

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de RELIZANE  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département : Electrotechnique et d'automatique



جامعة غليزان  
RELIZANE UNIVERSITY

MEMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme de MASTER en :  
Automatique et Système

Intitulé

**Commande par mode de glissement des courants  
statoriques de la machine asynchrone**

**Présenté par :**

Mr : Reriballah Riadh

Mlle : Eddrir Marwa

**Devant les membres de jury :**

**Président :** Mr. MANED Touati

Maître assistant (A) (U. Relizane)

**Encadreur :** Mme ABDELGOUI Rim Feyrouz

Maître de conférence (B) (U. Relizane)

**Con-Encadreur :** Mlle . Bezzine Karima

Maître de conférence (B) (U. Relizane)

**Examineur :** Mr. NAMOUNE Abdelhadi

Maître de conférence (A) (U. Relizane)

**Année universitaire : 2024/2025**

# Remerciements

Avant tout, nous tenons à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Au terme de la rédaction de ce mémoire, c'est un devoir agréable d'exprimer en quelques lignes la reconnaissance que nous devons à tous ceux qui ont contribué de loin ou de près à l'élaboration de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement tout les membres du jury du Département d'automatique à AHMED ZABANA DE RELIZANE pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et d'avoir accepté de le juger et de l'examiner.

On est ici grâce à tous nos enseignants, de primaire jusqu'à l'université, votre compétence, votre sérieux, votre rigueur sont pour nous le meilleur exemple à suivre. Permettez-nous de vous présenter dans ce travail, le témoignage de notre respect.

On tient à témoigner toutes nos gratitude à nos familles, amis et collègues, pour leur soutien et engagement durant tout notre cursus.

# Table des matières

Liste des symboles	1
Introduction générale	1
<b>1</b> Modélisation de la machine asynchrone	<b>3</b>
1.1 Introduction	4
1.2 Constitution de la machine asynchrone	4
1.2.1 Stator	5
1.2.2 Rotor	5
1.3 Principe de fonctionnement de la MAS	6
1.4 Hypothèses simplificatrices	7
1.5 Modèle dynamique de la machine asynchrone	7
1.5.1 Stator	8
1.5.2 Rotor	9
1.6 Transformation de Park	10
1.6.1 Équations électriques	11
1.6.2 Équations magnétiques	11
1.6.3 Équation électromécanique	11
1.6.4 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasée	13
1.6.5 Modélisation du redresseur	14
1.6.6 Modélisation du circuit de filtrage	15
1.7 Modélisation de l'onduleur	16
1.8 Simulation	16
1.9 Interprétation des résultats	16
1.10 Conclusion	20
<b>2</b> La Commande Vectorielle	<b>21</b>
2.1 Introduction	22
2.2 Commande à Flux Orienté	22
2.3 Choix d'Orientation de Flux	22
2.4 Types de la Commande Vectorielle	23
2.5 Principe de la Commande Vectorielle	24
2.6 Découplage Entrée-Sortie	25

2.6.1	Découplage par Compensation .....	25
2.6.2	Les problèmes posés par le découplage .....	25
2.7	Schémas de Principe et Régulation .....	26
2.8	Résultats et simulation .....	26
2.8.1	Modèle simulink .....	26
2.8.2	Résultats de simulation .....	27
2.9	Interprétation des Résultats de la Commande Vectorielle .....	28
2.10	Conclusion .....	29
<b>3</b>	<b>Commande par Mode Glissant</b>	<b>30</b>
3.1	Introduction .....	31
3.1.1	Théorie de la commande par mode de glissant.....	31
3.1.2	Conditions d'Existence et Convergence .....	32
3.1.3	Conception de la Loi de Commande .....	32
3.1.4	Le Mode de Convergence (MC).....	32
3.1.5	Calcul de la Commande.....	33
3.1.6	Élimination du Phénomène de Chattering .....	34
3.1.7	Domaine d'application de la commande par Mode Glissant .	38
3.2	Application à la Machine Asynchrone à Cage d'Écureuil (MAS) ..	39
3.2.1	Régulateur de la vitesse rotoriques.....	39
3.2.2	Régulateur du flux rotorique .....	40
3.2.3	Régulation du courant direct $i_{sd}$ .....	40
3.2.4	Régulateur du courant quadrature $i_{sq}$ .....	41
3.3	Simulation et Résultats .....	42
3.3.1	Modèle simulink .....	42
3.3.2	Résultats de simulation .....	42
3.4	Interprétation des Résultats de la Commande à Mode Glissant ...	44
3.5	Conclusion .....	46
3.6	Comparaison des Performances en Vitesse de Rotation.....	46
	Conclusion Générale	<b>49</b>
	Bibliographie	<b>50</b>

# Table des figures

1.1	moteur asynchrone à rotor à cage décureuil .....	4
1.2	Le stator de la MAS .....	5
1.3	Le rotor de la MAS .....	6
1.4	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée ...	8
1.5	Représentation des axes de la machine .....	10
1.6	Schéma d'une redresseur-triphasé double alternance à diodes. ....	14
1.7	Circuit de filtrage de la tension redressée .....	15
1.8	Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus triangle.....	16
1.9	Schéma de simulation de MAS alimentée par source de tension. ....	16
1.10	Courant statorique (A).....	17
1.11	Flux rotorique. ....	17
1.11	Vitesse de rotation (rad/s). ....	18
1.13	Couple électromagnétique. ....	18
2.1	Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer) .....	22
2.2	Commande vectorielle directe de la MAS .....	23
2.3	Commande vectorielle indirecte de la MAS .....	24
2.4	Schéma de principe de découplage de la MAS/MAC .....	24
2.5	La reconstitution des tensions $V_{sd}$ et $V_{sq}$ .....	25
2.6	Schéma de principe de la commande vectorielle .....	26
2.7	Schéma de simulation de la commande vectorielle de MAS .....	26
2.8	Vitesse de rotation.....	27
2.9	Flux rotorique.....	27
2.10	Couple électromagnétique .....	28
3.1	Fonction sign .....	34
3.2	Fonction Sat à un seul seuil. ....	36
3.3	Fonction Sat à deux seuils. ....	37
3.4	Fonction Smooth.....	38
3.5	Commande par mode glissant de la MAS. ....	42
3.6	Vitesse de rotation. ....	43
3.7	Flux rotorique. ....	43
3.8	Vitesse de rotation de Commande par Mode Glissant et Commande Vectorielle.....	46

# Liste des symboles

MAS	Machine asynchrone.
$s, r$	Indices du stator et du rotor, respectivement.
$L_s, L_r$	Inductances cycliques propres statoriques (rotoriques) par phase.
$R_s, R_r$	Résistances denroulements statoriques (rotoriques) par phase.
$M$	Inductance cyclique mutuelle.
$J$	Inertie des masses tournantes.
$f$	Coefficient de frottement visqueux.
$T_s, T_r$	Constantes de temps statorique et rotorique.
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel (fuite totale).
$\phi_s, \phi_r$	Flux statorique (rotorique).
$g$	Glissement.
$C_{em}$	Couple électromagnétique de la machine.
$C_r$	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
$\omega_s, \omega_r$	Pulsations électrique statorique (rotorique).
$P$	Nombre de paires de pôles.
$\theta_r$	Écart angulaire du rotor par rapport au stator.
$\theta$	Angle de positionnement des axes $(u, v)$ par rapport à $(a, b, c)$ .
$A, B, C / a, b, c$	Trois phases du stator / du rotor.
$\phi_{r,ref}$	Flux rotorique de référence.
$\Omega_{r,ref}$	Vitesse rotorique de référence.
$(u, v)$	Axes biphasés du référentiel tournant.
$(d, q)$	Axes du référentiel lié au champ tournant.
$(x, y)$	Axes du référentiel lié au rotor.
$(\alpha, \beta)$	Axes du référentiel lié au stator.
$\mathbf{P}(\theta)$	Matrice de transformation de Park.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.

# Introduction générale

Grâce aux récentes avancées en électronique de puissance et en micro-informatique, les entraînements électriques à vitesse variable ont connu un essor considérable. Les exigences croissantes en matière de qualité de production et la réduction des cycles industriels ont favorisé l'adoption de systèmes de commande de plus en plus performants. Parmi ces systèmes, le moteur asynchrone triphasé, apprécié pour sa robustesse et sa simplicité mécanique, occupe une place prépondérante. Toutefois, l'alimentation de ce moteur via un convertisseur de fréquence et les boucles de réglage associées sont plus complexes que celles d'un moteur à courant continu.

Les progrès réalisés dans les semi-conducteurs de puissance et les technologies numériques ont permis de développer des stratégies de commande capables d'exploiter pleinement le potentiel dynamique de la machine asynchrone, la rapprochant des performances d'un entraînement à moteur à courant continu. La commande vectorielle, en particulier, s'est imposée comme la méthode de référence, puisqu'elle tient compte de la structure dynamique de la machine pour optimiser la régulation du couple et du flux.

L'association d'un onduleur de tension à trois niveaux et d'une machine asynchrone présente de nombreux avantages : coût réduit, architecture simple et grande fiabilité. Néanmoins, cette configuration reste limitée à la plage de puissances allant jusqu'à quelques mégawatts, en raison des contraintes électriques et des fréquences de commutation des semi-conducteurs.

En matière de commande, diverses techniques visent à assurer précision et robustesse face aux perturbations externes et aux variations paramétriques. Les régulateurs proportionnel-intégral (PI), de mise en œuvre simple, couvrent une large gamme d'applications industrielles, mais leur efficacité diminue lorsque le système présente des non-linéarités marquées. Pour pallier ces limites, des approches avancées telles que la commande par retour d'état, la commande directe du couple, la commande adaptative ou encore la commande par mode glissant ont été développées, chacune exploitant des régulateurs classiques ou modernes pour renforcer la robustesse du système.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre de la commande robuste en vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux. Après une présentation détaillée de la modélisation de la machine fondée sur la transformation

de Park pour passer du référentiel triphasé au référentiel de ClarkePark et la simulation de ce modèle dans le repère statorique (Chapitre 1), nous aborderons, dans le Chapitre 2, la modélisation de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) à hystérésis, ainsi que la mise en œuvre de la commande vectorielle indirecte orientée flux rotorique, régulée par un contrôleur PI traditionnel.

Enfin, le Chapitre 3 sera consacré à la commande par mode glissant, une stratégie robuste fondée sur la théorie des systèmes à structure variable et les fonctions de Lyapunov. Nous montrerons comment ce régulateur améliore la dynamique et la stabilité de l'entraînement.

Une conclusion générale synthétisera les résultats obtenus et proposera des perspectives de recherche pour étendre et affiner ces approches de commande.

# **Chapitre 1**

## **Modélisation de la machine asynchrone**

## 1.1. Introduction

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et de maintenance, est la préférée des industriels depuis son invention par Nikola Tesla en 1890, lorsqu'il découvre les champs magnétiques tournants générés par un système de courants polyphasés. Cependant, cette simplicité s'accompagne d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. La modélisation est une étape très importante et nécessaire, soit pour étudier les comportements et/ou développer des commandes pour les différents types de machines (courant continu ou alternatif). La machine asynchrone est appelée machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

Dans ce chapitre nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone, d'abord nous donnons une généralité sur le MAS (machine asynchrone), puis nous passons au développement du modèle de la MAS (machine asynchrone), en utilisant les transformations de Park, nous citons les équations mathématiques (magnétiques, électriques et mécaniques) qui fonctionnent la machine. La simulation de ce modèle est réalisée à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB. Enfin, nous arrivons à l'interprétation de ces résultats.

