



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar El-Oued

Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Command Electrique

Thème

**COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE
DEUX D'UNE MACHINE ASYNCHRONE**

Réalisé par :

- Chetehouna Djamal Eddine
- Absi Ahmed

Soutenu en juin 2018 devant le jury composé de:

M.Allal Abderrahim

MCA

président

M.Idriss Baba Arbi

MAA

Encadreur

M.Kechida Ridha

MCA

Examineur

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2017/2018

Remerciements

Avant tout Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de ce travail.

A notre encadreur Dr. IDRISS BABA ARBI, Professeur à l'Université de Echahid hamma lakhdar pour nous encadrer et nous aider par ses conseils et ses orientations.

Je tiens à remercier Monsieur ALLAL ABDERRAHIM, Professeur à l'université de Echahid Hamma Lakhdar de El oued, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse. Qu'il soit assuré de ma profonde reconnaissance.

Je remercie chaleureusement Monsieur KECHIDA RIDHA, Professeur à l'Université du Echahid hamma lakhdar d' el oued d'avoir accepter d'examiner

Je tiens à remercier vivement toutes les personnes qui mon aidé à élaborer et à réaliser ce mémoire, ainsi tous ceux qui mon aidés de prés ou de loin à accomplir ce travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'Electrotechnique de el oued.

A tout personne ayant participé de prés ou de loin à réaliser ce travail et tout personnes dont nous avons oublié de citer.



Dédicace

je dédie cette thèse à ma mère,

à mon père pour leur amour et leur soutien,

sans oublier mes frères et sœurs.

Djamal Eddine



Dédicace

je dédie cette thèse à ma mère,

à mon père pour leur amour et leur soutien,

sans oublier mes frères et sœurs.

Ahmed

Notation et symboles

NOTATION ET SYMBOLES

MAS	Machine asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
SMC	Sliding Mode Control
MG	Mode Glissant
RMG	Régulateur mode glissant
CSV	Commande à Structure Variable
PI	Correcteur, Proportionnel Intégrateur
A, B, C	Indices de trois phases du stator
a, b, c	Indices de trois phases du rotor
α, β	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator
d, q	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant
x, y	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au rotor
V_a, V_b, V_c	Tension statorique [V]
I_a, I_b, I_c	Courants des phases statorique [A]
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux rotorique [wb]
θ_r	Position du rotor [rd]
G	Glissement
ω_s	Pulsation statorique [rad/s]
ω_r	Vitesse électrique de rotation [rad/s]
f_s	Fréquence d'alimentation [Hz]
J	Moment d'inertie des masses tournantes
F	Coefficient de frottement
P	Nombre Paire de Pôle
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
R_s	Resistance de l'enroulement statorique [W]
R_r	Resistance de l'enroulement rotorique [W]
L_s	Inductance statorique [H]
L_r	Inductance rotorique [H]

M	Inductance Mutuelle [H]
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
T_s	Constante de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique
$S(x)$	Surface de glissement

Liste de figures

LISTE DE FIGURES

CHAPITRE I Machine Asynchrone Notions et Modélisation

Figure (I-1) Schéma représente la MAS	05
Figure (I-2) le stator de la MAS	05
Figure (I-3) Rotor à cage d'écureuil	06
Figure (I-4) Rotor bobiné	06
Figure (I-5) Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	07
Figure (I-6) Modèle généralisée de la MAS triphasé	08
Figure (I-7) Position des axes dq par rapport aux axes de la machine	11
Figure (I-8) position des repères dq et $\alpha\beta$	18
Figure (I-9) Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension	19
Figure (I-10) Schéma block de la machine asynchrone	19
Figure (I-11) Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=2s$.	20

CHAPITRE II Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Figure (II-1) Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)	24
Figure (II-2) Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS	26
Figure (II-3) Schéma-bloc de découplage par flux orienté	28
Figure (II-4) Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	29
Figure (II-5) Bloc de défluxage	30
Figure (II-6) Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension	30
Figure (II-7) Représentation de la commande par PI	26
Figure (II-8) schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}	32
Figure (II-9) schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}	34
Figure (II-10) schéma –bloc de régulation de vitesse	34
Figure (II-11) Association : redresseur triphasé à diode-filtre-onduleur de tension machine asynchrone.	36
Figure (II-12) Pont redresseur triphasé tout diodes.	36
Figure (II-13) Tension de réseau et la tension de redresseur	37

Figure (II-14) schéma électrique du filtre RC	37
Figure (II-15) Tension avant et après le filtrage	38
Figure (II-16) Schéma d'un onduleur de tension triphasé	39
Figure (II-17) Principe de la commande MLI	40
Figure (II-18) Schéma de simulation de la commande vectorielle	42
Figure (II-19) Simulation de la commande vectorielle pour avec onduleur de tension MLI	44

CHAPITRE III Commande par mode glissant d'ordre un de la MAS

Figure (III-1) Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	46
Figure (III-2) Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	47
Figure (III-3) Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	48
Figure (III-4) Démonstration du mode de glissement	48
Figure (III-5) Convergence de la trajectoire vers la surface S	49
Figure (III-6) Phénomène de broutement	53
Figure (III-7) Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement	55
Figure (III-8) Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre un	60
Figure (III-9) Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=1.5s$.	61

CHAPITRE IV Commande par mode glissant d'ordre deux de la MAS

Figure (IV-1) Trajectoire du glissement d'ordre deux	67
Figure (IV-2) Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting	70
Figure (IV-3) Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre deux	73
Figure (IV-4) Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=1.5s$.	75
Figure (IV-5) Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse (variation de la vitesse)	77
Figure (IV-6) Comparaison au niveau de la couple électromagnétique (variation de la vitesse)	78
Figure (IV-7) Comparaison au niveau de les courants statoriques (variation de la vitesse)	79

Figure (IV-8) Comparaison au niveau de les flux rotoriques (variation de la vitesse)	80
Figure (IV-9) Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse (inversion de la vitesse)	82
Figure (IV-10) Comparaison au niveau de le couple électromagnétique (inversion de la vitesse)	83
Figure (IV-11) Comparaison au niveau des courants statoriques (inversion de la vitesse)	84
Figure (IV-12) Comparaison au niveau de la régulation de le flux rotorique (inversion de la vitesse)	85

Sommaire

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I Machine Asynchrone Notions et Modélisation	
I-1 Introduction	3
I-2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées	3
I-2-1 Définition	3
I-2-2 Description	4
I-2-2-1 Stator	4
I-2-2-2 Rotor	5
I-2-3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	6
I-2-4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	6
I-3 Modélisation du moteur asynchrone	6
I-3-1 Hypothèse simplificatrices	6
I-3-2 Mise en équations	6
I-3-3 Equations en diphasée	9
I-3-3-1 Choix du repère dq	11
I-3-3-2 Référentiel lié au champ tournant	11
I-3-3-3 Expression en modèle d'état	13
I-3-3-4 Référentiel lié au stator (repère stationnaire $\alpha\beta$)	15
I-3-3-5 Passage entre les repères dq et $\alpha\beta$	17
I-4 Simulation de la machine asynchrone	18
I-5 Interprétation des résultats de simulation	19
I-6 Conclusion	21
CHAPITRE II Commande vectorielle par orientation du flux rotorique	
II-1 Introduction	22
II-2 la commande vectorielle par orientation du flux	22
II-3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique	23
II-3-1 commande vectorielle directe	25
II-3-2 commande vectorielle indirecte	25
II-4 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	26
II-4-1 Description	26
II-4-2 Système d'équations liées au flux rotorique	26
II-4-3 Découplage entré-sortie	27

II-4-3-1 Découplage par compensation	27
II-4-4 Bloc de défluxage	28
II-4-5 Principe de fonctionnement	29
II-4-6 Régulation	30
II-4-6-1 Conception des régulateurs	30
II-4-6-1-1 Action proportionnelle	30
II-4-6-1-2 Action intégrale	31
II-4-6-2 Caractéristiques des régulateurs	31
II-4-7-1 Régulation de courant statorique isd	31
II-4-7-2 Régulation de courant statorique isq	32
II-4-7-3 Régulation de la vitesse	33
II-5 Modélisation De L'alimentation De La Machine	34
II-5-1 Modélisation du redresseur :	35
II-5-2 Modélisation du filtre RC :	36
II-5-3 Modélisation de l'onduleur à MLI:	37
II-6 Présentation des résultats de simulation	40
II-7 Interprétation des résultats de simulation	42
II-8 Conclusion	44

CHAPITRE III Commande par mode glissant d'ordre un de la MAS

III-1 Introduction	45
III-2 Principe et concept de base	45
III-2-1 Les différentes structures de la commande par mode glissant	46
III-2-1-1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	46
III-2-1-2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	47
III-2-1-3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente	47
III-2-2 Condition d'existence du mode glissant	48
III-2-3 Formulation des expressions générales de la commande par modes glissants	49
III-2-4 Choix de la surface de glissement	50
III-2-5 Régime glissant	50
III-2-6 Convergence en temps fini	51
III-2-7 Conception de la commande par modes glissants	52
III-2-8 Phénomène de broutement	53
III-3 Domaine d'application du réglage par mode glissement	53

III-4 Avantages de la commande par mode glissement	54
III-5 Application de la commande par mode de glissement à la MAS	54
III-5-1 Régulateur de la vitesse rotorique	55
III-5-2 Régulateur du flux rotorique	56
III-5-3 Régulation du courant directe isd	57
III-5-4 Régulateur du courant quadrature isq :	58
III-6 Simulation de la commande par mode glissement	59
III-7 Résultats de simulation	60
III-8 Conclusion	62
CHAPITRE IV Commande par mode glissant d'ordre deux de la MAS	
IV-1 Introduction	63
IV-2 Position du problème	63
IV-2-1 Définition 1	64
IV-2-2 Définition 2	64
IV-3 Modes glissants idéaux et réels	64
IV-3-1 Définition1	65
IV-3-2 Définition2	65
IV-4 Principe	65
IV-5 Avantages	66
IV-6 Commande par mode glissant d'ordre deux	67
IV-7 Propriétés de convergence en temps fini	68
IV-8 Algorithm de Twisting	69
IV-9 Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de la MAS	70
IV-10 Simulation de la commande par mode glissant d'ordre deux	73
IV-11 Résultats de simulation	74
IV-12 Etude Comparative	76
IV-12-1 Test de robustesse	76
IV-12-1-1 variation de vitesse	76
IV-12-1-2 Inversion de vitesse	81
IV-12-2 Interprétation et évaluation	86
IV-13 Conclusion	86
CONCLUSION GENERALE	88
BIBLIOGRAPHIE	

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industriel présente l'avantage d'être robuste, et peu coûteuse. mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

L'utilisation du moteur asynchrone dans la variation de vitesse n'est pas une chose nouvelle, elle se distingue des moteurs à courant continu par sa puissance massique, sa vitesse maximale supérieure, sa robustesse et son faible coût. L'absence de collecteur mécanique lui permet d'être le moteur privilégié de nombreux domaines comme l'aérospatiale, la chimie, ou la médecine. Cependant ces avantages ont longtemps été inhibés par la complexité de la commande.

Le couplage non linéaire existant entre le flux magnétique et le couple moteur est de nature non linéaire plus complexe à mettre en œuvre que celui d'un moteur à courant continu.

Malgré cela ; depuis plusieurs années, la place de moteur à induction dans les applications industrielles ne cesse de croître. Elle présentait l'année dernière un marché de 1200 millions de dollars avec une augmentation annuelle de 15%. [12]

Cette présence du moteur asynchrone dans les entraînements à vitesse variable est due à l'évolution technologique, dans le domaine informatique et dans le domaine d'électronique de puissance.

Les recherches ont donné un essor appréciable à la commande vectorielle et la commande par mode de glissement.

La commande vectorielle a été réalisée dans les années 70 par BLASCHKE sous le nom de découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique moderne ont trouvé dans la commande des machines électriques à courant alternatif un champ d'investigation très intéressant. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. Plutôt il est important d'utiliser des méthodes de contrôle robustes, soit linéaires ou non linéaires pour

Introduction générale rendre la réponse du système insensible aux variations des paramètres et aux effets troubles de la charge.

La commande par mode glissant qui a été développée en Union soviétique il y a plus de 30 ans, fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Elle possède des avantages incontestables pour les systèmes mal identifiés ou à paramètres variables. Cependant la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, Les contrôleurs par mode glissant diffèrent des contrôleurs simples de relais, c'est-à-dire ils se fondent sur la commutation à grande vitesse parmi les valeurs de commande. Les progrès effectués dans le domaine de l'électronique de puissance ont rendu l'instrument de commutation à grande vitesse pratiquement réalisable. Cette méthode associée aux systèmes à structure variable. Elle permet la commutation directe des organes de commande sans introduire des retards supplémentaires, en outre l'obtention des lois de commande robustes et performantes. [2]

Dans ce travail nous nous intéressons à l'étude de comparaison entre la commande vectorielle et par mode de glissement d'ordre un et d'ordre deux du moteur asynchrone par la simulation sous l'environnement MATLAB / Simulink.

Ce travail est structure comme suit:

Introduction générale.

Le première chapitre est consacré à la modélisation et la simulation du moteur asynchrone.

Le deuxième chapitre présentera l'application du principe de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

Le Troisième chapitre traite la théorie de la technique du réglage par mode de glissant ordre un.

Le quatrième chapitre traite la théorie de la technique du réglage par mode de glissant ordre deux . en suite étudié une comparaison entre la commande vectorielle (C.V) et la commande par mode de glissement d'ordre un et d'ordre deux.

Enfin une conclusion générale sera donnée.

Chapitre I :
*Machine Asynchrone Notions et
Modélisation*

I-1 Introduction

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexé, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible de modèle réel [1]

Pour réaliser une commande performante d'un système dynamique, nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel du système. Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de la structure électromécanique (machine électrique), de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux) [2].

En effet, le problème de modélisation est très important pour la conception et l'analyse de ses performances statiques et dynamiques.

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques, permettant d'une part une mise en équations particulièrement simples et d'autre part de pousser assez loin, parfois jusqu'à son terme, la résolution de certains problèmes par voie purement analytique [3].

Dans ce chapitre, on donne premièrement une généralité sur la MAS, Puis on passe au développement du modèle de la MAS (machine asynchrone) à partir des équations générales suivit par la transformation de PARK et le choix du référentiel afin d'obtenir la représentation d'état du modèle. La simulation de ce modèle est réalisée par le logiciel SIMULINK sous MATLAB. Enfin on arrive à faire l'interprétation de ces résultats.

I-2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées

I-2-1 Définition

La machine asynchrone comporte d'une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator, et une partie mobile appelée rotor comme montre la figure suivante [4].

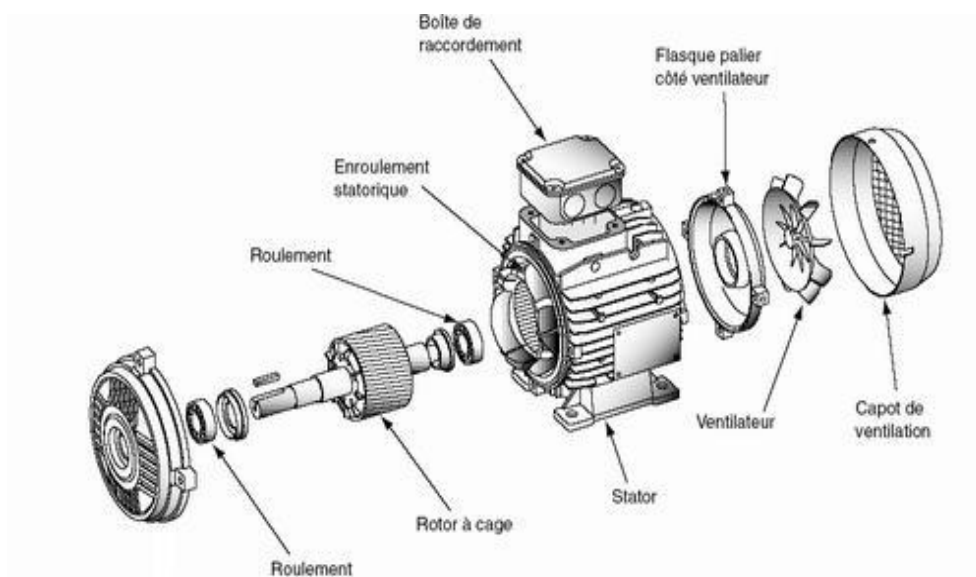


Figure (I-1) Schéma représente la MAS

I-2-2 Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

I-2-2-1 Stator

Le stator d'un moteur asynchrone est constitué de trois enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de $2\pi/3$ qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées [4].



Figure (I-2) le stator de la MAS

I-2-2-2 Rotor

Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques rainurées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. On trouve deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil [4].

✓ Rotor à cage d'écureuil

Il est constitué de barres conductrices très souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices. On dit que le rotor est en court-circuit. Sa résistance électrique est très faible. Schéma de principe d'une cage d'écureuil.

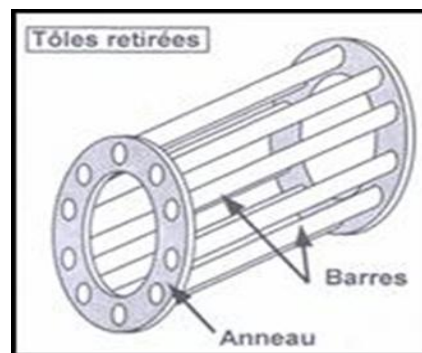


Figure (I-3) Rotor à cage d'écureuil

✓ Rotor bobiné

Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages. On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais. Ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur.



Figure (I-4) Rotor bobiné

I-2-3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

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 \vec{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 [10].

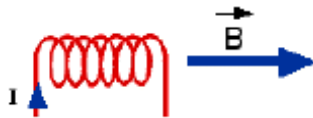


Figure (I-5) Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

I-2-4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

- ✓ **Avantages**
 - Structure simple.
 - robuste et facile à construire.
 - coût réduit.
 - absence d'un système bagues balais
- ✓ **Inconvénient**
 - Non découplage naturel.
 - Non linéarités.

I-3 Modélisation du moteur asynchrone

I-3-1 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [6] :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- ✓ L'effet d'encochage est négligeable.
- ✓ Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ Pertes ferromagnétiques négligeables.

✓ Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau. Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

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

I-3-2 Mise en équations

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donnée par la figure (I-6).

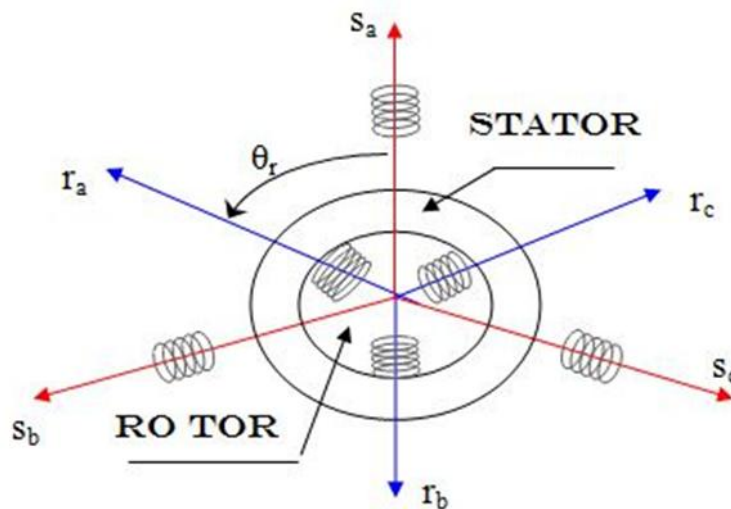


Figure (I-6) Modèle généralisée de la MAS triphasée

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs S_a , S_b , S_c , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe S_a est souvent considéré comme référence, et l'angle θ_r définit la position du rotor par rapport au stator.

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit:

au stator:

$$[\mathbf{V}_{sabc}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_{sabc}] + \frac{d[\Psi_{sabc}]}{dt} \quad (\text{I-1})$$

au rotor:

$$[\mathbf{V}_{rabc}] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_{rabc}] + \frac{d[\Psi_{rabc}]}{dt} \quad (\text{I-2})$$

Les grandeurs, $[\mathbf{V}_{sabc}]$, $[\mathbf{I}_{sabc}]$, $[\Psi_{sabc}]$, sont des vecteurs de dimension 3x1 définis comme suit:

$$[\mathbf{V}_{sabc}] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{I}_{sabc}] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\Psi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Celles du rotor sont:

$$[\mathbf{V}_{rabc}] = \begin{bmatrix} v_{ra} = 0 \\ v_{rb} = 0 \\ v_{rc} = 0 \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{I}_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} ; \quad [\Psi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit:

$$[\mathbf{R}_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{R}_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes:

$$[\Psi_{sabc}] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{I}_{sabc}] + [\mathbf{L}_{msr}][\mathbf{I}_{rabc}] \quad (\text{I-6})$$

$$[\Psi_{rabc}] = [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{I}_{rabc}] + [\mathbf{L}_{msr}][\mathbf{I}_{sabc}] \quad (\text{I-7})$$

avec:

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

$$[\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$$[\mathbf{L}_{msr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

où :

$[\mathbf{L}_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

$[\mathbf{L}_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

$[\mathbf{L}_{msr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

l_{ms} : Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

l_{mr} : Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.

l_m : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles statoriques; $[\mathbf{L}_{msr}] = [\mathbf{L}_{msr}]^t$

I-3-3 Equations en diphasée

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929) [7]. La figure I-7 met en relief l'axe direct d du référentiel de Park, et l'axe en quadrature d'indice q .

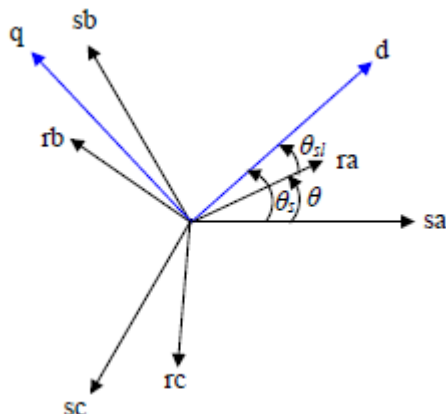


Figure (I-7) Position des axes dq par rapport aux axes de la machine

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante:

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta \quad (\text{I-11})$$

La matrice de transformation de Park [T] est définie comme suit:

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

On a choisi $(2/3)$, pour les valeurs inchangées des amplitudes des tensions, courants, et flux. θ_i est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé. La transformation directe est alors:

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_i) & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_i - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

Où, x représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable x_0 représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) \\ 1 & \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & \cos\left(\theta_i - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_i - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

I-3-3-1 Choix du repère dq

Ce qui rend la transformation de Park attrayante, est que l'orientation du repère dq peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère dq peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [8] [9]:

✓ Repère d'axes dq fixe lié au stator ou repère stationnaire ($\theta_s = 0$). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.

✓ Repère d'axes dq lié au rotor ($\theta_{sl} = 0$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_{sl} . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

✓ Repère d'axes dq lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

I-3-3-2 Référentiel lié au champ tournant

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère dq au champ tournant alors on a:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - p\Omega \quad (\text{I-15})$$

où :

ω_s : est la pulsation statorique.

Ω : est la pulsation rotorique.

ω_{sl} : est la pulsation du glissement

Ω : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : $\omega_s - p\Omega$

✓ Equations électriques

Les équations électriques de la MAS dans un repère de Park lié au champ tournant sont:
au stator:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} - \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (I-16)$$

au rotor:

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega)\psi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} - (\omega_s - p\Omega)\psi_{rd} \end{cases} \quad (I-17)$$

ceux des flux totaux ayant pour valeur:

pour le stator :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (I-18)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (I-19)$$

où:

$L_s = L_{as} - l_{ms}$ Inductance cyclique statorique

$L_r = L_{ar} - l_{mr}$ Inductance cyclique rotorique

$L_m = \frac{3}{2} l_m$ Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

✓ Equations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique. Le couple électromagnétique T_e peut se mettre sous plusieurs formes:

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2}p(\Psi_{sd}i_{sq} - \Psi_{sq}i_{sd}) \\ C_e = \frac{3}{2}p(\Psi_{rq}i_{rd} - \Psi_{rd}i_{rq}) \\ C_e = \frac{3}{2}pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \end{cases} \quad (I-20)$$

$$C_e = K_t(\Psi_{rd}i_{sq} - \Psi_{rq}i_{sd}) \quad (I-21)$$

où:

p : le nombre de pair de pole.

$$K_t = p \frac{3 L_m}{2 L_r}$$

Notons que c'est la relation (I-21) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées. La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (I-22)$$

où:

J : est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

C_r : le couple de charge.

f_v : Coefficient du frottement visqueux.

I-3-3-3 Expression en modèle d'état

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques i_{sd} , i_{sq} et les flux rotoriques Ψ_{rd} , Ψ_{rq} comme variables d'états. D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (I-18), (I-19) :

Pour le courant rotorique :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \Psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} \Psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I-23})$$

Pour le flux statorique :

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} \\ \Psi_{sq} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rq} \end{cases} \quad (\text{I-24})$$

En rapportant ces dernières relations dans (I-16) et (I-17), on aboutira au système d'équations d'états suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \Psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \Psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \Psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \Psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rd} + \omega_{sl} \Psi_{rq} \\ \frac{d\Psi_{rq}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} - \omega_{sl} \Psi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rq} \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

où :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{est le Coefficient de dispersion.}$$

En identifiant le système (I-25) à la forme : $\frac{dX}{dt} = AX + BU$ on aura:

le vecteur d'états $X = [i_{sd} i_{sq} \Psi_{rd} \Psi_{rq}]^t$, A la matrice dynamique du système, le vecteur de commande $U = [v_{sd} v_{sq}]^t$, et B la matrice d'application de commande, donc:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sd} \\ \mathbf{i}_{sq} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sd} \\ \mathbf{v}_{sq} \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-26})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I-27})$$

où: $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique.

