

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 Electromécanique

## Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

**MASTER**

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Présentée par :

➤ **Benyettou Baderdine**

**Intitulé :**

***Commande par mode glissant d'un actionneur électrique alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux***

***Soutenu le : 30/06/2025***

***Devant le jury composé de :***

| <b><i>Nom &amp; Prénom</i></b>      | <b><i>Grade</i></b> | <b><i>Qualité</i></b>   | <b><i>Etablissement</i></b> |
|-------------------------------------|---------------------|-------------------------|-----------------------------|
| <b><i>Mr. MABREK Abdelhakim</i></b> | <b><i>MCB</i></b>   | <b><i>Président</i></b> | <b><i>Univ-BBA</i></b>      |
| <b><i>Mr. ZAIDI Elyazid</i></b>     | <b><i>MCB</i></b>   | <b><i>Encadrant</i></b> | <b><i>Univ-BBA</i></b>      |
| <b><i>Mr. ZEBIRI Fouad</i></b>      | <b><i>MCA</i></b>   | <b><i>Examineur</i></b> | <b><i>Univ-BBA</i></b>      |

***Année Universitaire 2024/2025***

# Remerciements

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de master de Département **d'Electromécanique** de la Faculté des Sciences et de la Technologie **de l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arreridj**.

Nous devons remercier **"ALLAH"** le tout puissant pour ses bienfaits inestimables, de nous avoir permis de terminer nos études et de terminer ce modeste travail dans des circonstances favorables.

Nous tenons à exprimer notre gratitude à **mon Encadrant** Monsieur **Zaidi Elyazid** Maitre de Conférences classe **"B"** à **l'Université de Bordj Bou Arreridj**, pour son aide et sa disponibilité dans la préparation de cet ouvrage.

Je veux remercier ici tous ceux qui ont contribué à la réussite de ces travaux de mémoire. En premier lieu, je souhaiterais remercier l'ensemble des membres de mon jury de mémoire pour avoir accepté de juger ce travail. Je tiens ainsi à remercier Monsieur **MABREK Abdelhakim** Maitre de Conférences classe **"B"** à l'Université Bordj Bou Arreridj de m'avoir fait l'honneur de **présider de Jury**. Je remercie également **mon Examineur**, Monsieur. **ZEBIRI Fouad** Maitre de Conférences classe **"A"** à l'Université Bordj Bou Arreridj.

On remercie les enseignants pour leur assistance que nous avons ressentie durant notre travail, aussi tout au long du cursus de notre formation, et aussi pour leurs orientations, leurs conseils. Durant tout ce temps, on a su apprécier leurs qualités scientifiques, leurs humanismes et surtout leur modestie.

On profite également pour remercier tous ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

# *Dédicace*

*Mes chers parent, 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 "ALLAH" les garder*

- \* A toutes mes frères et sœurs*
- \* A mon Rapporteur [Dr. Zaidi Elyazid](#).*
- \* A tous mes camarades avec qui j'ai passé des moments inoubliables.*
- \* A tous les bénévoles de croissants rouge algérienne BBA.*
- \* A tous ceux que je porte dans mon cœur.*
- \* A toute la promotion 2024-2025 commande électrique sans exception.*

[Benyettou Baderdine](#)

[BBA le : 30-06-2025](#)

## Table des matières

|                                                                                                 |          |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|
| Table des matières.....                                                                         | i        |
| Liste des Figures .....                                                                         | iv       |
| Introduction Générale .....                                                                     | 1        |
| <b><i>Chapitre 1 : Etude générale sur l'association machine/onduleur trois niveaux.....</i></b> | <b>3</b> |
| 1.1 Introduction .....                                                                          | 3        |
| 1.2 Onduleur de tension.....                                                                    | 3        |
| 1.2.1 Onduleurs à deux niveaux .....                                                            | 3        |
| 1.2.2 Onduleurs à trois niveaux.....                                                            | 4        |
| 1.3 Différentes topologies des onduleurs multi niveaux .....                                    | 6        |
| 1.3.1 Onduleur Pont H en cascade .....                                                          | 6        |
| 1.3.2 Onduleurs multi-niveaux à cellules imbriquées (condensateurs flottants).....              | 7        |
| 1.3.3 Onduleur multi-niveaux NPC (Diode Clamped) .....                                          | 8        |
| 1.4 Stratégies de commande des onduleurs.....                                                   | 10       |
| 1.4.1 Commande par hystérésis.....                                                              | 10       |
| 1.4.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion.....                                       | 11       |
| 1.5 Types des machines asynchrone.....                                                          | 12       |
| 1.5.1 Moteur à induction linéaire .....                                                         | 13       |
| 1.5.2 Moteur linéaire synchrone.....                                                            | 13       |
| 1.5.3 Moteur linéaire piézoélectrique.....                                                      | 14       |
| 1.6 Moteur pas à pas .....                                                                      | 15       |
| 1.6.1 Moteur pas à pas à aimant permanent .....                                                 | 16       |
| 1.6.2 Moteur pas à pas à réluctance variable.....                                               | 16       |
| 1.7 Machine asynchrone.....                                                                     | 17       |
| 1.7.1 Moteur asynchrone triphasé .....                                                          | 17       |
| 1.7.2 Moteur asynchrone double étoile .....                                                     | 18       |
| 1.7.3 Moteur asynchrone double stator .....                                                     | 19       |

|                                            |    |
|--------------------------------------------|----|
| 1.7.4 Moteur asynchrone multi phases ..... | 19 |
| a. Avantages [19] : .....                  | 20 |
| 1.7 Choix de structure étude .....         | 20 |
| 1.8 Conclusion.....                        | 21 |

***Chapitre 2 : Modélisation de l'association machine/onduleur trois niveaux*** 23

|                                                                        |    |
|------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1 Introduction .....                                                 | 23 |
| 2.2 Modélisation de la machine asynchrone.....                         | 23 |
| 2.3 Modelé dynamique de la machine asynchrone.....                     | 23 |
| 2.4 Equation générale de la machine asynchrone.....                    | 24 |
| 2.4.1 Equations électriques.....                                       | 24 |
| 2.4.2 Equations magnétiques.....                                       | 25 |
| 2.4.3 Equations mécaniques .....                                       | 26 |
| 2.5 Transformation de Park .....                                       | 26 |
| 2.6 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park ..... | 27 |
| 2.7 Modélisation de l'onduleur de tension .....                        | 28 |
| 2.8 Stratégie de commande de largeur d'impulsion sinus triangle.....   | 31 |
| 2.9 Simulation de l'association machine-onduleur sans commande .....   | 33 |
| 2.9.1 Résultats de simulation.....                                     | 33 |
| 2.10 Conclusion.....                                                   | 36 |

***Chapitre 3 : Etude comparative entre la commande linéaire PI et non linéaire CMG de l'association machine/onduleur*** .....34

|                                                                                                   |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.1 Introduction .....                                                                            | 34 |
| 3.2 Principe de la commande vectorielle.....                                                      | 34 |
| 3.3 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.....                                  | 35 |
| 3.3.1 Schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MAS..... | 37 |
| 3.4 Concept de la commande par mode glissant d'ordre un.....                                      | 38 |
| 3.4.1 Introduction .....                                                                          | 38 |

|       |                                                                                                             |    |
|-------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.4.2 | Systèmes à structures variables .....                                                                       | 39 |
| 3.5   | Généralités sur la théorie de commande par mode glissant .....                                              | 40 |
| 3.5.1 | Structure par commutation au niveau de l'organe de commande .....                                           | 41 |
| 3.5.2 | Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....                                       | 41 |
| 3.5.3 | Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la<br>commande équivalente ..... | 42 |
| 3.6   | Conception générale de la commande par mode de glissant .....                                               | 42 |
| 3.6.1 | Choix de la surface de glissement .....                                                                     | 43 |
| 3.6.2 | Conditions de convergence .....                                                                             | 44 |
| 3.6.3 | Fonction directe de commutation .....                                                                       | 44 |
| 3.6.4 | Fonction de Lyapunov .....                                                                                  | 44 |
| 3.7   | Synthèse de loi de commande .....                                                                           | 45 |
| 3.7.1 | La commande équivalente.....                                                                                | 45 |
| 3.7.2 | La commande discontinue.....                                                                                | 46 |
| 3.7.3 | Élimination du phénomène de broutement “ Chattering “ .....                                                 | 47 |
| 3.7.4 | Commande avec la fonction “ <i>sat</i> ” .....                                                              | 47 |
| 3.8   | Application de la commande à structures variables au système étudié.....                                    | 48 |
| 3.9   | Simulation de la commande vectorielle indirecte du système (PI et CMG) .....                                | 50 |
| 3.10  | Conclusion.....                                                                                             | 56 |
|       | Conclusion Générale.....                                                                                    | 57 |
|       | Conclusion Générale.....                                                                                    | 58 |
|       | Annexe H : Paramètres du système .....                                                                      | 59 |
|       | Annexe A : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle.....                                         | 60 |

## Liste des Figures

|                                                                                             |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 1-1 Schéma d'un onduleur à deux niveaux. ....                                        | 4  |
| Figure 1-2 Schéma d'un onduleur à trois niveaux de type NPC.....                            | 5  |
| Figure 1-3 Topologies des onduleurs de tension à multi niveaux. ....                        | 6  |
| Figure 1-4 Schéma d'un Onduleur cascade en pont H à Trois niveaux.....                      | 7  |
| Figure 1-5 Schéma d'un Onduleur à condensateurs flottants à Trois niveaux. ....             | 7  |
| Figure 1-6 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC à trois niveaux. ....                | 8  |
| Figure 1-7 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC à cinq niveaux. ....                 | 9  |
| Figure 1-8 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC.....                                 | 10 |
| Figure 1-9 Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur. ....      | 11 |
| Figure 1-10 Commande par modulation de largeur d'impulsion.....                             | 12 |
| Figure 1-11 Moteur linéaire. ....                                                           | 12 |
| Figure 1-12 Moteur à induction linéaire. ....                                               | 13 |
| Figure 1-13 Moteur linéaire synchrone.....                                                  | 14 |
| Figure 1-14 Moteur linéaire piézoélectrique.....                                            | 14 |
| Figure 1-15 Moteur pas à pas.....                                                           | 15 |
| Figure 1-16 Moteur asynchrone.....                                                          | 17 |
| Figure 1-17 Moteur asynchrone triphasé. ....                                                | 18 |
| Figure 1-18 Moteur asynchrone double étoile. ....                                           | 18 |
| Figure 1-19 Moteur asynchrone double stator .....                                           | 19 |
| Figure 1-20 Moteur asynchrone multiphases.....                                              | 20 |
| Figure 1-1 Schéma de structure d'association machine asynchrone/onduleur multi niveaux..... | 21 |
| Figure 2-1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.....                              | 24 |
| Figure 2-2 Représentation de la MAS dans l'espace électrique et dans le repère de Park..... | 27 |
| Figure 2-3 Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....                            | 32 |
| Figure 2-4 Principe de la commande MLI-ST à trois niveaux.....                              | 32 |
| Figure 2-5 Tensions de référence avec les deux signales de porteuse.....                    | 32 |