## 1.2. Constitution de la machine asynchrone

Le moteur d'induction triphasé (souvent appelé moteur asynchrone triphasé) comprend deux parties principales : un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor. [1]

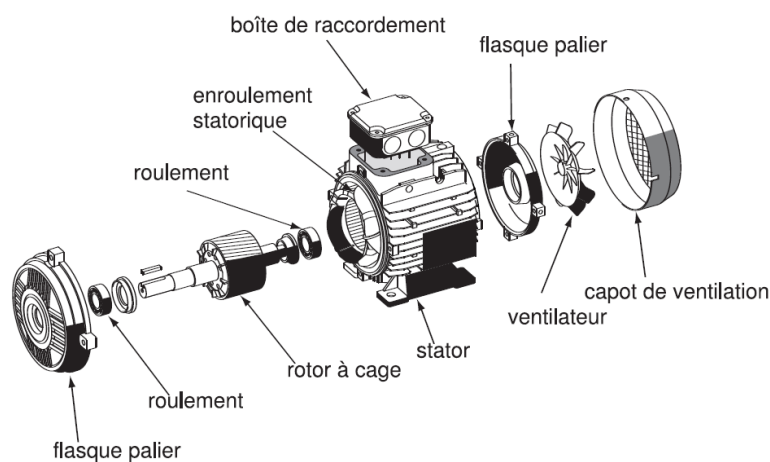


FIGURE 1.1 – moteur asynchrone à rotor à cage décoreuil

### 1.2.1. Stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. Cette couronne est serrée dans une carcasse en fonte. [1]

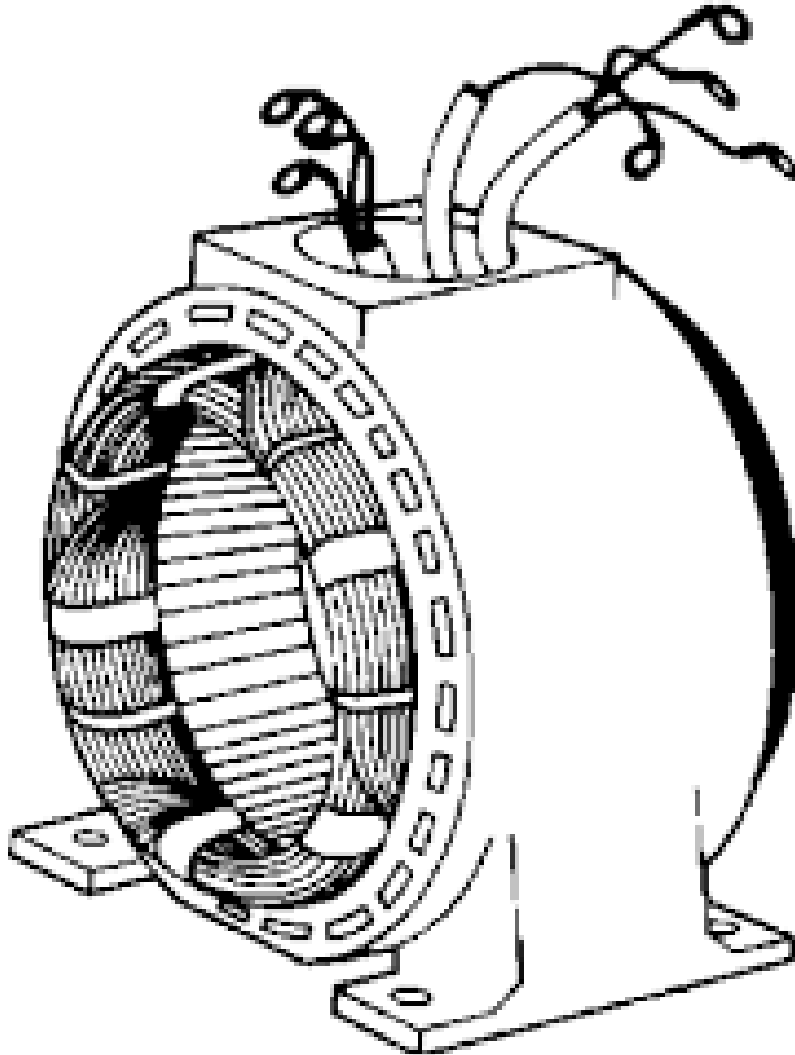


Figure 1.2 : Le stator de la MAS.

### 1.2.2. Rotor

Le rotor, monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de quelques millimètres. Il existe deux types de rotor : le rotor à cage décaeuril et le rotor bobiné. [1]

- **Rotor** : Il porte un ensemble de barres conductrices, très souvent en Aluminium, logées dans un empilement de tôles. Les extrémités des barres sont réunies par deux couronnes conductrices.
- **Rotor bobiné** : Le rotor comporte des encoches dans lesquelles sont logés des conducteurs formant un enroulement triphasé. Les enroulements sont généralement accessibles par l'intermédiaire de 3 bagues et de 3 balais, permettant ainsi de modifier les caractéristiques de la machine. [1]

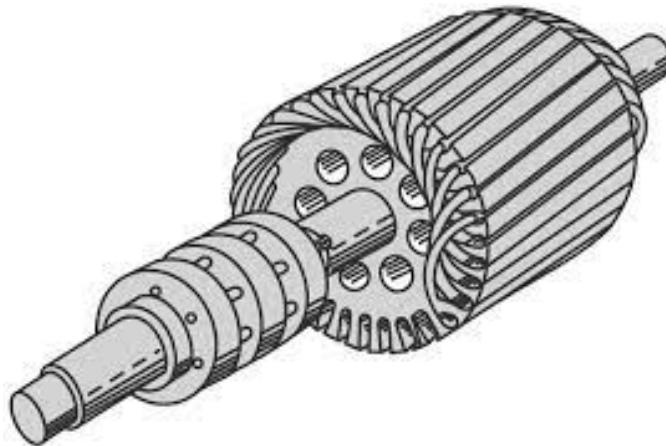


FIGURE 1.3 – Le rotor de la MAS

### 1.3. Principe de fonctionnement de la MAS

Lenroulement statorique reçoit de lénergie électrique du réseau de pulsation  $\omega_s$ , ce qui crée un champ tournant à la vitesse angulaire synchrone :

$$\Omega_s = p \omega_s \quad (\text{I.1})$$

Avec :

- $\Omega_s$  : la vitesse statorique
- $\omega_s$  : pulsation statorique
- $p$  : nombre de pair de pôles

Ce champ, en balayant les barres rotoriques, y induit des F.E.M. et donc des courants. Ces courants induits produiront un champ qui sera de sens opposé au champ statorique. Cela va produire un couple moteur qui entraînera la mise en mouvement du rotor dans le sens du champ tournant statorique.

Dans le cas général, le rotor peut tourner à la vitesse de synchronisme donnée par :

$$n_s = \frac{60 f_s}{p} \quad (1.2)$$

Le rotor tourne à la vitesse  $n$  plus petite que la vitesse de synchronisme  $n_s$ . On dit que le rotor  $\acute{e}$  glisse  $z$  par rapport au champ tournant. On introduit alors le glissement  $g$  :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (1.3)$$

Avec :

- $g$  : glissement
- $n_s$  : vitesse de synchronisme
- $n$  : vitesse du rotor

## 1.4. Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la MAS, on admet les hypothèses suivantes :

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dentrefere.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Effet de peau négligé.

Parmi les conséquences importantes :

- Additivité des flux.
- Constance des inductances propres.
- Loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre stator et rotor en fonction de l'angle électrique.

## 1.5. Modèle dynamique de la machine asynchrone

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le

montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants. Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine. [3]

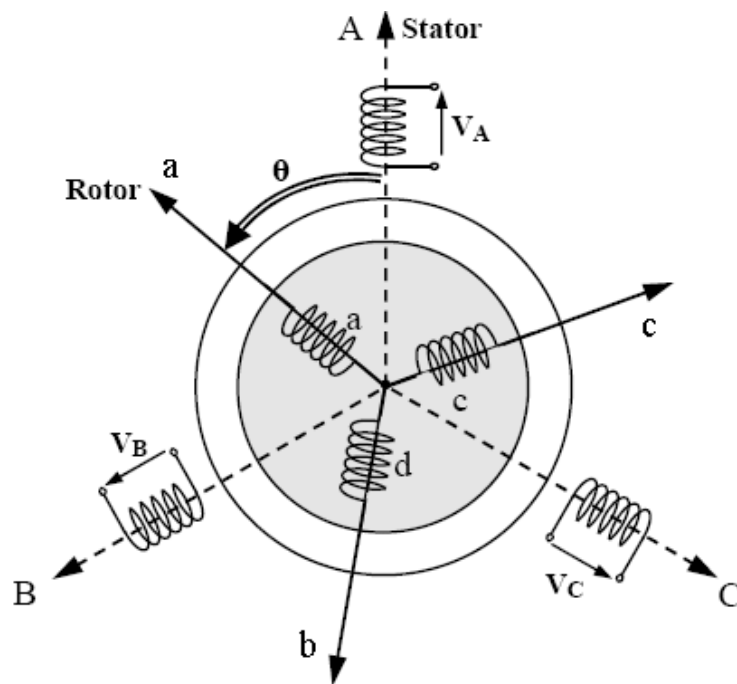


FIGURE 1.4 – Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

La loi de Faraday permet de décrire :

$$v = Ri + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{I.4})$$

## 1.5.1. Stator

### 1.5.1.1 Équations électriques

$$[\mathbf{V}_s]^{abc} = [\mathbf{R}_s] [\mathbf{i}_s]^{abc} + \frac{d}{dt} [\Phi_s]^{abc} \quad (\text{I.5})$$

Cette notation condensée se développe en

$$\begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{pmatrix}.$$

### 1.5.1.2 Équation magnétique

$$\Phi_s^{abc} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s^{abc} + \mathbf{M} \mathbf{i}_r^{abc} \quad (\text{I.6})$$

avec, en forme développée,

$$\begin{aligned} \Phi_s^{abc} = & \underbrace{\begin{pmatrix} L_s & M \cos \theta & M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos \theta & L_s & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_s \end{pmatrix}}_{\mathbf{L}_s} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \\ & + \underbrace{\begin{pmatrix} M & M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos \theta & M & M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos \theta & M \end{pmatrix}}_{\mathbf{M}} \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{I.7})$$

## 1.5.2. Rotor

### 1.5.2.1 Équations électriques

$$\mathbf{0} = [\mathbf{R}_r] \mathbf{i}_r^{abc} + \frac{d}{dt} [\Phi_r]^{abc} \quad (\text{I.8})$$

(puisque  $v_{ra} = v_{rb} = v_{rc} = 0$  en court-circuit).

### 1.5.2.2 Équations magnétiques

$$\Phi_r^{abc} = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_r^{abc} + \mathbf{M}^T \mathbf{i}_s^{abc} \quad (\text{I.9})$$

### 1.5.2.3 Équation électromagnétique

$$C_{em} = p (\mathbf{i}_s^{abc})^T \mathbf{M} \mathbf{i}_r^{abc} \quad (\text{I.10})$$

## 1.6. Transformation de Park

À cause de la complexité et de la non-linéarité des équations précédentes, il est difficile de simuler directement le système triphasé équilibré  $(a, b, c)$ . On le transforme donc en un système biphasé  $(d, q)$  par la transformation de Park, qui préserve la FMM et la puissance instantanée.

