

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 : Électromécanique \ Automatique

Spécialité : Électromécanique \ Automatique et informatique industrielle

Par : - Abdelli Abdessalam

- Khababa Abderahim

Sujet

Commande non linéaire d'un système d'alimentation de forte
puissance

Soutenu publiquement, le 28 /06 /2026 , devant le jury composé de :

Mr. Mabrek Abdelhakim	MCA	Univ-BBA	Président
Mr. Zaidi Elyazid	MCA	Univ-BBA	Encadrant
Mr. Mrabet Elkheir	Pr	Univ-BBA	Examineur

Remerciements

*Ce mémoire a été réalisé dans le cadre de notre projet de fin d'études au sein du **Département d'Électromécanique** de la Faculté des Sciences et de la Technologie de **l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi**.*

Avant tout, nous remercions Allah, le Tout-Puissant, de nous avoir accordé la santé, la force et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce travail.

*Nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadreur, **Dr Zaidi Elyazid**, pour son suivi rigoureux, sa disponibilité, ses précieux conseils et ses orientations scientifiques tout au long de la réalisation de ce mémoire.*

Son soutien et son expérience ont été d'une aide précieuse pour l'aboutissement de ce travail.

Nous adressons également nos sincères remerciements aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils portent à notre travail en acceptant de l'examiner et de l'évaluer.

Nos remerciements s'adressent également à l'ensemble des enseignants du Département d'Électromécanique pour la qualité de la formation qu'ils nous ont assurée durant notre cursus universitaire ainsi que pour leurs conseils et leurs encouragements.

Enfin, nous exprimons notre gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, directement ou indirectement, à la réalisation de ce mémoire.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

*Mes chers parents, pour leurs soutient morale et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé
pour terminer mes études dans des bonnes conditions, en leur
espérant une longue vie et que ﷻ les garder*

- ✳ Ames chers sœurs*
- ✳ A mon rapporteur **Dr. Zaidi Elyazid***
- ✳ A toute la promotion 2025-2026 Électromécanique sans exception.*
- ✳ A mes tout chers amis.*

Abdessalam

Dédicace

Je dédie ce travail à mes chers parents, qui m'ont toujours soutenu, encouragé et aidé tout au long de mes études. Je les remercie pour leurs sacrifices, leur patience et leur confiance en moi.

À mes chères sœurs, pour leur affection, leur soutien et leurs encouragements.

*À mon encadreur, **Dr. Zaidi Elyazid**, pour ses conseils, son aide précieuse et le temps qu'il m'a consacré durant la réalisation de ce projet.*

À mes amis, pour leur soutien, leur aide et les bons moments partagés pendant mes années d'études.

Enfin, à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce projet de fin d'études.

Abderahim.

Table des matières

Table des matières.....	ii
Liste des tableaux.....	i
Liste des Abréviations & Symboles.....	1
Introduction Générale.....	2
Chapitre 01 : Modélisation en vue de la commande de l'association machine/onduleur multi niveaux.....	3
1.1. Introduction	3
1.2. Modélisation de la machine asynchrone	3
1.3. Hypothèses et simplifications	3
1.4. Modèle dynamique de la machine asynchrone	4
1.4.1 Équation générale de la machine asynchrone	4
1.5. Transformation de Park.....	6
1.6. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	8
1.7. Modélisation de l'onduleur de tension.....	8
1.7.1 Onduleur triphasé à trois niveaux	8
1.7.2 Onduleurs de tension statique à cinq niveaux.....	12
1.8 Conclusion	Erreur ! Signet non défini.
Chapitre 2 : Commande vectorielle de l'association onduleurs multi niveaux /machine asynchrone.....	21
2.1 Introduction.....	21
2.2 Commande vectorielle	21
2.3 Types de la commande vectorielle.....	23
2.3.1 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	23
2.3.2 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté	24

2.4 Commande par les différents types des régulateurs linéaires	26
2.4.1 Commande par le régulateur de type PI classique	26
2.4.2 Commande par le régulateur de type PI Anti Windup	35
2.5 Conclusion	41
 Chapitre 03 : Commande par mode glissant de l'association onduleurs multi niveaux /machine asynchrone	 38
3.1 Introduction	38
3.2 Historique de la commande de type mode glissant	38
3.3 Systèmes à structures variables	39
3.4 Généralités sur la théorie de commande par mode glissant	40
3.4.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	40
3.4.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	41
3.4.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.....	42
3.5 Conception générale de la commande par mode glissant	42
3.5.1 Choix de la surface de glissement.....	43
3.5.2 Conditions de convergence	44
3.6 Synthèse de loi de commande	45
3.6.1 La commande équivalente	45
3.6.2 La commande discontinue	46
3.6.3 Élimination du phénomène de broutement « chattering »	47
3.7 Objectifs de la commande par mode glissant.....	48
3.8 Application de la commande à structures variables au système étudié	48
3.8.1 Contrôle de la vitesse par mode glissant.....	49
3.9 Simulation de la commande vectorielle de la MAS.....	50
3.10 Étude comparative entre les types de commande	53
3.11 Conclusion	54
<i>Conclusion générale</i>	55

Annexe	56
Annexe A : Paramètre de la machine pour effectuer les différents essais de simulation	56
<i>Références bibliographiques de chapitre 01</i>	57
<i>Références bibliographiques de chapitre 02</i>	58
<i>Références bibliographiques de chapitre 03</i>	59
<i>ملخص</i>	63

Liste des tableaux

Tableau 1 Étude comparative entre les types de commande	53
--	----

Liste des figures

Figure 1. 1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.....	4
Figure 1. 2 Représentation de la MAS dans l'espace électrique et dans le repère de Park.....	7
Figure 1. 3 Schéma d'un onduleur de tension statique à trois niveaux.	9
Figure 1. 4 Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.	10
Figure 1. 5 Schéma d'un onduleur de tension statique à cinq niveaux de type NPC	12
Figure 1. 6 Schéma d'un onduleur de tension statique à cinq niveaux de type NPC real.	13
Figure 2. 1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continue et de la machine asynchrone triphasé	22
Figure 2. 2 Commande vectorielle directe de la MAS.....	24
Figure 2. 3 Schéma bloc de régulation du courant I_{sd}	28
Figure 2. 4 Schéma bloc de régulation du courant I_{sq}	29
Figure 2. 5 schéma bloc de régulation de flux φ_r	29
Figure 2. 6 Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω	30
Figure 2. 7 Commande vectorielle indirecte de la MAS.....	31
Figure 2. 8 Modèle de simulation sous <i>Matlab/Simulink</i> de l'association machine-onduleur cinq niveaux.	32
Figure 2. 9 Courbes des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux.	33
Figure 2. 10 Courbes des courants des phases de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux	33
Figure 2. 11 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux	33
Figure 2. 12 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux	34
Figure 2. 13 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux	34
Figure 2. 14 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux	34
Figure 2. 15 schéma bloc de la commande par PI Anti windup.....	38
Figure 2. 16 Courbes des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur a trois niveaux	39

Liste des figures

Figure 2. 17 Courbe des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur a cinq niveaux	40
Figure 2. 18 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux	40
Figure 2. 19 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux	40
Figure 2. 20 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux	40
Figure 2. 21 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux.	41
Figure 3. 1 Trajectoire d'un système de deuxième ordre à VSS.....	40
Figure 3. 2 Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande....	41
Figure 3. 3 Structure de régulation par commutation au niveau de la contre-réaction d'état. .	41
Figure 3. 4 Structure de contrôle par l'addition de la commande équivalente.....	42
Figure 3. 5 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface	45
Figure 3. 6 Représentation schématique de la fonction sign de type relais.	46
Figure 3. 7 Représentation schématique de la fonction Sat	47
Figure 3. 8 Représentation schématique de la fonction Sat	48
Figure 3. 9 Courbes des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur a trois niveaux	50
Figure 3. 10 Courbes des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur a cinq niveaux	50
Figure 3. 11 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux	51
Figure 3. 12 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux	51
Figure 3. 13 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux	51
Figure 3. 14 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux	52

Liste des Abréviations & Symboles

FOC : Commande à flux orienté

MAS : Machine asynchrone triphasée

PI : Propositionnelle-Intégrateur

PI Anti-Windup : Propositionnelle-Intégrateur Anti-Dup

NPC: Neutral Point Clamped

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

CMG : Commande par mode glissant

I_{ds} : Composante du courant statoriques suivant l'axe (d)

I_{qs} : Composante du courant statoriques suivant l'axe (q)

V_{ds} : Composante de tension rotorique suivant l'axe (d)

V_{qs} : Composante de tension rotorique suivant l'axe (q)

K_i , K_p : Coefficients du régulateur conventionnel de la vitesse

L_s : Inductance cyclique propre d'une phase statorique

L_r : Inductance cyclique propre d'une phase rotorique

R_r : Résistance d'une phase de l'enroulement rotorique

R_s : Résistance d'une phase de l'enroulement statoriques

V_{sabc} : Tensions instantanées des phases statoriques

V_{rabc} : Tensions instantanées des phases rotoriques

φ_{sabc} : Flux des phases statoriques

φ_{rabc} : Flux des phases rotoriques

φ_{ds} : Composante du flux statorique suivant l'axe (d)

φ_{qs} : Composante du flux statorique suivant l'axe (q)

φ_{dr} : Composante du flux rotorique suivant l'axe (d)

φ_{qr} : Composante du flux rotorique suivant l'axe (q)

J : Moment d'inertie du rotor

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor

f : Coefficient de frottement visqueux

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur

C_r : Couple résistant, ou de charge

ω : Vitesse angulaire électrique du rotor

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator

θ_{obs} : Angle de rotation de **(d,q)** par rapport au stator

θ_r : Angle de rotation de **(d,q)** par rapport au rotor

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

Introduction Générale

Introduction Générale

Les systèmes d'entraînement électriques occupent une place essentielle dans les applications industrielles modernes, particulièrement dans les domaines nécessitant des puissances élevées et des performances dynamiques importantes. Grâce aux progrès réalisés dans l'électronique de puissance et les techniques de commande, les machines électriques sont aujourd'hui utilisées dans plusieurs secteurs industriels tels que la traction électrique, les systèmes de pompage, les entraînements industriels et les applications de forte puissance. Parmi ces machines, la Machine Asynchrone est largement adoptée grâce à sa robustesse, sa simplicité de construction, son faible coût de maintenance et sa grande fiabilité.

Cependant, la commande de la machine asynchrone demeure relativement complexe en raison de son caractère fortement non linéaire ainsi que du couplage existant entre le flux et le couple électromagnétique. Afin d'obtenir des performances dynamiques élevées, plusieurs stratégies de commande ont été développées, notamment la Commande Vectorielle, qui permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple afin d'obtenir un comportement similaire à celui de la machine à courant continu.

Par ailleurs, les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au développement des Onduleurs Multiniveaux, particulièrement adaptés aux systèmes d'alimentation de forte puissance. Les onduleurs multiniveaux à trois et cinq niveaux permettent d'améliorer la qualité des tensions de sortie, de réduire les harmoniques ainsi que les contraintes appliquées aux composants de puissance, tout en améliorant les performances globales du système d'entraînement.

Dans ce travail, nous nous intéressons à l'étude et à la simulation de la commande d'une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multiniveaux à trois et cinq niveaux. Dans un premier temps, une commande vectorielle basée sur les régulateurs **PI** et **PI Anti-Windup** est étudiée afin d'améliorer les performances dynamiques du système et de limiter les effets de saturation. Ensuite, une Commande par Mode Glissant (**CMG**) est appliquée au système étudié afin d'obtenir une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques.

Les performances des différentes stratégies de commande sont analysées et comparées à travers plusieurs résultats de simulation sous l'environnement **MATLAB/Simulink**, en

étudiant l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, des courants statoriques et du flux rotorique.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

- ✓ Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone et des onduleurs multiniveaux à trois et cinq niveaux ;
- ✓ Le deuxième chapitre présente la commande vectorielle basée sur les régulateurs PI et PI Anti-Windup ;
- ✓ Le troisième chapitre traite la commande par mode glissant ainsi que l'analyse des résultats de simulation obtenus.

Enfin, une conclusion générale sera présentée afin de résumer les principaux résultats obtenus dans ce travail et de mettre en évidence les performances des différentes stratégies de commande étudiées. Des perspectives d'amélioration et de développement futur seront également proposées.

Chapitre 1 :

Modélisation en vue de la commande de l'association machine/onduleur multi niveaux

Chapitre 01 : Modélisation en vue de la commande de l'association machine/onduleur multi niveaux

1.1. Introduction

Ce chapitre présente la modélisation en vue de la commande de l'association machine asynchrone/onduleur de tension multi niveaux (**trois et cinq**) pour une meilleure compréhension. En effet, ce chapitre est divisé en deux parties distinctes principales : la première partie présente le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée (**MAS**), tandis que la deuxième partie présente le modèle mathématique d'un onduleur de tension à multi niveaux (trois et cinq).

1.2. Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation de la **MAS** constitue une étape essentielle pour analyser et comprendre les différents phénomènes électromécaniques et électromagnétiques intervenant dans son fonctionnement. Elle permet également de faciliter l'étude et la conception des stratégies de commande de cette machine.

Dans ce travail, nous utiliserons un modèle mathématique de la **MAS** afin de décrire le comportement dynamique des différentes grandeurs électriques et mécaniques impliquées dans son fonctionnement. Pour établir ce modèle, il est nécessaire de considérer certaines hypothèses simplificatrices.

1.3. Hypothèses et simplifications

Le modèle général de la machine asynchrone (induction) est élaboré en fonction des hypothèses simplificatrices suivantes, exposées dans [15] :

1.3.1. Le circuit magnétique est linéaire

On néglige la saturation magnétique du circuit.

1.3.2. L'entrefer est uniforme

L'épaisseur de l'entrefer est constante autour de la machine.

1.3.3. Les enroulements statoriques

Sont identiques et répartis sinusoïdalement Les trois phases sont décalées de 120° électriques.

1.3.4. Les pertes dans le fer sont négligées

On ne considère pas les pertes par hystérésis et par courants de Foucault

1.3.5. Les résistances des enroulements sont constantes

On néglige la variation de la résistance avec la température

1.3.6. Les effets de peau et les harmoniques sont négligés

On considère uniquement la composante fondamentale du champ magnétique.

1.3.7. La machine est parfaitement symétrique

Les paramètres des trois phases du stator et du rotor sont identiques.

1.4. Modèle dynamique de la machine asynchrone

La figure traite schématiquement de la MAS en trois étapes. Il comporte six enroulements. Le stator de la machine comprend trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et croisés par trois flux variables. En effet, le rotor peut être démontré par trois enroulements indiscernables décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en coupure la tension à leurs bornes est zéro [1] [2] [3].

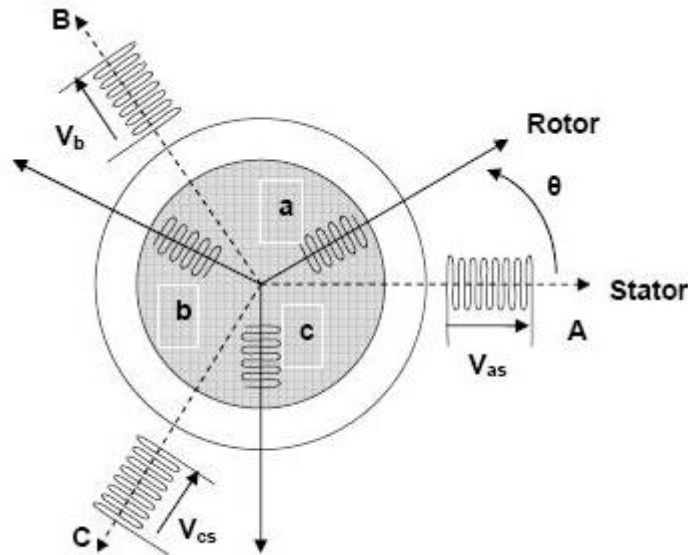


Figure 1. 1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

1.4.1 Équation générale de la machine asynchrone

1.4.1.1 Équation des grandeurs électriques

Les équations des tensions régissant le fonctionnement d'une machine asynchrone s'écrivent sous forme matricielle.

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Où :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}] \quad (1.2)$$

Et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Où :

$$[V_{rabc}] = [R].[I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (1.4)$$

Avec :

 **Rs** et **Rr** : Résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

1.4.1.2 Équations des grandeurs magnétiques

Les hypothèses simplificatrices donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la **MAS**, qui s'écrivent sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Ou :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (1.7)$$

$$[\varphi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{sr}]^t [I_{sabc}] \quad (1.8)$$

On obtient donc :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

La substitution des équations **Erreur ! Source du renvoi introuvable.1.5)** et **Erreur ! Source du renvoi introuvable.(1.6)** dans **(1.7)** et **Erreur ! Source du renvoi introuvable.1.8)**, respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (1.10)$$

$$[V_r] = [0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^t \cdot [I_s]) \quad (1.11)$$

1.4.1.3 Équations des grandeurs mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (1.12)$$

Où :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

avec :

- ✓ **J** : Moment d'inertie du rotor ;
- ✓ **Ω** : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;
- ✓ **f** : Coefficient de frottement visqueux ;
- ✓ **C_{em}** : Couple électromagnétique délivré par le moteur ;
- ✓ **C_r** : Couple résistant, ou de charge ;
- ✓ **ω** : Vitesse angulaire électrique du rotor.

1.5. Transformation de Park

La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé $[(S_1, S_2 \text{ et } S_3)]$ ou $(R_1, R_2 \text{ et } R_3)$ par deux enroulements, l'un sur l'axe direct (**d**) et l'autre sur l'axe en quadrature (**q**) (**Figure 1-2**). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (**a, b et c**) au système biphasé (**d, q**) est dite de Park [5].

- $\theta = \theta_p - \theta_r$
- θ_p : Angle électrique entre $\vec{S}_1, \vec{d}$.
- θ_r : Angle électrique entre $\vec{R}_1, \vec{d}$.

- $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au stator.
- $\omega_r = X_{y2} \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation :

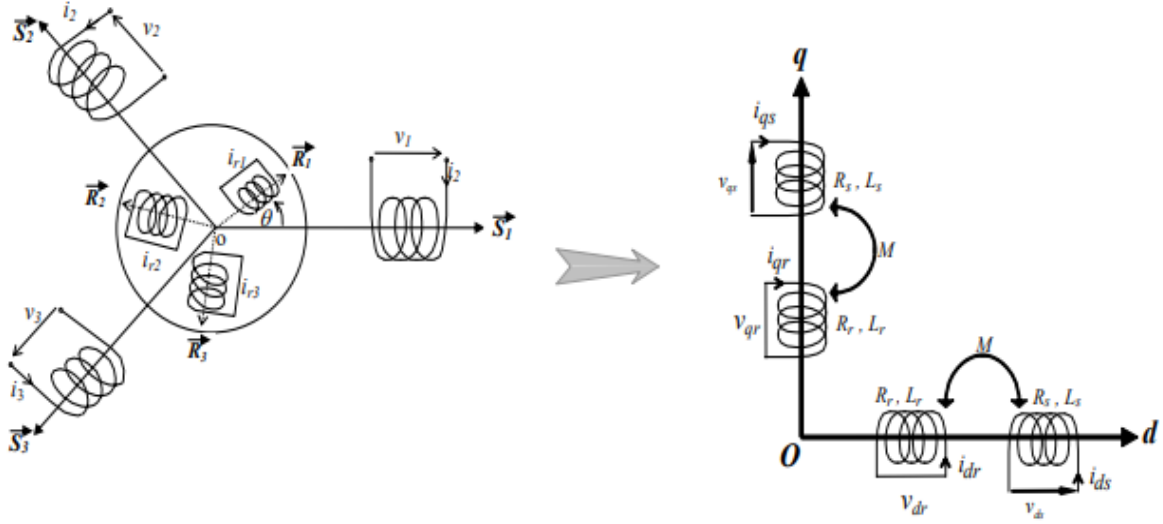


Figure 1. 2 Représentation de la MAS dans l'espace électrique et dans le repère de Park.

