

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة محمد البشير الإبراهيمي - برج بوعريريج

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electromécanique

MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Par : - Rameche Oussama

- Slimane Idris

Sujet

Commande directe du couple de la machine asynchrone avec
régulation de la vitesse par le mode glissant flou

Soutenu publiquement, le 30 / 06 / 2026, devant le jury composé de :

Mr Aissa Oualid	MCA	Univ-BBA	Président
Mr Bouchama Ziyad	Pr	Univ-BBA	Examineur
Mr Talhaoui Hicham	Pr	Univ-BBA	Encadrant

Année Universitaire 2025/2026



Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu Tout-Puissant de nous avoir accordé la force et la patience nécessaires pour mener à bien ce travail.

*Nous tenons également à remercier sincèrement notre directeur de mémoire, le professeur **Hicham Talhaoui**, qui nous a généreusement fourni toutes les informations et les orientations nécessaires tout au long de la préparation de ce mémoire. Nous exprimons également notre gratitude aux membres du jury ainsi qu'à nos professeurs du département d'électromécanique pour leur dévouement, qui nous a permis d'aboutir à ce résultat.*

Dédicace

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات، وبفضله تتحقق الأمنيات، وبعونه

تصل الخطى إلى غاياتها. له الشكر أولاً وآخرًا، ظاهرًا وباطنًا

إلى والديّ الحبيبين وعمي عاشور، مصدر إلهامي، وأصل قوتي، ونبع

دعواتي، لكم أرفع ثمرة هذا الجهد اعترافًا بفضلكم العظيم.

وإلى إخوتي الأعزاء، سند العمر ورفاق الأيام، لكم من الامتنان ما

يليق بوفائكم، وما قدمتموه لي من دعم وتشجيع.

إلى أساتذتي الذين علموني وساهموا في صقل معرفتي، وأخص بالذكر

أستاذي هشام طحاوي.

Slimane Idris

Dédicace

الحمد لله حباً وشكراً وامتناناً ما كنت لأفعل هذا لولا فضل الله

فالحمد لله على البدء وعلى الختام

أهدي هذا العمل إلى كل من ألهمنا ودعمنا في كل خطوة، وإلى كل

من حوّل اللحظات إلى محطات بارزة في المعرفة والتقدم، وإلى من

غرس فينا الإيمان بأن الوقت ليس مجرد عدّادٍ للأيام، بل أداة لبناء

حياة أفضل

أهدي هذا العمل إلى عائلتي التي كانت مصدر دعمي الأول والدائم

في كل مراحل حياتي، والدي وإخواني على ثقتهم وقوفهم إلى جانبي.

وإلى كل معلم ساهم في رسم مسارنا نحو المعرفة، وخاصةً الأستاذ

المحترم هشام طلحاوي

Rameche Oussama

Sommaire

Liste des figures	I
Liste des tableaux	II
Liste des symboles	III
Liste des abréviations	IV
Introduction générale	1

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur triphasé

I.1 Introduction	2
I.2 Définition de la machine asynchrone	2
I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	3
I.4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	3
I.4.1 Avantages	3
I.4.2 Inconvénients	4
I.5 Description de la machine asynchrone triphasée	4
I.5.1 Stator	4
I.5.2 Rotor	5
☐ Rotor bobiné	5
☐ Rotor à cage d'écureuil	5
I.6 Equations de la machine asynchrone triphasée dans le repère ABC	6
I.6.1 Hypothèses simplificatrices	6
I.6.2 Equations électriques	6
I.6.3 Equations magnétiques	7
I.6.4 Equation mécanique	8
I.7 Transformation du système triphasé/biphasé	9
I.7.1 Transformation de Concordia	9
I.7.2 Référentiel lié au stator	10
I.8 Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone	10

Sommaire

I.8.1 Couple électromagnétique	11
I.9 Modélisation de l'onduleur triphasé	12
I.10 Conclusion	13

Chapitre II : Techniques de commande de la machine asynchrone

II.1. Introduction	15
II.2. Commande scalaire	15
□ Contrôle en V/f de la machine asynchrone	15
□ Contrôle scalaire du courant	16
II.3. Commande vectorielle par orientation du flux	16
II.3.1. Types de commande vectorielle	16
□ Commande vectorielle directe	17
□ Commande vectorielle indirecte	17
II.4. Commande DTC	17
II.4.1. Avantages et inconvénients de la commande DTC	17
□ Avantages	17
□ Inconvénients	18
II.4.2. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé	18
II.4.3. Estimateurs	19
II.4.3.1. Estimation du flux statorique	19
II.4.3.2. Estimation du couple électromagnétique	20
II.4.4. Élaboration du contrôleur de flux et de couple	20
II.4.4.1. Comparateur de flux à deux niveaux	20
II.4.4.2. Comparateur de couple	21
II.4.5. Choix des vecteurs de tension	21
II.4.5.1. Tableau de commutation	21
II.4.6. PI à anti-Wind up	22
II.5. Commande DTC avec régulateur à mode glissant flou	23
II.5.1. Commande par mode glissant	23
II.5.2. Conception de la commande par mode glissant	23

Sommaire

II.5.2.1. Choix de la surface de glissement	24
II.5.2.2. Conditions de convergence	24
□ Fonction de Lyapunov	24
II.5.2.3. Loi de commande	25
□ Commande discontinue de base	25
II.5.3. Application du régulateur par mode glissant	25
□ Surface de glissement	26
□ Commande équivalente	26
□ Commande non linéaire de type discontinu	26
II.5.4. Phénomène de Chattering	26
II.5.5. Approche par mode glissant flou	27
II.5.5.1 Principe de fonctionnement	27
II.5.5.2. Application du régulateur par mode glissant flou	27
II.6. Conclusion	28

Chapitre III : Simulation et interprétation des résultats

III.1. Introduction	29
III.2. Paramètres de la machine asynchrone	29
III.3. Simulation et interprétation des résultats	30
III.3.1 Simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte	30
III.3.2 Simulation de la commande directe de couple de la machine asynchrone	32
III.3.2.1. Commande DTC avec régulateur PI à anti-Wind up	33
III.3.2.2. Commande DTC avec régulateur par mode glissant	34
III.3.2.3. Commande DTC avec régulateur par mode glissant flou	35
III.3.3. Etude comparative	36
III.4. Test d'inversion du sens de rotation pour la commande DTC-MGF	38
III.5. Conclusion	39
conclusion générale	40
Références bibliographiques	41

Sommaire

Résumé	42
--------	----

Liste des figures

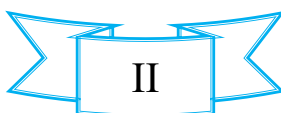
Figure. I. 1 : Principe de fonctionnement d'une MAS	3
Figure. I.2 : Constitution d'une machine asynchrone	4
Figure. I.3 : Structure du stator	5
Figure. I.4: Structure du rotor bobiné	5
Figure. I.5 : Structure d'un rotor à cage d'écureuil	5
Figure. I.6 : Représentation schématique de la MAS	6
Figure. I.7 : Passage du système triphasé au système biphasé	9
Figure. I.8. Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	12
Figure II.1: Contrôle scalaire de la tension	15
Figure II.2 : Contrôle scalaire du courant	16
Figure II.3 : Orientation du flux	16
Figure II.4 : Schéma de la commande vectorielle directe appliquée à la MAS	17
Figure II.5 : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs de tension	18
Figure II.6 : Schéma de principe de la commande DTC	19
Figure II.7 : Comparateur à hystérésis du flux et sélection des vecteurs de tensions	20
Figure II.8 : Correcteur de couple à trois niveaux	21
Figure II.9 : Régulateur PI avec Anti-Wind up	22
Figure II.10 : Convergence du système glissant	23
Figure II.11 : Fonction Signe	25
Figure II.12 : Fonctions d'appartenance de l'entrée $S(x)$ et de la sortie U_f	28
Figure III.1 : Schéma de la commande directe du couple de la machine asynchrone	30
Figure III.2 : Évolution de la vitesse de rotation	30
Figure III.3 : Évolution du couple électromagnétique	31
Figure III.4 : Évolution du courant statorique $I_{s\alpha}$	31
Figure III.5 : Évolution du courant statorique $I_{s\beta}$	31
Figure III.6 : Évolution de la vitesse de rotation	33
Figure III.7 : Évolution du couple électromagnétique	33
Figure III.8 : Évolution du flux statorique	33
Figure III.9 : Évolution de la vitesse de rotation	34
Figure III.10 : Évolution du couple électromagnétique	34

Liste des figures

Figure III.11 : Évolution du flux statorique	34
Figure III.12 : Évolution de la vitesse de rotation	35
Figure III.13 : Évolution du couple électromagnétique	35
Figure III.14 : Évolution du flux statorique	35
Figure III.15 : Comparaison des vitesses pour les commandes DTC-MG et DTC-MGF	36
Figure III.16 : Réponse de la vitesse au démarrage (Zoom 1)	37
Figure III.17 : Réponse de la vitesse lors de l'application d'un couple de charge de 25(N.m) à $t = 0.5(s)$ (Zoom 2)	37
Figure III.18 : Évolution de la vitesse de rotation	38
Figure III.19 : Évolution du couple électromagnétique	38

Liste des tableaux

Tableau II.1 : Tableau général de vérité pour le vecteur de flux statorique situé dans le secteur N	21
Tableau II.2 : Table de commutation de la commande directe du couple	22
Tableau II.3 : Base de règles du contrôleur flou	28
Tableau III.1 : Paramètres de la machine asynchrone	29



Liste des symboles

Liste des symboles

V_s	Tensions statoriques	V
V_r	Tensions rotoriques	V
I_s	Courants statoriques	A
I_r	Courants rotoriques	A
Φ_s	Flux statoriques	Wb
Φ_r	Flux rotoriques	Wb
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statoriques	/
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances rotoriques	/
R_s	Résistance statorique par phase	Ω
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator-rotor.	/
$[M_{rs}]$	Matrice des inductances mutuelles stator-rotor.	/
R_r	Résistance rotorique par phase	Ω
l_s	Inductance propre d'une phase statorique	H
l_r	Inductance propre d'une phase rotorique	H
$[M_s]$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	H
$[M_r]$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques	H
L_m	Valeur maximale de l'inductance mutuelle stator-rotor	H
J	Moment d'inertie	$\text{Kg}\cdot\text{m}^2$
Ω	Vitesse angulaire	Rad/s

Liste des symboles

C_e	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
F	Coefficient de frottement	N.m.s/rad
L_s	Inductance propre cyclique du stator	H
L_r	Inductance propre cyclique du rotor	H
M	Inductance mutuelle cyclique stator–rotor	H
[X]	Vecteur d'état	/
[A]	Matrice d'évolution	/
[B]	Matrice de commande	/
[U]	Vecteur de commande	/
Φ_{ref}	Flux statorique de référence	Wb
C_{eref}	Couple électromagnétique de référence	N.m
Ω_{ref}	Vitesse de référence	rad/s
S	Surface de glissement	/
Ueq	Commande équivalente	/

Liste des abréviations

Liste des abréviations

MAS	Machine asynchrone.
DTC	Direct torque control (Commande directe du couple)
DTC_MG	Commande directe du couple avec régulateur à mode glissant
DTC_MGF	Commande directe du couple avec régulateur à mode glissant flou
PI	Proportionnel-Intégral.
CSV	Commande à structure variable.
N	Négatif.
Z	Zéro.
P	Positif.

Introduction

générale

Introduction générale

La commande des machines à courant alternatif évolue constamment pour répondre à des exigences industrielles croissantes. Grâce à leur robustesse éprouvée et à leur rentabilité, les machines asynchrones sont aujourd'hui les plus utilisées pour les applications à vitesse variable [1].

L'objectif principal de ce travail est d'appliquer la commande directe du couple (DTC) à une machine asynchrone en utilisant trois types de régulateurs de vitesse afin de les comparer et d'améliorer les performances du système : un régulateur PI avec anti-Wind up, un régulateur à mode glissant (MG) et un régulateur à mode glissant flou (MGF).

Ce mémoire est structuré en trois chapitres comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation mathématique de la machine asynchrone triphasée et de son onduleur de tension à deux niveaux. Les équations électriques, magnétiques et mécaniques sont d'abord établies dans le repère triphasé, puis projetées dans le référentiel biphasé (α, β) à l'aide de la transformation de Concordia.

Le deuxième chapitre examine les stratégies de commande de la machine, en commençant par la commande scalaire et la commande vectorielle à flux orienté. Il se concentre ensuite sur la commande directe du couple (DTC), en détaillant ses estimateurs, ses comparateurs et sa table de commutation. Afin d'améliorer les performances et la robustesse, trois régulateurs de vitesse sont introduits : un régulateur PI avec anti-Wind up, un régulateur à mode glissant et un régulateur à mode glissant flou.

Le troisième chapitre est consacré à la simulation et à l'analyse des performances des différents régulateurs étudiés. Il propose une comparaison rigoureuse des résultats afin d'évaluer l'efficacité de chaque approche face aux perturbations extérieures.

Enfin, ce travail s'achève par une conclusion générale qui présente les principaux résultats obtenus ainsi que les perspectives futures visant à améliorer et à approfondir cette étude.