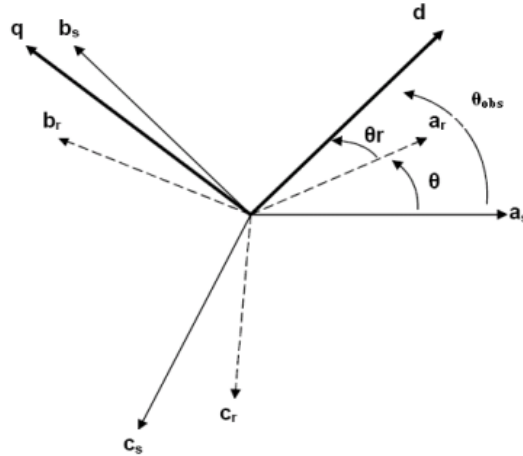


FIGURE 1.5 – Représentation des axes de la machine

La matrice de passage normalisée est :

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

Son inverse s'écrit :

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

### 1.6.1. Équations électriques

$$\begin{aligned}
 \frac{d\phi_{sd}}{dt} &= v_{sd} - R_s i_{sd} + \omega \phi_{sq}, \\
 \frac{d\phi_{sq}}{dt} &= v_{sq} - R_s i_{sq} - \omega \phi_{sd}, \\
 \frac{d\phi_{rd}}{dt} &= -R_r i_{rd} + (\omega - \omega_r) \phi_{rq}, \\
 \frac{d\phi_{rq}}{dt} &= -R_r i_{rq} - (\omega - \omega_r) \phi_{rd}.
 \end{aligned} \tag{I.13}$$

### 1.6.2. Équations magnétiques

$$\begin{aligned}
 \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd}, \\
 \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq}, \\
 \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd}, \\
 \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq}.
 \end{aligned} \tag{I.14}$$

### 1.6.3. Équation électromécanique

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}). \tag{I.15}$$

#### 1.6.3.1 Référentiel lié au stator $(\alpha, \beta)$

Le stator est fixe, la vitesse du repère de Park est nulle :

$$\omega_{\text{obs}} = 0.$$

Les équations électriques s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} &= v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}, \\
 \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} &= v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}, \\
 \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} &= -R_r i_{r\alpha} + \omega_r \phi_{r\beta}, \\
 \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} &= -R_r i_{r\beta} - \omega_r \phi_{r\alpha}.
 \end{aligned} \tag{I.16}$$

Les équations magnétiques s'écrivent :

$$\begin{aligned}\phi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha}, \\ \phi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta}, \\ \phi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha}, \\ \phi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta}.\end{aligned}\tag{I.17}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = p M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}).\tag{I.18}$$

L'équation mécanique de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = C_{em} - C_r.\tag{I.19}$$

### 1.6.3.2 Référentiel lié au rotor ( $x, y$ )

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse :

$$\omega_{\text{obs}} = \omega_r.$$

Les équations électriques dans ce référentiel s'écrivent :

$$\begin{aligned}\frac{d\phi_{sx}}{dt} &= v_{sx} + R_s i_{sx} - \omega_r \phi_{sy}, \\ \frac{d\phi_{sy}}{dt} &= v_{sy} + R_s i_{sy} + \omega_r \phi_{sx}, \\ \frac{d\phi_{rx}}{dt} &= +R_r i_{rx}, \\ \frac{d\phi_{ry}}{dt} &= +R_r i_{ry}.\end{aligned}\tag{I.20}$$

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

### 1.6.3.3 Référentiel lié au champ tournant ( $d, q$ )

La vitesse du repère de Park est celle du champ tournant, c'est-à-dire :

$$\omega_{\text{obs}} = \omega_s$$

Les équations électriques dans ce référentiel s'écrivent :

$$\begin{aligned}
\frac{d\phi_{sd}}{dt} &= v_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_s \phi_{sq} \\
\frac{d\phi_{sq}}{dt} &= v_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s \phi_{sd} \\
\frac{d\phi_{rd}}{dt} &= -R_r i_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\
\frac{d\phi_{rq}}{dt} &= -R_r i_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd}
\end{aligned} \tag{I.21}$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables. Il est également utilisé dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée, où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

#### 1.6.4. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasée

La représentation d'état est la représentation moderne la plus adaptée pour la commande des machines électriques. Il existe plusieurs représentations de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'état du système et par un choix du référentiel dans lequel la modélisation est faite. La forme générale de l'équation d'état du système est uniforme et s'écrit de la façon :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{I.22}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
[X] &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \omega]^T, \quad [U] = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T, \\
[A] &= A_{11} + A_{12}
\end{aligned}$$

Pour le référentiel lié au stator  $(\alpha, \beta)$ , les matrices  $A$  et  $B$  sont données par :

$$A_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} -\omega\sigma_s & R_s + R_r & M_r & LL_T & LL \\ R_s + R_r & -\omega\sigma_s & LL_T & L & L \\ -\omega & -\omega & R_r & R_r & \end{bmatrix} \quad (\text{à adapter selon les dimensions exactes})$$

Avec :

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{Constante de temps rotorique})$$

$$R_t = R_r + \frac{M^2}{L_r} \quad (\text{Résistance totale ramenée au stator})$$

### 1.6.5. Modélisation du redresseur

Supposant que les diodes se comportent comme des interrupteurs parfaits, la valeur moyenne de la tension redressée est donnée par l'équation suivante

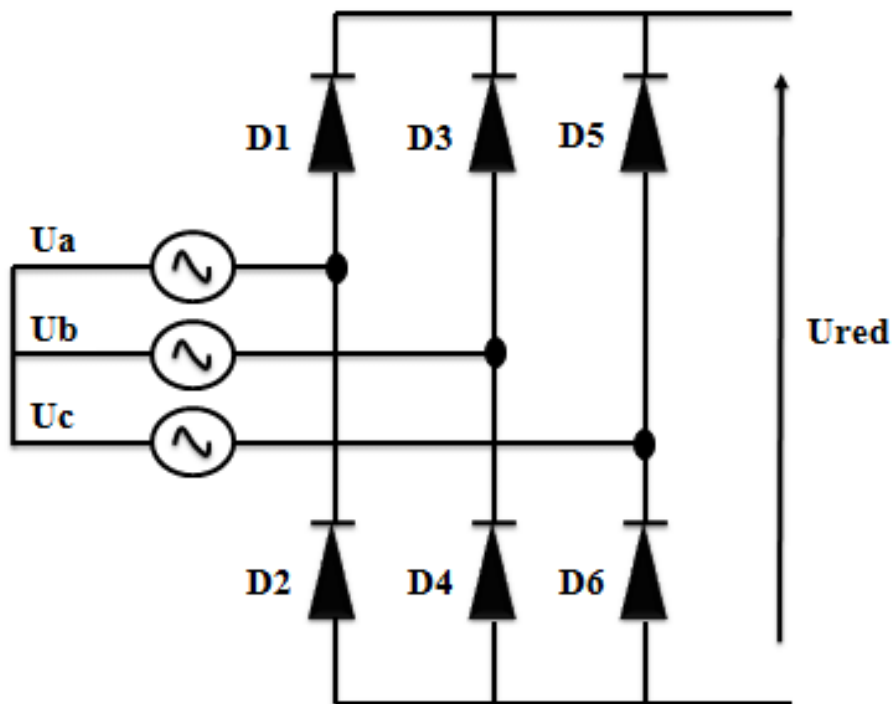


FIGURE 1.6 – Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.

$$v_{\text{moy}} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} v_m \left( \sin(\omega t) - \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right) d(\omega t) \quad (\text{I.23})$$

Ce qui donne, en simplifiant :

$$v_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_m \quad (1.24)$$

La tension obtenue par redressement n'est pas parfaitement continue, elle contient des ondulations, pour cela on doit utiliser le filtrage.

### 1.6.6. Modélisation du circuit de filtrage

Le rôle de ce circuit est de réduire le taux d'ondulations de la tension redressée. La figure (I.7) représente son schéma de principe :

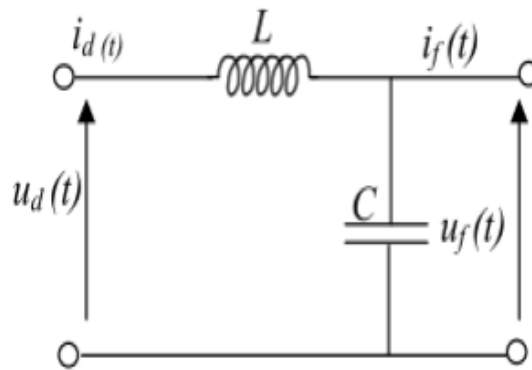


FIGURE 1.7 – Circuit de filtrage de la tension redressée

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivant :

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (u_d(t) - u_f(t)) \quad (\text{I.25})$$

$$\frac{du_f(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i(t)) \quad (\text{I.26})$$

où :

- $u_d(t)$  : est la tension redressée.
- $u_f(t)$  : est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

### 1.7. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique continu-alternatif, il est composé de six interrupteurs peuvent être des transistors Bipolaire, MOSFET ou IGBT.

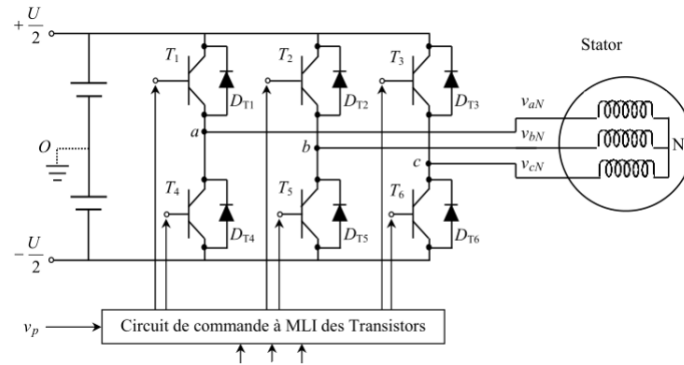


FIGURE 1.8 – Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus triangle

### 1.8. Simulation

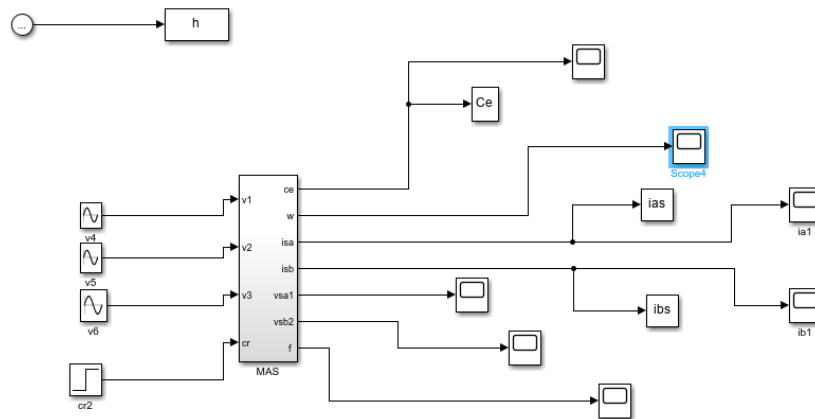


FIGURE 1.8 – Schéma de simulation de MAS alimentée par source de tension.

### 1.9. Interprétation des résultats

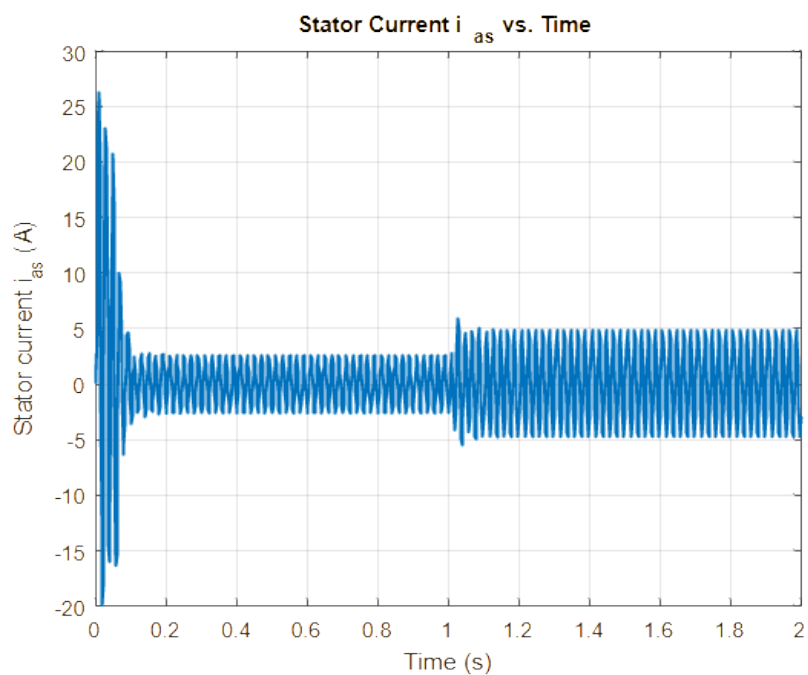


FIGURE 1.10 – Courant statorique (A).

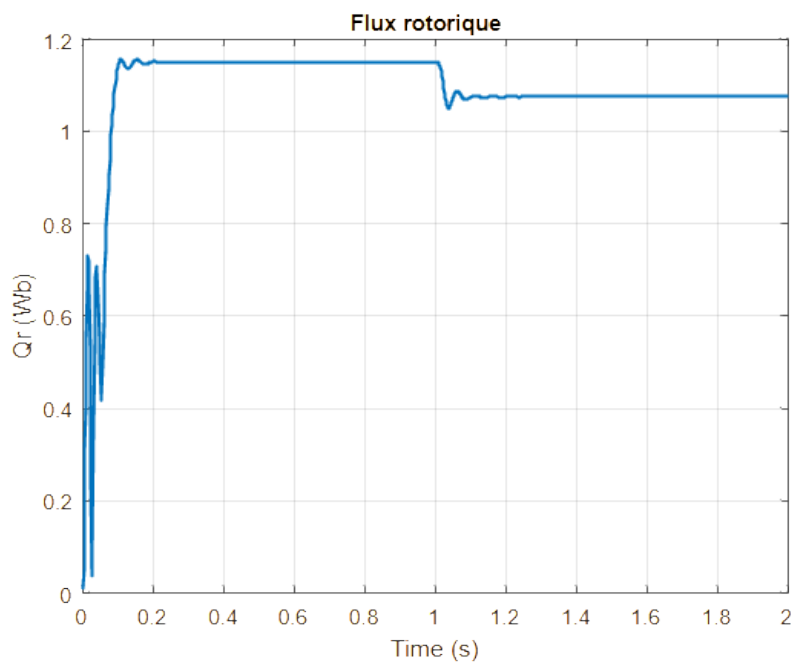


FIGURE 1.11 – Flux rotorique.