|                                                                                                                                                                 |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 2-6 Modèle de simulation sous <i>Matlab/Simulink</i> de l'association machine-onduleur trois niveaux.....                                                | 33 |
| Figure 2-7 Courbes des courants des phases de la MAS sans commande.....                                                                                         | 34 |
| Figure 2-8 Courbe de deux courants direct et quadratique de la MAS sans commande.....                                                                           | 34 |
| Figure 2-9 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS sans commande.....                                                                                        | 34 |
| Figure 2-10 Courbes des tensions aux bornes de la MAS sans commande.....                                                                                        | 35 |
| Figure 2-11 Courbes des tensions simple au borne de la MAS sans commande.....                                                                                   | 35 |
| Figure 3-1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continue et de la machine asynchrone triphasé.....                                            | 35 |
| Figure 3-2 Schéma globale de la commande vectorielle indirecte de la MAS.....                                                                                   | 38 |
| Figure 3-3 Trajectoire d'un système de deuxième ordre à VSS.....                                                                                                | 40 |
| Figure 3-4 Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande....                                                                        | 41 |
| Figure 3-5 Structure de régulation par commutation au niveau de la contre-réaction d'état...                                                                    | 42 |
| Figure 3-6 Structure de contrôle par l'addition de la commande équivalente.....                                                                                 | 42 |
| Figure 3-7 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.....                                                                                                   | 45 |
| Figure 3-8 Représentation schématique de la fonction <i>sign</i> de type relais.....                                                                            | 47 |
| Figure 3-9 Représentation schématique de la fonction Sat.....                                                                                                   | 48 |
| Figure 3-10 Courbes des courants des phases de la MAS obtenu a l'aide de contrôle PI.....                                                                       | 50 |
| Figure 3-11 Courbes des courants direct, quadrature et des flux de la MAS obtenu a l'aide de contrôle PI.....                                                   | 51 |
| Figure 3-12 Courbes des tensoins simple aux bornes de la MAS a l'aide de contrôle PI.....                                                                       | 51 |
| Figure 3-13 Allures de la vitesse et du couple de la MAS obtenu avec le contrôleur PI.....                                                                      | 51 |
| Figure 3-14 Courbes des courants des phases de la MAS obtenu a l'aide de contrôle CMG..                                                                         | 52 |
| Figure 3-15 Courbes des courants direct, quadrature et des flux de la MAS obtenu a l'aide de contrôle CMG.....                                                  | 53 |
| Figure 3-16 Courbes des tensoins simple aux bornes de la MAS a l'aide de contrôle CMG.                                                                          | 53 |
| Figure 3-17 Allures de la vitesse et du couple de la MAS obtenu avec le contrôleur CMG...                                                                       | 53 |
| Figure 3-18 Courbes des vitesses de la MAS, (a) : Vitesse obtenu avec le contrôleur PI, (b) : Vitesse obtenu avec le contrôleur par CMG ( $R_r=200\%R_r$ )..... | 54 |

|                                                                                                                                                                                                   |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure 3-19 Allures des couples de la MAS , (a) : Couple électromagnétique obtenu avec le contrôleur PI, (b) : Couple électromagnétique obtenu avec le contrôleur par CMG ( $R_r=200\%R_r$ )..... | 55 |
| Figure 3-20 Courbes Courbes des courants des phases de la MAS obtenu a l'aide de contrôle PI ( $R_r=200\%R_r$ ).....                                                                              | 55 |
| Figure 3-21 Courbes des courants des phases de la MAS obtenu a l'aide de contrôle CMG ( $R_r=200\%R_r$ ).....                                                                                     | 55 |

## Liste des Abréviations & Symboles

|                    |                                                        |
|--------------------|--------------------------------------------------------|
| <b>FOC :</b>       | Commande à flux orienté                                |
| <b>MAS :</b>       | Machine asynchrone triphasée                           |
| <b>MLI-ST :</b>    | Modulation de largeur d'impulsion sinus triangle       |
| <b>PI:</b>         | Proportionnelle-Intégrateur                            |
| <b>CMG</b>         | Control mode glissant                                  |
| <b>VSS</b>         | Variable Structure System                              |
| <b>MG</b>          | Mode glissant                                          |
| <b>MC</b>          | Mode de Convergence                                    |
| <b>MRP</b>         | Mode du Régime permanent                               |
| <b>IGBT:</b>       | Insulted Gate Bipolar Transistor                       |
| <b>NPC:</b>        | Neutral Point Clamped                                  |
| <b>GTO:</b>        | Gate Turn-off Thyristor                                |
| <b>CHB :</b>       | Cascade H-bridges                                      |
| <b>MLI :</b>       | Modulation de largeur d'impulsion                      |
| $I_{ds}$ :         | 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            |
| $\varphi_{sabc}$ : | Flux des phases statoriques                            |
| $\varphi_{rabc}$ : | Flux des phases rotoriques                             |

|                           |                                                                         |
|---------------------------|-------------------------------------------------------------------------|
| $\varphi_{ds}$ :          | Composante du flux statorique suivant l'axe ( $d$ )                     |
| $\varphi_{qs}$ :          | Composante du flux statorique suivant l'axe ( $q$ )                     |
| $\varphi_{dr}$ :          | Composante du flux rotorique suivant l'axe ( $d$ )                      |
| $\varphi_{qr}$ :          | Composante du flux rotorique suivant l'axe ( $q$ )                      |
| $J$ :                     | Moment d'inertie du rotor                                               |
| $\Omega$ :                | 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                                          |
| $\omega$ :                | Vitesse angulaire électrique du rotor                                   |
| $\theta$ :                | L'angle de rotation du rotor par rapport au stator                      |
| $\theta_{obs}$ :          | Angle de rotation de ( $\mathbf{d}, \mathbf{q}$ ) par rapport au stator |
| $\theta_r$ :              | Angle de rotation de ( $\mathbf{d}, \mathbf{q}$ ) par rapport au rotor  |
| $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ : | Constante de temps rotorique                                            |

## Introduction Générale

Actuellement, les machines à courant continu (MCC) occupaient historiquement une position dominante dans le monde industriel, principalement en raison de leur simplicité de commande. Cependant, les machines à courant alternatif prennent désormais une place prépondérante, notamment dans le domaine de la production et de la conversion de l'énergie électrique. Cette évolution est largement favorisée par les avancées rapides de l'électronique de puissance au cours des dernières décennies ainsi que par le développement des techniques de commande numérique.

Les onduleurs multiniveaux, en particulier, offrent une grande flexibilité et permettent de répondre à des exigences techniques complexes, telles que l'obtention de tensions élevées tout en améliorant la qualité spectrale des signaux, et ce sans avoir à augmenter la fréquence de découpage. Toutefois, ces onduleurs nécessitent des structures de commande plus élaborées afin d'assurer un transfert de puissance équilibré et fiable. Par ailleurs, des stratégies de reconfiguration peuvent être envisagées pour pallier les défaillances de composants. Ce type de problématique est particulièrement crucial dans les applications à très haute puissance telles que les réseaux de transport et de distribution d'énergie, la traction ferroviaire ou les systèmes embarqués, où la redondance assurée par l'isolement et la coordination des onduleurs peut jouer un rôle essentiel [1] [2].

Dans le contexte actuel de la motorisation électrique à vitesse variable, les enjeux liés à la sécurité, à la fiabilité, aux performances et à la continuité de service sont devenus majeurs. Une défaillance, qu'elle soit partielle ou totale, du système d'entraînement peut provenir soit du moteur, soit de l'onduleur multiniveaux, et peut entraîner des dysfonctionnements significatifs. Si elle n'est pas détectée et traitée rapidement, une telle défaillance peut non seulement compromettre le bon fonctionnement du système, mais aussi générer des pertes économiques importantes, par exemple en interrompant une chaîne de production. C'est pourquoi des techniques de détection rapides et efficaces sont indispensables afin de limiter la propagation des défauts à d'autres composants et d'assurer, autant que possible, la continuité du service [3].

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à la commande non linéaire d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux en deux modes (en mode normale et en mode dégradé).

Ce travail est structuré en trois chapitres :

Le premier chapitre présente le contexte général de l'étude de manière descriptive. Il introduit les principaux types d'onduleurs multiniveaux et de machines asynchrones, en exposant leurs avantages et inconvénients respectifs, afin de justifier le choix de l'architecture du système d'entraînement électrique retenu.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation mathématique. Il débute par l'élaboration du modèle général de la machine asynchrone, puis par une simplification de ce modèle sous forme d'équations d'état utilisables pour la commande. Ensuite, le chapitre traite de la modélisation du système d'alimentation basé sur un onduleur de tension à trois niveaux.

Le troisième et dernier chapitre se divise en deux parties. La première est dédiée à la commande vectorielle de la machine asynchrone, aussi bien en de deux modes de fonctionnement normal et dégradé. La seconde partie traite de la commande non linéaire par mode glissant (CMG) appliquée au système d'entraînement électrique. Enfin, une comparaison est présentée entre la commande linéaire classique de type PI et la commande non linéaire de type CMG.

*Chapitre 1 :*

*Etude générale sur l'association machine/onduleur  
trois niveaux*

---

---

## *Chapitre 1 : Etude générale sur l'association machine/onduleur trois niveaux*

### **1.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous allons monter un état de l'art sur les onduleurs de tension multi niveaux et les machines électrique. Dans le premier lieu, nous avons présenté les différentes topologies des onduleurs de tension multi niveaux et les différentes techniques de commande. Dans le deuxième lieu, nous donnerons les différents types des machines électriques. Finalement, nous nous citerons l'architecture du système d'entérinement électrique qui été choisie pour commencer notre étude.

### **1.2 Onduleur de tension**

Un onduleur transforme la tension continue en une tension alternative. En règle générale, la tension contenue (**DC**) d'information est généralement inférieure tandis que le résultat alternatif (**AC**) équivaut à la tension d'alimentation du réseau de **120 volts** ou de **240 volts** selon le pays.

L'onduleur peut être utilisé comme matériel indépendant pour des applications telles que l'alimentation basée sur la lumière du soleil, ou pour remplir une alimentation de renforcement à partir de batteries chargées indépendamment [4].

#### **1.2.1 Onduleurs à deux niveaux**

Un onduleur de deux niveaux est un type d'onduleur qui est utilisé pour convertir une tension continue en une tension alternative à deux niveaux de tension (**généralement +Vdc et -Vdc**), comme montre sur la Figure 1.1. Il est constitué de deux interrupteurs commandés de manière électronique, tels que des transistors à effet de champ (**MOSFET**) ou des transistors bipolaires à jonction (**IBJT**), qui sont connectés en série entre la source de tension continue et la charge. Les deux interrupteurs sont commandés de manière alternative, de sorte que la charge reçoit une tension de même amplitude mais de polarité opposée [4].

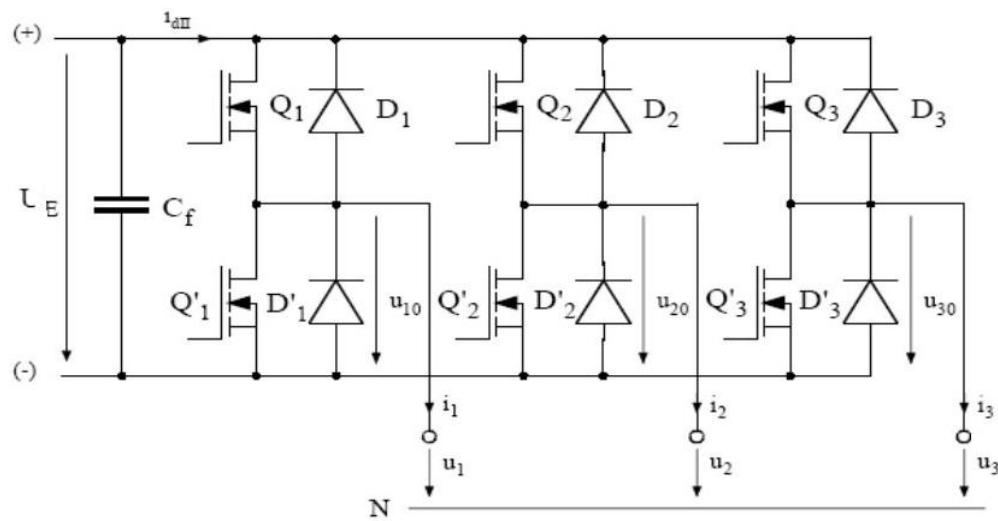


Figure 1-2 Schéma d'un onduleur à deux niveaux.

Le fonctionnement d'un onduleur de deux niveaux peut être décrit comme suit :

- ✚ Lorsque l'interrupteur supérieur est fermé et l'interrupteur inférieur est ouvert, la tension de la source est appliquée à la charge avec une polarité positive ;
- ✚ Lorsque l'interrupteur supérieur est ouvert et l'interrupteur inférieur est fermé, la tension de la source est appliquée à la charge avec une polarité négative ;
- ✚ Alternant la commutation des interrupteurs de manière appropriée, une tension alternative à deux niveaux est générée.

Les onduleurs de deux niveaux sont largement utilisés dans les applications de commande de moteurs électriques, de conversion d'énergie photovoltaïque, de conversion d'énergie éolienne, etc. Ils sont relativement simples et peu coûteux à construire, mais ont l'inconvénient de générer des harmoniques dans le courant et la tension de sortie, ce qui peut affecter les performances du système et causer des interférences électromagnétiques [5].