Les matrices de passage directe, $\mathbf{P}[\theta]$ et inverse $[\mathbf{P}(\theta)]^{-1}$ sont données par :

$$[\mathbf{P}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$[\mathbf{P}(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Et on a :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}_t = [\mathbf{P}(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_3 \\ X_2 \\ X_1 \end{bmatrix}_t$$

$$\begin{bmatrix} X_3 \\ X_2 \\ X_1 \end{bmatrix}_t = [\mathbf{P}(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}_t$$

1.6. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire ω_p , les équations (1.2) et (1.4) s'écrivent [4] [5]:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_p \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_p \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (1.15)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (1.16)$$

En introduisant les inductances cycliques :

- $L_s = L_s - M_s$; Inductance cyclique propre du stator.
- $L_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.
- $M = \frac{3}{2} M_{rs}$; Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

1.7. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension triphasé statique est un convertisseur qui assure la transformation d'une source continue en une tension alternative triphasée. Il fonctionne grâce à des interrupteurs électroniques, tels que les transistors ou les thyristors, qui réalisent la commutation de la tension d'entrée pour produire des signaux impulsionnels [8]. Ces derniers sont ensuite traités par filtrage afin d'obtenir une forme sinusoïdale en sortie.

Ce dispositif est largement utilisé dans plusieurs domaines, notamment les alimentations sans interruption, les systèmes photovoltaïques, les variateurs de vitesse et les véhicules électriques [8].

1.7.1 Onduleur triphasé à trois niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux est de dispositif électronique utilisé pour la conversion des tensions continues vers des tensions alternatives avec des fréquences variable. Contrairement aux onduleurs classiques à deux niveaux, les onduleurs de tension à trois niveaux utilisent trois niveaux de tension de sortie plutôt que deux, ce qui leur permet de fournir une tension plus proche de la forme sinusoïdale souhaitée, avec moins d'harmoniques indésirables [8]

L'onduleur de tension à trois niveaux présente plusieurs avantages par rapport à l'onduleur à deux niveaux, notamment [9] :

- ❖ Une meilleure qualité de la tension de sortie, avec une réduction des harmoniques ;
- ❖ Une aptitude améliorée à fonctionner à des fréquences élevées ;
- ❖ Une diminution des contraintes appliquées aux composants électroniques, contribuant ainsi à prolonger leur durée de vie.

De nos jours, il existe plusieurs topologies d'onduleurs à trois niveaux, parmi lesquelles les onduleurs de type **NPC (Neutral Point Clamped)**, T-type et Flying Capacitor (**Figure 1-3**). Chaque structure présente des avantages et des inconvénients spécifiques, et le choix dépend des exigences propres à l'application.

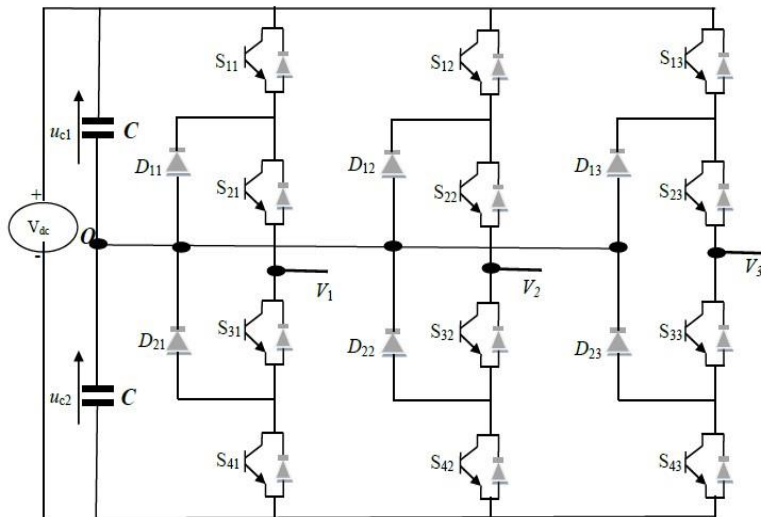


Figure 1-3 Schéma d'un onduleur de tension statique à trois niveaux.

L'onduleur de tension à trois niveaux, se compose de deux étages avec trois bras, chaque bras est interrupteur en série [7]. Chaque interrupteur comporte un transistor et une diode montée en tête bêche, on représente l'onduleur à deux niveaux par la **Figure 1-4**. De plus, cet onduleur est censé être à trois niveaux en transmettant trois degrés de tension ($+U_{c1}, 0, -U_{c2}$).

La conception choisie dans cette étude est l'onduleur de tension à trois étages de serrage par point neutre (NPC), comme la montre sur la **Figure 1-4**.

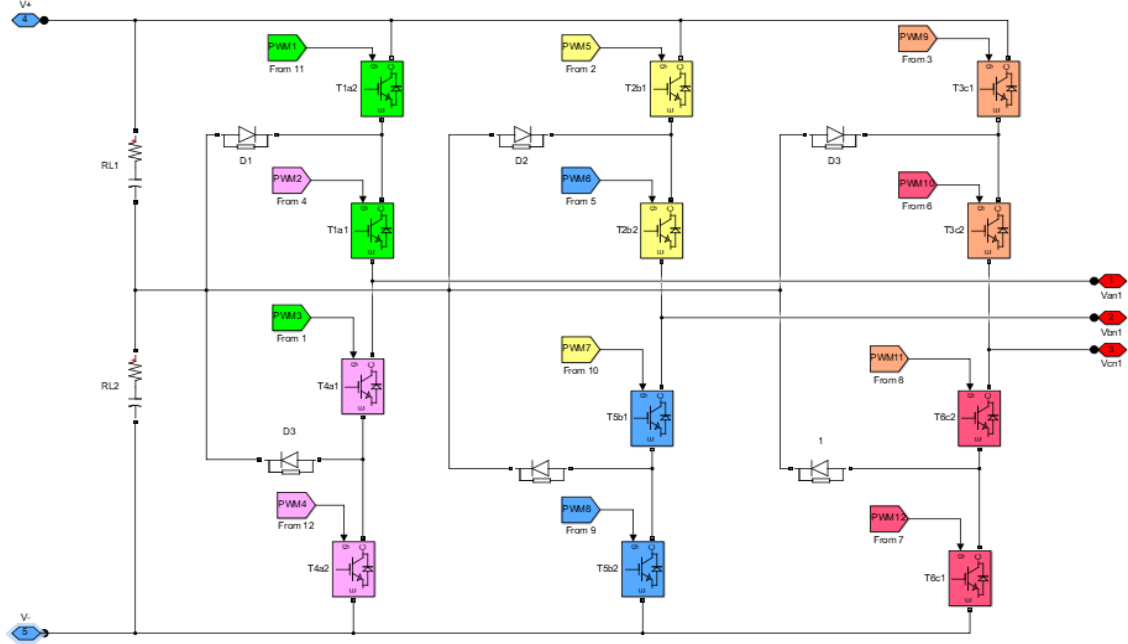


Figure 1. 4 Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Les efforts d'information de l'onduleur sont pensés pour être grands. De plus, il en résulte que, quel que soit la valeur de courant, véhiculé par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3}$, la chute de tension aux bornes semi-conductrices est sans importance avant la tension de réserve qui est de la demande pour deux ou trois cents volts

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de quelques commutateurs, et pour que le convertisseur soit complètement contrôlable, un ordre supplémentaire est pris.

$$\begin{cases} B_{x1} = \overline{B_{x4}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x3}} \end{cases} \quad (1.17)$$

Avec :

Formé de deux B_{xi} : Commande de base du transistor S_{xi} d'un bras x , $x = a, b$ et c ; $i = 1, 2, 3$ et 4 .

Les fonctions de connexion des bras de l'onduleur à trois sont donné par :

$$\begin{cases} F_{X1}^b = F_{x1} \cdot F_{x2} \\ F_{X0}^b = F_{x3} \cdot F_{x4} \end{cases} \quad (1.18)$$

avec :

➤ **X** : Numéro du bras et **x**=a, b et c ;

Les potentiels des nœuds **a**, **b** et **c** de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point **N** de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11} \cdot F_{12} U_{c1} - F_{13} F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} F_{14}) U_c \\ V_{bn} = F_{21} \cdot F_{22} U_{c1} - F_{23} F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} F_{24}) U_c \\ V_{cn} = F_{31} \cdot F_{32} U_{c1} - F_{33} F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} F_{34}) U_c \end{cases} \quad (1.19)$$

L'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \\ F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \\ F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (1.20)$$

En introduisant l'expression de ces dernières dans les tensions d'entrée on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_c \\ V_{bn} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_c \\ V_{cn} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_c \end{cases} \quad (1.21)$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{c1} - (F_{13} F_{14} - F_{23} F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{c1} - (F_{23} F_{24} - F_{33} F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{c1} - (F_{33} F_{34} - F_{13} F_{14}) \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (1.22)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{bn} = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{cn} = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (1.23)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right] \quad (1.24)$$

Les tensions simples sont données comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

1.7.2 Onduleurs de tension statique à cinq niveaux

Les convertisseurs multiniveaux constituent une solution performante pour l'alimentation des machines électriques de moyenne et forte puissance. Parmi les différentes topologies existantes, l'onduleur à cinq niveaux de type NPC (Neutral Point Clamped) est particulièrement apprécié en raison de sa capacité à améliorer la qualité des tensions de sortie tout en réduisant les contraintes appliquées aux composants de puissance. Grâce à sa structure basée sur plusieurs niveaux de tension, cet onduleur permet de diminuer le contenu harmonique des signaux délivrés à la machine et d'améliorer les performances globales du système d'entraînement électrique [10].

La figure 1-5 présente la structure d'un onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC utilisé pour l'alimentation de la machine asynchrone dans le cadre de cette étude.

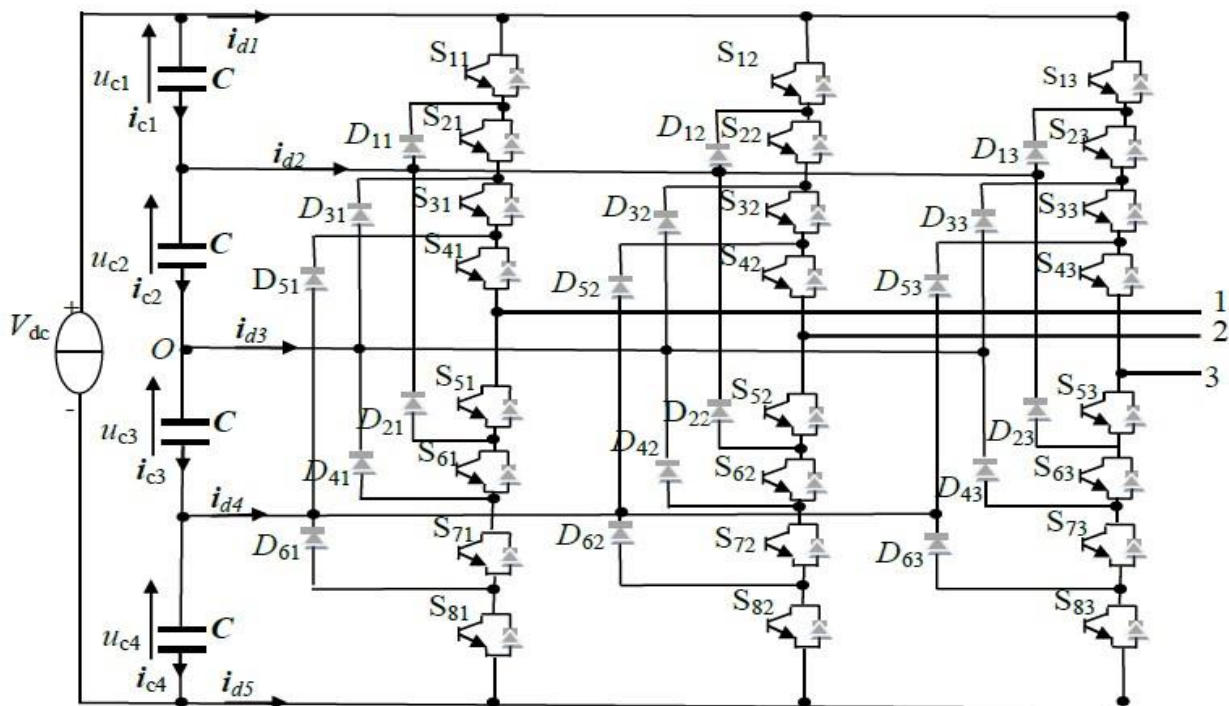


Figure 1. 5 Schéma d'un onduleur de tension statique à cinq niveaux de type NPC.

Les onduleurs de tension triphasés à cinq niveaux à structure NPC constituent des convertisseurs statiques essentiels dans les domaines des applications de forte puissance et haute tension [11]. Ils assurent la conversion entre une source d'énergie électrique continue et

une charge alimentée en alternatif. En effet, la modélisation mathématique précise du fonctionnement de ces onduleurs s'avère cruciale pour la conception de systèmes de commande efficaces. Cette étape permet d'obtenir une représentation mathématique adéquate du comportement du système, facilitant ainsi l'analyse et l'optimisation des performances de commande [12].

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- Interrupteurs parfaits : la commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture) et sans pertes, et que la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction ;
- Une charge équilibrée : la charge alimentée est équilibrée dans le sens où elle ne génère pas une composante homopolaire ;
- Sources parfaites : la tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

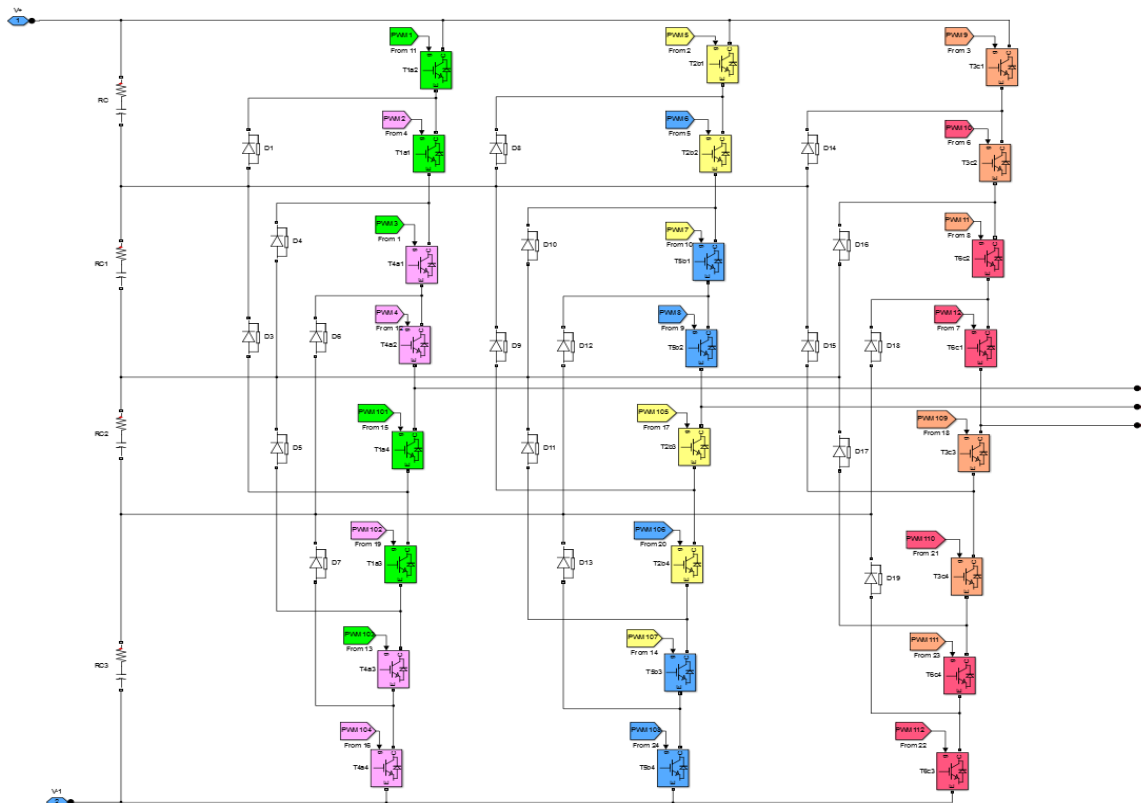


Figure 1. 6 Schéma d'un onduleur de tension statique à cinq niveaux de type NPC real.

L'onduleur triphasé à **cinq niveaux** à structure **NPC (Neutral Point Clamping)** étudié est constitué de trois bras et quatre sources de tension continue. Chaque bras comporte huit interrupteurs, six en série et les deux autres en parallèle, plus deux diodes. Chaque interrupteur

est composé d'un transistor et une diode antiparallèle montée en tête bêche [11]. La Figure 1-6 montre le schéma électrique d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

La modélisation permet d'étudier l'évolution des différentes grandeurs régissant le fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux tout en considérant les commutations des interruptions. Pour chaque interrupteur T_{ki} ($k = a, b, c$ $i = 1, \dots, 8$), on définit une fonction de commutation S_{ki} de la manière suivante [12]:

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (1.26)$$

Pour éviter la conduction simultanée des six interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou à une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, nous définissons la commande complémentaire suivante [13][14] :

$$\begin{cases} S_{k4} = \bar{S}_{k2} \\ S_{k5} = \bar{S}_{k1} \\ S_{k6} = \bar{S}_{k3} \end{cases} \quad (1.27)$$

Avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k4} = 1 - S_{k2} \\ S_{k5} = 1 - S_{k1} \\ S_{k6} = 1 - S_{k3} \end{cases} \quad (1.28)$$

Afin de simplifier les équations du modèle des onduleurs multi-niveaux, on définit la fonction de connexion du Demi-Bras. Elle est notée S_{km}^b où k désigne le numéro du bras et m le Demi-Bras ($m=1$ pour le Demi-Bras du haut, et $m=0$ pour le Demi-Bras du bas). En effet, pour le bras k , les fonctions de connexion des Demi-Bras s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1}^b = S_{k1}S_{k2}S_{k3} \\ S_{k0}^b = S_{k4}S_{k5}S_{k6} \end{cases} \quad (1.29)$$

Les deux fonctions de connexion des deux interrupteurs parallèles du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k7} = S_{k1}S_{k2}(1 - S_{k3}) \\ S_{k8} = S_{k4}S_{k5}(1 - S_{k6}) \end{cases} \quad (1.30)$$

Les potentiels des nœuds a , b et c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu « o » en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = S_{a1}S_{a2}S_{a3}(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{a1}S_{a2}(1 - S_{a3})V_{vdc1} - S_{a4}S_{a5}S_{a6}(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ \quad - S_{a4}S_{a5}(1 - S_{a6})V_{vdc3} \\ V_{bo} = S_{b1}S_{b2}S_{b3}(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{b1}S_{b2}(1 - S_{b3})V_{vdc1} - S_{b4}S_{b5}S_{b6}(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ \quad - S_{b4}S_{b5}(1 - S_{b6})V_{vdc3} \\ V_{co} = S_{c1}S_{c2}S_{c3}(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{c1}S_{c2}(1 - S_{c3})V_{vdc1} - S_{c4}S_{c5}S_{c6}(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ \quad - S_{c4}S_{c5}(1 - S_{c6})V_{vdc3} \end{cases} \quad (1.31)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les fonctions de connexion des *Demi-Bras* sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{a1}^b = S_{a1}S_{a2}S_{a3} & S_{b1}^b = S_{b1}S_{b2}S_{b3} & S_{c1}^b = S_{c1}S_{c2}S_{c3} \\ S_{a0}^b = S_{a4}S_{a5}S_{a6} & S_{b0}^b = S_{b4}S_{b5}S_{b6} & S_{c0}^b = S_{c4}S_{c5}S_{c6} \end{cases} \quad (1.32)$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} S_{a7} = S_{a1}S_{a2}(1 - S_{a3}) & S_{b7} = S_{b1}S_{b2}(1 - S_{b3}) & S_{c7} = S_{c1}S_{c2}(1 - S_{c3}) \\ S_{a8} = S_{a4}S_{a5}(1 - S_{a6}) & S_{b8} = S_{b4}S_{b5}(1 - S_{b6}) & S_{c8} = S_{c4}S_{c5}(1 - S_{c6}) \end{cases} \quad (1.33)$$

En introduisant les équations (1.23) et (1.24) dans le système (1.22), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{ao} = S_{a7}V_{dc1} + S_{a1}^b(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{a8}V_{dc3} - S_{a0}^b(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ V_{bo} = S_{b7}V_{dc1} + S_{b1}^b(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{b8}V_{dc3} - S_{b0}^b(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ V_{co} = S_{c7}V_{dc1} + S_{c1}^b(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{c8}V_{dc3} - S_{c0}^b(V_{dc3} + V_{dc4}) \end{cases} \quad (1.34)$$

Ce système (2.25) s'écrit sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a7} + S_{a1}^b \\ S_{b7} + S_{b1}^b \\ S_{c7} + S_{c1}^b \end{bmatrix} V_{dc1} + \begin{bmatrix} S_{a1}^b \\ S_{b1}^b \\ S_{c1}^b \end{bmatrix} V_{dc2} - \begin{bmatrix} S_{a8} + S_{a0}^b \\ S_{b8} + S_{b0}^b \\ S_{c8} + S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc3} - \begin{bmatrix} S_{a0}^b \\ S_{b0}^b \\ S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc4} \quad (1.35)$$

Le système d'équation (1.26) montre qu'un onduleur à **cinq niveaux** est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où les sources de tensions continues : $(V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = V_{dc4} = \frac{V_{dc}}{4})$ la relation (1.26) se réduit à celui :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - S_{a8} - 2S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - S_{b8} - 2S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - S_{c8} - 2S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (1.36)$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{co} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (1.37)$$

D'après les relations (1.27) et (1.28), découle l'équation matricielle (1.29) suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{ac} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - 2S_{a8} - 3S_{a0}^b \\ S_{ab7} + 2S_{b1}^b - 2S_{b8} - 3S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - 2S_{c8} - 3S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (1.38)$$

Pour les tensions simples, on a :

$$\begin{cases} V_a = V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_b = V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_c = V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (1.39)$$

Avec : V_{no} étant la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge. Elle est donnée comme suit :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.40)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_{an} = V_a = \frac{1}{3}(V_{ab} + V_{ca}) \\ V_{bn} = V_b = \frac{1}{3}(V_{bc} + V_{ab}) \\ V_{cn} = V_c = \frac{1}{3}(V_{ca} + V_{bc}) \end{cases} \quad (1.41)$$

On en déduit les tensions simples :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - 2S_{a8} - 3S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - 2S_{b8} - 3S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - 2S_{c8} - 3S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (1.42)$$

1.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude et à la modélisation de la machine asynchrone ainsi que de l'onduleur de tension multiniveaux. Il a permis de présenter les principes de fonctionnement de la machine et de mettre en évidence ses principales caractéristiques. De plus, l'étude de l'onduleur multiniveaux a permis de comprendre son rôle dans la conversion de l'énergie et son apport en termes d'amélioration de la qualité des tensions et de réduction des harmoniques. Ainsi, ce chapitre établit une base théorique essentielle pour la compréhension du système étudié et de ses composants.