I-3-3-4 Référentiel lié au stator (repère stationnaire $\alpha\beta$)

Cette transformation est appelée aussi transformation de Clark, qui est en fait un cas particulier de la transformation de Park, elle est obtenue quand le repère dq est confondu avec le repère $\alpha\beta$ Figure I-8 ,c-à-d. en prenant $\theta_s = 0$, la transformation directe se fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_0 \\ \mathbf{X}_\alpha \\ \mathbf{X}_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a \\ \mathbf{X}_b \\ \mathbf{X}_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-28})$$

où, x représente les tensions, courants ou flux. La transformée inverse est de la forme:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I-29})$$

à partir des définitions précédentes, les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit:

au stator:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-30})$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I-31})$$

au rotor:

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \psi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I-33})$$

En suivant les mêmes démarches prises dans le référentiel précédent afin d'écrire le système d'équations sous la forme: $\frac{dX}{dt} = AX + BU$, on aura:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I-34})$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-35})$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère $\alpha\beta$ peut être donnée par :

$$C_e = K_t (\psi_{ra} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{sa}) \quad (\text{I-36})$$

L'équation de la vitesse restant inchangée...

I-3-3-5 Passage entre les repères dq et $\alpha\beta$

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, cela se fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle δ : $[P(\delta)]$, comme le montre la figure I-8.

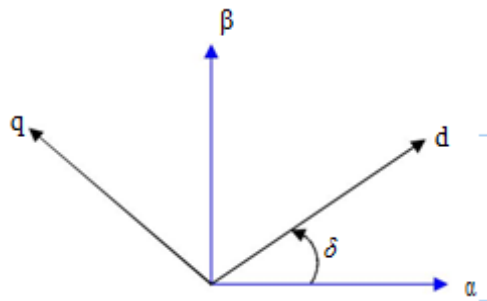


Figure (I-8) position des repères dq et $\alpha\beta$

La transformation se fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [P(\delta)] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \tag{I-37}$$

et inversement

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [P(-\delta)] \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \tag{I-38}$$

avec :

$$P(\delta) = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \tag{I-39}$$

I-4 Simulation de la machine asynchrone

La simulation a été effectuée par le logiciel «simulink» sous «Matlab». Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. La figure I-9 représente le schéma de

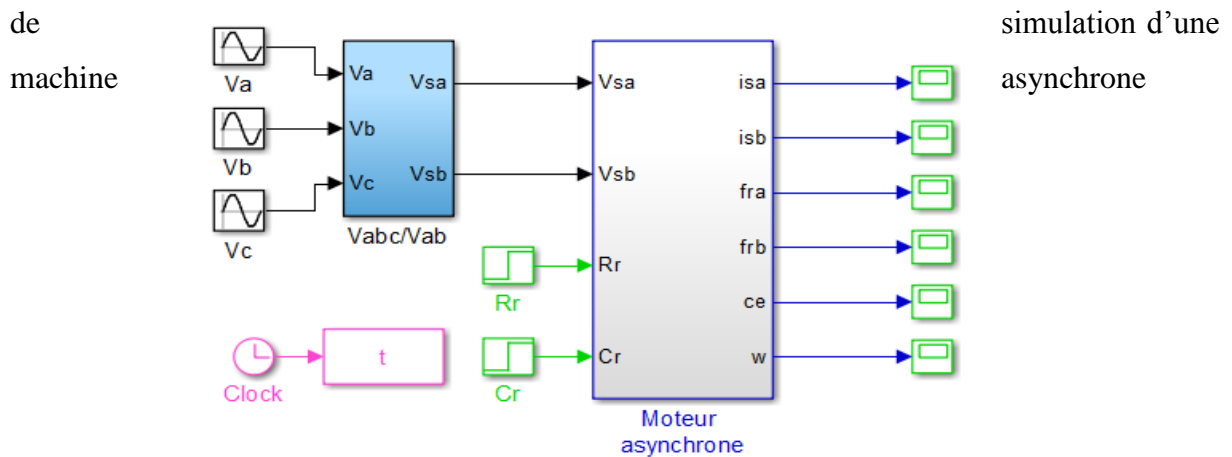


Figure (I-9) Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension

le sub-system de moteur asynchrone en détail en la figure I-10 la suivant:

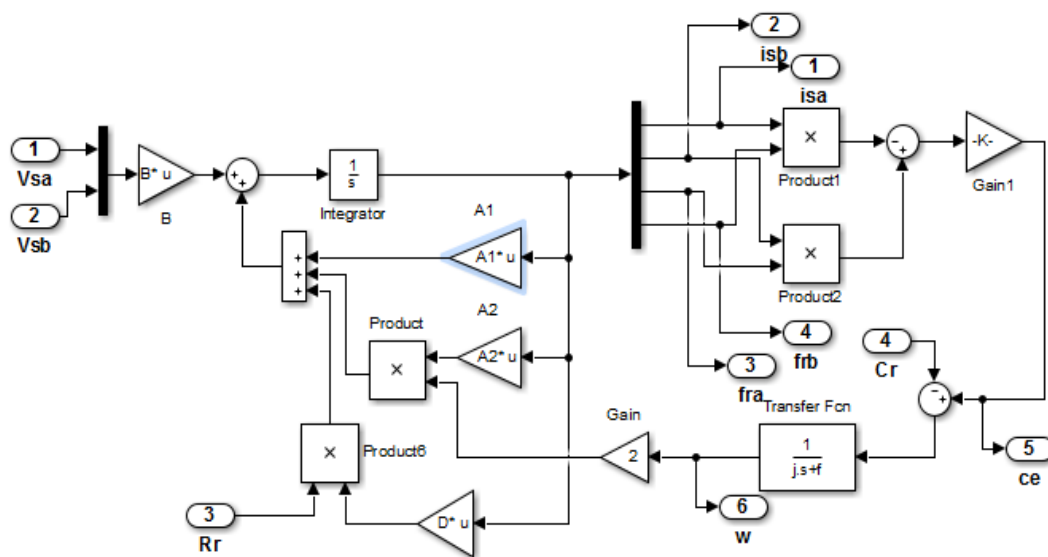


Figure (I-10) Schéma block de la machine asynchrone

I-5 Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation donnés par la figure (I-11) représentent l'évolution des grandeurs fondamentales de la machine asynchrone à savoir : la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, les courants statoriques et les flux rotorique. La simulation a été réalisée pour un démarrage à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=1s$

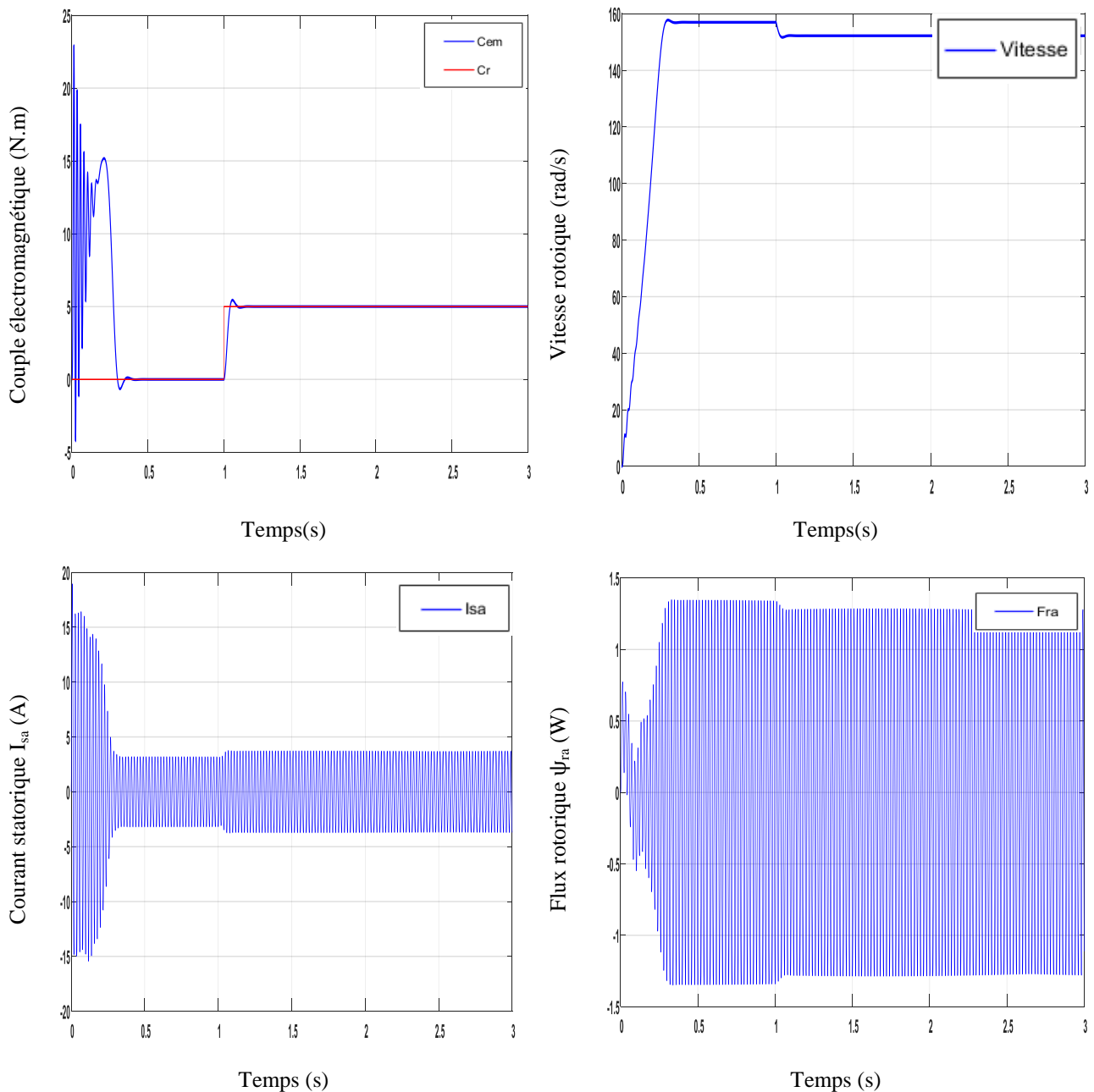


Figure (I-11) Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=1s$.

Les résultats de simulation est égalée montrent que la vitesse augmente linéaire puis se stabilise à une valeur presque la vitesse de synchronisme, quand on applique la charge la vitesse subit à une diminution.

Les résultats de simulation montrent aussi que le couple électromagnétique atteint une valeur maximale au régime de démarrage, puis il diminue jusqu'à sa valeur finale dans le cas à vide, et il se stabilise à la valeur de la charge nominale.

I-6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduire dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II :
*Commande vectorielle par orientation
du flux rotorique*

II-1 Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse).

L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone.

Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre [11].

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [12].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

II-2 la commande vectorielle par orientation du flux

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques (équation (I-26)) qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [12].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par un composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d,q». un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d,q» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II-1).

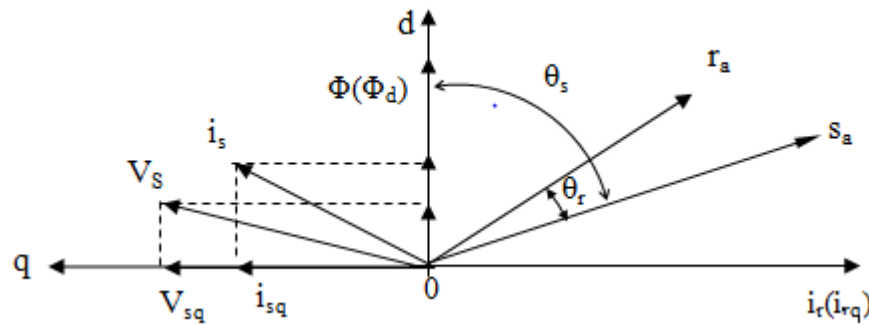


Figure (II-1) Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

Le flux (Φ) peut représenter:

1. Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$
2. Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$
3. Flux d'entrefer : $\Phi_{gd} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux, l'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue [12].

II-3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- ✓ La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- ✓ L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- ✓ La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{aligned}
\Phi_{rq} &= 0 \\
\Phi_{rd} &= \Phi_r = \text{cst} \\
i_{rd} &= 0
\end{aligned} \tag{II-01}$$

On remplace ce système dans le système (I-18) on obtient:

$$\begin{aligned}
\Phi_r &= M i_{sd} \\
\Phi_{rq} &= l_r i_{rq} + M i_{sq} = 0
\end{aligned} \tag{II-02}$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = \frac{M}{l_r} i_{sq} \tag{II-03}$$

On remplace le système (II-01) dans l'équation (I-26) on aura :

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \tag{II-04}$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \tag{II-05}$$

Avec:

$$k_2 = \frac{pM^2}{l_r}$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure (II-2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor .Telle que la relation suivante [13]:

$$\omega_s = \omega_r + \omega_g = p\Omega_r + \omega_g \tag{II-06}$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

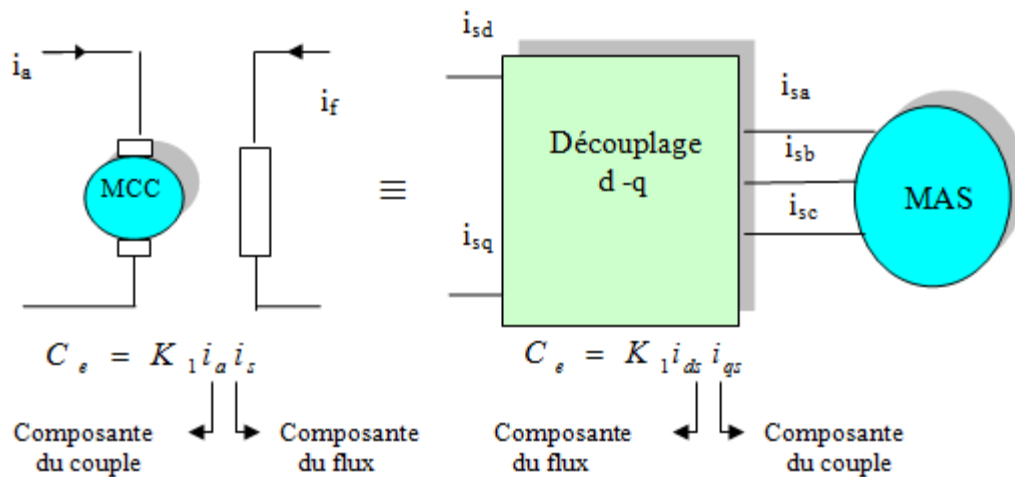


Figure (II-2) Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes .la première appelée méthode directe qui à été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

II-3-1 commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système, La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux, Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement, Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation, L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes [11] :

1. La non fiabilité de la mesure du flux :
 - ✓ problème de filtrage du signal mesuré.
 - ✓ précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
2. Le coût de production élevé (capteurs+filtre). [14]

II-3-2 commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un

capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor .cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r .En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur). [15]

II-4 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II-4-1 Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor .Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s).

II-4-2 Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (I-13),(I-14),(I-20) et (I-26), (I-27) munies de la contrainte ($\Phi_{rq} = 0$) se simplifient:

$$V_{sd} = \delta l_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2} \right) i_{sd} - \omega_s \delta l_s i_{sq} - \frac{M}{l_r^2} r_r \phi_r \quad (\text{II-07})$$

$$V_{sq} = \delta l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2} \right) i_{sq} - \omega_s \delta l_s i_{sd} - \omega_r \frac{M}{l_r} \phi_r \quad (\text{II-08})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (\text{II-09})$$

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \phi_r i_{sq} \quad (\text{II-10})$$

$$\omega_g = \frac{M i_{sq}}{T_r \phi_r} \quad (\text{II-11})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II-12})$$

Les équations (II-09) et (II-10) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple, La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment

(II-09), (II-10) et (II-11),

Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la

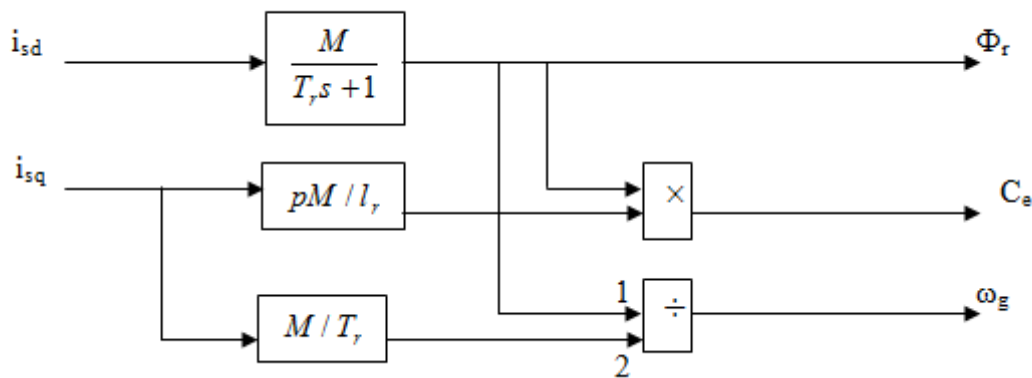


Figure (II-03) Schéma-bloc de découplage par flux orienté

II-4-3 Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage [16].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle .les commandes sont alors non interactives

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

II-4-3-1 Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variable de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$\mathbf{V}_{sd} = \mathbf{V}_{sd1} - \mathbf{e}_d \quad (\text{II-13})$$

$$\mathbf{V}_{sq} = \mathbf{V}_{sq1} - \mathbf{e}_q \quad (\text{II-14})$$

Avec :

$$\mathbf{e}_d = \omega_s \sigma l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r} r_r \Phi_r \quad (\text{II-15})$$

$$\mathbf{e}_q = -(\omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r) \quad (\text{II-16})$$

Les tensions \mathbf{V}_{sd} et \mathbf{V}_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions \mathbf{V}_{sd1} et \mathbf{V}_{sq1} figure (II-04) tel que:

$$\mathbf{V}_{sd1} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r}) i_{sd} \quad (\text{II-17})$$

$$\mathbf{V}_{sq1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} \quad (\text{II-18})$$

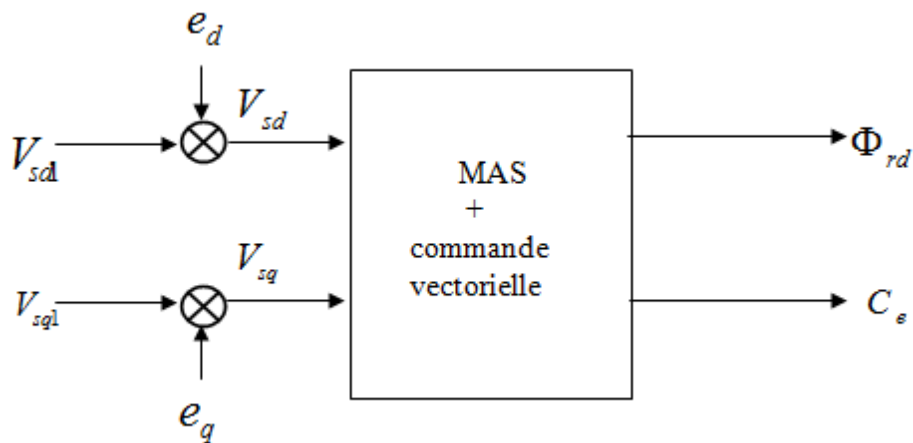


Figure (II-4) Reconstitution des tensions \mathbf{V}_{sd} et \mathbf{V}_{sq}

II-4-4 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [17]:

sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{nom}$$

sur -vitesse:

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{nom} : flux rotorique nominale .

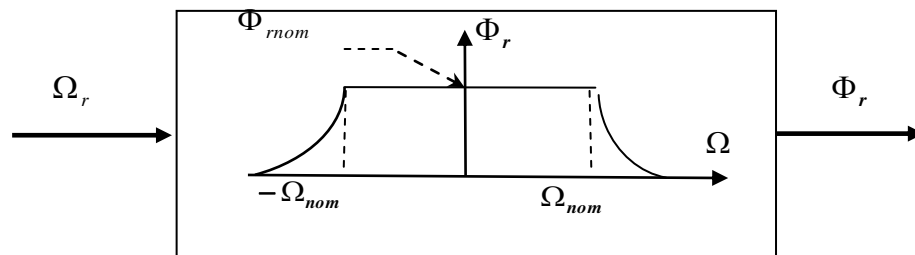
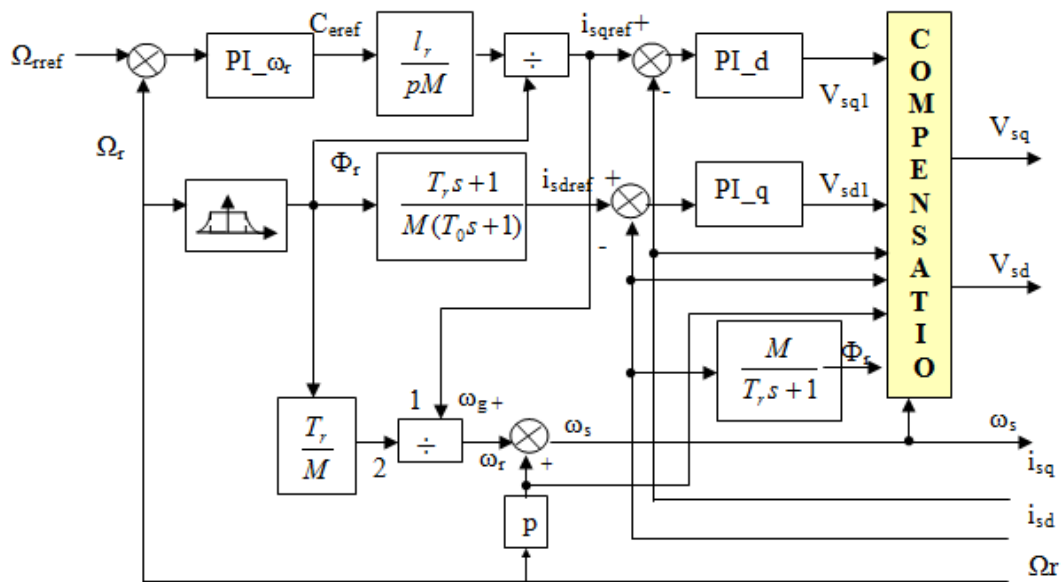


Figure (II-5) Bloc de défluxage

II-4-5 Principe de fonctionnement

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la figure (II-06).



Figure(II-6) Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension

La vitesse est aisément asservie (régulée) par un boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI .par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus

simple, est du type réaction le signal d'erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI, fournit la référence de courant de couple i_{sqref} , qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine.

Le pôle supplémentaire $(-1/T_0)$ est introduit dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement. T_0 doit être très inférieur à T_r .

II-4-6 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

II-4-6-1 Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre, et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

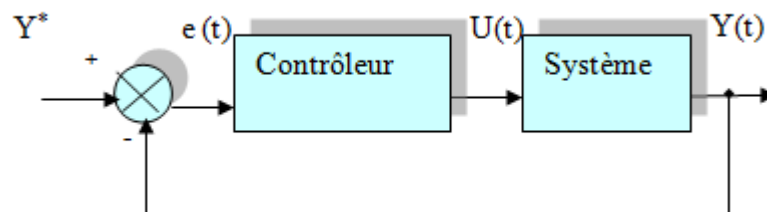


Figure (II-7) Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

II-4-6-1-1 Action proportionnelle

✓ Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît

✓ Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II-4-6-1-2 Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II-4-6-2 Caractéristiques des régulateurs

a. Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b. précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c. Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [11][18].

II-4-7 Calcul des régulateurs

II-4-7-1 Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure (II-08).

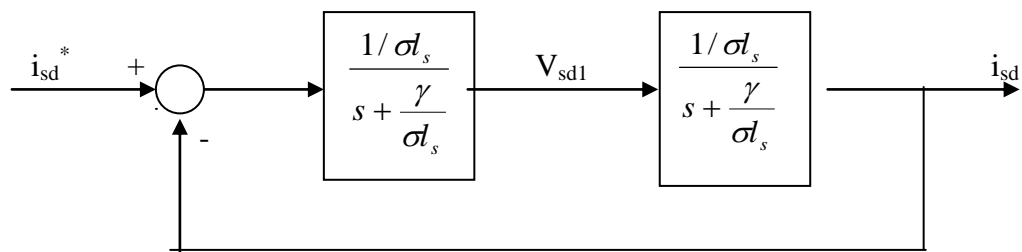


Figure (II-8) schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$F_{isd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{s}}{s} \frac{1}{\sigma l_s} \frac{1}{s + \frac{\gamma}{\sigma l_s}} \quad (\text{II-20})$$

Compensons le pôle $s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}$ par $s + \frac{\gamma}{\sigma l_s}$, ce qui se traduit par la condition

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

$$\frac{K_{i1}}{K_{v2}} = \frac{\gamma}{\sigma l_s} \quad (\text{II-21})$$

$$F_{isd} = \frac{K_{p1}}{s\sigma l_s} \quad (\text{II-22})$$

la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{isd} = \frac{F_{isd}}{1 + F_{isd}} = \frac{1}{\frac{\sigma l_s}{K_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma l_s}{K_{p1}} \quad (\text{II-23})$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps Pour un temps de réponse imposé $t_{\text{rep1}(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_1 = t_{\text{rep1}(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma l_s}{K_{p1}} = t_{\text{rep1}(5\%)}$$

Donc:

$$K_{p1} = \frac{3\sigma l_s}{t_{\text{rep1}(5\%)}} \quad (\text{II-24})$$

Et, d'après l'équation (II-21):

$$K_{i1} = \frac{3\gamma}{t_{\text{rep1}(5\%)}} \quad (\text{II-25})$$

Avec :

$$\gamma = r_s + \frac{M^2}{T_r l_r} \quad (\text{II-26})$$

II-4-7-2 Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est représenté par la figure (II-09) .

