mode glissant:	30
II.4	Notion de base :	31
II.4.1	Conception de la commande par mode de glissement :	31
II.4.2	Choix de la surface de glissement:	31
II.4.3	Conditions de convergence :	32
II.4.3.1	Fonction directe de commutation:	32
II.4.3.2	Fonction de LYAPUNOV:	32
II.4.4	Calcul de la commande:	32
II.4.4.1	Définition des grandeurs de commande:	33
II.4.4.2	Expression analytique de la commande:	34
II.4.5	Elimination du phénomène de chattering:	36
II.5	Domaine d'application du réglage par mode glissant :	36
II.6	Les avantages de la commande par mode glissant :	37
II.7	Commande non-linéaire par mode glissant :	37

II.7.1	Modèle du moteur asynchrone :	37
II.7.2	Choix des surfaces de glissements :	38
II.7.3	Sélection des surfaces de commutation :	39
II.7.3.1	Surface de régulation de la vitesse \square_r :	39
II.7.3.2	Surface de régulation du courant i_{sq} :	39
II.7.3.3	Surface de régulation du courant i_{sd} :	40
II.8	Simulation et interprétation des résultats :	40
II.8.1	Simulation avec variation de la vitesse.....	41
II.8.2	Simulation avec variation de la charge:.....	42
II.8.3	Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique:	44
II.9	Conclusion :	45

Chapitre III : Contrôle par mode glissant floue de la MI

III.1	Introduction	46
III.2	Commande par la logique floue de la MI.....	46
III.2.1	Notions fondamentales de la logique floue	46
III.2.1.1	Ensembles flous	46
III.2.1.2	Fonctions d'appartenances	46
III.2.1.3	Caractéristiques d'un sous ensemble floue	48
III.2.1.4	Variables linguistiques :.....	49
III.2.1.5	Operateurs logiques flous.....	49
III.2.1.6	Implication floue	50
III.3	Commande par mode glissant floue (commande hybride) :.....	51
III.3.1	Synthèse de la commande par mode glissant :	51
III.3.2	Synthèse de la commande par logique floue :.....	52
III.4	Conception d'une commande hybride FSMC d'un MI:.....	53
III.4.1	Conception de la commande équivalente :.....	54
III.4.2	Conception de la commande par logique floue :.....	54
III.5	Résultats de simulation :.....	55

III.5.1 Simulation avec variation de la vitesse :	56
III.5.2 Simulation avec variation de charge :	57
III.5.3 Simulation avec variation de résistance rotorique R_r :	58
III.6 Conclusion.....	59
Conclusion générale.....	60
Annexe	
Bibliographie	
Résumé	

Introduction générale

Introduction générale

Les technologies modernes des systèmes d'entraînement exigent de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible. Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composantes électroniques et microinformatique baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue. Pour toutes ces raisons, le moteur à courant continu trouve des limites d'utilisation, le moteur à courant alternatif a tendance de le remplacer dans nombreuses applications. Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose de problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Les recherches ont donné un essor appréciable à la commande non-linéaire [1].

L'application du contrôle à flux orienté (IFOC) pour les machine à induction (MI) a été très utilisée pour assurer un découplage entre le couple et le flux, permettant d'obtenir ainsi un modèle similaire à celui d'une machine à courant continu [2]. Dans ce cas, différents contrôleurs classiques peuvent être utilisés pour garantir les performances désirées. Néanmoins, certaines performances ne peuvent pas être garanties en présence de variations structurelles ou de perturbations externes[3]. Il est alors nécessaire de synthétiser des commandes robustes vis à vis de ces perturbations. Dans cet article nous avons opté pour l'utilisation d'une approche hybride en combinant deux lois de commandes robustes : la commande par mode glissant (SMC) et la commande floue(FLC). [4]

La commande par mode glissant a été utilisée en raison de sa robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande provoque un phénomène de broutement (chattering) qui peut exciter les hautes fréquences jusqu'à endommager le système [5]. Pour remédier à cet inconvénient, plusieurs solutions ont été proposées pour garder la robustesse du mode glissant et d'éliminer le phénomène de broutement, sans pour autant détériorer les performances du système plusieurs approches dites "hybrides" ont été développées [6]. Ces approches concernent la combinaison de différentes techniques de commandes (la combinaison SMC et FLC) pour obtenir les meilleures performances et réduire ainsi le phénomène de "chattering" dans le système. Dans ce travail, nous proposons un schéma de commande "hybride" et robuste appliquée à un moteur à induction[7]. Il s'agit d'utiliser

un superviseur flou permettant la commutation graduelle entre deux lois de commande : la première par mode glissant qui agit essentiellement durant le régime transitoire, et la seconde par logique floue active durant le régime permanent.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre, comporte deux parties. La première partie est consacré à la modélisation et la simulation d'une machine à induction triphasé alimenté par un onduleur de tension. Par la suite, nous présenterons le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la munie d'un réglage de vitesse du MI par un régulateur classique PI. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude.

Le deuxième chapitre, comporte deux parties. La première partie est consacrée à un bref rappel de la commande à structure variable. Des éléments théoriques nécessaires à la compréhension du mode de glissement sont introduits. Nous abordons également les conditions d'existence du mode de glissement ainsi que les différentes méthodes qui permettent sa détermination. Dans la deuxième partie, nous présentons la conception d'une commande non-linéaire basée sur la technique de mode glissant d'ordre un pour le flux et la vitesse de rotation du moteur à induction. L'efficacité de cette commande et les performances seront aussi illustrées par des résultats de simulation.

Dans le troisième chapitre, nous allons présenter une nouvelle loi de commande hybride par mode glissant flou. Cette dernière est utilisée pour remédier le phénomène de broutement (chattering). Des simulations illustrent l'apport de cette approche.

En fin, on termine par une conclusion, ainsi que les perspectives futures pour l'amélioration de ce travail.

Chapitre I

Commande vectorielle de la machine à induction

I.1. Introduction :

Le moteur asynchrone, ou moteur à induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire, leur stator est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître [1]. Dans ce chapitre, dans une première partie, nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone aussi son modèle mathématique triphasé, sa transformation dans le système diphasé et la modélisation de son alimentation. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation du moteur asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé via un convertisseur. Dans la seconde partie nous développons le principe de la commande vectorielle appliqué à la machine à induction et la simulation de la MI contrôlé par commande vectorielle à orientation de flux rotorique sera donnée à la fin de ce chapitre.

I.2. Constitution de la machine à induction:

Le moteur à induction est constituée par :

I.2.1. Le stator:

Le stator d'un moteur asynchrone est identique à celle d'une machine à induction (MI), 3enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de $2\pi/3$ qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées.

I.2.2. Le rotor:

Le rotor du moteur supporte un bobinage semblable à celle du stator du MS, bobinage triphasé décalés de $2\pi/3$ à même nombre de pôles que celle du stator du MS. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

I.2.3 Principe de fonctionnement de la machine à induction:

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une

bobine crée un champ magnétique B . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant I . C'est une grandeur vectorielle.

I.3 Modélisation de la machine à induction :

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée. Cette théorie est basée sur la transformation de *Park*, qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à un système cartésien d'axes, « d, q » [2, 3, 4].

I.3.1 Hypothèses simplificatrices :

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le système. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courant alternatifs [3,4].

Pour cette raison, on adopte les hypothèses suivantes [3,4] :

- entrefer constant et l'effet des encoches négligé,
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- pertes ferromagnétiques négligeables,
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- l'additivité des flux, et la constance des inductances propres,

La figure (I.1) tiré du représente la distribution spatiale des enroulements statoriques et rotoriques d'une telle machine asynchrone [3].

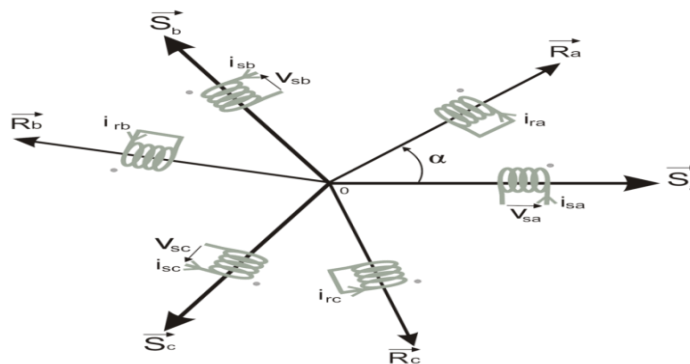


Figure (I.1) : Représentation des enroulements du MAS triphasé dans l'espace électrique

I.3.2 Equations générales de la machine:

I.3.2.1 Equations des tensions :

Par application de la loi de *Faraday* à l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation [3,4] :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.1})$$

On déduit pour l'ensemble des phases,

Statoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + (d/dt) \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Ou :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + d/dt[\phi_{sabc}] \quad (\text{I.3})$$

et rotoriques :

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

Ou :

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + d/dt[\phi_{rabc}] = [0] \quad (\text{I.5})$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles.

I.3.2.2 Equation des flux :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de α :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\alpha) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\alpha + 2\pi/3) \end{cases} \quad (I.7)$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances [3,4]:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$\text{avec: } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et } [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

Finalelement :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)\{[L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]\} \quad (I.9)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)\{[M_{sr}]^t[i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}]\} \quad (I.10)$$

I.3.2.3 Equations mécaniques :

L'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine [3,4]:

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ \omega = p \cdot \Omega \end{cases} \quad (I.11)$$

avec :

- J : moment d'inertie du rotor,
- Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor,
- f_r : coefficient de frottement visqueux,
- C_{em} : couple électromagnétique délivré par le moteur,

- C_r : couple résistant, ou de charge,
- ω : vitesse angulaire électrique du rotor.

I.3.3 Modélisation de Park de la machine à induction:

I.3.3.1 Principe de la transformation de Park :

La transformation directe de *Park* est définie par la matrice $[P]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$, la transformation de *Park* fait correspondre les vecteurs $[v_{dq0}]$, $[i_{dq0}]$ et $[\phi_{dq0}]$. La transformation de *Park* est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants, et de flux $[x_{dq0}] = [x_o \ x_d \ x_q]^t$. Le vecteur « x_o » représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs « x_a », « x_b », et « x_c ». Les vecteurs « x_d » et « x_q » représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs « x_a », « x_b », et « x_c » [3,4].

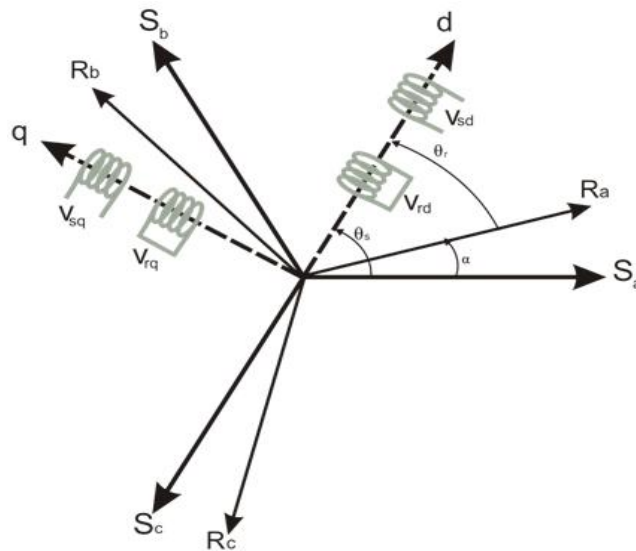


Figure (I.2) : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé [3].

La transformation de *Park* est définie par :

$$[x_{abc}] = [P]^{-1} [x_{dq0}] \quad (\text{I.12})$$

$$[x_{dq0}] = [P] [x_{abc}] \quad (\text{I.13})$$

où $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = c. \begin{bmatrix} \cos\psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin\psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$[P]^{-1} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi + 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

avec $(\psi = \theta_s)$ pour le stator, ou $(\psi = \theta_r)$ pour le rotor.

Où « c » est une constante qui peut prendre soit les valeurs (2/3) ou 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{(2/3)}$ pour une conservation de puissance [3].

Dans notre cas, nous prendrons : $c = \sqrt{(2/3)}$

On remarque sur la figure (I.2) que « θ_s » et « θ_r » sont naturellement liés à « α » par la relation rigide :

$$(\theta_s - \theta_r) = \alpha \quad \text{dédit par dérivation : } (\omega_s - \omega_r) = \frac{d\alpha}{dt} = \omega = p\Omega$$

où:

- ω_s : vitesse des axes « d, q » dans le repère statorique,
- ω_r : vitesse des axes « d, q » dans le repère rotorique.

I.3.3.2 Equations des tensions :

Les équations de *Park* statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - (d\theta_s / dt) \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + (d\theta_s / dt) \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - (d\theta_r / dt) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + (d\theta_r / dt) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

I.3.3.3 Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

I.3.3.4 Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut prendre diverses formes, en fonction des variables que l'on élimine (où p est le nombre de paires de pôles) [3]:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (I.18)$$

I.3.3.5 Choix du référentiel :

Il y a trois transformations de référentiel qui sont couramment employées dans la simulation des machines électriques. Dans chaque cas il s'agit d'assigner une vitesse particulière au référentiel pour obtenir une transformation donnée. Ces transformations se font dans les référentiels suivants [4]:

- référentiel (d, q) fixé au stator ou stationnaire :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

La transformation dans le référentiel (d, q) fixé au stator ou stationnaire porte aussi le nom de transformation de *Clarke* ou transformation (α, β) . Ce référentiel étant fixe, la vitesse est nulle. Comme la vitesse est nulle, l'angle du référentiel demeurera constant et sa valeur est arbitraire. Nous avons choisi de travailler avec un angle nul [3,4].

- référentiel (d, q) fixé au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

La vitesse du référentiel ainsi que sa position angulaire deviennent celles du rotor.

- référentiel (d, q) synchrone :

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

Ce référentiel tourne à la vitesse du champ tournant du stator.

Le choix de transformation de référentiel est essentiellement dicté par les variables de phase que nous voulons observer ainsi que l'application.

Si les variables de phases au stator et au rotor ne nous intéressent pas, la machine peut être simulée dans le référentiel synchrone sans qu'aucune transformation ne soit nécessaire. Si l'on désire simuler cette machine dans des conditions équilibrées mais que cette fois, on désire observer les courants de phase statoriques, la transformation dans le référentiel stationnaire est celle qui requiert le moins de calculs. Si par contre on s'intéresse aux courants de phase rotoriques, la transformation dans le référentiel fixé au rotor sera la plus avantageuse [3,4].

I.3.3.6 Référentiel lié au champ tournant :

Les équations de la machine à induction dans le repère (d, q) lié au champ tournant :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de faire la régulation [3].

I.3.3.7 Référentiel lié au stator :

Pour obtenir les équations de la machine à induction dans le référentiel (d, q) lié au stator, il suffit donc de substituer dans le système d'équations du référentiel (d, q) arbitraire (I.19), et en remplaçant « d » par « α » et « q » par « β ». Dans ces conditions, on obtient le système d'équations (I.20) :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + (d\phi_{s\alpha} / dt) \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + (d\phi_{s\beta} / dt) \\ v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + (d\phi_{r\alpha} / dt) + \omega_r \phi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + (d\phi_{r\beta} / dt) - \omega_r \phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [3].

I.3.4 Mise en équation d'état :

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul.

Pour une machine à induction alimentée en tension, les tensions statoriques « $v_{s\alpha}$ » et « $v_{s\beta}$ » représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$, les flux rotoriques $(\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$ et la pulsation mécanique « Ω » comme variables d'état, le couple résistant « C_r » étant comme perturbation[3].

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

avec :

- \mathbf{X} : vecteur d'état,
- \mathbf{Y} : vecteur de sortie,
- \mathbf{A} : matrice d'évolution d'état du système,
- \mathbf{B} : matrice de commande (d'entrée),
- \mathbf{U} : vecteur du système de commande,
- \mathbf{C} : matrice d'observation.

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\alpha} + k\omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + k\omega \phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

par identification :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

avec :

$$- \quad k = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \text{ et } \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right),$$

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

$$- \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{ Constante du temps rotorique.}$$

I.3.5 Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

Il est obtenu de la même manière que celui du référentiel (α, β) , on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (I.23)$$

Ce modèle qui sera utilisé ci-après dans l'étude de la commande vectorielle de la MI.