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur triphasé

I.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone triphasée vise à représenter son comportement par un modèle mathématique basé sur les équations électriques et mécaniques qui régissent son fonctionnement. L'application de la transformation de Park ($abc \rightarrow d, q$) ou des transformations de Clarke et de Concordia ($abc \rightarrow \alpha, \beta$) permet de passer d'un système triphasé à un système biphasé équivalent [1].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à travers les étapes suivantes :

- Une présentation générale de la machine asynchrone ;
- L'établissement de son modèle mathématique à partir d'un ensemble d'hypothèses simplificatrices;
- La simplification des équations obtenues grâce à l'application de la transformation de Concordia dans le repère (α, β) ;
- La mise sous forme d'équations d'état du modèle de la machine.

Enfin, nous abordons la modélisation de l'onduleur.

I.2 Définition de la machine asynchrone

On appelle machine asynchrone toute machine qui, ayant $2p$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone ($60f_s / P$), où P représente le nombre de paires de pôles. Parmi les machines asynchrones, on distingue principalement deux types [1] :

- Les machines à rotor bobiné.
- Les machines à cage d'écureuil.

Le moteur à induction est le plus utilisé dans l'industrie. Il est caractérisé par un rotor non alimenté, parcouru par des courants induits par le stator, lequel est alimenté par un réseau de fréquence [1].

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone repose sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer, causé par la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant crée un couple moteur qui agit sur les conducteurs des courants induits, provoquant ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans la même direction que le champ tournant [2, 3].

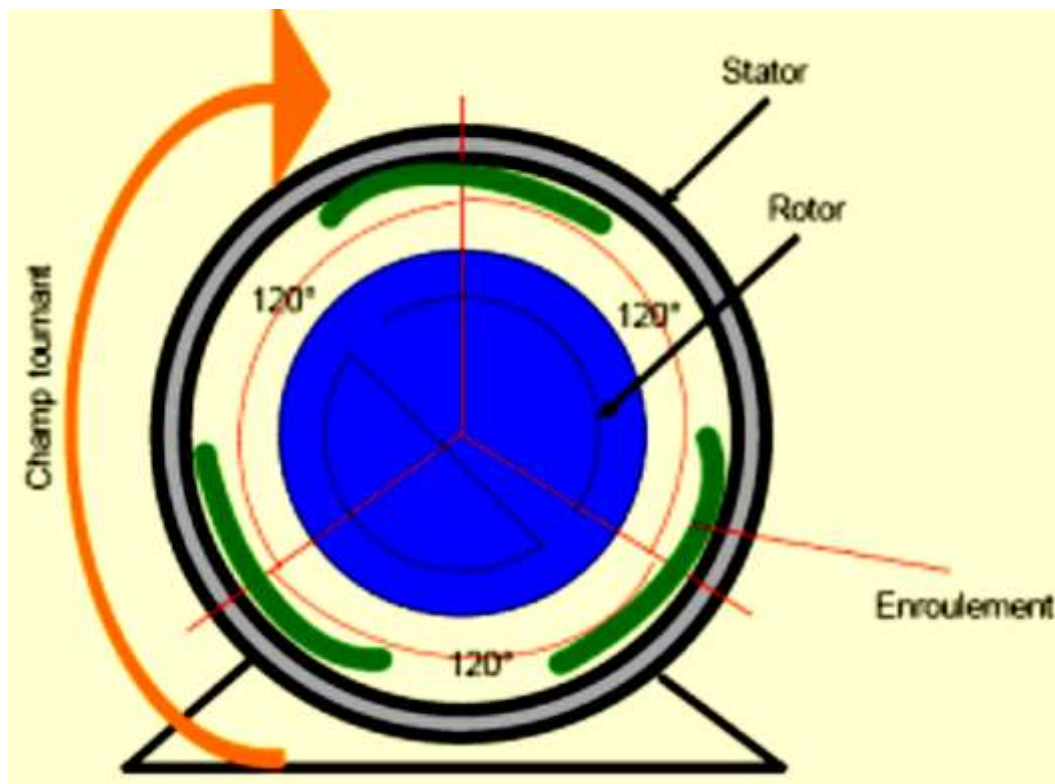


Figure. I. 1 : Principe de fonctionnement d'une MAS [3]

I.4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les principaux atouts et contraintes de la machine asynchrone (MAS) peuvent être résumés comme suit [1, 4] :

I.4.1 Avantages

- Machine économique, robuste et facile à construire ;
- Possibilité d'alimentation directe par le réseau ;
- Structure simple.

I.4.2 Inconvénients

- Appel de courant important au démarrage (environ 5 à 8 fois le courant nominal) ;
- Absence de découplage naturel entre le flux et le couple ;
- Présence de non-linéarités dans le fonctionnement de la machine.

I.5 Description de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone se compose d'une partie fixe appelée stator, constituée de la carcasse, du circuit magnétique et des bobines, ainsi que d'une partie mobile appelée rotor. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [2].

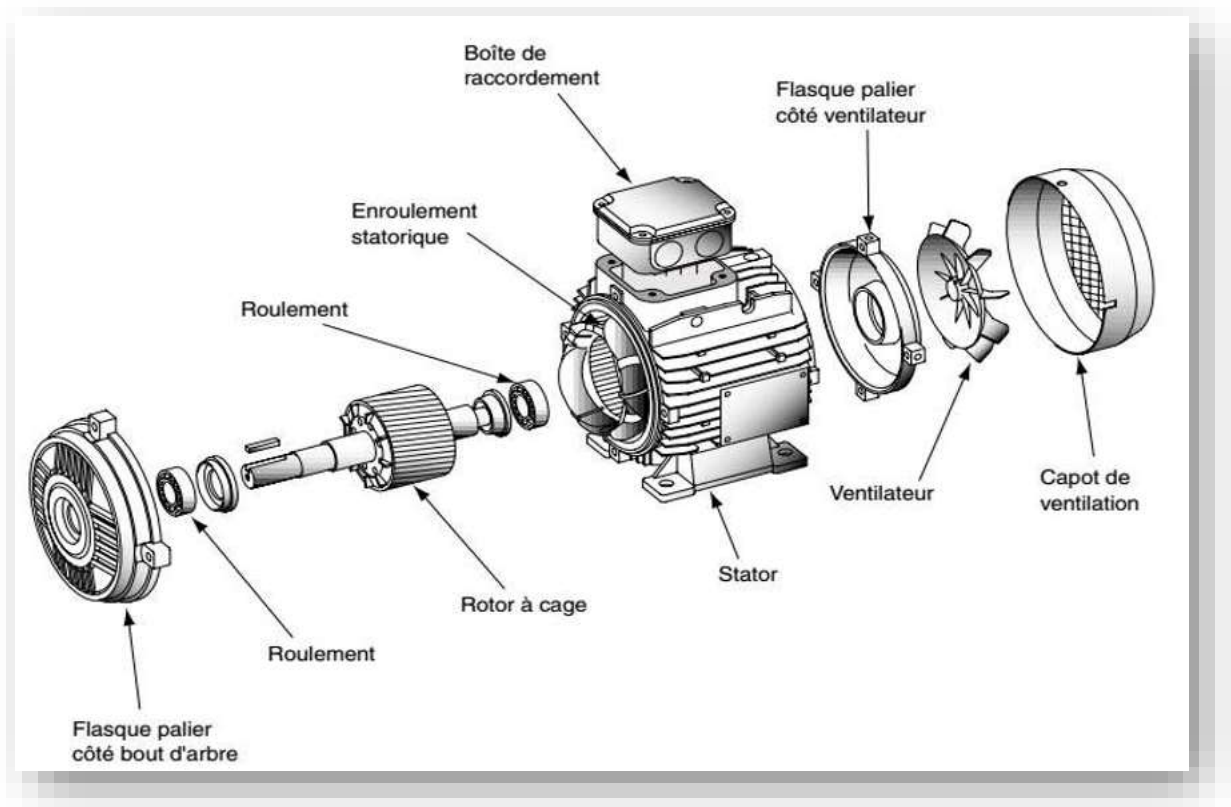


Figure. I.2 : Constitution d'une machine asynchrone [5]

I.5.1 Stator

Le stator est la partie fixe de la machine. Il est constitué d'une carcasse en acier renfermant un empilement de tôles feuilletées en forme de couronne. Les encoches situées sur la périphérie intérieure permettent de loger le bobinage triphasé, comme indiqué dans la figure I.3 [4].

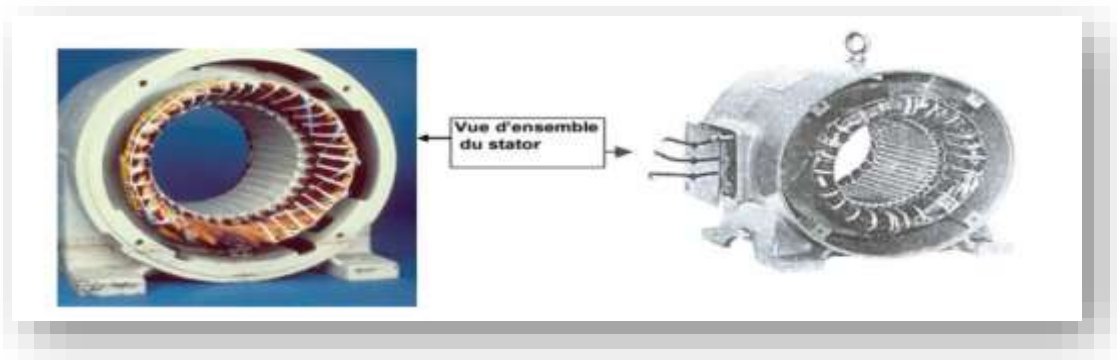


Figure. I.3 : Structure du stator [4]

I.5.2 Rotor

Le rotor est la partie mobile de la machine, fixé sur l'arbre moteur. Il est séparé du stator par un faible entrefer, généralement compris entre 0,4 et 2 mm. On distingue principalement deux types de rotor : le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil [4].

- **Rotor bobiné**

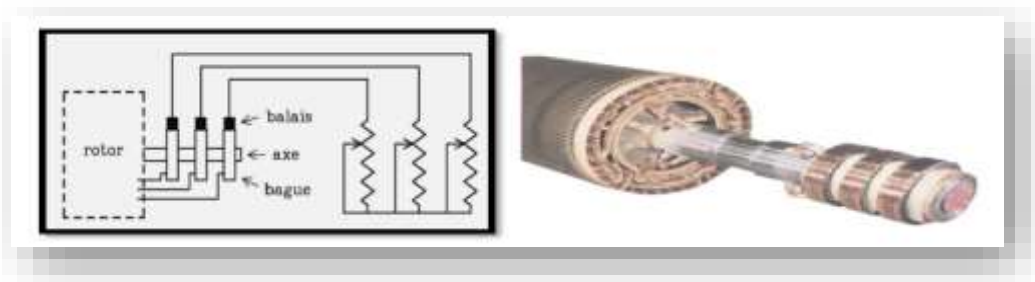


Figure. I.4: Structure du rotor bobiné [6]

- **Rotor à cage d'écureuil**



Figure. I.5 : Structure d'un rotor à cage d'écureuil [6]

I.6 Equations de la machine asynchrone triphasée dans le repère ABC

I.6.1 Hypothèses simplificatrices

La complexité de la machine électrique impose l'utilisation d'hypothèses simplificatrices afin de rendre sa modélisation plus simple. Parmi ces hypothèses, on peut citer [1]:

- Entrefer constant,
- Effet de l'encoche est négligeable,
- Circuit magnétique est supposé non saturé et à perméabilité constante,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

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

I.6.2 Equations électriques

Le modèle électrique du moteur asynchrone triphasé est défini par les équations suivantes [3] :

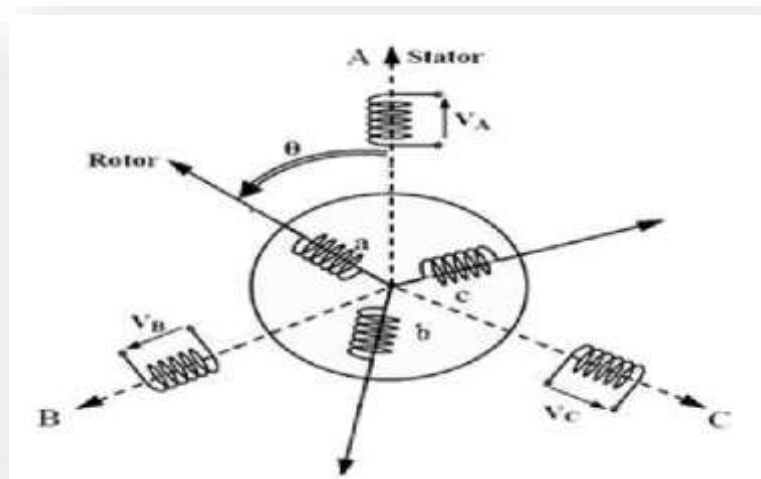


Figure. I.6 : Représentation schématique de la MAS [7]

- Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.1)$$

Tel que :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

- Pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (I.3)$$

Tel que :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec :

R_s et R_r sont respectivement la résistance par phase du stator et du rotor.

I.6.3 Equations magnétiques

Ces expressions montrent la relation entre les flux magnétiques et les courants électriques [3].

- Pour le stator :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [I_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \quad (I.5)$$

- Pour le rotor :

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [I_{rabc}] + [M_{rs}] \cdot [I_{sabc}] \quad (I.6)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Par conséquent :

$$[M_{sr}]=[M_{rs}] = L_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

avec :

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotor-stator.