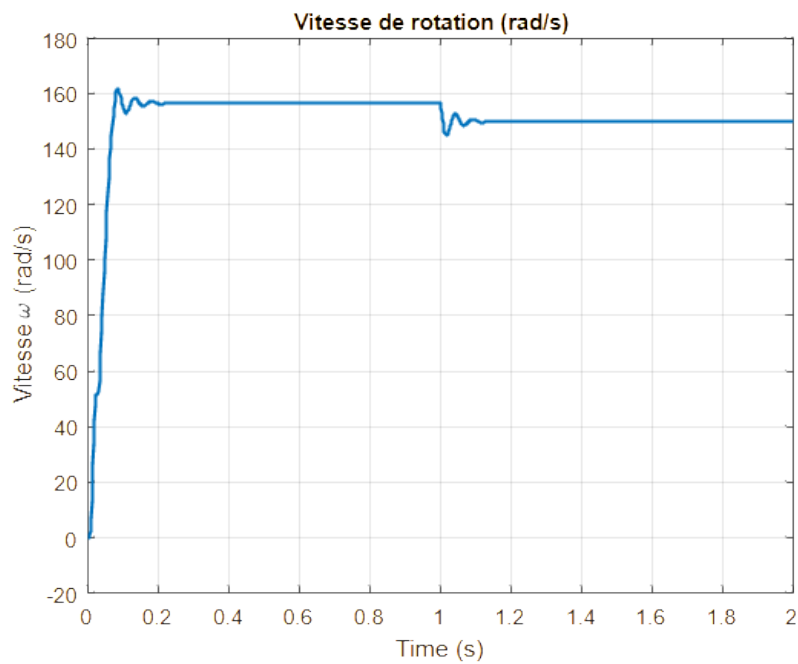


FIGURE 1.12 – Vitesse de rotation (rad/s).

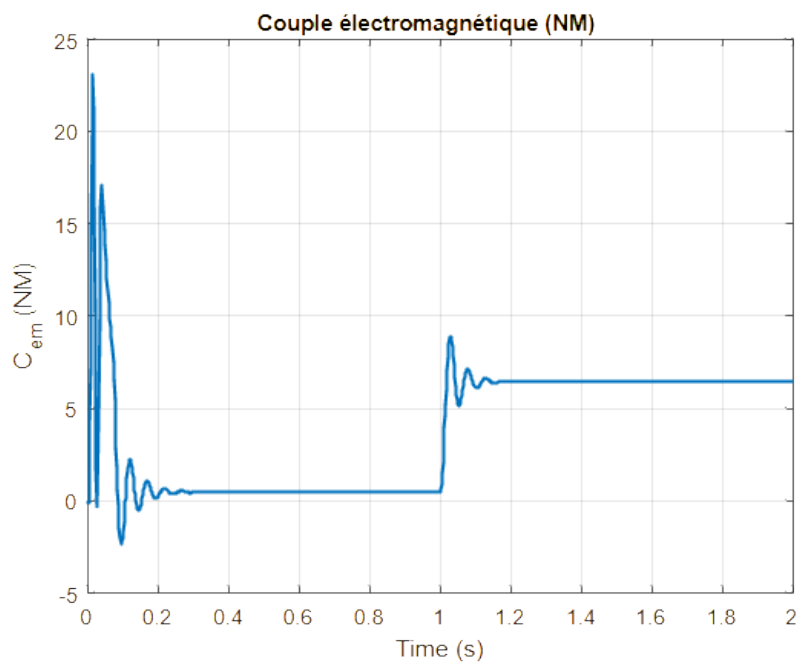


FIGURE 1.13 – Couple électromagnétique.

La simulation du moteur asynchrone (MAS) a clairement démontré son comportement dynamique et en régime permanent. L'analyse des courbes de courant statorique ( $I_a$ ), flux rotorique ( $\Phi_r$ ), vitesse de rotation ( $\omega_r$ ) et couple électromagnétique ( $T_{em}$ ) révèle trois phases distinctes :

**Phase de Démarrage et Transitoire Initial ( $t = 0$  s à  $t \approx 0,2$  s)**

- Le moteur subit un fort courant d'appel et génère un couple électromagnétique élevé pour vaincre l'inertie et accélérer rapidement.
- Le flux rotorique s'établit rapidement, et la vitesse de rotation augmente brusquement avec un léger dépassement avant de se stabiliser.

**Régime Permanent Initial (À vide ou Faible Charge) ( $t \approx 0,2$  s à  $t = 1,0$  s)**

- Le moteur atteint une vitesse de rotation élevée et constante (environ 155 rad/s).
- Le couple électromagnétique est très faible, juste suffisant pour compenser les pertes internes.
- Le courant statorique est faible et stable, et le flux rotorique reste constant.

**Application de Charge et Nouveau Régime Permanent ( $t = 1,0$  s et après)**

- À  $t = 1,0$  s, une charge mécanique est appliquée.
- Ceci entraîne une chute transitoire de la vitesse (de 155 rad/s à environ 149–150 rad/s), indiquant une augmentation du glissement.
- Pour compenser la charge, le couple électromagnétique augmente brusquement puis se stabilise à une valeur plus élevée (environ 6,5 Nm).
- Le courant statorique augmente proportionnellement à la demande de couple accrue.
- Le flux rotorique subit une légère diminution transitoire avant de se stabiliser à une valeur légèrement inférieure.

En somme, les résultats confirment le fonctionnement auto-régulateur du moteur asynchrone : une application de charge provoque une baisse de vitesse et une augmentation du glissement, entraînant une augmentation des courants rotoriques et du couple électromagnétique, permettant au moteur de se stabiliser à un nouveau point de fonctionnement équilibré.

## 1.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et simulation d'une machine asynchrone et la modélisation de l'onduleur et redresseur. Ce modèle est fortement non linéaire et difficile à être traité numériquement. Pour faciliter une mise en uvre numérique, nous avons procédé à la transformation daxes (transformation de Park) qui permet de simplifier le modèle de la machine. Les résultats obtenus montrent que le modèle de la machine seule, alimentée par le réseau, est admissible.

## **Chapitre 2**

# **La Commande Vectorielle**

## 2.1. Introduction

Ces dernières décennies, les recherches universitaires et industrielles se sont orientées afin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple deux variables essentielles de réglage sont découplés et commandés indépendamment, idée introduite par Blaschke en 1971 sous le nom de *Commande Vectorielle* (aussi appelée *Commande à Flux Orienté*).

Le but de ce chapitre est de présenter la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

## 2.2. Commande à Flux Orienté

La commande vectorielle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode repose sur deux choix importants : le choix des variables d'état et le choix du repère, permettant d'obtenir une structure de commande découplée.

Cette méthode permet d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant de manière optimale les vecteurs courants et flux résultants.

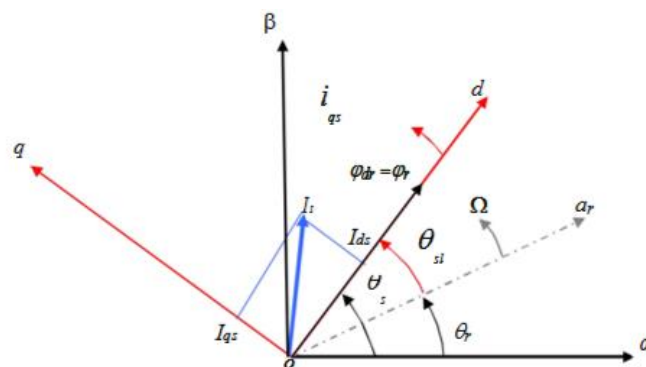


FIGURE 2.1 – Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer)

## 2.3. Choix d'Orientation de Flux

Le choix des axes d'orientation peut être effectué selon l'une des directions des flux de la machine :

- $\varphi_{sd} = 0$  et  $\varphi_s = \varphi_{sq}$  : flux statorique orienté.

- $\varphi_{rq} = 0$  et  $\varphi_r = \varphi_{rq}$  : flux rotorique orienté.
- $\varphi_{mq} = 0$  et  $\varphi_m = \varphi_{md}$  : flux d'entrefer orienté.

Dans chacun de ces cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec ce flux.

## 2.4. Types de la Commande Vectorielle

Deux approches principales sont utilisées :

- **Commande vectorielle directe** : nécessite une mesure précise du vecteur flux (module et position) et se base sur la mesure ou l'estimation des grandeurs couple et flux.
- **Commande vectorielle indirecte** : utilise l'amplitude de référence du flux, notée  $\varphi_{dr}$ , au lieu de mesurer directement le flux rotorique, réduisant ainsi l'impact du bruit de mesure.

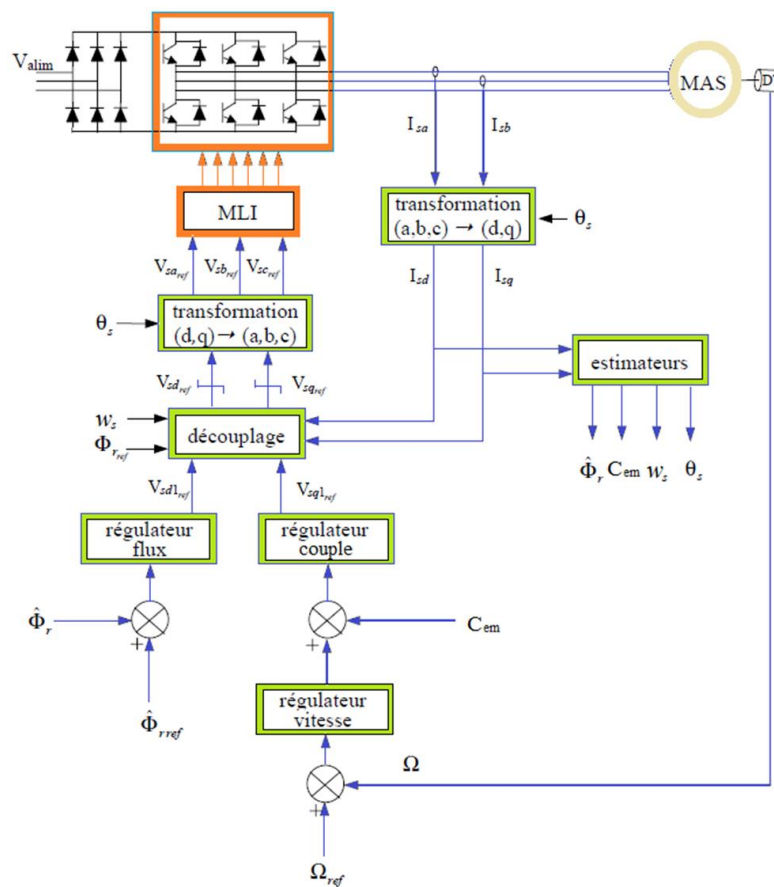


FIGURE 2.2 – Commande vectorielle directe de la MAS



## 2.6. Découplage Entrée-Sortie

Pour limiter l'interaction entre les entrées du système, on reformule les équations en introduisant un découplage par compensation.