Chapitre 2 :

Commande vectorielle de l'association onduleurs multi niveaux/machine asynchrone

Chapitre 2 : Commande vectorielle de l'association onduleurs multi niveaux /machine asynchrone

2.1 Introduction

En faisant abstraction des phénomènes parasites tels que : la réaction d'induit et les effets de commutation, la machine à courant continu à excitation indépendante apparaît comme la structure de référence en matière de découplage. En effet, elle permet une dissociation naturelle entre le flux et le couple, commandés respectivement par le courant d'excitation et le courant d'induit, ce qui simplifie considérablement sa commande.

À l'inverse, la machine asynchrone présente une dynamique intrinsèquement non linéaire, caractérisée par un couplage fort entre les grandeurs statoriques et rotoriques, rendant sa commande plus délicate. Néanmoins, les progrès réalisés en électronique de puissance et en techniques de commande ont permis de transposer le principe de découplage à ce type de machine. L'objectif est alors de reproduire les performances dynamiques de la machine à courant continu, tout en s'affranchissant des contraintes liées à la commutation mécanique.

Dans ce contexte, la commande vectorielle à flux rotorique orienté s'impose comme une solution de référence, en raison de ses performances élevées comparativement aux approches fondées sur l'orientation du flux statorique ou du flux d'entrefer. Ce chapitre est consacré à l'étude de cette stratégie de commande : nous en exposons d'abord le principe général, avant de présenter ses deux principales variantes, à savoir la commande vectorielle indirecte et la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.[5]

2.2 Commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle à flux orienté (FOC – Field Oriented Control) repose sur le découplage des grandeurs de commande, à savoir le couple et le flux, afin de permettre leur régulation indépendante dans la machine asynchrone. Cette approche vise à conférer à cette dernière un comportement dynamique comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, reconnue pour la simplicité de sa commande.

La commande vectorielle s'appuie sur un modèle mathématique dynamique décrivant précisément le fonctionnement de la machine asynchrone. Grâce à cette modélisation, elle permet d'obtenir des performances dynamiques élevées sur une large plage de variation de vitesse.

Cependant, cette stratégie présente certaines limitations. D'une part, sa mise en œuvre demeure relativement complexe. D'autre part, elle est fortement sensible aux variations des paramètres de la machine, en particulier la résistance rotorique, dont la valeur évolue avec la température et les effets de peau. Toute inadéquation entre les paramètres utilisés dans l'algorithme de commande et les valeurs réelles entraîne des erreurs d'estimation du flux et du couple, ce qui compromet le découplage et dégrade les performances dynamiques.

Par conséquent, l'élaboration d'une commande robuste vis-à-vis de ces variations nécessite le recours à des techniques d'estimation en temps réel des paramètres de la machine [9].

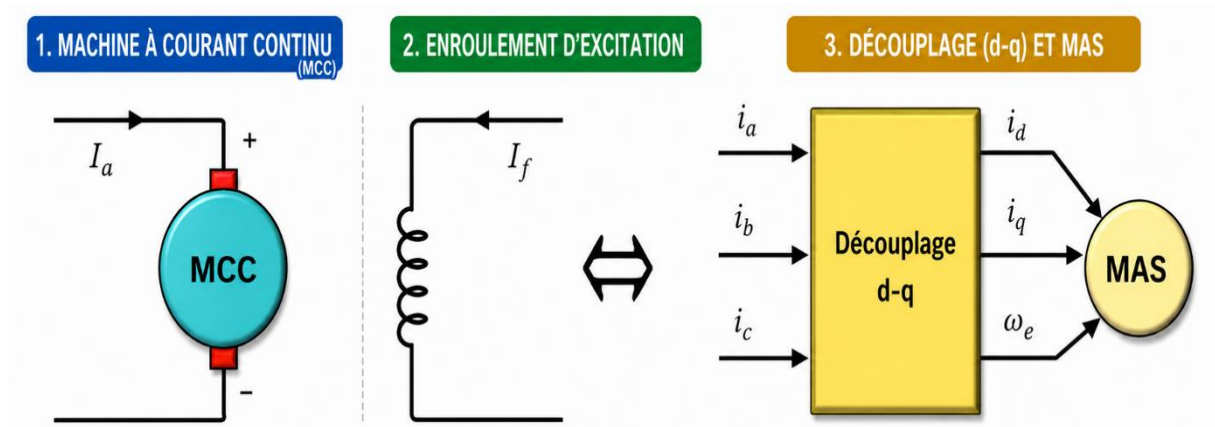


Figure 2. 1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continu et de la machine asynchrone triphasé

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu excitation séparée est donné par la relation suivante :

$$\begin{cases} C_{em} = K_a \phi_a I_a \\ \phi_a = K_f I_f \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec :

- I_a : Courant d'induit ;
- ϕ_a : Flux imposé par le courant d'excitation ;
- I_f : Courant d'excitation ;
- K_a et K_f : Constante.

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasé est donné par l'équation suivante :

$$C_{em} = K_m I_{ds} I_{qs} \quad (0.2)$$

2.3 Types de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développé par **F. Blaschke**, la seconde connue par la méthode indirecte développée par **k. Hasse** [6].

2.3.1 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Pour déterminer la position et la norme du flux (dans le cadre d'une commande par contre-réaction), on utilise généralement des capteurs à effet **Hall** placés sur les dents du stator. Cette solution nécessite toutefois des machines spécifiques. De plus, ces capteurs présentent une fragilité mécanique et supportent mal des conditions sévères telles que les vibrations ou les échauffements importants. Leur fréquence variant avec la vitesse, l'utilisation de filtres adaptatifs devient indispensable.

L'application de cette méthode présente plusieurs inconvénients de nature différente :

- ✚ Une fiabilité limitée de la mesure du flux, notamment en raison des difficultés liées au filtrage du signal ;
- ✚ Une précision insuffisante, influencée par la température (échauffement de la machine) et les phénomènes de saturation ;
- ✚ Un coût de production élevé dû à l'ajout des capteurs et des dispositifs de filtrage.

Afin de permettre l'utilisation d'une machine standard, les capteurs de flux sont remplacés par des estimateurs de flux.

Dans ce cadre, nous mettons en œuvre une commande vectorielle directe appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension via un convertisseur [6].

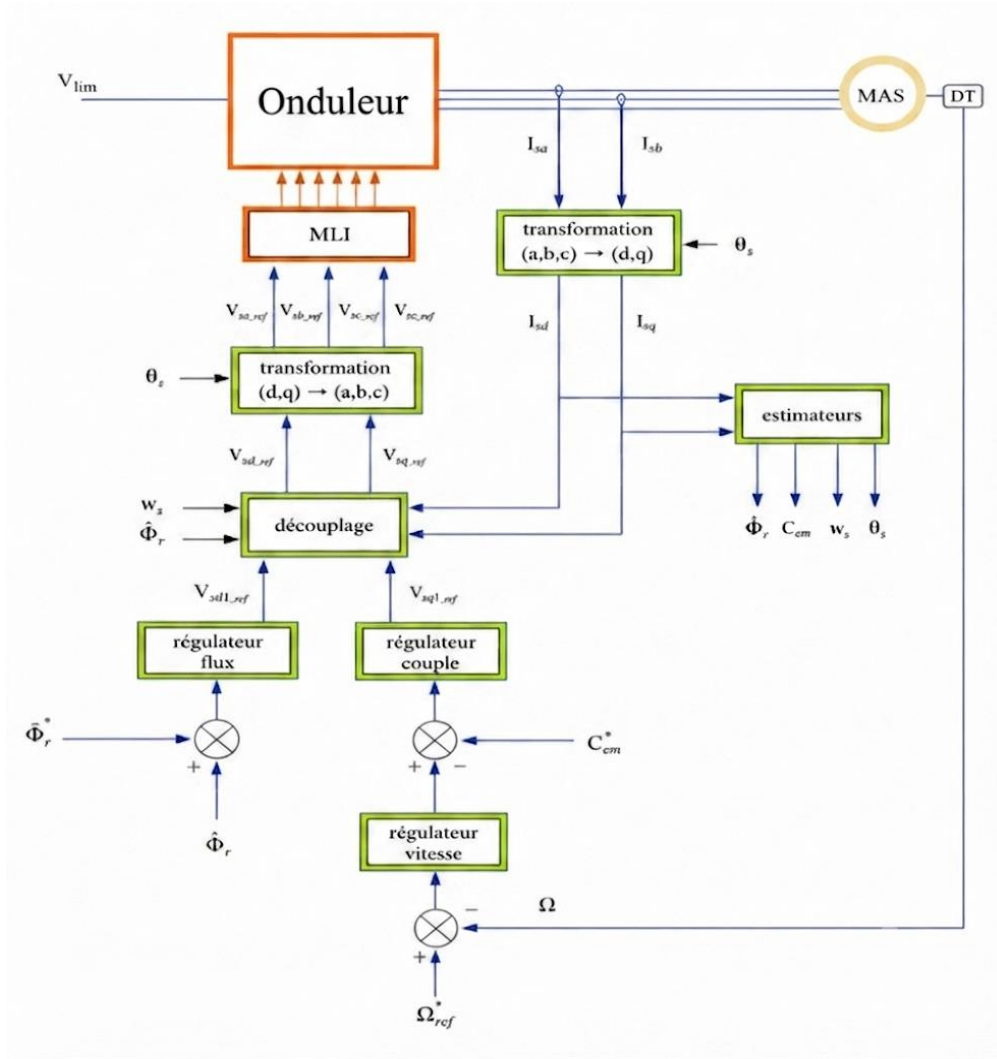


Figure 2. 2 Commande vectorielle directe de la MAS.

2.3.2 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Dans le cadre de notre travail, nous utilisons la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, cette méthode n'exige pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence Φ_{rd}^* . De plus, la commande vectorielle indirecte exige la présence d'un capteur de vitesse (position) du rotor ainsi que deux capteurs de courant statorique [1][3].

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct "d" pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple électromagnétique quel que soit le point de fonctionnement. Ainsi, on peut choisir d'orienter le repère de manière à ce que l'axe "d" porte entièrement le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer, car cela permet d'obtenir à

un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers le courant statorique. Cette méthode nous a été utilisée dans notre travail.

Sachant que la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite les deux conditions suivantes [1][4] :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r^* \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Les équations de la machine asynchrone triphasée et dans un référentiel lié aux champs tournants (*d-q*) deviennent :

Le couple machine ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique I_{sq} :

$$C_{em}^* = p \frac{M}{L_r} \phi_r^* I_{sq} \quad (2.4)$$

Le flux rotorique ne dépend que du courant statorique I_{sd} :

$$\phi_r^* + T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} = M I_{sd} \quad (0.5)$$

L'angle d'orientation est donné comme suit :

$$\theta_s = \int \omega_s + p\Omega_m \quad (0.6)$$

La pulsation rotorique peut être exprimée par :

$$\omega_r = \frac{M I_{sq}}{T_r \phi_r^*} \quad (0.7)$$

En régime permanent :

$$\phi_r^* = M I_{sd} \quad (0.8)$$

On obtient les équations de tension de référence sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r^*}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r^* + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (0.9)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (02.10)$$

Les éléments T_r et σ sont écrits comme suit :

$$\begin{cases} T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (0.11)$$

avec:

- ✓ T_r : Constante de temps rotorique ;
- ✓ σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

2.4 Commande par les différents types des régulateurs linéaires

2.4.1 Commande par le régulateur de type PI classique

2.4.1.1 Introduction

Dans les systèmes d'entraînement électriques modernes, la commande vectorielle est largement utilisée pour contrôler les machines asynchrones grâce à ses hautes performances dynamiques et sa précision [10].

Cette stratégie permet de découpler le contrôle du flux et du couple, de manière similaire à une machine à courant continu.

Au cœur de cette commande se trouve le régulateur proportionnel-intégral (PI), utilisé pour assurer la régulation de plusieurs grandeurs essentielles telles que [10] :

- Courant statorique ;
- Vitesse de rotation ;
- Flux rotorique ;
- Régulateur PI est apprécié pour ;
- Rimplicité de mise en œuvre ;
- Robuste.

Sa bonne précision en régime permanent Cependant, un mauvais réglage des gains peut provoquer [10] :

- Des oscillations ;
- Un dépassement important ;
- Une réponse lente ;
- Voir une instabilité du système.

Ce chapitre présente le principe du régulateur PI, son fonctionnement, sa structure mathématique ainsi que son rôle dans la commande vectorielle de la machine asynchrone.

2.4.1.2 Principe du Régulateur PI

Le régulateur PI combine deux actions [2] :

- ❖ Une action proportionnelle,
- ❖ Une action intégrale.

Sa sortie est donnée par :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \quad (2.12)$$

avec :

- ❖ $u(t)$: Signal de commande,
- ❖ $e(t)$: Erreur entre la consigne et la mesure,
- ❖ k_p : G proportionnel,
- ❖ k_i : Gain intégral.

2.4.1.3 Structure du Régulateur PI

Le schéma fonctionnel du régulateur PI est composé [2] :

- D'un comparateur,
- D'une branche proportionnelle,
- D'une branche intégrale,
- D'un sommateur.

La sortie finale est :

$$u(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) E(s) \quad (2.13)$$

La fonction de transfert du PI est donc :

$$G(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.14)$$

2.4.1.4 Régulateur du courant (I_{sd})

Le régulateur du courant direct fournit la tension V_{sd}^* nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{I_{sd}}{V_{sd}}$ est donnée par :

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd}^*} = \frac{(1/\sigma L_s)}{s + \rho_s} \quad (2.15)$$

Avec

$$\rho_s = \frac{1}{\sigma T_s} \quad \text{et} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

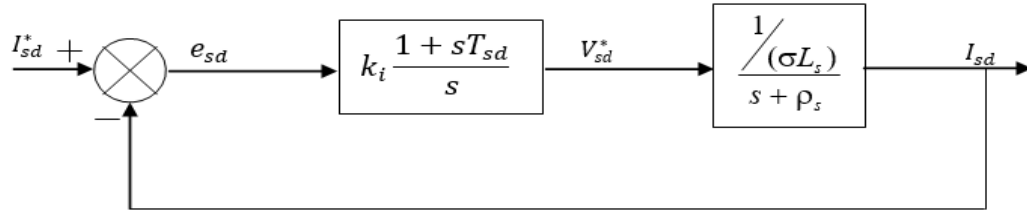


Figure 2. 3 Schéma bloc de régulation du courant I_{sd} .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suite [8]:

$$\frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{k_i(1 + sT_{sd}) / \sigma L_s}{s^2 + s \left(\rho_s + k_i \frac{T_{sd}}{\sigma L_s} \right) + \frac{k_i}{\sigma L_s}} \quad (2.16)$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle ferme. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire.

En imposant les pôles $s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$ le polynôme caractéristique s'écrit comme suite [8]:

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (2.17)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI [8]:

$$\begin{cases} k_i = 2\rho^2 \sigma L_s \\ T_{sd} = \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \end{cases} \quad (2.18)$$

2.4.1.5 Régulateur du courant (I_{sq})

Le régulateur du courant direct fournit la tension V_{sq}^* nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{I_{sq}}{V_{sq}^*}$ est donnée par [8]:

$$\frac{I_{sq}}{V_{sq}^*} = \frac{(1/\sigma L_s)}{s + \rho_s} \quad (2.19)$$

Avec :

$$\rho_s = \frac{1}{\sigma T_s}$$

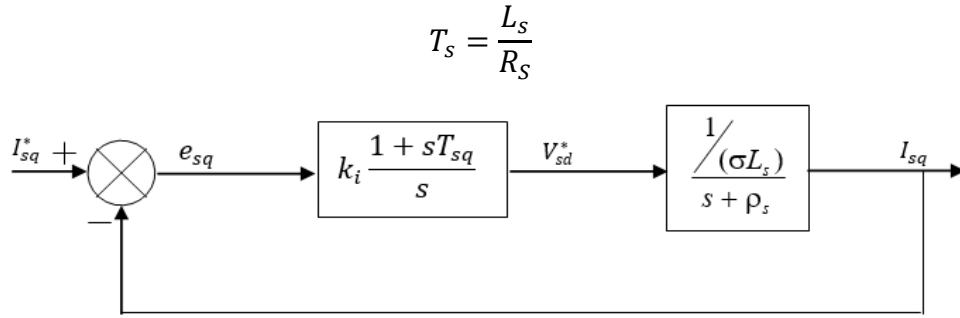


Figure 2. 4 Schéma bloc de régulation du courant I_{sq}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suite [8]:

$$\frac{I_{sq}}{I_{sq}^*} = \frac{k_i(1+sT_{sq})/\sigma L_s}{s^2 + s\left(\rho_s + k_i \frac{T_{sq}}{\sigma L_s}\right) + \frac{k_i}{\sigma L_s}} \quad (2.20)$$

Les paramètres du régulateur sont donnés par [8]:

$$\begin{cases} k_i = 2\rho^2 \sigma L_s \\ T_{sq} = \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \end{cases} \quad (2.21)$$

2.4.1.6 Régulateur du flux (φ_r)

La boucle externe est consacrée pour la régulation du flux rotorique (La grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale [7].

D'après l'équation ; nous avons :

$$\frac{\varphi_r}{I_{sd}} = \frac{L_m/T_r}{s + \rho_r} \quad (2.22)$$

Avec :

$$\rho_r = \frac{1}{T_r}$$

D'où le schéma bloc de régulation du flux rotorique représenté par la **Figure 2-5** :

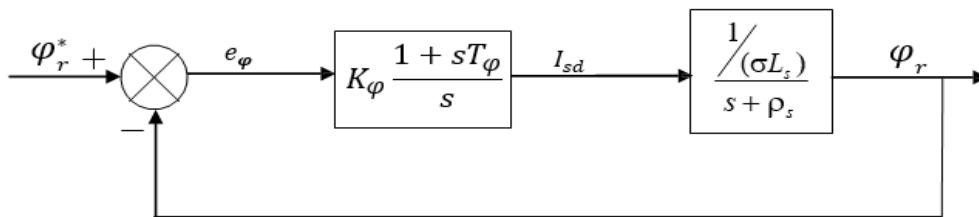


Figure 2. 5 schéma bloc de régulation de flux φ_r

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suite [7] :

$$\frac{\varphi_r}{\varphi_r^*} = \frac{K_\varphi(1 + sT_\varphi)L_m/T_r}{s^2 + s(\rho_s + K_\varphi \frac{T_\varphi L_m}{T_r}) + \frac{K_\varphi L_m}{T_r}} \quad (2.23)$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles.