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

L_m : Le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

I.6.4 Equation mécanique

L'équation mécanique du moteur asynchrone s'écrit [3] :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega \quad (I.10)$$

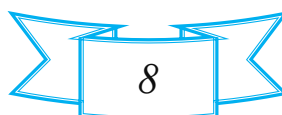
Avec

J : Moment d'inertie (kg.m^2).

Ω : Vitesse angulaire (rad/s).

C_e : Couple électromagnétique (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).



F : Coefficient de frottement.

I.7 Transformation du système triphasé/biphasé

I.7.1 Transformation de Concordia

Afin de simplifier l'étude et la modélisation, le système triphasé est transformé en un système biphasé, ou inversement, selon les besoins de l'analyse [3, 6], comme l'illustre l'équation (I.15).

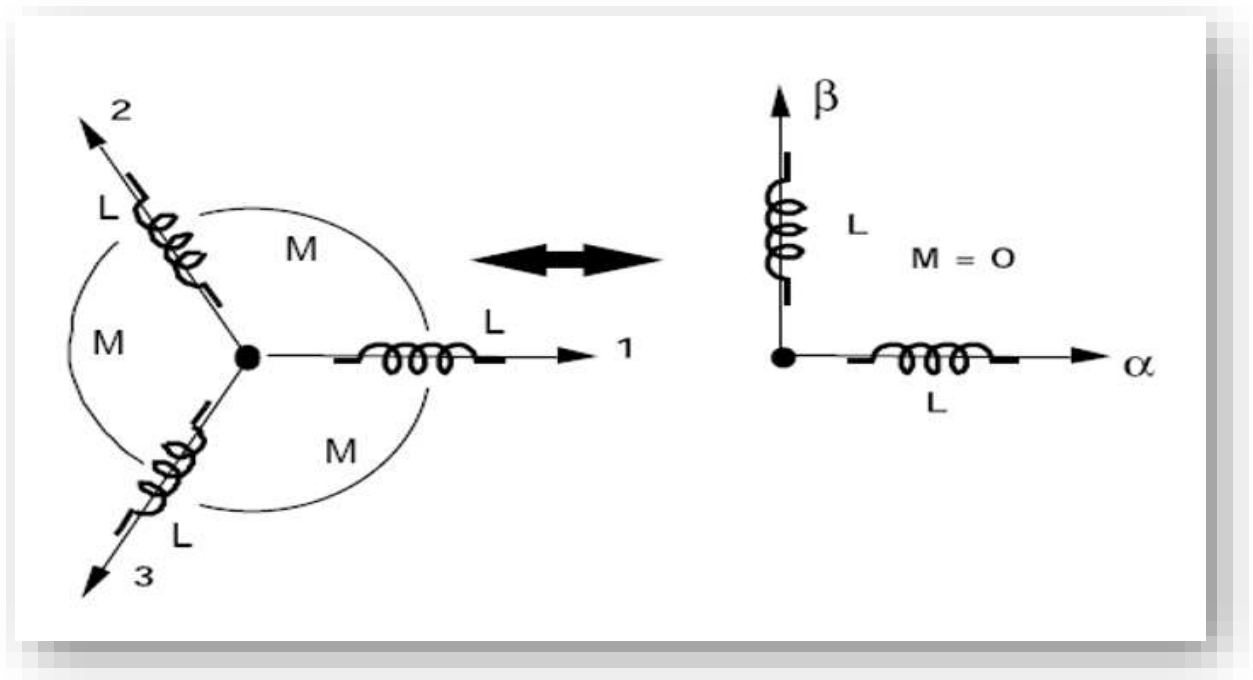


Figure. I.7 : Passage du système triphasé au système biphasé [6]

- Passage du système triphasé au système biphasé [3] :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{[C]} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} : \quad (I.11)$$

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

- Passage inverse (du système biphasé au système triphasé) [3] :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{[C^{-1}]} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$[C^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} ; \quad (\text{I.14})$$

avec :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [C^{-1}] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

La transformation de Concordia est utilisée pour la commande DTC (Direct Torque Control) [3].

I.7.2 Référentiel lié au stator

Ce référentiel permet de travailler directement avec les tensions et les courants réels de la machine [8].

- Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

I.8 Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone

Le modèle d'état d'une machine asynchrone varie selon le repère et les variables choisies. Pour la conception des lois de commande, on utilise un modèle avec des tensions d'entrée (V_α, V_β). Les variables d'état considérées sont les courants statoriques ($I_{s\alpha}, I_{s\beta}$) ainsi que les flux rotoriques ($\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$) [8].

La représentation d'état de la machine asynchrone s'écrit sous la forme suivante [8]:

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{I.18})$$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{T_r L_r}) & 0 & \frac{M}{T_r L_r L_s \sigma} & \frac{M}{L_r L_s \sigma} \omega \\ 0 & \frac{-1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{T_r L_r}) & -\frac{M}{L_r L_s \sigma} \omega & \frac{M}{T_r L_r L_s \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Et:

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: coefficient de dispersion de blondel ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constant de tempe rotorique ;

L_s : Inductance propre cyclique du stator ;

L_r : Inductance propre cyclique du rotor ;

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ;

$[X]$ = Vecteur d'état ;

$[A]$ = Matrice d'évolution ;

$[B]$ = Matrice de commande ;

$[U]$ = Vecteur de commande.

I.8.1 Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique C_e dépend de la stratégie de commande choisie. En se basant sur la représentation d'état et les variables sélectionnées, l'expression suivante s'écrit [8] :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (I_{s\alpha} \Phi_{r\beta} - I_{s\beta} \Phi_{r\alpha}) \quad (I.19)$$

I.9 Modélisation de l'onduleur triphasé

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion de l'énergie électrique d'une source de tension continue en une tension alternative destinée à une charge. Il est constitué de trois bras, chacun composé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire afin d'éviter tout court-circuit de la source. Chaque interrupteur associe un semi-conducteur commandable (tel qu'un IGBT ou GTO) à une diode montée en antiparallèle. Ces six diodes, dites de roue libre, assurent la protection des transistors et permettent la récupération de l'énergie vers la source [3].

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère que les interrupteurs sont idéaux et que la charge est équilibrée [3].

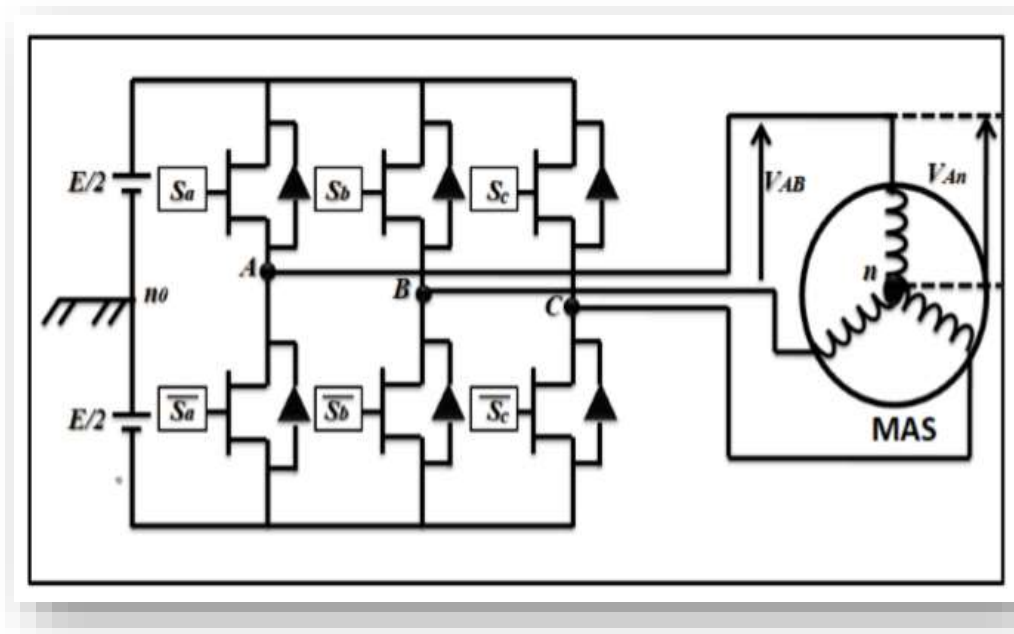


Figure. I.8. Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux [3]

(s_i) : représente l'état de commande et de connexion d'un onduleur.

Donc :

$s_i = 0$ si l'interrupteur du haut est fermé et que l'interrupteur du bas est ouvert.

$s_i = 1$ si l'interrupteur du haut est ouvert et que l'interrupteur du bas est fermé.

Avec : $i = (a, b, c)$

Les relations des tensions aux bornes de l'onduleur sont écrites par [3]:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ano} + V_{nob} = V_{ano} - V_{bno} \\ V_{bc} = V_{bno} + V_{noc} = V_{bno} - V_{cno} \\ V_{ca} = V_{cno} + V_{noa} = V_{cno} - V_{ano} \end{cases} \quad (I.20)$$

On a [3]:

$$V_{ino} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2};$$

On obtient donc :

$$\begin{cases} V_{ano} = (S_i - \frac{1}{2})U_0 \\ V_{bno} = (S_i - \frac{1}{2})U_0 \\ V_{cno} = (S_i - \frac{1}{2})U_0 \end{cases} \quad (I.21)$$

D'après la référence [3], on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ano} - V_{bno} - V_{cno}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ano} + 2V_{bno} - V_{cno}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ano} - V_{bno} + 2V_{cno}) \end{cases} \quad (I.22)$$

En substituant les équations (I.21) dans le système (I.22), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Avec :

U_0 désigne la tension continue à l'entrée de l'onduleur

I.10 Conclusion

Ce chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone triphasée et de son onduleur d'alimentation. Tout d'abord, la structure de la machine ainsi que ses avantages et ses inconvénients sont présentés. En nous appuyant sur des hypothèses simplificatrices, nous avons détaillé les concepts fondamentaux du système et établi son modèle mathématique. Par la suite, la transformation vers le système de référence biphasé (α , β) a été utilisée afin de développer un modèle équivalent de la machine, ce qui constitue une étape essentielle pour l'application de la commande directe du couple (DTC).

Dans le chapitre suivant, nous présenterons différentes stratégies de commande, telles que la commande scalaire et la commande vectorielle, avant de nous concentrer sur la commande directe du couple.

***Chapitre II* : Techniques de commande de la machine asynchrone**

II.1. Introduction

Lorsque la machine asynchrone est alimentée par un système triphasé sinusoïdal, elle fonctionne généralement à vitesse quasi constante. En revanche, lorsque l'alimentation est assurée par un onduleur triphasé commandé, le moteur peut fonctionner à vitesse variable. Il devient alors indispensable de disposer d'un modèle et d'une méthode de commande permettant d'assurer le contrôle et la variation de la vitesse du moteur. Afin de répondre aux exigences de variation de vitesse et d'amélioration des performances dynamiques, plusieurs stratégies de commande ont été développées [9, 10].

Dans ce chapitre, trois principales méthodes de commande de la machine asynchrone sont étudiées : la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple (DTC, en anglais Direct Torque Control) avec régulation de la vitesse basée sur le mode glissant flou.

II.2. Commande scalaire

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée. Les figures II.1 et II.2 représentent respectivement le contrôle V/f de la machine asynchrone et le contrôle scalaire du courant [9].

- **Contrôle en V/f de la machine asynchrone**

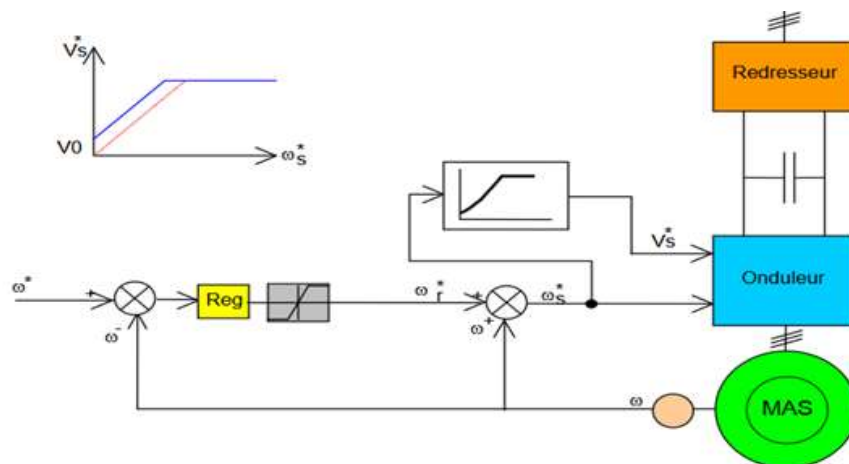


Figure I.1: Contrôle scalaire de la tension [9]

- **Contrôle scalaire du courant**

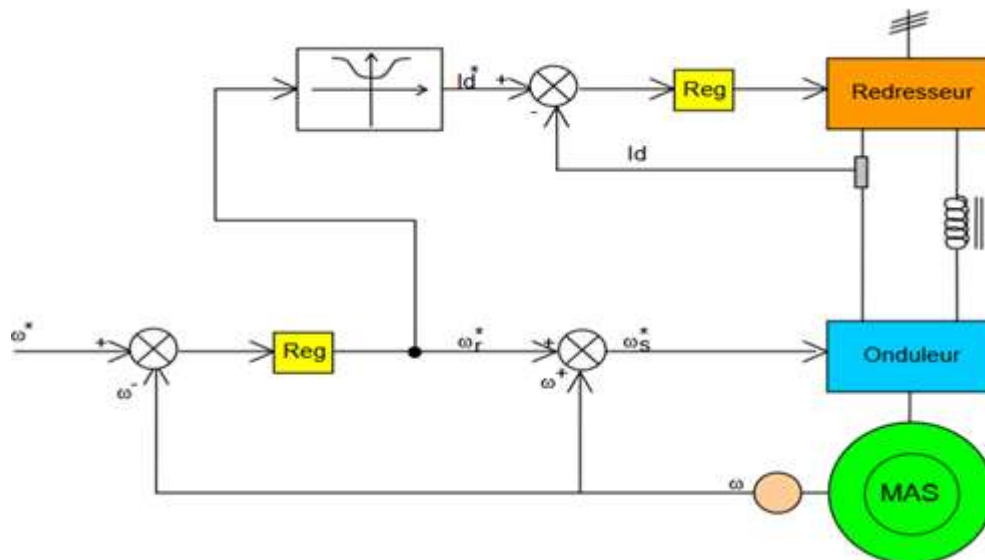


Figure II.2 : Contrôle scalaire du courant [9]

II.3. Commande vectorielle par orientation du flux

Le but de la commande par orientation du flux est de séparer les grandeurs responsables de la magnétisation de la machine de celles liées à la production du couple [11].