### 1.2.2 Onduleurs à trois niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux est un dispositif électronique utilisé pour la conversion des tensions continues vers des tensions alternatives avec des fréquences variables. 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 [4].

L'onduleur de tension à trois niveaux il a beaucoup des avantages par rapport aux l'onduleur de tension à deux niveaux, notamment [4] :

- ✚ Meilleure qualité de tension de sortie, avec moins d'harmoniques indésirables ;
- ✚ Meilleure capacité à gérer les charges à haute fréquence ;
- ✚ Réduction des contraintes sur les composants électroniques, ce qui peut prolonger leur durée de vie.

Dans ce jour, il existe plusieurs types d'onduleurs de trois niveaux, notamment les onduleurs de type NPC (Neutral Point Clamped), les onduleurs T-type et les onduleurs Flying Capacitor (Figure 1-2). Chacun a ses propres avantages et inconvénients, et le choix de l'onduleur dépendra des exigences spécifiques de l'application.

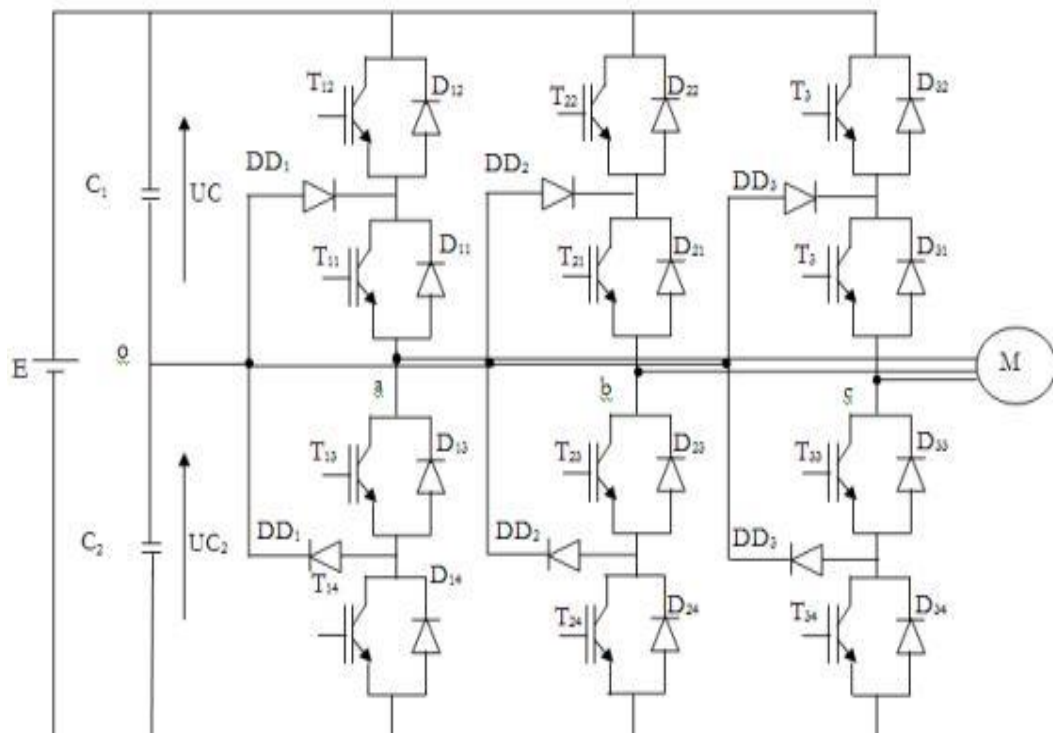


Figure 1-3 Schéma d'un onduleur à trois niveaux de type NPC.

### 1.3 Différentes topologies des onduleurs multi niveaux

Au cours des dernières années, un certain nombre de topologies d'onduleurs à plusieurs niveaux ont été introduits dans les industries, mais trois de ces topologies qui sont appelés célèbres topologies classiques sont plus fréquents dans l'industrie (Figure 1.3) :

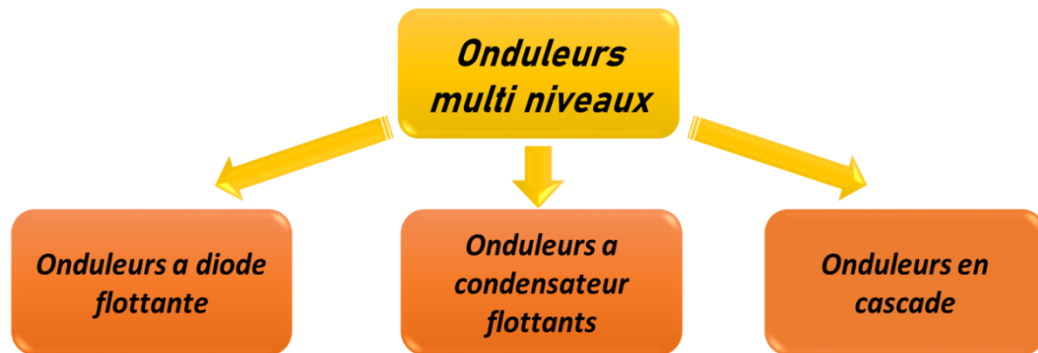


Figure 1-4 Topologies des onduleurs de tension à multi niveaux.

#### 1.3.1 Onduleur Pont H en cascade

Le premier modèle d'onduleur était l'onduleur en pont H (**H-bridge**), apparu en 1975. Un progrès des onduleurs multiniveaux a été dû au modèle en pont **H cascadié en série**. La première application d'onduleur pont **H était** pour la stabilisation des plasmas en 1988. Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série de telle sorte que l'onde de la tension synthétisée soit la somme des tensions de sortie, comme présentée sur la Figure 1.4. L'avantage majeur de cette approche est que le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augmenté sans aucun ajout de nouveaux composants. L'utilisation de cellules de conversion de puissance en série permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance du convertisseur. Mais l'inconvénient Majeur de cette topologie est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont.[7] [6] .

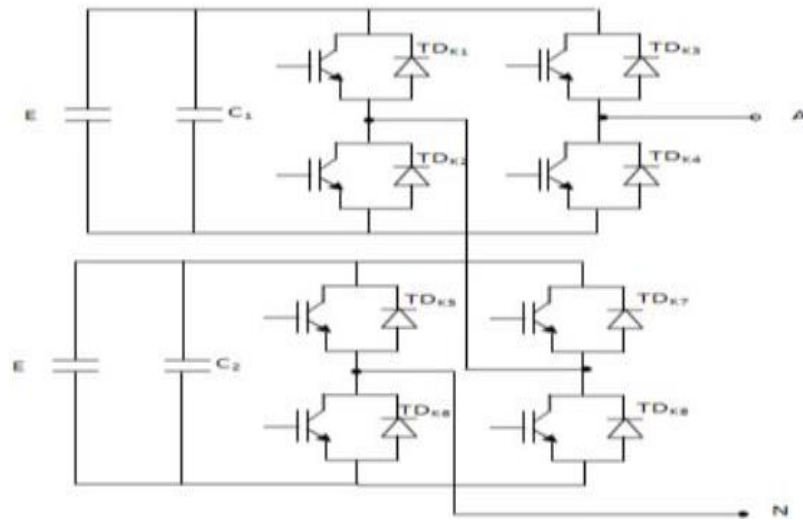


Figure 0-5 Schéma d'un Onduleur cascade en pont H à trois niveaux.

### 1.3.2 Onduleurs multi-niveaux à cellules imbriquées (condensateurs flottants)

La figure 1.5 présente la première topologie d'onduleur de tension, cette topologie dite (*Flying Capacitor Multilevel Inverter*) a été proposée par T. Meynard et H. Foch en 1992, dans le but de résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions (problème de balancement de tension), et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes. Cette structure de convertisseur est similaire à celle de l'onduleur à diode de bouclage sauf qu'au lieu d'utiliser des diodes de blocage, l'onduleur utilise des condensateurs à leur place..

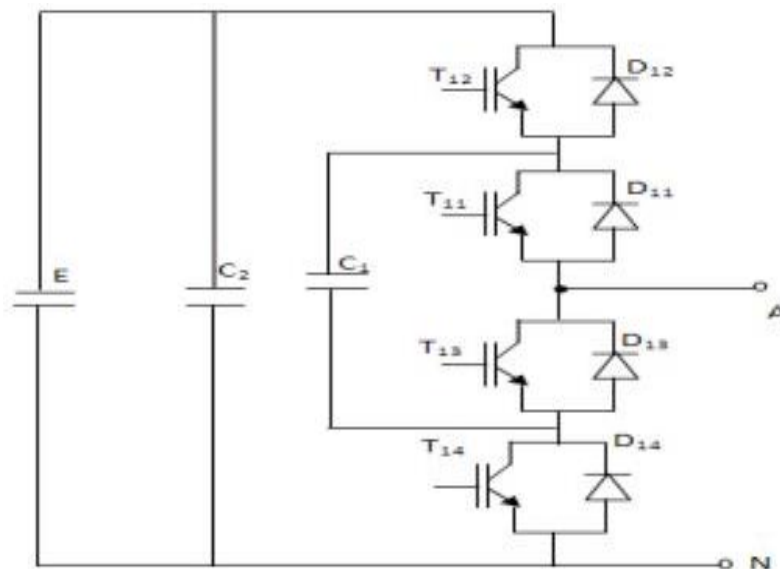


Figure 1-6 Schéma d'un onduleur à condensateurs flottants à trois niveaux.

Dans cette topologie, les condensateurs remplacent les diodes, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flottants » ; malheureusement dans cette variante un grand nombre de capacités est exigé, contrairement au premier cas qui ne nécessite que  $(N-1)$  capacités seulement [1]. [7]

### 1.3.3 Onduleur multi-niveaux NPC (Diode Clamped)

La deuxième topologie, et la plus pratique, de l'onduleur de tension multi-niveaux est la structure NPC (**N**eutral-**P**oint-**C**lamped). Elle est constituée principalement de trois bras symétriques, cette structure d'onduleur multi-niveau a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981, dont l'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteurs [7].

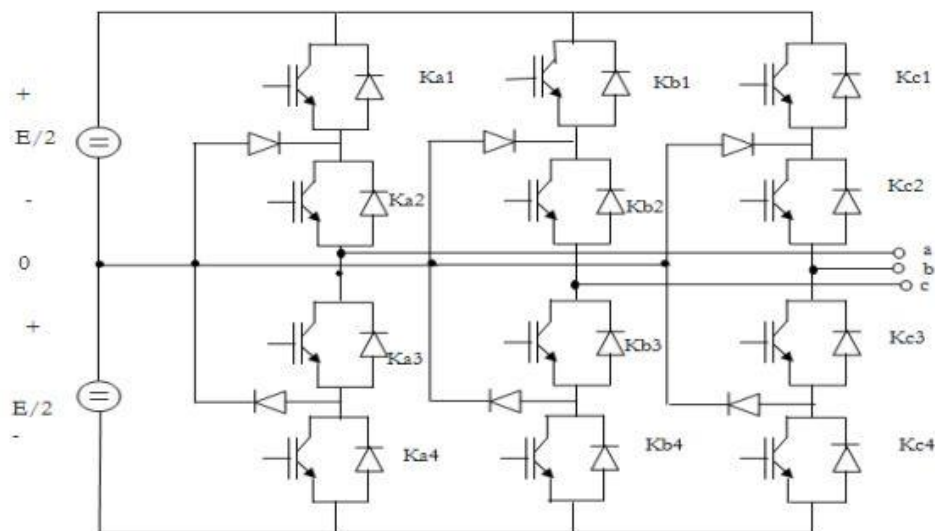


Figure 1-7 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC à trois niveaux.

- **Onduleur NPC à cinq niveaux**

Un onduleur NPC de tension triphasée à cinq niveaux, est composée de huit interrupteurs commandés, qui sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant, et de six diodes de maintien connectées tout au long du bus contenu.