En imposant deux pôles $s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$ les paramètres de régulateur seront [7] :

$$\begin{cases} k_\varphi = 2\rho^2 \frac{T_r}{L_m} \\ T_\varphi = \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \end{cases} \quad (2.24)$$

L'estimateur du module de vecteur flux rotorique et sa position est obtenue par les équations suivantes [7]:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_r^*}{dt} = -\frac{1}{T_r} \varphi_r^* + \frac{L_m}{T_r} I_{sd} \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_s = \omega + \frac{L_m I_{sq}}{T_r \varphi_r^*} \end{cases} \quad (2.25)$$

2.4.1.7 Régulateur de vitesse

La boucle là, plus externe est la boucle de régulation de la vitesse où la position (la grandeur ayant une dynamique la plus lente).

Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe sont plus proches à l'origine du plan des racines par rapport aux pôles de la boucle interne [11].

D'après l'équation mécanique, nous avons :

$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{P/J}{s + \rho_m} \quad (2.26)$$

Avec :

$$\rho_m = F/J$$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse **Figure 2-6** : e_ω

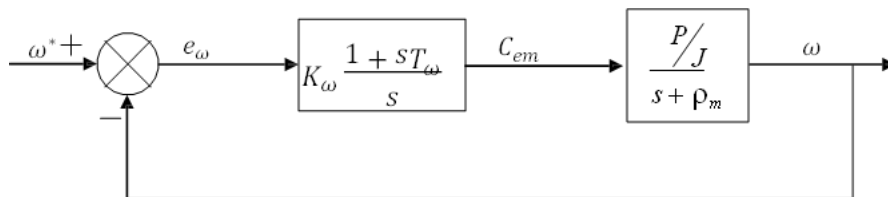


Figure 2. 6 Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par [11]:

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{K_\omega(1+sT_\omega)P/J}{s^2+s(\rho_m+K_\omega\frac{T_\omega P}{J_r})+\frac{K_\omega P}{J_r}} \quad (2.27)$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramétriser du correcteur

$$\begin{cases} k_\omega = 2\rho^2 \frac{J}{P} \\ T_\omega = \frac{2\rho-\rho_m}{2\rho^2} \end{cases} \quad (2.28)$$

2.4.1.8 Schéma complet de la commande vectorielle de la MAS

En s'appuyant sur les équations précédentes, il est possible d'établir le schéma bloc général de la commande de vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur multiniveaux, fondé sur la commande vectorielle basée sur, tel qu'illustré à la figure 2.7.

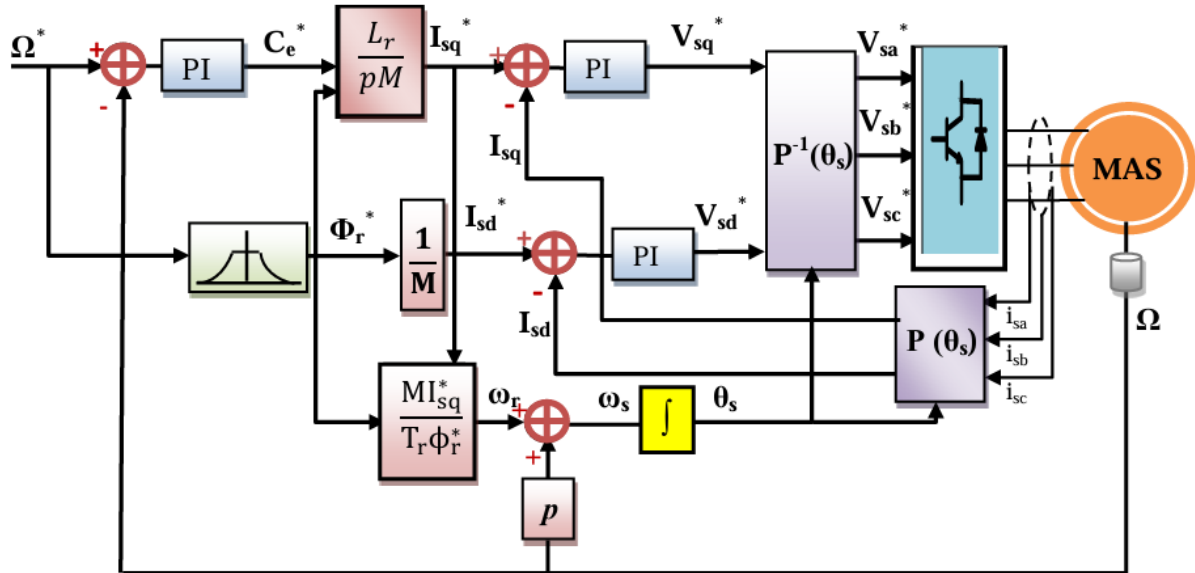


Figure 2. 7 Commande vectorielle indirecte de la MAS.

Le schéma de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone triphasée basée sur la commande vectorielle présentée sur la figure 2-2, est constitué des boucles de contrôle en cascade et d'un bloc de calcul de l'angle θ_s . Les boucles des régulations internes sont celles des courants I_{sd} et I_{sq} et la boucle de régulation externe est celle de la vitesse Ω . La sortie du régulateur de vitesse donne la référence du couple électromagnétique (image du courant I_{sq}), la référence du courant I_{sd} est l'image de flux rotorique appliqué. Enfin, les tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* obtenues à la sortie des régulateurs des courants sont transformées dans le repère lié au stator en utilisant l'angle θ_s et serviront de références au bloc MLI .

Le modèle de simulation de l'association machine asynchrone–onduleur cinq niveaux réalisé sous **MATLAB/Simulink** est présenté dans la figure 2.8.

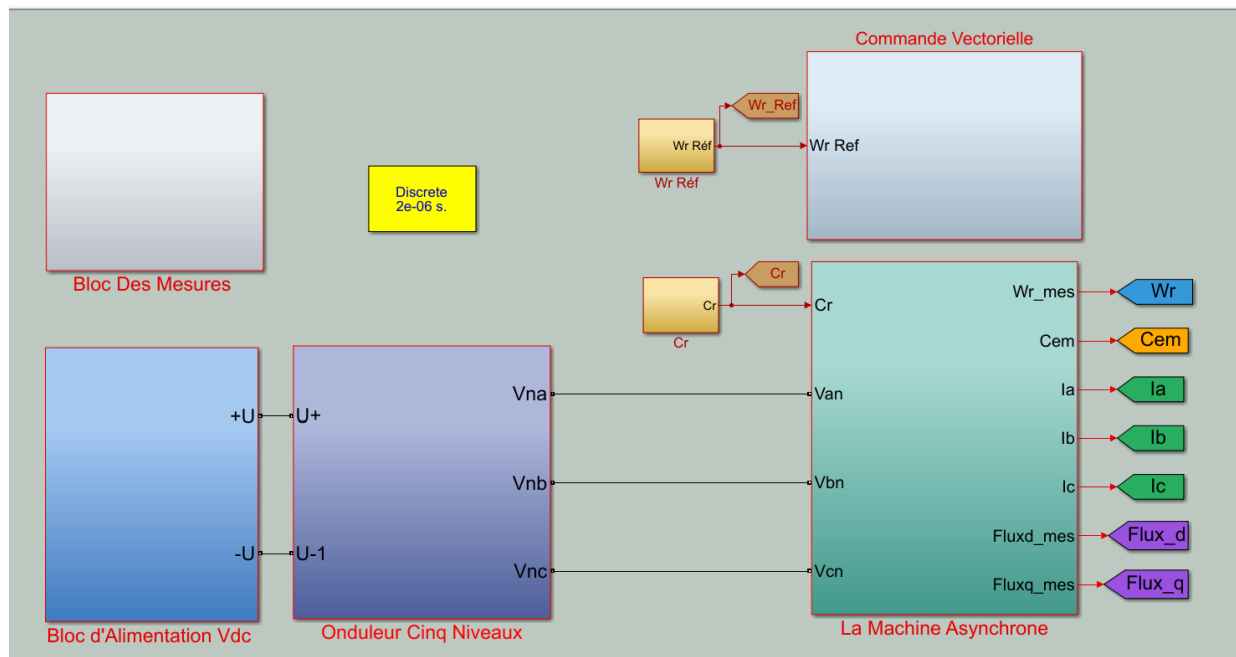


Figure 2. 8 Modèle de simulation sous *Matlab/Simulink* de l'association machine-onduleur cinq niveaux.

2.4.1.9 Simulation de la commande vectorielle de la MAS

Cette section présente les résultats de simulations de la commande vectorielle de la **MAS** triphasé alimenté par un onduleur de tension avec des topologies à deux, trois et cinq niveaux, sont commandés par une régulation linéaire de type **PI**. Les résultats de simulations obtenus sont réalisés à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink*. Les paramètres de la machine pour effectuer les différents essais de simulation cités dans l'annexe A.

Le système d'entraînement électrique étudié est basé sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à multi niveaux. La simulation de la machine asynchrone constitue une étape essentielle pour observer et analyser l'évolution des différentes grandeurs mécaniques, électriques et magnétiques du système. Cette étude permet de mieux comprendre le comportement dynamique de la machine ainsi que son fonctionnement global.

Les paramètres du système sont fixés au préalable, puis la simulation est lancée avec une vitesse de référence $N_{Ref}=1000tr/min$. Par ailleurs, un couple de charge $C_r=10N.m$ est appliqué à l'instant $t=1s$, avec l'onduleur trois niveaux et un couple de charge $C_r=20N.m$ est appliqué à l'instant $t=1.5s$, avec l'onduleur cinq niveaux.

Les principaux résultats obtenus sont présentés dans les figures suivantes sous forme de courbes illustrant l'évolution des différentes grandeurs du système.

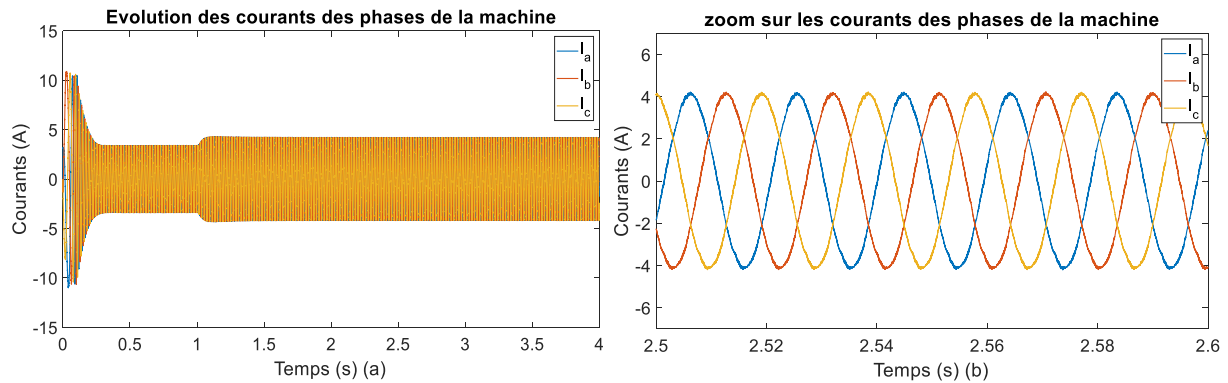


Figure 2. 9 Courbes des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux.

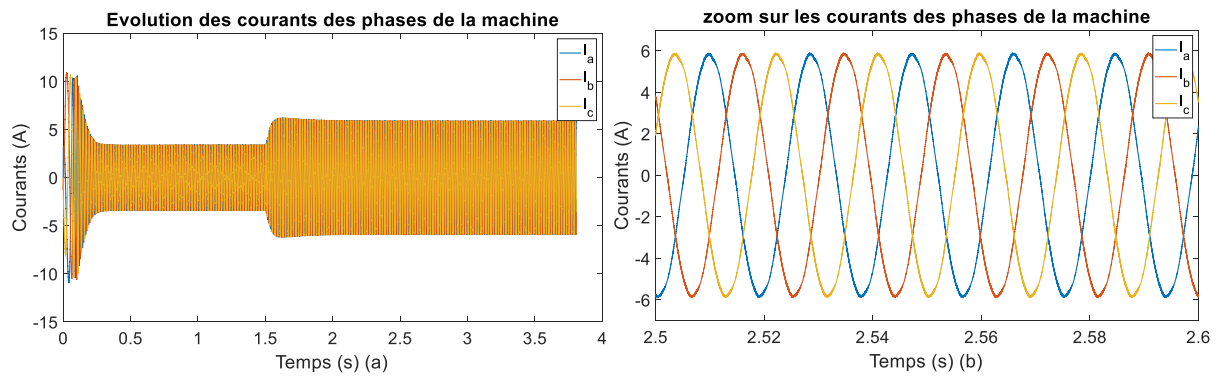


Figure 2. 10 Courbes des courants des phases de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux

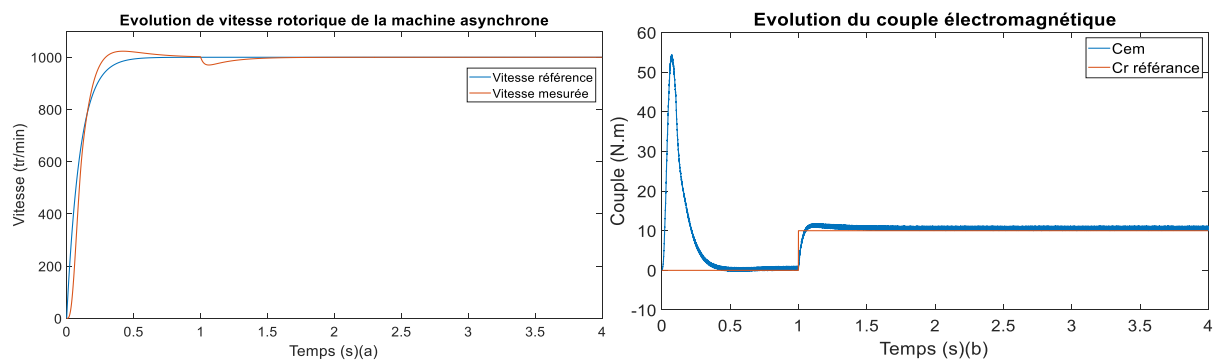


Figure 2. 11 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux

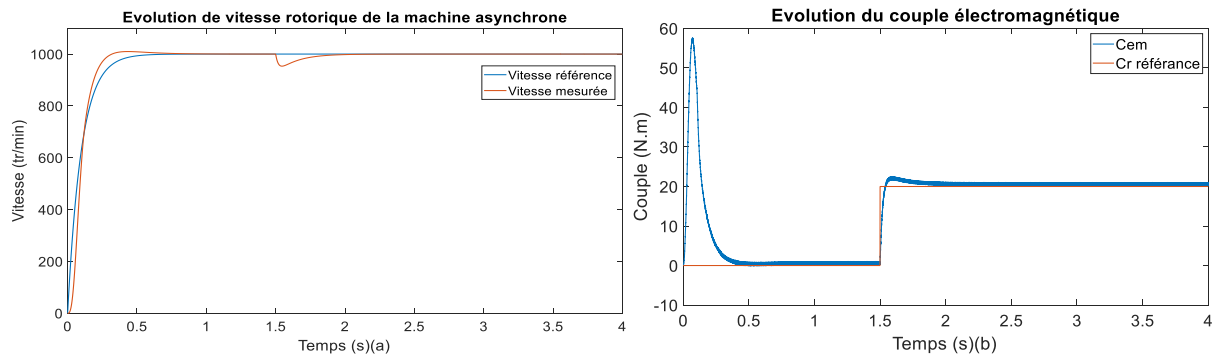


Figure 2. 12 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux

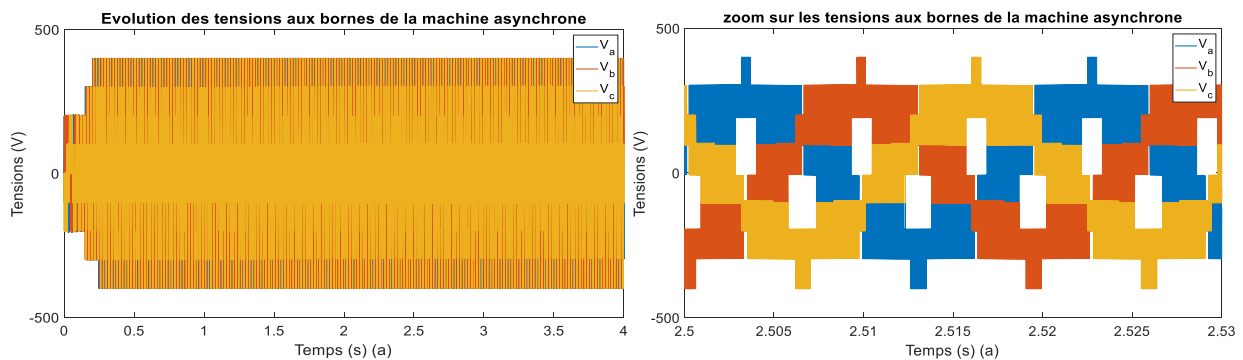


Figure 2. 13 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux

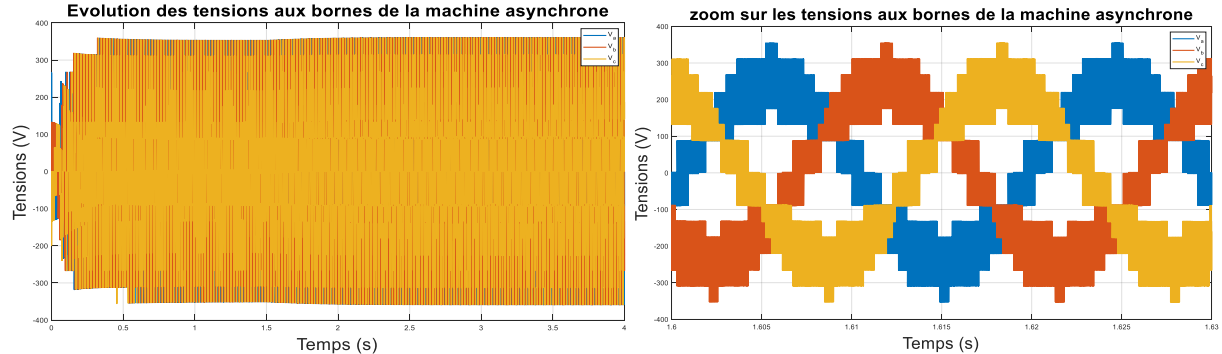


Figure 2. 14 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux

Les figures 2-9 (a) et (b) illustrent les formes d'onde des courants statoriques obtenues par simulation pour une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux et contrôlée par une commande vectorielle utilisant un régulateur PI.

Les figures 2-10 (a) et (b) présentent les courants statoriques simulés de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux sous une commande vectorielle basée sur un régulateur PI.

Les figures 2-11 (a) et (b) montrent les réponses temporelles de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux dans le cadre d'une commande vectorielle à régulation PI.

Les figures 2-12 (a) et (b) illustrent les performances dynamiques de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux sous une stratégie de commande vectorielle fondée sur un régulateur PI.

Les figures 2-13 (a) et (b) présentent les tensions triphasées aux bornes de la machine asynchrone obtenues avec un onduleur de tension à trois niveaux pilotés par une commande vectorielle basée sur un régulateur PI.

Les figures 2-14 (a) et (b) montrent les tensions statoriques délivrées par l'onduleur de tension à cinq niveaux pour l'alimentation de la machine asynchrone contrôlée par une commande vectorielle utilisant un régulateur PI.

2.4.2 Commande par le régulateur de type PI Anti Windup

2.4.2.1 Introduction

La MAS est largement utilisée dans le domaine industriel grâce à sa robustesse, sa simplicité et son faible coût. Afin d'obtenir de bonnes performances dynamiques, la commande vectorielle orientée champ (FOC) est souvent utilisée avec un régulateur PI pour la commande de vitesse [12].

Cependant, lors des régimes transitoires ou en présence de saturation, l'intégrateur du régulateur PI peut accumuler une erreur importante, provoquant le phénomène de windup. Ce problème entraîne un dépassement élevé et une dégradation des performances du système.

Pour limiter cet effet, une technique **anti-windup** est ajoutée au régulateur PI. Cette méthode permet d'améliorer la stabilité et la rapidité de réponse du système.

Nous présentons la modélisation et le principe de fonctionnement du régulateur **PI anti-windup** appliqué à la commande vectorielle de la machine asynchrone.

2.4.2.2 Structure du Régulateur PI Anti-Windup

Le schéma Simulink utilisé contient :

- Terme proportionnel ;
- Terme intégral ;
- Boucle anti-windup ;
- Bloc de saturation.