### 2.6.1. Découplage par Compensation

Les tensions statoriques sont réécrites sous la forme :

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd}, \quad V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq}. \quad (\text{II.6})$$

avec :

$$e_{sd} = -\omega_s \sigma L_s I_{sq} - \frac{R_r}{ML_r^2} \varphi_r, \quad e_{sq} = \omega_s \sigma L_s I_{sd} + \frac{R_r}{ML_r} \varphi_r \omega_r. \quad (\text{II.7})$$

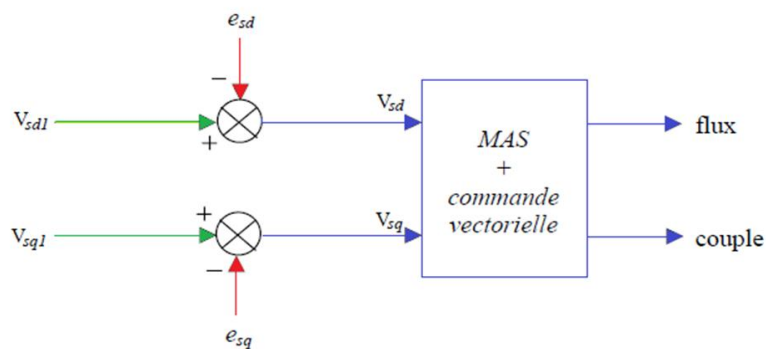


FIGURE 2.5 – La reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

### 2.6.2. Les problèmes posés par le découplage

Dans ce cas du découplage, si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation sur l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement d'une action, et donc divergence du système. Et on constate qu'il y aura un risque d'instabilité et cela pose aussi un problème de robustesse de la commande. [10] Une solution consiste par exemple à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande.

## 2.7. Schémas de Principe et Régulation

Un schéma de principe de la commande vectorielle illustre la structure du système :

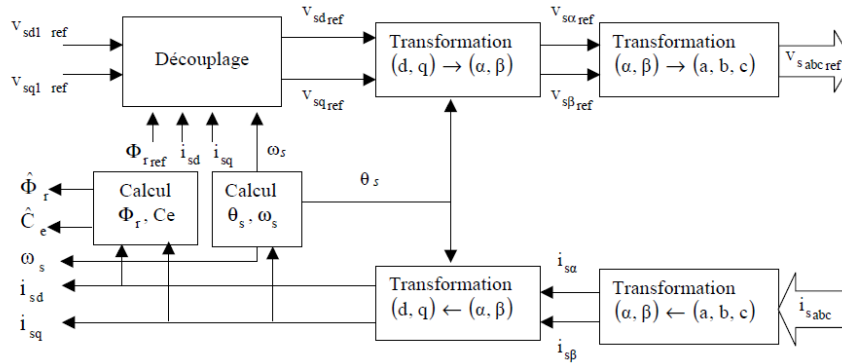


FIGURE 2.6 – Schéma de principe de la commande vectorielle

La régulation est souvent assurée par des contrôleurs proportionnel-intégral (PI), dont la loi de commande s'exprime par :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt. \quad (\text{II.8})$$

## 2.8. Résultats et simulation

### 2.8.1. Modèle simulink

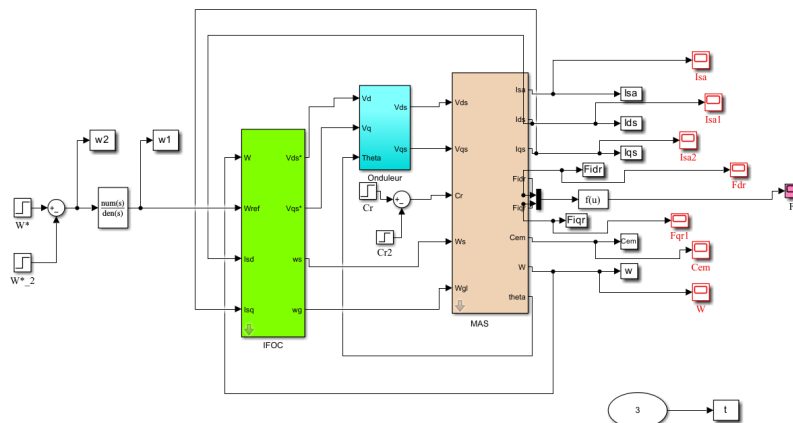


FIGURE 2.7 – Schéma de simulation de la commande vectorielle de MAS

## 2.8.2. Résultats de simulation

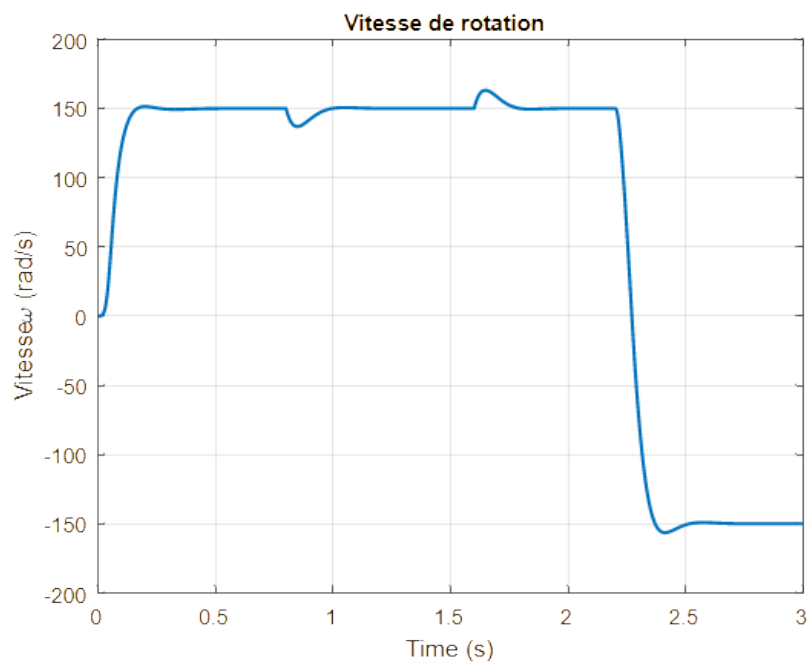


FIGURE 2.8 – Vitesse de rotation

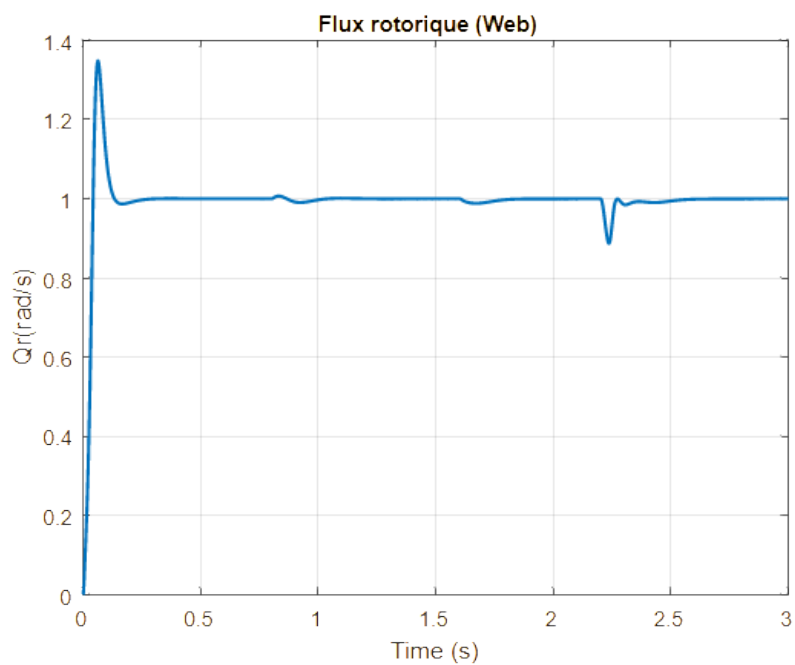


FIGURE 2.9 – Flux rotorique

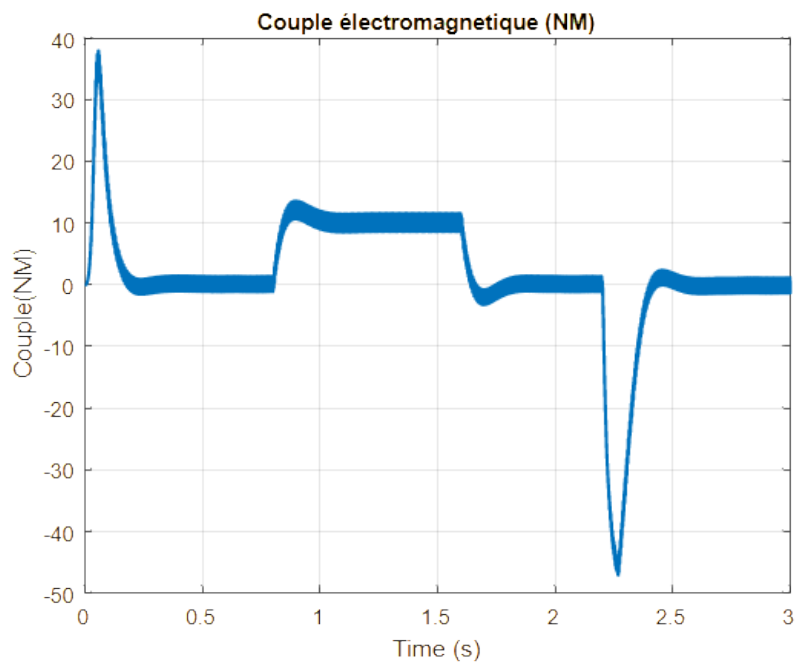


FIGURE 2.10 – Couple électromagnétique

## 2.9. Interprétation des Résultats de la Commande Vectorielle

Dans cette section, nous analysons le comportement dynamique de la machine asynchrone (MAS) lorsqu'elle est pilotée par la technique de la commande vectorielle indirecte (IFOC). L'évaluation repose sur les résultats de simulation portant sur la vitesse de rotation, le flux rotorique et le couple électromagnétique.

La courbe de la vitesse de rotation met en évidence la rapidité et la précision du système. Au démarrage, la vitesse passe de 0 à 150 rad/s en moins de 0,2 seconde, sans dépassement significatif, traduisant une excellente dynamique d'accélération. Une fois la consigne atteinte, la vitesse reste remarquablement stable autour de 150 rad/s, malgré quelques perturbations ponctuelles vers 1 s et 1,7 s, qui sont rapidement corrigées par la régulation. Vers 2,1 s, une inversion de consigne est appliquée, demandant à la machine de passer de 150 rad/s à -150 rad/s. Cette transition s'opère avec réactivité : la machine décélère, puis accélère en sens inverse, atteignant rapidement la nouvelle consigne avec un léger dépassement temporaire, vite corrigé. L'ensemble du comportement confirme la capacité du système à suivre fidèlement les consignes tout en restant robuste face aux perturbations.

Concernant le flux rotorique, on observe qu'il atteint très rapidement sa valeur

de consigne, avoisinant 1.0 en unité normalisée, dès les premières fractions de seconde. Cette montée rapide, sans dépassement notable, est essentielle pour garantir un bon contrôle du couple via LFOC. Tout au long de la simulation, même lors des phases dynamiques de variation de vitesse ou de couple, le flux reste parfaitement stable. Les faibles ondulations présentes sont de très faible amplitude et sont immédiatement amorties par le régulateur interne. Ce maintien constant du flux valide ainsi le bon découplage entre le flux et le couple, principe fondamental de la commande vectorielle.

Enfin, l'analyse du couple électromagnétique révèle la capacité du système à générer un couple efficace et réactif selon les besoins. Dès la mise sous tension, un pic d'environ 40 Nm est observé, suffisant pour vaincre l'inertie de la machine et lancer la rotation. Une fois la vitesse atteinte, le couple chute à une valeur proche de zéro, ne compensant que les pertes internes. Lorsque des variations de charge ou de vitesse apparaissent (entre 0.8 s et 2.6 s), le couple réagit instantanément, atteignant des valeurs autour de 10 à 12 Nm. Lors de l'inversion de la consigne (vers 2.2 s), un couple négatif important, de l'ordre de -50 Nm, est généré pour freiner la machine efficacement. Ce comportement illustre parfaitement la réactivité du système, ainsi que sa capacité à fonctionner en mode de freinage régénératif. Par ailleurs, le couple présente très peu d'ondulations, ce qui limite les vibrations mécaniques et améliore la qualité de fonctionnement global.

En résumé, les résultats obtenus mettent en évidence la performance remarquable de la commande vectorielle indirecte. Le système assure un suivi rapide et précis des consignes de vitesse, une régulation stable du flux rotorique et une génération de couple dynamique, capable de répondre aux sollicitations les plus exigeantes. La machine asynchrone ainsi commandée présente un comportement comparable à celui d'une machine à courant continu, ce qui en fait une solution très performante pour les applications industrielles nécessitant à la fois réactivité, précision et stabilité.