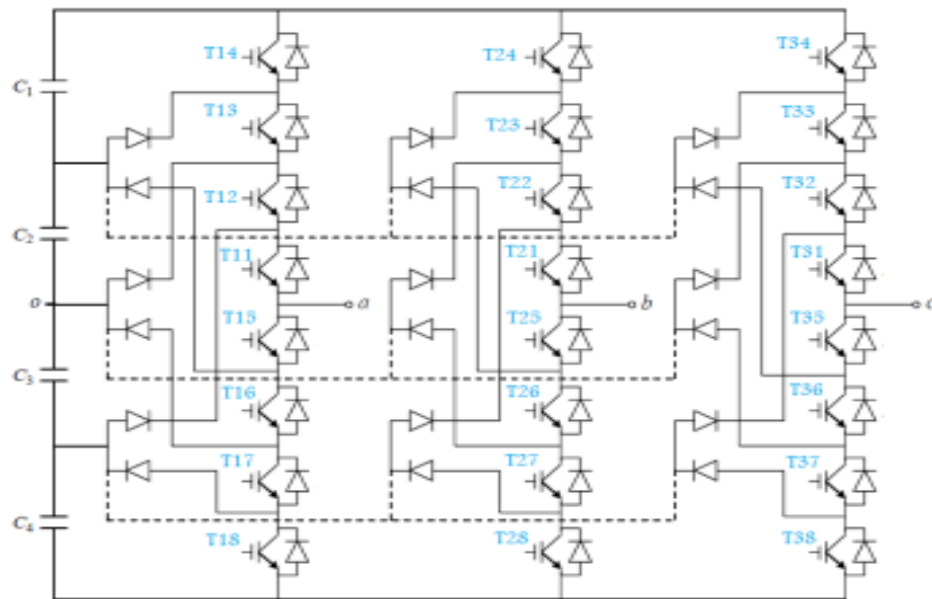


Figure 1-8 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC à cinq niveaux.

La structure triphasée de l'onduleur de type NPC à cinq niveaux de tensions est présentée sur la Figure 1.7. En effet, l'onduleur est alimenté par une source continue  $E$ , que quatre condensateurs de valeurs égales se partagent pour donner quatre sources distinctes de tension  $E/4$ . Dans la Figure 1.7, on distingue 60 positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Les positions (61) du vecteur de tension de sortie divisent le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires [7].

- **Onduleur de tension de type NPC à sept niveaux**

La Figure 1.8 présente la structure schématique générale de l'onduleur de tension à multiniveaux de type NPC. Par exemple l'onduleur NPC à 7 niveaux est composé de 12 interrupteurs (bras A) et de 6 diodes de maintien. Cet onduleur alimenté par 6 condensateurs. Le nombre du vecteur de tension disponibles en sortie de l'onduleur NPC à sept niveaux est supérieur au nombre des vecteurs délivrés par un onduleur à cinq niveaux [7].

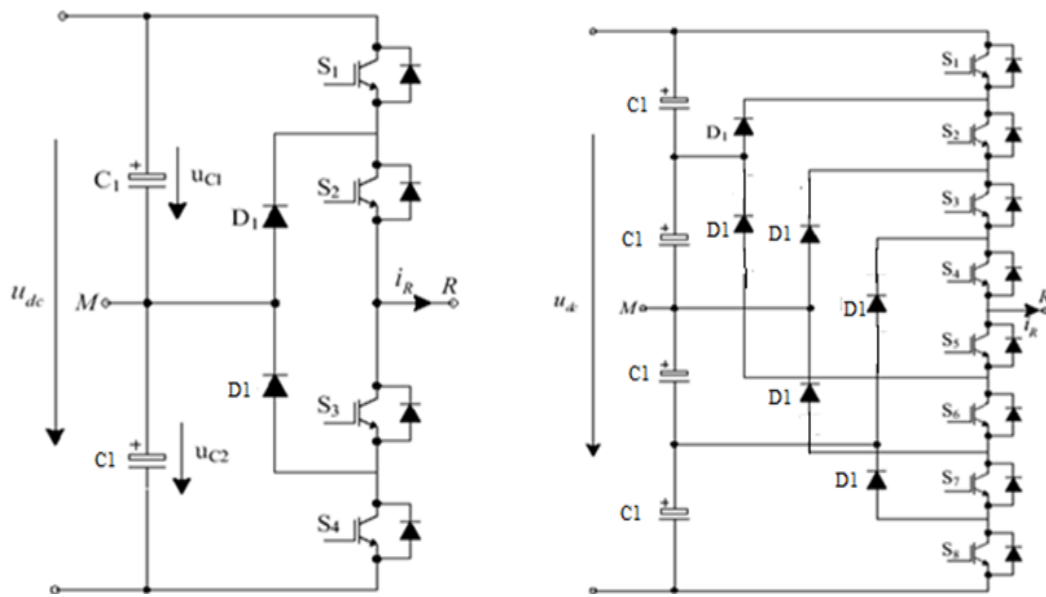


Figure 1-9 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC.

## 1.4 Stratégies de commande des onduleurs

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés par des différentes stratégies de commande. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désiré à la sortie. et la source continue doit être réglable. a fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardent la source continue constante a fine de produire de tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension. Nous étudions les stratégies suivantes :

### 1.4.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence [9].

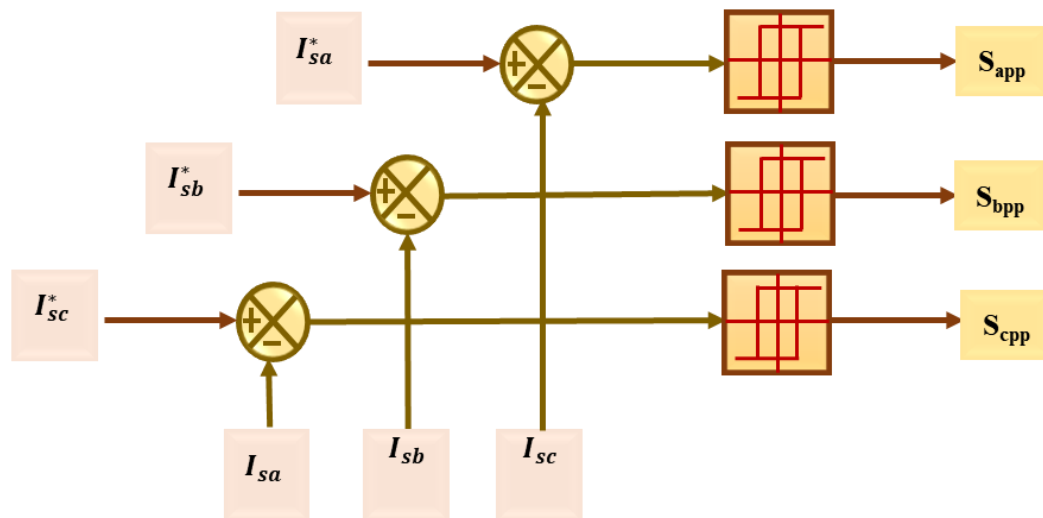


Figure 1-10 Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

#### 1.4.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion

Pour la commande de machines à courant alternatif, le contrôle par les techniques de modulation de largeur d'impulsion (**MLI**) ou (**Pulse Width Modulation (PWM)**) est souvent associé à la régulation des courants statoriques, parce que le courant se relie directement au développement du couple de la machine. Les techniques **MLI** ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes par leurs concepts et leurs performances ont été développées. Le choix d'une technique dépend de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques **MLI**. Ils se résument en : l'index de modulation, le facteur de distorsion harmonique (**THD**), et les pertes à la commutation. Il existe deux techniques pour commander les états des interrupteurs d'un onduleur de tension, la technique de commande en tension (**Voltage-Controlled PWM (VC-PWM)**) et la technique de commande en courant (**Current-Controlled PWM (CC-PWM)**) [10].

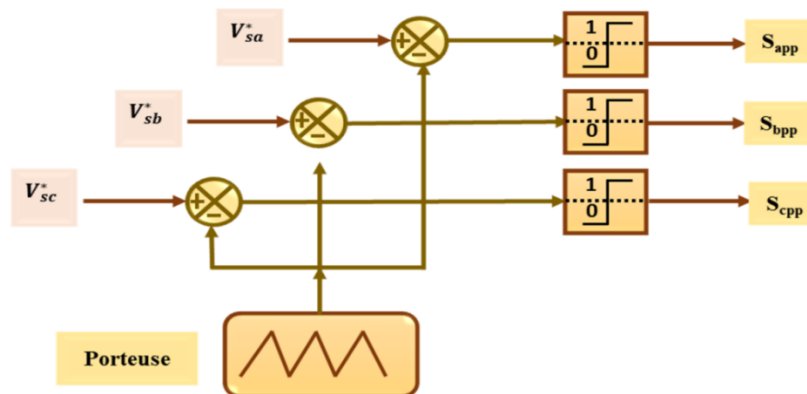


Figure 1-11 Commande par modulation de largeur d'impulsion.

## 1.5 Types des machines asynchrone

### 1.5.1 Moteur linéaire

Un actionneur linéaire est un type de moteur électrique qui se distingue des modèles rotatifs par sa capacité à générer un mouvement linéaire, contrairement à un couple. Ce mouvement permet le déplacement d'un élément le long d'une trajectoire rectiligne ou curviligne [11].

Le principe de fonctionnement le plus répandu repose sur l'actionneur de type Lorentz, où la force appliquée est proportionnelle au produit du courant électrique et du champ magnétique (Figure 1-11).

On distingue deux catégories principales de moteurs linéaires :

- Moteurs linéaires à faible accélération : utilisés dans le domaine du transport.
- Moteurs linéaires à haute accélération : intégrés dans des armes comme le canon magnétique et certains équipements spatiaux [9].



Figure 1-12 Moteur linéaire.

### 1.5.1 Moteur à induction linéaire

Le moteur à induction linéaire se distingue des autres moteurs électriques par sa capacité à générer un mouvement linéaire, procurant des avantages tels qu'une efficacité énergétique accrue et une maintenance réduite [10].

Le principe de fonctionnement du moteur à induction linéaire repose sur la création d'une force par le déplacement d'un champ magnétique linéaire qui interagit avec des conducteurs placés dans son champ d'action. Ces conducteurs, qui peuvent être un enroulement, une boucle ou simplement un morceau de métal, subissent l'induction de courants [10]. Ces courants de Foucault génèrent à leur tour un champ magnétique opposé, conformément à la loi de Lenz. La répulsion entre les deux champs magnétiques opposés est à l'origine du mouvement créé lorsque le champ magnétique se déplace le long du métal. Malgré ses avantages prometteurs, le moteur à induction linéaire présente certains défis, notamment une efficacité réduite à basse vitesse et un coût initial élevé (Figure 1-12).



Figure 1-13 Moteur à induction linéaire.

### 1.5.2 Moteur linéaire synchrone

Le moteur synchrone linéaire exploite l'électromagnétisme pour générer un mouvement linéaire direct, s'avérant particulièrement performants dans les domaines du transport, de la manutention et de la robotique [11]. Composé d'un stator doté d'électroaimants et d'un rotor en matériau ferromagnétique, le moteur synchrone linéaire offre une précision remarquable dans le mouvement linéaire généré [11]. Ses atouts majeurs incluent un rendement élevé, une précision accrue, un faible besoin en maintenance, une grande adaptabilité et un respect de l'environnement (Figure 1-3).



Figure 1-14 Moteur linéaire synchrone.

### 1.5.3 Moteur linéaire piézoélectrique

Le moteur piézoélectrique constitue une famille courante de moteurs exploitant l'électricité pour générer des vibrations, produisant ainsi un mouvement linéaire ou rotatif. Le principe est comparable aux vibrations ressenties par un téléphone portable lors de la réception d'un appel, provoquant le déplacement du mobile (Figure 1-4). Offrant une grande force dans les mouvements lents, les moteurs piézoélectriques peuvent également atteindre des vitesses élevées. Ils se distinguent par leur simplicité (peu de pièces mobiles), leur absence de besoin en lubrification et leur faible consommation d'énergie [12].



Figure 1-15 Moteur linéaire piézoélectrique.

**a. Avantages [12]**

- Simplicité de la conception mécanique et nombre réduit de pièces mobiles ;
- Poussée directe, minimisant l'usure ;
- Force de déplacement important ;
- Facilité d'accès au moteur pour la maintenance ;
- Faible réactance de magnétisation et faible inertie mécanique.