I.3.6 Résultats de simulation :

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs. Le but de cette simulation est de valider le modèle de la machine à induction, d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau triphasé. Les tensions appliquées aux trois bobinages statoriques sont :

$$\begin{cases} v_1 = 310. \sin(\omega_s t) \\ v_2 = 310. \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3 = 310. \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine à induction alimenté en tension est donné par la figure (I.3) :

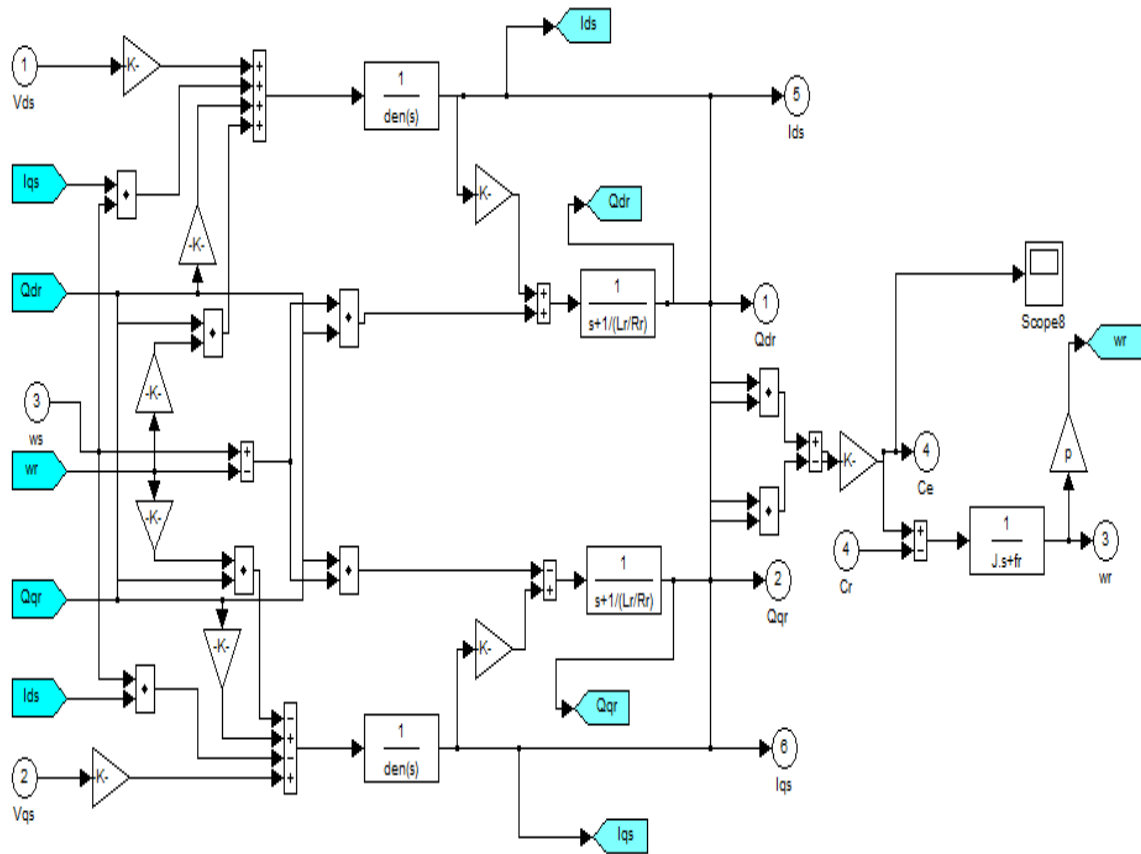
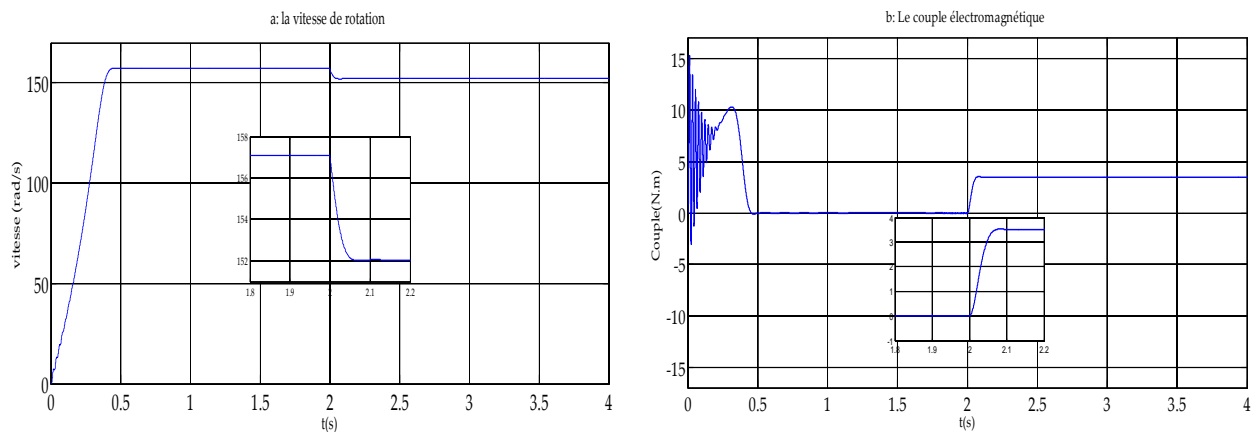


Figure (I.3) : Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine à induction

La machine à induction est alimenté directement par le réseau triphasé 220/380V, de fréquence : 50Hz, cette machine démarre à vide, afin d'appliqué un couple résistant de ($Cr = 3.5$ N.m) à ($t = 2$ sec).

Nous illustrons la vitesse de rotation du moteur exprimé en (rad/s), le couple électromagnétique ainsi que le courant statorique et le flux rotorique.

Les paramètres de la machine à induction sont indiqués en Annexe (A).



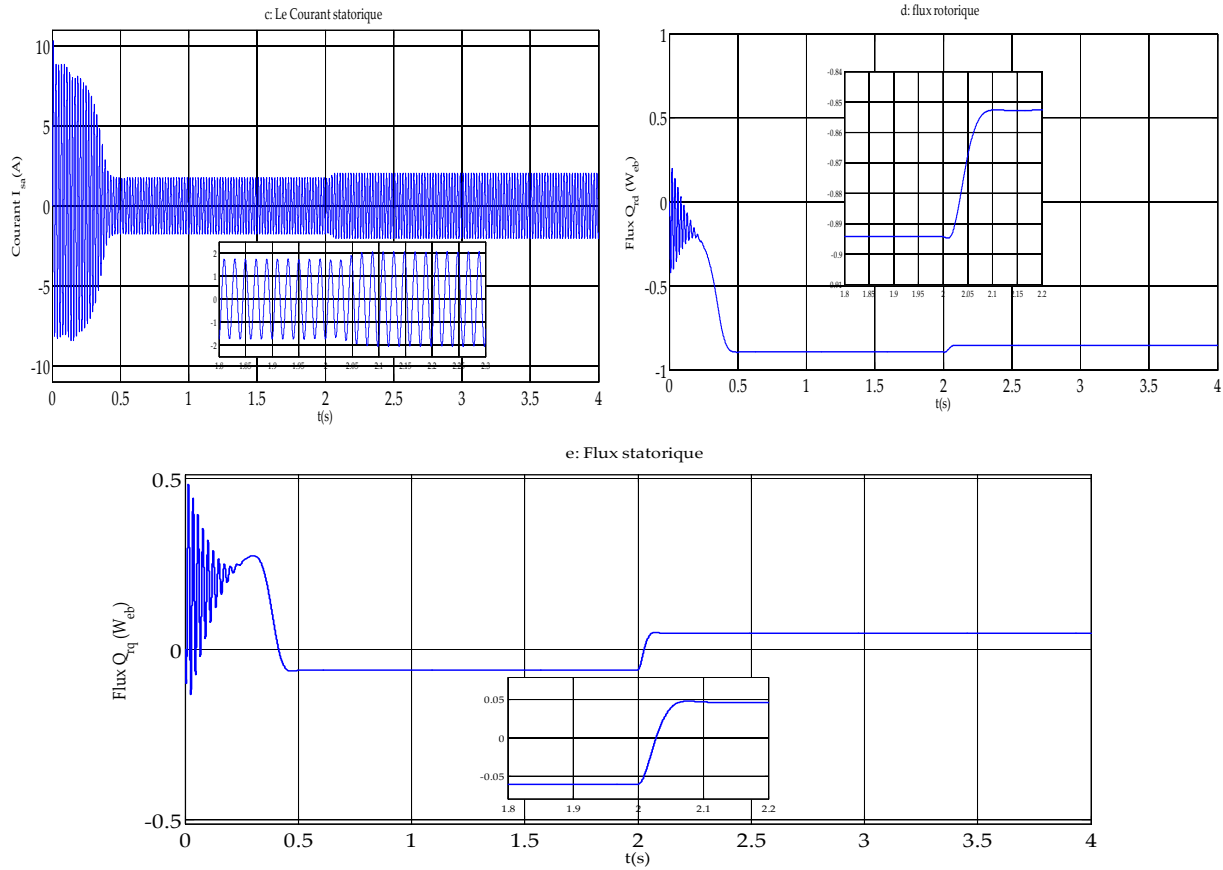


Figure (I.4) : Résultats de simulation de la MI en charge ($Cr=3.5 \text{ N.m}$) à ($t=2 \text{ sec}$).

Lors de démarrage à vide, un fort appel au courant qui est égal à environ 4 fois le courant nominal présenté sous forme d'oscillations successives, qui se stabilisent en régime permanent.

Le couple est fortement pulsatoire à cause des bruits générés par la partie mécanique. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de (0.98) fois le couple nominale, et il tend vers zéro (charge nulle) au régime permanent.

La vitesse fait un accroissement presque linéaire, jusqu'à ce qu'il stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme (la machine tourne à vide).

Le flux, fait des oscillations de faible amplitude, jusqu'à ce qu'il stabilise a des oscillations sinusoïdales.

Lors de l'application d'une perturbation, la vitesse et le flux sont diminués mais ils sont restent stable, le couple augmente afin de compenser le couple résistant et le courant aussi est augmenté.

I.4 Modélisation de l'alimentation du MI :

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP, "Digital Signal Processing") et des systèmes à base d'architecture reconfigurable (FPGA, "Field Programmable Gate Array"), permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs [2, 3, 4].

I.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé :

Un onduleur de tension triphasé est constitué de trois cellules (bras) de commutation de deux interrupteurs. Pour chaque interrupteur est formé par un transistor (ou un thyristor) monté en tête-bêche avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuitage de la source, les interrupteurs k_{11} et k_{12} , k_{21} et k_{22} , k_{31} et k_{32} doivent être contrôlé de manière complémentaire [2, 4].

Le schéma structurel de l'onduleur de tension alimentant le stator du moteur asynchrone est donné par la figure (I.5) :

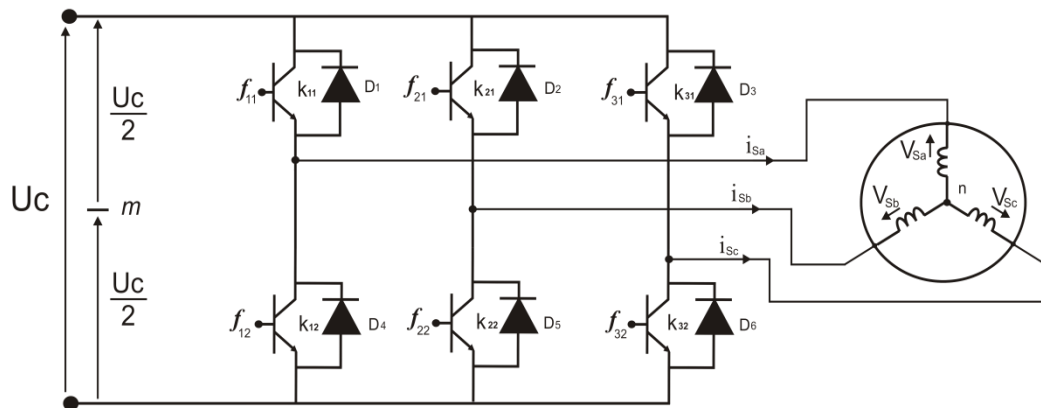


Figure (I.5) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MI

Pour simplifier l'étude, on supposera que [4] :

- la commutation des interrupteurs est instantanée,
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- la charge triphasé est équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé.

D'où on présente chaque paire transistor-diode par une seule interruptrice bidirectionnelle.

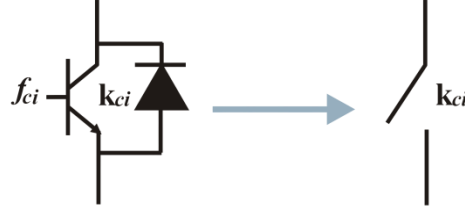


Figure (I.6) : Interrupteur bidirectionnel de paire transistor-diode

On définit la fonction de connexion f_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{1, 2\}$) comme l'état de l'interrupteur k_{ci} , on a :

$$\begin{cases} f_{11} = 1 - f_{10} \\ f_{21} = 1 - f_{20} \\ f_{31} = 1 - f_{30} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

avec :

- $f_{ci} = 1$ si l'interrupteur est fermé,
- $f_{ci} = 0$ si l'interrupteur est ouvert.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante, d'amplitude « U_c ». Les potentiels des nœuds « a », « b » et « c » de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu fictif « n » sont donnés par les tensions suivantes :

$$\begin{cases} v_{an} = f_{11} U_c \\ v_{bn} = f_{21} U_c \\ v_{cn} = f_{31} U_c \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Les tensions composés délivrées par cet onduleur sont donnés par :

$$\begin{cases} u_{sab} = U_c (f_{11} - f_{21}) \\ u_{sbc} = U_c (f_{21} - f_{31}) \\ u_{sca} = U_c (f_{31} - f_{11}) \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Pour une charge triphasé équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé, les tensions statoriques simples sont reliés par :

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \quad (\text{I.27})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3}(u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3}(u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3}(u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

Après arrangement les équations des deux systèmes (I.26) et (I.28), on obtient le système matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Pour déterminer les fonctions « f_{ci} », on présentera dans ce qui suit la stratégie de commande de l'onduleur.

I.4.2 Commande de l'onduleur par la stratégie triangulo-sinusoidale :

La MLI Sinus-Triangle utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoidale de fréquence f , appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence f_p , appelée la porteuse P, pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la figure (I.7) [4].

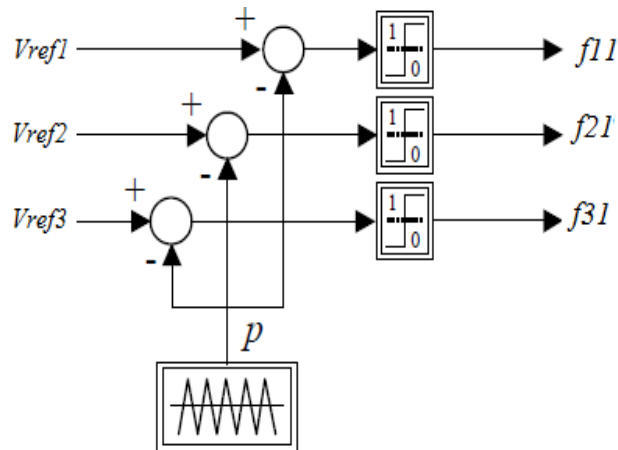


Figure (I.7) : Principe de la MLI Sinus-Triangle

Les signaux de référence sont définis par [5]:

$$V_{refj}(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right), \quad j = 1, 2, 3 \quad (I.30)$$

La porteuse est donnée par [5]:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - (4n+1) \right) & \text{si } t \in [nT_p, \frac{n+1}{2}T_p] \\ V_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + (4n+3) \right) & \text{si } t \in [\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p] \end{cases} \quad (I.31)$$

avec : T_p période de V_p

La commande *MLI* est caractérisée par les deux paramètres [4] :

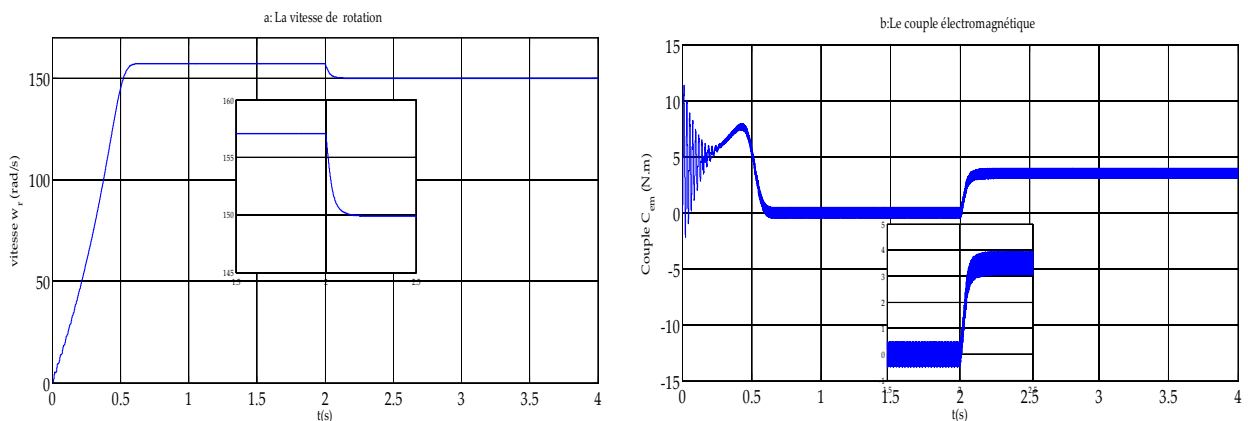
- l'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence,
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête ($U_c/2$) de l'onde de modulation.

Notez que l'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et donc facilite le filtrage. Mais m est limité par le temps de commutation des interrupteurs du l'onduleur et donc par la largeur minimale des impulsions [4].

Alors, le choix de m procède d'un compromis entre la neutralisation des harmoniques et le rendement de l'onduleur, dans notre travail nous avons prend $m=100$. Tandis que, par action sur r on peut faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

I.4.3 Simulation et interprétation :

La figure (I.8) représente une simulation de l'association Onduleur-MI.