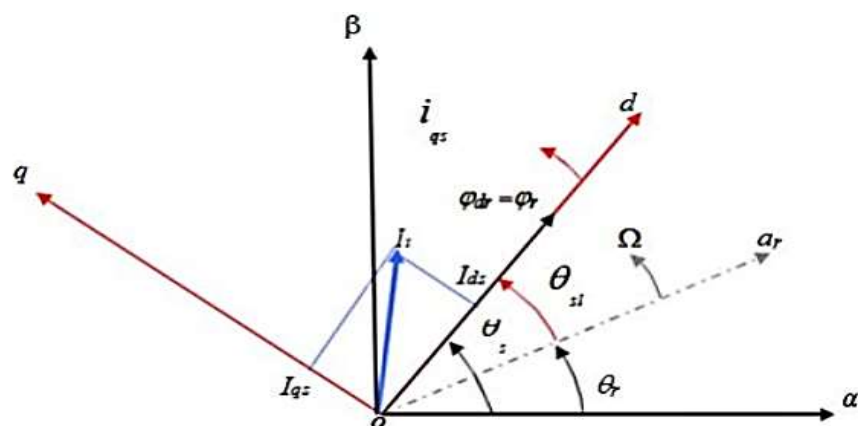


Figure II.3 : Orientation du flux [11]

II.3.1. Types de commande vectorielle

Il existe deux types de commande vectorielle, la commande directe et la commande indirecte [12].

• Commande vectorielle directe

La structure de la commande vectorielle directe est illustrée par la figure II.4 [12].

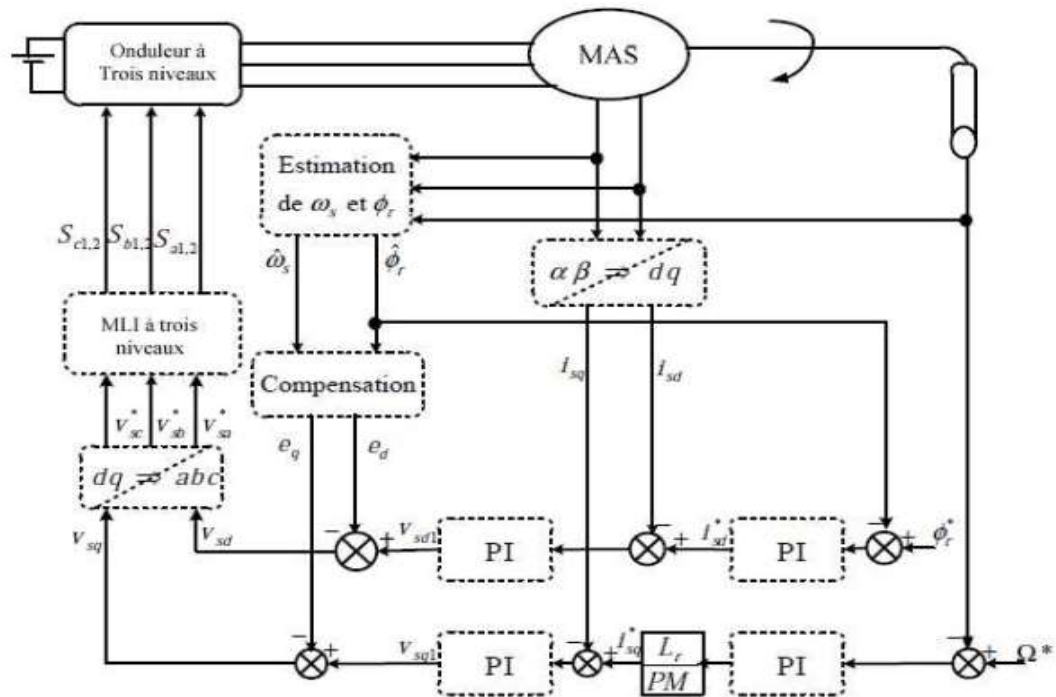


Figure II.4 : Schéma de la commande vectorielle directe appliquée à la MAS [12]

• Commande vectorielle indirecte

En ce qui concerne le contrôle vectoriel indirect, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées [12].

II.4. Commande DTC

La commande directe du couple consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs précalculées du flux statorique et du couple. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur [13].

II.4.1. Avantages et inconvénients de la commande DTC

La commande directe du couple présente les avantages et les inconvénients suivants [13] :

➤ Avantages

- L'absence de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) ;

- Excellente réponse dynamique de la machine ;
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques .

➤ **Inconvénients**

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis).

II.4.2. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Dans le plan complexe (α, β) , l'onduleur triphasé peut prendre huit états de commutation possibles définis par les variables booléennes (Sa, Sb, Sc) . Ces combinaisons permettent de générer six vecteurs de tension actifs (V_1 à V_6), assurant l'alimentation du stator de la machine, ainsi que deux vecteurs nuls (V_0 et V_7) [13].

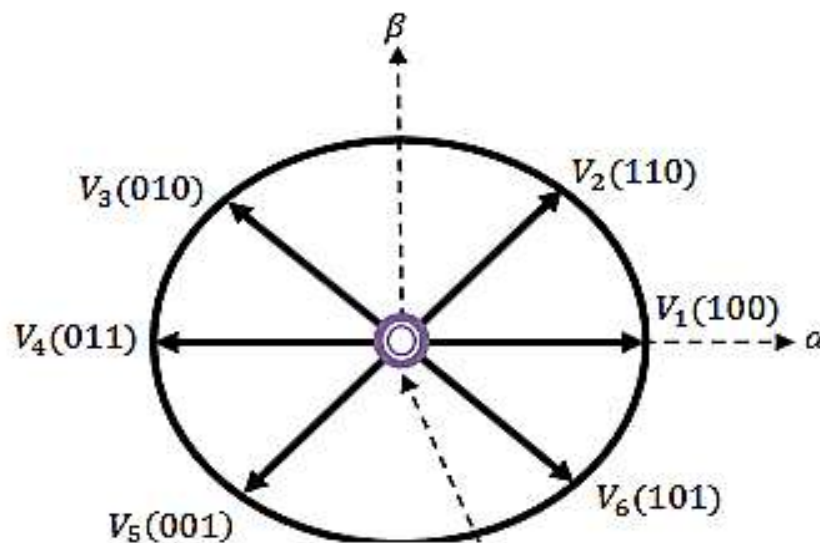


Figure II.5 : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs de tension [14]

Le schéma de principe de la commande DTC appliquée à la MAS est donné par la figure II.6 [15] :

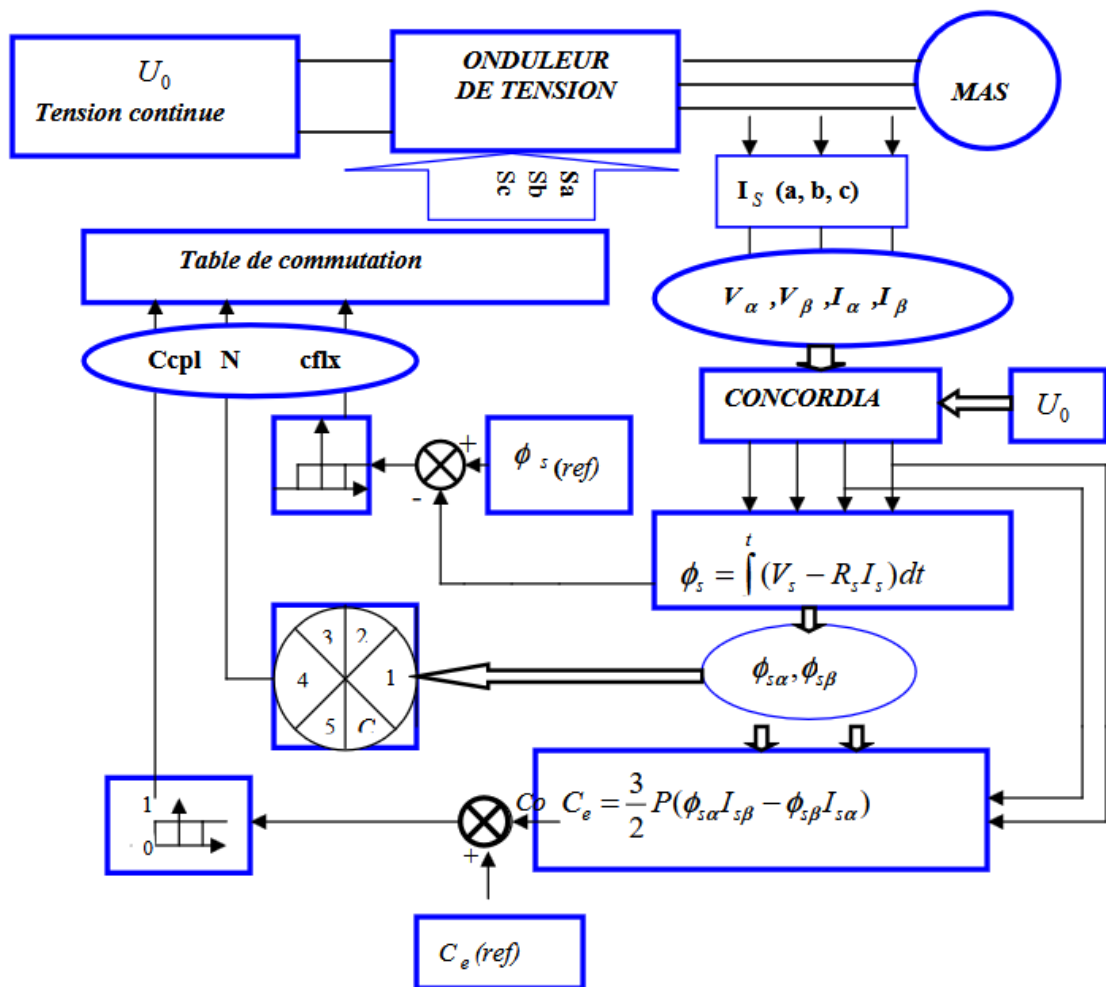


Figure II.6 : Schéma de principe de la commande DTC [15]

II.4.3. Estimateurs

II.4.3.1. Estimation du flux statorique

Les composantes du flux statorique peuvent être exprimées en fonction des tensions et des courants statoriques dans le repère (α, β) comme suit [14] :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.1})$$

$$\phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (\text{II.2})$$

Par conséquent, le module du flux et sa phase sont donnés par [14] :

$$\begin{cases} \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \theta_s = \tan^{-1} \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

II.4.3.2. Estimation du couple électromagnétique

L'estimation du couple électromagnétique est réalisée à partir des flux estimés et des courants statoriques mesurés. Il est exprimé sous la forme suivante [14] :

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{II.4})$$

II.4.4. Élaboration du contrôleur de flux et de couple

II.4.4.1. Comparateur de flux à deux niveaux

La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne $[Cflx]$ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée $[Cflx = 1]$ ou diminuée $[Cflx = 0]$ de façon à maintenir [3] :

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (\text{II.5})$$

Avec :

ϕ_{sref} : flux de référence ;

$\Delta\phi_s$: bande d'hystérésis du correcteur.