Le régulateur génère la référence du couple électromagnétique C_{em}^* à partir de l'erreur de vitesse.

2.4.2.3 Équation de l'Erreur de Vitesse

Le premier sommateur calcule [14] :

$$e_{\omega}(t) = \omega^*(t) - \omega_r(t) \quad (2.29)$$

Avec :

- e_{ω} : Erreur de vitesse ;
- ω^* : Vitesse de référence ;
- ω_r : Vitesse rotorique.

2.4.2.4 Action Proportionnelle

La branche proportionnelle produit [13] :

$$u_p(t) = k_{p\omega} e_{\omega}(t) \quad (2.30)$$

où :

$k_{p\omega}$: gain proportionnel du régulateur de vitesse.

2.4.2.5 Action Intégrale

La partie intégrale est donnée par [13] :

$$u_i(t) = \int [k_{i\omega} e_{\omega}(t) - k_{\omega} \Delta u(t)] dt \quad (2.31)$$

Avec :

- $k_{i\omega}$: Gain intégral ;
- k_{ω} : Gain anti-windup;
- $\Delta u(t)$: Signal de correction anti-windup.

2.4.2.6 Boucle Anti-Windup

D'après la structure [Simulink](#) utilisée, le signal de correction est [13] :

$$\Delta u(t) = u(t) - u_{sat}(t) \quad (2.32)$$

Où :

- $u(t)$: Sortie du PI avant saturation,
- $u_{sat}(t)$: Sortie après saturation.

Le signal [anti-windup](#) devient :

$$u_{a\omega}(t) = k_{\omega}(u(t) - u_{sat}(t)) \quad (2.33)$$

2.4.2.7 Sortie du Régulateur PI

La sortie non saturée du régulateur est :

$$u(t) = u_p(t) - u_i(t) \quad (2.34)$$

Donc :

$$u(t) = k_{p\omega} e_{\omega}(t) - \int [k_{i\omega} e_{\omega}(t) - k_{\omega}(u(t) - u_{sat}(t))] dt \quad (2.35)$$

2.4.2.8 Bloc de Saturation

Le bloc de saturation limite la référence du couple électromagnétique [13] :

$$C_{em}^*(t) = sat(u(t)) \quad (2.36)$$

Avec :

$$\begin{cases} +C_{max} & si & u > C_{max} \\ u & si & -C_{max} \leq u \leq C_{max} \\ -C_{max} & si & u < -C_{max} \end{cases} \quad (2.37)$$

Où :

C_{max} : couple maximal admissible.

2.4.2.9 Équation Générale du Régulateur PI Anti-Windup

Le régulateur complet est modélisé par [13] [14] :

$$C_{em}^*(t) = sat \left[k_{p\omega} e_{\omega}(t) + \int \left(k_{i\omega} e_{\omega}(t) - k_{\omega}(u(t) - u_{sat}(t)) \right) dt \right] \quad (2.38)$$

2.4.2.10 Principe de Fonctionnement

a) Fonctionnement Normal

Lorsque la sortie du régulateur reste dans les limites :

$$u(t) = u_{sat}(t) \quad (2.39)$$

alors :

$$u(t) - u_{sat}(t) = 0 \quad (2.40)$$

b) Fonctionnement en Saturation

Lorsque la sortie dépasse les limites :

$$u(t) \neq u_{sat}(t) \quad (2.41)$$

La différence :

$$u(t) - u_{sat}(t) \quad (2.42)$$

Devient non nulle.

Le terme anti-windup agit alors sur l'intégrateur afin de limiter son accumulation. Cette correction permet :

- De réduire le dépassement ;
- D'améliorer la stabilité ;
- D'accélérer le temps de réponse ;
- D'éviter la saturation prolongée de l'intégrateur.

2.4.2.11 Fonction de Transfert du PI

Le régulateur **PI** classique est défini par :

$$G_{pi}(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \quad (2.43)$$

La boucle anti-windup ajoute une rétroaction corrective autour de l'intégrateur lorsque la saturation apparaît.

2.4.2.12 Application dans la Commande Vectorielle FOC

Dans la commande vectorielle de la **MAS**, le régulateur de vitesse fournit C_{em}^* qui est ensuite transformé en référence du courant quadratique I_{sq}^*

Le **PI anti-windup** améliore les performances dynamiques pendant :

- Démarrage ;
- Variations brusques de charge ;
- Inversions de vitesse ;
- Accélérations rapides ;
- Régimes de saturation ;

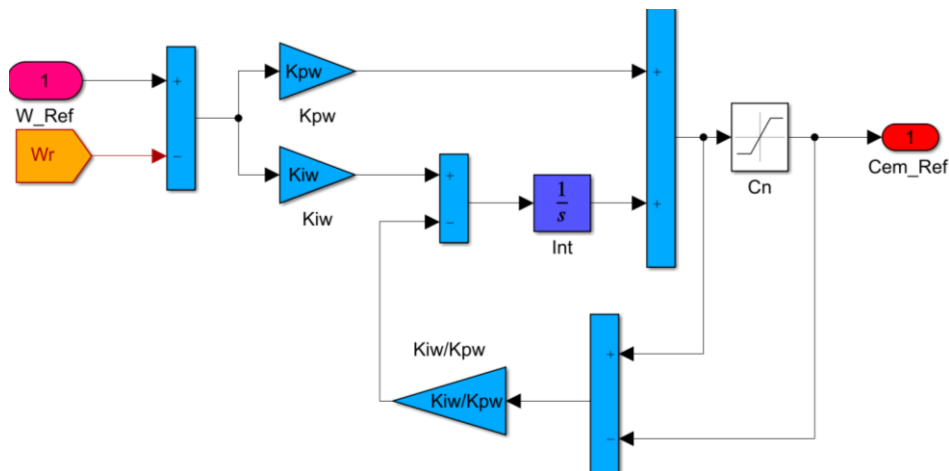


Figure 2. 15 schéma bloc de la commande par PI Anti windup.

2.4.2.13 Simulation de la commande vectorielle de la MAS

Cette section présente les résultats de simulations de la commande vectorielle de la MAS triphasé alimenté par un onduleur de tension avec des topologies à deux, trois et cinq niveaux, sont commandes par une régulation linéaire de type PI Anti Windup. Les résultats de simulations obtenus sont réalisés à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink*. Les paramètres de la machine pour effectuer les différents essais de simulation cités dans l'annexe A.

Le système d'entraînement électrique étudié est basé sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à multi niveaux. La simulation de la machine asynchrone constitue une étape essentielle pour observer et analyser l'évolution des différentes grandeurs mécaniques, électriques et magnétiques du système. Cette étude permet de mieux comprendre le comportement dynamique de la machine ainsi que son fonctionnement global.

Les paramètres du système sont fixés au préalable, puis la simulation est lancée avec une vitesse de référence $N_{Réf}=1000\text{tr/min}$. Par ailleurs, un couple de charge $Cr=10\text{N.m}$ est appliqué à l'instant $t=1\text{s}$, avec l'onduleur trois niveaux et un couple de charge $Cr=20\text{N.m}$ est appliqué à l'instant $t=1.5\text{s}$, avec l'onduleur cinq niveaux.

Les principaux résultats obtenus sont présentés dans les figures suivantes sous forme de courbes illustrant l'évolution des différentes grandeurs du système.

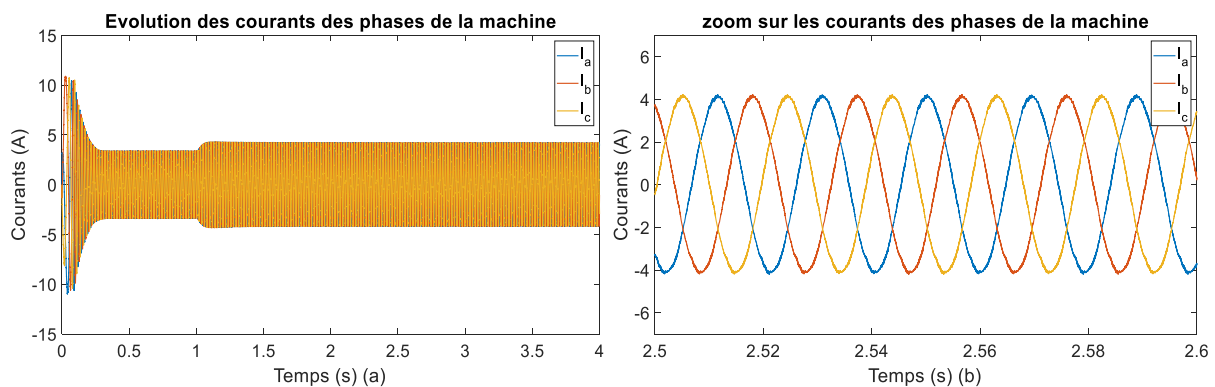


Figure 2. 16 Courbes des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur a trois niveaux

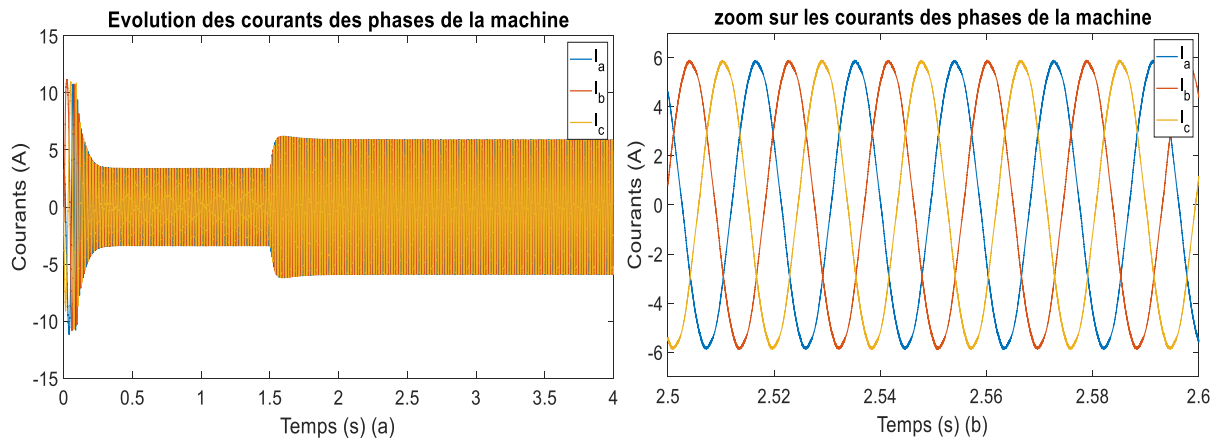


Figure 2. 17 Courbe des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur a cinq niveaux

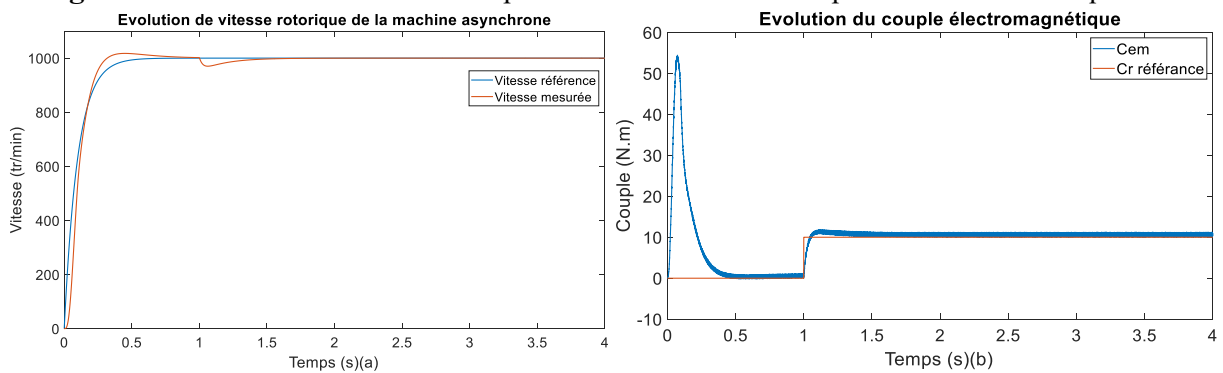


Figure 2. 18 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux

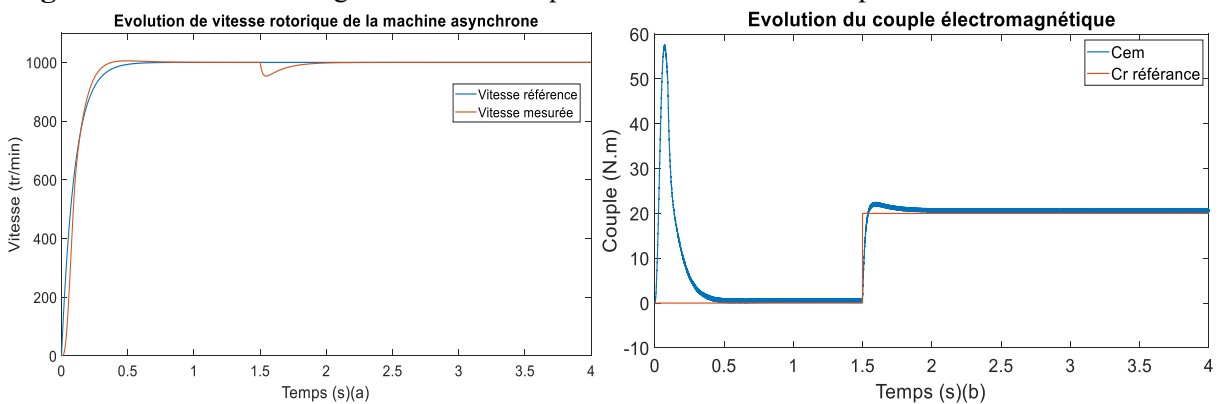


Figure 2. 19 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux

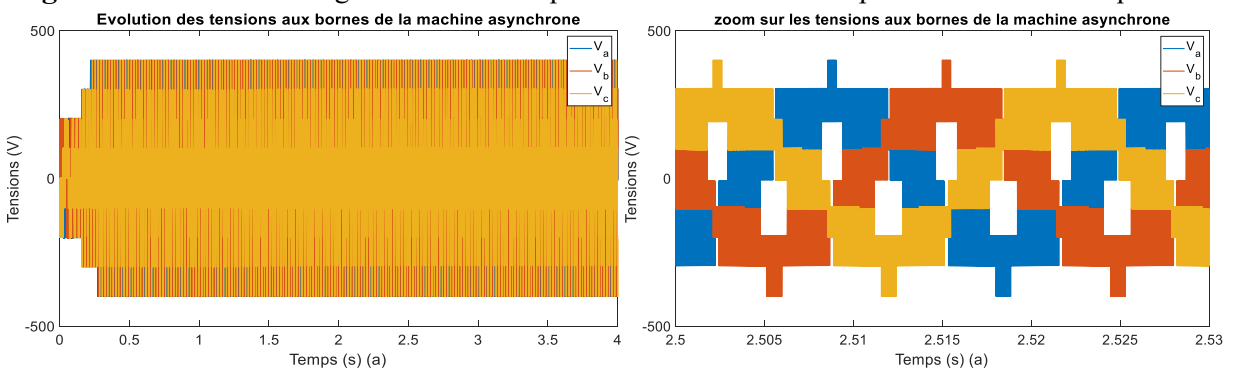


Figure 2. 20 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux

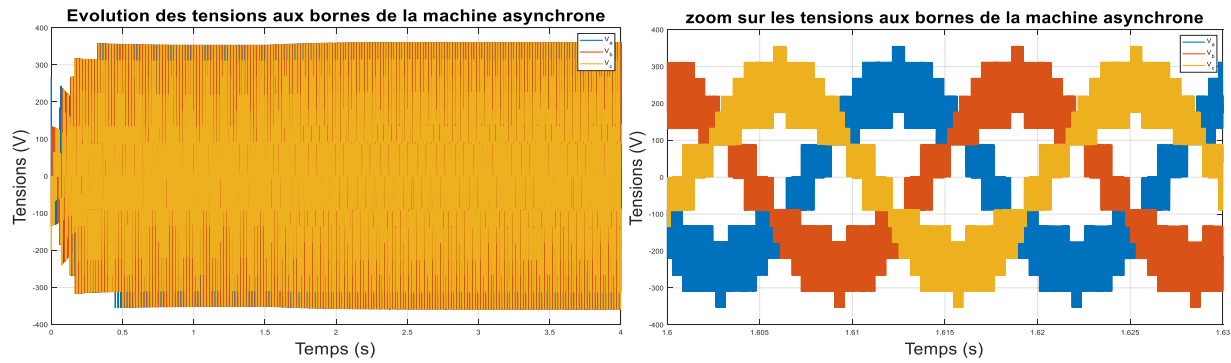


Figure 2. 21 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux.

Les figures 2-16 (a) et (b) présentent les formes d'onde des courants statoriques obtenues par simulation pour une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux et contrôlée par une commande vectorielle intégrant un régulateur **PI anti-windup**.

Les figures 2-17 (a) et (b) illustrent les courants statoriques simulés de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux sous une commande vectorielle basée sur un régulateur **PI anti-windup**.

Les figures 2-18 (a) et (b) montrent les réponses dynamiques de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux dans le cadre d'une commande vectorielle à régulation **PI anti-windup**.

Les figures 2-19 (a) et (b) mettent en évidence les performances dynamiques de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux sous une stratégie de commande vectorielle fondée sur un régulateur **PI anti-windup**.

Les figures 2-20 (a) et (b) présentent les tensions triphasées aux bornes de la machine asynchrone générées par un onduleur de tension à trois niveaux pilotés par une commande vectorielle avec compensation **anti-windup**.

Les figures 2-21 (a) et (b) montrent les tensions statoriques produites par l'onduleur de tension à cinq niveaux pour l'alimentation de la machine asynchrone commandée par une stratégie de commande vectorielle utilisant un régulateur **PI anti-windup**.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle appliquée à la **MAS** en mettant l'accent sur les régulateurs **PI** et **PI anti-windup** utilisés pour la régulation du courant, du flux et de la vitesse. La modélisation des différentes boucles de commande a permis de mettre en évidence le principe de découplage entre le flux et le couple électromagnétique, garantissant ainsi des performances dynamiques élevées et une meilleure maîtrise du comportement de la machine.

Les résultats de simulation obtenus sous [Matlab/Simulink](#) ont montré que les deux stratégies de régulation assurent un contrôle efficace de la machine asynchrone et permettent un suivi satisfaisant des grandeurs de référence. Toutefois, le régulateur [PI anti-windup](#) présente des performances supérieures à celles du régulateur [PI](#) classique, notamment en présence de phénomènes de saturation et lors des phases transitoires. En effet, l'intégration du mécanisme anti-windup permet de limiter l'accumulation excessive de l'action intégrale, ce qui se traduit par une réduction du dépassement, une amélioration de la stabilité du système ainsi qu'une réponse plus rapide et plus précise.

Par ailleurs, l'étude comparative des onduleurs multiniveaux a mis en évidence les avantages de l'onduleur de tension à cinq niveaux par rapport à celui à trois niveaux. Les résultats obtenus montrent que l'onduleur à cinq niveaux génère des courants et des tensions plus proches des formes sinusoïdales, avec une diminution significative des ondulations et des harmoniques. Cette amélioration de la qualité de l'énergie fournie contribue à réduire les perturbations électromagnétiques et à optimiser les performances globales de la commande vectorielle.

Chapitre 3 :
Commande par mode glissant de l'association
onduleurs multi niveaux /machine asynchrone

Chapitre 03 : Commande par mode glissant de l'association onduleurs multi niveaux /machine asynchrone

3.1 Introduction

Les commandes classiques de type **PID**, **PI** et **IP** offrent de bonnes performances pour les systèmes linéaires à paramètres constants. Cependant, elles deviennent limitées face aux systèmes non linéaires soumis à des variations de paramètres et à des perturbations internes ou externes. Dans ces conditions, il est nécessaire de développer des lois de commande robustes capables de garantir la stabilité, la précision et les performances dynamiques du système malgré les incertitudes [1][2].

Parmi les méthodes adaptées aux systèmes non linéaires, la commande par mode glissant, basée sur la théorie des systèmes à structure variable (**VSS**), occupe une place importante. Cette technique est largement utilisée grâce à ses nombreux avantages, notamment sa robustesse, sa rapidité de réponse, sa précision et sa simplicité de mise en œuvre. Elle trouve des applications dans plusieurs domaines tels que la mécanique, la robotique et le génie électrique. [3][4][5][6].