**b. Inconvénients [12]**

- Rendement relativement faible (entre 30 et 40%) ;
- Jeu mécanique et difficultés de précision de positionnement ;
- Bruit acoustique élevé ;
- Intégration complexe au système global (encombrement) ;
- Vitesse maximale limitée.

**1.6 Moteur pas à pas**

Le moteur pas à pas est un dispositif électromécanique sans balais qui convertit une série d'impulsions électriques en une rotation angulaire précise de son arbre, par paliers définis. Chaque impulsion reçue par le moteur lui fait tourner son arbre d'un angle fixe, appelé angle de pas, généralement exprimé en degrés [13]. Ce mode de fonctionnement permet un contrôle précis de la vitesse, de la rotation, de la direction et de la position angulaire du moteur, ce qui le rend particulièrement utile dans les systèmes de contrôle des processus industriels, les machines CNC, la robotique, l'automatisation de la fabrication et l'instrumentation (Figure 1-15).



Figure 1-16 Moteur pas à pas.

### 1.6.1 Moteur pas à pas à aimant permanent

Un moteur à aimant permanent peut comporter deux bobines (électroaimants) créant quatre pôles variables, tandis que le rotor du moteur est magnétisé radialement. La rotation du rotor est obtenue en changeant la direction du courant dans les bobines, modifiant ainsi les pôles magnétiques [14]. En contrôlant le sens du courant, le rotor peut tourner par paliers de  $90^\circ$ . Si une seule course de ce type de moteur peut être utile dans certaines applications, elle est généralement insuffisante pour une utilisation précise. C'est pourquoi les moteurs à aimants permanents intègrent généralement plusieurs pôles sur le rotor et plusieurs aimants pour augmenter le nombre de courses et la précision de positionnement. Les moteurs pas à pas à aimant permanent effectuent généralement des pas de  $7,5^\circ$  à  $15^\circ$ , ce qui correspond à 48 à 24 courses par tour complet [14].

Le nombre de pôles du rotor augmente l'induction magnétique, conférant aux moteurs à aimants permanents un couple élevé. Leur construction simple se traduit par un prix modéré, mais la résolution angulaire est généralement plus basse que celle d'autres types de moteurs [14].

### 1.6.2 Moteur pas à pas à réluctance variable

Les moteurs à réluctance variable, pionniers parmi les modèles de moteurs pas à pas, sont aujourd'hui peu utilisés. Leur rotor est constitué de dents en fer doux qui, sous l'influence du champ magnétique créé par les bobines du stator alimentées en courant continu, s'alignent sur les pôles statorique et le rotor par pas angulaires définis par la structure du moteur [15]. Malgré leur simplicité et leur facilité de contrôle, ces moteurs présentent une faible résolution et un couple relativement faible [15].

#### a. Avantages :

- Couple élevé à l'arrêt : Le moteur peut maintenir sa position et sa force même lorsqu'il est immobile ;
- Précision et répétabilité : Les meilleurs modèles offrent une précision de 3 à 5% par pas, sans accumulation d'erreur ;
- Excellent contrôle : Démarrage, arrêt et inversion rapides et précis ;
- Fiabilité : Longue durée de vie grâce à l'absence de balais et à la robustesse des roulements ;

- Simplicité et coût : Contrôle en boucle ouverte facile et économique ;
- Mouvement synchrone à basse vitesse : Parfait pour les applications où une rotation précise et lente est nécessaire.

**b. Inconvénients :**

- Faible rendement : Consommation électrique plus élevée que les moteurs à courant continu, ce qui peut générer de la chaleur ;
- Vibrations et bruit : Niveaux élevés, surtout à haute vitesse ;
- Couple limité : Diminution rapide du couple en fonction de la vitesse ;
- Vitesse et puissance limitées : Ne conviennent pas aux applications nécessitant une grande vitesse ou une grande puissance.

## 1.7 Machine asynchrone

Une machine asynchrone est un type de machine électrique à courant alternatif dont la vitesse de rotation du rotor est toujours inférieure à la vitesse du champ magnétique généré par le stator. Ce décalage de vitesse, appelé glissement, est à l'origine du nom "asynchrone" [16]. L'énergie électrique est transférée du stator au rotor par induction électromagnétique, ce qui permet à la machine asynchrone de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique de rotation (Figure 1-16). Elle est utilisée dans de nombreuses applications industrielles et domestiques, telles que les pompes, les ventilateurs, les compresseurs et les climatiseurs [16].



Figure 1-17 Moteur asynchrone.

### 1.7.1 Moteur asynchrone triphasé

Le moteur asynchrone triphasé est largement plébiscité dans les systèmes de climatisation pour sa fiabilité, sa robustesse, sa faible maintenance et son prix abordable

(Figure 1-17). Il se compose d'une partie fixe, le stator, logé dans une carcasse en acier trois enroulements ou bobinage sont raccordés à une plaque à borne permettant le branchement sur le réseau, et d'une partie mobile le rotor qui est soit à cage d'écureuil ou de type rotor bobiné [17].



Figure 1-18 Moteur asynchrone triphasé.

### 1.7.2 Moteur asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile se distingue par la présence de deux systèmes de bobinages triphasés dans le stator, décalés d'un angle électrique de  $30^\circ$ . Le rotor, quant à lui, peut-être de type bobiné ou à cage d'écureuil [17]. La structure électrique du rotor à cage, constituée de barres conductrices en aluminium et de tôles ferromagnétiques, est privilégiée pour son faible coût, sa robustesse, sa simplicité d'utilisation et son faible entretien (Figure 1-15).



Figure 1-19 Moteur asynchrone double étoile.

### 1.7.3 Moteur asynchrone double stator

La machine asynchrone à double stator est constituée de deux enroulements triphasés décalés de  $300^\circ$  électriques sur un même stator, et d'un rotor à cage d'écureuil [18]. Le premier enroulement, directement connecté au réseau, assure la transmission de l'énergie principale à haute puissance et faible nombre de paires de pôles pour les vitesses de vent élevées. Le second, appelé enroulement d'excitation, est de faible puissance et possède un grand nombre de paires de pôles pour les vitesses de vent faibles (Figure 1-19).

Cette configuration permet deux points de fonctionnement distincts et réduit les nuisances sonores à basse vitesse grâce à une orientation réduite des pales. L'enroulement d'excitation, en raison de sa masse de cuivre, rend la conception plus complexe et augmente le coût, le diamètre, le poids et l'encombrement de la machine de manière non négligeable [18].

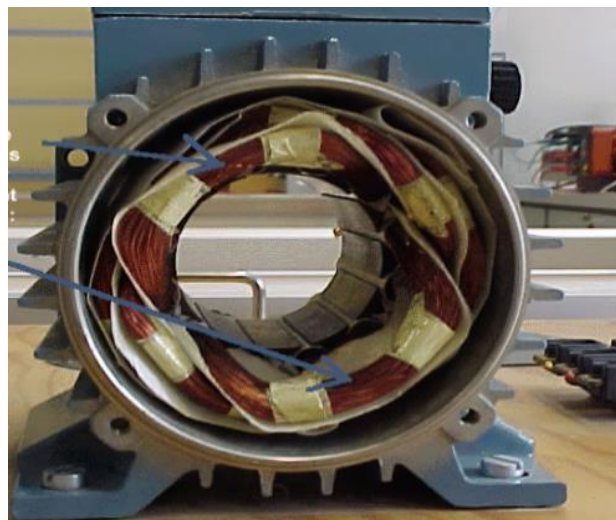


Figure 1-20 Moteur asynchrone double stator.

### 1.7.4 Moteur asynchrone multi phases

Les machines multi phases se distinguent en deux catégories selon le nombre de phases statorique : celles dont le nombre de phases sont un multiple de trois et les autres [19]. Pour un nombre de phases donné, différentes configurations sont possibles en fonction du décalage angulaire entre deux étoiles adjacentes, appelé décalage entre les étoiles. Par exemple, une machine double étoile (6 phases) avec un angle de décalage de  $0^\circ$  aura des caractéristiques différentes d'une machine double étoile avec un angle de  $30^\circ$  (Figure 1-20).



Figure 1-21 Moteur asynchrone multiphases.

**a. Avantages [19] :**

- Durabilité mécanique : La machine asynchrone est robuste et peut supporter des conditions de fonctionnement difficiles.
- Faible coût : Elle est moins chère que les autres types de machines électriques, notamment les machines synchrones.
- Faible maintenance : Elle ne nécessite que peu d'entretien, ce qui réduit les coûts d'exploitation.
- Large gamme d'applications : Elle peut être utilisée dans une grande variété d'applications, des ventilateurs aux pompes en passant par les machines-outils.

**b. Inconvénients [19] :**

- Glissement : Le rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ magnétique, ce qui entraîne une perte de puissance et d'efficacité.
- Courant de démarrage élevé : Le courant de démarrage peut être 5 à 8 fois supérieur au courant nominal, ce qui peut solliciter le réseau électrique.
- Difficulté à contrôler la vitesse : La vitesse de rotation est difficile à contrôler, en particulier à basse vitesse.

## 1.7 Choix de structure étude

Dans ce contexte nous avons choisi la structure qui montre sur la Figure 1-21. Cette structure basée sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux.

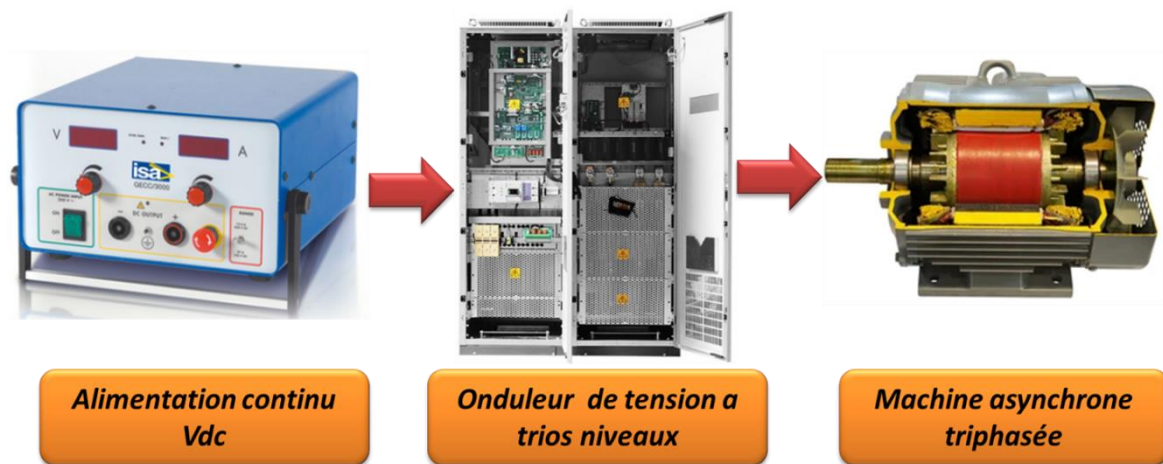


Figure 1-22 Schéma de structure d'association machine asynchrone/onduleur multi niveaux.

## 1.8 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation d'un état d'art sur les systèmes des entérinements électriques dans Autre côté, nous allons présenter les différentes techniques de commande dédiée à la commande des onduleurs multi-niveaux.

Dans ce chapitre, nous avons présenté la description des principales topologies des onduleurs multi-niveaux avec leurs avantages et inconvénients. Comme nous l'avons présenté des généralités globales sur les machines asynchrone, nous avons cité quelques domaines d'applications, cette dernière recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes.

*Dans le chapitre suivant nous avons présente les modèles mathématiques de l'association machine asynchrone /onduleur de tension a trois niveaux on boucle ouverte.*

*Chapitre 2 :*  
*Modélisation de l'association machine /onduleur*  
*trois niveaux*

## *Chapitre 2 : Modélisation de l'association machine/onduleur trois niveaux*

### **2.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension à trois niveaux. Pour en simplifier l'étude, ce chapitre est divisé en deux parties. La première partie sera consacrée à la présentation du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée. Dans la seconde partie, nous exposerons le modèle mathématique de l'onduleur de tension à trois niveaux. Enfin, nous présenterons les résultats de simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux sans commande spécifique.