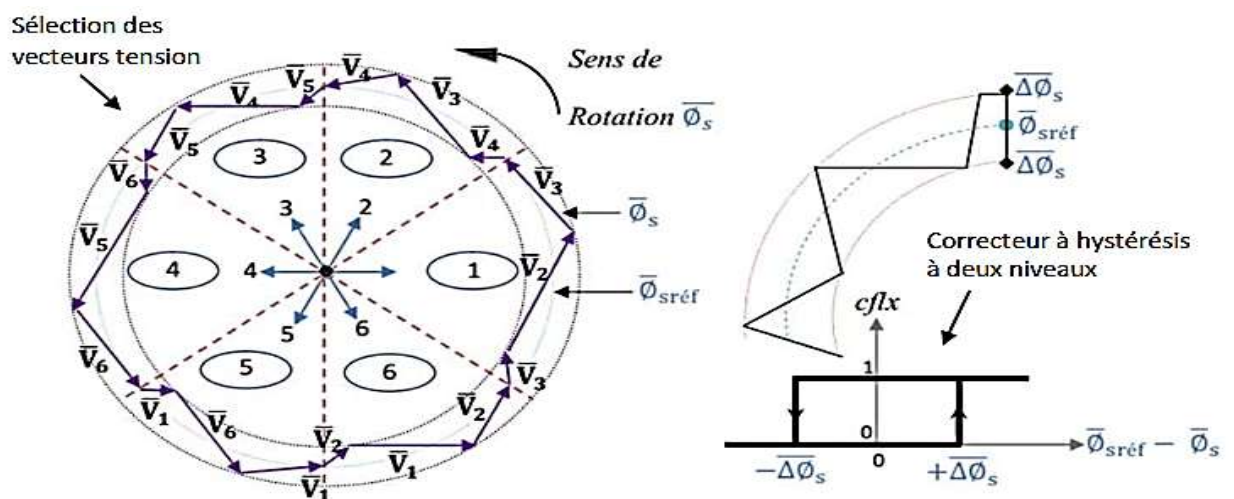


Figure II.7 : Comparateur à hystérésis du flux et sélection des vecteurs de tensions [16]

II.4.4.2. Comparateur de couple

Contrairement au contrôle du flux, le couple électromagnétique peut prendre des valeurs positives ou négatives selon le sens de rotation de la machine [16].

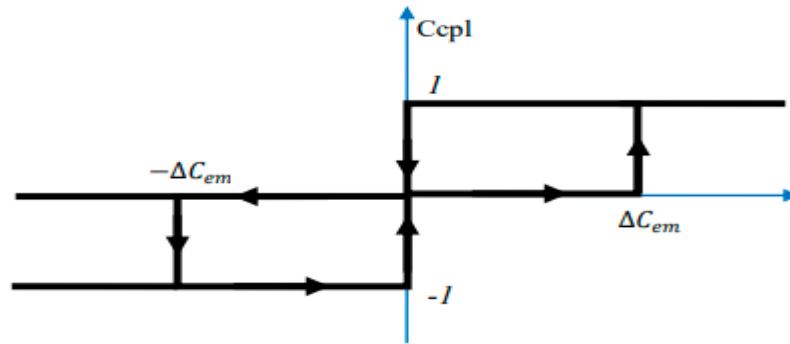


Figure II.8 : Correcteur de couple à trois niveaux [17]

II.4.5. Choix des vecteurs de tension

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux $\Delta\phi_s$ et du couple ΔC_e et selon la position du vecteur de flux statorique N (1..., 6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [3].

$\phi_s \uparrow C_e \uparrow$	$\phi_s \downarrow C_e \uparrow$	$\phi_s \uparrow C_e \downarrow$	$\phi_s \downarrow C_e \downarrow$
V_{N+1}	V_{N+2}	V_{N-1}	V_{N-2}

Tableau II.1 : Tableau général de vérité pour le vecteur de flux statorique situé dans le secteur N [15]

II.4.5.1. Tableau de commutation

Le choix des commutations appliquées à l'onduleur dépend de la position angulaire du flux ainsi que des écarts entre les valeurs réelles et les valeurs de référence du flux et du couple [15].

Secteur		1	2	3	4	5	6	Comparateur
cflx=1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	$\left. \begin{array}{c} \text{2 niveaux} \\ \text{3 niveaux} \end{array} \right\}$
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	
cflx=0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	$\left. \begin{array}{c} \text{2 niveaux} \\ \text{3 niveaux} \end{array} \right\}$
	ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	

Tableau II.2 : Tableau de commutation de la commande directe du couple [15]

II.4.6. PI avec anti-Wind up

Un régulateur PI anti-Wind up consiste à prendre en compte le phénomène de saturation a posteriori afin d'éviter ou de minimiser l'effet du Wind up dans l'action intégrale du régulateur PI, tout en préservant la stabilité et les performances du système bouclé. Ce correcteur permet ainsi d'améliorer les performances de la commande de vitesse en réduisant les effets de saturation de l'intégrateur [18].

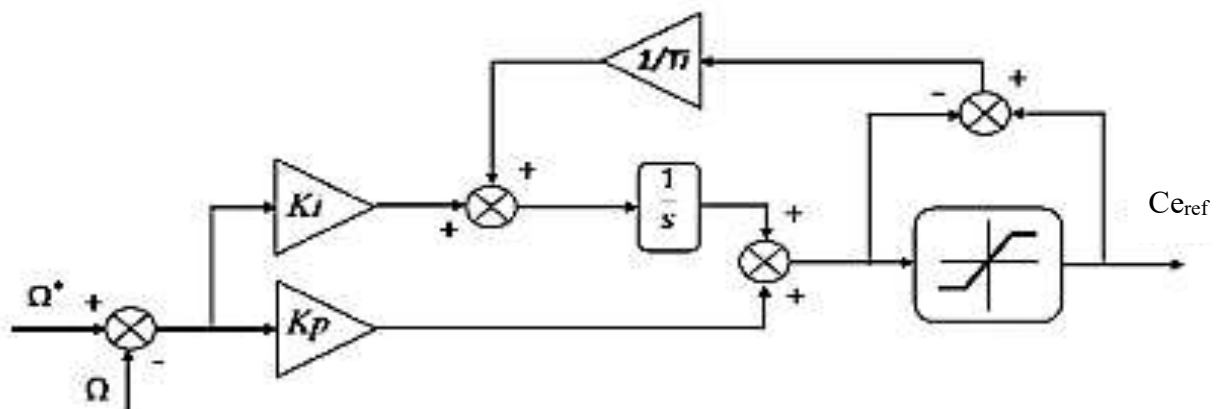


Figure II.9 : Régulateur PI avec Anti-Wind up [18]

II.5. Commande DTC avec régulateur à mode glissant flou

II.5.1. Commande par mode glissant

La commande par mode glissant (CMG) constitue un cas particulier de la commande à structure variable (CSV). Elle a été largement utilisée dans de nombreuses applications grâce à sa grande robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes, ainsi qu'à sa simplicité de mise en œuvre [19].

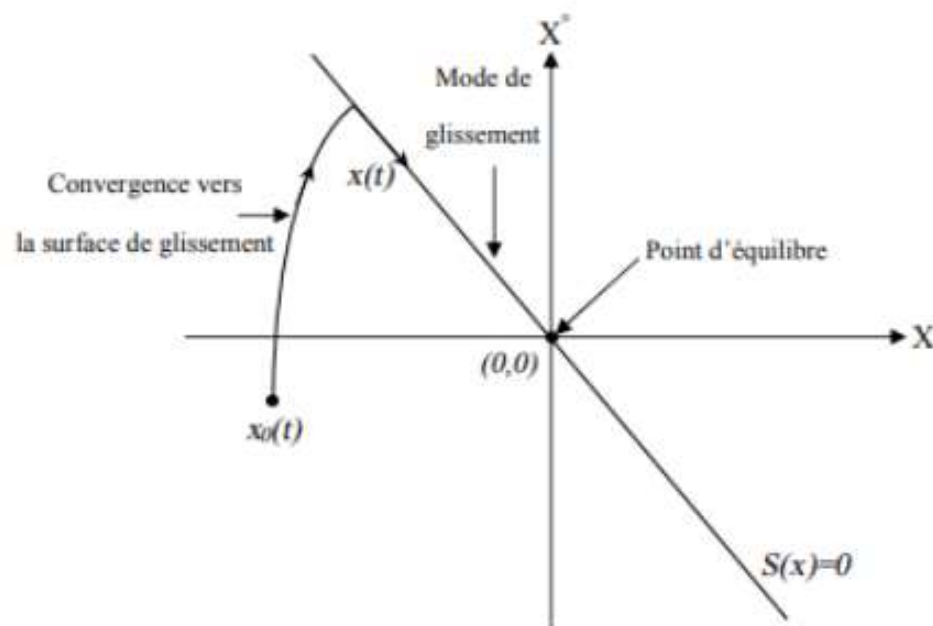


Figure II.10 : Convergence du système glissant [19]

II.5.2. Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode glissant s'effectue généralement en trois étapes principales, étroitement liées entre elles [13] :

- Choix de la surface de glissement ;
- Détermination des conditions de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

II.5.2.1. Choix de la surface de glissement

La modélisation mathématique de la commande à structure variable conduite à des équations différentielles de la forme [13] :

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \times u(x, t) \quad (\text{II.6})$$

Avec :

x : Vecteur d'état $\in R^n$;

f : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle de x et $t \in R^n$;

B : Matrice de commande de x et $t \in R^{nm}$;

u : Vecteur de commande $\in R^m$;

F : fonction décrivant l'évolution du système. avec $m \neq n$.

La surface de glissement la plus fréquemment utilisée pour assurer la convergence de l'état vers sa référence est définie comme suit [13] :

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.7})$$

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

λ_x : gain positif interprété la bande passante du contrôle désiré.

r : degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface.

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

II.5.2.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement [12].

- **Fonction de Lyapunov**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ [13].

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

La dérivée de cette fonction s'écrit :

$$\dot{V}(x) = S(x) \times \dot{S}(x) \quad (\text{II.9})$$

Afin de garantir la décroissance de la fonction $V(x)$, sa dérivée doit être strictement négative. La condition de convergence est donc donnée par :

$$s(x) \times \dot{s}(x) < 0 \quad (\text{II.10})$$

II.5.2.3. Loi de commande

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est généralement constituée de deux parties : la commande équivalente U_{eq} , qui assure la dynamique désirée sur la surface de glissement, et une commande discontinue (ou stabilisante) U_n , qui garantit l'atteinte et le maintien du mode de glissement [13].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{II.11})$$

- **Commande discontinue de base**

La commande discontinue de base (commande signe) est donnée par l'expression [12] :

$$\begin{cases} \text{sign}(S) = +1, S > 0 \\ \text{sign}(S) = -1, S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Ainsi, la loi de commande s'écrit :

$$U_n = K \times \text{sign}(S) \quad (\text{II.13})$$

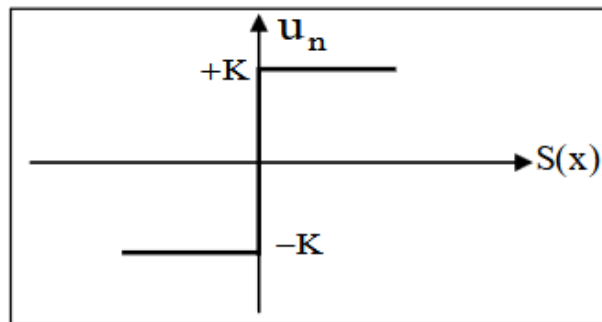


Figure II.11 : Fonction Signe [13]

II.5.3. Application du régulateur par mode glissant

Pour commander la machine asynchrone (MAS) alimentée en tension, il est nécessaire de contrôler la vitesse Ω . Pour cela, on choisit une surface de glissement associée à la vitesse, notée S [12].

- **Surface de glissement [13]**

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (II.14)$$

Donc :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (II.15)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par:

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_e - C_r - F\Omega}{J} \quad (II.16)$$

Donc :

$$C_e = C_{e-eq} + C_{e-n} \quad (II.17)$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} \times (C_{e-eq} + C_{e-n} - C_r - F\Omega) \quad (II.18)$$

- **Commande équivalente [13]**

On a :

$$S(\Omega) = 0, \dot{S}(\Omega) = 0 \text{ et } C_{e-n} = 0 \quad (II.19)$$

Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$C_{e-eq} = C_r + F\Omega + \dot{\Omega}_{ref}J \quad (II.20)$$

- **Commande non linéaire de type discontinu [13]**

La commande non linéaire discontinue est définie par:

$$C_{e-n} = K \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (II.21)$$

II.5.4. Phénomène de Chattering

Le phénomène de chattering apparaît en raison des commutations rapides de la commande par mode glissant, provoquant des oscillations et l'apparition de composantes haute fréquence susceptibles de détériorer les actionneurs. Pour atténuer ce phénomène, la fonction $\text{sign}(S(x))$ est remplacée par une fonction de saturation continue $\text{sat}\left(\frac{S}{\phi}\right)$ [20].

La fonction de saturation est donnée par [20] :

$$sat\left(\frac{s}{\Phi}\right) = \begin{cases} \frac{s}{\Phi}, & \text{si } \left|\frac{s}{\Phi}\right| \leq 1 \\ \text{sign}\left(\frac{s}{\Phi}\right), & \text{si } \left|\frac{s}{\Phi}\right| > 1 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Où (Φ) représente un paramètre positif et très petit.

Dans ce cas, la commande discontinue devient :

$$U_n = Ksat\left(\frac{s}{\Phi}\right) \quad (\text{II.23})$$

II.5.5. Approche par mode glissant flou

Parmi les commandes robustes les plus connues figure la commande par mode glissant flou (Fuzzy Sliding Mode Control). Cette stratégie repose sur la combinaison de deux techniques de commande avancées : la logique floue et la commande par modes glissants [19].

II.5.5.1 Principe de fonctionnement

Dans la commande par mode glissant flou, la fonction discontinue est remplacée par un contrôleur flou, permettant d'obtenir une commande plus souple et de réduire le phénomène de chattering [20].

La loi de commande peut alors s'écrire sous la forme :

$$U = U_{eq} + U_f \quad (\text{II.24})$$

U_f : la commande obtenue à partir d'un système d'inférence flou,

U_{eq} : la commande équivalente assurant le maintien de la trajectoire sur la surface de glissement.