Dans ce chapitre, nous présentons une étude théorique de la commande par mode glissant, incluant le choix de la surface de glissement et la conception de l'algorithme de commande. Cette stratégie sera ensuite appliquée à la commande de la vitesse mécanique de la machine et des courants [7][8][9].

Enfin, des résultats de simulation seront présentés afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de cette méthode par rapport à la commande étudiée dans le chapitre précédent.

3.2 Historique de la commande de type mode glissant

L'approche par mode glissant découle des systèmes à structure variable [6], [10]. Les fondements mathématiques ont été développés en Union Soviétique par **Emelyanov** et **Utkin**, s'appuyant sur les travaux de **Filippov** concernant les équations différentielles à second membre discontinu [6][11][10][12][13][14]. Introduite à la fin des années 1970, cette théorie s'est étendue à l'échelle internationale dans les années 1980 grâce aux contributions de **Slotine** aux États-Unis, ainsi que d'**Young**, **Harashima** et **Hashimoto** au Japon [10][15][12][13][16]. Elle s'impose

aujourd'hui comme une méthode simple et efficace pour le contrôle des systèmes non linéaires ou imparfaitement modélisés [17][18][19][20][21][22][16].

3.3 Systèmes à structures variables

Le terme « système à structure variable » désigne une classe de systèmes dont la structure change de manière discontinue entre plusieurs configurations au cours du fonctionnement. Cette technique repose sur le choix d'une surface de commutation, appelée surface de glissement, permettant au système de commuter entre différentes structures afin de bénéficier des avantages de chacune d'elles.

Dans les systèmes à structure variable basés sur le mode glissant, la trajectoire d'état est d'abord conduite vers la surface de glissement grâce à une loi de commande appropriée, puis maintenue au voisinage de cette surface jusqu'à atteindre le point d'équilibre désiré [23][10][15][11].

La représentation générale de ce type de système peut être donnée par les équations différentielles suivantes [24] :

$$\dot{x} \begin{cases} f_1(X) \text{ Si la condition (1) est vérifiée} \\ \vdots \\ f_n(X) \text{ Si la condition (n) est vérifiée} \end{cases}$$

Dans le plan de phase d'un système d'ordre deux, la trajectoire comporte généralement trois modes distincts :

- Le mode de convergence MC ou Reaching Mode (RM) : durant cette phase, la trajectoire évolue depuis un état initial quelconque vers la surface de glissement $S(x, y) = 0$. Ce mode dépend principalement de la loi de commande et du critère de convergence.
- Le mode de glissement MG ou Sliding Mode (SM) : une fois la surface atteinte, les variables d'état évoluent le long de cette surface vers le point d'équilibre. La dynamique du système dans cette phase est déterminée par le choix de la surface de glissement.
- Le régime permanent MRP ou Steady-State (SS) : cette phase correspond au comportement du système autour du point d'équilibre. Elle permet d'évaluer la qualité et les performances de la commande appliquée [15].

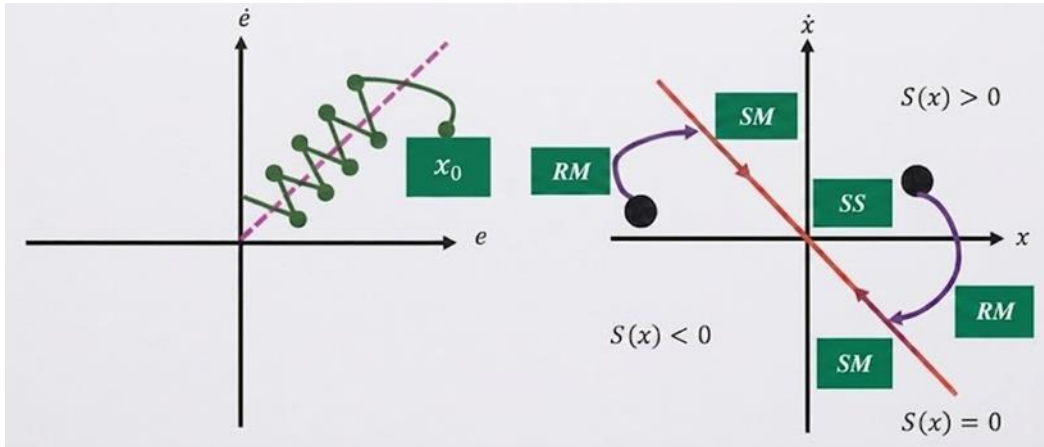


Figure 3. 1 Trajectoire d'un système de deuxième ordre à VSS

3.4 Généralités sur la théorie de commande par mode glissant

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode glissant, il existe principalement trois structures de base pour la synthèse des lois de commande [25]. La première est la structure la plus simple, où la commutation s'effectue directement au niveau de l'organe de commande. La deuxième repose sur une commutation appliquée au niveau de la contre-réaction d'état. Enfin, la troisième structure associe la commutation au niveau de l'organe de commande avec l'ajout de la commande équivalente. Dans notre étude, cette dernière structure a été retenue pour le système d'entraînement en raison de ses performances et de sa robustesse.

3.4.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

La structure avec commutation au niveau de la commande est la plus classique et la plus utilisée dans les systèmes à structure variable. Son principe repose sur un fonctionnement de type tout ou rien des interrupteurs de puissance, largement employé dans les applications de variateurs de vitesse. Le schéma correspondant à cette structure est présenté dans la [Figure 3.2 \[25\]](#).

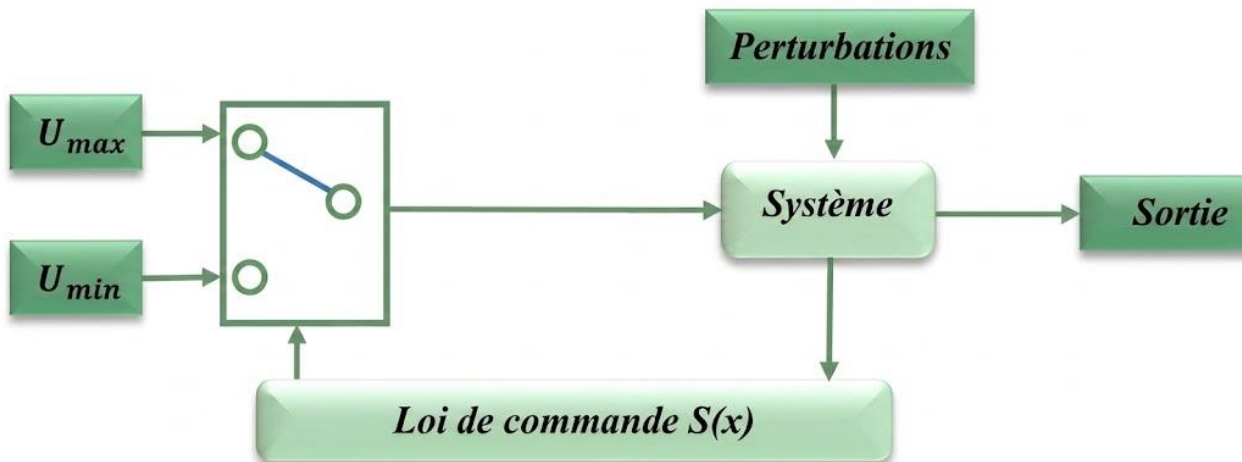


Figure 3. 2 Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

3.4.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Dans ce cas, le schéma de cette structure est illustré par la [figure 3.3](#). D'après plusieurs études, cette configuration est moins contraignante du point de vue de la sollicitation de la commande [26]. Elle a été appliquée dans la commande des machines à courant continu ainsi que des machines électriques à induction.

Cette structure repose sur une commande classique par contre-réaction d'état, où la dynamique du système est ajustée à l'aide des gains de réglage. La non-linéarité du système provient alors de la commutation entre ces différents gains, ce qui entraîne une commutation au niveau de la dynamique du système [25].

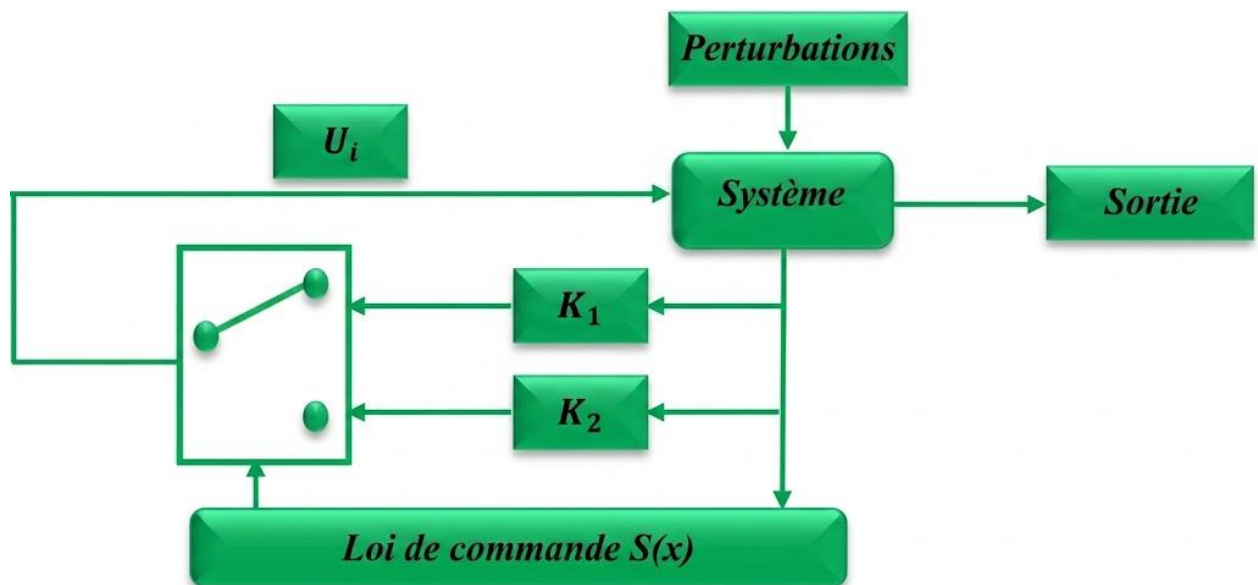


Figure 3. 3 Structure de régulation par commutation au niveau de la contre-réaction d'état.

3.4.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Dans cette structure, une commande équivalente est ajoutée à l'organe de commande, comme illustré sur la [figure 3.4](#). Cette approche présente un avantage important, car elle permet de prévoir l'état futur du système grâce à la commande équivalente, qui représente la valeur souhaitée du système en régime permanent.

Ainsi, l'organe de commande devient moins sollicité. Toutefois, cette méthode reste plus sensible aux variations des paramètres et aux perturbations, en raison de l'expression de la commande équivalente [25].

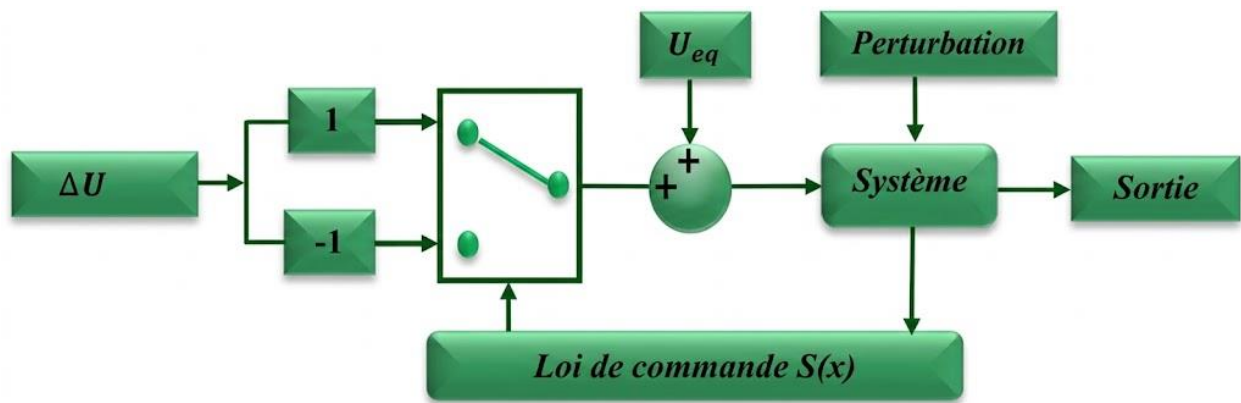


Figure 3. 4 Structure de contrôle par l'addition de la commande équivalente.

3.5 Conception générale de la commande par mode glissant

Le contrôleur par mode glissant est composé d'une partie continue (dynamique en mode de glissement) et d'une partie discontinue (mode de convergence), cette dernière permettant de rejeter les perturbations et les incertitudes de modélisation. La synthèse s'articule autour de trois étapes interdépendantes [1][2] :

- ❖ Le choix de la surface de glissement.
- ❖ L'établissement des conditions de convergence.
- ❖ La détermination de la loi de commande globale.

3.5.1 Choix de la surface de glissement

La surface de glissement $S(x)$ définit le comportement dynamique souhaité du système non linéaire [17][18][27][28]. Une formulation mathématique générale permettant de déterminer cette surface a été proposée afin de garantir le suivi de la valeur désirée. Le choix de la surface de glissement dépend du nombre ainsi que de la forme des grandeurs commandées du système non linéaire. Ces caractéristiques varient selon l'application et les objectifs recherchés.

En général, l'équation d'état d'un système non linéaire peut être représentée sous la forme suivante [27][28] :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(x, t) + g(x, t)U(x, t) \\ X \in R^n, U \in R^m \end{cases} \quad (3.1)$$

Où : $f(x, t)$, $g(x, t)$ et $U(x, t)$ sont des fonctions du système non-linéaires continues et incertaines supposées bornées ; $X \in R^n$ le vecteur d'état du système non-linéaire, $U \in R^m$ le vecteur de grandeur de la commande.

La formule mathématique générale présentée par **J. J. Soltine** est donnée par la relation suivante [27][28] :

$$\begin{cases} S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \\ e(x) = x_d - x \end{cases} \quad (3.2)$$

Avec :

- (x) : L'écart de la variable à régler ;
- λ : Constante strictement positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;
- r : Degré relatif du système qui représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande ;
- x_d : Variable désirée ;
- x : La variable à régler ;

L'objectif de la commande est de maintenir la surface de glissement $S(x)=0$. Cette surface représente une équation différentielle linéaire dont la solution unique est $e(x)=0$, pour un choix adéquat d'une constante strictement positive λ . Cette condition correspond à une linéarisation exacte de l'erreur tout en assurant la convergence du système.

La linéarisation de l'erreur vise à imposer à la dynamique de sortie du système une dynamique équivalente à celle d'un système linéaire autonome d'ordre ' r '.

3.5.2 Conditions de convergence

Les conditions d'existence et de convergence permettent d'assurer que la dynamique du système converge vers la surface de glissement définie et y demeure malgré les variations des paramètres ainsi que les perturbations internes ou externes. Deux principales considérations sont généralement associées au mode de convergence de l'état du système non linéaire, présentées ci-dessous :

3.5.2.1 Fonction directe de commutation

Après le choix de la surface de glissement, la deuxième étape importante consiste à garantir l'existence du mode de glissement du système. Cette condition représente la première condition de convergence, étudiée par plusieurs chercheurs dans le domaine des systèmes à structure variable [6][11][10][12].

Pour assurer la décroissance de la fonction de **Lyapunov**, il est nécessaire que sa dérivée soit négative. Cette condition est vérifiée par l'expression suivante :

$$S(\dot{x}) * S(x) < 0 \quad (3.3)$$

3.5.2.2 Fonction de Lyapunov

La condition de **Lyapunov** consiste à définir une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ associée aux variables d'état du système, puis à choisir une loi de commutation permettant d'assurer que sa dérivée vérifie $V(\dot{x}) < 0$. Le principe est de sélectionner une fonction scalaire $V(x)$ garantissant la convergence de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [25]. Cette approche est largement utilisée pour assurer la stabilité des systèmes non linéaires.

Finalement, la fonction de **Lyapunov** du système peut être exprimée par la formule suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.4)$$

Cette équation montre que le carré de la distance par rapport à la surface de glissement, mesuré par $S^2(x)$, diminue continuellement. Ainsi, la trajectoire du système est contrainte de converger vers la surface de glissement à partir des deux côtés, comme illustré sur la [figure 3.5](#).

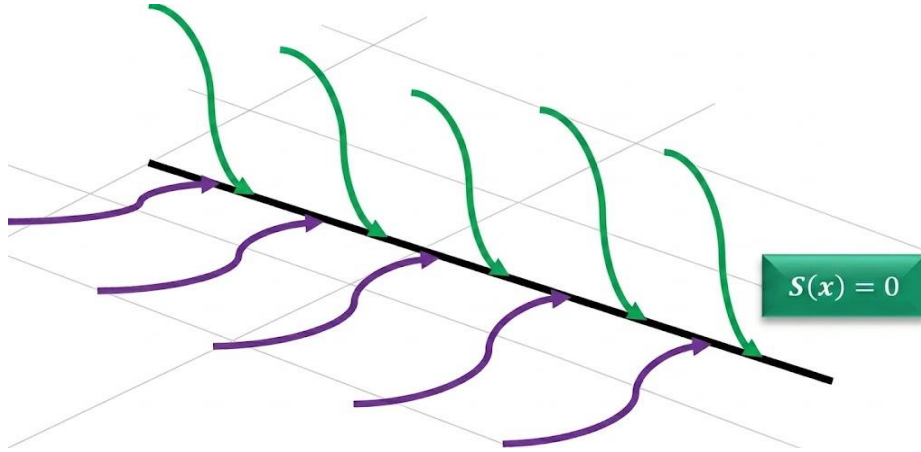


Figure 3. 5 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

3.6 Synthèse de loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système devient indépendante de la loi de commande, dont le rôle principal est de maintenir les conditions de glissement et l'attractivité de la surface. Ainsi, la structure générale d'un contrôleur par mode glissant comporte deux parties : la première assure la linéarisation exacte à travers la commande équivalente, tandis que la seconde correspond à la commande discontinue assurant la stabilité du système.

Cette dernière joue un rôle essentiel dans la commande par mode glissant, notamment pour réduire le phénomène de “*chattering*”.

$$U = U_{eq} + U_{nde} \quad (3.5)$$

3.6.1 La commande équivalente

La première étape consiste à définir la commande équivalente U_{eq} de manière à maintenir la trajectoire d'état sur la surface de commutation choisie $S(x) = 0$. La commande équivalente, développée par Utkin [10] et Filipov [14], correspond à la commande du système nominal permettant de satisfaire la condition suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial t} \frac{\partial S}{\partial x} \quad (3.6)$$

$$\dot{S}(x) = 0 \quad (3.7)$$

En remplaçant les équations (3.1) et (3.5) dans l'équation (3.6), la dérivée de la surface de commutation peut être représentée par l'expression suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) + \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) U_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) U_{nde} \quad (3.8)$$

Lors de l'application de la commande par mode glissant en régime permanent, la surface de glissement vérifie $S(x) = 0$. Par conséquent, la dérivée de la surface de commutation satisfait également $\dot{S}(x) = 0$, tandis que la commande discontinue devient $U_{nde} = 0$. Ainsi, l'expression de la commande équivalente peut être déduite comme suit [5] :

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \quad (3.9)$$

3.6.2 La commande discontinue

D'une manière générale, la commande discontinue en mode glissant est définie de façon à satisfaire la condition d'attractivité suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) U_{nde} < 0 \quad (3.10)$$

La commande discontinue de la technique de commande par mode glissant peut généralement prendre une forme de type relais, donnée par la relation suivante :

$$U_{di} = K \cdot \text{sign}(S(x, t)) \quad (3.11)$$

Avec :

- K : Un gain positif.

La fonction scalaire *signe* est montrée sur la figure 3.6. Par conséquence, la plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_{nde} = U_1, U_2, U_2, \dots \dots \dots U_n$ avec la fonction signe par rapport à $S = S_1, S_2, S_2, \dots \dots \dots S_m$

$$\text{sign}(S(x, t)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

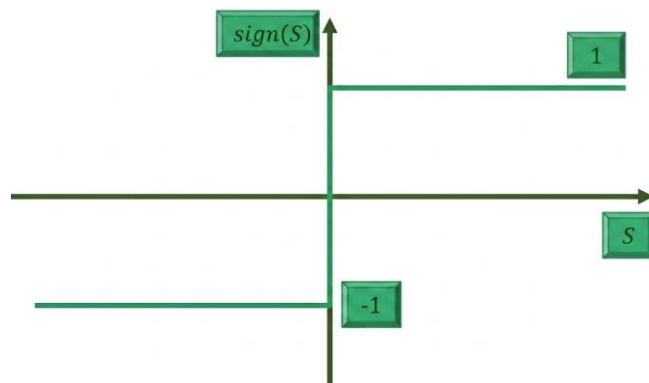


Figure 3. 6 Représentation schématique de la fonction **sign** de type relais.