### **2.2 Modélisation de la machine asynchrone**

La démonstration de la machine non convergente est une exigence essentielle pour remarquer et décomposer les différents développements de ses montants électromécaniques, électriques et attrayants d'un point de vue, puis à nouveau pour donner le contrôle important [16] [17]. Nous utiliserons un modèle de la machine décalée pour dépeindre la manière puissante de se comporter des différents montants engagés avec le cadre de contrôle des grandeurs mécaniques de cette machine, pour se faire on doit tenir compte de quelques hypothèses simplificatrices.

### **2.3 Modelé dynamique de la machine asynchrone**

La Figure 2-1 traite schématiquement de la machine asynchrone (MAS) en trois étapes. Il comporte six enroulements. Le stator de la machine comprend trois enroulements fixes décalés de  $120^\circ$  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  $120^\circ$ . Ces enroulements sont en coupure la tension à leurs bornes est zéro [18] [19].

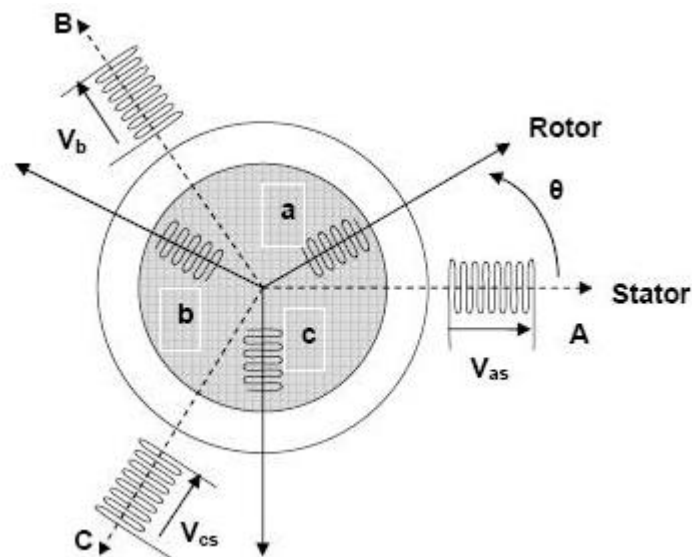


Figure 2-1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

## 2.4 Equation générale de la machine asynchrone

### 2.4.1 Equations électriques

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

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Où :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}]. \quad (2.2)$$

Et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Où :

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (2.4)$$

Avec :

$R_s$  et  $R_r$  : Résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

### 2.4.2 Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Ou :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (2.7)$$

$$[\varphi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{sr}]^t [I_{sabc}] \quad (2.8)$$

On obtient donc :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

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

La substitution des équations (2.5) et ((2.6) dans (2.7) et (2.8), respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (2.10)$$

$$[V_r] = [0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^t \cdot [I_s]) \quad (2.11)$$

### 2.4.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (2.12)$$

Où :  $\Omega = \frac{\omega}{p}$

Avec :

- ✓  $J$  : Moment d'inertie du rotor ;
- ✓  $\Omega$  : 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 ;
- ✓  $\omega$  : Vitesse angulaire électrique du rotor.

## 2.5 Transformation de Park

La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé  $[(S_1, S_2 \text{ et } S_3) \text{ ou } (R_1, R_2 \text{ et } R_3)]$  par deux enroulements, l'un sur l'axe direct ( $d$ ) et l'autre sur l'axe en quadrature ( $q$ ) (Figure 2.2). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé ( $a, b \text{ et } c$ ) au système biphasé ( $d, q$ ) est dite de **Park** [20].

- $\theta = \theta_p - \theta_r$
- $\theta_p$  : Angle électrique entre  $\vec{S}_1, \vec{d}$ .
- $\theta_r$  : 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.
- $\omega_r = X_{y^2} \frac{d\theta_r}{dt}$  : Vitesse angulaire des axes ( $d, q$ ) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation :

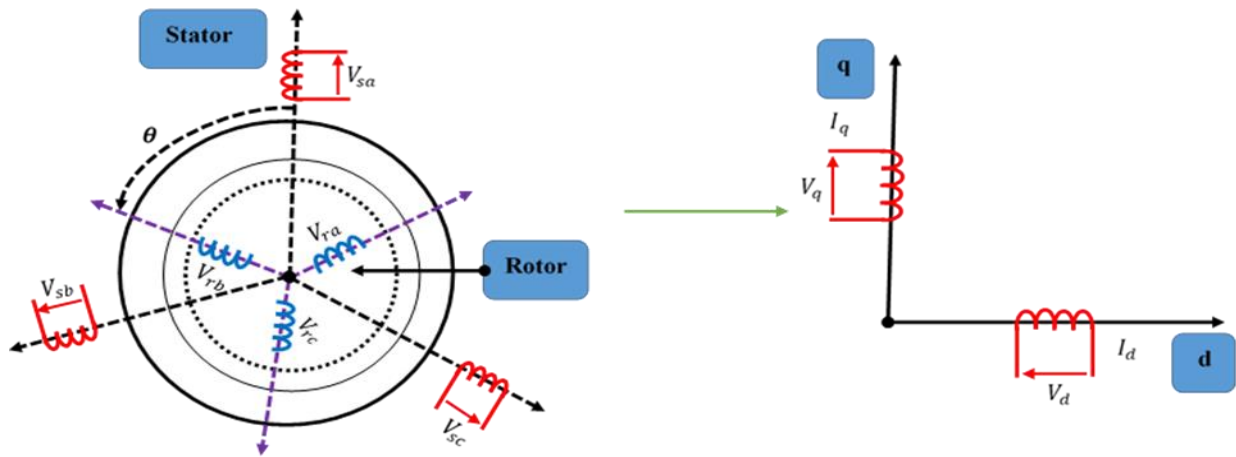


Figure 2-2 Représentation de la MAS dans l'espace électrique et dans le repère de Park.

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

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Et on a :  $\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} t = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_3 \\ X_2 \\ X_1 \end{bmatrix} t ; \begin{bmatrix} X_3 \\ X_2 \\ X_1 \end{bmatrix} t = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} t$

## 2.6 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

Dans le repère de Park ( $d, q$ ) tournant à la vitesse angulaire  $\omega_p$ , les équations (2.2) et (2.4) s'écrivent : [19] [20]

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_p \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_p \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r * I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r * I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (2.16)$$

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.

## 2.7 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension de type continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc [19] [11].

Grâce au développement technologique des composants des électroniques de puissance et l'apparition des nouvelles techniques de la commande des onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur de tension à deux niveaux doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée.

L'onduleur de tension à trois niveaux, se compose de deux étages avec trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs en série [11]. Chaque interrupteur comporte un transistor et une diode montée en tête bêche, on représente l'onduleur à deux niveaux par la Figure 2.3. 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 le montre sur la Figure 2-3).

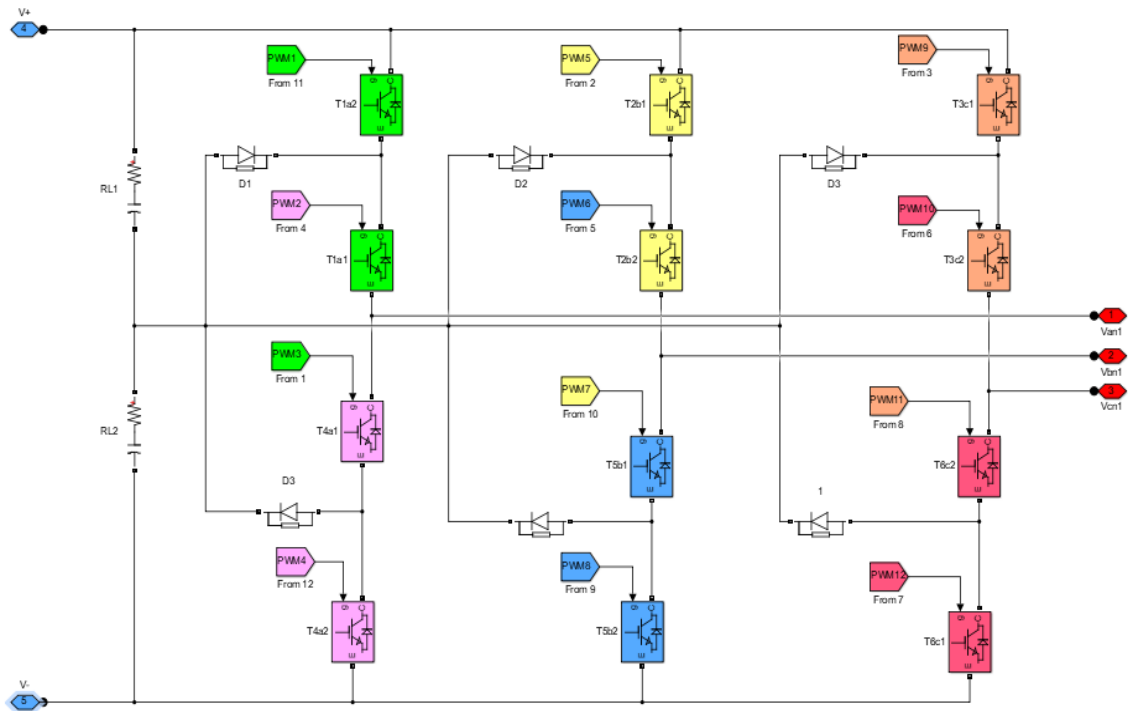


Figure 2-3 Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

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.

$$\begin{cases} B_{x1} = \overline{B_{x4}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x3}} \end{cases} \quad (2.17)$$

Avec :

$B_{xi}$  : 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 :

$$\begin{cases} F_{X1}^b = F_{x1} \cdot F_{x2} \\ F_{X0}^b = F_{x3} \cdot F_{x4} \end{cases} \quad (2.18)$$

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 :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11} \cdot F_{12} U_{c1} - F_{13} F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} F_{14}) U_c \\ V_{bn} = F_{21} \cdot F_{22} U_{c1} - F_{23} F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} F_{24}) U_c \\ V_{cn} = F_{31} \cdot F_{32} U_{c1} - F_{33} F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} F_{34}) U_c \end{cases} \quad (2.19)$$

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

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \\ F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \\ F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (2.20)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_c \\ V_{bn} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_c \\ V_{cn} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_c \end{cases} \quad (2.21)$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{c1} - (F_{13} F_{14} - F_{23} F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{c1} - (F_{23} F_{24} - F_{33} F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{c1} - (F_{33} F_{34} - F_{13} F_{14}) \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (2.22)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{bn} = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{cn} = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (2.23)$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{210}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (2.24)$$

Les tensions simples sont données comme suite:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

## 2.8 Stratégie de commande de largeur d'impulsion sinus triangle

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle (**MLI-ST**) est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (**tension de référence**) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

$$\begin{cases} V_{p1}(t) = \frac{2}{\pi} V_{mp} \cdot \text{arc. sin.} \cos(2\pi f_p \cdot t) \\ V_{p2}(t) = \frac{2}{\pi} V_{mp} \cdot \text{arc. sin.} (\cos(2\pi f_p \cdot t) - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.26)$$

Le principe de commande **MLI-ST** (**modulation de largeur d'impulsion sinus triangle**) à trois niveaux est montré par suivante.