## 2.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la commande de la machine asynchrone par le command vectoriel. Grâce à cette technique de commande, la machine asynchrone est assimilable à une machine à courant continu. Les résultats de simulation montrent que les objectifs de régulation ont été atteints en découplant le flux et le couple, mais cette commande est affectée par les perturbations de la variation de vitesse et de l'application de couple de charge.

## **Chapitre 3**

### **Commande par Mode Glissant**

## 3.1. Introduction

La commande par mode glissant (CMG) est une technique robuste de contrôle non linéaire qui exploite la commutation dynamique d'une loi de commande discontinue pour contraindre les trajectoires d'état d'un système à converger vers une surface prédéfinie, dite **surface de glissement**. Une fois cette surface atteinte, le système opère en régime glissant, rendant sa dynamique insensible aux perturbations et aux variations paramétriques, sous réserve du respect de conditions de convergence strictes. Ce chapitre présente de manière approfondie la théorie et la conception de la CMG, ainsi que son application à la machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS) avec des résultats de simulation illustrant ses performances.

### 3.1.1. Théorie de la commande par mode de glissant

Les lois de commande classiques de type PID donnent de bons résultats pour les systèmes linéaires à paramètres constants. Cependant, pour les systèmes non linéaires, ces approches peuvent s'avérer insuffisantes en raison de leur manque de robustesse, particulièrement lorsque les exigences en termes de précision et de performances dynamiques sont élevées.

La caractéristique principale des systèmes à structure variable réside dans le fait que leur loi de commande évolue de manière discontinue. Ce type de commande (aussi appelé **Commande à Structure Variable, CSV**) présente plusieurs avantages majeurs :

- **Robustesse** : Une forte résistance aux perturbations et aux variations des paramètres.
- **Précision** : Une grande précision dans le suivi des consignes.
- **Stabilité** : Une stabilité améliorée même en présence d'incertitudes.
- **Simplicité** : Une conception plus simple comparée à d'autres techniques avancées.
- **Temps de réponse faible** : Une réponse dynamique rapide.

Ces atouts font de la CMG une méthode particulièrement adaptée pour le contrôle des systèmes dont le modèle est mal connu, que ce soit à cause de difficultés d'identification des paramètres ou de simplifications sur le modèle.

### 3.1.2. Conditions d'Existence et Convergence

Pour garantir que l'état du système converge vers la surface de glissement  $S(x) = 0$ , une fonction de Lyapunov est choisie :

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

La condition nécessaire pour l'attractivité de  $S(x)$  est que sa dérivée temporelle soit négative, c'est-à-dire :

$$\dot{V}(S) = S \dot{S} < 0. \quad (\text{III.2})$$

En pratique, on impose souvent la condition :

$$S(x) \dot{S}(x) \leq -\eta |S(x)|, \quad \eta > 0, \quad (\text{III.3})$$

ce qui définit la **phase de reaching** ou de convergence vers la surface.

### 3.1.3. Conception de la Loi de Commande

La synthèse de la commande par mode glissant se décompose en trois étapes :

1. **Choix de la Surface de Glissement** : Pour une erreur de poursuite  $e = x_{ref} - x$ , une forme usuelle est

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x), \quad (\text{III.4})$$

où  $\lambda > 0$  définit la rapidité de convergence et  $r$  le degré relatif du système.

### 3.1.4. Le Mode de Convergence (MC)

La phase de reaching, ou mode de convergence, se subdivise en deux fonctions complémentaires :

#### 3.1.4.1 Fonction Directe de Commutation

Cette fonction utilise directement la mesure de  $S(x)$  pour appliquer une action correctrice forte :

$$u_n = -K \text{sign}(S(x)). \quad (\text{III.5})$$

Cette action permet d'attirer rapidement l'état du système vers  $S(x) = 0$ .

### 3.1.4.2 Fonction de Lyapunov

L'approche Lyapunov consiste à concevoir la commande discontinue de sorte que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit strictement négative :

$$\dot{V}(S) = S \dot{S} = -K |S(x)| < 0. \quad (\text{III.6})$$

Ce critère garantit la stabilité et l'attractivité de la surface de glissement.

### 3.1.5. Calcul de la Commande

Lorsque le régime de glissement est atteint, la dynamique du système devient indépendante de la loi de commande, qui sert alors uniquement à maintenir l'attractivité de la surface. C'est pourquoi la surface de glissement est déterminée indépendamment de la commande. Il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface, puis vers son point d'équilibre, tout en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement.

La structure de la commande comporte deux parties :

— **Commande équivalente,  $U_{eq}$**

Cette commande correspond à la linéarisation exacte proposée par Filipov et Utkin et sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(t)$ . Elle est déduite en imposant que la dérivée de la surface soit nulle, c'est-à-dire

$$\dot{S}(t) = 0. \quad (\text{III.7})$$

Cette condition peut être interprétée comme un retour d'état particulier qui agit comme un signal de commande lors de commutations rapides entre les valeurs extrêmes (par exemple,  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$ ).

— **Commande discontinue,  $U_n$**

La partie discontinue est déterminée pour vérifier la condition de convergence, c'est-à-dire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et la maintenir ensuite.

Pour mettre en évidence ce développement, considérons le système d'état défini précédemment. La dérivée de la surface s'exprime par :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \dot{x}. \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant l'expression de  $\dot{x}$  par le modèle d'état,

$$\dot{x} = A x + B U, \quad (\text{III.9})$$

on obtient :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} A x + \frac{\partial S}{\partial x} B U. \quad (\text{III.10})$$

Durant le mode de glissement (et en régime permanent), la surface  $S(x, t)$  est nulle, ce qui implique que sa dérivée ainsi que la partie discontinue doivent également être nulles. On en déduit l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = -B^{-1} A x, \quad (\text{III.11})$$

sous réserve que

$$\frac{\partial S}{\partial x} B x < 0. \quad (\text{III.12})$$

Pour satisfaire cette condition, le signe de la commande discontinue  $U_n$  doit être opposé à celui de  $\frac{\partial S}{\partial x}$ . La forme la plus simple de la commande discontinue est donnée par une fonction sign :

$$U_n = K \text{sign}\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right), \quad (\text{III.13})$$

où le gain  $K$  est choisi de manière à ce que son signe soit opposé à celui de  $\frac{\partial S}{\partial x}$ .

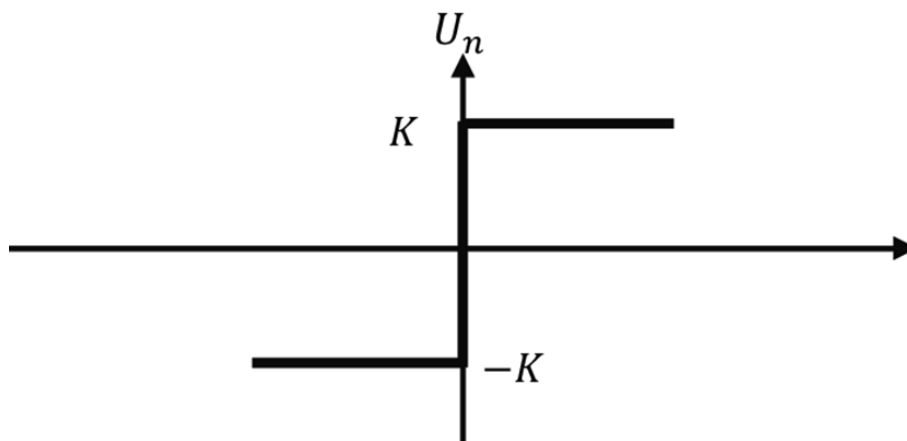


FIGURE 3.1 – Fonction sign

### 3.1.6. Élimination du Phénomène de Chattering

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas, car cela exigerait que la commande puisse commuter à une fréquence théoriquement infinie. Cette exi-

gence est impossible à réaliser en raison du temps de calcul, des constantes de temps associées aux actionneurs et des limites technologiques (par exemple, la fréquence maximale de commutation des interrupteurs). Par conséquent, des oscillations à haute fréquence apparaissent, et la trajectoire dévie plus exactement le long de la surface, mais oscille autour d'elle. Ce phénomène, inhérent au caractère discontinu de la commande, est communément appelé **chattering** (ou broutement).

Le chattering est néfaste pour le système car il introduit dans le spectre de la commande des composantes haute fréquence susceptibles d'exciter des dynamiques négligées lors de la modélisation ou d'endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes.

Pour réduire ou éliminer ce phénomène, plusieurs méthodes ont été étudiées. L'une d'entre elles consiste à remplacer la fonction  $\text{sign}(S)$  par une approximation continue dans un voisinage de la surface. Autrement dit, la surface est encadrée par une bande définie par un ou deux seuils, dont le choix dépend directement de la précision en boucle fermée.

Parmi les méthodes visant à atténuer l'effet de la fonction  $\text{sign}$  autour de la surface, la fonction de saturation ( $\text{Sat}$ ) est fréquemment utilisée pour filtrer les hautes fréquences. On peut, par exemple, définir :

**Exemple 1 : Fonction de saturation à un seul seuil.**

$$\text{Sat}(S) = \begin{cases} \frac{S}{\delta}, & \text{si } |S| < \delta, \\ \text{sign}(S), & \text{si } |S| \geq \delta, \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

où  $\delta$  est un petit paramètre positif.

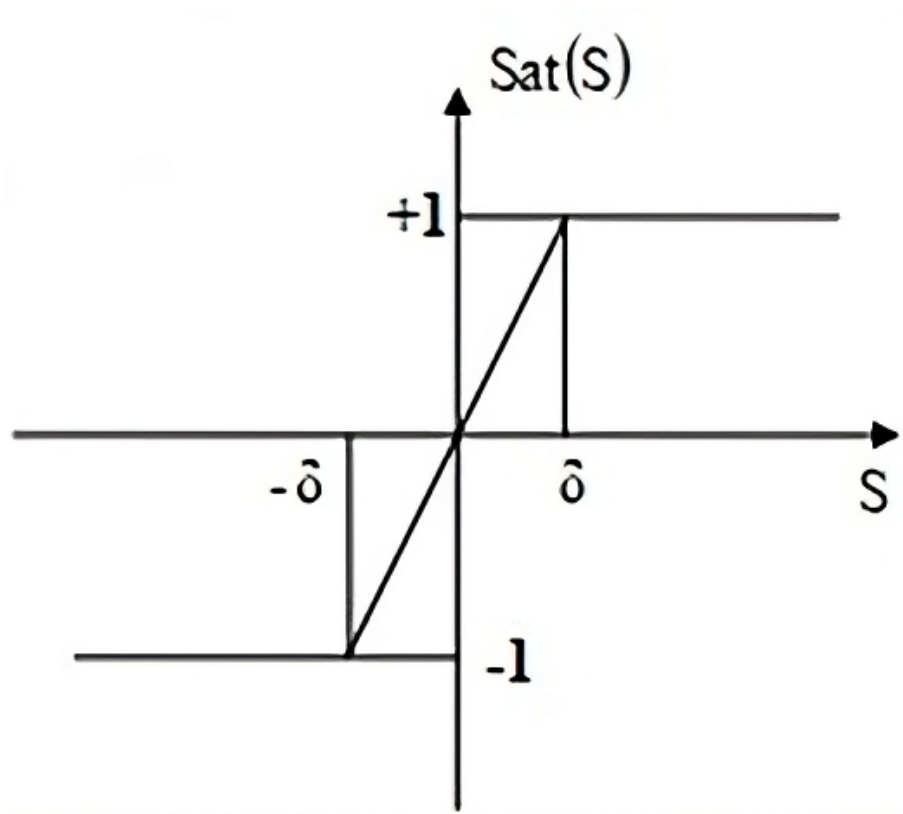


FIGURE 3.2 – Fonction Sat à un seul seuil.

**Exemple 2 : Fonction de saturation à deux seuils.**

$$\text{Sat}(S) = \begin{cases} \frac{S}{\mu}, & \text{si } |S| < \mu, \\ aS + b, & \text{si } \mu \leq |S| < \mu_2, \\ \text{sign}(S), & \text{si } |S| \geq \mu_2, \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

où  $\mu$  et  $\mu_2$  sont deux petits paramètres positifs (avec  $\mu < \mu_2$ ) et  $a$  et  $b$  sont déterminés de façon à assurer la continuité de la fonction entre les seuils.