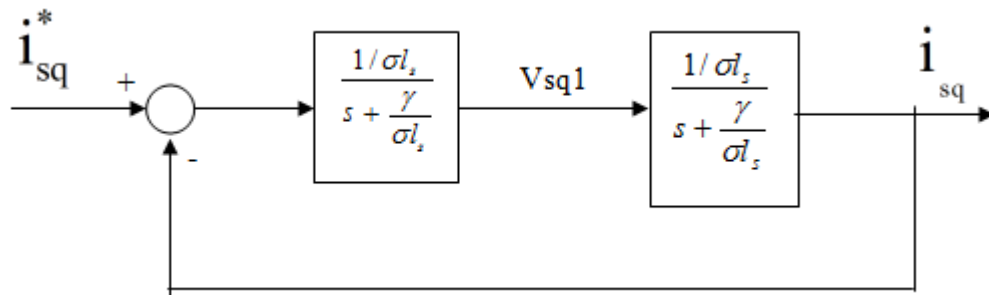


Figure (II-9) schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment V_{sq1}

$$K_{p2} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep2(5\%)}} \tag{II-26}$$

$$K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \tag{II-27}$$

II-4-7-3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II-10).

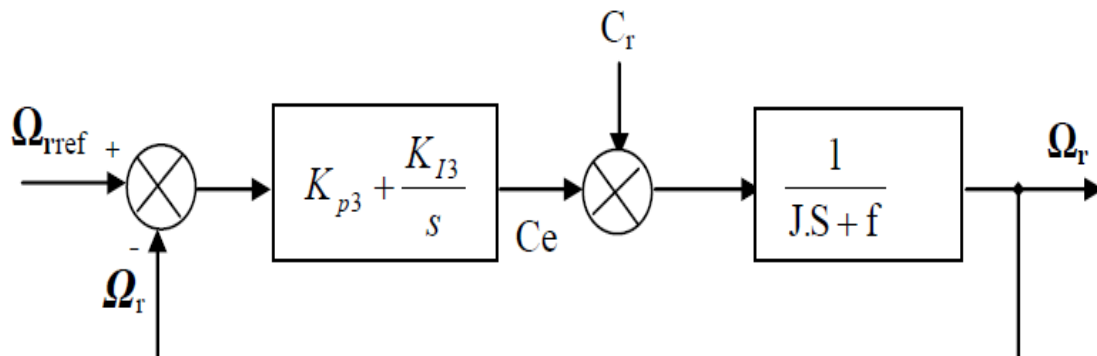


Figure (II-10) schéma bloc de régulation de vitesse

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

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \tag{II-28}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \tag{II-29}$$

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

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II-30})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II-31})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (\text{II-32})$$

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

$$K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II-33})$$

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II-34})$$

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

II-5 Modélisation de l'alimentation de la Machine

La machine utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source à fréquence variable. Un onduleur de tension semble très indiqué.

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Il est alimenté par une tension redressé et filtrée comme l'illustre de la figure (II-11).

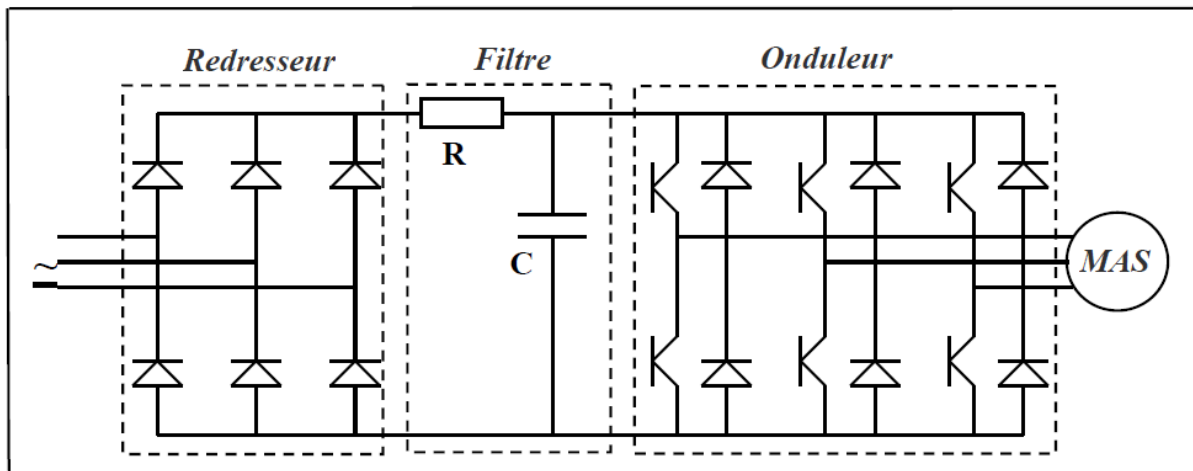


Figure (II-11) Association : redresseur triphasé à diode-filtre-onduleur de tension machine asynchrone.

II-5-1 Modélisation du redresseur :

Le redresseur est schématisé par la figure (II.11). Il est constitué d'un montage à diodes parallèle et attaqué par un système de tension triphasé.

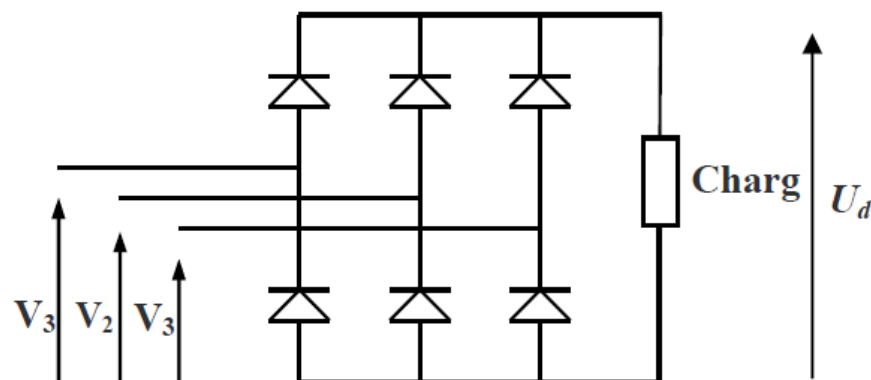


Figure (II-12) Pont redresseur triphasé tout diodes.

La tension du réseau sont données par :

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \sqrt{2} \cdot V_{\text{eff}} \cdot \sin(\omega_{\text{res}}) \\
 V_2 &= \sqrt{2} \cdot V_{\text{eff}} \cdot \sin\left(\omega_{\text{res}} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_3 &= \sqrt{2} \cdot V_{\text{eff}} \cdot \sin\left(\omega_{\text{res}} - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{II-35}$$

Avec :

$\omega_s = 2\pi f_s$: Pulsation du réseau.

f_s : Fréquence du réseau.

V_{eff} : Valeur efficace de la tension du réseau.

Le système de tension triphasé (V_1, V_2, V_3) ainsi que la tension redressée U_d sont représentés par la figure (II-13).

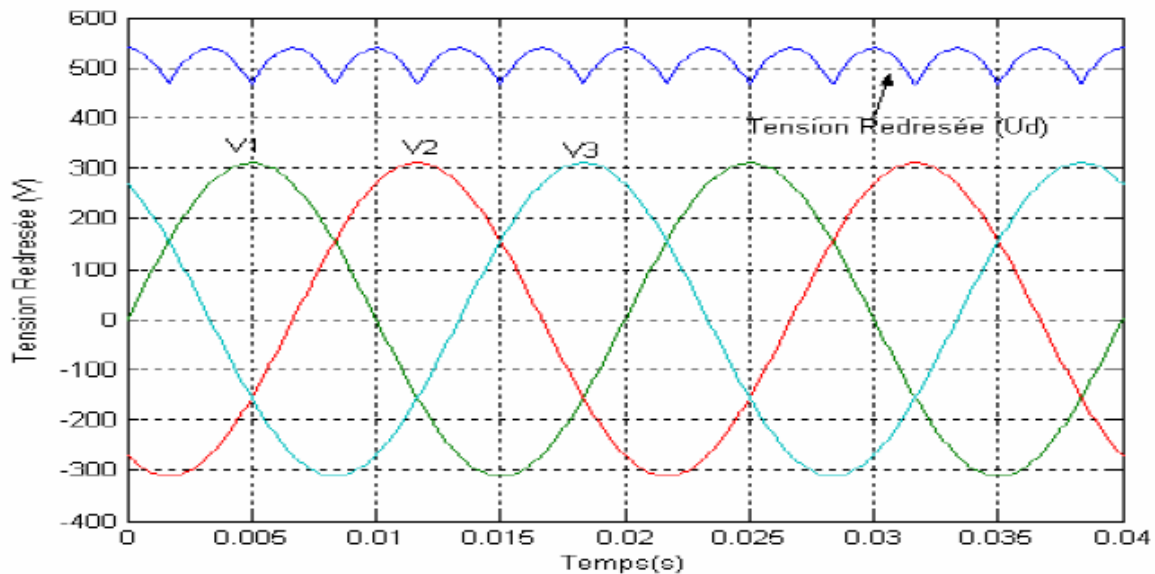


Figure (II-13) Tension de réseau et la tension de redresseur

II-5-2 Modélisation du filtre RC :

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a poussé à insérer un filtre RC figure (II.14) à la sortie du redresseur qui a un bon rendement de filtrage de la tension redressée.

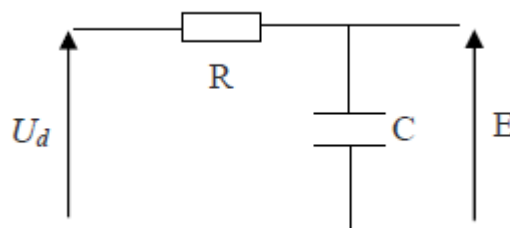


Figure (II-14) schéma électrique du filtre RC

La fonction de transfert de ce filtre est donnée sous forme d'un système du premier ordre:

$$F(p) = \frac{E}{U_d} = \frac{1}{(1 + \tau.p)} \quad (\text{II-36})$$

Avec :

$\tau = RC$: Représente la constante du temps du filtre.

Le bon filtrage est réalisé pour $\tau = 0.01$ présente par la figure (II.15).

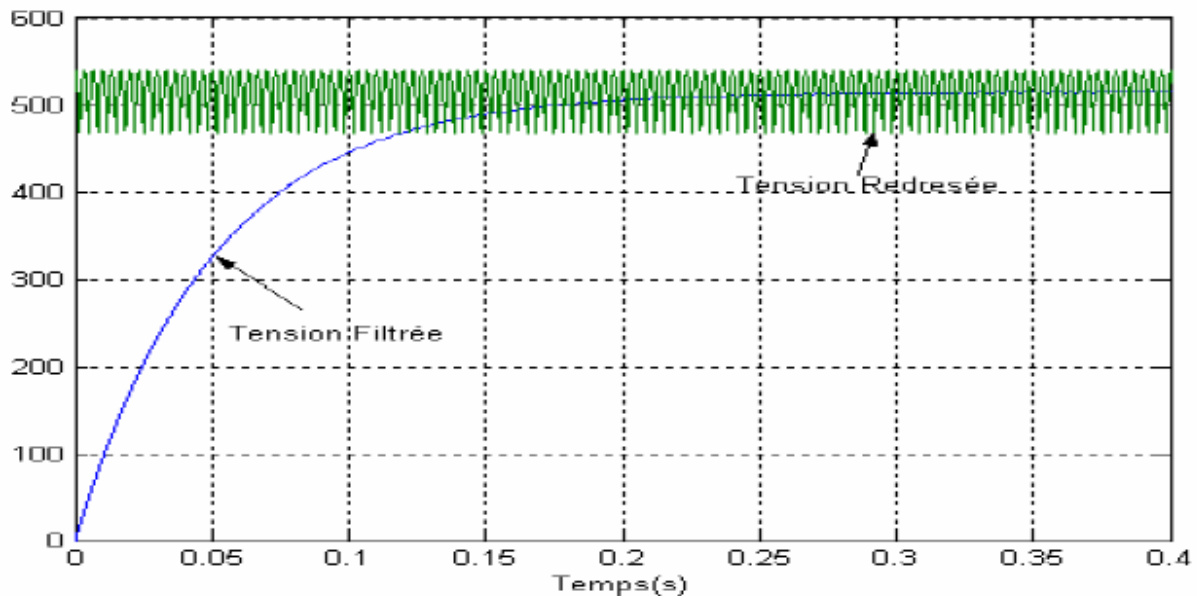


Figure (II-15) Tension avant et après le filtrage

II-5-3 Modélisation de l'onduleur à MLI:

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la figure (II.16)

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs (T_1 et T_1'), (T_2 et T_2') et (T_3 et T_3') doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o . Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ période sur le précédent.

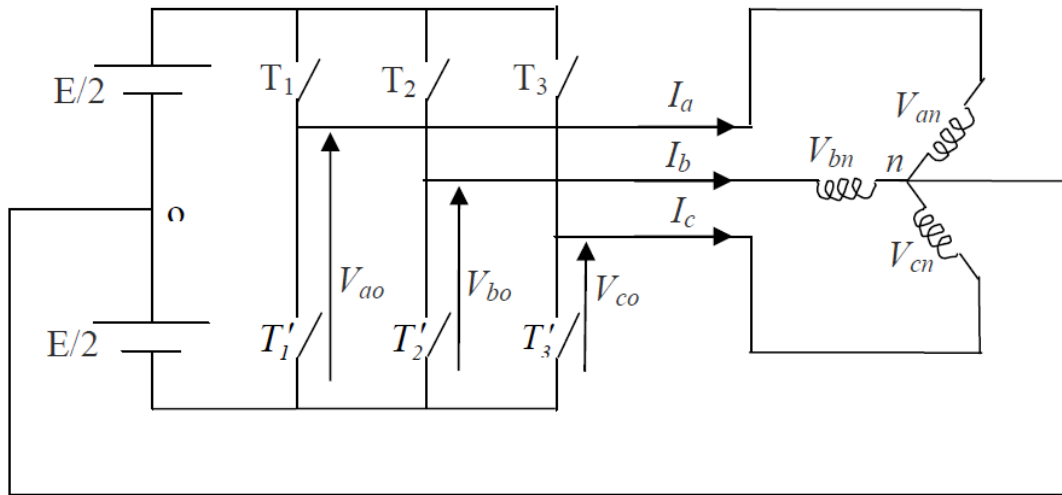


Figure (II-16) Schéma d'un onduleur de tension triphasé

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E , on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{1}{3} \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} &= \frac{1}{3} \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} &= \frac{1}{3} \cdot [U_{ca} - U_{bc}] \end{aligned} \quad (\text{II-38})$$

La matrice de connexion $[T]$ de l'onduleur s'écrit:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_1' \\ T_2 & T_2' \\ T_3 & T_3' \end{bmatrix}$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par:

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_1' \\ T_2 & T_2' \\ T_3 & T_3' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{E}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-39})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II-40})$$

On peut déduire :

$$V_{no} = \frac{1}{3} \cdot [V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \quad (\text{II-41})$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3} \cdot V_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3} \cdot V_{co} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \quad (\text{II-42})$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II-43})$$

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure (II.17) qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice).

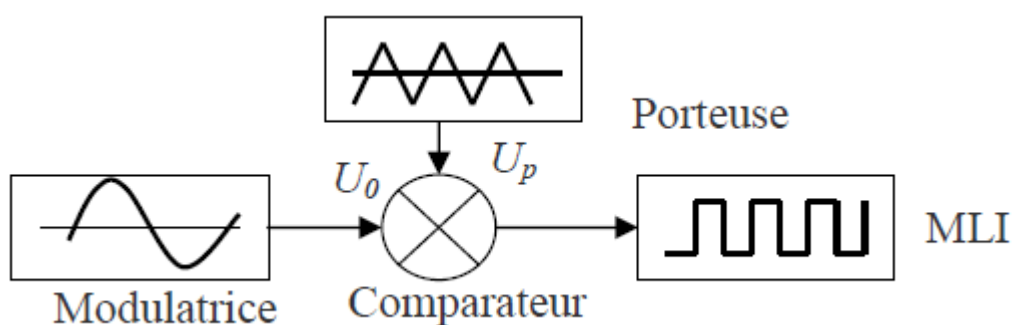


Figure (II-17) Principe de la commande MLI

II-6 Présentation des résultats de simulation

Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte en tension de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

$$\Phi_r = 1\text{wb}, T_0 = \frac{T_r}{10}, \quad \tau_1 = \frac{L_s}{r_s} = 0.0565$$

$$K_{p1} = 46.5985, \quad K_{i1} = 12335$$

$$K_{p2} = 26.6277, \quad K_{i2} = 7048.8$$

$$K_{p3} = 1.549, \quad K_{i3} = 19.3750$$

Le schéma-bloc de la simulation est représenté par la figure (II-18).

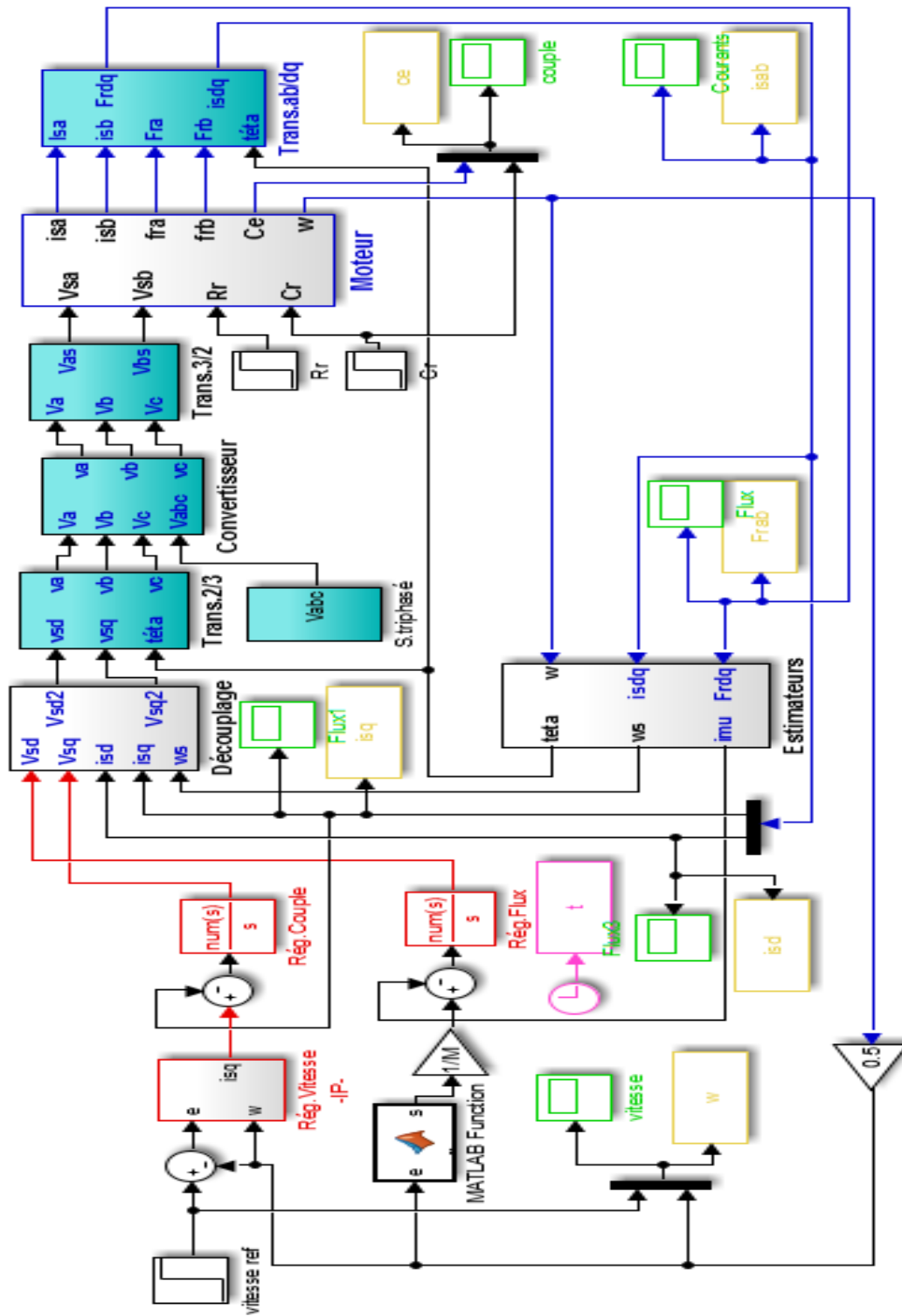


Figure (II-18) Schéma de simulation de la commande vectorielle

II-7 Interprétation des résultats de simulation

La figure (II-19) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence. Après l'application de charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1.5 \text{ s}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (157 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge. Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteinte la valeur de couple résistant avant et a prés l'application de charge. Les composantes du flux rotorique subit une chute au moment de l'application de la charge puis stabilisent à la valeur désiré.

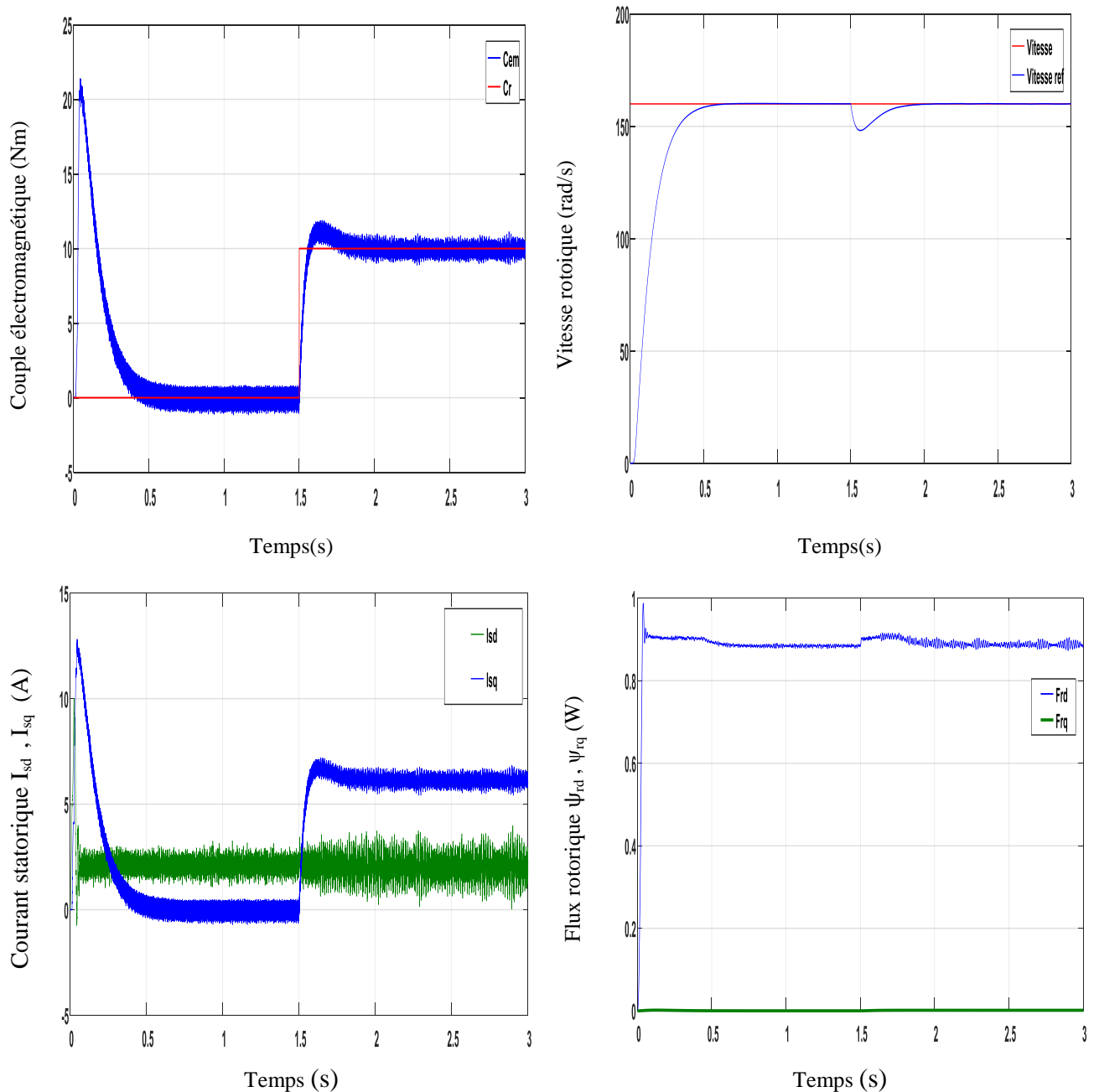


Figure (II-19) Simulation de la commande vectorielle pour avec onduleur de tension MLI

II-8 Conclusion

A travers ce chapitre, il nous permis de dire que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparé.

Les résultats de simulation, nous conduit à dire que la machine asynchrone commandé par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse.

Cependant, le point faible de cette commande réside dans sa faible robustesse vis-à-vis à des variations paramétriques.

On peut améliorer la robustesse de la commande vectorielle, et grâce à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée permet de l'implantation des régulateurs par mode de glissement associé à la commande connu au lieu des régulateurs classiques (**PI**).