La modulation triangle-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement, sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangle-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale ;

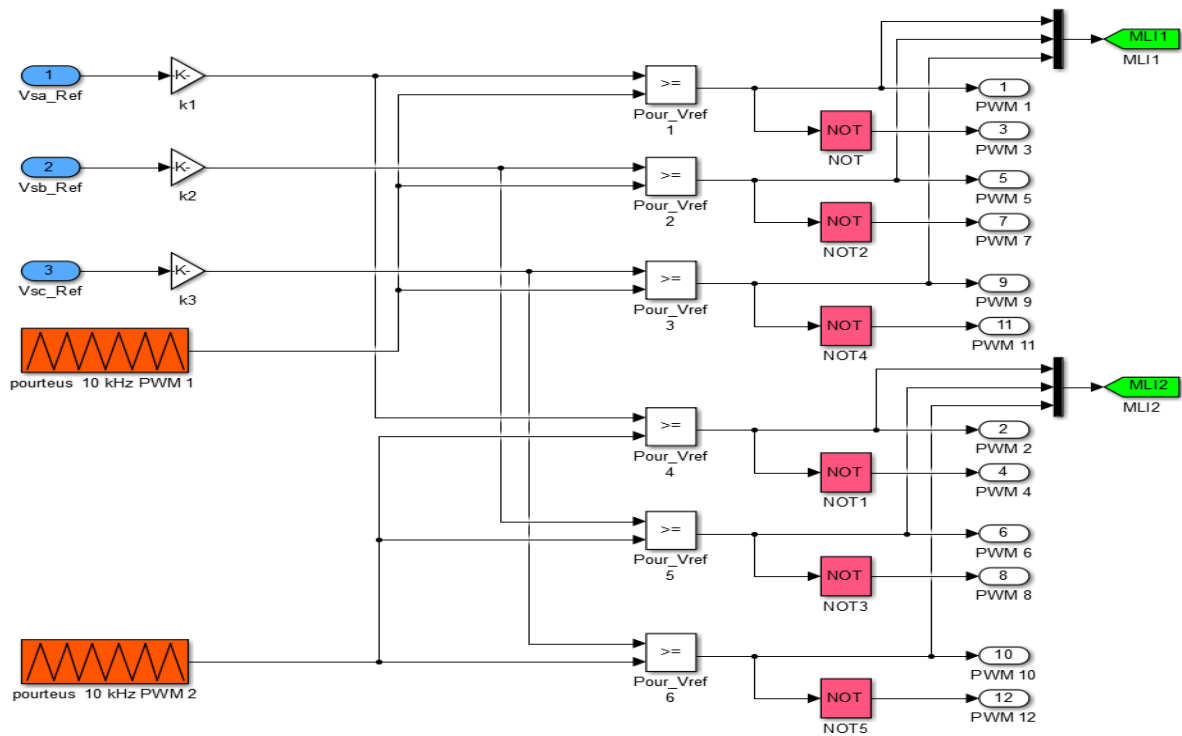


Figure 2-4 Principe de la commande MLI-ST à trois niveaux.

Pour générer les impulsions de commande **MLI-ST** du convertisseur à trois niveaux de tensions, deux porteuses triangulaires d'amplitude et de fréquence est nécessaire (Figure 1-4) Elle est ensuite comparée au signal des références (**sinusoïdale**) d'amplitude et de fréquence. Chaque comparaison donne **1** si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, **0** dans le cas contraire.

Après la réalisation de simulation de la commande **MLI-ST** de l'onduleur de tension a trois niveaux, on obtient les formes d'ondes présentées sur la Figure 2-5.

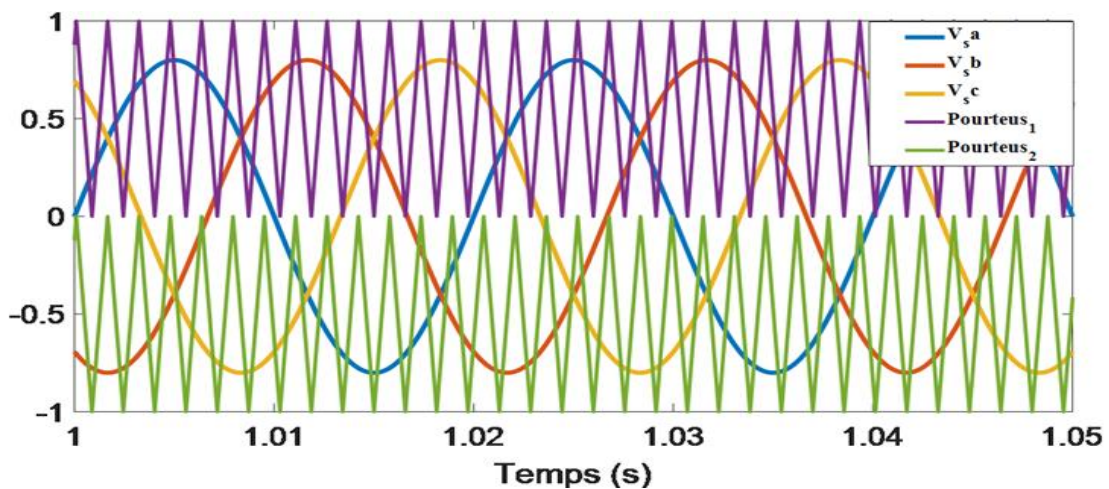


Figure 2-5 Tensions de référence avec les deux signales de porteuse.

## 2.9 Simulation de l'association machine-onduleur sans commande

Cette section est destinée à la présentation de l'ensemble des résultats de simulation sans commande de la MAS triphasée alimentée par l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par la technique MLI-ST. De plus, donc nous nous limitons aux résultats correspondants à la MLI-ST. Afin de simuler les réponses du système réel, en se basant sur le modèle du système d'entraînement présenté précédemment nous avons développé un modèle de la commande de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux sous forme de schéma-blocs (Figure 2-6) implanté dans l'environnement du logiciel *MATLAB/SIMULINK*.

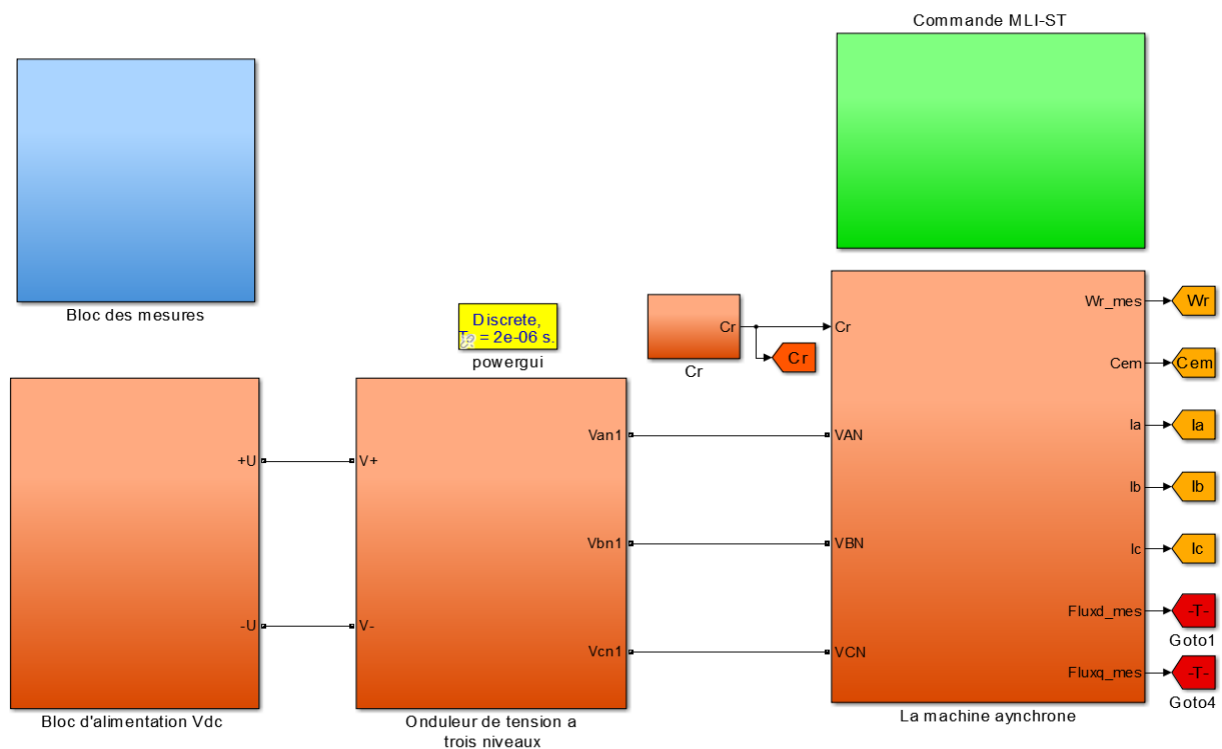


Figure 2-6 Modèle de simulation sous *Matlab/Simulink* de l'association machine-onduleur trois niveaux.

### 2.9.1 Résultats de simulation

Le système d'entraînement électrique basé sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux sans commande, les paramètres du système au niveau de l'*Annexe A*, est démarré à une vitesse  $N_{Réf} = 1000 \text{ tr}/\text{min}$ , ensuite un couple de charge  $C_r = 10 \text{ N.m}$  est appliqué à l'instant  $t = 2 \text{ s}$ , les principaux résultats de simulation de ce cas de fonctionnement (sans commande) sont montrés par les courbes des Figures suivantes :

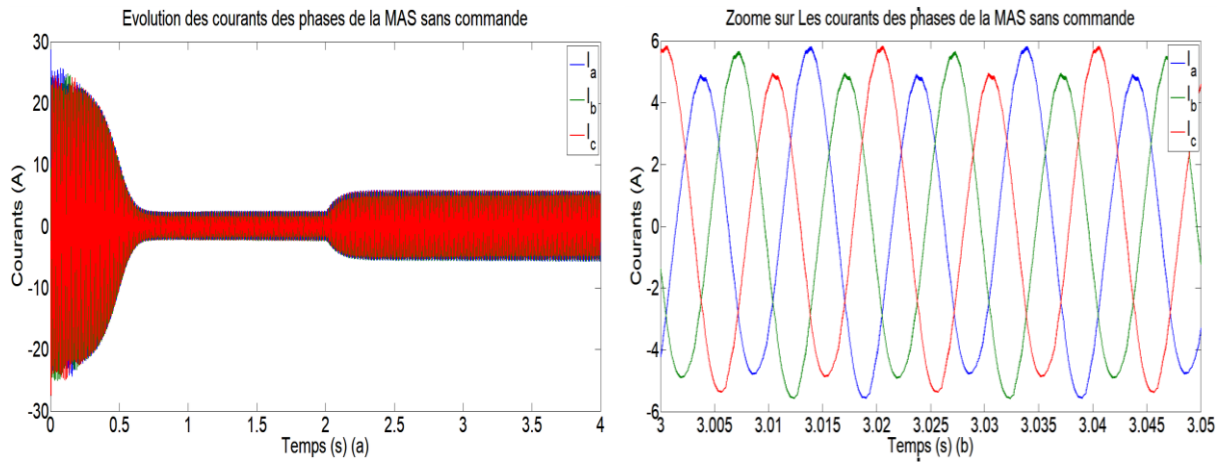


Figure 2-7 Courbes des courants des phases de la MAS sans commande

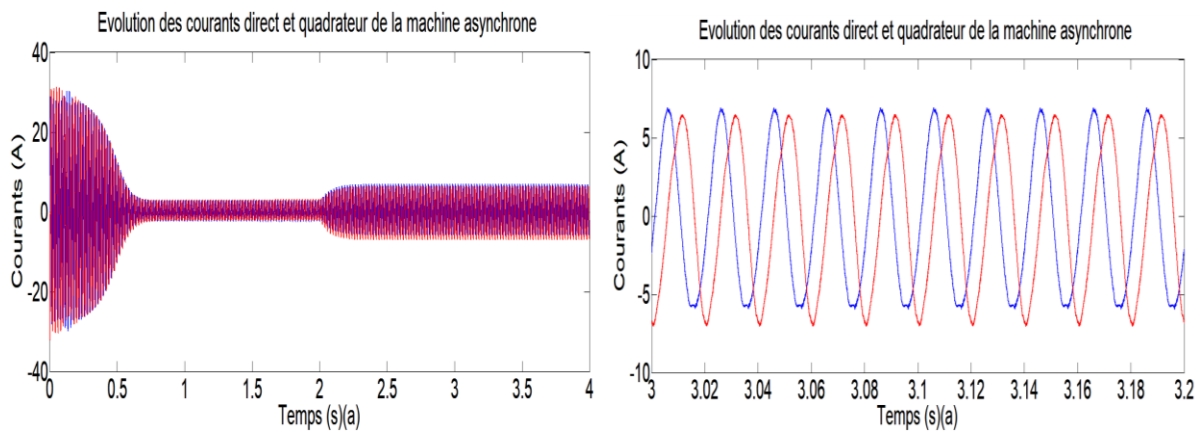


Figure 2-8 Courbe de deux courants direct et quadrature de la MAS sans commande.