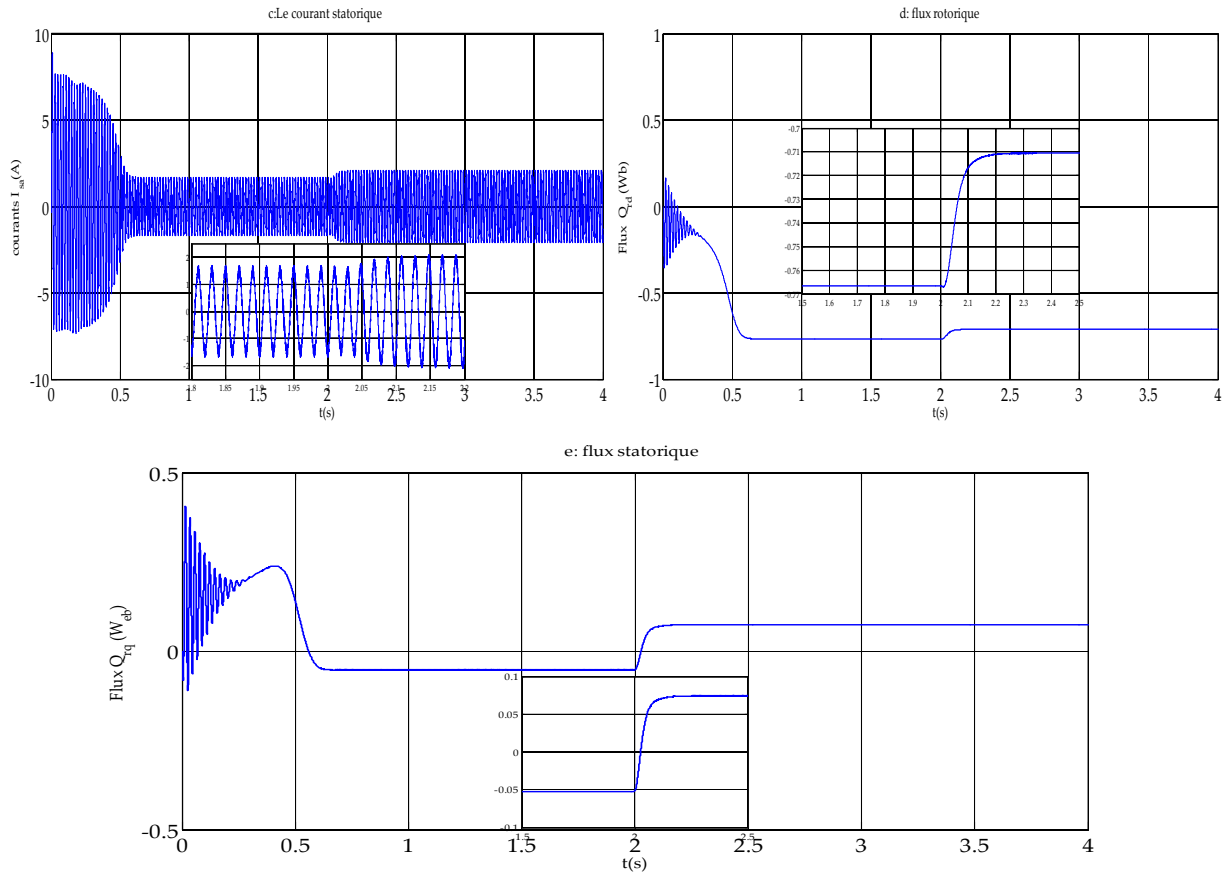


Figure (I.8) : Résultats de simulation de l'association MI – Onduleur en charge ($C_r=3.5 \text{ N.m}$) à ($t=2 \text{ sec}$).

On a simulé le modèle de la MI associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI comme précédemment à vide puis on a appliqué un couple résistant de (3.5 N.m) à l'instant ($t=2\text{s}$). Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec le modèle seul, on constate qu'ils sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

I.5 Commande vectorielle de la MI :

L'objectif principal de la commande vectorielle de la machine à induction est d'améliorer leur comportement statique et dynamique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [3].

I.5.1 Principe de la commande par orientation de flux

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désiré du flux (figure I. 9) [3].

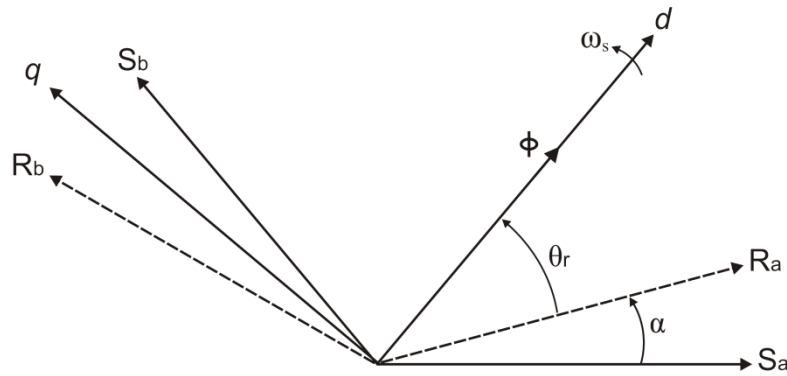


Figure (I.9) : Principe de commande par orientation du flux

Trois choix sont possibles pour fixer l'orientation du flux représenté dans la figure (I. 9), soit [3]:

Orienter le flux rotorique avec la condition : $\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$,

Orienter le flux statorique avec la condition : $\phi_{sd} = \phi_s$ et $\phi_{sq} = 0$,

Orienter le flux d'entrefer avec la condition : $\phi_{ed} = \phi_e$ et $\phi_{eq} = 0$,

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important, ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [3].

Pour cette raison, dans notre étude nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. L'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \quad (I.32)$$

La troisième équation du système devient :

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M i_{sd} \quad (\text{I.33})$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (I.32) et (I.33) que seule la composante directe i_{sd} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} si le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple, et par conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

La régulation de flux peut être soit direct ou indirect [3] :

- contrôle direct : le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit donc être mesuré (rarement) ou estimé. La pulsation statorique ω_s est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator.
- contrôle indirect : le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

I.5.2 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique :

Le système d'équations d'état de la machine dans un référentiel lié au champ tournant nous permet d'exprimer $(v_{sd}, v_{sq}, \phi_r, \omega_r \text{ et } C_e)$ avec $(\phi_{rd} = \phi_r)$ et $(\phi_{rq} = 0)$:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M i_{sd} \\ \frac{M}{L_r} i_{sq} = (\omega_s - \omega) \phi_r \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons le système d'équations (I.36) suivant :

I.5.3 Résultat de simulation:

La figure (I. 11) illustre le schéma bloc de la commande vectorielle de *MI* fait par logiciel *Simulink* sous *Matlab*.

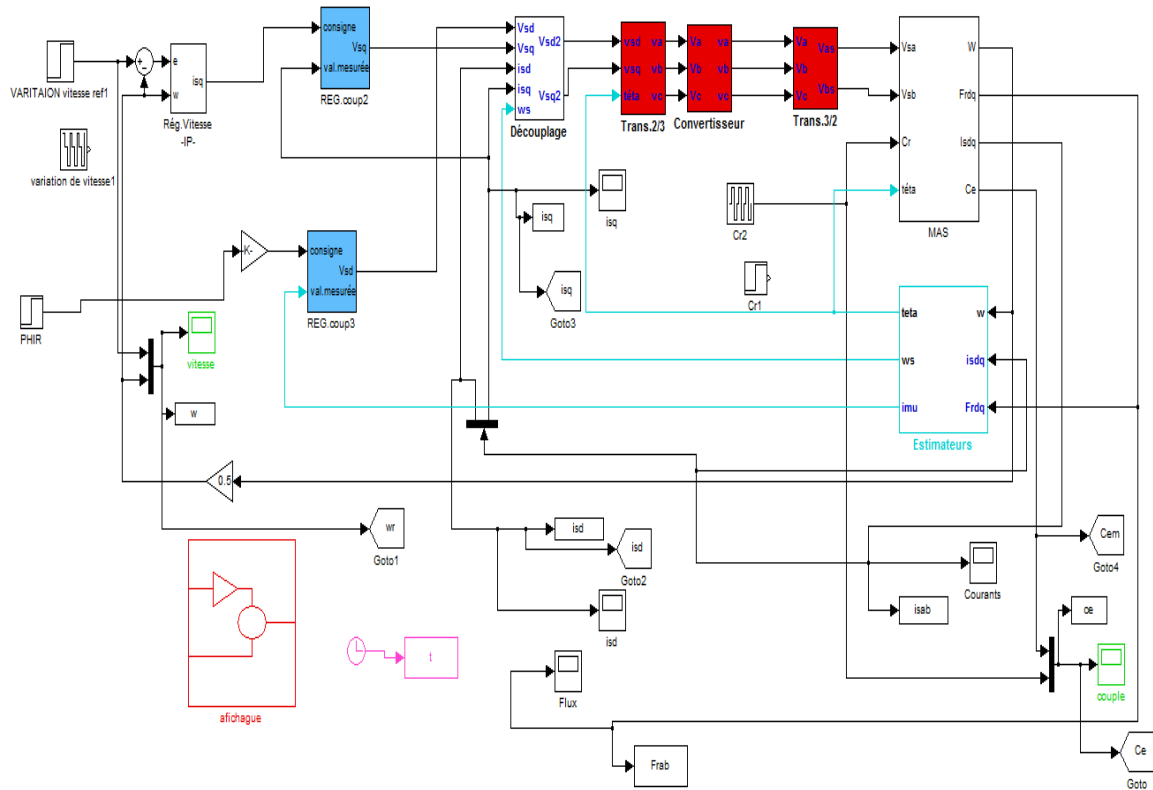


Figure (I. 11) : Bloc de simulation de la commande du MI

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle indirecte en tension. Nous avons simulé le système dans d' différents cas de fonctionnement tels que la variation de charge, de la vitesse et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique.

I.5.3.1 Simulation avec variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref} = 100, 30, -100$) rad/s de la fig (I.12) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influx sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique. On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste. Le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

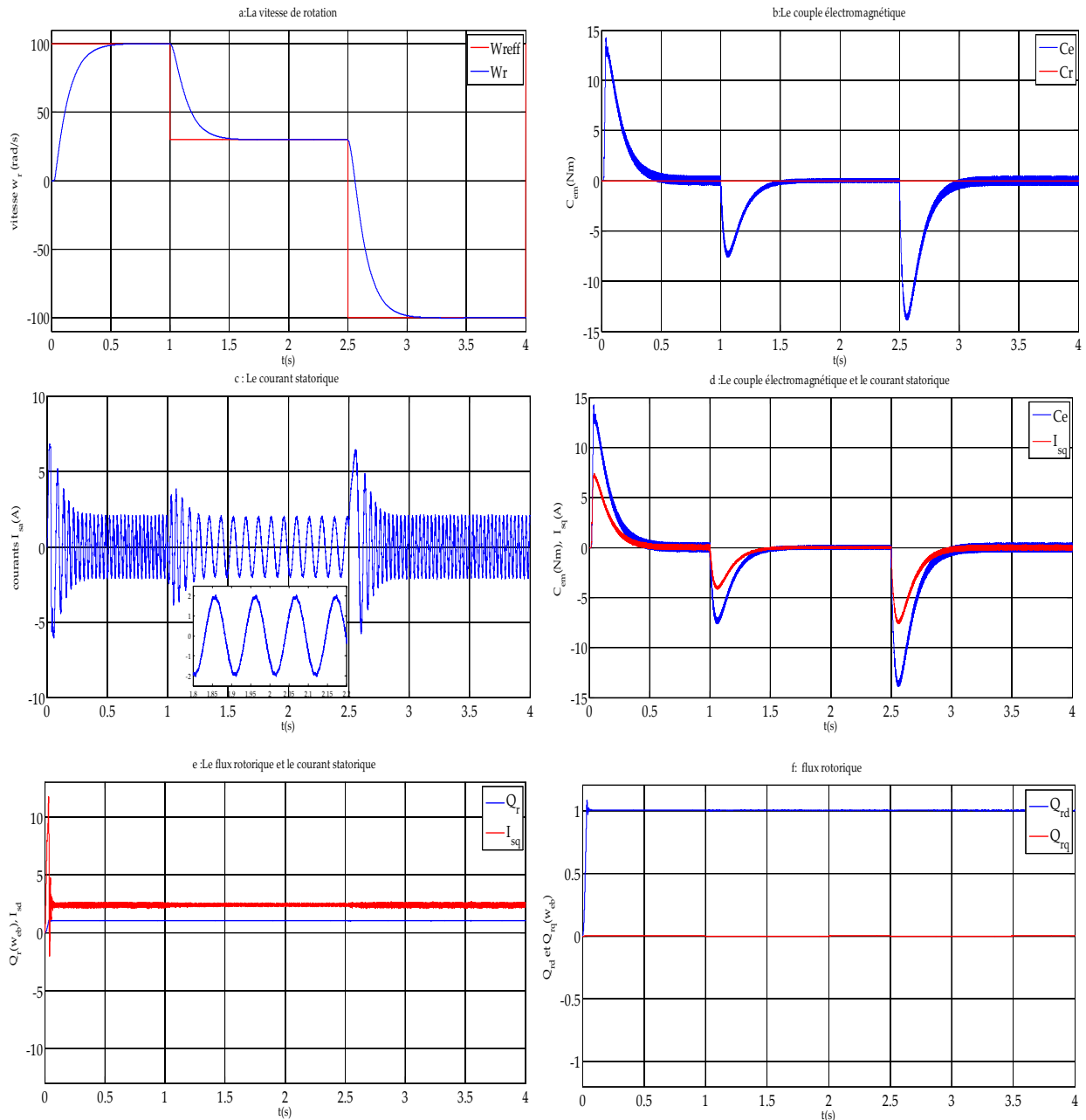


Figure (I. 12) : Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MI avec variation de la vitesse

I.5.3.2 Simulation avec variation de la charge:

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge ($C_{ref} = 3.5, 0, 7$) N.m fig (I. 13), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ($\Phi_{rq}=0$) Nous constatons également que le

couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.

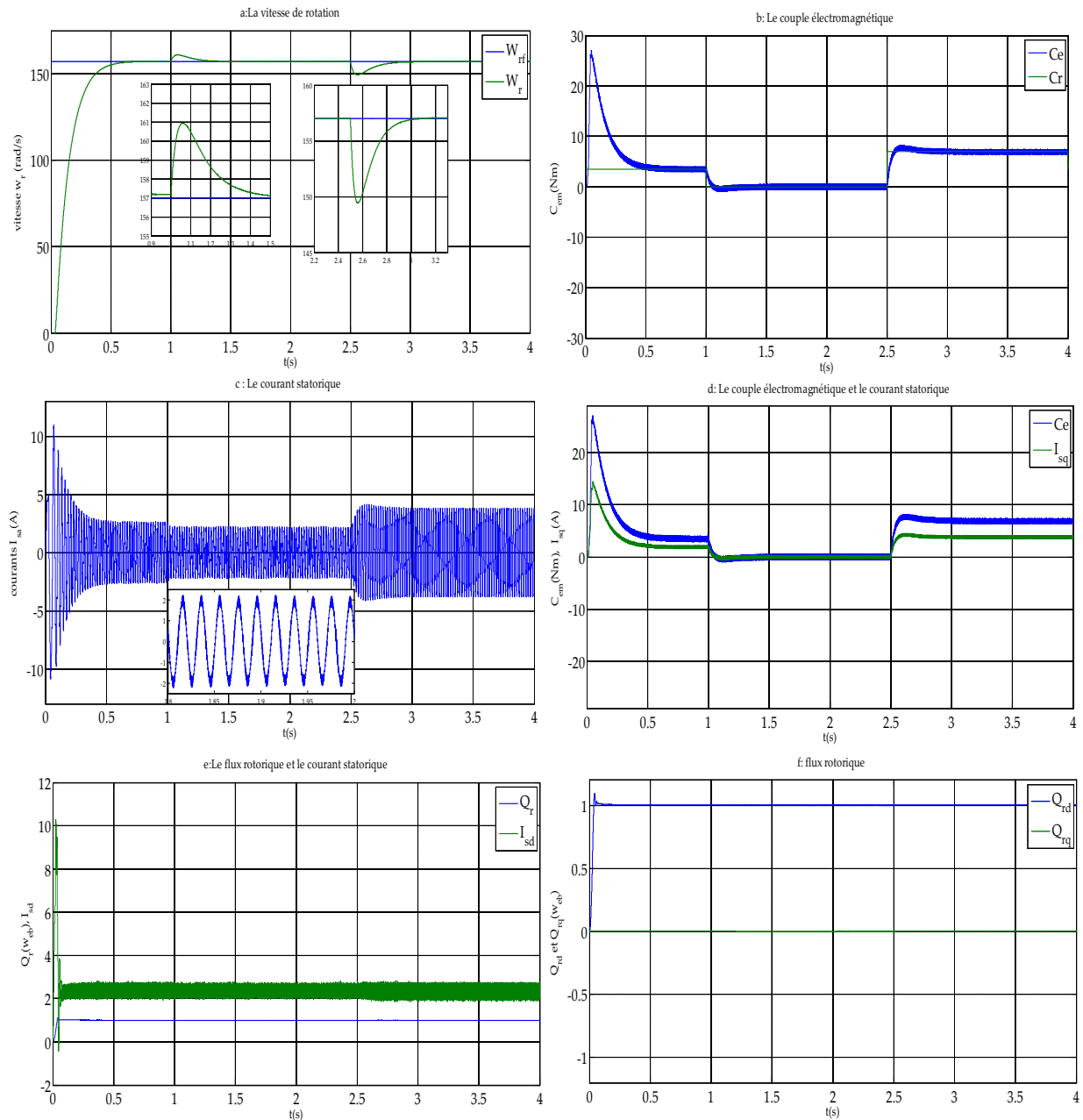


Figure (I. 13) : Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MI avec variation de la charge

I.5.3.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique:

D'après les résultats présentés dans la fig (I. 14), on remarque au moment de variation de la résistance rotorique de 200 % de la résistance nominale dû à l'échauffement de la machine. Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 2$ s) c'est-à-dire à l'instant de variation de la résistance et l'application de charge à l'instant ($t = 3$ s), aucune variation sur les courbes de vitesse, couple,

courants et flux. A partir de l'instant de variation de la résistance, on constate le découplage est touché, donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.