Chapitre III :

*Commande par mode glissant d'ordre
un de la MAS*

III-1 Introduction

La commande par mode glissant a connu un essor considérable durant les dernières décennies [19]. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, ainsi, que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et certains types de perturbations extérieures [20].

Tous ces aspects positifs ne doivent pas néanmoins masquer certains inconvénients. Les commandes à modes glissants procèdent de manière discontinue, ce qui conduit à exciter toutes les fréquences du système à contrôler et donc des modes pas forcément pris en compte dans la modélisation. En second lieu, dans la plupart des cas, les discontinuités de l'algorithme de contrôle interviennent directement sur l'actionneur. Si cet organe n'est pas conçu pour ce type de sollicitations, cela risque de conduire à son vieillissement prématuré et le système sera soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré.

La première partie présente les concepts de base de la commande par mode glissant d'ordre un qui se synthétise en deux étapes : on détermine une sortie fictive $S(x)$ appelée surface de glissement sur laquelle les objectifs des contrôles sont réalisés, ensuite on calcule la loi de commande afin de ramener la trajectoire des états à cette sortie et de la maintenir sur cette surface tout le temps jusqu'à l'équilibre [21]. le chapitre IV est consacré au problème majeur de la commande par modes glissants; chattering, et les méthodes classiques permettant d'en réduire les effets.

III-2 Principe et concept de base

Le principe de la commande par modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une région convenablement sélectionnée en un temps fini pour y ensuite rester [22]. La région considérée est alors désignée comme surface de glissement ou de commutation représentant une relation entre les variables d'état du système. Elle est définie par une équation différentielle déterminant totalement la dynamique du système. Une fois que le système évolue sur la surface de glissement, le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant [19]. Le comportement du système peut être décrit par deux phases :

✓ Phase de convergence : Cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [0; t_c]$ pendant lequel les trajectoires d'état du système ne sont pas sur la surface de glissement. Durant cette phase, le système reste sensible aux incertitudes.

✓ Phase de glissement : Cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [t_c; \infty]$ durant lequel les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement et le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations, mais est entièrement déterminé par la surface de glissement.

III-2-1 Les différentes structures de la commande par mode glissant

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la " commande équivalente ". Dans la suite de cette thèse, nous retenons la dernière structure.

III-2-1-1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (III-1). Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée [23].

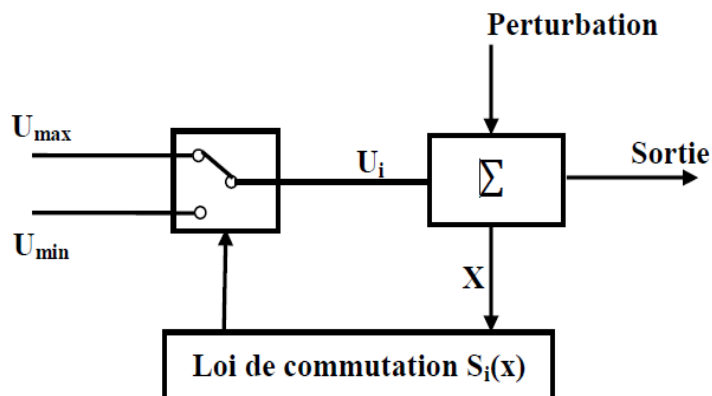


Figure (III-1) Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés, dans une grande majorité d'applications, aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas.

III-2-1-2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Le schéma fonctionnel d'une telle structure est donné par la figure (III-2). C'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [23]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc la commutation est créée au niveau de la dynamique du système.

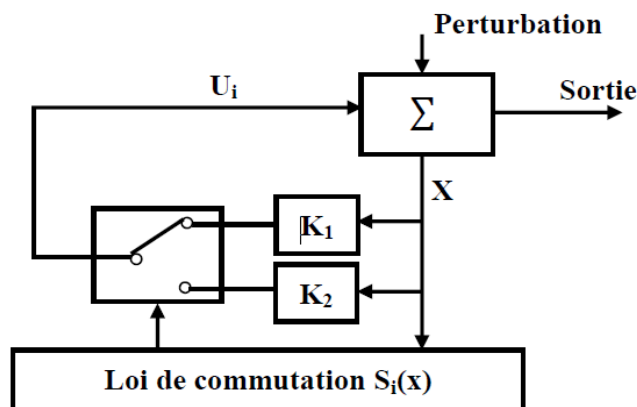
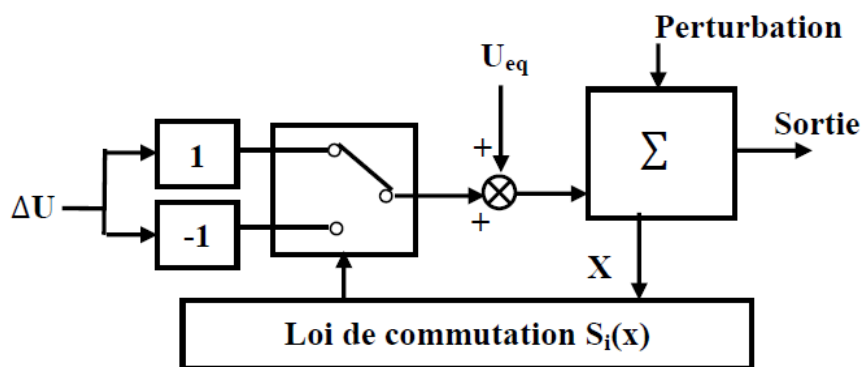


Figure (III-2) Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

III-2-1-3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III-2). présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente donnée par l'équation u_{eq} qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques.



Figure(III-3) Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

III-2-2 Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (III-4) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_1 et x_2

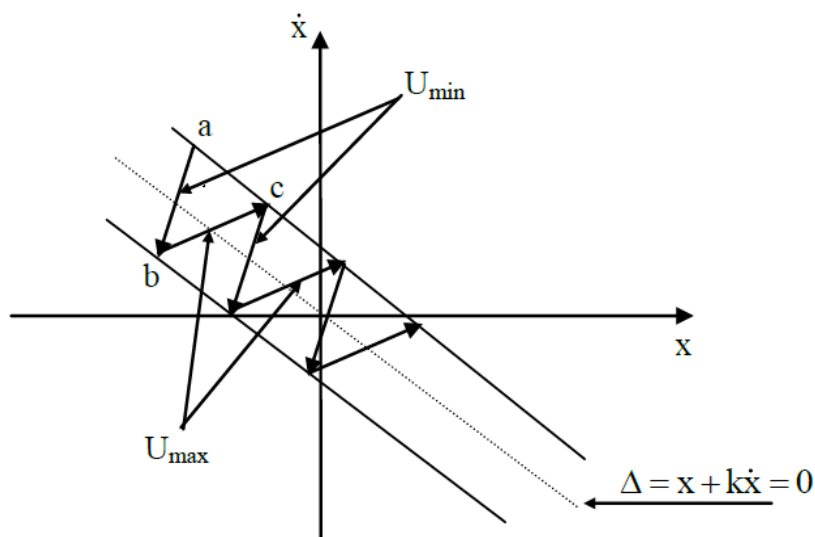


Figure (III-4) Démonstration du mode de glissement

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$ (droite en trait interrompu), les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm\Delta S$. Une trajectoire avec $U = U_{max}$ touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec $U = U_{min}$ la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur ou lieu de commutation sur $U = U_{min}$ si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'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.

III-2-3 Formulation des expressions générales de la commande par modes glissants

Considérant le système dynamique décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{x}(t) = f(t, x, u) \quad (\text{III.1})$$

Où f une fonction continue (en x et t), $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur des variables d'état, t le temps et $u \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de commande qui peut éventuellement dépendre du temps. On définit une fonction continue S tel que:

$$S = S(x) \quad (\text{III.2})$$

Pour maintenir l'état représentant l'évolution du système sur la surface S , on définit le vecteur de commande u qui commute entre deux fonctions $u^+(x)$ et $u^-(x)$ continues, comme suit:

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

La surface S sépare l'espace d'état en deux régions disjointes $S(x) > 0$ et $S(x) < 0$ et les commutations ont pour but de contraindre la trajectoire à suivre cette surface. Si $S(x) = 0$ le phénomène de glissement devient idéal comme le montre la figure (III.5) [24].

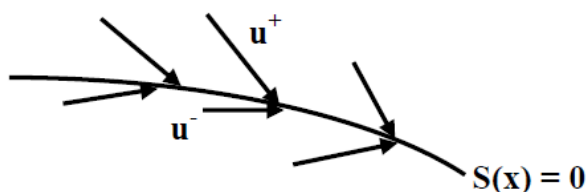


Figure (III-5) Convergence de la trajectoire vers la surface S

Les trajectoires du système sur la surface S ne sont pas clairement définies puisque le vecteur de commande u n'est pas défini pour $S=0$. Filippov a introduit une solution à ce problème en termes d'inclusion différentielle [19].

III-2-4 Choix de la surface de glissement

La surface de glissement s'écrit généralement en fonction de l'écart de la sortie par rapport à sa valeur désirée. L'objectif de la commande est d'assurer la poursuite d'un signal de référence telle que l'écart e tend vers zéro.

Soit $S(x): \mathcal{X} \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction suffisamment différentiable telle que:

$$S = \{x \in \mathcal{X} / S(x) = 0\} \quad (\text{III-4})$$

Une condition nécessaire pour l'établissement d'un régime glissant d'ordre un est que la surface de glissement S ait un degré relatif égal à 1 par rapport à la commande u [19]. Le degré relatif d'un système est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y voir l'entrée (la commande) de manière explicite. La surface de glissement peut être décrite sous deux formes, soit:

$$S = \sum_{i=1}^n \eta_i e_i \quad (\text{III-5})$$

Il suffit que le vecteur $[\eta_1 \dots \eta_n]$ engendre un polynôme de Hurwitz pour que le mode glissant soit asymptotiquement stable (si S tend vers zéro alors l'erreur e et ses $(n - 1)$ dérivées tendent vers zéro aussi).

Soit sous la forme de "Slotine":

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} .e(x), \lambda > 0 \quad (\text{III-6})$$

- ✓ $e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence : $e(x) = x - x_{ref}$
- ✓ λ : est une constante positive.
- ✓ r : est un degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Le polynôme caractéristique de cette surface doit avoir des pôles réels négatifs multiples. Cette surface est la plus pratique parce qu'elle a moins de paramètres de synthèse à régler [19].

III-2-5 Régime glissant

Un système est dit en régime glissant idéal sur S s'il existe un temps fini t_c à partir duquel $S(x)=0$. Autrement dit, dans le voisinage de la surface les conditions suivantes doivent

être vérifiées [24]: $\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S}(x) < 0$ et $\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S}(x) > 0$ Cela représente les conditions d'attractivité de $S(x)$.

Ces deux résultats peuvent être écrits de façon simplifiée comme suit :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III-7})$$

C'est une condition nécessaire de stabilité qui n'est pas suffisante pour assurer une convergence en un temps fini vers la surface. Pour assurer une convergence de $S(x)$ vers 0 en un temps fini, une condition plus forte doit être respectée. $\lim_{s \rightarrow 0}$

III-2-6 Convergence en temps fini

Soit, pour un système mono-variable, la fonction de Lyapunov suivante [25] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III-8})$$

La dérivée de V est donnée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{III-9})$$

Pour résoudre un tel problème, la dynamique de la surface de glissement est spécifiée par la loi:

$$\dot{S}(x) = -\lambda \cdot \text{sign}S(x) \quad (\text{III-10})$$

Où λ : est une constante strictement positive.

$$\dot{V} = S.\dot{S} \leq -\lambda |S| \quad (\text{III-11})$$

L'intégration de (III.10) entre le temps initial $t=0$ et le temps de convergence $t = t_c$, permet d'aboutir:

$$S(t_c) - S(0) \leq -\lambda(t_c - 0) \quad (\text{III-12})$$

La surface S sera atteinte durant un temps fini donné par :

$$t_c = \frac{S(t=0)}{\lambda} \quad (\text{III-13})$$

Il apparait que c'est le caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'obtenir une convergence en un temps fini sur la surface S et la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieur réduisant l'ordre du système [26].

III-2-7 Conception de la commande par modes glissants

La conception de la commande par mode de glissement s'effectue généralement en deux étapes.

Premièrement par le choix de la surface de commutation $S(x)$, fixant la dynamique de glissement, et ensuite par la recherche d'une commande discontinue $u(x)$ rendant cette surface attractive et assurant ainsi l'apparition du mode glissant [24]. La commande par régime glissant u est composée de deux termes u_{eq} et u_{glis} :

$$u = u_{eq} + u_{glis} \quad (III-14)$$

u_{eq} : représente un terme continu (basse fréquence) appelé commande équivalente, correspondant au régime glissant idéal pour lequel non seulement le point de fonctionnement reste sur la surface mais aussi la dérivée de la fonction de surface reste nulle.

u_{glis} : Un terme de commutation constitué de la fonction « sign » de la surface de glissement S , multipliée par une constante. Il impose au point de fonctionnement de rester au voisinage de la surface S .

On applique cette commande à une classe des systèmes non linéaires affines en la commande de la forme:

$$\dot{x} = f(t, x) + g(t, x).u \quad (III-15)$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur des variables d'état, $f(t, x) = f_1(t, x), f_2(t, x), \dots, f_n(t, x)$ le champ de vecteur généralement non linéaire et non exactement connu, $g(t, x)$ est une fonction de commande de dimension $(n \times m)$ non exactement connue.

L'existence du régime glissant nous conduit à établir pour tout $t \geq t_c$:

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} \left[f(t, x) + g(t, x)u_{eq} \right] + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad (III-16)$$

Où u_{eq} est la commande équivalente donnée par :

$$u_{eq} = \left(-\frac{\partial S}{\partial x} g(t, x) \right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(t, x) + \frac{\partial S}{\partial t} \right) \quad (III-17)$$

La commande équivalente est bien définie si et seulement si $\frac{\partial S}{\partial x} g(t, x) \neq 0$ [27]. C'est la condition de transversalité qui constitue une condition nécessaire pour l'existence d'un régime glissant. Elle signifie que le champ de vecteur $g(t, x)$ ne doit pas être tangent à la surface S . Plus souvent, la loi de commande par mode glissant à adopter est obtenue par

l'ajout d'un terme u_{glis} discontinu, rapide en haute fréquence assurant la convergence vers la surface de glissement [28].

$$u(x) = u_{eq}(x) - \lambda_n \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(t, x) \right]^{-1} \text{sign}(S) \quad (\text{III-18})$$

Où λ_n : est une constante positive.

III-2-8 Phénomène de broutement

Le régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie.

Cependant, pour une utilisation pratique, la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface appelé phénomène de réticence. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement (figure (III.6)). Ainsi, les commutations trop rapides peuvent exciter les dynamiques hautes fréquences non modélisées des actionneurs et des capteurs lors de la synthèse de la loi de commande provoquant leurs usures rapide et induisant des pertes énergétiques non négligeables surtout au niveau des circuits de puissance électrique. Elles peuvent aussi dégrader les performances et même conduire à l'instabilité du système [29].

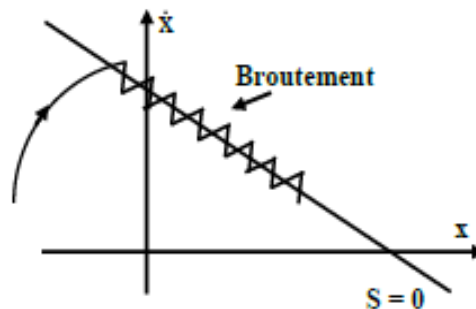


Figure (III-6) Phénomène de broutement

III-3 Domaine d'application du réglage par mode glissement

La technique du réglage par mode glissement a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande, tel que la commande des systèmes hydrauliques ou pneumatiques et la robotique [32]. 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 qui nécessitent soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, dans ce cas le comportement dynamique à haute performance à 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 [33].

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.

III-4 Avantages de la commande par mode glissement

Cette commande présente les caractéristiques suivantes [18] :

- ✓ 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 v , 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 v .

Nous avons présenté l'aspect théorique de la commande à structure variable et ces différentes structures. Nous avons d'abord fait un rappel sur le mode glissant. Ensuite on a défini les conceptions nécessaires de cette commande comme le choix convenable de surface de commutation et la loi de commande, enfin la manière par laquelle réduire le phénomène de broutement résultant par la loi de commande [19].

III-5 Application de la commande par mode de glissement à la MAS

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissement à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux [34]. La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur les deux axes. La boucle interne permet de contrôler les courants « i_{ds} et i_{qs} » et la boucle externe la vitesse " Ω_r ".

La figure (III-7) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le courant direct pour l'axe d et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe q. La grandeur de sortie de boucle externe représente les références de courant des boucles internes [33]. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine.

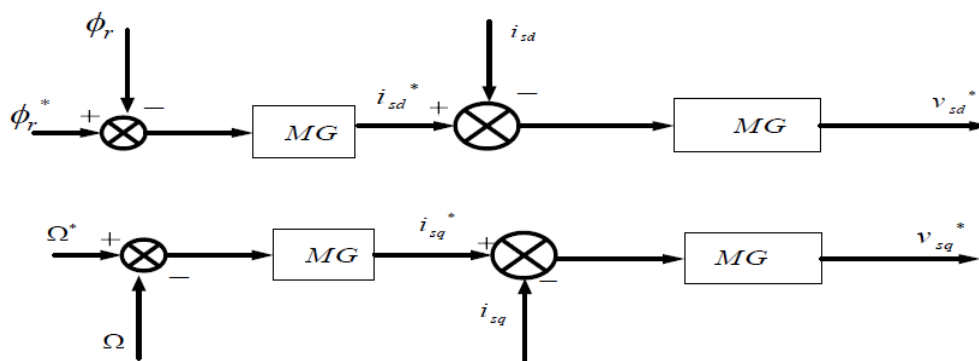


Figure (III-7) Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

III-5-1 Régulateur de la vitesse rotorique

On choisit la surface de vitesse comme suite :

$$S_{\Omega} = \Omega^* - \Omega \quad (\text{III-19})$$

La dérivée de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III-20})$$

On applique la condition suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_{\Omega}}{dt} = 0 \\ i_{sq_n} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

On obtient :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \Omega) = 0 \quad (\text{III-22})$$

On trouve :

$$i_{sq_eq} = \frac{L_r}{PM \cdot \phi_r} \phi_r (C_r + f \Omega) \quad (III-23)$$

Durant le régime glissement :

$$\frac{dS_\Omega}{dt} = -k \cdot \text{sgn}_{S_\Omega} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \quad (III-24)$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{d\Omega}{dt} = k \cdot \text{sgn}_{S_\Omega} \quad (III-25)$$

Donc la composante non linéaire est donné par :

$$i_{sq_n} = k_\Omega \cdot \text{sgn}_{S_\Omega} + \frac{L_r}{PM \cdot \phi_r} (C_r + f \Omega) \quad (III-26)$$

Finalement le courant de référence est donné par :

$$i_{sq}^* = k_\Omega \cdot \text{sgn}_{S_\Omega} + \frac{2L_r}{PM \cdot \phi_r} (C_r + f \Omega) \quad (III-27)$$

III-5-2 Régulateur du flux rotorique

On choisit la surface de vitesse comme suite :

$$S_\phi = \phi_r^* - \phi_r \quad (III-28)$$

La dérivée de la surface est donné par :

$$\frac{dS_\phi}{dt} = \frac{d\phi_r^*}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{d\phi_r}{dt} \quad (III-29)$$

On applique la condition suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_\phi}{dt} = 0 \\ i_{sd_n} = 0 \end{cases} \quad (III-30)$$

On obtient :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} (M i_{sd} - \phi_r) = 0 \quad (\text{III-31})$$

La composante équivalente est donné par :

$$i_{sd_eq} = \frac{1}{M} \phi_r \quad (\text{III-32})$$

Durant le régime glissement :

$$\frac{dS_\phi}{dt} = -k \cdot \text{sgn}_{S_\phi} = \frac{d\phi_r^*}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{III-33})$$

Après simplification on trouve :

$$i_{sd_n} = k_\phi \cdot \text{sgn}_{S_\phi} + \frac{1}{M} \phi_r \quad (\text{III-34})$$

Le courant de référence est donné par :

$$i_{sd}^* = k_\phi \cdot \text{sgn}_{S_\phi} + \frac{2}{M} \phi_r \quad (\text{III-35})$$

III-5-3 Régulation du courant directe i_{sd}

La surface du courant est donné par :

$$S_{i_{sd}} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (\text{III-36})$$

La dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} = 0 \quad (\text{III-37})$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{sd} - R_t i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right) \quad (\text{III-38})$$

La composante équivalente de tension est donné par :

$$v_{sd_eq} = \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} - R_t \cdot i_{sd} + \sigma L_s \omega_s \cdot i_{sd} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \quad (III-39)$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = -k \cdot \text{sgn} \cdot S_{i_{sd}} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} \quad (III-40)$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = k \cdot \text{sgn} \cdot S_{i_{sd}} + \frac{di_{sd}^*}{dt} \quad (III-41)$$

Après simplification on trouve la composante non linéaire de la tension :

$$v_{sd_n} = \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t \cdot i_{sd} + \sigma L_s \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r + k_{i_{sd}} \cdot \text{sgn} \cdot S_{i_{sd}} \quad (III-42)$$

La composante directe de tension de références est donné par :

$$v_{sd}^* = k_{i_{sd}} \cdot \text{sgn} \cdot S_{i_{sd}} + 2 \left(\sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t \cdot i_{sd} + \sigma L_s \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right) \quad (III-43)$$

III-5-4 Régulateur du courant quadrature i_{sq} :

La surface du courant est donné par :

$$S_{i_{sq}} = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (III-44)$$

La dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{i_{sq}}}{dt} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} = 0 \quad (III-45)$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{sq} - R_t \cdot i_{sq} - \sigma L_s \omega_s \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_r} \phi_r \right) \quad (III-46)$$

La composante équivalente de tension est donné par :

$$v_{sq_eq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} + R_t \cdot i_{sq} - \sigma L_s \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (III-47)$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{i_{sq}}}{dt} = -k \cdot \text{sgn} \cdot S_{i_{sq}} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} \quad (\text{III-48})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = k_{i_{sq}} \cdot \text{sgn} \cdot S_{i_{sq}} + \frac{di_{sq}^*}{dt} \quad (\text{III-49})$$

Après simplification on trouve la composante non linéaire de la tension :

$$v_{sq_n} = \sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} + R_t \cdot i_{sq} + \sigma L_s \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r + k_{i_{sq}} \cdot \text{sgn} \cdot S_{i_{sq}} \quad (\text{III-50})$$

La composante directe de tension de références est donné par :

$$v_{sd}^* = k_{i_{sq}} \cdot \text{sgn} \cdot S_{i_{sq}} + 2 \left(\sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} + R_t \cdot i_{sq} + \sigma L_s \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r \right) \quad (\text{III-51})$$

Le choix des gains ($k_{i_{sd}}$, $k_{i_{sq}}$, k_ϕ et k_Ω) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur

III-6 Simulation de la commande par mode glissement

La figure (III-8) représente le schéma bloc de simulation du réglage par mode glissement associé à la commande vectorielle indirecte. Le choix de les gains se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. On notons que les gains des régulateurs sont donnés en annexe.

III-7 Résultats de simulation

Nous avons simulé la commande par mode de glissement de la MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux, la machine entraîne par une vitesse de 160 rad/s, à l'instant $t=1.5s$ on applique une charge nominale de $Cr=10\text{ N.m}$

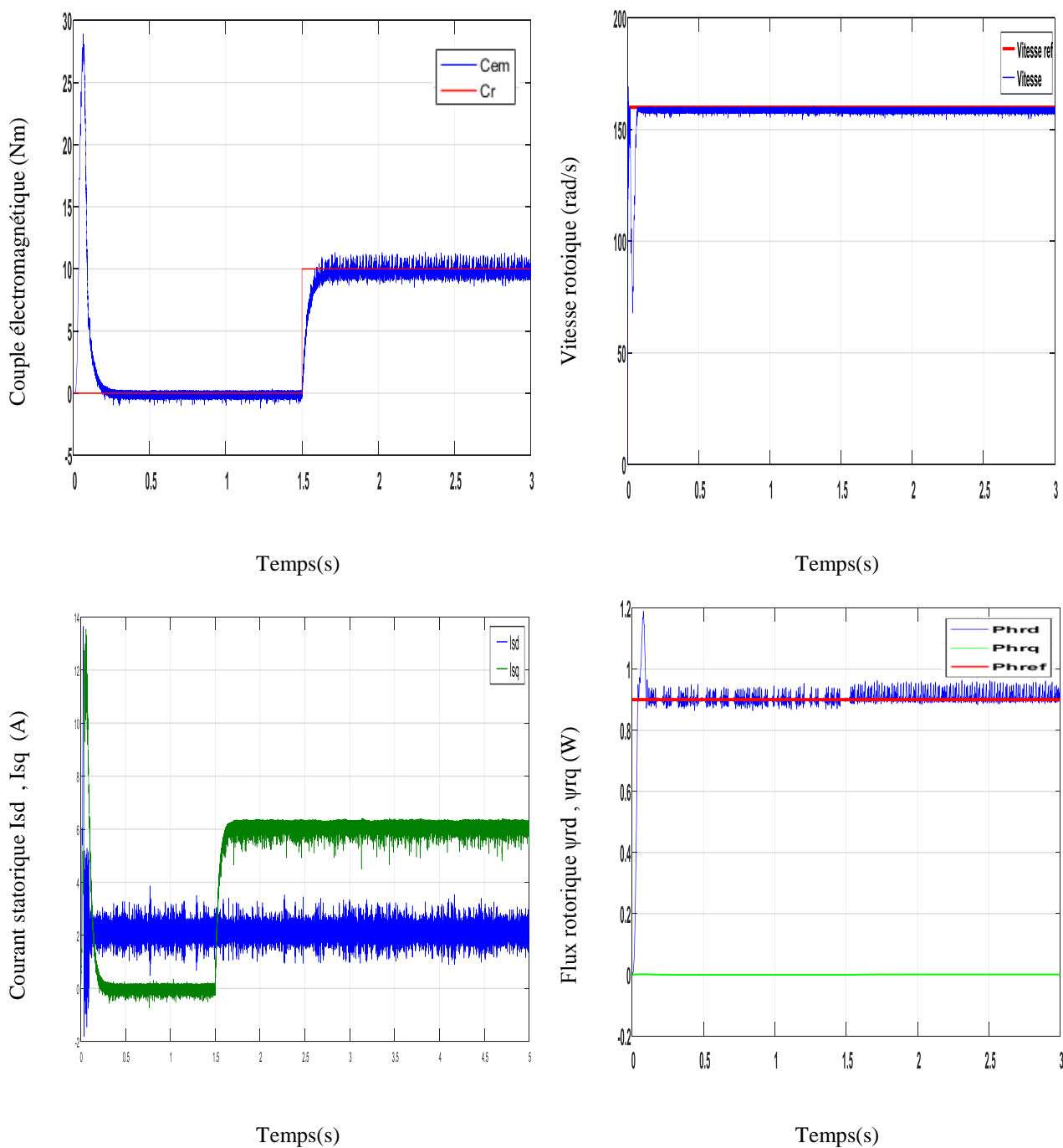


Figure (III-9) Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=1.5s$.