Le principal inconvénient de l'utilisation de la fonction *sign* de type relais est l'apparition de fortes oscillations au niveau de l'organe de commande. Ce phénomène, appelé "*chattering*", est généralement indésirable, car il introduit des composantes de haute fréquence dans le signal de commande et réduit ainsi la robustesse du système.

Le phénomène de broutement peut également détériorer la précision de la commande et provoquer une usure prématurée des systèmes mécaniques ainsi qu'une élévation de température dans les systèmes électriques. Afin de limiter ces effets, la fonction discontinue *sign* est remplacée par des fonctions continues en introduisant une bande limite autour de la surface de glissement *S*.

3.6.3 Élimination du phénomène de broutement « chattering »

Le phénomène de broutement “*Chattering*” est causé par la commutation non infiniment rapide de la commande lors de l'application de la technique de commande par mode glissant. Ce phénomène constitue généralement un problème important dans les systèmes de commande. Pour cette raison, de nombreuses études et recherches ont été menées afin de réduire ou d'éliminer ses effets [17] [19] [29].

3.6.3.1 Commande avec la fonction “*sat*”

La technique de commande discontinue “*sat*” est proposée afin de limiter le phénomène de broutement dans la commande par mode glissant. Cette méthode consiste à définir une bande limite autour de la surface de glissement, permettant d'assurer le lissage de la commande et le maintien de l'état du système à l'intérieur de cette bande [9], tandis que la commande discontinue est conservée à l'extérieur.

La commande de type “*sat*”, appelée également fonction de saturation.

$$U_{di} = K \cdot \text{sat}(S(x, t)) \quad (3.13)$$

$$\text{sign}(S(x, t)) = \begin{cases} \text{sat}(S) = +1 & \text{si } S(x) > \varepsilon \\ \text{sat}(S) = \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ \text{sat}(S) = -1 & \text{si } S(x) < -\varepsilon \end{cases} \quad (3.14)$$

- ε : Un gain petit et positif ;
- K : Un gain positif.

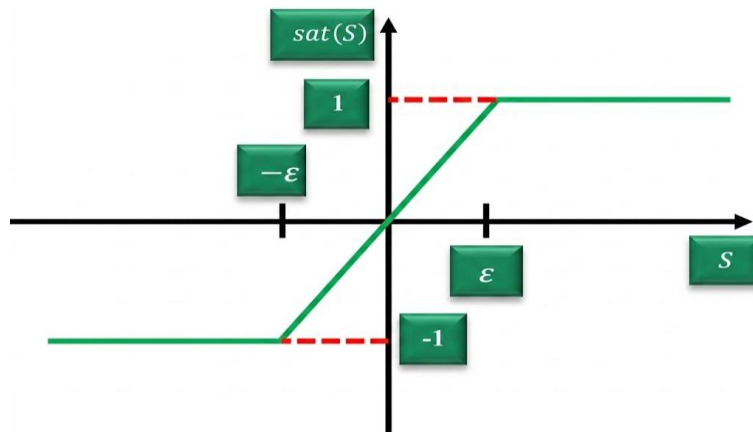


Figure 3. 7 Représentation schématique de la fonction Sat.

3.6.3.2 Commande avec la fonction de lissage (SMOOTH)

On peut aussi remplacer la fonction “*sign*” par des fonctions de commutation douce. On donne ci-dessous un exemple de ce type des fonctions illustré sur la figure 3.8.

$$Smooth(S(x, t)) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (3.15)$$

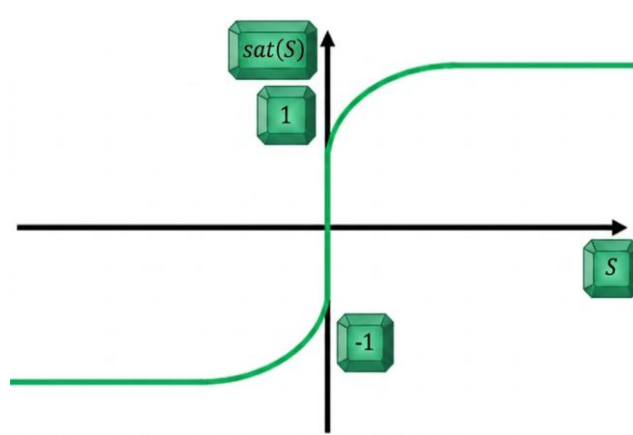


Figure 3. 8 Représentation schématique de la fonction Sat.

3.7 Objectifs de la commande par mode glissant

La mise en œuvre de la CMG repose sur deux objectifs fondamentaux :

- Synthétiser une surface de glissement $S(x, t)$ garantissant la stabilité, la régulation et le suivi des trajectoires de référence du système.
- Déterminer une loi de commande globale $U(x, t)$ capable d'attirer l'état du système vers cette surface et de l'y maintenir.

3.8 Application de la commande à structures variables au système étudié

La nature non linéaire des systèmes d'entraînement électriques, tels que les machines asynchrones double étoile et les machines multi phases, ainsi que les systèmes de conversion d'énergie, nécessite l'utilisation de techniques de commande non linéaires comme la commande par mode glissant et la logique floue [1][2][4][8][15].

Dans cette étude, le modèle mathématique utilisé pour la commande du système d'entraînement correspond à celui présenté dans le chapitre précédent. Les grandeurs électriques sont exprimées dans un repère fixe lié au stator, défini par le repère **d-q**. Un modèle mathématique simplifié sera adopté pour la commande de la machine asynchrone basée sur une commande hybride mode glissant–vectorielle avec orientation du flux statorique.

L'approche de commande par mode glissant repose sur deux étapes principales : le choix de la surface de commutation, puis la détermination de la commande équivalente et de la commande discontinue afin d'obtenir la loi de commande globale.

3.8.1 Contrôle de la vitesse par mode glissant

Dans cette partie, la commande par mode glissant est appliquée à la boucle de régulation de vitesse de la machine asynchrone. Cette stratégie permet d'assurer un suivi précis de la vitesse de référence tout en améliorant la robustesse du système face aux perturbations externes et aux variations des paramètres de la machine. La surface de glissement est définie à partir de l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée.

$$S(\Omega) = \Omega_r - \Omega_m \quad (3.15)$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_m \quad (3.16)$$

Pour assurer la convergence du système vers les valeurs de référence désirées, les conditions suivantes doivent être satisfaites :

$$S(\Omega) = 0 \text{ et } \dot{S}(\Omega) = 0 \text{ et } \dot{S}(\Omega)S(\Omega) < 0 \quad (3.17)$$

L'équation mécanique de la machine asynchrone s'écrit :

$$J\dot{\Omega}_m = C_{em} - C_r - f\Omega_m \quad (3.18)$$

Par conséquent :

$$\dot{\Omega}_m = \left(\frac{1}{J}\right)C_{em} - \left(\frac{1}{J}\right)C_r - \left(\frac{f}{J}\right)\Omega_m \quad (3.19)$$

En remplaçant cette expression dans la dérivée de la surface de glissement, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \left(\frac{1}{J}\right)C_{em} + \left(\frac{1}{J}\right)C_r + \left(\frac{f}{J}\right)\Omega_m \quad (3.20)$$

En régime permanent, les conditions de glissement sont vérifiées :

$$S(\Omega) = 0 \text{ et } \dot{S}(\Omega) = 0$$

En imposant la condition $\dot{S}(\Omega) = 0$, la commande équivalente est obtenue :

$$U_{eq} = J\dot{\Omega}_{ref} + C_r + f\Omega_m \quad (3.21)$$

Afin d'assurer l'attractivité de la surface de glissement et d'améliorer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques, un terme de commande discontinue est introduit :

$$U_{di} = K \text{sign}(S(\Omega)) \quad (3.22)$$

Où $K > 0$ représente le gain de la commande discontinue.

En remplaçant les expressions précédentes, on obtient :

$$U = J\dot{\Omega}_{ref} + Cr + f\Omega m + K \text{sign}(S(\Omega)) \quad (3.23)$$

Cette loi de commande permet de forcer la trajectoire du système à converger vers la surface de glissement et d'assurer un suivi précis de la vitesse de référence malgré la présence de perturbations externes et d'incertitudes paramétriques.

Afin de limiter le phénomène de chattering provoqué par les commutations rapides de la commande, la fonction signe peut être remplacée par une fonction de saturation :

$$U = U_{eq} + U_{di} \quad (3.24)$$

3.9 Simulation de la commande vectorielle de la MAS

Cette section présente les résultats de simulation de la commande par mode glissant d'ordre 1 appliquée à la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux. Les simulations ont été réalisées sous Matlab/Simulink afin d'évaluer les performances de cette stratégie de commande. Les figures suivantes illustrent l'évolution des principales grandeurs du système, notamment les courants statoriques, les tensions, la vitesse rotorique ainsi que le couple électromagnétique.

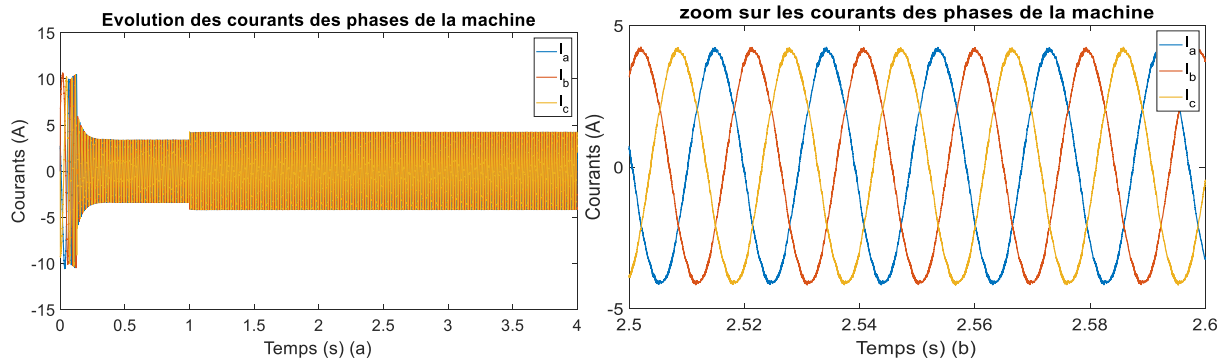


Figure 3. 9 Courbe des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur a trois niveaux

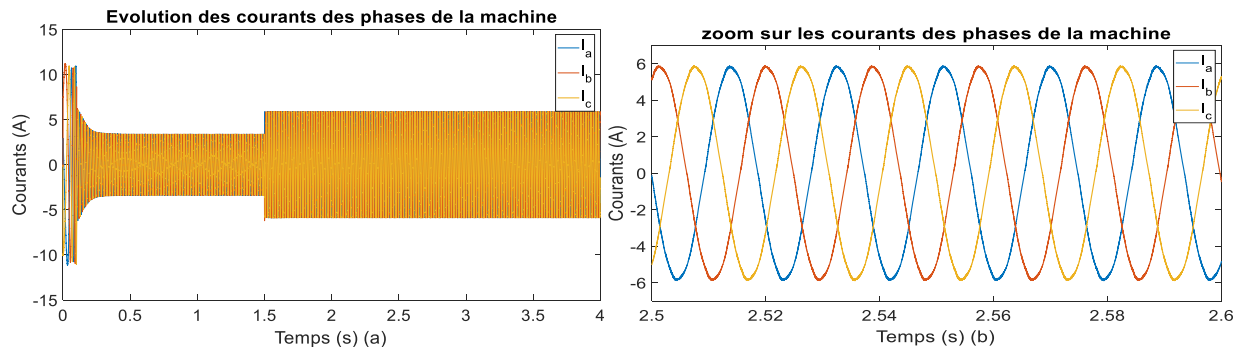


Figure 3. 10 Courbe des courants des phases de la MAS alimenté par un onduleur a cinq niveaux

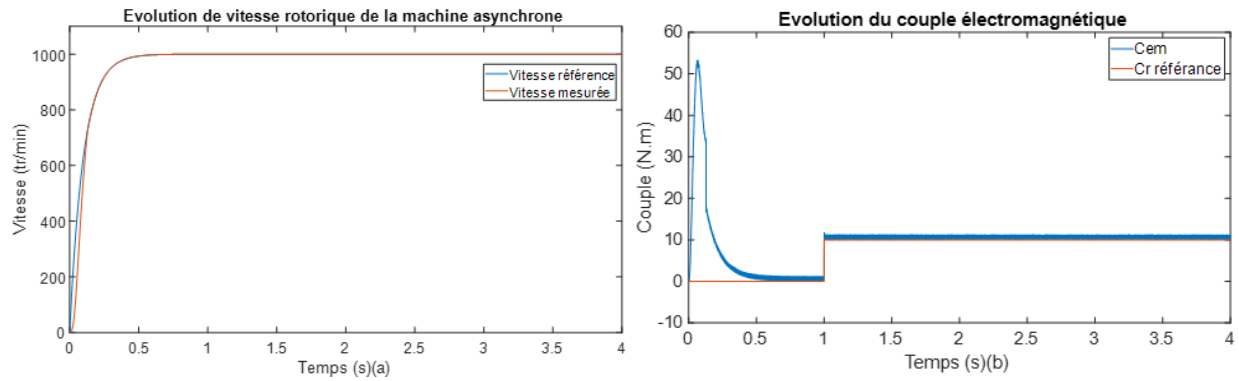


Figure 3. 11 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux

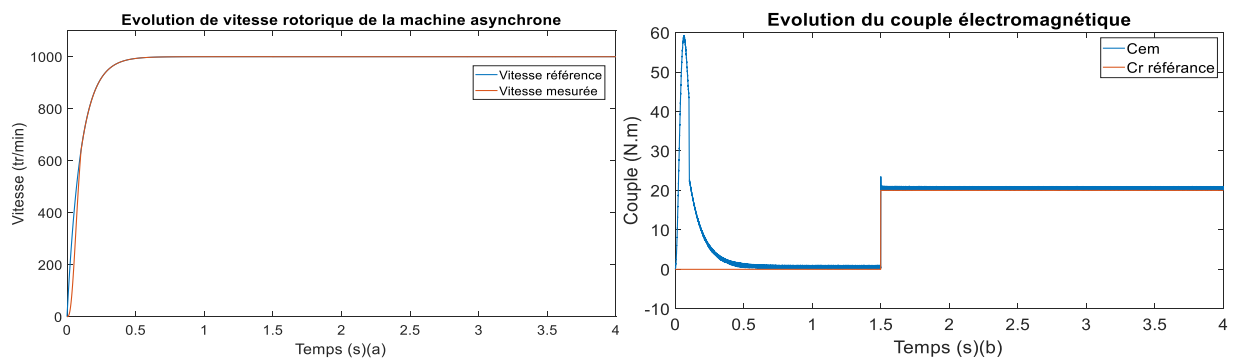


Figure 3. 12 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux

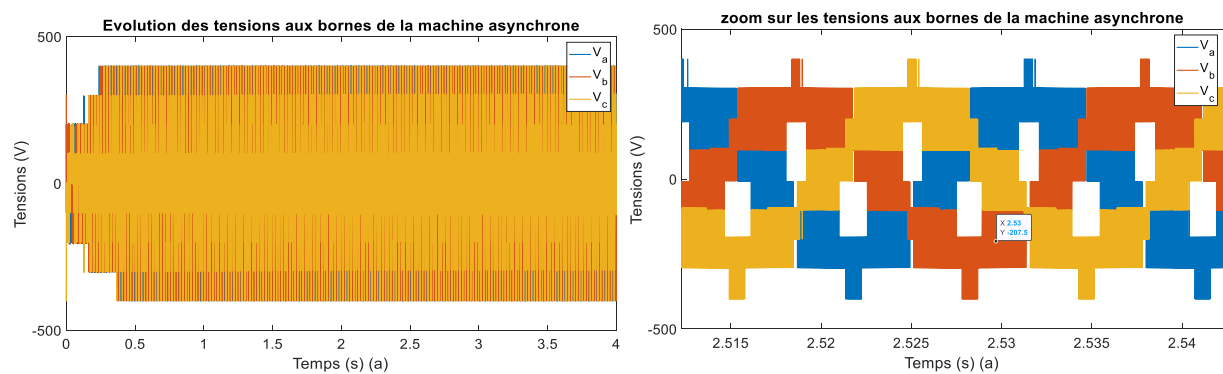


Figure 3. 13 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a trois niveaux

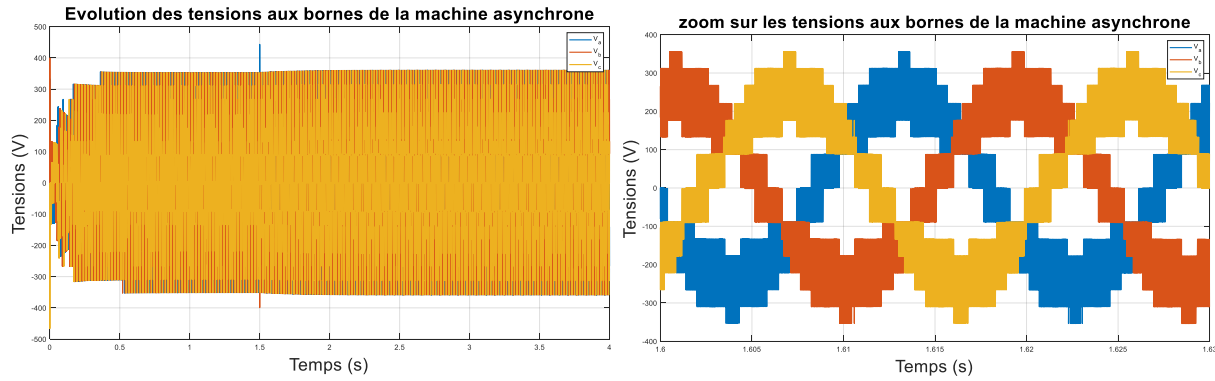


Figure 3. 14 Courbes de tension aux bornes de la MAS alimentée par un onduleur a cinq niveaux

Les figures 3.9 (a) et (b) présentent les résultats de simulation des courants de phase de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux et commandée par une stratégie de commande vectorielle basée sur un contrôleur par mode glissant d'ordre un. Les formes d'onde obtenues montrent des courants statoriques équilibrés et quasi sinusoïdaux, ce qui témoigne de l'efficacité de la commande appliquée et du bon fonctionnement du système.

Les figures 3.10 (a) et (b) présentent les courants de phase de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux sous une commande par mode glissant d'ordre un. Les résultats obtenus mettent en évidence des formes d'onde plus proches du sinus idéal, caractérisées par des ondulations plus faibles que celles observées avec l'onduleur à trois niveaux. Cette amélioration contribue à une meilleure qualité de l'énergie électrique fournie à la machine.

Les figures 3.11 (a) et (b) illustrent l'évolution de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux. Les résultats montrent un suivi précis de la vitesse de référence malgré l'application d'un couple de charge. Le couple électromagnétique s'adapte rapidement aux variations de charge, ce qui démontre la robustesse et la rapidité de la commande par mode glissant.

Les figures 3.12 (a) et (b) montrent les performances dynamiques de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux sous une commande par mode glissant d'ordre un. La vitesse rotorique atteint rapidement sa valeur de référence avec un faible dépassement et une excellente stabilité en régime permanent. Le couple électromagnétique présente également une réponse rapide et efficace face aux perturbations appliquées.

Les figures 3.13 (a) et (b) représentent les tensions triphasées aux bornes de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux. Les tensions générées assurent

un fonctionnement satisfaisant de la machine, bien que certaines ondulations subsistent en raison de la structure de l'onduleur.

Les figures 3.14 (a) et (b) présentent les tensions statoriques obtenues avec l'onduleur de tension à cinq niveaux. Les formes d'onde observées se rapprochent davantage d'une tension sinusoïdale idéale, avec une réduction significative des harmoniques et des ondulations par rapport à l'onduleur à trois niveaux. Cette amélioration permet de diminuer les pertes électriques, de réduire les contraintes imposées à la machine et d'accroître les performances globales du système d'entraînement.

3.10 Étude comparative entre les types de commande

Le tableau suivant présente une synthèse comparative des performances obtenues avec les différentes stratégies de commande étudiées dans ce travail. Cette analyse permet d'évaluer les régulateurs PI, PI anti-windup et la commande par mode glissant d'ordre un selon plusieurs critères de performance, notamment la rapidité de réponse, le dépassement, la précision du suivi, la robustesse face aux perturbations, la qualité des courants et des tensions ainsi que la complexité de mise en œuvre. Cette comparaison met en évidence les avantages et les limites de chaque approche et permet d'identifier la stratégie la plus adaptée à la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux.