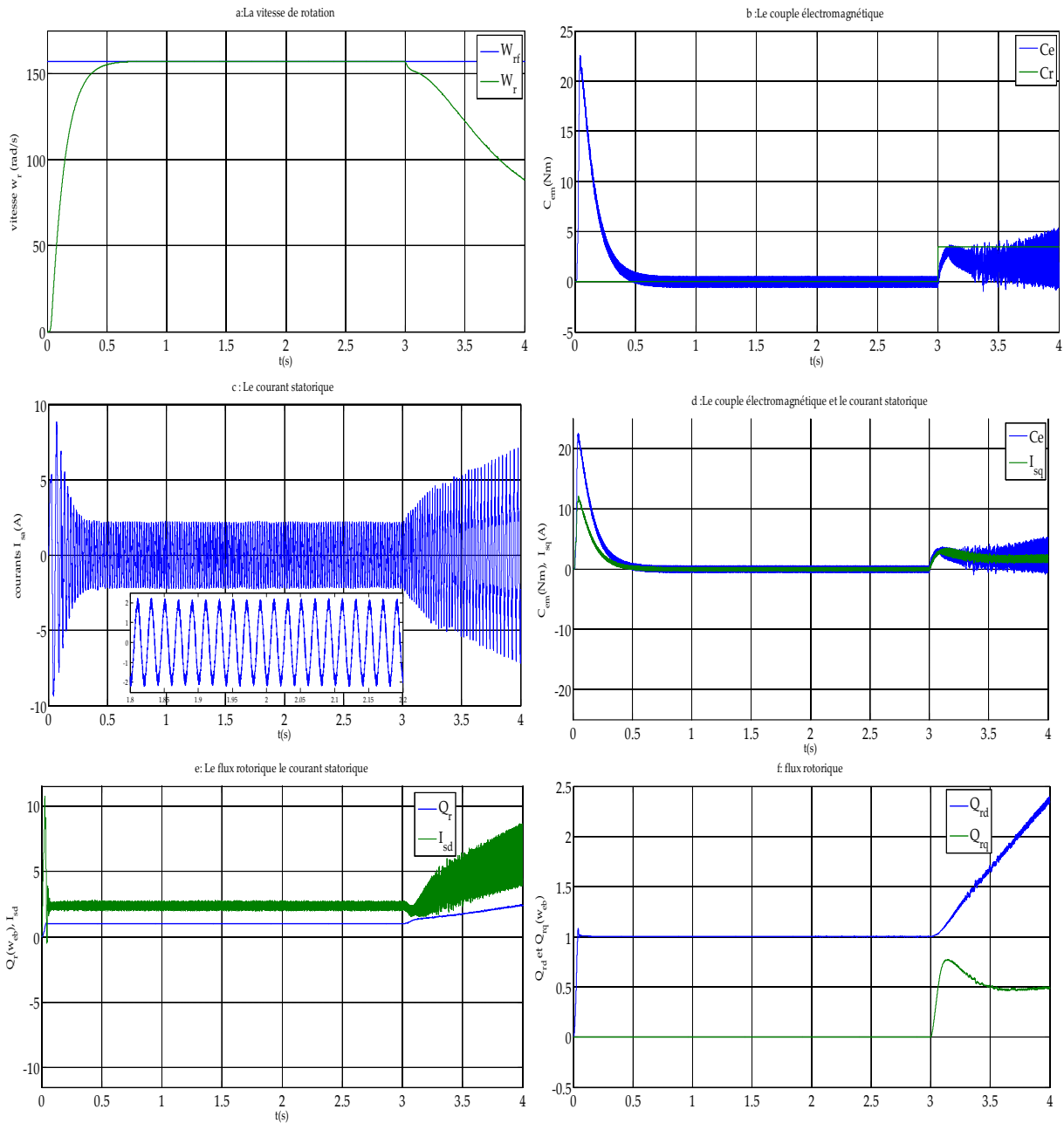


Figure (I. 14) : Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MI avec variation de la résistance rotorique

I.6 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la modélisation de la machine à induction triphasée, en mettant en exigence la complexité et le non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MI dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la

modélisation de la partie d'alimentation, le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant le principe de MLI triangulo-sinusoidale. Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons présenté une technique de commande de la MI qui est la commande vectorielle à flux rotorique orienté, cette technique nous a permis non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi d'améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes « d » et « q », ce qui rend la machine asynchrone similaire à la machine à courant continu, où la robustesse de la commande face aux variations de la vitesse. Et nous constatons que la commande par flux orienté conduit à des limitations implicites des performances des variateurs auxquels elle est associée, à la suite de quoi et dans le but de palier les inconvénients de cette commande nous allons essayer dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine asynchrone, On parle ici la commande par mode glissant.

Chapitre II

Contrôle par mode glissant de la MI

II.1 Introduction :

Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale dérivée, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. Afin d'obtenir ce régime glissant, une loi de commande est requise pour avoir une nature discontinue, c'est à dire que la structure du système a besoin d'être modifiée dans le temps. Un tel système est appelé système à structure variable [18].

La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie a priori, appelée surface de glissement, afin d'y maintenir sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système [17].

Dans ce chapitre, on présente les concepts généraux de la commande des systèmes à structure variable ainsi que des notions générales sur la technique des modes glissant appliqué à la machine à induction.

II.2 Introduction aux systèmes de réglage à structure variable:

II.2.1 Historique:

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes des glissements associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [19, 20, 21]. Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et d'autre (1998), Hung et d'autre (1993), l'action de commande force la trajectoire de systèmes à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement. Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une grande vitesse de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre le changement des paramètres ou des perturbations. Le phénomène "chattering" associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Plusieurs méthodes pour réduire ce phénomène ont été proposées.

II.2.2 Théorie de la commande par mode glissement :

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie

d'une manière discontinue. Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une "variété" ou "hyper surface" dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système [25].

On pouvait distinguer les différentes conceptions, applications et base mathématique dans la figure suivante Figure (II.01)

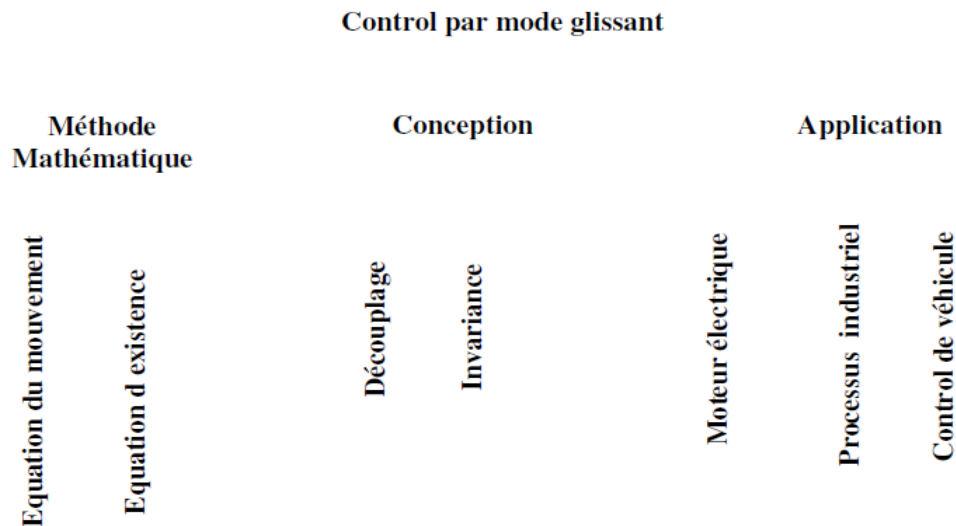


Figure (II.1): *Théorie de la commande par mode de glissement*

II.3 Système à structure variable:

Un système à structure variable en anglais "saxon variable system VSS" est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel system peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure. Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface .puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de reste au

voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement produit est appelé mouvement de glissement

II.3.1 Objectif de la commande par mode glissant :

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

1-Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.

2-Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

II.3.2 Condition d'existence du mode glissant:

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre V_{max} et V_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (II.2) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_{s1} et x_{s2} . [17].

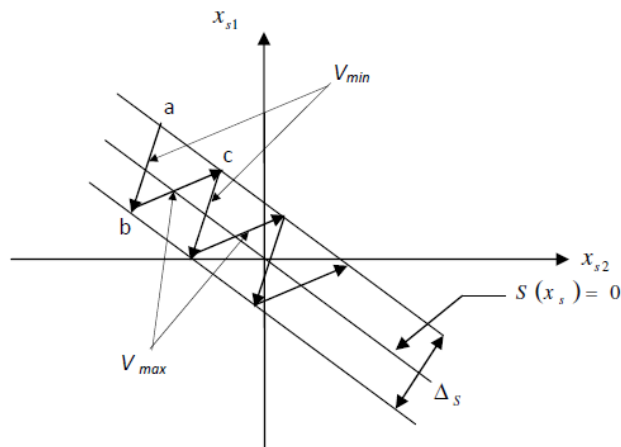


Figure (II.2): Démonstration du mode de glissement

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm DS$. Une trajectoire avec $V = V_{max}$ touche au point "a" le seuil de basculement intérieur. Si avec $V = V_{min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur où à lieu de commutation sur $V = V_{max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point "c" le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à

l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

II.4 Notion de base :

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant [26].

II.4.1 Conception de la commande par mode de glissement :

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

II.4.2 Choix de la surface de glissement:

Elle est déterminée sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante [27]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La forme d'équation générale pour la surface de glissement, proposée par « J.J. Slotinie » et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler. $e(x) = x_{ref} - x$

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r=1$, $S(x) = e(x)$.

Pour $r=2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [25, 28, 29].

II.4.3 Conditions de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

II.4.3.1 Fonction directe de commutation:

Elle est proposée et étudiée par [23] et [30]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{II.3})$$

II.4.3.2 Fonction de LYAPUNOV:

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.4})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V} = \dot{S}(x) \cdot S(x) \quad (\text{II.5})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si : $\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal [31].

II.4.4 Calcul de la commande:

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre V_{Max} et V_{Min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement figure (II.3). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement.

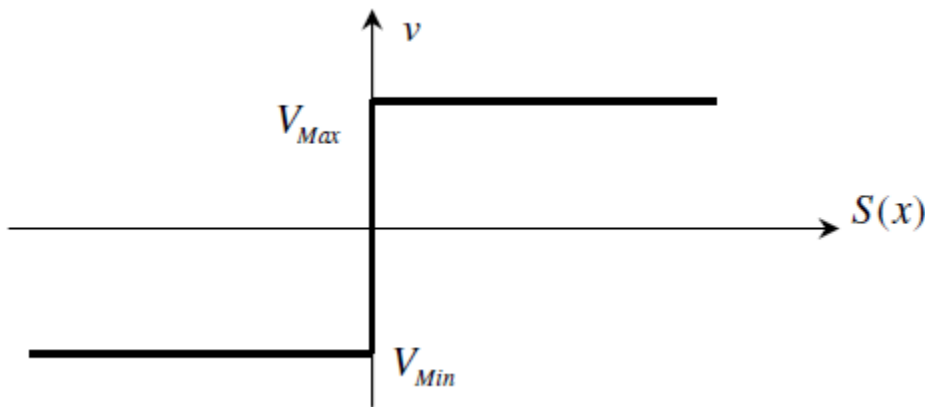


Figure (II.3): Commande appliquée aux systèmes à structure variable

II.4.4.1 Définition des grandeurs de commande:

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_N \quad (\text{II.6})$$

$V_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par Utkin[23] et Filipov[32].

Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = e(x) = 0 \quad (\text{II.7})$$

$V_{N(t)}$: est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence suivant :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0,$$

Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Donc cette commande est garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

Le terme v_N est donné par :

$$V_n = S(x) = -K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$K > 0; S(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre V_{Max} et V_{Min} .

II.4.4.2 Expression analytique de la commande:

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (II-10).

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)v(t) \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur v est composé de deux grandeurs : v_{eq} et v_N , soit :

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_N \quad (\text{II.11})$$

A partir des équations (II-10) et (II-11), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ f(x, t) + g(x, t)v_{eq}(t) \right\} + \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ g(x, t)v_N \right\} \quad (\text{II.12})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$v_{eq}(t) = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad (\text{II.13})$$

$$V_n = 0$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme V_{eq} par sa valeur (II-13) dans l'équation

(II-10), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{ g(x,t) v_N \} \quad (\text{II.14})$$

Le problème revient à trouver V_n tel que :

$$S(x) \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{ g(x,t) v_N \} < 0 \quad (\text{II.15})$$

La solution la plus simple est de choisir V_n sous la forme de relais Figure (II.4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$v_N = K \cdot \text{signe} (S(x)) \quad (\text{II.16})$$

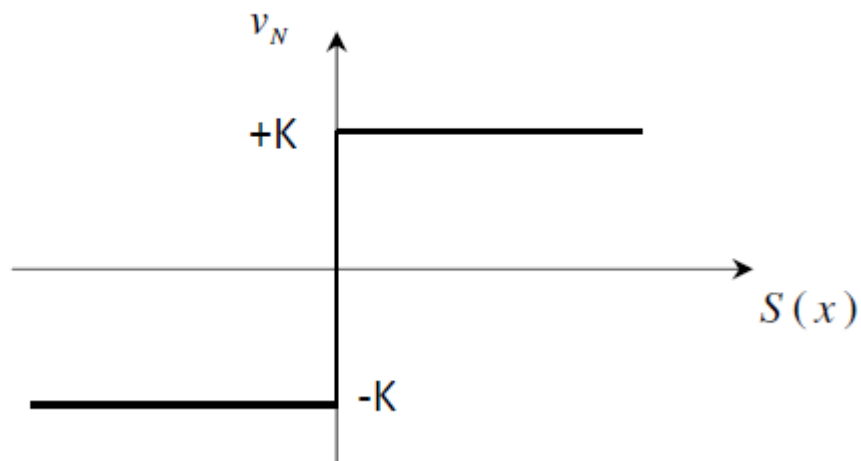


Figure (II.4): Représentation de la fonction « Signe »

En remplaçant l'expression (II-16) dans (II-15), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K |S(x)| < 0 \quad (\text{II.17})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (II-17). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [19].

II.4.5 Elimination du phénomène de chattering:

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [19].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « signe » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation Fig (II.5):

• **Fonction SAT :**

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 \text{ si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 \text{ si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} \text{ si } |S| < \mu \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

μ : Un paramètre petit et positif.

• **Fonction SMOOTH :**

On peut aussi remplacer la fonction « signe » par une fonction de classe 1 C . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction, figure (II.6).

$$smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{II.19})$$

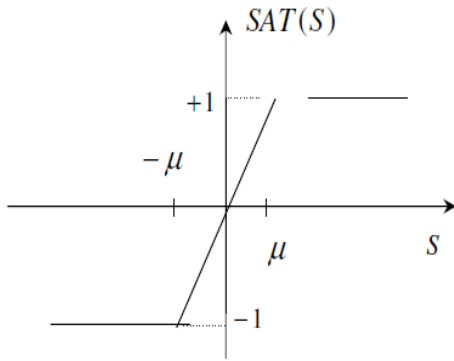


Figure (II.5): Fonction « SAT ».

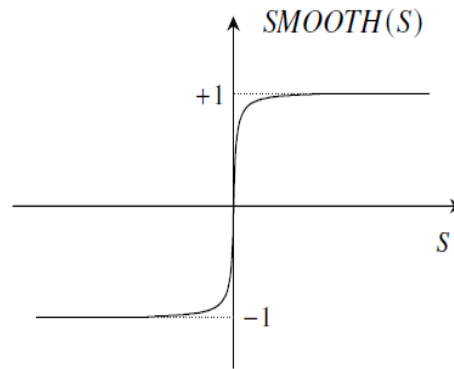


Figure (II.6): Fonction « SMOOTH ».

II.5 Domaine d'application du réglage par mode glissant :

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz. Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant. Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment [33].

II.6 Les avantages de la commande par mode glissant :

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations;
- Il suffit de connaître une borne pour ν , ce qui simplifie le réglage;
- Le choix de la surface de commutation est assez libre;
- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de ν .