II.5.5.2. Application du régulateur par mode glissant flou

La base de règles du contrôleur flou permet d'établir une relation entre $(S(x))$ et U_f selon les règles suivantes [19, 20] :

- (R₁) : Si (S) est (N), alors U_f est (N). (N) : Négatif,
- (R₂) : Si (S) est (Z), alors U_f est (Z). (Z) : Zéro,
- (R₃) : Si (S) est (P), alors U_f est (P). (P) : Positif.

Le tableau suivant représente la base de règles du contrôleur flou [20] :

$S(x)$	N	Z	P
U_f	N	Z	P

Tableau II.3 : Base de règles du contrôleur flou [20]

Dans ce travail, les fonctions d'appartenance présentées à la Figure II.15 sont basées sur la référence[20].

Les fonctions d'appartenance associées à l'entrée ($S(x)$) ainsi qu'à la sortie U_f sont illustrées dans la figure suivante [20]:

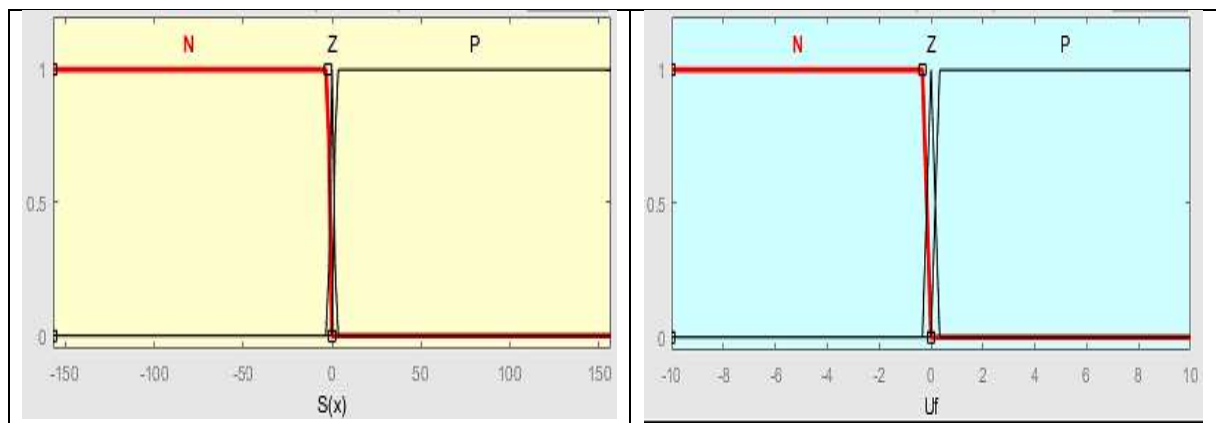


Figure II.12 : Fonctions d'appartenance de l'entrée $S(x)$ et de la sortie U_f

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux concepts de base de la commande directe du couple. Nous avons également présenté la commande par mode glissant et la logique floue, ainsi que leur application à la régulation de la vitesse de la machine asynchrone. Un régulateur par mode glissant flou a été introduit afin de combiner les avantages des deux approches, afin d'améliorer les performances dynamiques ainsi que la robustesse du système de commande. Après l'étude des aspects théoriques des différentes techniques de commande dans ce chapitre, le troisième et dernier chapitre sera dédié à la simulation.

***Chapitre III* : Simulation et interprétation des résultats**

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de la simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte et en boucle fermée. Dans un premier temps, nous simulons la machine alimentée directement par le réseau (sans commande). Ensuite, nous simulons la machine asynchrone avec une commande directe du couple (DTC) en utilisant les trois régulateurs de vitesse suivants :

- Régulateur PI avec anti-Wind up;
- Régulateur à mode glissant ;
- Régulateur à mode glissant flou.

III.2. Paramètres de la machine asynchrone

Tension nominale	$V_s = 230 \text{ V}$
Puissance nominale	$P_n = 4 \text{ kW}$
Fréquence du réseau électrique	$f = 50 \text{ Hz}$
Inductance du stator	$L_s = 0.1554 \text{ H}$
Inductance du rotor	$L_r = 0.1568 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M = 0.15 \text{ H}$
Résistance statorique	$R_s = 1.2 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 1.8 \text{ } \Omega$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Moment d'inertie	$J = 0.07 \text{ kg.m}^2$

Tableau III.1 : Paramètres de la machine asynchrone [21]

III.3. Simulation et interprétation des résultats

Le schéma de la commande directe du couple de la machine asynchrone est représenté par la figure III.1.

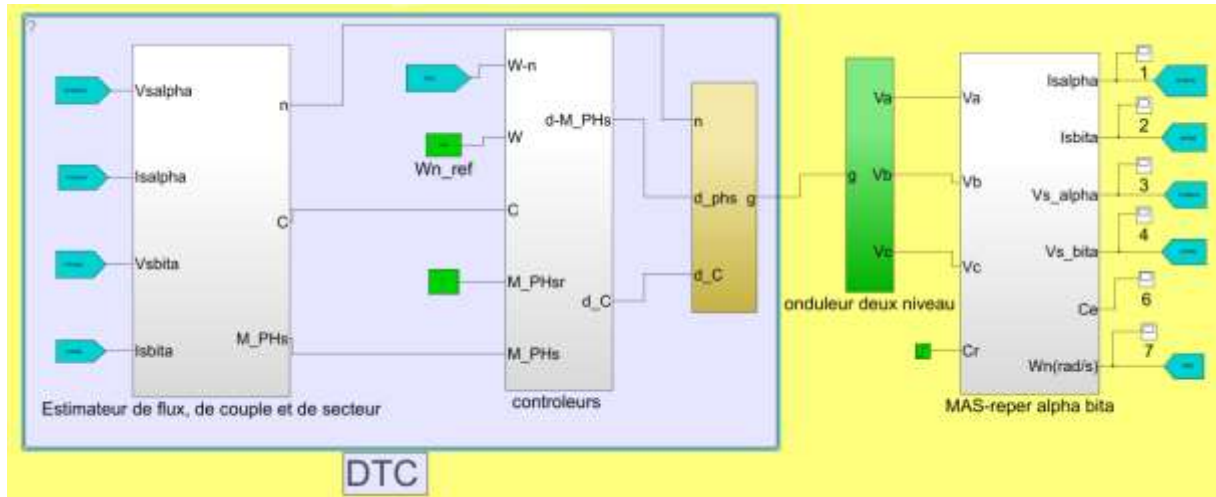


Figure III.1 : Schéma de la commande directe du couple de la machine asynchrone

III.3.1 Simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

Les courbes des figures III.2, III.3, III.4 et III.5 représentent les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau électrique, sans système de commande. Elles montrent l'évolution de la vitesse, du couple et des courants statoriques en fonction du temps. La simulation du moteur asynchrone est d'abord effectuée à vide, puis avec l'application d'une charge de 25 N.m à l'instant $t = 0.5$ s.

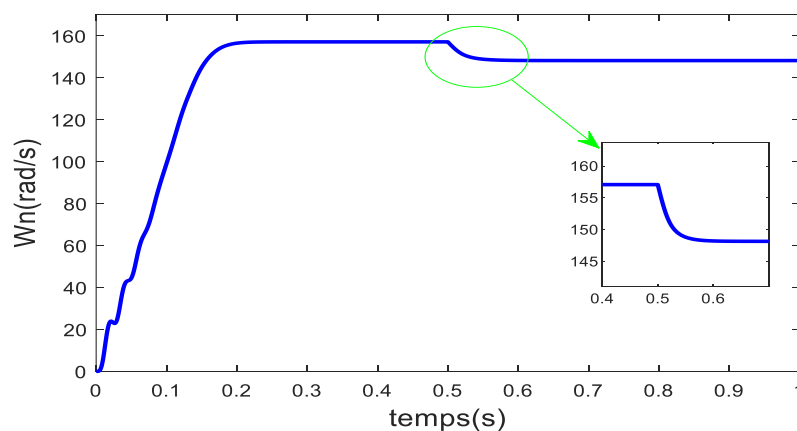
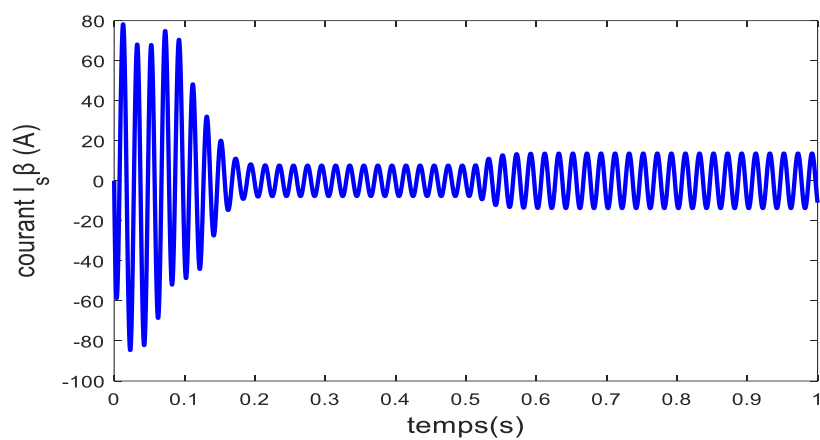
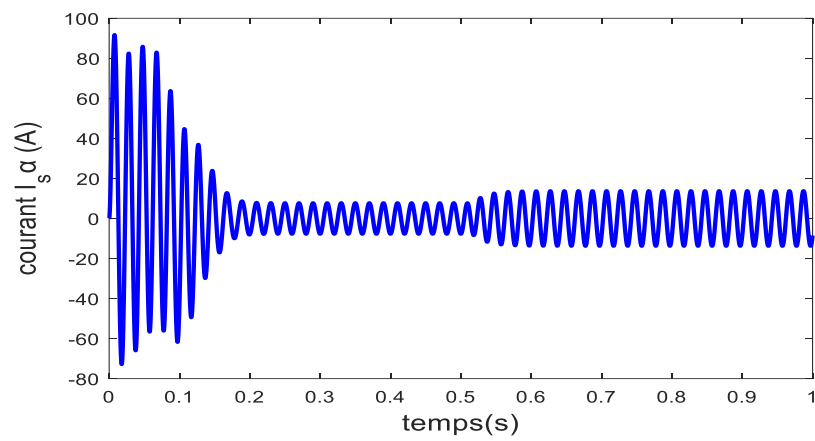
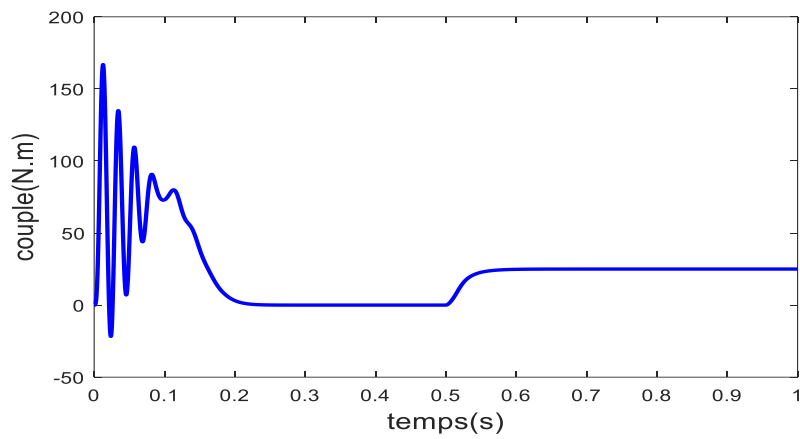


Figure III.2 : Évolution de la vitesse de rotation



On constate que la vitesse augmente de manière quasi linéaire jusqu'à atteindre 157 rad/s. Au démarrage, on observe également un fort appel de courant statorique. À l'application d'un couple résistant (C_r) de 25 N.m à $t = 0.5$ s, le courant statorique augmente, tandis que le couple électromagnétique s'adapte rapidement et se stabilise à la valeur du couple résistant appliqué. Suite à cette perturbation, la vitesse diminue légèrement avant de se stabiliser à 148.16 rad/s.

III.3.2 Simulation de la commande directe de couple de la machine asynchrone

Dans ce travail, la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone est simulée avec trois structures de régulation de vitesse étudiées séparément :

- Commande directe du couple avec régulateur PI à anti-Wind up ;
- Commande directe du couple avec régulateur à mode glissant (DTC-MG) ;
- Commande directe du couple avec régulateur à mode glissant flou (DTC-MGF).

Les commandes DTC avec régulateur PI à anti-Wind up, DTC-MG et DTC-MGF ont été appliquées dans les mêmes conditions afin de comparer leurs performances.

La machine démarre à vide, puis un couple de charge de 25 N.m est appliqué à l'instant $t = 0.5$ s, pour une vitesse de référence de 100 rad/s (ω_{n-ref}).