III-8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par mode glissement de la machine asynchrone. Après la présentation de la théorie de base de cette commande.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses de la vitesse rotoïque obtenues avec le réglage par MG sont plus rapides comparativement à celui par PI. De l'autre côté le réglage par PI est diminué les ondulations du couple électromagnétique et du flux rotorique comparativement à celui par MG.

Les résultats de simulation montrent que réglage de la vitesse par mode glissement, apporte des améliorations remarquables par rapport au régulateur PI classique. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est à dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation.

L'étude comparative qui fait entre les deux commandes montre que la commande vectorielle est minimisé les ondulations du couple électromagnétique mieux comparativement avec la commande par mode glissant, dans l'autre coté la commande par mode glissant éliminé le perturbation mieux comparativement avec la commande vectorielle.

Chapitre IV :

*Commande par mode glissant d'ordre
deux de la MAS*

IV-1 Introduction

L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant d'ordre un est l'apparition du phénomène de réticence au niveau de la commande. En particulier, il est difficile dans de telles conditions d'envisager des développements pour des applications pratiques quand leur implantation implique une usure relativement rapide des organes de commande du processus [35].

Des chercheurs russes ont proposé de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant, sur les dérivées d'ordre supérieur de la commande [36]. Le concept du mode glissant d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par M. Levantovsky et M. Emelyanov. La loi en régime glissant d'ordre supérieur est caractérisée par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant du premier ordre.

La réticence, ainsi repoussée sur les dérivées d'ordre supérieur, cesse alors de présenter les inconvénients cités précédemment [37].

Les principaux avantages de cette commande sont [38]:

- ✓ Conservation des avantages du régime glissant du premier ordre.
- ✓ Robustesse par rapport aux variations paramétriques du modèle.
- ✓ Suppression des effets de la réticence sur les actionneurs.
- ✓ Elles améliorent les performances de la commande.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'étude de la commande par mode glissement d'ordre deux. Pour cela on considère en premier lieu, l'aspect théorique du mode glissant d'ordre deux. En second lieu, une application de l'algorithme pour le contrôle de la machine asynchrone sera effectué et comparé à celui du mode glissant conventionnel.

IV-2 Position du problème

On considère un système non linéaire dont la dynamique est décrite par le système différentiel suivant:

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (IV-1)$$

et

$$S = S(t, x) \quad (IV-2)$$

où $x = [x_1, \dots, x_n]^t \in X$ représente le vecteur état, $X \subset \mathbb{R}^n$. X est une variété différentiable ou un ouvert de \mathbb{R}^n . La commande $u \in U \subset \mathbb{R}^n$ est une fonction discontinue et bornée dépendant de l'état et du temps. f est une fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine. Le problème posé est toujours de contraindre les trajectoires du système à évoluer sur la surface de glissement :

$$S = \{x \in X : S(t, x) = 0\} \quad (IV-3)$$

$S : X \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}$ étant une fonction à valeur réelle suffisamment différentiable telle que ses $(r - 1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonctions que de l'état x (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité). Par souci de simplicité de l'exposé, on suppose que $S \subset \mathbb{R}$ et $u \in \mathbb{R}$ [45].

IV-2-1 Définition 1

Soit le système différentiel non linéaire Eq. IV-1 et soit $S(t, x)$ la variété de glissement associée. L'ensemble de glissement d'ordre r par rapport à $s(t, x)$ est défini par [11] :

$$S = \{x \in X : S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0\} \text{ ou } r \in \mathbb{R}^*$$

IV-2-2 Définition 2

Supposons que l'ensemble de glissement S_r d'ordre r soit non vide et qu'il définisse localement un ensemble intégrable au sens de Filippov, alors la dynamique satisfaisant Eq. IV-2 est appelée mode glissant d'ordre r par rapport à la fonction de glissement S .

La convergence d'un algorithme d'ordre r s'obtient par une convergence en temps fini sur la surface en forçant les trajectoires du système à être confinées au bout d'un temps fini dans l'ensemble de glissement S [47].

IV-3 Modes glissants idéaux et réels

On trouve dans la littérature deux types de modes glissants d'ordre r idéaux et réels.

IV-3-1 Définition1

La trajectoire $(t, x(t))$ ayant pour condition initiale $(0, x_0)$ est une trajectoire à modes glissants idéaux d'ordre r par rapport à la surfaces $S = 0$, s'il existe $t_1 > 0$ tel que : $\forall t > t_1$, les égalités suivantes soient vérifiées:

$$S(t, x(t)) = \dot{S}(t, x(t)) = \ddot{S}(t, x(t)) = \dots = S^{(r-1)}(t, x(t)) = 0$$

La notion de modes glissants idéaux n'a pour but que d'exprimer une solution théorique, mathématiquement possible mais irréalisable pratiquement (à cause des imperfections et les limitations physiques des organes de commutation). Elle permet d'atteindre de façon plus lisse la surface de contrainte. Ceci est généralement lié au phénomène d'intégration des discontinuités de la commande.

IV-3-2 Définition2

Une commande par modes glissants réels sur $S = 0$ est dite d'ordre $r > 0$ par rapport à une fonction à valeur réelle $\delta(\varepsilon)$, tels que $\varepsilon \rightarrow 0 \Rightarrow \delta(\varepsilon) \rightarrow 0$, si pour n'importe quel ensemble compact appartenant au domaine de définition, il existe $t_1 > 0$ et une constante $C > 0$ telle que $\forall t > t_1$ l'inégalité suivante soit vérifiée :

$$|S(t, x, (t, \varepsilon))| \leq C |\gamma(\varepsilon)|^r$$

La notion de modes glissants réels permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à modes glissants par rapport aux imperfections physiques du système réel (retard d'un actionneur, échantillonnage de la mesure, gain non infini de la fonction signe en zéro, etc...). Cet aspect est très important pour les systèmes à structure variable quand il s'agit de passer à une application réelle [45].

IV-4 Principe

Le principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur r , consiste à contraindre le système à évoluer sur une variété S déterminée par l'annulation de $(r-1)$ premières dérivées successive par rapport au temps de la surface de glissement soit $S^{(r-1)}$ [39]. On aura ainsi une précision d'ordre r sur la convergence du système. On peut classifier les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de r dérivées successives de la surface de glissement. Ce numéro est appelé l'ordre de glissement. Le $r^{\text{ème}}$ ordre du système est donné

par:

$$S = \dot{S} = \ddot{S} \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (\text{IV-4})$$

Où r désigne le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement.

Pour un degré relatif $r = 1$, nous aurons:

$$\frac{\partial S}{\partial u} = 0, \frac{\partial \dot{S}}{\partial u} \neq 0 \quad (\text{IV-5})$$

Et pour un degré relatif $r > 1$,

$$\frac{\partial S^i}{\partial u} = 0, i = (1, 2, \dots, (r-1)), \frac{\partial S^{(r)}}{\partial u} \neq 0 \quad (\text{IV-6})$$

Le principal inconvénient pour l'implantation des algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieur est le nombre d'informations nécessaires croissant régulièrement avec l'ordre du régime glissant. Autrement dit, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre r par rapport à S on aura besoin des informations en temps réel sur les dérivées S, \dot{S}, \dots et $S^{(r-1)}$. Dans la littérature spécialisée, le mode glissant d'ordre supérieur regroupe deux notions distinctes, le mode glissant d'ordre r idéal et réel [40].

✓ Le mode glissant idéal d'ordre (r) est lié à la convergence en temps fini de la variable de glissement et de ses ($r-1$) dérivées vers zéro; sans retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion exprime une solution théorique mais irréalisable pratiquement à cause des limitations physiques des organes de commutations.

✓ Le mode glissant réel d'ordre (r) correspond à la précision asymptotique obtenue quand on considère l'effet de retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à mode glissant par rapport aux imperfections physiques du système réel. Cet aspect est très important lorsqu'il s'agit de passer à une application réelle.

IV-5 Avantages

Le choix d'une telle technique de commande est utilisé par ses multiples avantages dont les principaux sont résumés dans ce qui suit:

- ✓ La connaissance à priori du temps de convergence et le réglage de la commande est indépendant de ce temps.
- ✓ La génération de la trajectoire permettant la convergence en temps fini dès l'instant initial, ce qui donne à la loi de commande un comportement robuste durant toute la réponse du système.
- ✓ L'amélioration de la précision asymptotique et élimination ou réduction du phénomène de broutement.
- ✓ L'applicabilité de la commande quelque soit l'ordre des modes glissants, supérieur ou égal au degré relatif du système.
- ✓ La simplicité du réglage des paramètres de la commande.

Dans ce qui suit, on va décrire un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux et ses variantes. Cet algorithme est appelé Twisting.

IV-6 Commande par mode glissant d'ordre deux

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface définie S et la convergence de $S = \frac{dS}{dt} = 0$ en un temps fini [41].

La figure (IV.1) montre la trajectoire de convergence du système vers la surface S .

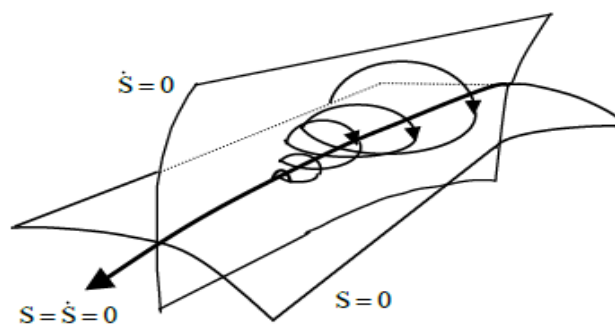


Figure (IV-1) Trajectoire du glissement d'ordre deux

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux, on considère le système décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{X} = f(t, X, u) \quad (IV-7)$$

Afin de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface choisie S , il faut maintenir S ainsi que sa dérivée \dot{S} à zéro dans un temps fini $S = \dot{S} = 0$. La dérivée de S est donnée par:

$$\dot{S} = \frac{d}{dt}S(t, \mathbf{X}) = \frac{\partial}{\partial t}S(t, \mathbf{X}) + \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}}S(t, \mathbf{X}) \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \frac{\partial}{\partial t}S(t, \mathbf{X}) + \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}}S(t, \mathbf{X})f(t, \mathbf{X}, u) \quad (\text{IV-8})$$

Ensuite la dérivée seconde de S est donnée sous forme compacte comme suit:

$$\ddot{S} = \rho(t, \mathbf{X}) + \mathbf{x}(t, \mathbf{X})\mathbf{v} \quad (\text{IV-9})$$

Avec:

$$\begin{cases} \rho(t, \mathbf{X}) = \frac{\partial}{\partial t}\dot{S}(t, \mathbf{X}, u) + \frac{\partial}{\partial \mathbf{X}}\dot{S}(t, \mathbf{X}, u)f(t, \mathbf{X}, u) \\ \mathbf{x}(t, \mathbf{X}) = \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, \mathbf{X}, u) \end{cases} \quad (\text{IV-10})$$

Le problème posé revient à la stabilisation en temps fini du système auxiliaire du second ordre modélisé par (IV-10), où " \mathbf{v} " représente l'entrée du système (u) si le degré relatif égale deux ou sa dérivée (\dot{u}) par rapport au temps si le degré relatif égale un. Par exemple si le degré relatif est égal à 1, le système est décrit par le modèle (IV-11) par l'expression:

$$\ddot{S} = \rho(t, \mathbf{X}) + \mathbf{x}(t, \mathbf{X})\dot{u} \quad (\text{IV-11})$$

Dans ce cas les algorithmes discontinus sont appliqués à la dérivée par rapport au temps (\dot{u}), qui devient la nouvelle commande du système considéré et u comme une variable d'état. de cette façon l'entrée u du système devient continue.

Il existe plusieurs techniques spécialisées d'algorithmes engendrant la convergence de S et \dot{S} vers zéro. Les plus utilisés dans la littérature sont le Twisting et le super Twisting [42].

IV-7 Propriétés de convergence en temps fini

L'objectif du contrôle par mode glissant du second ordre est d'amener S ainsi que sa dérivée \dot{S} à zéro dans un temps fini, n utilisant la commande u . Afin d'atteindre ce but, les hypothèses suivantes sont considérées [43].

✓ La commande u du système est une fonction bornée et discontinue, définie par l'ensemble $U = \{u : |u| \leq U_M\}$ où U_M est une constante réelle. Et le système est supposé admettre des solutions au sens de Filippov sur la variété glissante d'ordre deux $S = \dot{S} = 0$ pour tout t .

✓ Il existe $u_1 \in (0, 1)$ telle que pour toute fonction continue $u(t)$ avec $|u(t)| > u_1$, il existe un instant t_1 tel que $s(t).u(t) > 0$ pour tout $t > t_1$. Ainsi, la commande $u = -\text{sign}[S(t_0)]$, où t_0 est l'instant initial, assure de croiser la surface $S = 0$ au bout d'un temps fini.

✓ Il existe des constantes positives S_0, K_m, K_M , telle que :

$$|S(t, X)| < s_0 \quad \text{alors} \quad 0 < K_m \leq \left| \frac{\partial \dot{S}(t, X)}{\partial u} \right| \leq K_M \quad \forall u \in U \quad (\text{IV-12})$$

L'ensemble $\{t, X, u : |S(t, X)| < s\}$ est appelé région de linéarité à l'intérieur de la région de linéarité, il existe une constante C_0 positive telle que:

$$\left| \frac{\partial \dot{S}(t, X, u)}{\partial t} + \frac{\partial \dot{S}(t, X, u)}{\partial X} f(t, X, u) \right| < C_0 \quad (\text{IV-13})$$

Les conditions "3" et "4" impliquent que la dérivée seconde de S est uniformément bornée dans certain domaine, pour l'entrée considérée. Pour l'existence de la commande équivalente il faut que $x(t, x)$ soit non nulle. La fonction $u_{\text{eq}}(t, x)$ satisfaisant la relation $\ddot{S} = 0$ peut être considérée comme une loi de commande permettant d'atteindre, en temps fini, la surface $\dot{S} = \ddot{S} = 0$ dans le plan de phase (\dot{S}, S) [37].

IV-8 Algorithm de Twisting

La commutation en temps fini vers l'origine du plan de phase (\dot{S}, S) est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude entre deux valeurs. La convergence de cet algorithme est assurée par une progression géométrique sous forme d'un mouvement en spirale autour de l'origine, représentée par la figure (IV-2). L'amplitude de ces mouvements est décroissante et la commutation a lieu chaque fois qu'on change le quadrant. La preuve de ce théorème est donnée dans l'annexe B.

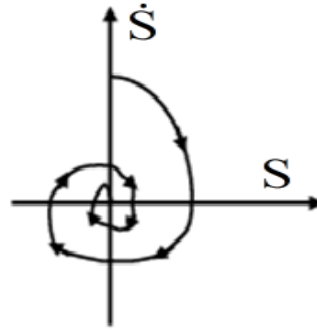


Figure (IV-2) Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting

La loi de commande est donnée par le théorème suivant:

✓ **Théorème (I)**

Considérant le système (IV-3) et la surface de glissement S , la loi de commande :

$$u = \begin{cases} -\lambda_m \text{sign}(S), S\dot{S} \leq 0 \\ -\lambda_M \text{sign}(S), S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{IV-14})$$

est un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux par rapport à S où λ_m et λ_M vérifient:

$$\lambda_m > 4 \cdot \left(\frac{K_M}{S_0} \right), \lambda_M > 4 \cdot \left(\frac{K_M}{S_0} \right), K_m \cdot \lambda_M - C_0 > K_M \cdot \lambda_m + C_0 \quad (\text{IV-15})$$

IV-9 Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de la MAS

Outre des propriétés de robustesse et de précision de convergence, une motivation de l'utilisation de la commande par modes glissants d'ordre deux réside dans les propriétés structurelles mêmes de la machine. Les sorties choisies sont la vitesse et la norme au carré du flux rotorique que l'on veut forcer à suivre une trajectoire de référence. Le but de la commande est donc d'annuler la fonction contrainte S qui est définie par:

$$S = \begin{pmatrix} S_1 = \omega - \omega_{\text{ref}} \\ S_2 = \Phi - \Phi_{\text{ref}} \end{pmatrix} \quad (\text{IV-16})$$

Avec

$$\Phi = \Phi_r^2 = \Phi_{ra}^2 + \Phi_{rf}^2 \quad (\text{IV-17})$$

et Φ_{ref} correspondant aux trajectoires de références définies.

Les dérivées secondes et première des variables de glissement s s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{S}}_1 \\ \ddot{\mathbf{S}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_2 \end{bmatrix} + \Gamma \begin{bmatrix} \mathbf{u}_\alpha \\ \mathbf{u}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV-18})$$

$$\begin{cases} \mathbf{g}_1 = -\ddot{\Omega}_{\text{ref}} + \frac{P^2 M}{J L_r} \left[\frac{-1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} + \frac{\sigma}{J} \right) (\varphi_{ra} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{sa}) - \omega (\varphi_{ra} i_{sa} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \varphi_r^2 \right] + \frac{pf}{J^2} (C_r + f\Omega) \\ \mathbf{g}_2 = -\ddot{\Phi}_{\text{ref}} + 2 \frac{M}{T_r} \left[\frac{M}{T_r} (i_{sa}^2 + i_{s\beta}^2) - \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r \sigma} + \frac{2M}{T_r^2} \right) (\varphi_{ra} i_{sa} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r^2} \varphi_r^2 \omega (\varphi_{ra} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{sa}) \right] \end{cases} \quad (\text{IV-19})$$

Et

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix}$$

Où

$$\begin{aligned} \Gamma_{11} &= -\frac{P^2 M}{J L_r} \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{r\beta} & , \Gamma_{12} &= \frac{P^2 M}{J L_r} \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{ra} \\ \Gamma_{21} &= \frac{2M}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{ra} & , \Gamma_{22} &= \frac{2M}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{r\beta} \end{aligned}$$

Sachant que les paramètres de la MAS varient en cours de fonctionnement par rapport à leurs valeurs nominales, les valeurs de \mathbf{g}_1 , \mathbf{g}_2 et Γ dépendent donc des valeurs nominales et des incertitudes des paramètres. ces différentes variations ont été formalisées de la manière suivante :

$$\begin{cases} \mathbf{g}_2 = \mathbf{g}_{20} + \Delta \mathbf{g}_2 \\ \mathbf{g}_1 = \mathbf{g}_{10} + \Delta \mathbf{g}_1 \\ \Gamma = \Gamma_0 + \Delta \Gamma \end{cases} \quad (\text{IV-20})$$

avec, \mathbf{g}_{10} , \mathbf{g}_{20} et Γ_0 les valeurs nominales connues et, $\Delta \mathbf{g}_1$, $\Delta \mathbf{g}_2$ et $\Delta \Gamma$, l'ensemble des incertitudes dues aux variations paramétriques et aux perturbations. Supposons que ces incertitudes soient bornées.

La loi de commande \mathbf{u} définie à partir des valeurs nominales, \mathbf{g}_{10} , \mathbf{g}_{20} et Γ_0 qui sont les grandeurs \mathbf{g}_1 , \mathbf{g}_2 et Γ sans incertitude, est appliquée à la MAS :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_\alpha \\ \mathbf{u}_\beta \end{bmatrix} = \Gamma_0^{-1} \left[-\begin{bmatrix} \mathbf{g}_{10} \\ \mathbf{g}_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{IV-21})$$

La matrice Γ_0 est inversible V_1 et V_2 sont les nouvelles commandes. A partir des Eq (IV-18) à Eq (IV-21), la dynamique des variables de commutation s'écrit

$$\begin{bmatrix} \ddot{\tilde{S}}_1 \\ \ddot{\tilde{S}}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta_{g1} \\ \Delta_{g2} \end{bmatrix} - \Delta\Gamma \cdot \Gamma_0^{-1} \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_{20} \end{bmatrix}}_{\Psi_\alpha} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta_r \cdot \Gamma_0^{-1}}_{\Psi_\beta} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (IV-22)$$

Où:

$$\begin{bmatrix} \ddot{\tilde{S}}_1 \\ \ddot{\tilde{S}}_2 \end{bmatrix} = \Psi_\alpha + \Psi_\beta \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (IV-23)$$

En dérivant les variables de glissement encore une fois, nous obtenons alors:

$$\begin{bmatrix} \ddot{\tilde{S}}_1 \\ \ddot{\tilde{S}}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta_{g1} \\ \Delta_{g2} \end{bmatrix} - \Delta\Gamma \cdot \Gamma_0^{-1} \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_{20} \end{bmatrix}}_{\Psi_\alpha} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta_r \cdot \Gamma_0^{-1}}_{\Psi_\beta} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (IV-24)$$

Avec:

$$|\hat{g}_i| \leq C_{i0} \quad , \quad 0 \leq K_{mi} \leq \hat{r}_i \leq K_{Mi}$$

IV-10 Simulation de la commande par mode glissant d'ordre deux

La figure (IV-3) représente le schéma bloc de simulation du réglage par mode glissement d'ordre deux.

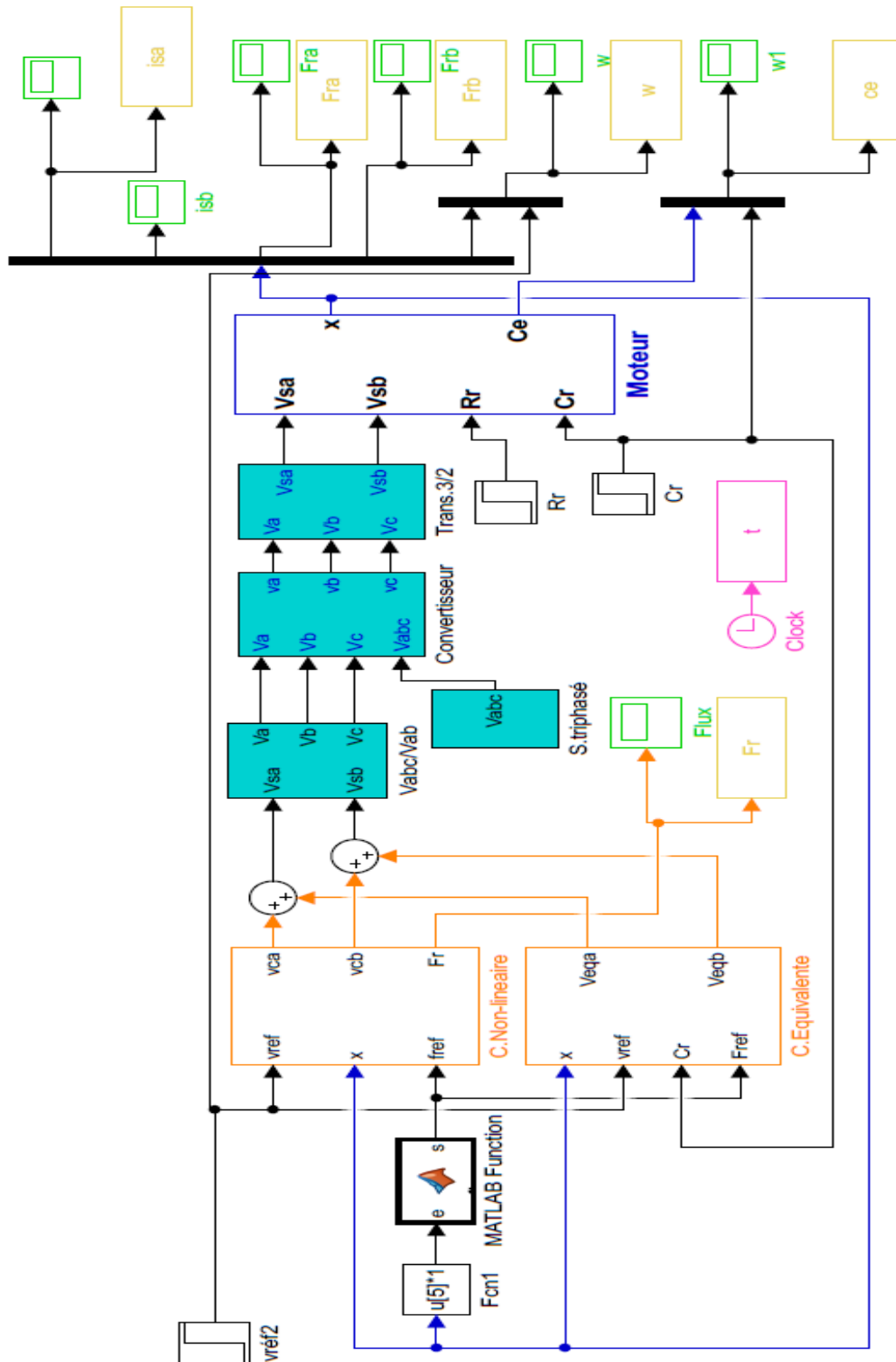


Figure (IV-3) Schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre deux

IV-11 Résultats de simulation

La figure IV-4 représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la commande par mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone. On remarque avant l'application de la charge que la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.22s). Après l'application de la charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$), aucune influence sur l'allure de vitesse est constaté.

Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge. Le flux suit correctement la référence.

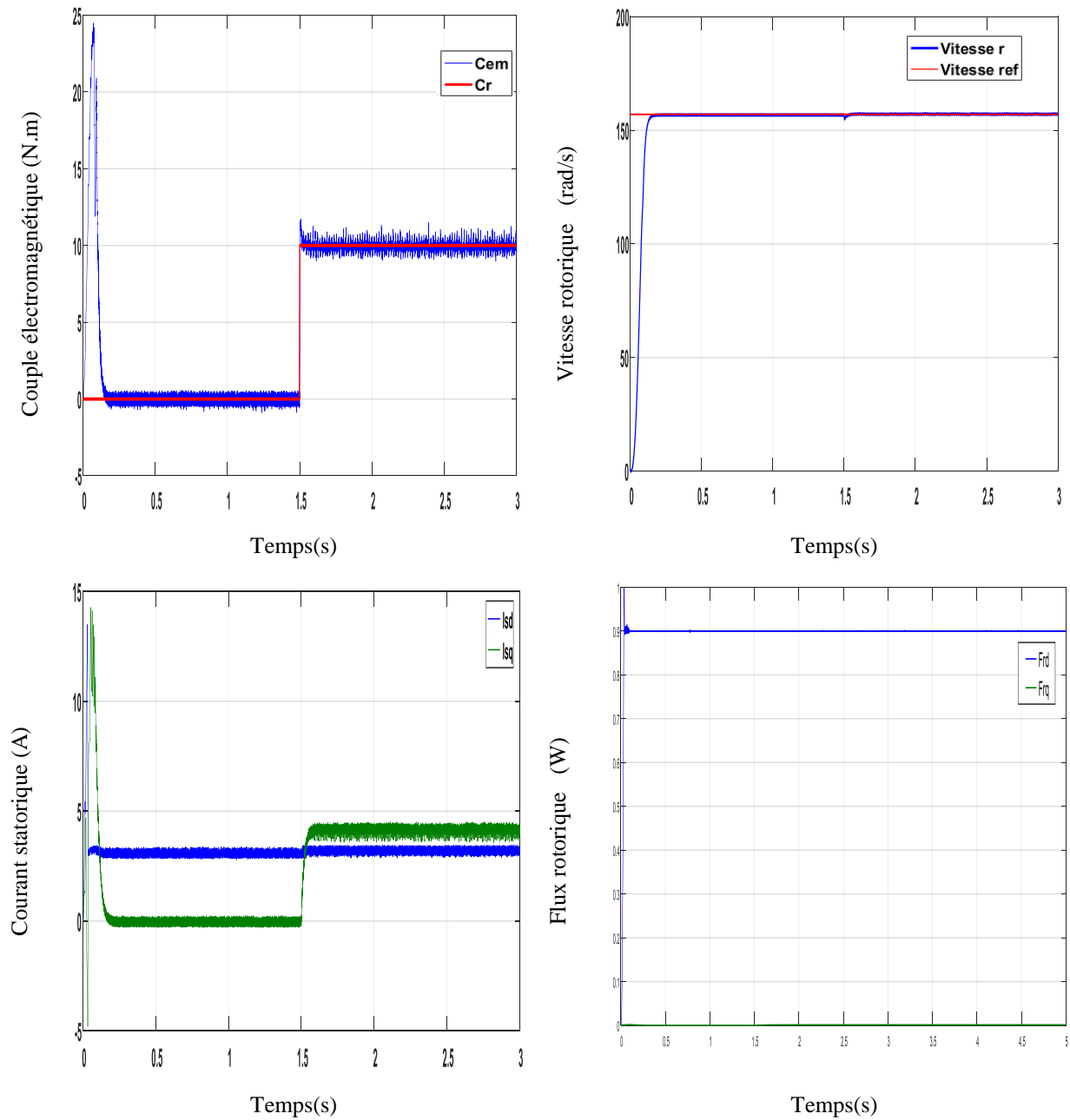


Figure (IV-4) Résultats de simulation de la MAS pour un fonctionnement à vide avec une variation de charge à l'instant $t=1.5$ s.

IV-12 Etude Comparative

Pour avoir une meilleure évaluation des résultats qu'on a obtenu dans cette partie, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les trois approches de commande ainsi élaborées, afin de montrer les performances dynamiques et statiques et la robustesse de chacune de ces commandes.

Cette étape permet de donner une aide pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée. Cette étude nous conduits à prévoir les avantages et les inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telle que :

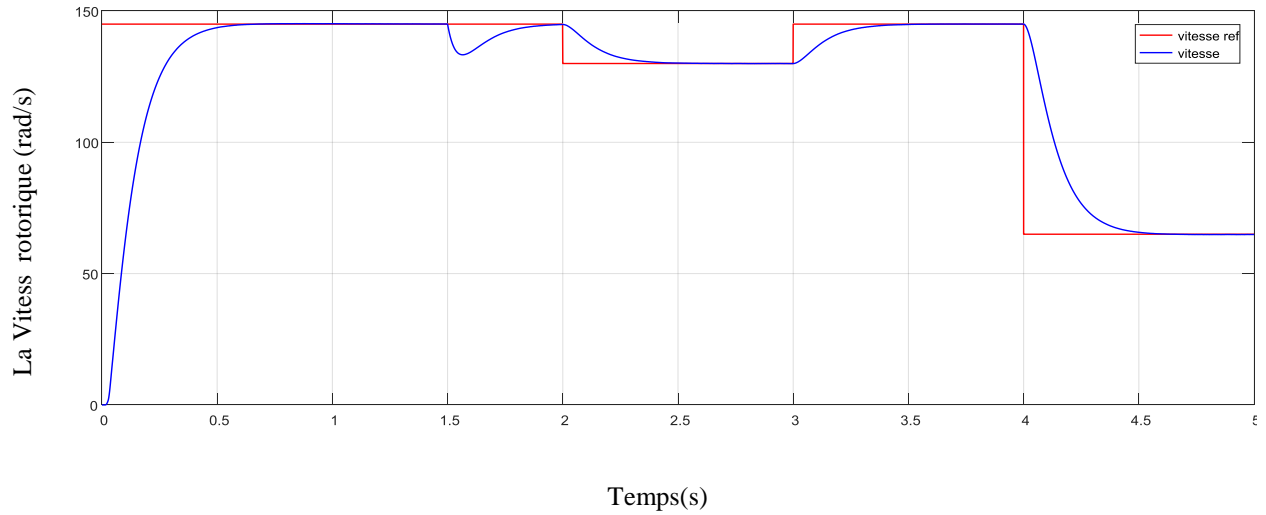
Meilleures performances dynamiques et statiques, meilleures poursuite des trajectoires prédéterminées, meilleure robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations inconnus avec une réponse performante toute en assurant le découplage entre ces deux principales dynamiques (La vitesse et le flux).

IV-12-1 Test de la robustesse pour les commandes

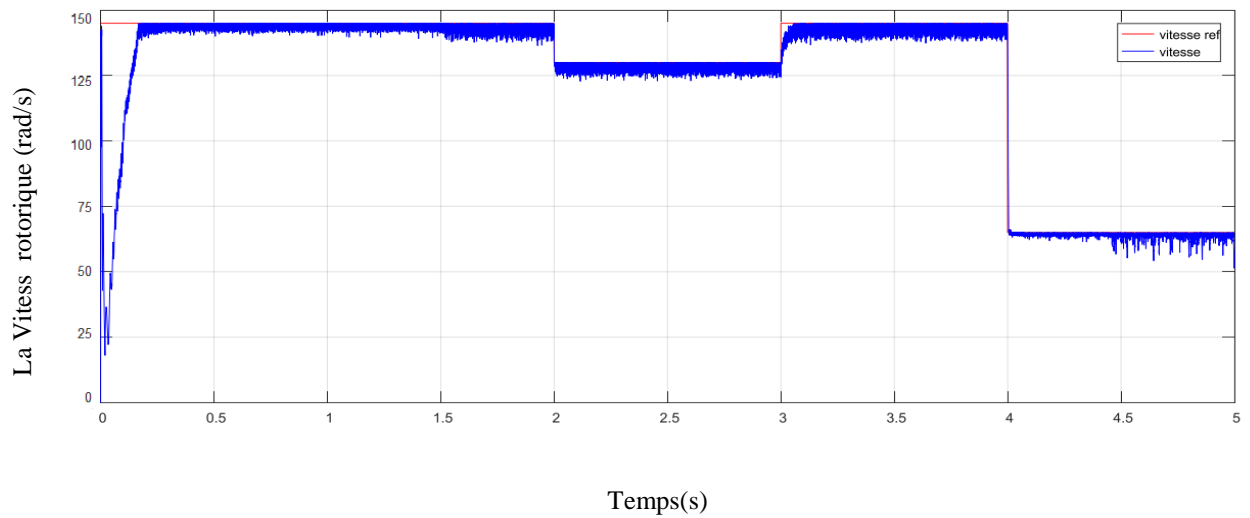
IV-12-1-1 variation de vitesse

Les figure (IV-5, IV-6, IV-7, IV-8) présente les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse .On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement sa nouvelle référence, ce la vent dire que la régulation est robuste .Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur de référence.

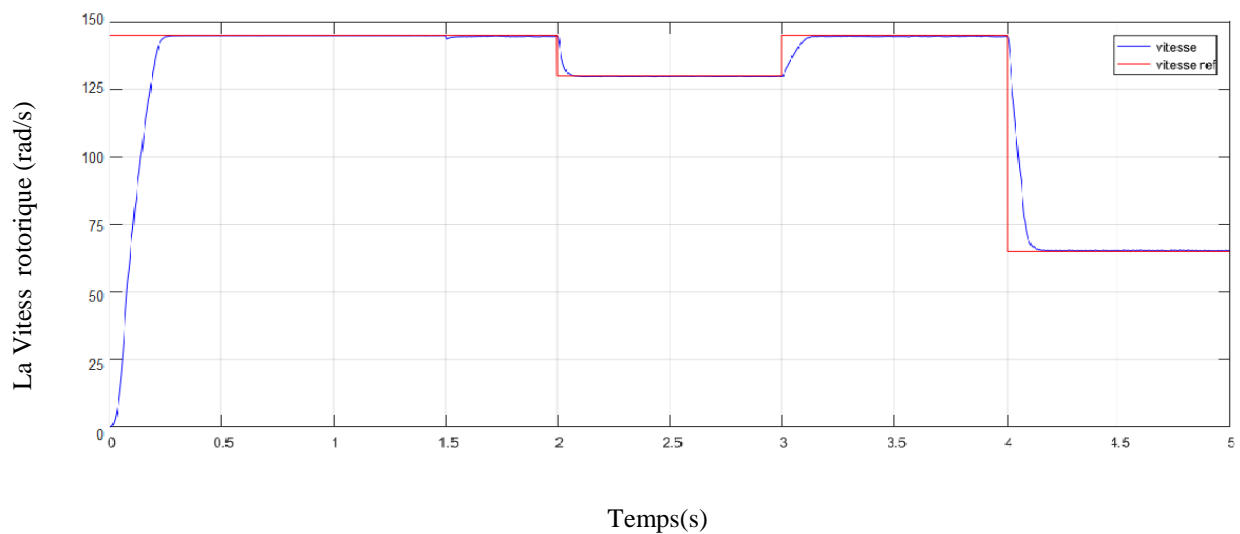
On remarque aussi aucune diminution en module de la composante directe du flux lors la variation en sur vitesse, puis retourne à sa valeur désiré, La composante quadrature du flux présente une petite variation en module, Les courbes des courants présentes des pics aux moments la variation de la vitesse.



a- vitesse rotorique de la MAS commandé par command vectorielle

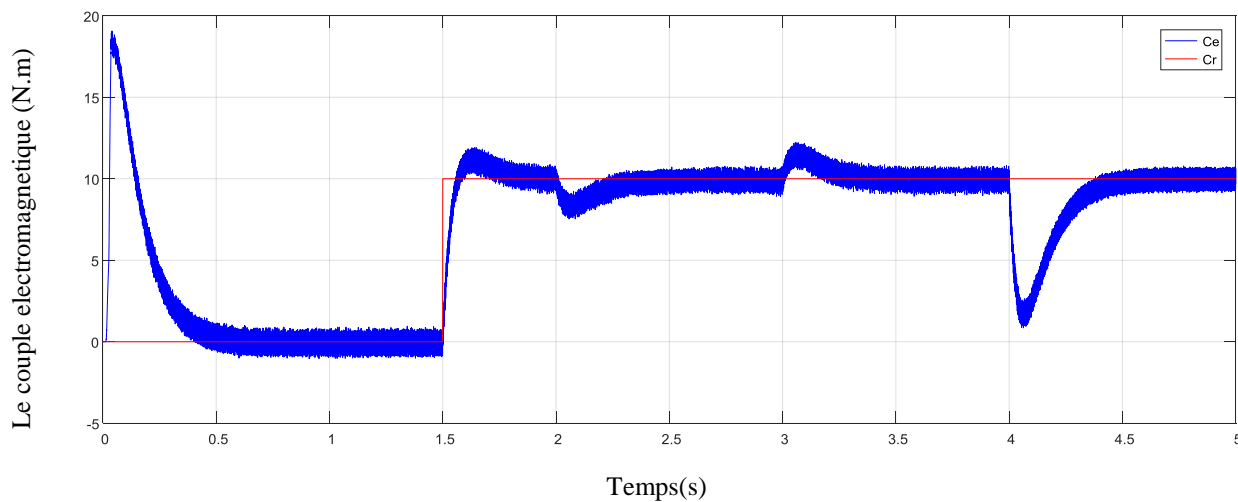


b- vitesse rotorique de la MAS commandé par command mode glissant d'ordre un

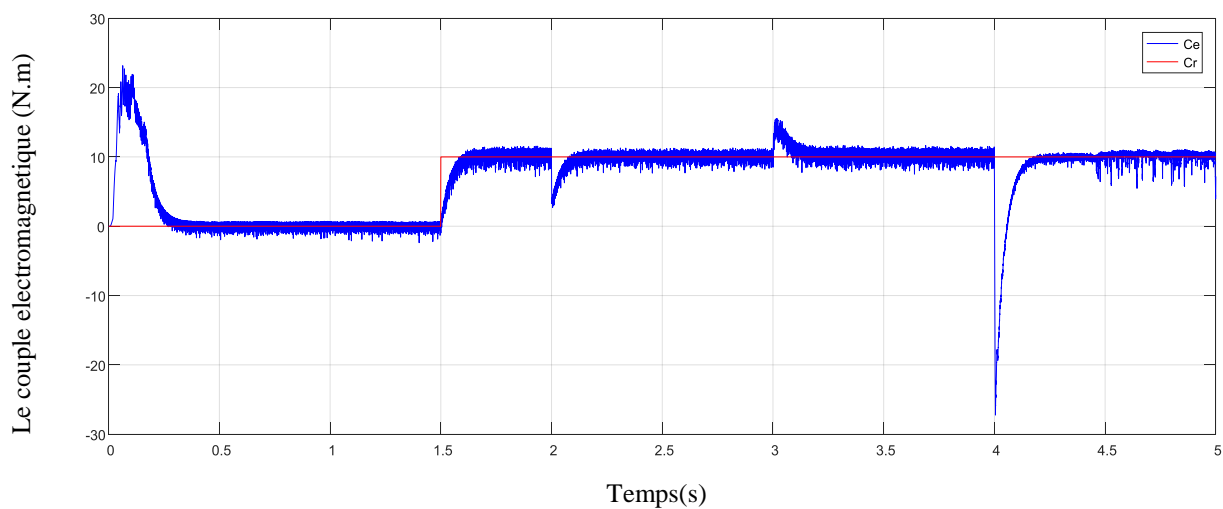


c- vitesse rotorique de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre deux

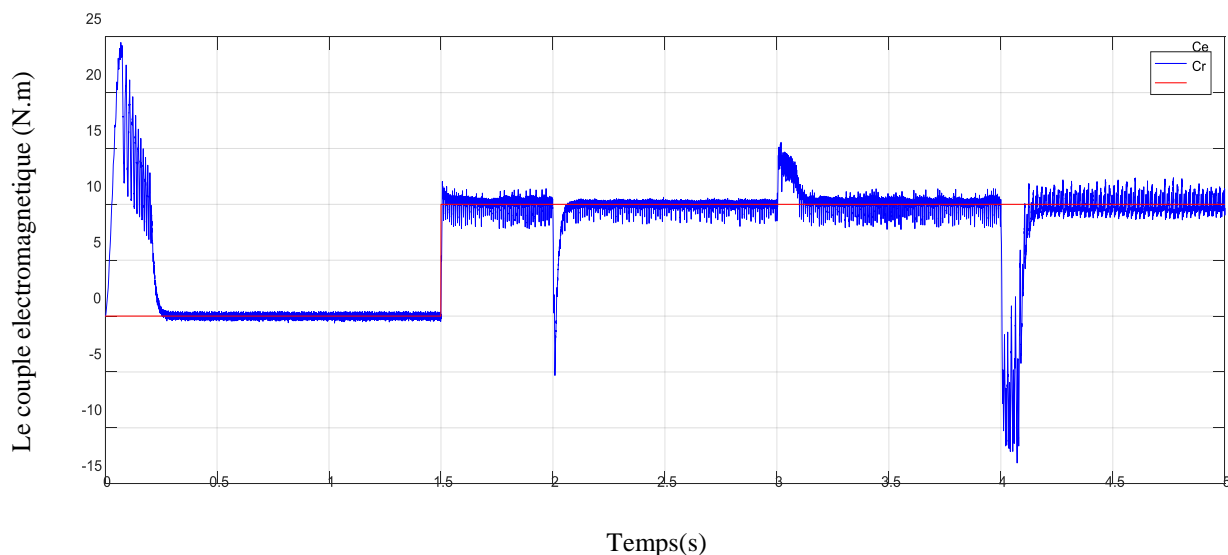
Figure (IV-5) Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse (variation de la vitesse)



a- couple électromagnétique de la MAS commandé par command vectorielle

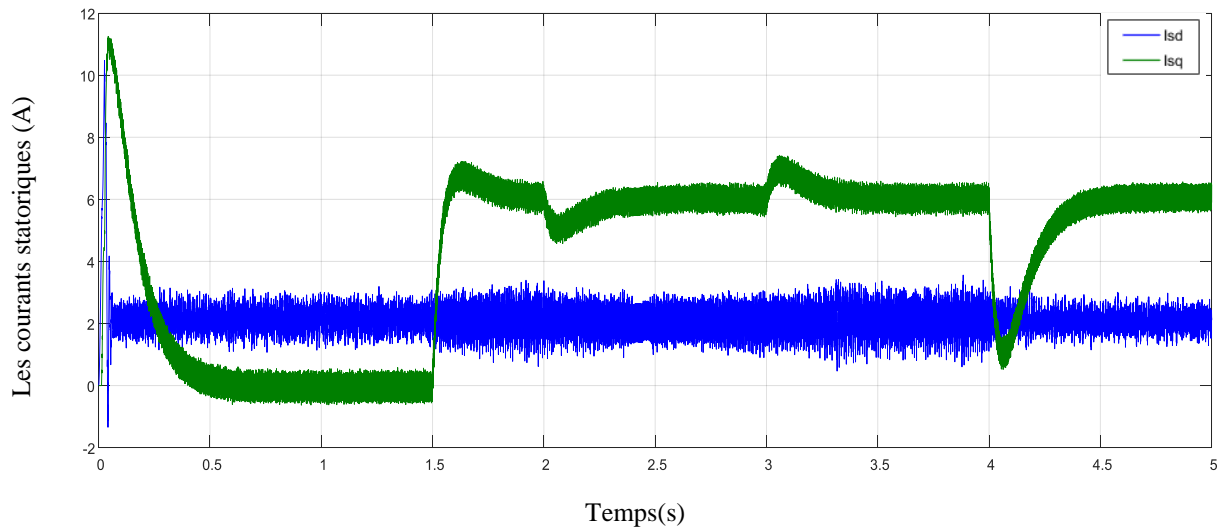


b- couple électromagnétique de la MAS commandé par command mode glissant d'ordre un

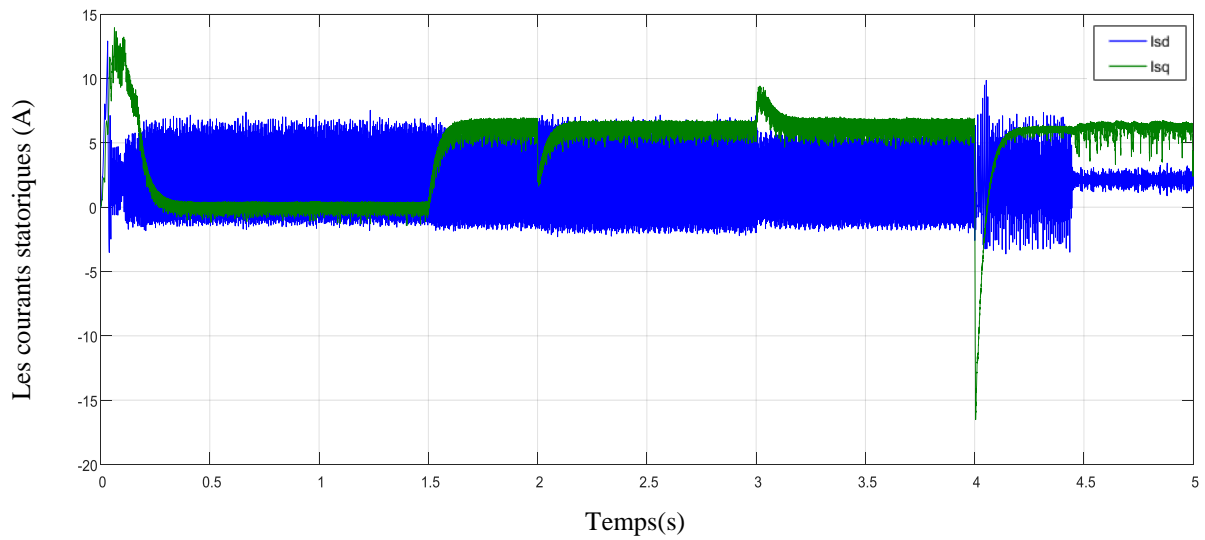


c- couple électromagnétique de la MAS commandé par command mode glissant d'ordre deux

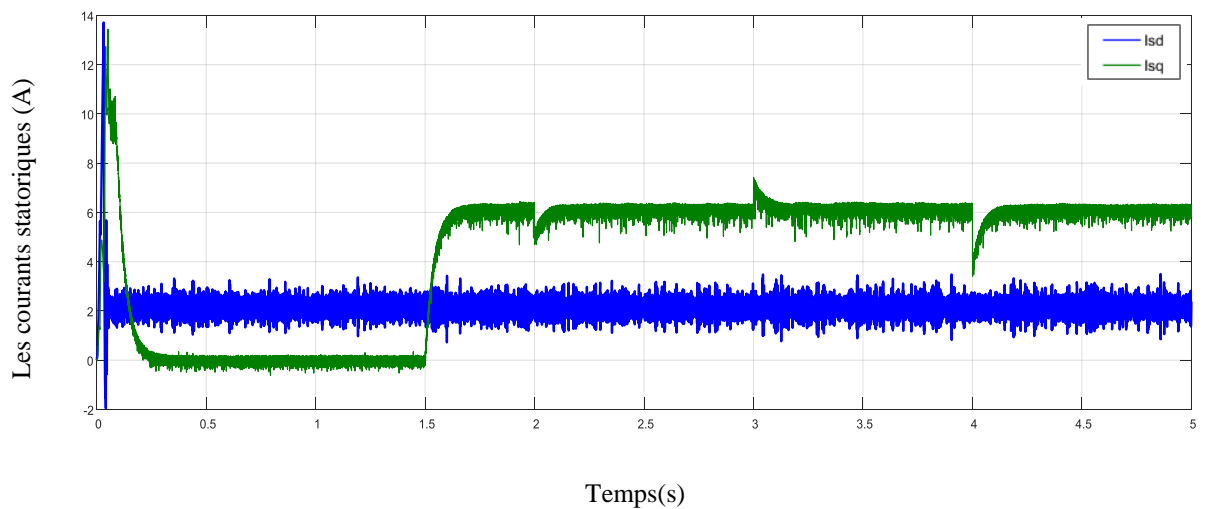
Figure (IV-6) Comparaison au niveau de la couple électromagnétique (variation de la vitesse)



a- les courants statoriques de la MAS commandé par command vectorielle

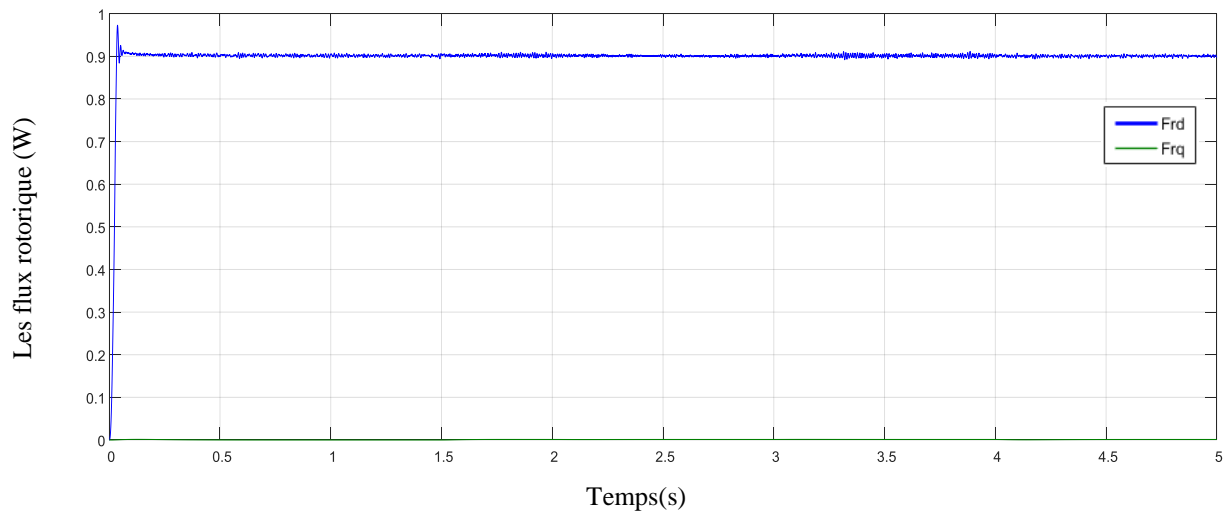


b- les courants statoriques de la MAS commandé par command mode glissant d'ordre un