II.7 Commande non-linéaire par mode glissant :

II.7.1 Modèle du moteur asynchrone :

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre I, dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle $d-q$. Le modèle est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)v(t) \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} v = [v_{sd} & v_{sq}]^T \\ x = [i_{sd} & i_{sq} & \varphi_{rd} & \varphi_{rq}]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4]^T \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Les variables x sont composés de deux états électriques (i_{sd}, i_{sq}) et deux états magnétiques

(ϕ_{rd}, ϕ_{rq}).

f et g sont des fonctions des variables x .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot \Omega + \delta \cdot v_{sd} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot \Omega \cdot x_3 + \delta \cdot v_{sq} \\ \dot{x}_3 = \frac{L_m}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot \Omega \\ \dot{x}_4 = \frac{L_m}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{L_m} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \eta = \frac{p \cdot L_m}{J \cdot L_r} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

- **Remarque:**

Les changements de notations ont été effectués dans le but de simplifier l'écriture des équations comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d}{dt} i_{sd} \\ \dot{x}_2 = \frac{d}{dt} i_{sq} \\ \dot{x}_3 = \frac{d}{dt} \varphi_{rd} \\ \dot{x}_4 = \frac{d}{dt} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.7.2 Choix des surfaces de glissements :

Dans le contrôle de la machine il faut d'assurer du contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, ou que la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

II.7.3 Sélection des surfaces de commutation :

II.7.3.1 Surface de régulation de la vitesse Ω_r :

$$S(\omega_r) = \omega_{ref} - \omega_r \quad (\text{II.25})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}_r \quad (\text{II.26})$$

En remplaçant $\dot{\omega}_r$ on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{ref} - p \cdot \frac{M}{J \cdot l_r} \Phi_{rd} i_{sq} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{C_r}{J} \quad (\text{II.27})$$

Avec:

$$\mathbf{i}_{sq} = \mathbf{i}_{sqeq} + \mathbf{i}_{sqn} \quad (\text{II.28})$$

Durant le régime de mode glissant :

$$\dot{\omega}_r = \omega_{ref} \quad \text{et} \quad \mathbf{i}_{sqn} = 0 \quad (\text{II.29})$$

D'après l'expression (II.13) on obtient :

$$i_{sreq} = \frac{J \cdot l_r}{p \cdot M \cdot \Phi_{rd}} \left[\dot{\omega}_{ref} + \frac{f}{J} \omega_{ref} + \frac{C_r}{J} \right] \quad (\text{II.30})$$

Et :

$$i_{sqn} = K_1 \cdot \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \mu_1} \quad (\text{II.31})$$

II.7.3.2 Surface de régulation du courant i_{sq} :

$$S(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq} \quad (\text{II.32})$$

Durant le régime de mode glissant

$$\dot{i}_{sq} = i_{sqref} \quad \text{et} \quad V_{sqn} = 0 \quad (\text{II.33})$$

A travers l'expression (II.12) on obtient

$$V_{sreq} = \sigma \cdot L_s \left[\dot{i}_{sq} + \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) \cdot i_{sq}^* + \omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{sr}} \cdot \omega_r \cdot \Phi_{rd} \right] \quad (\text{II.34})$$

Et :

$$V_{sqn} = K_2 \cdot \frac{S(i_{sq})}{|S(i_{sq})| + \mu_2} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

$$v_{sq} = v_{sreq} + v_{sqn} \quad (\text{II.36})$$

II.7.3.3 Surface de régulation du courant i_{sd} :

$$S(i_{sd}) = i_{sdref} - i_{sd} \quad (\text{II.37})$$

En respectant les mêmes étapes que les précédente, on obtient

$$:V_{sdeq} = \sigma \cdot l_s \left[\dot{i}_{sdref} + \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) \cdot i_{sdref} - \omega_s i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M \cdot T_r} \cdot \Phi_{rd} \right] \quad (\text{II.38})$$

Et :

$$V_{sdn} = K_3 \cdot \frac{S(i_{sd})}{|S(i_{sd})| + \mu_4} \tag{II.39}$$

Avec :

$$V_{sq} = V_{sqeq} + V_{sqn} \tag{II.40}$$

Le choix des gains (K_1 , K_2 et K_3) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

II.8 Simulation et interprétation des résultats :

La figure (II.7) présente le schéma bloc de la commande par mode glissant de la MI fait par logiciel Simulink sous Matlab.

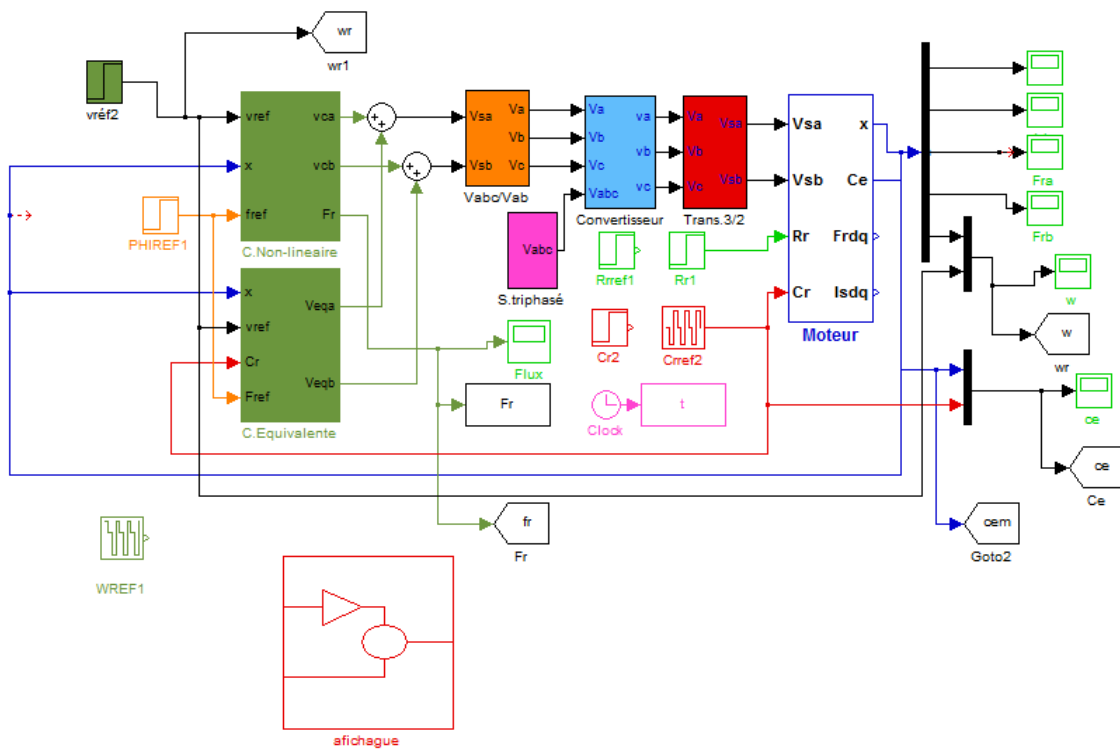


Figure (II. 7) : Bloc de simulation de la commande par mode glissant de la MI

II.8.1 Simulation avec variation de la vitesse

Pour la validation de la structure de la commande par mode glissant on a fait des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les figures suivantes représentent les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse (100 rad/s, 30 rad/s et -100 rad/s). On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, cela

veut dire que le système présente une bonne poursuite, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, avec une augmentation dans l'oscillation pour les faibles vitesses, puis regagne sa valeur. On remarque aussi que le flux rotorique subit un pic de transaction, puis suit la consigne, donc la régulation est robuste du point de vue variation de la vitesse.

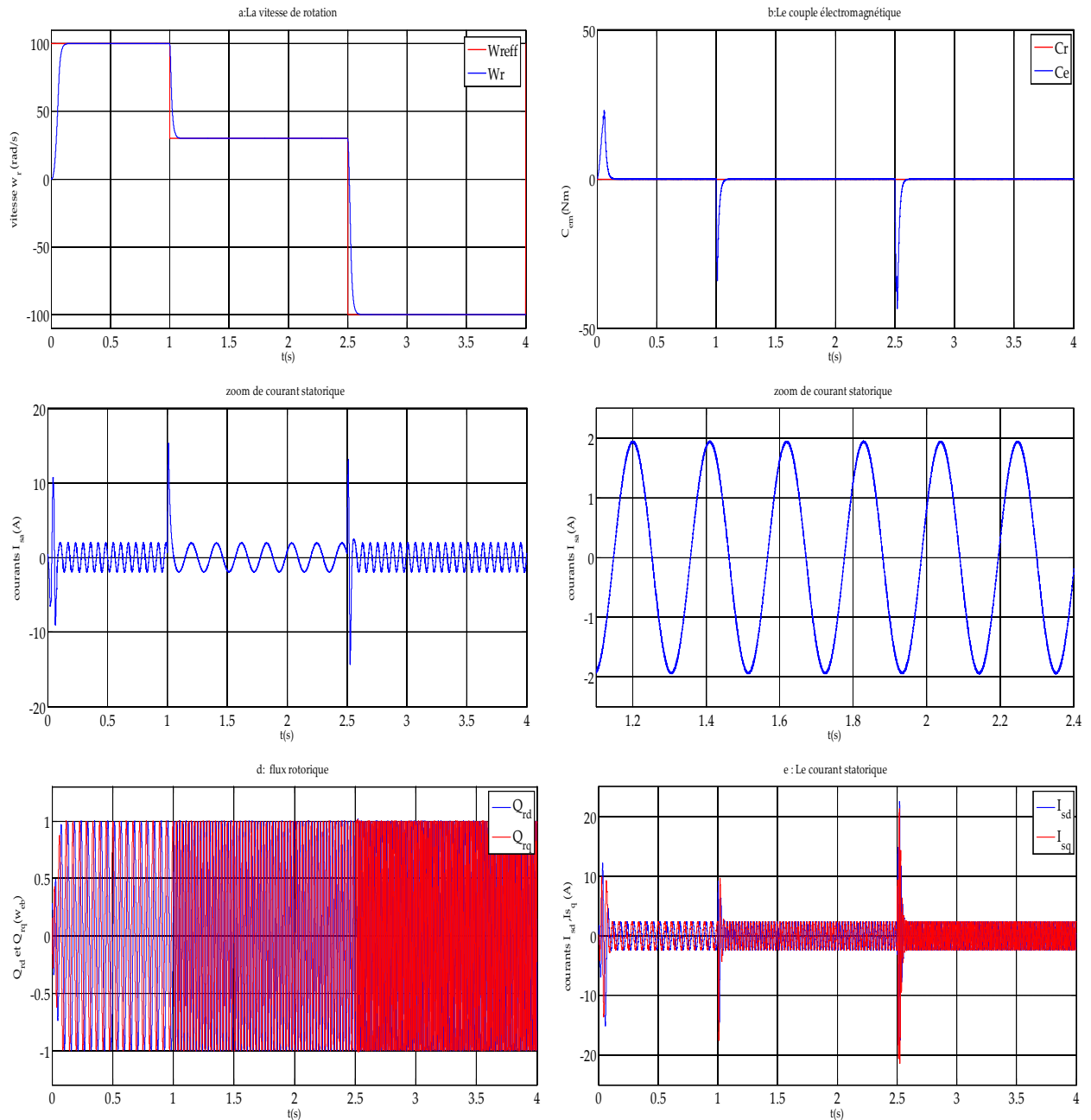


Figure (II. 8) : Résultats de Simulation de la commande par mode glissant de la MI avec variation de vitesse

II.8. 2 Simulation avec variation de la charge:

Dans ces conditions, le moteur tourne à sa vitesse nominale pour un démarrage avec la charge nominale $C_r = 3.5$ N.m dans un intervalle $[0, 1s]$. Ensuite, nous négligeons la charge jusqu'à 2.5s.

à l'instant $t = 2.5s$ on a augmenté la charge jusqu'à $C_r = 7 \text{ N.m}$.

La vitesse atteint la référence avec une meilleur dynamique pour quelle se stabilise à 157 rad/s , malgré une chute de 0.32% due a l'introduction de la charge, la vitesse revient pour suivre la trajectoire imposée. Pour les résultats obtenus, nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne dans le cas d'une commande par Mode de glissement. On peut noter également que la variation de charge influée sur la vitesse, présenté par la chute de vitesse dû lors de l'application de la charge. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après un régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

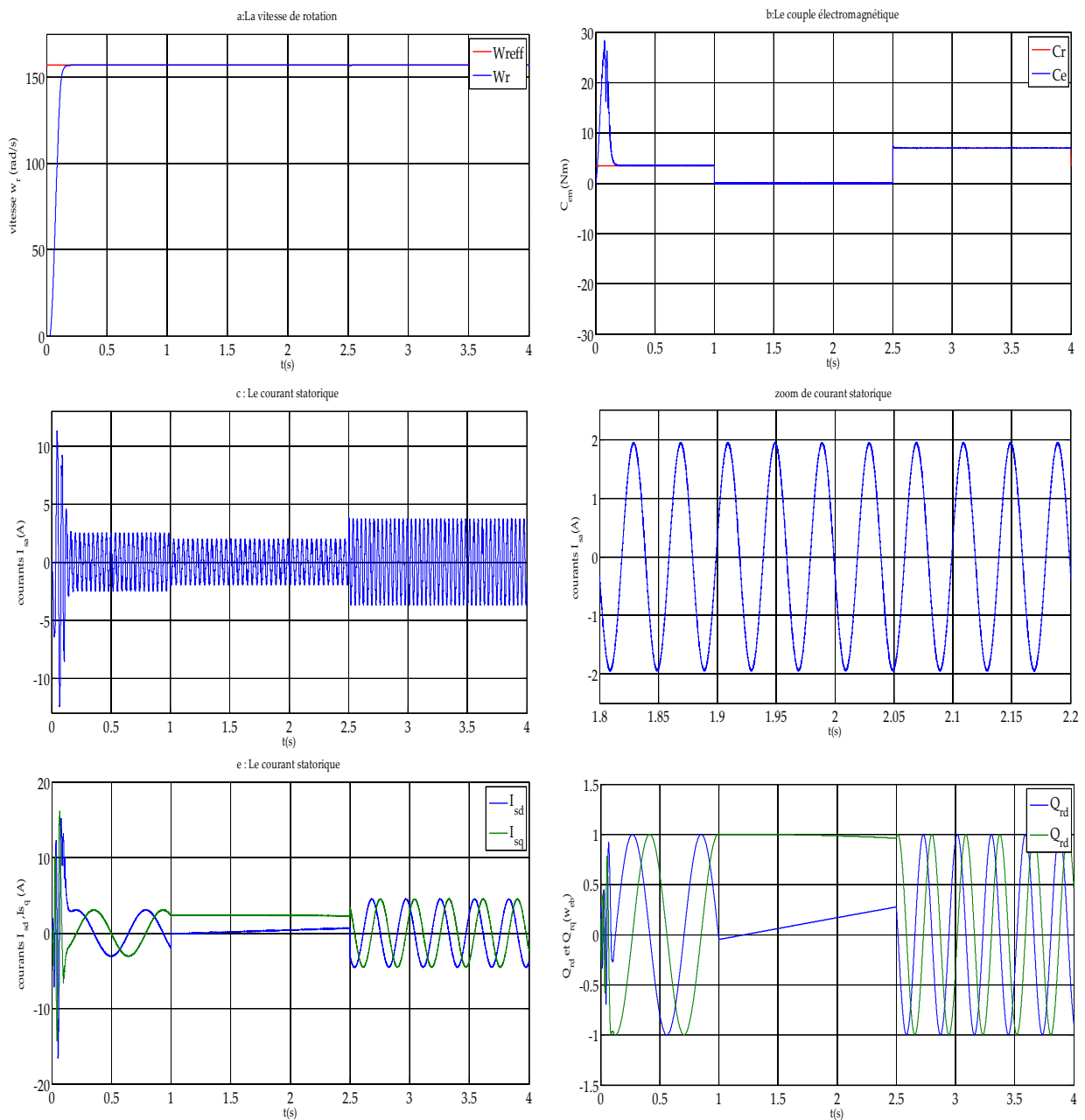


Figure (II.9) : Résultats de Simulation de la commande par mode glissant de la MI avec variation de Charge

II.8.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique:

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de la commande par mode glissant, on va effectuer un test de robustesse de notre machine ; et pour vérifier cette dernière :

On va faire varier la résistance rotorique R_r :

On remarque dans la figure (II.10) que la vitesse reste insensible à la variation de la résistance rotorique et cette dernière suit sa consigne avec un temps de réponse très court sans aucun dépassement, les courants ne sont pas infectés, alors que le flux et le couple présentent des petites ondulations. On conclut que la commande par mode glissant est insensible à la variation de la résistance rotorique, et ses performances restent inchangées sauf quelques fluctuations qu'on peut négliger.