III.3.2.1. Commande DTC avec régulateur PI avec anti-Wind up

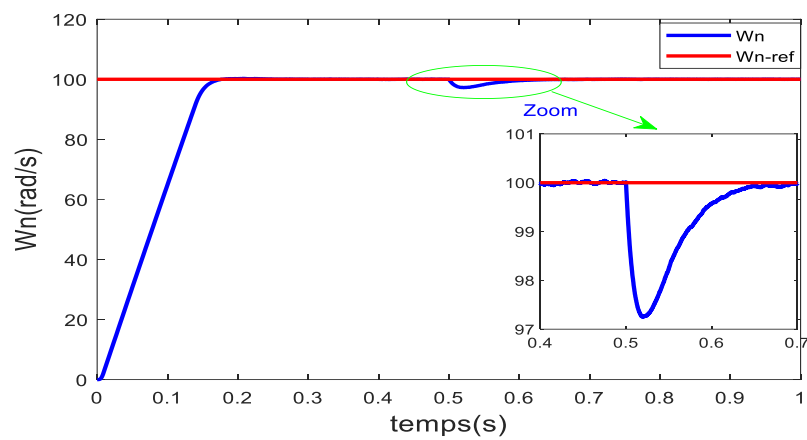


Figure III.6 : Évolution de la vitesse de rotation

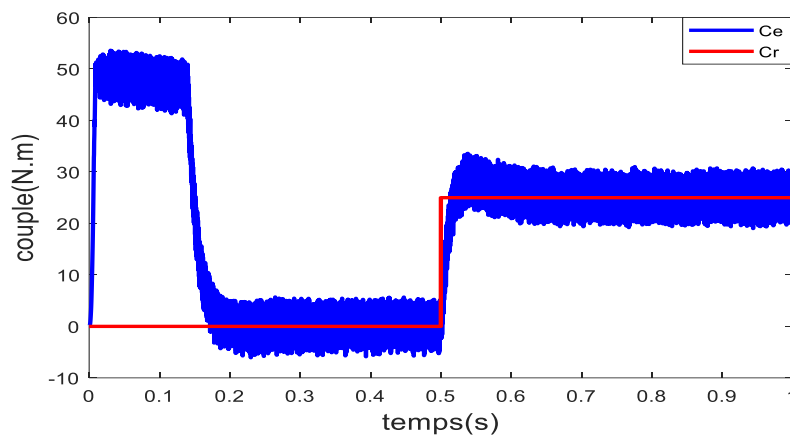


Figure III.7 : Évolution du couple électromagnétique

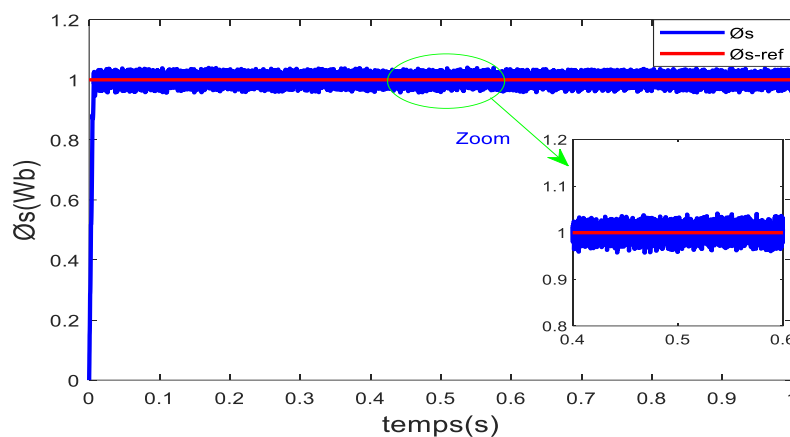


Figure III.8 : Évolution du flux statorique

III.3.2.2. Commande DTC avec régulateur par mode glissant

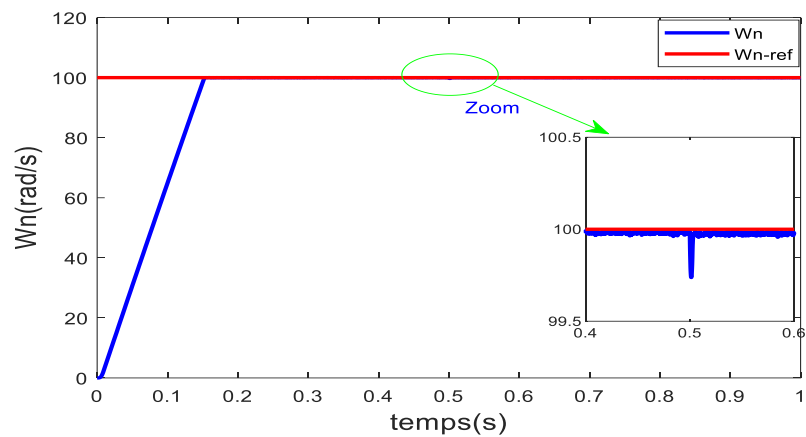


Figure III.9 : Évolution de la vitesse de rotation

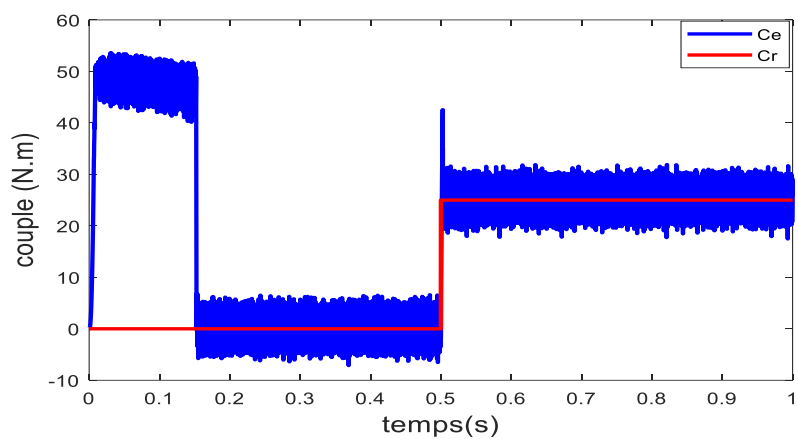


Figure III.10 : Évolution du couple électromagnétique

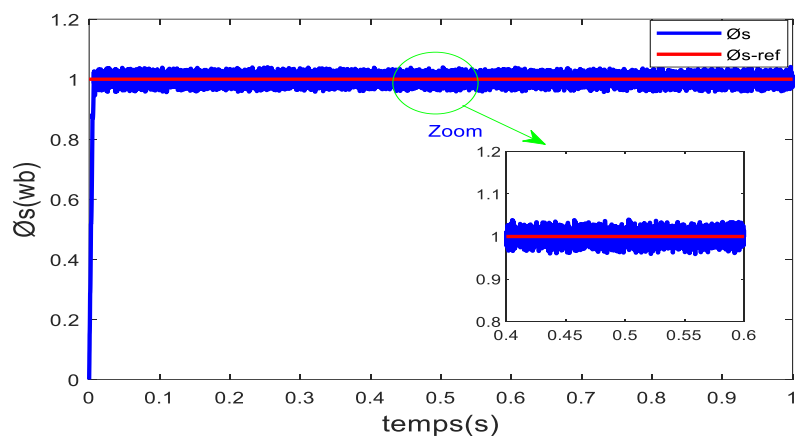


Figure III.11 : Évolution du flux statorique

III.3.2.3. Commande DTC avec régulateur par mode glissant flou

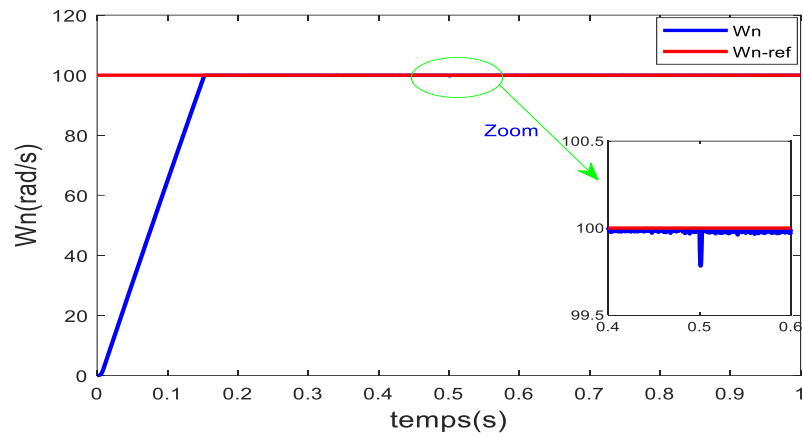


Figure III.12 : Évolution de la vitesse de rotation

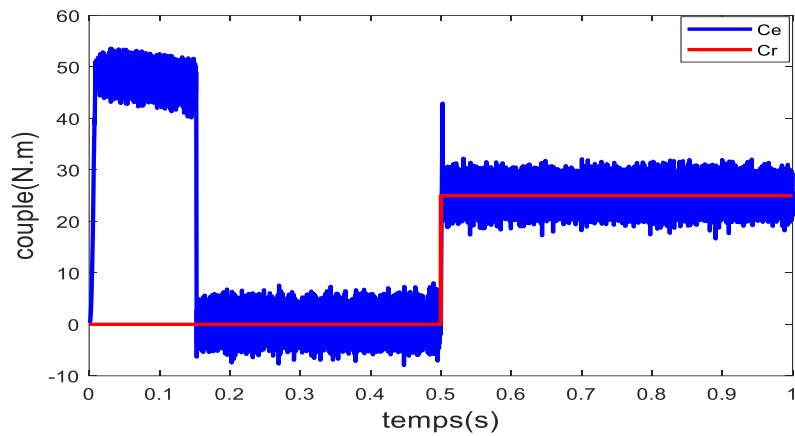


Figure III.13 : Évolution du couple électromagnétique

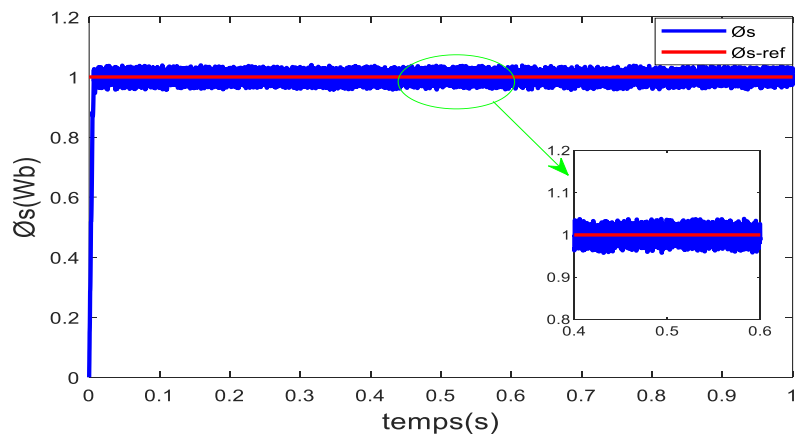


Figure III.14 : Évolution du flux statorique

Les figures III.6 à III.14 présentent les résultats de simulation des trois stratégies de commande DTC : régulateur PI avec anti-Wind up, DTC-MG et DTC-MGF. À vide, la vitesse suit sa référence avec une dynamique rapide. Lors de l'application d'un couple de charge de 25 N.m à $t = 0.5$ s, la vitesse est perturbée puis retrouve sa valeur de référence. De plus, le couple électromagnétique se stabilise à la valeur demandée, tandis que le flux statorique n'est pas influencé.

Pour les commandes DTC-MG et DTC-MGF, la vitesse rejoint rapidement sa consigne avec une légère diminution lors de l'application du couple de charge, par rapport à la commande DTC avec régulateur PI avec anti-Wind up.

III.3.3. Etude comparative

Dans cette partie, nous comparons les performances de la commande DTC selon deux configurations : l'une avec régulateur de vitesse par mode glissant et l'autre par mode glissant flou. Le test est réalisé au démarrage à vide, puis lors de l'application d'un échelon de couple de 25 N.m à $t = 0,5$ s, pour une consigne de vitesse de 100 rad/s.

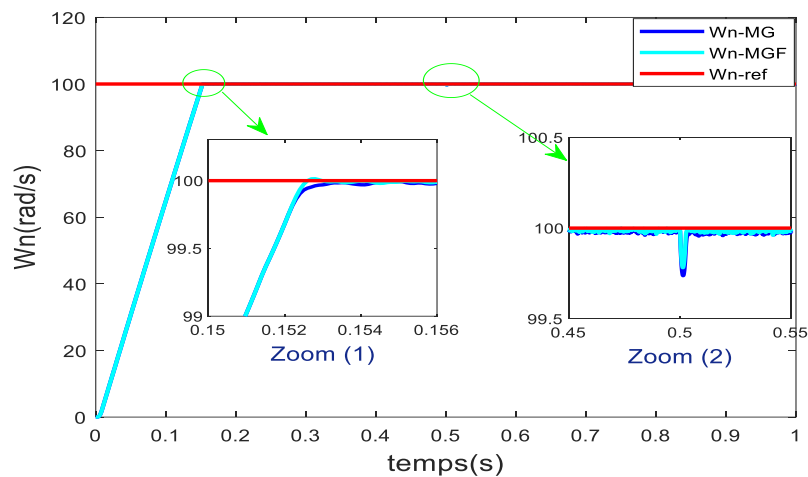


Figure III.15 : Comparaison des vitesses pour les commandes DTC-MG et DTC-MGF

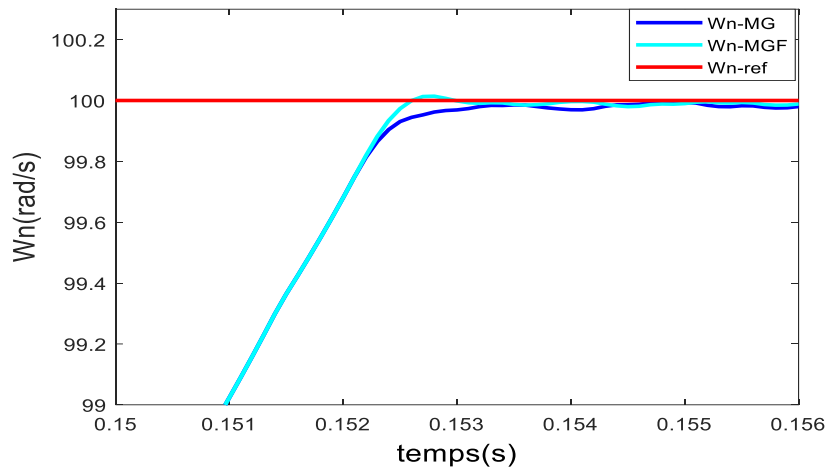
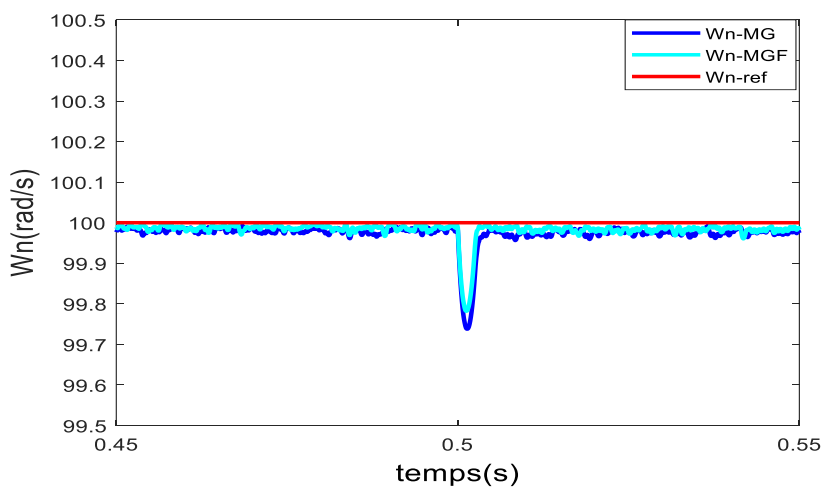