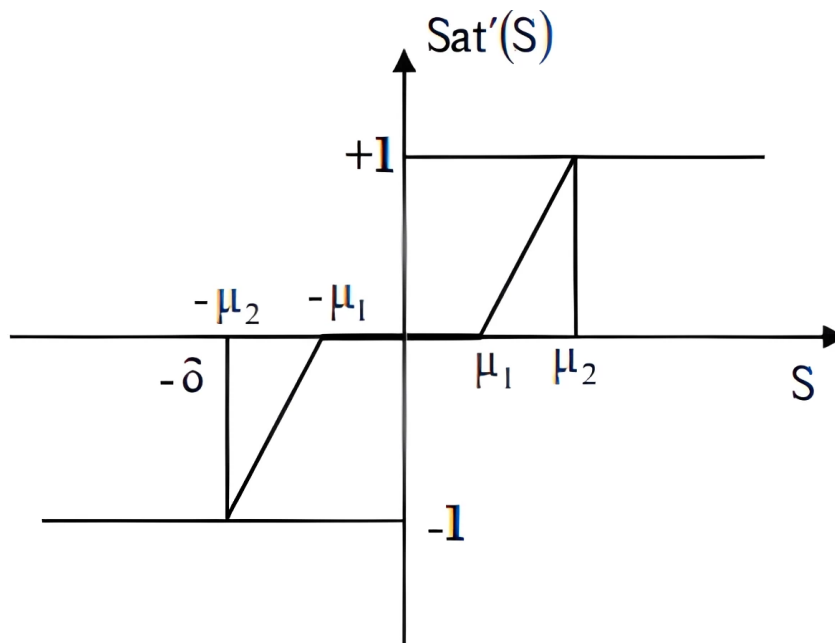


FIGURE 3.3 – Fonction Sat à deux seuils.

De plus, il est possible de remplacer la fonction  $\text{sign}(S)$  par une fonction lisse de classe 1. Par exemple, on peut utiliser :

$$\text{smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \zeta}, \quad (\text{III.16})$$

où  $\zeta$  est un paramètre positif suffisamment petit pour garantir la continuité tout en atténuant le chattering.

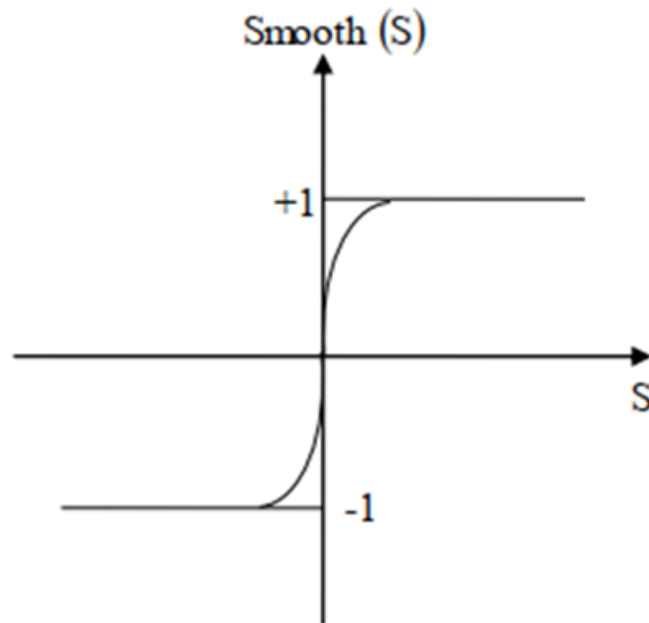


FIGURE 3.4 – Fonction Smooth.

Compte tenu de ces considérations, ces approches de réduction du chattering seront appliquées à notre cas spécifique de la machine asynchrone double étoile afin d'obtenir les performances souhaitées au niveau des variables de sortie.

### 3.1.7. Domaine d'application de la commande par Mode Glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants, notamment dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Dans le secteur des commandes hydrauliques ou pneumatiques, certaines valves fonctionnent en mode tout ou rien, c'est-à-dire qu'elles n'ont que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées.

Une autre application majeure concerne l'utilisation d'onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation pour l'alimentation des machines asynchrones ou synchrones.

De plus, dans les entraînements électriques destinés aux machines-outils ou aux robots, qui nécessitent un réglage précis de la vitesse de rotation ou de la position, le comportement dynamique à haute performance et la facilité de limitation de certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse) constituent des avantages incontestables en faveur de la commande par mode glissant.

## 3.2. Application à la Machine Asynchrone (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 rotoriques. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun deux [22]. 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".

### 3.2.1. Régulateur de la vitesse rotoriques

On choisit la surface de vitesse comme suit :

$$S_{\Omega} = \Omega - \Omega_{ref}, \quad (\text{III.17})$$

où  $\Omega$  est la vitesse mesurée et  $\Omega_{ref}$  la vitesse de référence.

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}_{\Omega} = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = \dot{\Omega} \quad (\text{si } \Omega_{ref} \text{ est constant}). \quad (\text{III.18})$$

On impose la condition de glissement suivante :

$$\dot{S}_{\Omega} = -K_{\Omega} \text{sign}(S_{\Omega}), \quad (\text{III.19})$$

ce qui, après les développements dynamiques du système (en tenant compte de la dynamique mécanique et électromagnétique), conduit à l'expression de la composante discontinue du courant quadrature (associé au contrôle de la vitesse) :

$$i_{sq,n} = \frac{K_{\Omega} \text{sign}(S_{\Omega}) + C_f + C_{PM}\phi}{L_r}, \quad (\text{III.20})$$

et, finalement, le courant de référence quadrature s'exprime par :

$$i_{sq}^* = i_{sq,eq} + i_{sq,n}. \quad (\text{III.21})$$

### 3.2.2. Régulateur du flux rotorique

On choisit la surface de flux de la manière suivante :

$$S_\phi = \phi_{r,ref} - \phi_r, \quad (\text{III.22})$$

où  $\phi_{r,ref}$  est le flux rotorique de référence et  $\phi_r$  le flux mesuré.

Sa dérivée est :

$$\dot{S}_\phi = \dot{\phi}_{r,ref} - \dot{\phi}_r \approx -\dot{\phi}_r \quad (\text{si } \phi_{r,ref} \text{ est constant}). \quad (\text{III.23})$$

En imposant la condition de glissement (similaire à celle utilisée pour la vitesse), on définit la partie discontinue de la commande pour le flux. Ainsi, la composante non linéaire associée au régulateur du flux est obtenue sous la forme :

$$i_{sd,n} = \frac{K_\phi \text{sign}(S_\phi) + M_\phi}{L_r}, \quad (\text{III.24})$$

et le courant de référence direct devient :

$$i_{sd}^* = i_{sd,eq} + i_{sd,n}. \quad (\text{III.25})$$

### 3.2.3. Régulation du courant direct $i_{sd}$

La surface associée au courant direct est définie par :

$$S_{i,sd} = i_{sd}^* - i_{sd}, \quad (\text{III.26})$$

et sa dérivée par :

$$\dot{S}_{i,sd} = \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} \approx -\dot{i}_{sd} \quad (\text{si } i_{sd}^* \text{ est constant}). \quad (\text{III.27})$$

Après simplification, la dynamique du courant direct peut s'exprimer sous la forme :

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{-R_i i_{sd} + M v + L_s \sigma \omega \phi}{L_s + L_T}, \quad (\text{III.28})$$

où  $v$ ,  $\sigma$ ,  $\omega$ ,  $\phi$  et  $L_T$  représentent respectivement une tension équivalente, des paramètres de couplage, la pulsation, la composante magnétique et la composante additionnelle d'inductance.

Durant le régime de glissement, la partie discontinue de la commande est

donnée par :

$$\dot{S}_{i,sd} = -K_{sd} \text{sign}(S_{i,sd}). \quad (\text{III.29})$$

On peut ainsi écrire la composante non linéaire de la tension de commande pour le courant direct :

$$v_{sd,n} = \frac{K_{sd} \text{sign}(S_{i,sd})}{L_s}. \quad (\text{III.30})$$

La tension de référence directe s'obtient en additionnant la composante équivalente et la composante discontinue :

$$v_{sd}^* = v_{sd,eq} + v_{sd,n}. \quad (\text{III.31})$$

### 3.2.4. Régulateur du courant quadrature $i_{sq}$

La surface associée au courant quadrature est définie par :

$$S_{i,sq} = i_{sq}^* - i_{sq}, \quad (\text{III.32})$$

et sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S}_{i,sq} = \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} \approx -\dot{i}_{sq} \quad (\text{si } i_{sq}^* \text{ est constant}). \quad (\text{III.33})$$

La dynamique du courant quadrature s'exprime alors par :

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{-R_i i_{sq} - M v + L_s \sigma \omega \phi}{L_r}, \quad (\text{III.34})$$

et, en régime de glissement, la condition impose :

$$\dot{S}_{i,sq} = -K_{sq} \text{sign}(S_{i,sq}). \quad (\text{III.35})$$

Ainsi, la composante discontinue de la tension pour le courant quadrature est donnée par :

$$v_{sq,n} = \frac{K_{sq} \text{sign}(S_{i,sq})}{L_r}, \quad (\text{III.36})$$

et la tension de référence quadrature est :

$$v_{sq}^* = v_{sq,eq} + v_{sq,n}. \quad (\text{III.37})$$

Enfin, la composante directe (de référence) de la tension, intégrant à la fois la

partie équivalente et la partie discontinue, s'exprime sous la forme :

$$v_{sq,ref} = v_{sq,eq} + \frac{K_{sq} \text{sign}(S_{i,sq})}{L_r}, \quad (\text{III.38})$$

ce qui complète la synthèse de la commande par mode glissant pour le canal quadrature.

### 3.3. Simulation et Résultats

#### 3.3.1. Modèle simulink

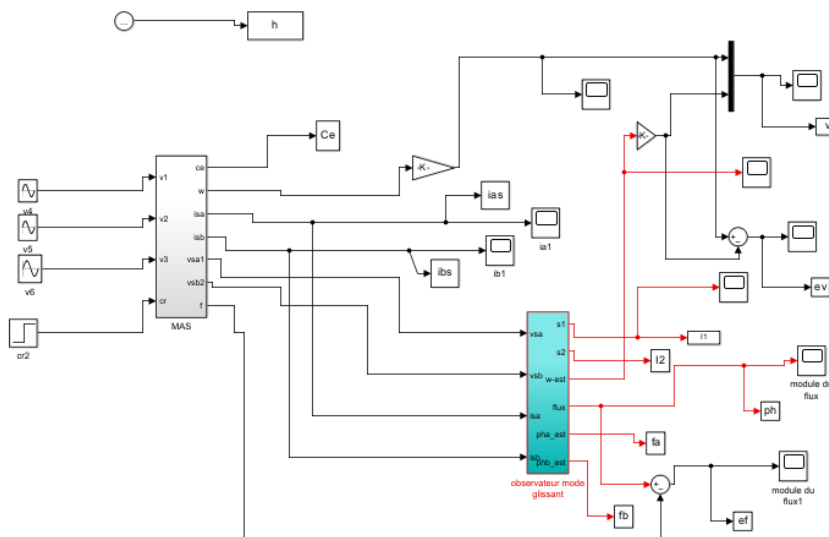


FIGURE 3.5 – Commande par mode glissant de la MAS.

#### 3.3.2. Résultats de simulation

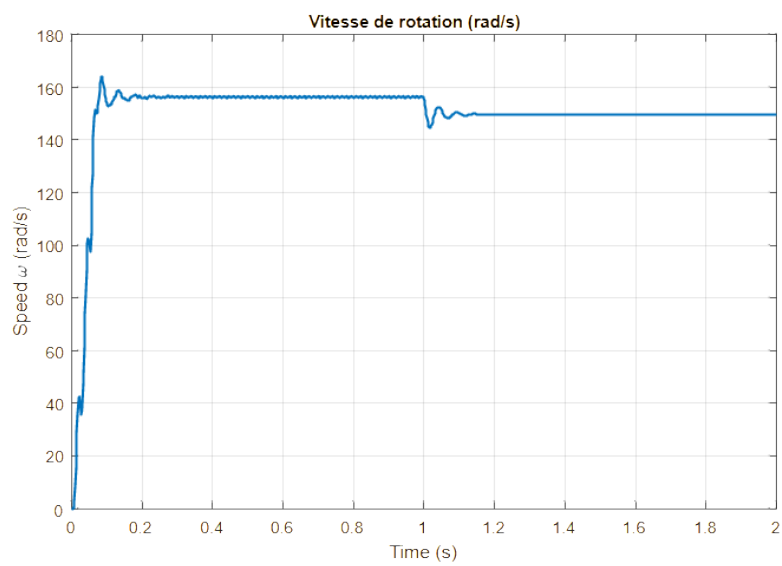


FIGURE 3.6 – Vitesse de rotation.