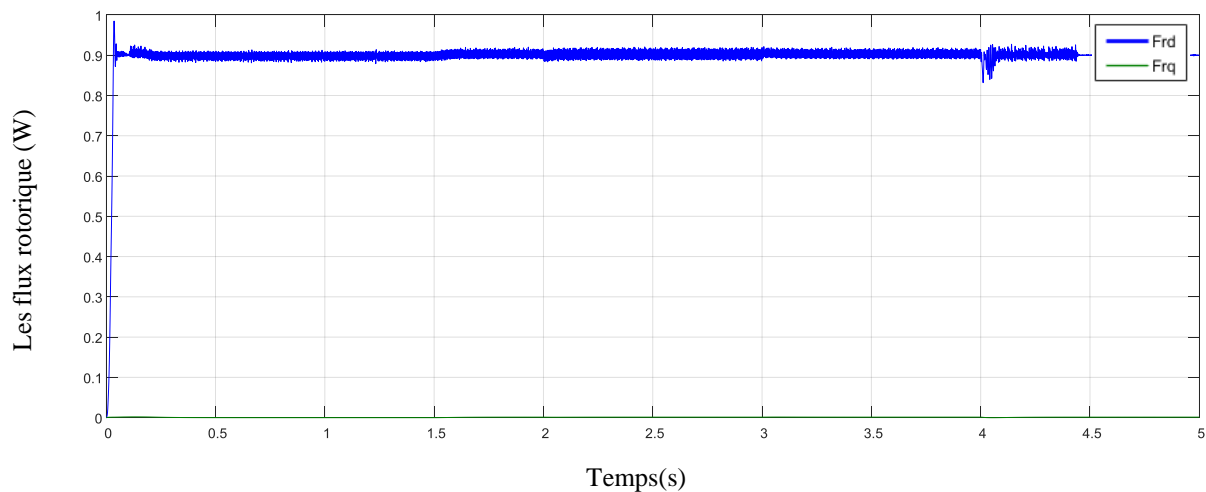


c- les courants statoriques de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre deux

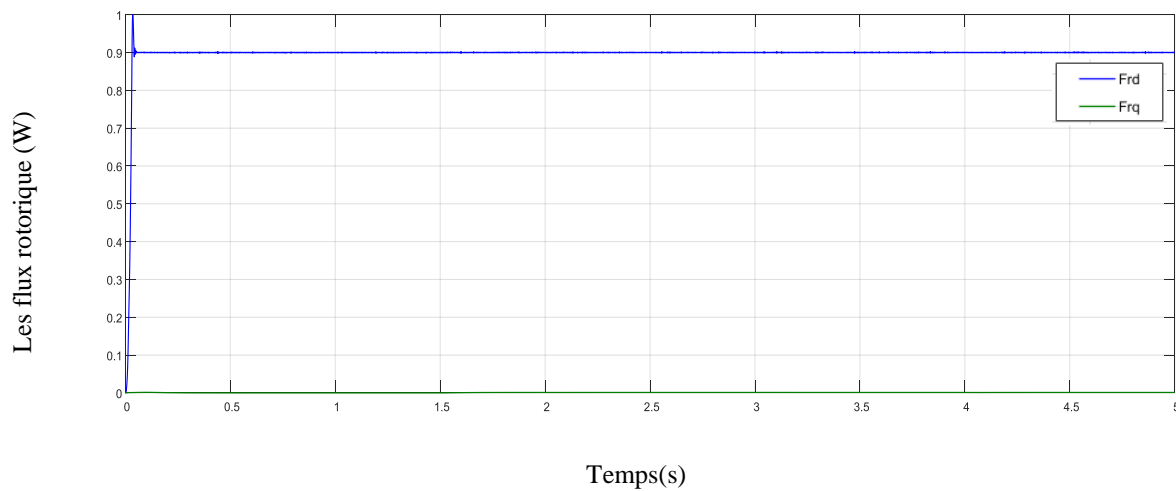
Figure (IV-7) Comparaison au niveau de les courants statoriques (variation de la vitesse)



a- les flux rotoriques de la MAS commandé par command vectorielle



b- les flux rotoriques la MAS commandé par command mode glissant d'ordre un



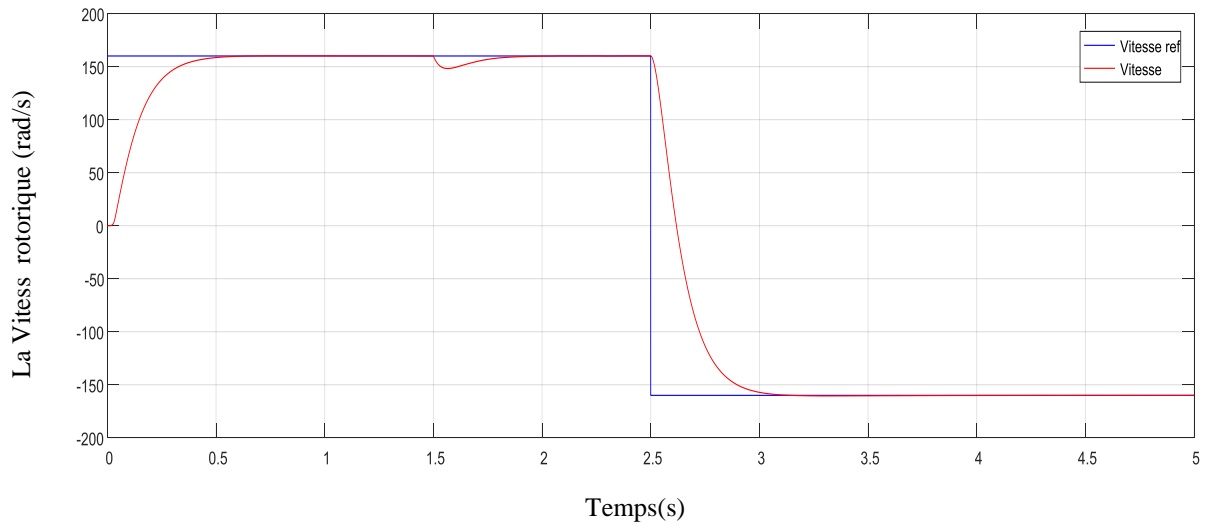
c- les flux rotoriques de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre deux

Figure (IV-8) Comparaison au niveau de les flux rotoriques (variation de la vitesse)

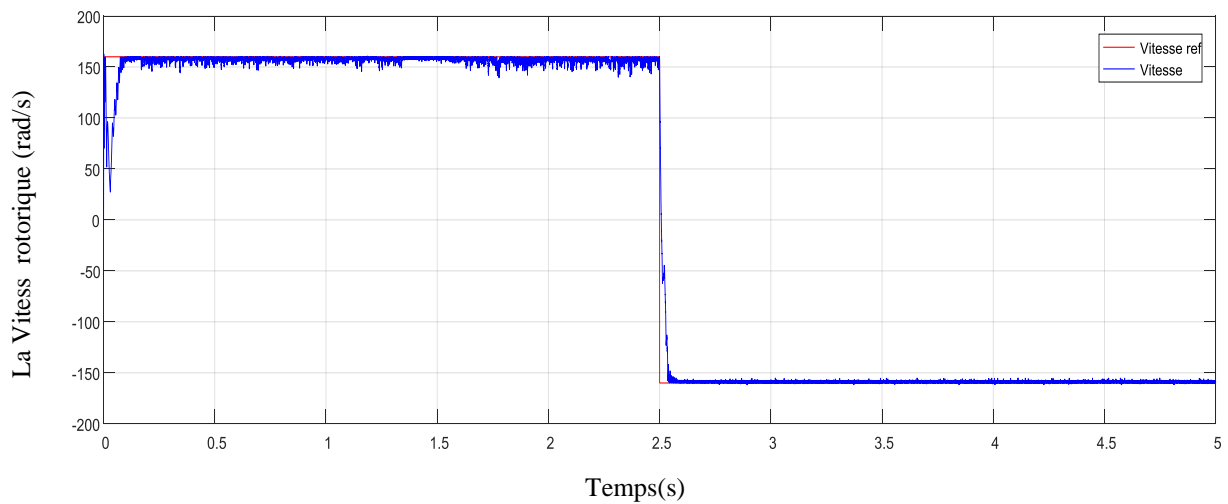
IV-11-1-2 Inversion de vitesse

La figure (IV-9, IV-10, IV-11, IV-12) constitue les courbes pour l'inversion de la vitesse. On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse court. L'allure du couple électromagnétique et des courants statoriques de chaque méthode de command présentent des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

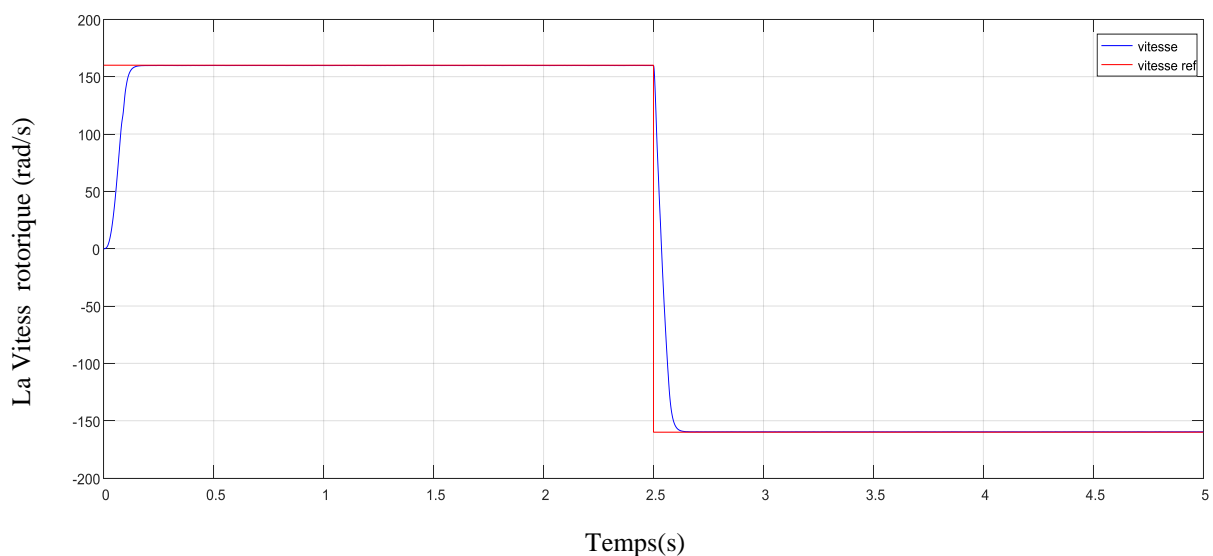
Au moment de l'inversion de la vitesse on constate une variation négligeable au niveau des composantes du flux rotoriques, donc on peut dire que le découplage est parfaitement réalisé.



a- vitesse rotorique de la MAS commandé par commande vectorielle

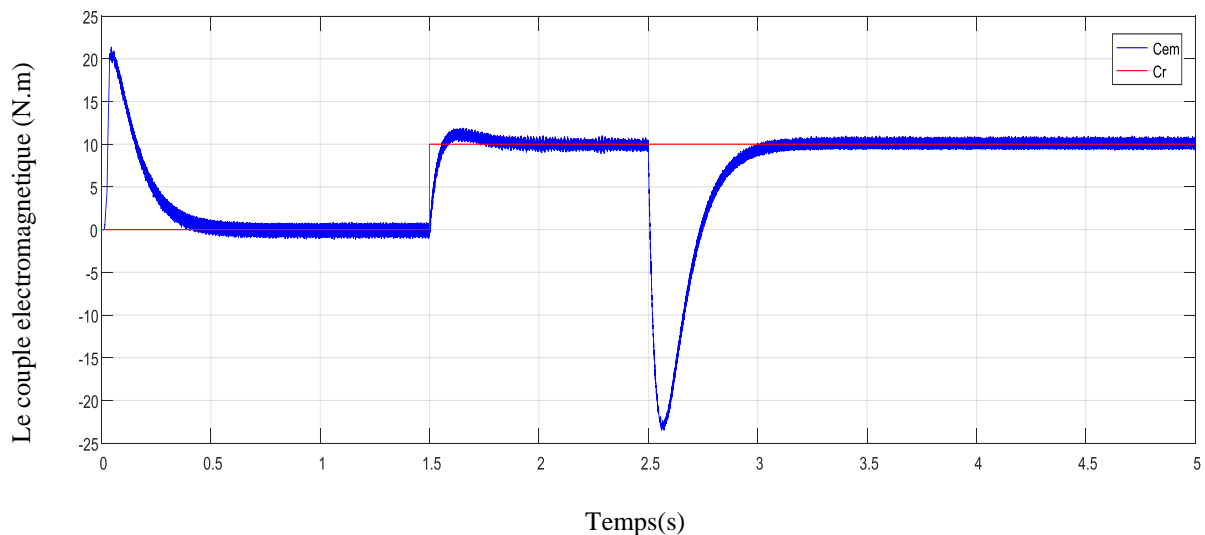


b- vitesse rotorique de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre un

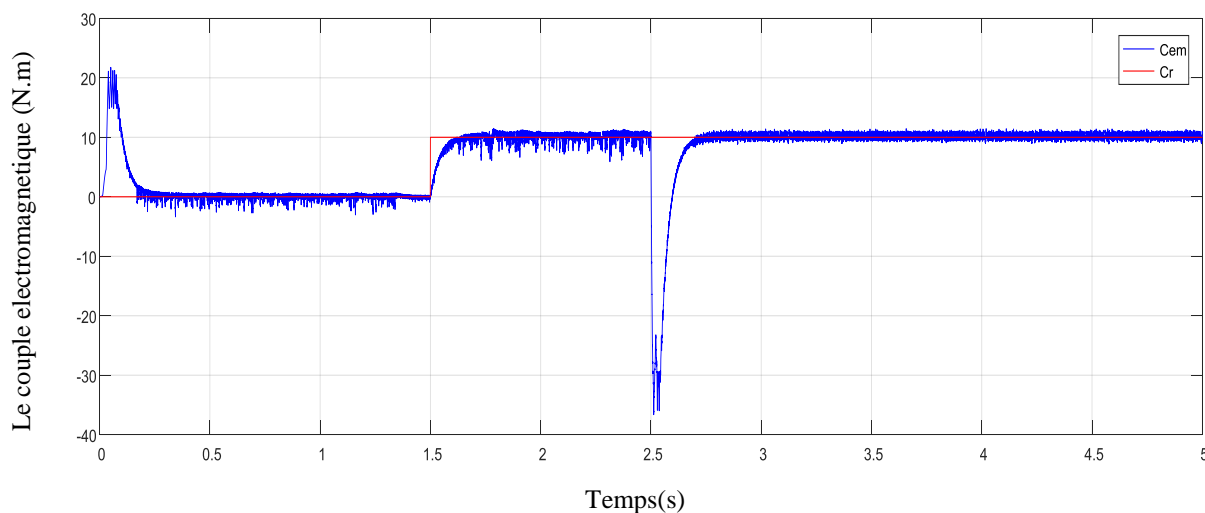


c- vitesse rotorique de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre deux

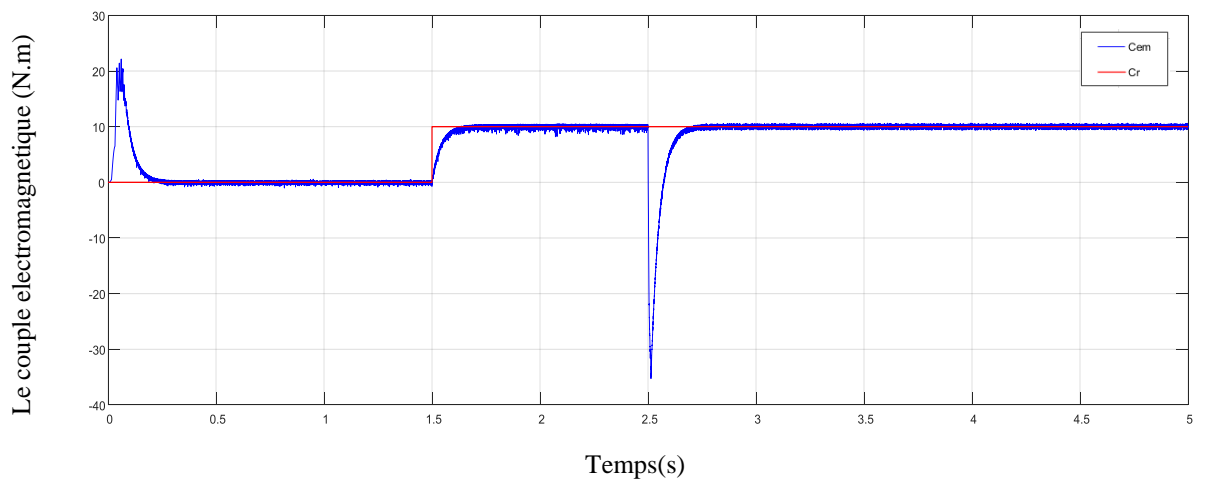
Figure (IV-9) Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse (inversion de la vitesse)



a- couple électromagnétique de la MAS commandé par commande vectorielle

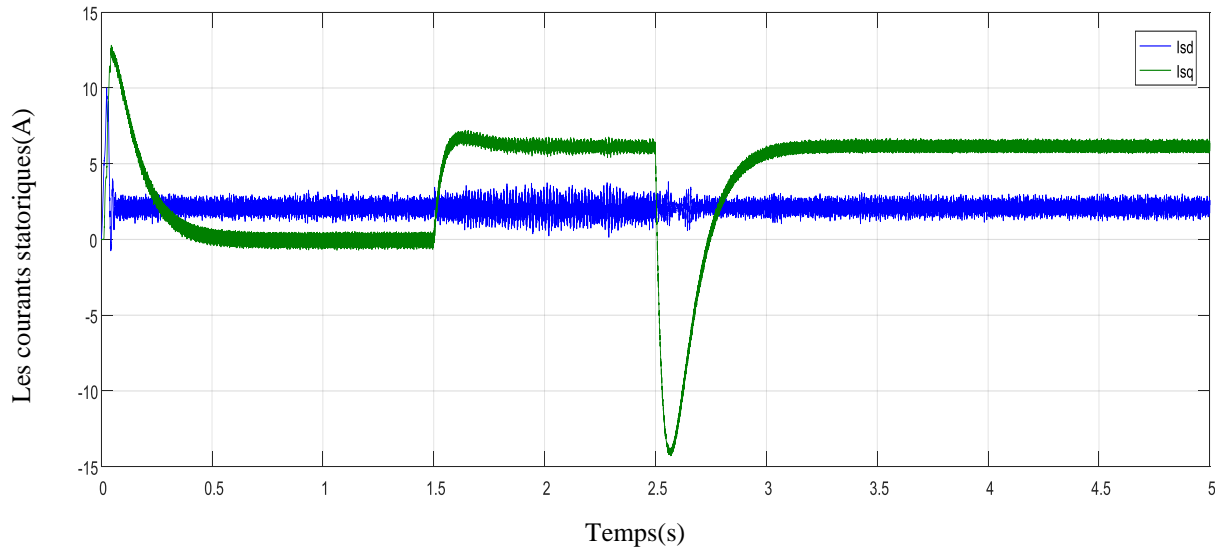


b- couple électromagnétique de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre un

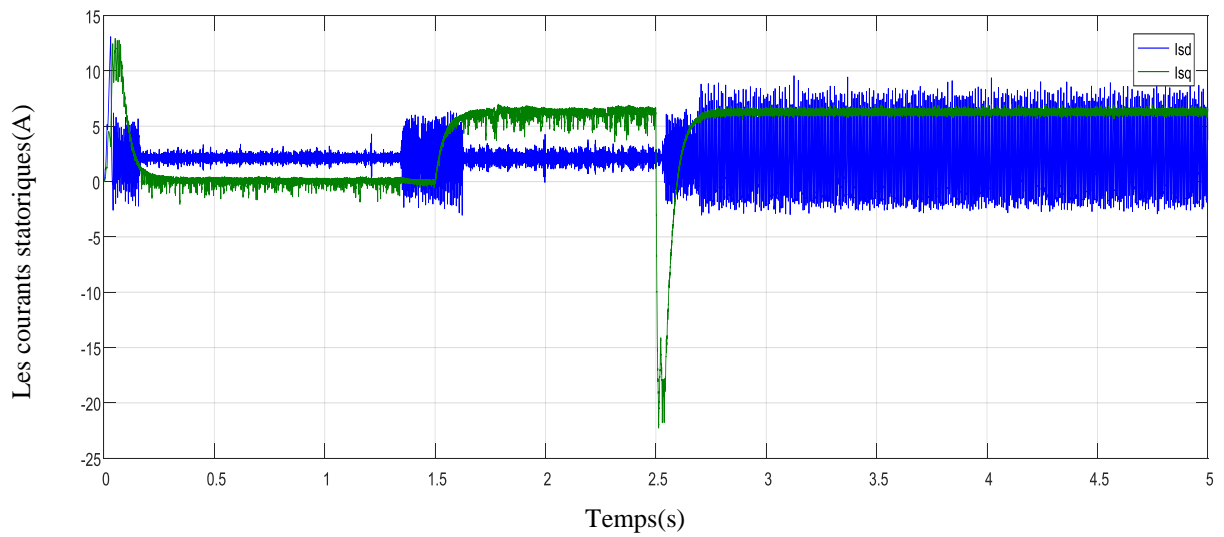


c- couple électromagnétique de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre deux