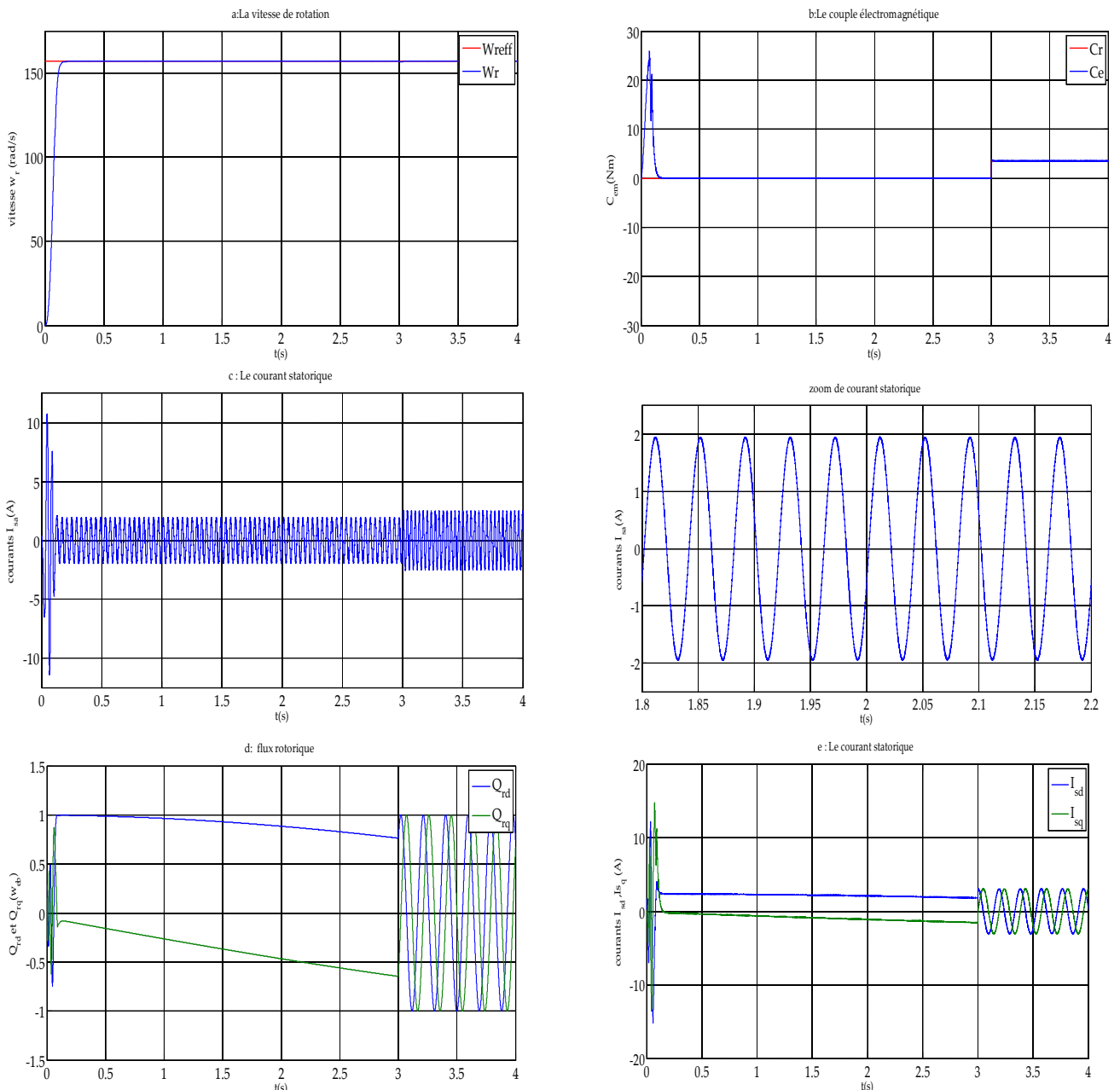


Figure (II.10) : Résultats de Simulation de la commande par mode glissant de la MI avec variation de la résistance rotorique.

II.9 Conclusion :

Ce chapitre est un rappel de la théorie des systèmes à structure variable et l'application de la technique de commande par mode glissant pour la régulation des courants statoriques de la machine à induction. La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour du point de fonctionnement, aussi bien par rapport à la variation de la charge que la variation de la technique appliquée.

Les résultats de la simulation montrent les avantages de la commande par mode de glissement se situent à la robustesse qu'elle offre vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations extérieures. On peut cependant noter que les performances du système peuvent être altérées à cause des oscillations fortes de l'organe de commande. Ce phénomène, appelé broutement (Chattering). Ce problème a fait l'objet de recherches pour remédier. On a essayé d'utiliser des techniques qui nous donnent une souplesse et une robustesse de commande à ce genre de machine comme pour les autres types de machines, la technique de commande par logique floue qui fera l'objectif du chapitre suivant.

Chapitre III

Contrôle par mode glissant floue de la MI

III.1 Introduction

La logique floue est une nouvelle méthode de réglage qui a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe. Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plutôt programmatique, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [46].

Dans ce contexte, on présentera dans la première partie de ce chapitre un aperçu général sur Notions fondamentales de la logique floue. Alors, dans la deuxième partie on montrera la structure d'une commande à logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande logique floue et mode glissant (FSM) à la MI. Les performances de cette commande seront montrées par des résultats de simulation.

III.2 Commande par la logique floue de la MI

Nous allons présenter les principaux fondements de la logique floue où nous exposerons la notion d'ensembles flous, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique, puis décrire la structure de la commande floue. Nous expliquerons les notions de fuzzification d'inférences floues et de défuzzification pour manipuler une commande logique floue et mode glissant (FSM) adéquate pour le contrôle de la MI [46].

III.2.1 Notions fondamentales de la logique floue

Dans cette section, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir. [47].

III.2.1.1 Ensembles flous

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0) ; par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours X , et par une fonction d'appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance [48].

III.2.1.2 Fonctions d'appartenances

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques (x), il faut les soumettre à une définition mathématique appelée fonction d'appartenance $\mu_{Ai}(x)$ qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles (Ai). Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure (III.1). Leurs expressions analytiques sont définies de la manière suivante [49, 50]:

- **La fonction triangulaire:** définie par trois paramètres a , b et c , soit :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{Ou} \quad \mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}), 0) \quad (\text{III. 1})$$

- **La fonction trapézoïdale:** définie par quatre paramètres a , b , c et d soit

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-b} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq 0 \end{cases} \quad \text{Ou} \quad \mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-b}), 0) \quad (\text{III. 2})$$

- **La fonction en cloche:** définie par deux paramètres, x_0 qui détermine la position du sommet ($\mu=1$) et a qui impose la largeur du domaine, soit:

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-x_0}{a}\right)^2} \quad (\text{III. 3})$$

- **La fonction gaussienne:** définie par deux paramètres σ , x_0 , soit:

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2.\sigma^2}\right) \quad (\text{III. 4})$$

- **La fonction sigmoïde:** définie par deux paramètres a , x_0 , soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a.(x-x_0))} \quad (\text{III. 5})$$

- **La fonction singleton:**

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III. 6})$$

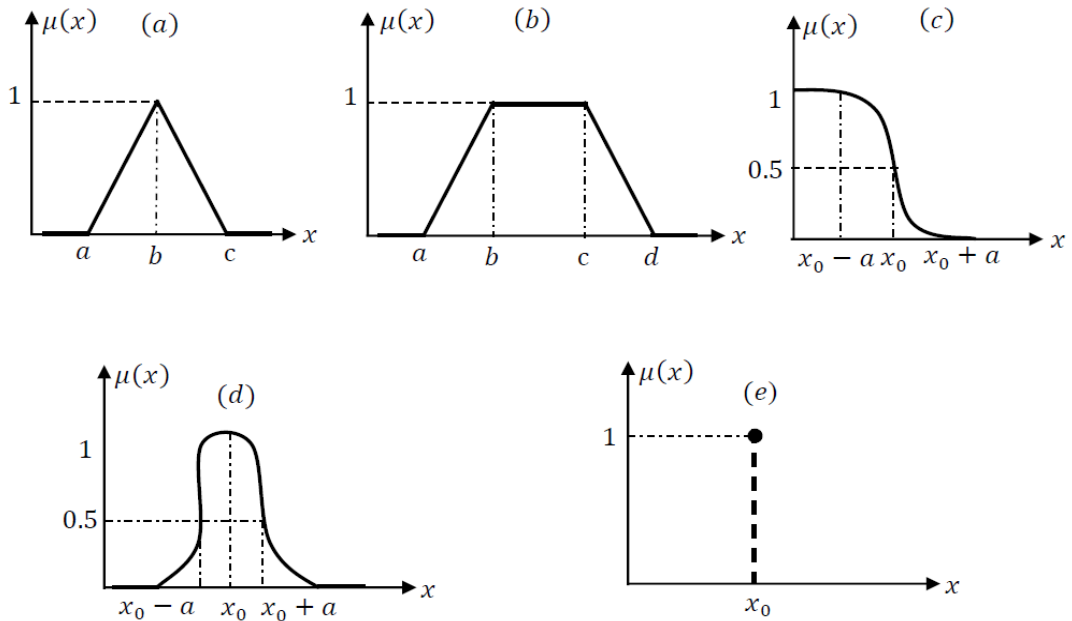


Figure (III.1) : Formes des fonctions d'appartenances usuelles. (a) - Fonction triangulaire, (b) – Fonction trapézoïdale, (c) - Fonction sigmoïdale, (d) - Fonction gaussienne, (e) - Fonction singleton.

III.2.1.3 Caractéristiques d'un sous ensemble floue

Soit A un sous ensemble flou de X . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (figure III.2) [51, 47].

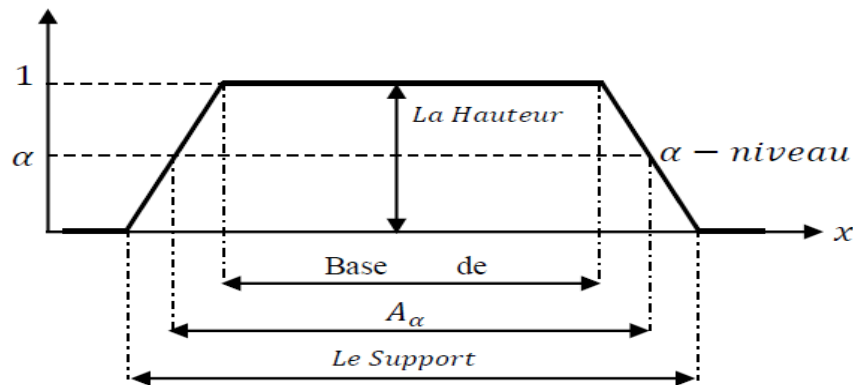


Figure (III.2) : Caractéristiques d'un ensemble floue.

-Le Noyau : le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A ; leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé valeur modale. Il est donné par :

$$N(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1 \} \tag{III. 7}$$

-Le Support : le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour les quelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \tag{III. 8}$$

-La Hauteur : c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance sur le domaine X qui est égale à 1. Il est donné par :

$$H(A) = \max(\mu_A(x) / x \in X) \quad (\text{III. 9})$$

-Le cardinal : est définie par la somme des degrés d'appartenance :

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \quad (\text{III. 10})$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x \mu_A(x) dx \quad (\text{III. 11})$$

-Couple de niveau α : On appelle *couple de niveau α* ou *α -coupe* de l'ensemble flou A les éléments qui possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal α . Le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [01] \quad (\text{III. 12})$$

III.2.1.4 Variables linguistiques :

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel. La raison pour laquelle on utilise cette représentation, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de discours X , et $T(x)$ son ensemble de termes ou valeurs linguistiques. Dans notre cas, l'univers de discours X est toujours un sous-ensemble des réels.

Par exemple, si l'erreur est considérée comme variable linguistique définie dans le domaine $X = [-10; 10]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit:

$T(\text{erreur}) = (\text{Négative Grande (NG)}, \text{Négative Petite (NP)}, \text{EnvironZéro (EZ)}, \text{Positive Petite (PP)}, \text{Positive Grande (PG)})$

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure (III-3) [50].

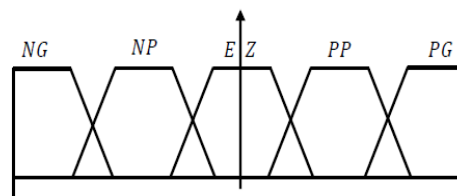


Figure (III.3): Fonctions d'appartenance de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$.

III.2.1.5 Opérateurs logiques flous

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenance. Soit A et B deux ensembles flous définis dans

l'univers de discours X par les fonctions d'appartenances $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement [51] [50].

- **Egalité floue** : deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si

$$\forall x \in X : \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III. 13})$$

- **Sous-ensemble flou** : A est un sous ensemble de B ($A \subseteq B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X : \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III. 14})$$

- **Complémentation floue (non)**: Le complément \bar{A} de l'ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X : \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III. 15})$$

- **Union floue (ou)**: L'union de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cup B$) de fonction d'appartenance «somme»:

$$\forall x \in X : \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \dot{+} \mu_B(x) \quad (\text{III. 16})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ou B » est le maximum des degrés d'appartenances de A et de B:

$$\mu_A(x) \dot{+} \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 17})$$

- **Intersection floue (et)**: l'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cap B$) de fonction d'appartenance «produit»:

$$\forall x \in X : \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (\text{III. 18})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A et B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B:

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 19})$$

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (\text{III. 20})$$

III.2.1.6 Implication floue

L'implication floue, ou aussi proposition conditionnelle floue, est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme [49] *Si x est A Alors y est B*

À partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part, ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenances de x à A et de y à B comme suit:

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 21})$$

Les opérateurs les plus utilisés dans la commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

- Implication de Mamdani : $\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- Implication de Larsen : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(x)$

III.3 Commande par mode glissant floue (commande hybride) :

Dans le chapitre II, il a été montré que la commande par mode glissant (SM) maintient la robustesse et améliore les performances du système. Cependant, le phénomène de Chattering représente son principal défaut. Pour surmonter ce problème et améliorer les performances, une combinaison de commande par logique floue et la commande par mode de glissement a été proposée [52]. Dans cette contribution, une nouvelle combinaison de la logique floue avec la commande par mode de glissement à un entraînement par moteur à induction est présentée ici. Cette approche est différente de celle des travaux antérieurs où elle est fondée sur le modèle flou du système pour y inclure toutes les incertitudes de modélisation et / ou des perturbations externes.

III.3.1 Synthèse de la commande par mode glissant :

Comme on a montré au chapitre II la commande par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier du système à structure variable. Elle est caractérisée par un choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure afin de combiner les propriétés utiles de chacune de ces structures. Pour un système non-linéaire présenté par la forme suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{III.22})$$

En mode glissant, le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec la surface de glissement $s(x)$. La conception d'un contrôleur SMC comporte deux tâches. La première est pour sélectionner l'hyper plan de commutation $s(x, t)$ et de prescrire les caractéristiques dynamiques souhaitées du système contrôlé. La seconde est de concevoir la commande équivalente, que le système est entré en mode de glissement $s(x, t) = 0$ et reste invariante au moyen d'une commande définie par l'équation suivante [53, 52].

$$U_{SMC} = V_{eq} + \Delta U_n \quad (\text{III.23})$$

Avec

U_{SMC} : Grandeur de commande.

V_{eq} : Grandeur de commande équivalente.

ΔU_n : Grandeur de commande discontinue.

$$\Delta U_n = -k \text{sign}(s) \quad (\text{III.24})$$

Après un réarrangement de l'équation (III.23) et (III.24) on obtient :

$$U_{SMC} = V_{eq} + k \text{sign}(s) \quad (\text{III.25})$$

Comme on à vu au chapitre II, les deux variables à contrôler sont la vitesse de rotation Ω le flux rotorique ϕ_r , on considère par conséquent les deux surfaces $s_1(\Omega)$ et $s_2(\phi_r)$ qui sont déjà définies par l'équation ainsi que la fonction de Lyapunov suivante :

$$v = \frac{1}{2} s^T s \quad (\text{III.26})$$

Pour que la surface soit attractive, le régulateur par mode glissant doit être choisi de telle façon que la fonction de Lyapunov satisfait le critère de stabilité de Lyapunov [54, 55].

III.3.2 Synthèse de la commande par logique floue :

Dans la commande floue d'un système, on peut distinguer trois parties principales :

Fuzzification :

On définit pour chaque entrée $s_1(\Omega)$, $s_2(\phi_r)$ et ces erreurs $ds_1(\omega)$, $ds_2(\phi_r)$ de système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou.

Inférence :

A partir de la base de règles donnée par l'expert et des sous ensembles flous correspondants à la fuzzification des entrées, le mécanisme d'inférence calcule le sous ensemble flou dU relatif à la commande du système. La base de règles floues est constituée par des règles linguistiques, sept ensembles flous ont été choisis pour les variables d'entrées s_1, s_2 et ds_1, ds_2 et de la sortie Du « N, Z, P » Où : N : Négatif, Z: zéro, P: Positif. La base de règles floues est constituée par une collection des règles linguistiques de la forme [56, 57]:

Règle 1 : Si $s_{1,2}$ est N et $ds_{1,2}$ est N Alors $dU_{1,2}$ est N

Règle 2 : Si $s_{1,2}$ est N et $ds_{1,2}$ est Z Alors $dU_{1,2}$ est N

Règle 3 : Si $s_{1,2}$ est Z et $ds_{1,2}$ est Z Alors $dU_{1,2}$ est Z

Règle 9 : Si $s_{1,2}$ est P et $ds_{1,2}$ est P Alors $dU_{1,2}$ est P

Ces inférences peuvent être formulées d'une manière plus explicite sous forme d'une table, appelée table de décision.

		S_{1,2}		
		N	Z	P
dU_{1,2}				
dS_{1,2}	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau (III.1) : *Tableau de décision floue (inférence)*

Défuzzification.:

La défuzzification a pour objectif de transformer le sous ensemble flou défini par le mécanisme d'inférence en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système. La défuzzification se fait par la relation dit centre de gravité donnée comme suit :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x) dx} \quad (\text{III.27})$$

III.4 Conception d'une commande hybride FSM d'un MI:

L'approche de la commande par mode de glissement est basée sur la fonction discontinue des variables d'état du système qui sont utilisés pour créer une «surface de glissement ». Lorsque cette surface est atteinte, la fonction discontinue gardée la trajectoire sur la surface, de tel sorte que la dynamique du système souhaité est obtenue [58, 59].