Tableau 3. 1 Étude comparative entre les types de commande.

Méthode	Onduleur	Suivi vitesse	Ondulations courant	Ondulations tension	Robustesse
PI	3 niveaux	Bon	Élevées	Élevées	Moyenne
PI	5 niveaux	Bon	Moyennes	Moyennes	Moyenne
PI Anti-Windup	3 niveaux	Très bon	Moyennes	Moyennes	Bonne
PI Anti-Windup	5 niveaux	Très bon	Faibles	Faibles	Très bonne
CMG	3 niveaux	Excellent	Faibles	Faibles	Excellente
CMG	5 niveaux	Excellent	Très faibles	Très faibles	Excellente

Les résultats obtenus montrent une amélioration progressive des performances du système en passant du régulateur PI au PI Anti-Windup puis à la commande par mode glissant.

Cette dernière assure un excellent suivi de la vitesse de référence ainsi qu'une meilleure robustesse face aux perturbations. Par ailleurs, l'utilisation de l'onduleur à cinq niveaux permet de réduire les ondulations des courants et des tensions, ce qui améliore la qualité des signaux électriques et le fonctionnement global de la machine asynchrone.

3.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'application de la commande par mode glissant d'ordre un à la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension multiniveaux. Cette stratégie de commande a été développée afin d'améliorer les performances dynamiques du système tout en garantissant une robustesse élevée face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes.

Les résultats de simulation obtenus sous [Matlab/Simulink](#) ont démontré l'efficacité de la commande par mode glissant pour assurer un suivi précis de la vitesse de référence, même en présence de variations de charge. Les réponses obtenues mettent en évidence une bonne rapidité de convergence, un faible dépassement ainsi qu'une excellente stabilité du système. De plus, la robustesse intrinsèque de cette technique de commande permet de maintenir des performances satisfaisantes malgré les perturbations et les variations des paramètres de la machine.

L'étude comparative entre les onduleurs de tension à trois niveaux et à cinq niveaux a également montré l'intérêt de l'utilisation d'une structure multiniveaux à nombre élevé de niveaux. En effet, l'onduleur à cinq niveaux permet d'obtenir des tensions et des courants de meilleure qualité, caractérisés par une réduction significative des ondulations et du contenu harmonique. Cette amélioration contribue à diminuer les contraintes électriques imposées à la machine et à optimiser les performances globales du système d'entraînement.

Les résultats obtenus confirment ainsi que l'association de la commande par mode glissant d'ordre un avec un onduleur de tension à cinq niveaux constitue une solution particulièrement performante pour la commande des machines asynchrones. Cette combinaison offre à la fois une grande robustesse, une excellente qualité des signaux électriques et des performances dynamiques supérieures à celles obtenues avec les méthodes de commande conventionnelles.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons étudié la commande non linéaire d'un système d'alimentation de forte puissance basé sur une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multiniveaux.

Dans un premier temps, une modélisation mathématique de la machine asynchrone ainsi que des onduleurs multiniveaux à trois et cinq niveaux a été présentée. Cette étude a permis de mieux comprendre le fonctionnement du système ainsi que les différentes grandeurs électriques et mécaniques intervenant dans la commande de la machine.

Ensuite, une Commande Vectorielle a été développée afin d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. La commande basée sur les régulateurs **PI** et **PI Anti-Windup** a permis d'obtenir de bonnes performances dynamiques, notamment en termes de suivi de vitesse et de stabilité du système. L'introduction de la technique Anti-Windup a également permis de réduire les effets de saturation et d'améliorer le comportement dynamique de la commande.

Par la suite, une Commande par Mode Glissant (**CMG**) a été appliquée au système étudié. Cette méthode de commande robuste a montré de meilleures performances par rapport aux régulateurs classiques, particulièrement en présence des variations paramétriques et des perturbations externes. Les résultats obtenus ont mis en évidence la rapidité de réponse, la précision ainsi que la robustesse de la commande par mode glissant.

Les différentes simulations réalisées sous l'environnement **MATLAB/Simulink** ont permis d'analyser l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, des courants statoriques et du flux rotorique. Les résultats obtenus montrent également l'intérêt de l'utilisation des onduleurs multiniveaux à trois et cinq niveaux pour l'amélioration de la qualité des signaux électriques et la réduction des harmoniques.

Enfin, ce travail peut être prolongé par plusieurs perspectives, notamment :

-  L'implémentation expérimentale des stratégies de commande étudiées ;
-  L'utilisation d'autres techniques de commande avancées telles que la logique floue ou les réseaux neuronaux ;
-  L'étude de nouvelles stratégies de réduction du phénomène de chattering dans la commande par mode glissant.

Annexe

Annexe A : Paramètre de la machine pour effectuer les différents essais de simulation

Table A-1 Paramètre de la machine

<i>Désignation</i>	<i>Valeur</i>
<i>Puissance nominale</i>	<i>5.5 kW</i>
<i>Vitesse nominale</i>	<i>980 tr/min</i>
<i>Fréquence nominale</i>	<i>50 Hz</i>
<i>Résistance statorique</i>	<i>2,03 Ω</i>
<i>Résistance rotorique</i>	<i>3 Ω</i>
<i>Inductance statorique</i>	<i>0.207 H</i>
<i>Inductance rotorique</i>	<i>0.207 H</i>
<i>Inductance mutuelle stator-rotor</i>	<i>0.2 H</i>
<i>Moment d'inertie</i>	<i>0.06 Kg.m³</i>
<i>Coefficient de frottement visqueux</i>	<i>0.006 N.m.s/rd</i>
<i>Nombre de paires de pôles</i>	<i>3</i>
<i>Flux rotorique</i>	<i>0.8 Webber</i>
<i>Tension du bus contenu</i>	<i>600 V</i>

Références bibliographiques

Références bibliographiques de chapitre 01

- [1] I. Guezei « Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile par deux onduleurs à trois Niveaux » Mémoire de Master en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2017
- [2] L. Diaafer « MLI Vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone ». Thèse Doctorat : génies électriques. Université de Jijel, 18 Avril 2009.
- [3] A. Merabet, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », Comme exigence partielle du doctorat en ingénierie l'Université du Québec À Chicoutimi, Mai 2007.
- [4] S. M. E. Deffaf Badreddine « Commande du system d'entrainement électrique en présence des défauts d'onduleur multi-niveaux », Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, 27/06/2022.
- [5] P. Purkait, R.S. Sriramakavacham, « A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters », Progress in Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.
- [6] Poh Chiang Loh, Donald Grahame Holmes, Yusuke Fukuta, Thomas A. Lipo, « A Reduced Common Mode Hysteresis Current Regulation Strategy for Multilevel Inverters », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, N°1, pp. 192-200, January 2004.
- [7] L. Lagron, « les Moteurs à Courants Alternatifs, France » Éditions Dunod, 1949
- [8] B. Boubakr, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux – Application sur la machine heptaphasée » Mémoire de Magister en Automatique, École Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), Algérie, 2010.
- [9] B. Boubakr « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux – Application sur la machine heptaphasée » Mémoire de Magister, École Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), Algérie, 2010.
- [10] A. Mansouri, « Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux » Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, Algérie, 2012.
- [11] E. Zaidi, K. Marouani, A. E Mabrek, E. Merabet and L. Bentouhami, "Fuzzy Logic Control of Multi-Phase Induction Machine Drives Based on Cascaded Hybrid Multi-Level

- Inverters” In IEEE the International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb CISTEM 2018, USTHB-Algiers, Algeria, 29-31 October 2018.*
- [12] D. Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure » Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, décembre 2001
- [13] A. Martin, « Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires, » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2003.
- [14] E. Zaidi, K. Marouani, and E. Merabet, “A new approach based on neuro-fuzzy controller of a dual star induction machine supplied by multi-level inverters”, *Second International Conference on Electrical Engineering “ICEEB”18*, 2-3 December 2018, Biskra University, Algeria, 2018.

Références bibliographiques de chapitre 02

- [1] E. Zaidi « Etude de la commande d'un entraînement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée » Thèse de Doctorat de l'école Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.
- [2] K. J. Åström and T. Hägghund “PID Controllers: Theory, Design, and Tuning, 2nd ed. Research Triangle Park” NC, USA: ISA, 1995.
- [3] E. Zaidi, K. Marouani, H. Bouadi1, K. Nounou, and M. Becherif, “Circulating current reduction-based hybrid controller of an electrical drive system fed by two parallel inverters”, *Electrical Engineering*, vol. 103, no. 1, pp. 205-216, 2021.
- [4] K. Marouani, “Contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile ”, Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2010.
- [5] Amirouche Ait Amara and Said Chaouche “Commande par orientation du flux d'une machine asynchrone” Master's Thesis, Department of Electrical Engineering, University Mouloud Mammeri of Tizi-Ouzou, Algeria, 2017.
- [6] E. Zaidi, K. Marouani, A. E Mabrek, E. Merabet and L. Bentouhami, “Fuzzy Logic Control of Multi-Phase Induction Machine Drives Based on Cascaded Hybrid Multi-Level Inverters” *In IEEE the International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb CISTEM 2018, USTHB-Algiers, Algeria, 29-31 October 2018.*

- [7] J.Povinelli, F.Bangura. « *Diagnostics of eccentricities and bar/end-ring connector breakages in polyphase induction motors through a combination of time-series data mining and time- stepping coupled fe–state-space techniques*», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, july/august 2003.
- [8] A. Mansouri, « *Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux* », *Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, Algérie*, 2012.
- [9] H. Chikhi, « *contrebutions au développement et a l’implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrone* », *Thèse de Doctorat*, 2013
- [10] M. S. Boucherit, « *Commande vectorielle et commande directe du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux* », *Thèse de Doctorat, École Nationale Polytechnique d'Alger, Alger, Algérie*, 2010.
- [11] R. Krishnan “ *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*” Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2001.
- [12] M. S. Boucherit, « *Commande vectorielle et commande directe du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux* », *Thèse de Doctorat, École Nationale Polytechnique d'Alger, Alger, Algérie*, 2010.
- [13] K. J. Åström and T. Hägghund “*PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*” 2nd ed., ISA, 1995.
- [14] B. K. Bose, “*Modern Power Electronics and AC Drives*” Prentice Hall, 2002.
- [15] A. Chaiba, « *Commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone par observateur adaptatif* » *Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider de Biskra, Algérie*, 2014.

Références bibliographiques de chapitre 03

- [1] E. Zaidi, K. Marouani, H. Bouadi, L. Bentouhami, and E. Merabet, “*Fuzzy Sliding Mode Method for Speed regulation of a Dual Star Induction Machine Drive fed by Multi-level Inverters,*” *In Proc. IEEE, ICASS-2018, 24-25 November 2018, Médéa, Algeria*, 2018.
- [2] E. Zaidi, K. Marouani, H. Bouadi, K. Nounou, M. Aissani, and L. Bentouhami, “*Control of a Multiphase Machine Fed by Multilevel Inverter Based on Sliding Mode Controller,*” *In Proc. IEEE, IEEEIC-2019, 11-14 June 2019, Genoa, Italy*, 2019.
- [3] Z. Zhang, H. Xu, L. Xu, and L. E. Heilman, “*Sensor less Direct Field-Oriented Control of Three-Phase Induction Motors Based on Sliding Mode for Washing-Machine Drive Applications,*” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 3, pp. 694-701, May/June 2006.

-
- [4] Y. Bekakra, and D. Ben Attous, "Speed and flux control for DFOC of doubly fed induction machine using sliding mode controller," *Acta Electrotechnica et Informatics*, Vol. 10, No. 4, pp. 75-81, 2010.
 - [5] Y. Bekakra, D. B. Attous, "Speed and Flux Control for DFOC of Doubly fed Induction Machine Using Sliding Mode Controller," *Acta Electrotechnica et Informatics*, Vol. 10, No. 4, pp. 75-81, 2010.
 - [6] S. V. Emelyanov, "Variable Structure Control Systems," Moscow: Nauka, 1967 (In Russia) also Munchen-Wien: Oldenburg Verlag, In German, 1969.
 - [7] C. Edwards, S. K. Spurgeon, "Sliding Mode Control, Theory and Application," Edition TAYLOR & FRACIS, Ltd, 1998.
 - [8] L. Sunil, "Adaptive Sliding Mode-MRAS Strategy for Sensor less Speed Control of SPIM Drives," *IRJET, International Research Journal of Engineering and Technology*, Vol. 04, No. 04, Apr 2017.
 - [9] F. Boudjema, "Commande par mode de glissement : Application aux convertisseurs électriques," *Thèse de Doctorat en Génie Electrique à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, France*. 1991.
 - [10] V.I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 22, No 2, pp 212-222, 1977.
 - [11] S. V. Emelyanov, "Theory of Variable Structure Control Systems," Moscow: Nauka, In Russia, 1970.
 - [12] V. Utkin, and K. Young, "Methods for Constructing Discontinuity Planes in Multidimensional Variable Structure Systems," *Automation and Remote Control*, Vol. 39, pp. 1466-1470, 1979.
 - [13] V.I. Utkin, and S. V. Drakunov, "On Discrete-Time Sliding Modes," *Preprints of IFAC Workshop on Non-linear Control, Capri, Italy*, 1989.
 - [14] A. F. Filipove, "A Differential Equation with Discontinuous Right Hand Said," *Matemat: Cheskii Sbrnik*, Vol. 51, No. 1, pp. 99-128, 1960.
 - [15] V. I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principle and Application to Electric Drives", *IEEE Trans. on Ind. Electron*, Vol.40, No.1, pp. 23-36, 1993.
 - [16] V.I. Utkin, "Sliding Modes in Control Optimization," *Communication and Control Engineering Series*, Springer-Verlag, 1992.
 - [17] J. J. Slotine, J. K. Hedricks, and E. A. Misawa, "On Sliding Observers for Non-linear Systems," *ASME J. Dynamic Syst., Measurement, Contr.*, Vol. 109, pp. 245-252, 1987.
-

- [18] J. J. Slotine, and S. S. Sastry, "Tracking Control of Non-linear Systems Using Sliding Surfaces with Application to Robot Manipulator," *Int. J. Contr.*, Vol. 38, No. 2 pp. 465-492, 1983.
- [19] K. D. Young, and S. Drakunov, "Sliding Mode Control with Chattering Reduction," *In Proc, Ings of the 1992 American Control Conference, Chicago, IL, June 1992* pp. 1291-1292, 1992.
- [20] K. D. Young and S. V. Drakunov, "Discontinuous frequency shaping compensation for uncertain dynamic systems," *In Proc. 12th IFAC World Congr, Sydney, Australia, 1993*, pp. 39-42, 1993.
- [21] K. D. Young, and U. Ozgiiner, "Frequency Shaping Compensator Design for Sliding Mode," *Int. J. Control*, Vol. 57, No. 5, pp. 1005-1019, 1993.
- [22] A. Sabanovie, and D. B. Izoimov, "Application to Sliding Mode to Induction Motor Control " *IEEE Transactions and Application*, Vol. 17, No. 1, pp. 41-49, Janv/Fear 1981.
- [23] Y. Hung, W. Gao, and L. Hung, "Variable structure control: A survey," *IEEE Trans. Ind. Elec.* Vol.40, No. 1, pp. 2-22, February 1993.
- [24] A. N. Tikhonov, "Systems of Differential Equations with a Small Parameter Multiplying Derivations," *Mathematicheskii Sbornik*, Vol. 73, No. 31, pp. 575-586, in Russian, 1952.
- [25] P-E. Vidal, "Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation," *Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.*
- [26] F. Betin, "Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge m'mécanique a fortes variations paramétriques," *Habilitation `à diriger des recherches, Centre de Robotique d'Electrotechnique et d'Automatique (CREA) UPRES Equipe d'accueil 3299, Université de Picardie Jules Verne, 02880 Cuffies, France, 2003.*
- [27] J. J. Slotine, "Adaptive Sliding controller synthesis for nonlinear systems," *UC*, Vol 43. No. 6, pp. 1631-1651, 1986.
- [28] J. J. Slotine, "Sliding Controller design for nonlinear systems," *DC*, No. 2, pp. 421-434, 1984.
- [29] D. Kairous, « Modélisation, Simulation et Commande d'un Système Éolien a Machine Asynchrone à Double Alimentation » *Thèse de Doctorat en électrotechnique, Université de Sciences et de La Technologie d'Oran- Mohamed Boudiaf, Algeria, 2012.*

ملخص:

قدمنا من خلال هذه الدراسة نظام عالي القدرة يُستخدم لتغذية نظام قيادة كهربائي يتطلب مستويات مرتفعة من التيار والجهد تعرض هذه المذكرة دراسة التحكم في آلة غير متزامنة مُغذاة بواسطة عواكس متعددة المستويات بثلاثة مستويات وخمسة مستويات. يعد نمذجة الآلة غير المتزامنة ومحولات القدرة، تم تطوير استراتيجية للتحكم المتجهي غير المباشر بهدف تحقيق الفصل بين الفيض المغناطيسي والعزم الكهرومغناطيسي تمت دراسة نوعين من المتحكمات: المتحكم التناسبي التكاملي التقليدي والمتحكم التناسبي التكاملي المضاد للتشبع. يعد ذلك. تم تطبيق التحكم بالوضع الانزلاقي من الرتبة الأولى من أجل تحسين الأداء الديناميكي للنظام تم تقييم مختلف استراتيجيات التحكم من خلال عمليات محاكاة أنجزت باستعمال بيئة المحاكاة ماتلاب. وقد أظهرت النتائج المتحصل عليها أن المتحكم التناسبي التكاملي المضاد للتشبع يوفر أداءً أفضل من المتحكم التناسبي التكاملي التقليدي، خاصة في وجود تشبع عناصر التنفيذ. كما يضمن التحكم بالوضع الانزلاقي درجة أعلى من المتانة، واستجابة أسرع، وتقليلاً في نسبة التجاوز. وأخيراً، يساهم العاكس خماسي المستويات في تحسين جودة التيارات والجهود مقارنة بالعاكس ثلاثي المستويات.

الكلمات المفتاحية: آلة الحث، التحكم الاتجاهي، وحدة التحكم PI ، وحدة التحكم PI المضاد للتشبع، التحكم بالوضع الانزلاقي، العاكسات متعددة المستويات.

Abstract:

In this work, we studied a high-power system used to supply an electric drive system that requires high current and voltage levels. This dissertation presents the control of an induction machine supplied by three-level and five-level multilevel inverters. After modeling the induction machine and the power converters, an indirect vector control strategy was developed to ensure the decoupling between the magnetic flux and the electromagnetic torque. Two controllers were investigated: the conventional PI controller and the PI Anti-Windup controller. Subsequently, a first-order Sliding Mode Control (SMC) was applied to improve the dynamic performance of the system. The different control strategies were evaluated through simulations carried out using MATLAB/Simulink. The obtained results show that the PI Anti-Windup controller provides better performance than the conventional PI controller, particularly in the presence of actuator saturation. Furthermore, the Sliding Mode Control ensures higher robustness, faster response, and reduced overshoot. Finally, the five-level inverter improves the quality of currents and voltages compared to the three-level inverter.

Keywords: Induction Machine, Vector Control, PI Controller, PI Anti-Windup Controller, Sliding Mode Control, Multilevel Inverters.

Résumé :

Dans notre travail nous avons étudié un système de forte puissance utiliser pour l'alimentation d'un système d'entraînement électrique consomme un grand courant et tension. Ce mémoire présente l'étude de la commande d'une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multiniveaux à trois et cinq niveaux. Après la modélisation de la machine et des convertisseurs, une commande vectorielle indirecte a été développée afin d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. Deux régulateurs ont été étudiés : le régulateur PI classique et le régulateur PI Anti-Windup. Par la suite, une commande robuste par mode glissant d'ordre un a été appliquée pour améliorer les performances dynamiques du système. Les différentes stratégies de commande ont été évaluées à l'aide de simulations réalisées sous Matlab/Simulink. Les résultats obtenus montrent que le régulateur PI Anti-Windup offre de meilleures performances que le PI classique, notamment en présence de saturation. De plus, la commande par mode glissant assure une meilleure robustesse, une réponse plus rapide et un faible dépassement. Enfin, l'onduleur à cinq niveaux permet d'améliorer la qualité des courants et des tensions par rapport à l'onduleur à trois niveaux.

Mots-clés : Machine asynchrone, commande vectorielle, PI, PI Anti-Windup, commande par mode glissant, onduleurs multiniveaux.