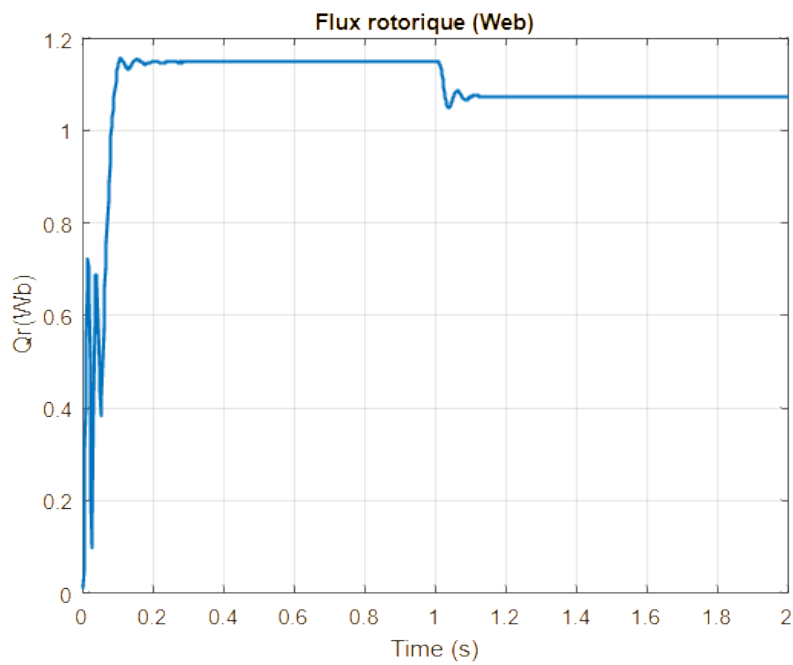


FIGURE 3.7 – Flux rotorique.

### 3.4. Interprétation des Résultats de la Commande à Mode Glissant

Cette partie examine les performances dynamiques de la machine asynchrone (MAS) lorsqu'elle est commandée à l'aide de la technique de la commande à mode glissant (CMG), en s'appuyant sur les résultats de simulation obtenus pour la vitesse de rotation, le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Le comportement de la vitesse de rotation sous CMG montre une réactivité remarquable dès la phase de démarrage. La vitesse atteint très rapidement la consigne de 150 rad/s (environ 1500 tr/min) en moins de 0.2 seconde. Toutefois, un léger dépassement transitoire est observé avant que le système ne stabilise rapidement la vitesse à la valeur souhaitée. En régime permanent, la vitesse reste stable, avec une précision notable et une erreur statique quasi nulle. Lors du changement de consigne vers 14301440 tr/min, la commande réagit instantanément. Une phase de décélération rapide est suivie d'un petit dépassement négatif (undershoot), avant une stabilisation efficace à la nouvelle valeur. Globalement, la commande à mode glissant permet un suivi rapide et précis de la vitesse, avec une très bonne robustesse face aux variations, bien que des dépassements restent présents en transitoire.

En ce qui concerne le flux rotorique, la réponse est également rapide mais marque la présence de phénomènes propres à la CMG. À l'instant de mise en route, le flux atteint rapidement sa consigne (environ 1.15 unités) mais avec un dépassement important et l'apparition d'oscillations haute fréquence (chattering), caractéristiques de ce type de commande. Bien que ces oscillations soient rapidement atténuées, elles traduisent l'effet de la nature discontinue de la CMG. En régime établi, le flux reste très proche de sa consigne, avec des fluctuations très faibles. Lors du changement de consigne de vitesse, on observe une légère variation du flux (vers 1.101.12 unités), rapidement corrigée. Malgré le chattering initial, la commande démontre sa capacité à maintenir un contrôle fiable et précis du flux, même en présence de dynamiques rapides ou d'incertitudes dans le modèle

En synthèse, la commande à mode glissant offre des performances dynamiques remarquables. Elle assure un suivi précis et rapide des consignes de vitesse, un contrôle efficace du flux rotorique, ainsi qu'une réponse rapide du couple élec-tromagnétique. Sa robustesse naturelle face aux incertitudes du modèle ou aux perturbations extérieures en fait une stratégie de commande très puissante. Tou-tefois, les simulations révèlent également un phénomène de chattering prononcé, notamment durant les phases transitoires. Ce comportement, typique des commandes discontinues, peut engendrer des effets indésirables comme des sollicita-tions mécaniques accrues, des nuisances sonores, ou une usure prématurée des composants électroniques de puissance. Pour une mise en uvre industrielle, il peut donc être nécessaire d'intégrer des techniques de réduction du chattering, telles que l'introduction de couches limites, de filtres ou de fonctions de commuta-tion continue. Malgré ces limitations, la CMG reste une solution très performante pour le pilotage précis et robuste des machines asynchrones.

### 3.5. Conclusion

La commande par mode glissant offre une solution de commande robuste et performante pour la régulation de la MAS. Ses principaux avantages résident dans :

- Une forte insensibilité aux variations paramétriques et aux perturbations extérieures.
- Une conception de commande simplifiée par décomposition en commande équivalente et discontinue.
- Des performances dynamiques élevées avec une convergence rapide vers surface de glissement.

Toutefois, le phénomène de chattering demeure un défi, ce qui justifie l'emploi de techniques lissées et de stratégies adaptatives. Des recherches futures pourront explorer l'intégration de méthodes d'intelligence artificielle pour l'ajustement en temps réel des gains et l'extension de cette approche à des systèmes multiva-riables complexes.

### 3.6. Comparaison des Performances en Vitesse de Rotation

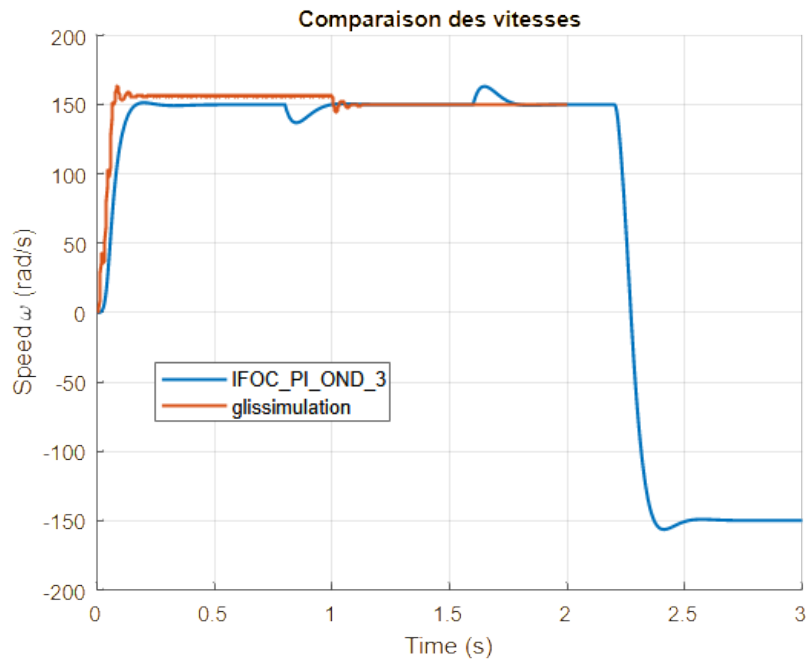


FIGURE 3.8 – Vitesse de rotation de Commande par Mode Glissant et Commande Vectorielle.

Cette section synthétise les performances de régulation de vitesse pour la Commande Vectorielle Indirecte (IFOC) et la Commande à Mode Glissant (CMG) selon trois critères clés.

#### — Temps de montée

- Démarrage (0 150 rad/s) : CMG = 0,035 s vs IFOC = 0,05 s CMG plus réactive.
- Inversion (0 150 rad/s) : IFOC = 0,10 s (CMG non mesurée).
- Décélération (changement de consigne) : CMG = 0,03 s (IFOC non me-surée).

— **Dépassement**

- Démarrage : IFOC = 2 % vs CMG = 8 % IFOC plus doux.
- Inversion : IFOC = 5,33 % (CMG non mesurée).
- Décélération : CMG présente un undershoot de 2,1 %.

— **Temps détablissement (s 2 %)**

- Démarrage : IFOC = 0,10 s vs CMG = 0,15 s IFOC se stabilise plus vite.
- Changement de consigne : IFOC et CMG 0,10 s.

- **Conclusion** CMG est recommandée pour une réactivité maximale malgré un overshoot plus élevé et un risque de chattering. IFOC offre une réponse plus amortie et un temps détablissement compétitif, adaptée aux applications sensibles aux oscillations et aux contraintes mécaniques.

# Conclusion Générale

Dans cette archive, nous avons montré l'introduction à la machine asynchrone. la machine est contrôlée par un plan vectoriel pour améliorer les performances du MAS, il est recommandé de remplacer les régulateurs PI par régulateur basé sur les travaux de Lyapanov ces régulateurs sont dits à mode glissant. Dans le chapitre un, on a présenté la modélisation de la MAS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la matrice de Park. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge. Le deuxième chapitre présente La commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone. Nous utilisons une méthode simple pour ajuster l'eau et Machines-outils, utilisant des contrôleurs PI. Implémentation numérique du contrôle Il est entièrement conçu dans l'environnement Simulink. Les simulations ont trouvé une bonne performance, mais cette règle est affecter les changements de la charge. Dans le troisième chapitre, on a présenté les résultats de simulation nous montrent que les réponses obtenues avec le régulateur de mode glissement est plus rapides et plus robuste lors des variations de la charge, mais le problème réside dans le couple électromagnétique et flux rotorique affiche ondulation.

# Bibliographie

- [1] S.E. Rezgui, *Commande de machine électrique en environnement*, Mémoire de Magister de l'Université de Constantine, Algérie, 2009.
- [2] M. Kadjoudj, *Contribution à la commande d'une machine synchrone à aimant permanent*, Thèse de doctorat, Université de Batna, 2003.
- [3] L. Baghli, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, IUFM de Lorraine UHP, 2005.
- [4] M. Mokhtari Raouf, *Étude et simulation dun moteur asynchrone*, Mémoire d'ingénieur d'État en génie électrotechnique, Université de Msila, 2004/2005.
- [5] O. Bouakez, *Contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux*, Thèse de Magister en électronique de puissance, Université de Batna, 2005.
- [6] E. Benyoussef et S. Ouanes, *Estimation paramétrique de la machine asynchrone à induction*, (Mémoire), 2010.
- [7] M. Ta-Cao et H. Le-Huy, Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives, in *Proceedings of the 24th Annual Conference of IES*, vol. 1, pp. 303308, août-septembre 1998.
- [8] A. M. Trzynadlowski, *Control of Induction Motors*, Academic Press, 2001, ISBN 0-12-701510-8.
- [9] G. Grellet et G. Clerc, *Actionneurs électriques : Principes Modèles Commande*, Eyrolles, 1997, ISBN 2-212-09352-7.
- [10] S. Khojet El Khil, *Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)*, Thèse de doctorat, INP de Toulouse, 2006.
- [11] R. Blasco Giménez, *High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives*, Thèse de doctorat, University of Nottingham, 1995.
- [12] M. Comanescu, *Flux and Speed Estimation Techniques for Sensorless Control of Induction Motors*, Thèse de doctorat, Ohio State University, 2005.
- [13] D. L. Sobczuk, *Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives*, Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, 1999.
- [14] A. Benchaib, A. Rachid et E. Audrezet, Sliding mode input/output linearization and field orientation for real-time control of induction motors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 313, janvier 1999.

- 
- [15] B. K. Bose, Sliding mode control of induction motor, in *IEEE/IAS Conference Record*, pp. 479486, 1985.
  - [16] I. Deghboudj, *Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur*, Mémoire de Magister, Université de Constantine 1, 2013.
  - [17] Z. Yamina, *Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone*, Mémoire de Magister, Université de Sétif, 2010.
  - [18] I. Beddiar et Y. Hideb, *Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux*, 2017.
  - [19] S. Belhamdi, *Étude comparative entre la commande PI et celle par mode glissant d'un moteur asynchrone triphasé*, Mémoire de Magister, Université de Msila, 2009.