Dans ce chapitre, les surfaces des courants et le flux rotorique sont substitués par un des surfaces floues pour obtenir une régulation performante robuste. Une partie de commande équivalente (SM) et une partie de commande floue (FL) sont contenues dans la présente commande (FSM) proposée comme il est montré sur la figure (III.1). Les deux parties sont combinées pour assurer la stabilité et la robustesse du système, la méthode de la commande par la logique floue est adoptée pour résoudre le problème de Chattering.

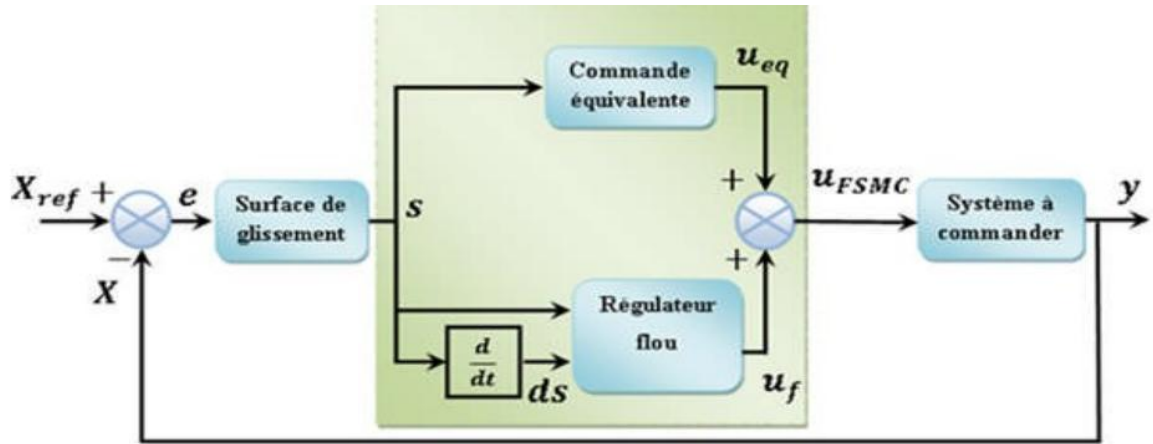


Figure (III.4): Schéma de la commande hybride FSM

III.4.1 Conception de la commande équivalente :

Dans la conception de la commande par mode glissant de la vitesse de rotation et le flux rotorique du système, la fonction de commutation est choisie comme suit:

$$\begin{cases} s_1 = k_1 e_\omega + e_\omega \\ s_2 = k_2 e_{\phi_r} + e_{\phi_r} \end{cases} \quad (III.28)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_\omega = \omega - \omega_{ref} \\ e_{\phi_r} = \phi_r - \phi_{r,ref} \end{cases}$$

De l'équation (III.4) la commande par mode glissant est désignée par la commande équivalente V_{eq} [56].

Où V_{eq} est la commande équivalente qui indique la notion de la trajectoire d'état sur le long de la surface de glissement, K est une constante qui est établie pour satisfaire l'exigence de robustesse.

III.4.2 Conception de la commande par logique floue :

Il est bien connu que l'un des désavantages de la SM est le phénomène de Chattering. Dans cette section, une commande floue FLC est introduite pour remplacer la fonction $k_{1,2} \text{sign}(s_{1,2})$, de telles sortes que la trajectoire d'état peut atteindre et se déplacer sur le long de la surface de glissement, une bonne dynamique en régime permanent peut être obtenue par la combinaison de la SMC et la FLC [59, 56]. La commande floue utilisé dans ce chapitre est de deux entrées et une seule sortie. Les fonctions d'appartenance sont définies sur la Figure (III.5) et Figure (III.6) les règles floues sont définies à partir de la table de décision Tableau (III.1)

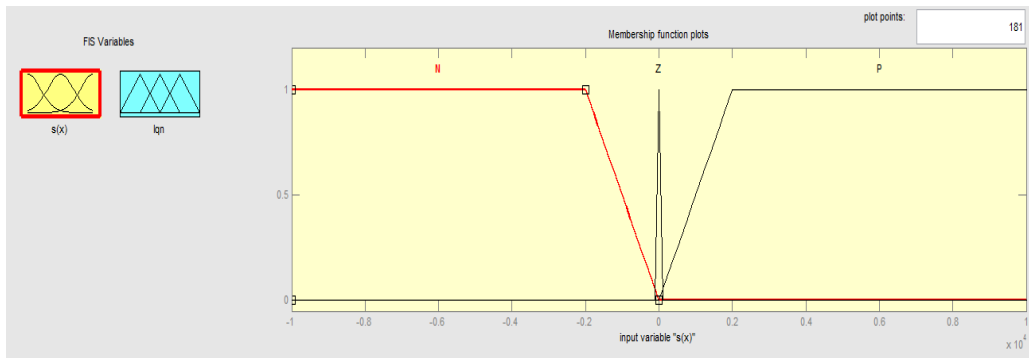


Figure (III.5): fonction d'appartenances des entrées

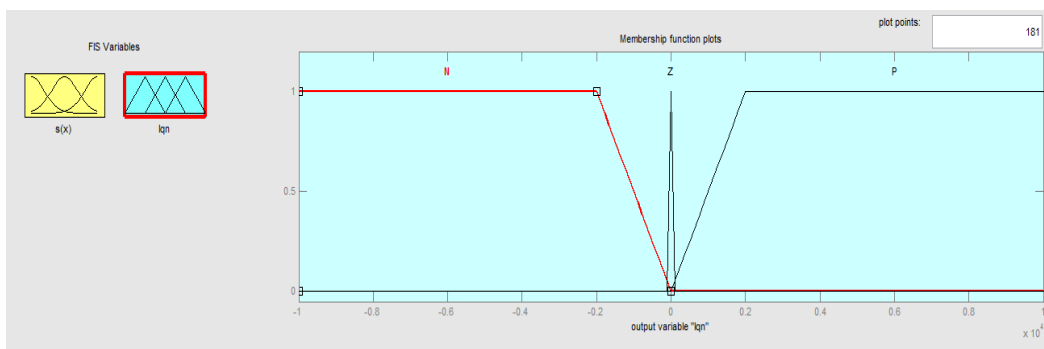


Figure (III.6): fonction d'appartenances de la sortie

Une fois la fonction d'appartenance et des règles floues ont été déterminées, l'étape finale consiste la défuzzification. Dans cette section, la défuzzification se fait par la relation dite « centre de gravité » comme susmentionné, les avantages de la proposition de la commande par mode glissant floue sera vérifiée par la simulation des résultats.

III.5 Résultats de simulation :

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une commande par mode glissant floue de la MI. Les tests des variations des grandeurs, vitesse et de charge et résistance rotorique sont illustrés dans les figures (III.8,9 et 10) pour montrer l'efficacité de la commande hybride. L'apport de l'introduction du commande parla logique floue s'est manifesté par une diminution très nette du phénomène de (Chattering). En effet les oscillations qu'il présentait à l'absence du commande par la logique floue n'existe plus et le phénomène de (Chattering) est négligeable, ceci met en relief la robustesse de la contribution de (la logique floue-mode glissant).

III.5.1 Simulation avec variation de la vitesse :

Pour la validation de la structure de la commande par mode glissant floue on a fait des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les figures suivantes représentent les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse. On remarque que

- Le système répond positivement à ce test. .
- Le contrôle de la vitesse donne une dynamique rapide réponse.
- Performances de régime transitoire et statique et performances de poursuite sont très satisfaisantes.

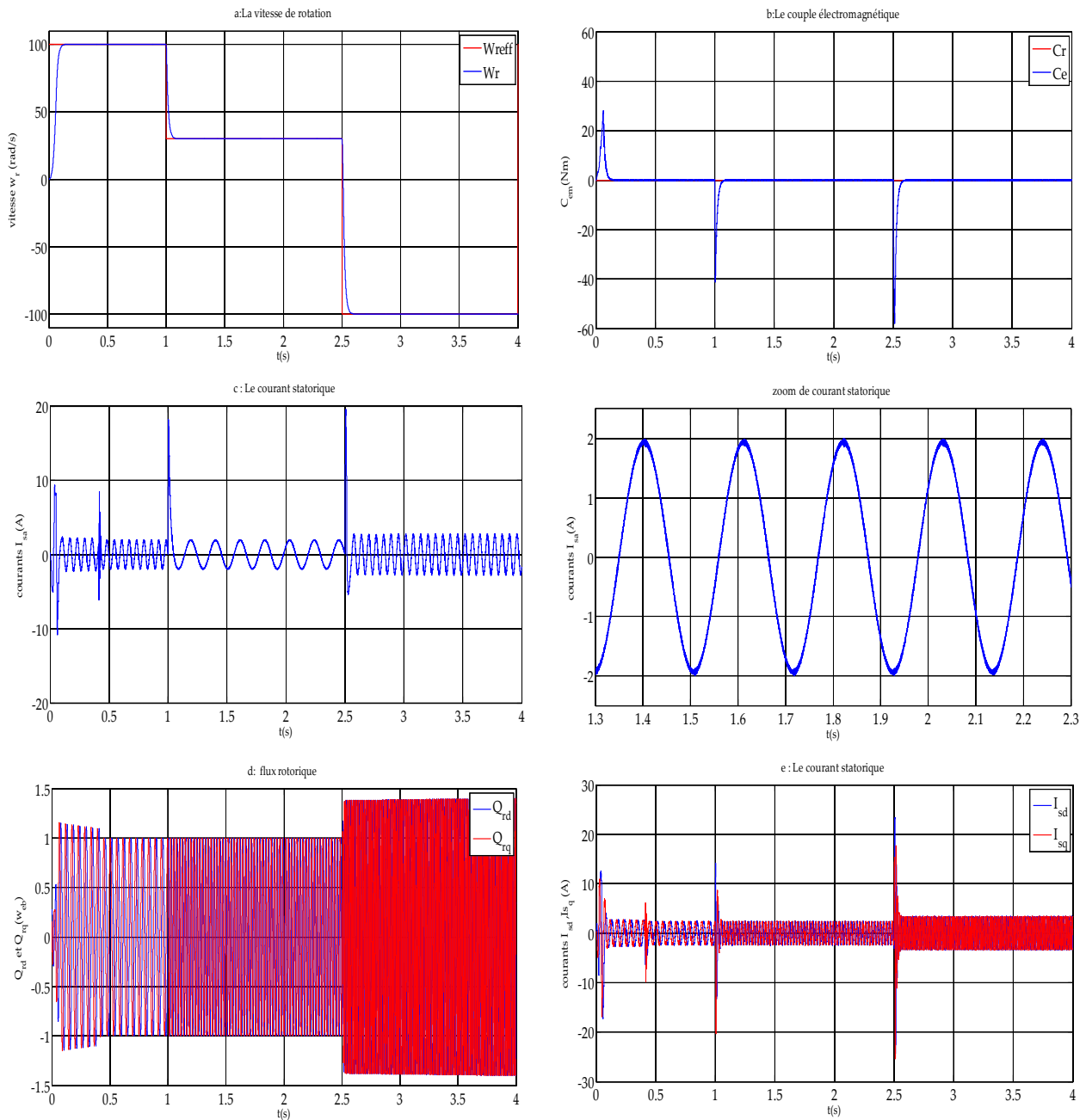


Figure (III.8) : Résultats de Simulation de la commande hybride FSM de la MI avec variation de vitesse

III.5.2 Simulation avec variation de charge :

Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour la vitesse et le carré du flux rotorique (transitoire de court durée), les impacts de charge n'ont pas d'influence sur ses valeurs. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux lors de l'application de la charge comme le couple suit sa référence avec l'apparition des broutements importants (Chattering) pour la commande (SM) et réduits pour la commande hybride (FSM)

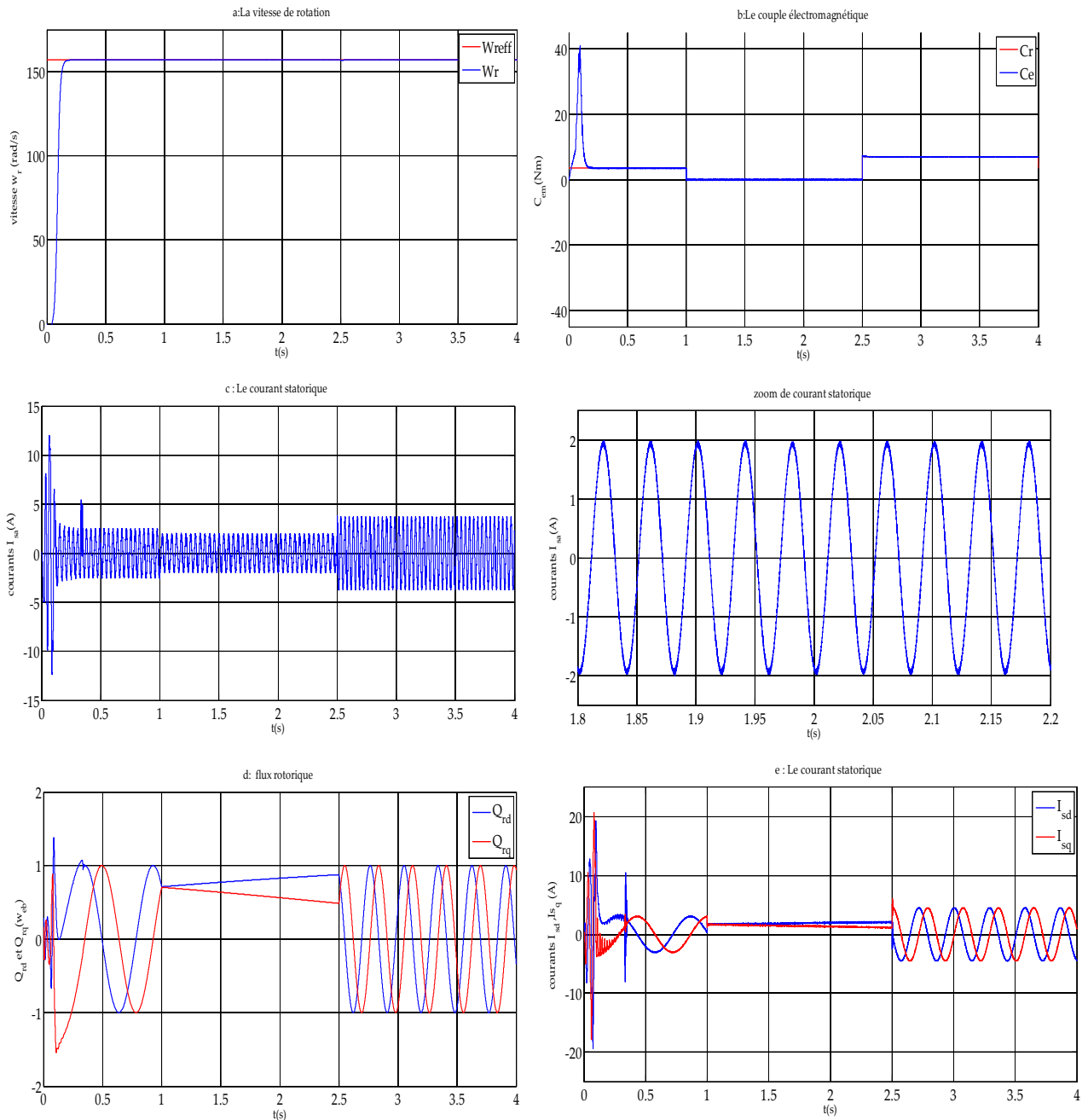


Figure (III.9) : Résultats de Simulation de la commande hybride FSM de la MI avec variation de la charge.

III.5.3 Simulation avec variation de résistance rotorique R_r :

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique R_r sur le découplage entre le flux et le couple et la régulation de la vitesse. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation R_r illustré par la figure (III.9) On constate que la variation de R_r n'affecte pas le phénomène de chattering. Cependant des valeurs réduites, avec cette nouvelle commande hybride (FSMC), sont obtenues.