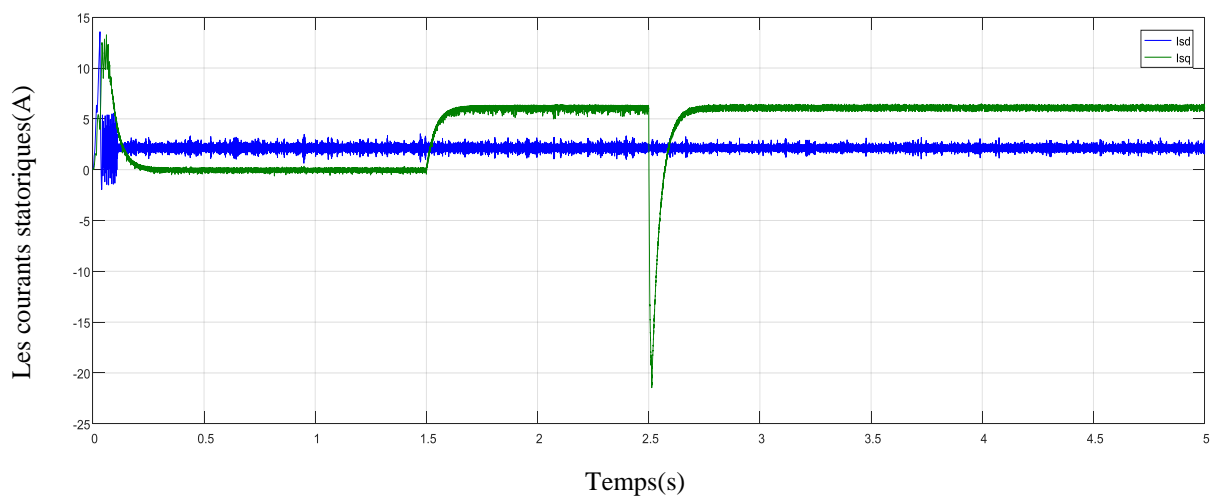
Figure (IV-10) Comparaison au niveau de le couple électromagnétique (inversion de la vitesse)



a- courants statoriques de la MAS commandé par commande vectorielle

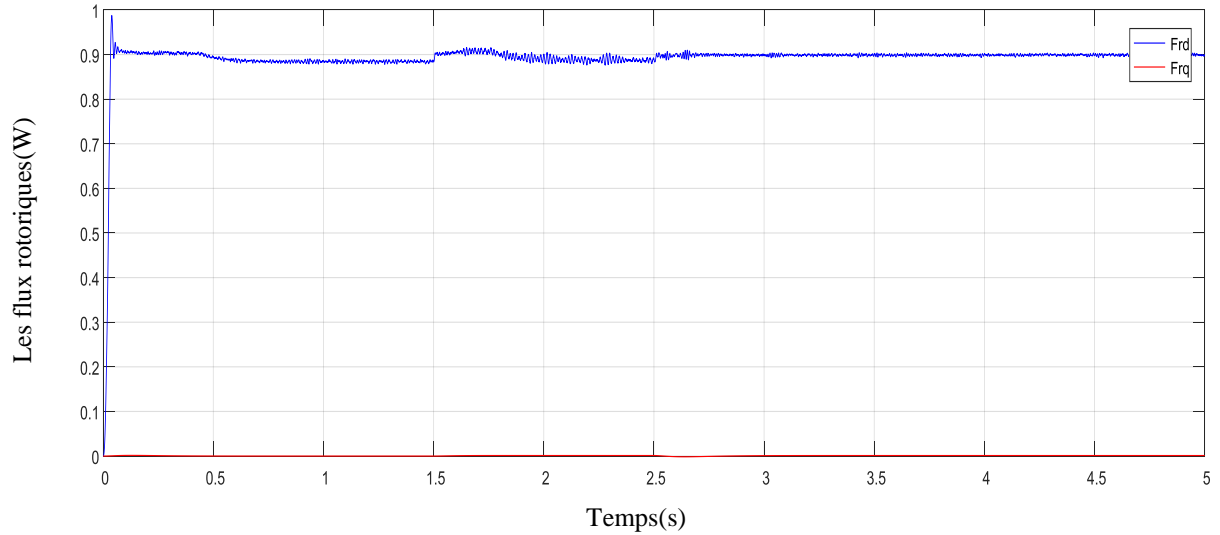


b- courants statoriques de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre un

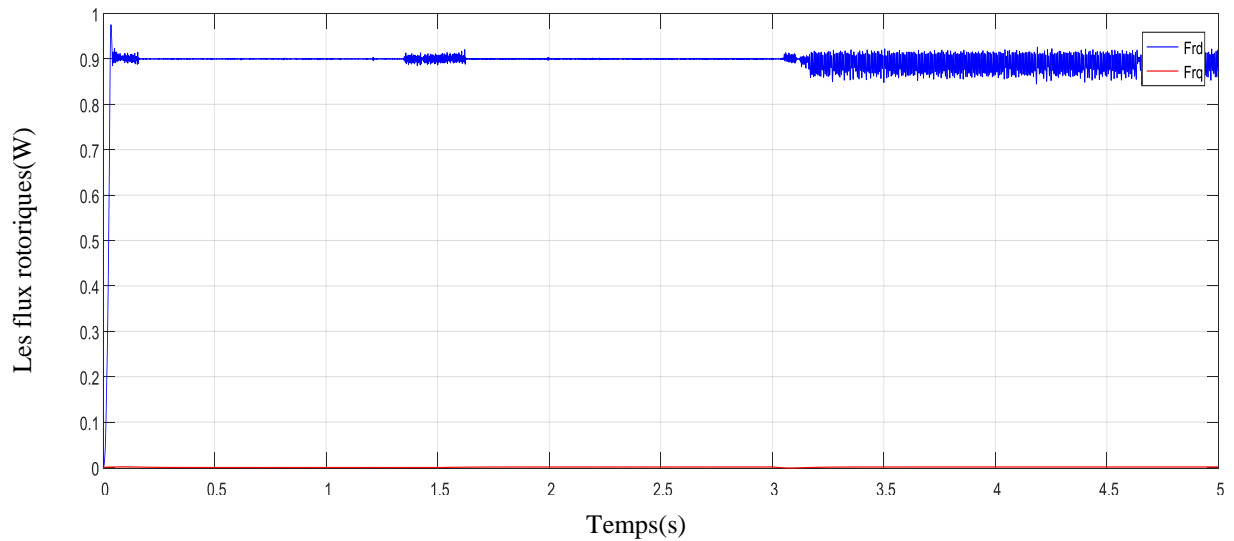


c- courants statoriques de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre deux

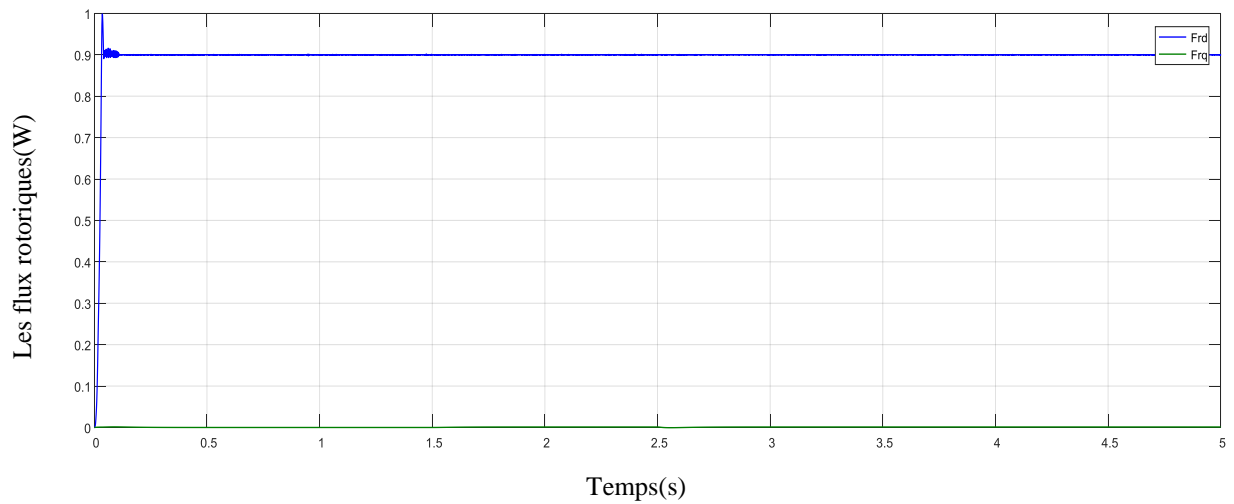
Figure (IV-11) Comparaison au niveau des courants statoriques (inversion de la vitesse)



a- flux rotorique de la MAS commandé par commande vectorielle



b- flux rotorique de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre un



c- flux rotorique de la MAS commandé par commande mode glissant d'ordre deux

Figure (IV-12) Comparaison au niveau de la régulation de le flux rotorique (inversion de la vitesse)

IV-11-2 Interprétation et évaluation

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande par mode glissant, on va effectuer des tests de robustesse à savoir: la variation de vitesse, l'inversion du sens de marche.

Les résultats de simulation de la régulation, la poursuite dans le cas de la variation de vitesse sont donnés par les figures (IV-4), (IV-5), (IV-6), (IV-7) . et la poursuite de l'inversion du sens de rotation sont donnés par les figures (IV-8), (IV-9), (IV-10), (IV-11). Les performances offertes par chaque type de commande donnent :

- **Commande vectorielle**
 - ✓ Assez bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent
 - ✓ Basse fréquence d'échantillonnage moins d'ondulations de couple et de courant
- **Commande par mode glissant d'ordre un:**
 - ✓ Performances du régime transitoire et statique et performances de poursuite sont satisfaisantes,
 - ✓ Performances de la robustesse sont satisfaisantes et le rejet des perturbations est rapide,
 - ✓ Phénomène de chattering est très important,
- **Commande par mode glissant d'ordre deux:**
 - ✓ Performances du régime transitoire et statique et performances de poursuite sont très satisfaisantes,
 - ✓ Performances de la robustesse et le rejet des perturbations est très rapide,
 - ✓ Phénomène de chattering réduit.

IV-12 Conclusion

Dans ce chapitre premièrement, nous avons présenté la théorie de la commande par mode de glissement d'ordre supérieur plus particulièrement d'ordre deux utilisé au système d'entraînement à base de la machine asynchrone.. L'introduction de l'ordre deux du mode glissant à permis la minimisation de l'effet du broutement et du chattering au niveau du couple.

Les tests de la commande à mode glissant d'ordre deux nous a donné des résultats satisfaisant même en fonctionnement à vide et en fonctionnement en charge. Les résultats de simulation pour le régulateur RMG de deuxième ordre de la commande à MG d'ordre deux

montrent les bon performances de la commande et encore il est minimisé le phénomène de chattering pour un fonctionnement en charge où au niveau de couple est considérable.

Finalement, une étude comparative à des résultats obtenus par les trois commandes (commande vectorielle par orientation de flux rotorique , la commande par mode de glissement d'ordre un et la commande par mode de glissement d'ordre deux). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité...)

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

La machine asynchrone est un actionneur électrique d'un grand intérêt industriel à cause de sa robustesse, son coût d'investissements et de maintenance réduit. Sa structure est caractérisée par un couplage non linéaire entre le flux magnétique et le couple moteur, ce qui rend sa commande plus complexe par rapport aux autres types des machines électriques.

Le travail présenté dans ce mémoire a été consacré à l'étude des performances de la commande par mode glissant d'ordre un et deux utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone. L'étude théorique de la commande par mode glissant d'ordre deux a montré la possibilité de résoudre le problème du broutement et de conserver performances existantes de la commande à mode glissant d'ordre un.

En premier lieu, le modèle mathématique de la machine est donné d'après la modélisation de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire. Ensuite, le modèle ainsi élaboré est associé à un convertisseur de tension commandé par MLI sinusoïdale. L'application de la technique du réglage par mode glissant par la conception de loi de commande en présence des perturbations sur le système nous a permis d'assurer une robustesse par rapport aux dérives paramétriques de la machine et d'obtenir des réponses rapides et précises. de plus, le réglage présente l'avantage d'être facilement implémentable dans une commande par ordinateur.

Deuxièmement, On conclure d'après dans le chapitre précédent que le réglage par mode de glissement d'ordre deux présente une meilleure robustesse que celle de la commande par mode de glissement d'ordre un et de la commande vectorielle, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur de la machine asynchrone (robustesse, fiabilité), cette robustesse garantit une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Troisièmement, il va sans dire que la commande par mode glissement de deuxième ordre a un pouvoir d'application très vaste surtout dans le domaine d'entraînement à vitesse variable grâce aux hautes performances présentée par ce domaine.

A la fin de ce mémoire, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les trois ; Nous concluons que le réglage par mode glissant d'ordre deux est plus robuste que les régulateurs RMG d'ordre un et PI.

Annexes

ANNEXE A

Type	Asynchrone 3~	
Puissance nominale	0.75	Kw
Tension nominale	220	V
Courant nominal	3	A
Fréquence	50	Hz
Vitesse de rotation du rotor	1500	Tr/min
Résistance statorique	10	Ω
Résistance rotorique	6.3	Ω
Inductance statorique	0.4642	H
Inductance rotorique	0.4612	H
Inductance mutuelle	0.4212	H
Moment d'inertie	0.02	Kg.m ²
Frottement visqueux	0.003	m.s ⁻¹ /rad
Nombre paire de pôle	2	

ANNEXE B

B.1 La conception d'un régulateur mode glissant de la vitesse

Un système de régulation de la vitesse basé sur un contrôleur de vitesse SMC est représenté sur la Figure (B.1) La dynamique du système fondamentaux est donnée par l'équation suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega \Rightarrow \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{F}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_e - \frac{1}{J}C_r \quad (\text{B.1})$$

où J et F représentent le moment d'inertie et coefficient de frottement respectivement, Ω est la vitesse angulaire du rotor [49].

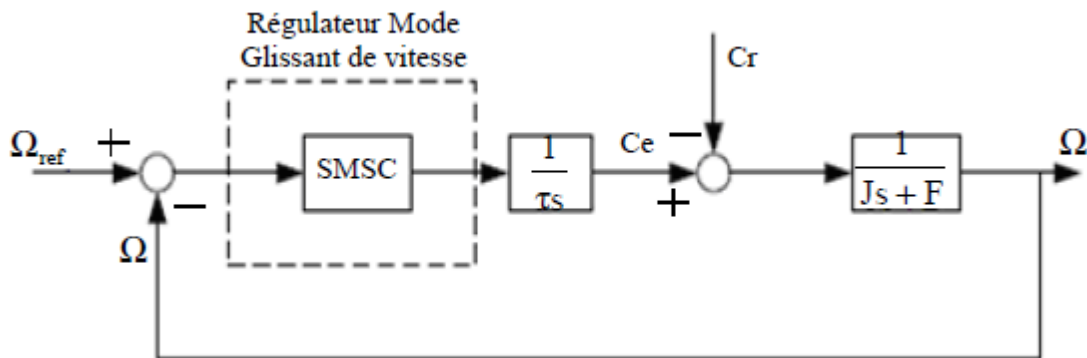


Figure B.1: Système de régulation de vitesse sur la base de la commande de vitesse de MG

x_1 : erreur de vitesse

$$x_1 = \Omega^* - \Omega \quad (\text{B.2})$$

où Ω^* est la valeur de vitesse désirée.

Afin de réduire broutement et d'erreur statique de la vitesse, un bloc intégral est ajouté dans la trajectoire de couple, représenté à la Figure (B.1). En supposant C_r est constant et en prenant la dérivé de l'équation (B.1), nous pouvons obtenir :

$$\frac{d^2y}{dt^2} = -\frac{F}{J}\dot{\Omega} + \frac{1}{J}u \quad (\text{B.3})$$

Où $u = \frac{dC_{e_{ref}}}{dt}$

On pose la variable d'état $x_2 = \dot{x}_1$

Le modèle du système dans l'espace d'état est obtenu [48]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\Omega} = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\Omega} = \frac{F}{J}x_2 - \frac{1}{J}u \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Donc, l'expression espace d'état est :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -b \end{bmatrix} u \quad (\text{B.5})$$

$$\text{Où } a = \frac{F}{J} \text{ et } b = \frac{1}{J}$$

B.2 SMC Basé sur Intégration Surface glissant :

K.Shyu a proposé la conception d'un SMC basé sur l'intégration surface glissant. Cette méthode est revendiquée pour garantir une robustesse globale au système. la conception d'un SMC basé sur la méthode donnée est brièvement présentée ci-dessous.

B.2.1 Construction de la surface glissante

$$\text{On pose } \frac{1}{J}C_r = \eta$$

alors (B.1) est transféré comme :

$$\dot{\Omega} = -a\Omega + b.C_e^* - \eta \quad (\text{B.6})$$

Considération de l'incertitude de paramètres de moteur d'induction, L'équation de mécanique est exprimée comme:

$$\dot{\Omega} = -(a + \Delta a)\Omega + (b + \Delta b).C_e^* - (\eta + \Delta \eta) \quad (\text{B.7})$$

Où Δa , Δb et $\Delta \eta$ sont les incertitude de a , b et h respectivement .Ces variables sont inconnues et c'est difficile à estimer.

Nous choisissons $x_1 = \Omega^* - \Omega$

$$\dot{x}_1 = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} = -ax_1 + u(t) + m(t) \quad (\text{B.8})$$

Où

$$\begin{cases} u(t) = a\Omega + \dot{\Omega} + \eta - b.C_e^* \\ m(t) = \Delta a\Omega + \Delta \eta - \Delta b.C_e^* \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

L'intégration surface glissant est exprimée comme :

$$s(t) = x_1(t) - (a+k) \int_0^t x_1(\tau) d\tau = 0 \quad (\text{B.10})$$

Où k est le gain linéaire de retour état.

B.2.2 Conception de la loi de contrôle

la performance dynamique de le système est équivalent exprimé comme :

$$\dot{x}_1 = (a+k).x_1(t) \quad (\text{B.11})$$

On peut voir de équation (B.11) que le pôle pourrait être situé sur le Plan gauche du système de coordonnées. Autrement dit, la Vitesse W S'approchera asymptotiquement de la vitesse de référence Ω^* .

La loi de contrôle est conçue comme :

$$u(t) = k x_1(t) - \rho \cdot \text{sgn}(s) \quad (\text{B.12})$$

Où sgn est la fonction de signum et r est un positif constant.

B.2.3 Existence et accessibilité de mode glissant

Il peut montré que la condition suivante satisfaite quand $(|\eta| - \rho) < 0$ et $(|\eta| - \rho) > 0$. Alors le système est asymptotiquement stable.

$$s\dot{s} = s[\dot{x}_1(t) - (a+k)] \leq |s|(|\eta| - \rho) \leq 0 \quad (\text{B.13})$$

Dans (B.11), pour une grande valeur négative de k , le système aura une réponse de vitesse rapide et le dépassement est grand. D'autre part, si k est une valeur négative plus petite, le système a une réponse de vitesse plus lente [49].

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1]: **C.HALIME**, « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].
- [2]: **P-E. VIDAL**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [3]: **Y. ELBIA**, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [4]: **S.HADDAD & M.CHARIF**, « Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone », Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006
- [5]: **MARCINŻELECHOWSKI**, “Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter- Fed Induction Motor Drive”, These de Doctorate, Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Bologna, 2005.
- [6]: **R.ABDELHAMIDE et F.MOUSTAPHA**, « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila,
- [7]: **J. P. CARON, J. P. HAUTIER**, « Modélisation et commande de la Machine Asynchrone », Edition Technip1995 ISBN 2-7108-0683-5.
- [8]: **J. CHATELAIN**, “Machine électriques”, tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8
- [9]: **ROSENDO PEÑA EGUILUZ**, “Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”, These Doctorat De l'INPT Toulouse 2002
- [10]: **CH. DJAMEL**, “Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue”, Mémoire d'ingénieur de l'université d'eloued, Département d'Electrotechnique, 2014
- [11] : **C.HALIME**, « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].

[12] :**D. SIHAM**, «Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2004].

[13] : **B. TARK**, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003]

[14] : **C.KAMEL et B.MOHAMED**, « Application de la technique de linéarisation par rotateur d'état à la commande d'une machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004].

[15] : **L.FADILA et G. HAKIMA**, « Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d'un machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]

[16] : **M.NAIT-SAID**, « Commande par modes glissants d'un moteur asynchrone » Cours de Majistère.2003, Université de Batna.

[17] : **M. HAMATA OMAR et M. LOUCHEN NOURDINE**, « Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation »

[18] : **R.ABDELHAMIDE et F.MOUSTAPHA**, « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]

[19]: **HADDA BENDERRADJI**, "Contribution à la commande robuste de la machine à induction", thèse de doctorat, université de Batna, 2013.

[20]: **THIERRY FLOQUET**, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur", thèse de doctorat, université de Lille, 2000.

[21]: **MAD AL-ROUH**, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université Henri Poincaré Nancy-I, 2004.

[22]: **V. I. UTKIN**, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Indus. Electronics., vol. 40, no. 1, pp. 23-36, 1993.

[23] : **ZEGHLACHE SAMIR**, "Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical", thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2014.

[24] : **JJ. SLOTINE, W. LI**, "Applied nonlinear control", Prentice Hall international, 1991.

- [25] : **ZHIWEN MA, TRILLION ZHENG, FEI LIN, XIAOJIE YOU**, "A new sliding-mode current controller for field oriented controlled induction motor drives", Industrial Electronics Society (IECON). 31st Ann. Con. of IEEE Publication, pp. 1341-1346, 2005.
- [26] : **I. BENDAAS**, "Conception d'une commande par mode de glissement flou d'un moteur à induction", mémoire de magister, université de Batna, 2011.
- [27] : **H. SIRA-RAMIREZ**, "Differential geometric methods in variable-structure control", International Journal of Control, vol. 48, no. 4, pp. 1359-1390, 1988.
- [28] : **V. I UTKIN**, "Sliding modes in control and optimization", Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [29] : **B. HECK**, "Sliding mode control for singularly perturbed systems", International Journal of Control, vol. 53, pp. 985-1001, 1991
- [30] : **M. RODIC AND K. JEZERNIK**, "Speed sensorless sliding mode torque control of induction motor", IEEE Trans. Indus. Electronics., vol. 49, no. 1, pp. 87-95, 2002.
- [31] : **ABED KHOUDIR**, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", thèse de doctorat, université Mentouri de Constantine, 2010.
- [32]: **ACHOUR**, « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ». IEEE Trans. Indust. Applic. Vol.40, N°.1,pp45-55, 2005.
- [33] : **A. HOCINE**, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, » Mémoire de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, Mai 2008.
- [34] : **S.HADDAD& M.CHARIF**, « Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone », Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.
- [35] : **DECARLO R. A, ZAK S. H, MATTHEWS G. P**, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial", Proceedings of the IEEE, vol. 76, no. 3, pp. 212-232, 1988.
- [36]: **H. ELMALI ET N. OLGAC**, "Robust output tracking control of nonlinear MIMO systems via sliding mode technique", Automatica, vol. 28, no. 1, pp 145-151, 1992.

[37] : **L. DERAFA, L. FRIDMAN, A. BENALLEGUE AND A. OULDALI**, "Super twisting control algorithm for the four rotors helicopter attitude tracking problem", IEEE publication, pp. 62-67, 2010.

[38] : **N. BOUNASLA, K. E. HEMSAS**, "Second order sliding mode control of a permanent magnetsynchronous motor", the international conference on Sciences and Techniques of Automatic control

& computer engineering - STA'2013, Sousse, Tunisia, pp. 535-539, 2013.

[39] : **DRAMANE TRAORE**, "Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone", thèse de doctorat, l'École Centrale de Nantes, 2008.

[40] : **M.C. SOSSE ALAOUI**, "Commande et observateur par modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur", thèse de doctorat, université Sidi Mohammed Ben Abdellah, Fes, 2009.

[41] : **G. BARTOLINI, A. FERRARA, E. USAI**, "Chattering avoidance by second-order sliding mode control", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 43, no. 2, pp. 241-246, 1998.

[42] : **K.KHAN, S.SPURGEON, A.LEVANT**, "Simple output feedback 2-Sliding controller systems of relative degree two", European Control Conference ECC03, vol. 3, Cambridge, 2003.

[43] : **THIERRY FLOQUET**, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur", thèse de doctorat, université de Lille, 2000. asynchrone » Université Badji Mokhtar Annaba [2004].

[44] : **A. LEVANT**, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control", International Journal of Control, vol. 58, no. 6, pp. 1247-1263, 1993.

[45] : **T. FLOQUET**, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur", Thèse PhD, Ecole Centrale de Lille, 2000.

[46] : **M. M. Moustafa EZZAT**, "Commande Non Linéaire Sans Capteur De La Machine Synchrones à Aimants Permanents", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, France, 2011.

[47] : SEIFEDDINE BENGHALI, "On multiphysics modeling and control of marine current turbine systems", Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 08/12/2009.

[48]Z. JUNHUI, W. CAISHENG, L. FENG, W.LEYI, C .ZHENG, "Nouvel integration sliding mode speed controller for vector controlled induction machines", National Science foundation USA 978-1-4577-1002-5/11/IEEE 2011.

[49]B. DEHIBA, A. MEROUFEL, A. BENDAOU, M. B. BENABDELLAH, "Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation", ACTA ELECTROTEHNICA Volume 48, Number 3, 2007.

Résumé

Résumé: L'objectif principal dans le cadre de ce mémoire est l'étude de la commande robuste avec observation d'état de la machine asynchrone, La technique de commande utilisée est de type command vectorielle , mode glissant d'ordre un et deux dans le but d'améliorer les performances et de remédier aux problèmes des incertitudes provoquées par les variations paramétriques en cours de fonctionnement ainsi pour assurer les bonnes performances statiques et dynamique du système. La première structure utilise un régulateur classique de type PI.. d'autre part, la seconde et le troisième structure, basée sur un régulateur a structure variable RMG1 puis RMG2. Les résultats de l'identification sont validés à travers une simulation en Simulink sous MATLAB.

Mots clés: machine asynchrone, commande robuste, régulateur, mode glissant d'ordre un, mode glissant d'ordre deux.

Abstract: The main aims in the context of this thesis is the study of the robust control with state observer of the asynchronous machine. The technique of control used is the sliding mode order one and two, in order to improve the performance and to remedy the problems of the uncertainties caused by parametric variations during operation and to ensure the good of static and dynamic performance of the system. The first structure uses a classical regulator type PI .. On the other hand, the second and the third structure, based on a variable structure regulator SMC1 then SMC2. The results of the identification are validated by a Simulink simulation under MATLAB.

Keywords: asynchronous machine, robust control, regulator, first order sliding mode, second order sliding mode.

ملخص: الهدف الرئيسي في سياق هذه المذكرة هو دراسة التحكم المتين و ملاحظة تغيرات الحالة في الآلة اللامتزامنة على وجه الخصوص. ومن أجل تحسين المميزات و إيجاد حلول لمشكل تغيرات المعاملات أثناء نشاطها وضمان نوعية و كفاءة السكونية و الحركية للنظام. يستخدم الهيكل الأول نوع منظم تقليدي PI .. من ناحية أخرى ، الهيكل الثاني والثالث ، يعتمد على منظم RMG1 ثم منظم RMG2. ولقد تم التأكد من نتائج تحديد المعاملات المتحصل عليها بواسطة المحاكاة ببرنامج الماتلاب.

الكلمات المفتاحية: الماكنة اللامتزامنة، المراقبة المتينة،منظم، الأسلوب الإنزلاقي درجة أولى ، الإنزلاقي درجة ثانية