Figure III.16 : Réponse de la vitesse au démarrage (Zoom 1)

Figure III.17 : Réponse de la vitesse lors de l'application d'un couple de charge de 25(N.m) à $t = 0.5(\text{s})$ (Zoom 2)

Les résultats montrent que la commande DTC avec régulateur à mode glissant flou offre une rapidité de démarrage quasiment identique à celle de la commande DTC avec régulateur à mode glissant. De plus, face aux perturbations induites par l'application d'un couple de charge, la commande DTC-MGF rejette la perturbation et corrige la vitesse légèrement mieux que la DTC-MG, ainsi qu'une légère réduction de l'erreur statique.

III.4. Test d'inversion du sens de rotation pour la commande DTC-MGF

Les figures III.18 et III.19 présentent respectivement l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique de la machine asynchrone commandée par la stratégie DTC-MGF.

Sous l'effet des variations de la consigne de vitesse (100 rad/s de 0 à 1 s, puis -100 rad/s de 1 à 2 s, ensuite 10 rad/s de 2 à 3 s, et enfin 100 rad/s de 3 à 3,5 s), en présence d'un couple de charge, la vitesse suit sa référence avec une très bonne précision. Par ailleurs, le couple électromagnétique s'adapte efficacement aux variations de la charge. Ces résultats confirment les bonnes performances dynamiques et la robustesse de la commande DTC-MF.

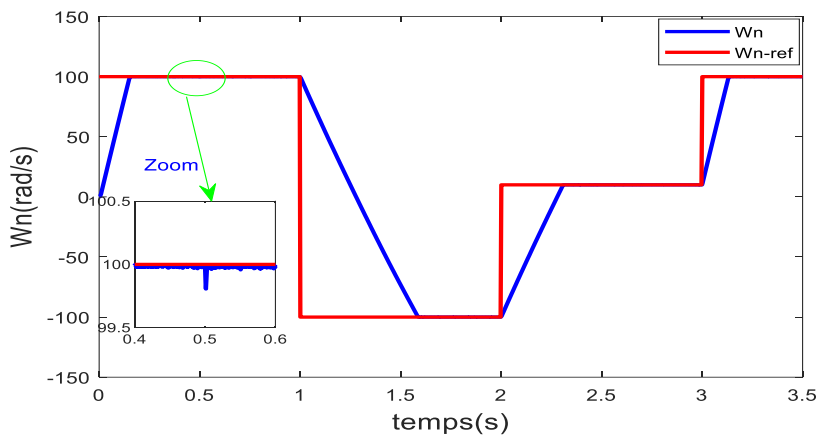


Figure III.18 : Évolution de la vitesse de rotation

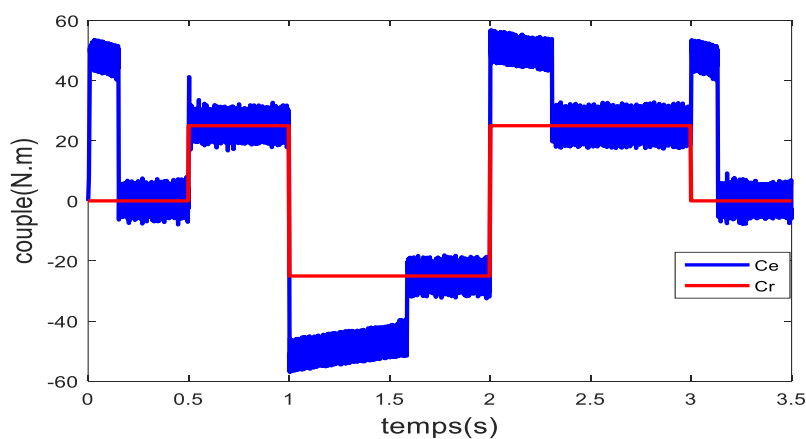


Figure III.19 : Évolution du couple électromagnétique

III.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la simulation de la machine asynchrone, alimentée directement par le réseau, puis commandée par la commande directe du couple (DTC) en utilisant les trois régulateurs de vitesse suivants :

- Régulateur PI avec anti-Wind up;
- Régulateur à mode glissant ;
- Régulateur à mode glissant flou.

La comparaison des résultats entre la DTC avec régulateur à mode glissant (avec fonction sat) et la DTC avec régulateur à mode glissant flou montre que les deux régulateurs sont performants. Cependant, on peut conclure que le régulateur à mode glissant flou présente de meilleures performances, notamment en termes de réduction de l'erreur statique, avec un temps de réponse légèrement meilleur. L'application de cette commande à la machine asynchrone améliore les performances globales et réduit le phénomène de broutement associé au mode glissant (fonction signe).

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone, ainsi que différents régulateurs de vitesse, ont été étudiés.

Après avoir établi le modèle mathématique de la machine et de son onduleur dans le premier chapitre, les fondements théoriques de la commande directe du couple, du régulateur par mode glissant et du régulateur par mode glissant flou ont été présentés dans le deuxième chapitre. Le troisième chapitre a été consacré à la simulation des différentes stratégies proposées. Les résultats obtenus ont permis d'évaluer et de comparer les performances dynamiques de chaque méthode en termes de suivi de vitesse, de robustesse vis-à-vis des perturbations et de qualité de la réponse du système.

Une étude comparative entre les différents régulateurs a également été réalisée, à savoir un régulateur PI avec anti-Wind up, un régulateur à mode glissant (MG) et un régulateur à mode glissant flou (MGF), mettant en évidence les avantages de la commande DTC-MGF, qui offre de meilleures performances en termes de précision, de rapidité de réponse et d'atténuation du phénomène de chattering. Ces résultats confirment l'intérêt de l'utilisation des techniques de commande intelligentes pour l'amélioration des performances des entraînements de la machine asynchrone.

Enfin, afin d'enrichir et de perfectionner ce modeste travail, il serait pertinent d'explorer d'autres stratégies de commande avancées, telles que la commande prédictive, la commande adaptative et les approches basées sur l'intelligence artificielle. Il serait également intéressant d'améliorer davantage les performances de la commande DTC, notamment en réduisant les ondulations du couple, afin d'obtenir une meilleure qualité de commande et des performances dynamiques plus élevées.

Références bibliographiques

- [1] S. Alia, S. Guedda, "Commande vectorielle d'une machine à induction ", Mémoire de master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2018.
- [2] K. Ihaddadene, M. Chaibi, B. Abdelatif, "Etude comparative entre la commande PI et celle par mode glissant d'un moteur asynchrone triphase", Mémoire de master, Université de M'sila, 2008/2009.
- [3] Z. Kada Mezouar, R. Beneddra, " Contribution d'une commande DTC sans capteur de vitesse appliquée sur un moteur d'induction basée sur le filtre de 'kalman simplifié'", Mémoire de master, Université -Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib, 2020/2021.
- [4] I. Benkadi, "Simulation d'une commande directe du couple (DTC-SVM) du moteur asynchrone", Mémoire de master, Université de Ouargla, 2020/2021.
- [5] H. Belkacemi, M. Hamdous, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone", Mémoire de master, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2009/2010.
- [6] S.M. Ouled Mohamed Salem, "Commande Directe du Couple (DTC) d'une machine asynchrone à cage", Mémoire de master, Université de Ghardaïa, 2014/2015.
- [7] K. Salem, "Commandes robustes d'un moteur asynchrone-étude comparative-", Mémoire de master, Université de M'sila, 2012/2013.
- [8] Y. Righi, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone sans encodeur de vitesse", Mémoire de master, Université de Ouargla, 2016/2017.
- [9] L. Baghli, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Cours, Université Abou Bekr Belkaïd, 2020.
- [10] R. S. Soni, S. Dhamal, " Direct Torque Control of Three-Phase Induction Motor Using Fuzzy Logic", International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT) – Volume 6 Number 3- Dec 2013.
- [11] A. Abdelkebir, " Commande vectorielle d'une machine asynchrone (MAS)", Mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, 26 juillet 2022.
- [12] M. L. Sahraoui Khali, A. Sahraoui, "Commande de la vitesse par mode glissant d'un moteur asynchrone", Mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2021/2022.
- [13] M. Harba, "Commande DTC–Mode glissant de la machine asynchrone double étoile", Mémoire de master, Université Abbas Laghrour de Khenchela, 29 juin 2022.
- [14] F. Zidani, M.-S. Nait-Said, A. Makouf, " Commande des machines électriques : moteur asynchrone", Cours pédagogique, Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd, mars 2020.

Références bibliographiques

- [15] R. Zaiter, "Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone avec défaut", Mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra, 11 juin 2013.
- [16] A. Abdelli, A. O. A. Issellal, " Commande DTC d'une machine asynchrone à l'aide d'un onduleur cinq niveaux", Mémoire de master, Université Saad Dahlab de Blida, 2017/2018.
- [17] Z.Amina, Z Fadhila, " Etude de la commande DTC d'une MSAP a un onduleur multi niveaux de tention", Mémoire de master, université saad dahlab de blida, 2013.
- [18] B. Kiyyour, L. Laggoun, A. Salhi, D. Naimmi, G. Boukhalfa, " Improvement DTC for Induction Motor Drives Using Modern Speed Controllers Tuning by PSO Algorithm", Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, 67(3), pp. 249–259, 2023
- [19] A. Chellaoua, A. Chikh Boubakeur, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone", Mémoire de master, Université de Ghardaïa, 12 septembre 2023.
- [20] A. Ferahtia, " Commande hybride de la machine asynchrone, Mémoire de magister, École Nationale Polytechnique", 18 décembre 2011.
- [21] O. Aissa, A. Reffas, A. Krama, R. Benkercha, H. Talhaoui, H. Abu-Rub, (2024), " Advanced direct torque control based on neural tree controllers for induction motor drives", ISA Transactions, 148, 92-104. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2024.03.017>

Résumé

Ce travail est consacré à la modélisation, au contrôle et à l'application de la commande directe du couple (DTC) à une machine asynchrone triphasée. Face aux limites des régulateurs de vitesse classiques, une approche hybride associant la commande par mode glissant et la logique floue est proposée (régulateur à mode glissant flou), afin d'atténuer le phénomène de chattering (broutement) et d'améliorer la robustesse du système. Enfin, la validité de l'approche est confirmée par des simulations numériques.

Mots-clés : Machine asynchrone, Commande directe du couple, Régulateur, Mode glissant flou.

Summary

This work focuses on the modeling, control, and application of Direct Torque Control (DTC) to a three-phase induction motor. Faced with the limitations of conventional speed controllers, a hybrid approach combining sliding mode control and fuzzy logic is proposed (fuzzy sliding mode controller), in order to mitigate the chattering phenomenon and improve system robustness. Finally, the validity of the approach is confirmed through numerical simulations.

Keywords: Induction machine, Direct torque control, Controller, Fuzzy sliding mode.

ملخص

يُخصَّص هذا العمل لنمذجة، ومراقبة، وتطبيق التحكم المباشر في عزم الدوران للآلة غير المتزامنة ثلاثية الأطوار. ونظراً لقيود منظمات السرعة التقليدية، تم اقتراح نهج هجين يجمع بين التحكم بالوضع الانزلاقي والمنطق الضبابي (متحكم النمط الانزلاقي الضبابي)، وذلك من أجل تقليل ظاهرة الارتجاج وتحسين متانة النظام. وأخيراً، يتم تأكيد صحة النهج من خلال المحاكاة العددية.

الكلمات المفتاحية : المحرك غير المتزامن، التحكم المباشر في العزم، منظم، النمط الانزلاقي الضبابي.