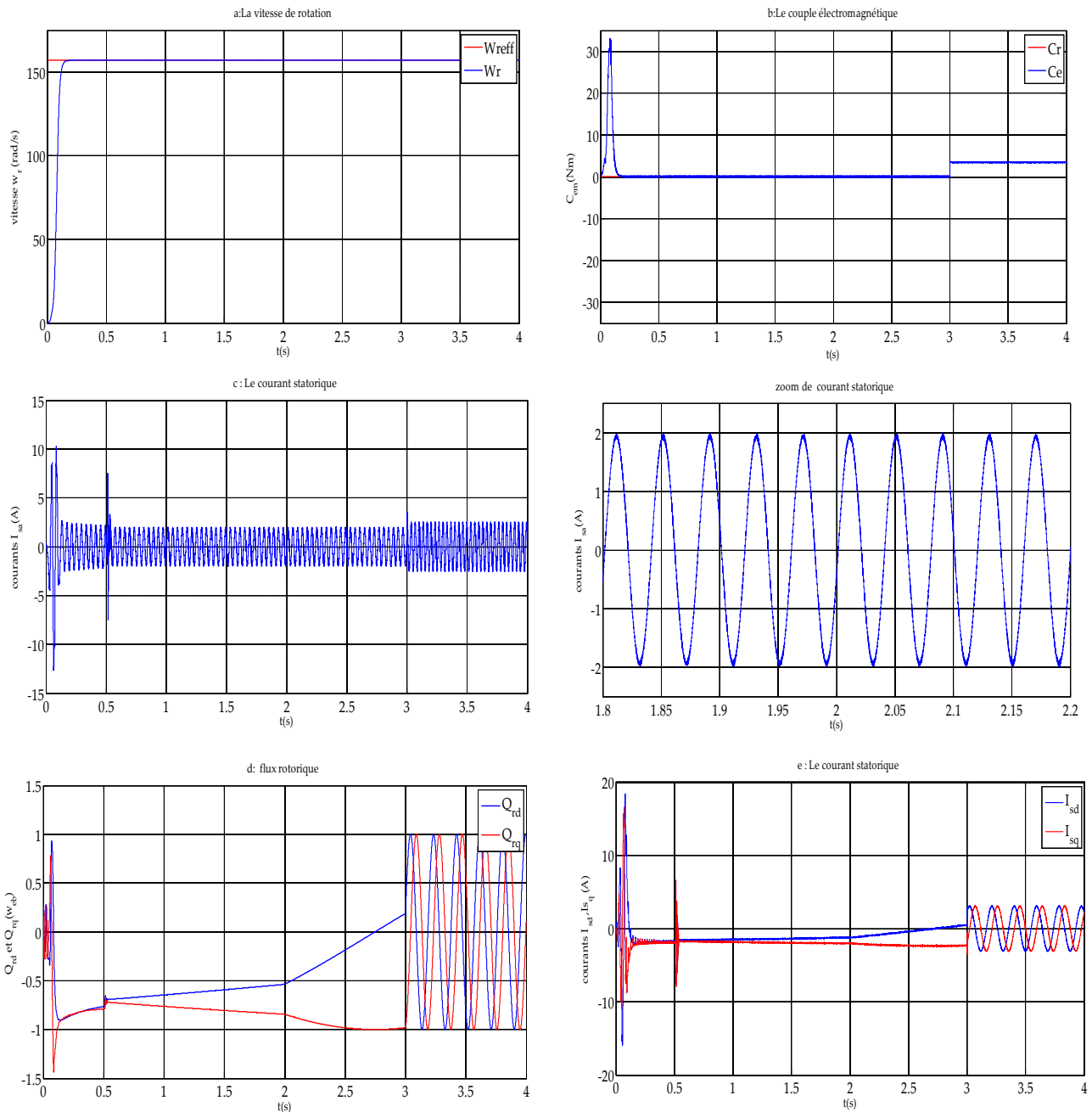


Figure (III.10) : Résultats de Simulation de la commande hybride FSM de la MI avec variation de la résistance rotorique.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une commande hybride (mode glissants et logique floue) d'une machine à induction a été présentée. L'utilisation d'un superviseur flou permet d'assurer une commutation graduelle entre une commande par mode glissant et la logique floue lors de l'approche du régime permanent. Cette structure a pour but d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité de la commande floue durant le régime permanent. Plusieurs simulations et résultats comparatifs ont été présentés pour valider l'approche proposée.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail a pour but d'apporter une contribution aux travaux déjà menés dans le cadre de l'association de la logique floue, à la rigueur du mode glissant. Il s'agit de développer une loi de commande hybride par modes glissants floue pour résoudre les problèmes de poursuite des systèmes non linéaires incertains, perturbés et réduire le phénomène de chatterning.

Dans la première phase, nous avons abordé dans un premier temps par le modèle mathématique du moteur à induction obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé, puis on applique la transformation soit de Park où celle de Concordia, selon le repère désiré, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état du moteur à induction obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé. Dans un second temps nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine qui sera par un convertisseur statique (onduleur de tension), contrôlé par la stratégie dite MLI (Modulation par la Largeur d'Impulsion).

Ensuite, nous avons donné les principes de bases la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

La deuxième phase de cette mémoire avait pour le but d'améliorer les performances du système et éliminer les inconvénients principaux de la commande telle que la faible robustesse de la commande vectorielle et la sensibilité à la variation paramétrique nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande robuste, nommée commande par mode de glissement. Les résultats obtenus ont montrés que cette technique apporte des améliorations remarquables par rapport au la commande vectorielle. Car, la commande par mode de glissement offre de bonnes performances statiques et dynamiques, un rejet immédiate et quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

Dans la troisième phase, nous avons développé une commande robuste à base de la logique floue, la commande proposé est combiné la commande par mode de glissant et la logique floue type 1. Les principes de la commande par la logique floue ont été introduits tout en raisonnant notre choix de cette méthode pour réduire le phénomène de chattering. Des simulations sont présentées pour mieux illustrer les améliorations apportées par cette approche.

Pour la continuité de la recherche relative à ce travail, nous proposons comme perspectives:

- Validation expérimentale afin de confirmer les résultats obtenus par les différentes stratégies de contrôle proposées dans cette mémoire.
- Application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la commande prédictive, la commande par mode glissant d'ordre 2, commande hybride (mode glissant d'ordre 2 et flou type 2).
- L'étude de cette machine en fonctionnement génératrice, et son intégration dans un système de production d'énergie.
- Etudier la machine en régime dégradé.

Annexe

Paramètres de la machine à induction:

$P_N=0.75\text{KW}$	Puissance nominale.
$f_s= 50\text{HZ}$	Fréquence du réseau industriel.
$V_s=220/380\text{V}$	Tension du réseau.
$W_r=157 \text{ rad/s}$	Vitesse de rotation nominale.
$C_{em}=3.5 \text{ Nm}$	Couple électromagnétique.
$R_s = 10 \Omega$	Résistance statorique.
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance rotorique.
$L_s = 0.4642 \text{ H}$	Inductance statorique.
$L_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance rotorique.
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance mutuelle.
$J = 0.02 \text{ kg.m}^2$	Moment d'inertie.
$F=0$	Frottement visqueux.
$P=2$	Paire de pole.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] **Djerioui Ali, Khelifi Faris**, «Commande et observation par mode glissant de convertisseurs multicellulaires séries». Mémoire d'Ingéniorat, Université de M'SILA, 2009.
- [2] **J. J. E. Slotine & W. Li**, Applied nonlinear control, Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [3] **M. Torres, H. Sira-Ramirez & G. Escobar**, «Sliding mode nonlinear control of magnetic bearings, Proc. Of IEEE Inter». Conf. On Control App., Vol. 1, pp. 743- 748, 1999.
- [4] **E. Y. Y. Ho & P. C. Sen**, «Control dynamics of speed drive systems using sliding mode controllers with integral compensation, IEEE Trans». Ind. Appl., Vol. 27, pp. 883-892, 1991.
- [5] **A. Hamzaoui, N. Manamanni, N. Essounbouli & J. Zaytoon**, «Switching controller's synthesis: combination of a sliding mode and H_{∞} control by a fuzzy supervisor, Proc». Of IFAC conference on Analysis and Design of Hybrid Systems ADHS 03, Saint-Malo, France, pp283-288, 2003.
- [6] **N. Essounbouli, A. Hamzaoui. & N. Manamanni**, « Fuzzy supervisor for combining sliding mode control and H_{∞} control», Proc Of 10th International Fuzzy System Association World Congress, IFSA 2003, Istanbul, Turkey, 2003.
- [7] **S.C. Lin, and Y.Y Chen** «A GA-based fuzzy controller with sliding mode », IEEE International Conf. on Fuzzy Systems, pp. 1103-1110, 1995.
- [8] **O. Ondel**, «Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone», Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, France, 2006.
- [9] **Meflah Aissa**, « Modélisation et commande d'une chaine de pompage photovoltaïque »Mémoire de magister, Université de Tlemcen, 2011.
- [10] **L. Baghli** « Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré. Nancy-1 France 1999.
- [11] **H. Tamrabet** « Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone » thèse de magister de l'université de Batna, Algérie 2006.
- [12] **J. P. Caron et J.P. Hautier**, «Modélisation et commande de la machine asynchrone » Editions Technip, Paris, 1995.
- [13]**R. Abdessemed, M. Kadjoudj**, «Modélisation des machines électriques », Presse de l'université de Batna. 1997.
- [14] **Liela Benalia**, «Commande en tension des moteurs à induction double alimentés», Thèse doctorat, Université de Batna ,2010.

- [15] **Fateh Mehazzem**, « Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [16] **L. Baghli**, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », notes de cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2003/2004.
- [17] **G. Didier**, «Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances », These de Doctorat ; l'université Henri Poincaré, Nancy-1,29/Octobre/2004.
- [18] **Dr .Amar Mezache et Dr.Said Barkati**, «Modélisation et commande des machines électrique DC et AC »cours de Master 2, spécialité : électronique, option : contrôle industriel .Univ M'sila (2011/2012)
- [19] **Choubar Khoutir**, « Modélisation de la machine asynchrone», Mémoire d'ingénieur l'universite de m'sila 2006.
- [20] **Mr.J.Aron, J.P.Hantier**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone», Edition technique France 1998.
- [21] **Yahiaoui Omar ; Labza Tahar** « Etude et simulation d'association onduleur de tension - moteur asynchrone et réglage par mode glissant» Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2007.
- [22] **Mohamed Arrouf**, « Optimisation d l'ensemble onduleur, moteur et pompe branche sur un générateur photovoltaïque», Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2007.
- [23] **A. Merabet** « Commande Non Linéaire A Modèle Prédicatif Pour Une Machine Asynchrone » thèse de doctorat université du Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [24] **Zhiwen Ma, Zheng T., Fei Lin** «Stability Improvement of V/Hz Controlled PWM Inverter-fed Induction Drives», Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on Volume, Issue, pp.1-4. 24-26 May 2006.
- [25] **DEBBI Mouna ; BAKHTI Sarah** «Commande vectorielle d'une machine asynchrone a cage en présence des défauts rotoriques » Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2006
- [26] **RACHOURI M,HIDOUCHE**, « Commande vectorielle de la machine asynchrone » mémoire d'ingénieur, Ecole nationale polytechnique 2007
- [27] **Nadji fouad et Yousfi yacine** «Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux» Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2005
- [28] **Souad Chaouach** «Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de vitesse » Thèse de Doctorat (Université de Batna).
- [29] **G. Buche**, « commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink », Mémoire d'ingénieur, Centre régional Associé de Grenoble. 2001.
- [30] **boussiala Boubakr**, «Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux Application sur la Machine Heptaphasée », Mémoire de Magistère École Nationale Polytechnique d'Alger-2010.

- [31] **Sonia Hajri** « Commande dynamique par mode glissant application à la robustification des processus complexe». Thèse de doctorat en automatique et informatique industrielle UNIVde Lille, ENIM, 1997.
- [32] **L. Fadhila** « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'un machine asynchrone ». ICEEE'200 Algeria, 2nd International Conférence on Electrical April/2004
- [33] **H. Tamrbed et T. Azarobr** « Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone » proceedings de la conférence CEE'00, pp.136-141, 2000.
- [34] **M. Hamata Omar et M. Louchen Nourdine** « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.
- [35] **H.Chennoufi** « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant ». IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N°.1, pp.45-55,2001.
- [36] **Naidji Omar** « Commande à structure variable appliquée au simulateur de vol d'hélicoptère» mémoire de master, Université de M'SILA, Juin 2012.
- [37] **Boukhelkhal Abdelouahab ; Hachemi Ahmed adel** « Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un vé chile» Mémoire d'Ingéniorat, Université de M'SILA, 2006.
- [38] **Zorig Abd elaziz ; Belouadah Ahmed hamza** « Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone à aimant permanent » Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2006.
- [39] **Ihaddadene Kerim ; Chaibi Madani ; Abdelatif Billal** « Etude comparative entre la commande pi et celle par mode glissant d'un moteur asynchrone triphasé» Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2009.
- [40] **Amghar Billal ; Hedid Abdelkader** « Commande par Fuzzy Sliding Mode d'un variateur de vitesse hydrodynamique» Mémoire d'Ingéniorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [41] **S.V. Emilyanov**, « Sliding mode control systems», Nauka, Moscow, 1967
- [42] **V. I. Utkin**, «Variable structure systems with sliding mode», IEEE.TAC, Vol. AC-22, N°2, p.212-222, 1977.
- [43] **Belkheir Med elamine ; Hamdi Mohamed ; ROUMAIR Tariq** « Synthèse de lois de commande par floue mode glissement avec une surface de glissement non linéaire appliques a système Hydraulique » Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2010
- [44] **A. G. Phillipov**, « application of the theory of differential equations with discontinuous right – hands sides to non-linear problems in automatic control », in Proc. Ist IFAC congress, p.923-927,1960.
- [45] **A. Dechoucha** « Commande par Mode de Glissement par Imposition des Pôles d'une Machine à Induction Linéairisée par orientation du Flux » IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N°.1,pp 45-55,2005.

- [46] **Khengaoui Nafissa**, «Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation » master academique universite kasdi merbah ouargla 08/06/2015.
- [47] **Rouabhi Riyadh** «Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée» Thèse de doctorat, université de Batna, 01/12/2016.
- [48] **F. Boumaraf**, « Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 24 Juin 2014.
- [49] **S. Labiod**, « Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 29 Janvier 2005 Algérie.
- [50] **H. Lallouani**, «Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs », Thèse de doctorat, université de MSILA, 28/06/2020.
- [51] **S. Mokeddem**, « Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base D'Algorithmes Génétiques ». Thèse Doctorat, Universite ferhat abbas de setif, 11 juillet 2010.
- [52] **L.Linsheng, L. Jianning** «Chattering-Free Fuzzy Sliding Mode Control Strategy for Uncertain Discrete Systems with Input Saturation» IEEE Eighth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications 2008.
- [53] **S. Asif, M. F. Leonid and S. Sarah**, «Variable Structure Systems from principles to implementation» IEEE the Institution of Engineering and Technology 2004.
- [54] **L. Ying, F. Xi**, « The Study of Self-Adaptive Sliding Mode Variable Structure- Fuzzy Control for Induction Motor », IEEE International Conference on intelligent Processing systems, 1997.
- [55] **H. F. Ho, K.W.E. Cheng** « Position Control of Induction Motor using Indirect Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control » IEEE 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications 2009.
- [56] **W. Rong-Jong, S. Kuo-Ho and T. Chun-Yen** « Implementation of Adaptive Enhanced Fuzzy Sliding-Mode Control for Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive » IEEE the IEEE International Conference on Fuzzy Systems 2003.
- [57] **F.J. Lin, D.H. Wang and P.K. Huang** « FPGA-Based Fuzzy Sliding-Mode Control for a Linear Induction Motor Drive », IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 152, No. 5, September 2005.
- [58] **M. S. Agamy** « Sliding Mode Control of Induction Motors With Minimized Control Effort: A Comparative Study» IEEE CCECE/CCGEI, Saskatoon, May 2005.
- [59] **Zhao Junhui, Wang Mingyu, Li Yang, Zhou Yanjing and Liu Shuxi** « The Study on the Constant Switching Frequency Direct Torque Controlled Induction Motor Drive with a Fuzzy Sliding Mode Speed Controller » IEEE the Natural Science Foundation of Chongqing (CSTC 2007BB3169) 2007.

Résumé :

Les systèmes d'entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en électrotechnique qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs tels que, les machines électriques/électroniques de puissance et la théorie de la commande. Les machines à induction destinées à être plus utilisées dans des applications vastes que variés ; industriels, domestiques...etc. Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro informatique qui a permis d'implanter une loi de commande plus robuste, qui est le réglage par la commande par mode glissant et logique flou.

Ce mémoire, présente une étude de la modélisation, de la commande vectorielle ainsi que la commande par mode glissant et logique flou de la MI alimentée en tension. La commande par mode glissant flou permet d'exploiter la robustesse et la rapidité. Pour ce faire, on étudiera chaque commande à part et enfin on combinera les deux commandes pour avoir une commande Hybride robuste. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

Mots clés :

Machine à induction, commande vectorielle, commande par mode glissant, commande Hybride.

ملخص:

تمثل المحركات ذات السرعة المتغيرة حقلًا متعدد التخصصات في الهندسة الكهربائية حيث يجمع العديد من القطاعات: كالألات الكهربائية، والإلكترونية وكذا نظريات التحكم. تستخدم الآلات اللاتزامنية ثلاثية الطور بشكل واسع في عدة مجالات: الصناعية، المحلية... الخ. بفضل التطور التكنولوجي الأخير لإلكترونيات الطاقة والكمبيوتر الصغير الذي جعل من الممكن تنفيذ قانون مراقبة أكثر قوة، وهو إعداد التحكم الهجين عن طريق دمج وضع انزلاق والمنطق الغامض.

تعرض هذه المذكرة دراسة للنمذجة، التحكم في المتجهات بالإضافة إلى التحكم في الوضع المنزلق والانزلاق في آلات التعريف (MI) التي يتم تغذيتها ب محول ذو مستويين . يسمح عنصر التحكم الهجين (وضع انزلاق والمنطق الغامض) في وضع التمرير باستغلال متانة وسرعة وضع الانزلاق أثناء النظام الانتقالي والمستقر، لذلك، سندرس كل أمر بشكل منفصل وأخيرا سنجمع بينهما لقيادة قوية. تبرز نتائج المحاكاة قوة تقنيات التحكم الهجين.

الكلمات المفتاحية:

المحرك اللاتزامني ثلاثي الطور، التحكم في المتجهات، وضع انزلاق، التحكم الهجين (وضع انزلاق والمنطق الغامض).