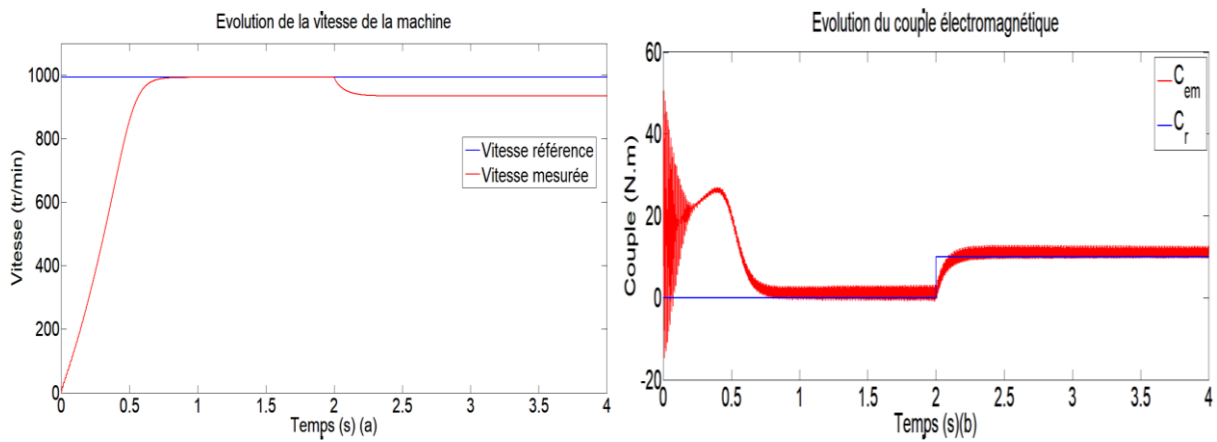


Figure 2-9 Courbes des grandeurs mécaniques de la MAS sans commande.

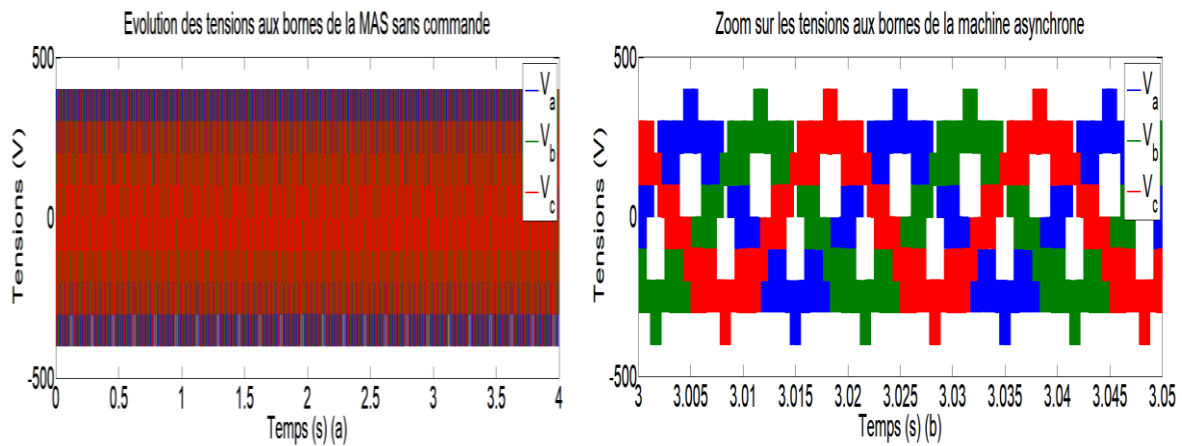


Figure 2-10 Courbes des tensions aux bornes de la MAS sans commande.

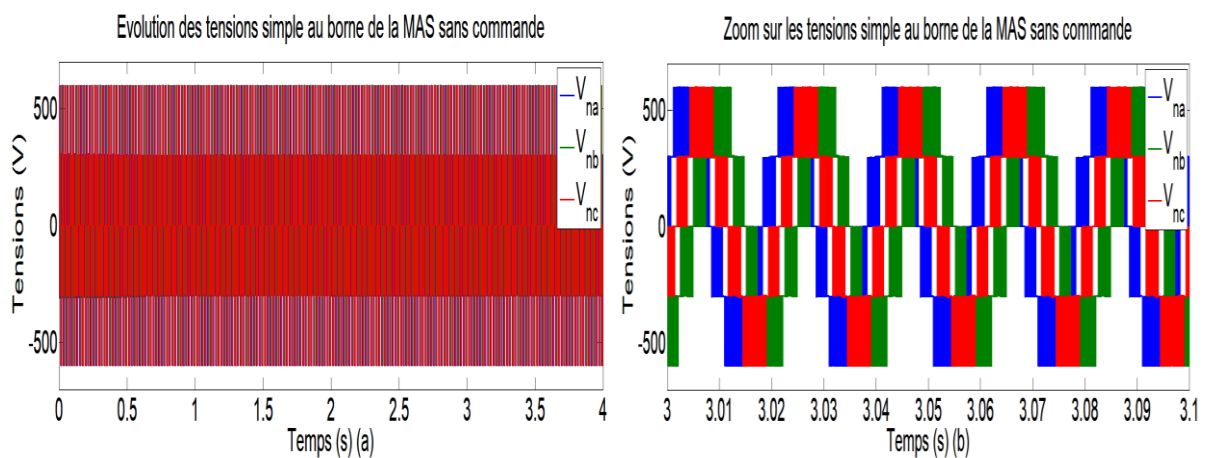


Figure 2-11 Courbes des tensions simple au borne de la MAS sans commande.

Pour valider la modélisation du système qui présenté présidèrent, nous présentons dans cette section les résultats de simulation numérique illustrant la réponse du comportement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux.

Les résultats de simulation obtenus sans commande de l'association machine asynchrone/onduleur de tensions a trois niveaux à structure NPC en utilisant la technique de commande MLI-ST.

La somme des Figures représentent les réponses des grandeurs électriques et mécanique de la MSA, tel que : la vitesse, le couple électromagnétique, les courants statoriques, les deux composantes du courant et du flux et les deux tensons simple et compose, tous les résultats obtenus de la machine asynchrone pour une simulation de l'association machine/onduleur de tenson à trois niveaux on boucle ouvert a vidé lors du démarrage jusqu'à l'application du couple résistant  $C_r=10 \text{ N.m}$  à l'instant  $t=2s$ .

## 2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré la modélisation de la MAS triphasée en vue de la commande de et la modélisation de l'onduleur de tensions à trois niveaux en vue de la commande. Cette modélisation nous a permis de créer un modèle mathématique de cette machine, ainsi qu'un modèle de l'alimentation représentée par un onduleur de tension à trois niveaux qui est contrôlé par la stratégie MLI-ST on boucle ouverte.

*Dans le prochain chapitre nous avons représenté la commande du système par deux type des régulateurs : le régulateur classique de type PI et le régulateur de type mode glissant (CMG) de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tensions à trois niveaux.*

*Chapitre 3 :*  
*Etude comparative entre la commande linéaire PI*  
*et non linéaire CMG de l'association*  
*machine/onduleur*

## *Chapitre 3 : Etude comparative entre la commande linéaire PI et non linéaire CMG de l'association machine/onduleur*

### **3.1 Introduction**

Les méthodes de réglage traditionnelles se sont révélées utiles pour les systèmes simples à décrire avec des paramètres bien définis. Mais ce n'est pas toujours le cas. La plupart des systèmes industriels sont non linéaires et ont des propriétés variables dans le temps [20]. La précision de chaque modélisation et la présence d'erreurs de mesure rendent les procédures typiques inutiles pour ce type d'ajustement, augmentant la sensibilité de l'ajustement.

Donne ce chapitre, nous montrons la commande vectorielle de la MAS, d'abord nous fournissons la de la machine, puis enfin nous achevons une comparaison entre les deux type de contrôleurs : le régulateur PI et le régulateur mode glissant CMG pour la commande du système en deux modes (en mode normale et en mode dégrade).

### **3.2 Principe de la commande vectorielle**

La complexité du contrôle des systèmes d'entraînement électrique (des machines à induction) réside dans la non-linéarité du module du système d'entraînement électrique et l'effet dans de couplage intrinsèque entre le couple électromagnétique et le flux. Dans le dernier, le couple électromagnétique est communiqué par un résultat vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Ainsi, pour les machines à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont normalement orthogonaux [21] [22].

L'idée fondamentale de la commande vectorielle (FOC) est de disposer les composantes du flux statique, rotatif ou émis sur un axe de référence tournant à une vitesse de 1000 tr/min. Le principe fondamental de la commande par orientation de flux (commande vectorielle) est l'orientation d'un de ces trois flux selon l'axe "d" de la référence. Ce sens se traduit par la déclaration du couple électromagnétique comme celui de la machine à courant continu avec une excitation différente ; le développement du couple et la production de flux sont indépendants (Figure 3-1), et il existe un couplage distinctif entre le courant majeur contrôlant le flux, le courant d'excitation, et le courant majeur lié au couple, le courant induit. Du fait

d'une structure de commande similaire à celle d'une machine à flux continu avec une excitation différente, le but de la commande vectorielle des machines asynchrones est de travailler sur leur comportement dynamique et statique. Le choix final pour compléter le couplage électromagnétique entre le flux et le couple de la machine.

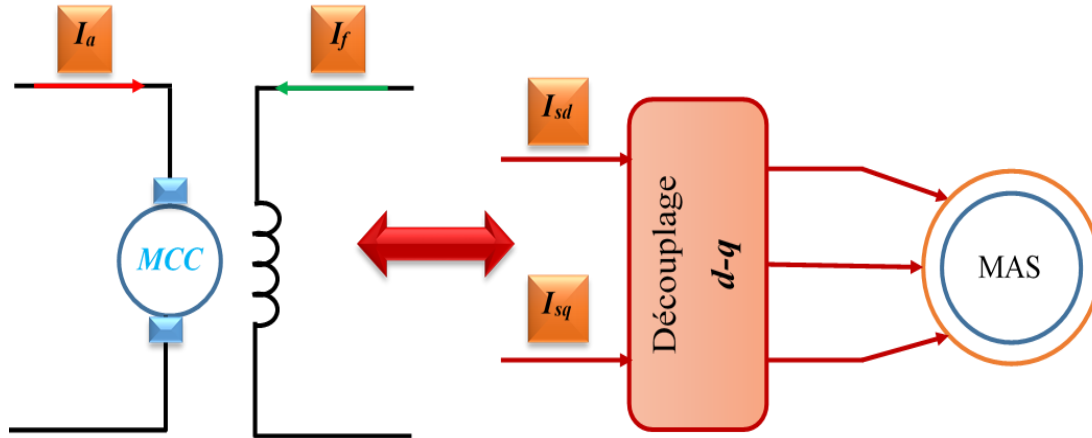


Figure 0-1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continu et de la machine asynchrone triphasé

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

$$\begin{cases} C_{em} = K_a \phi_a I_a \\ \phi_a = K_f I_f \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :

- $I_a$ : Courant d'induit ;
- $\phi_a$ : 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 suivant :

$$C_{em} = K_m I_{ds} I_{qs} \quad (3.2)$$

### 3.3 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  $\phi_{rd}^*$ . De plus, la commande vectorielle indirecte exige la présence d'un capteur de vitesse (position) du rotor ainsi que deux capteurs de courant statorique [19].

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.

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

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r^* \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

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  $I_{sq}$ :

$$C_{em}^* = p \frac{M}{L_r} \phi_r^* I_{sq} \quad (3.4)$$

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

$$\phi_r^* + T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} = M I_{sd} \quad (3.5)$$

L'angle d'orientation est donné comme suit :

$$\theta_s = \int \theta_s + p\Omega_m \quad (3.6)$$

La pulsation rotorique peut être exprimée par :

$$\omega_r = \frac{M I_{sq}}{T_r \phi_r^*} \quad (3.7)$$

En régime permanent :

$$\phi_r^* = M I_{sd} \quad (3.8)$$

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

$$\begin{cases} V_{ds}^* = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (3.9)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (3.10)$$

Les éléments  $T_r$  et  $\sigma$  est écrite comme suit :

$$\begin{cases} T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (3.11)$$

Avec :

- $T_r$ : Constante de temps rotorique ;
- $\sigma$ : Coefficient de dispersion de Blondel.

### 3.3.1 Schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MAS

En exploitant les équations précédentes, on peut déduire le schéma bloc générale de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur basé sur la commande vectorielle est représenté par la Figure 3-2.

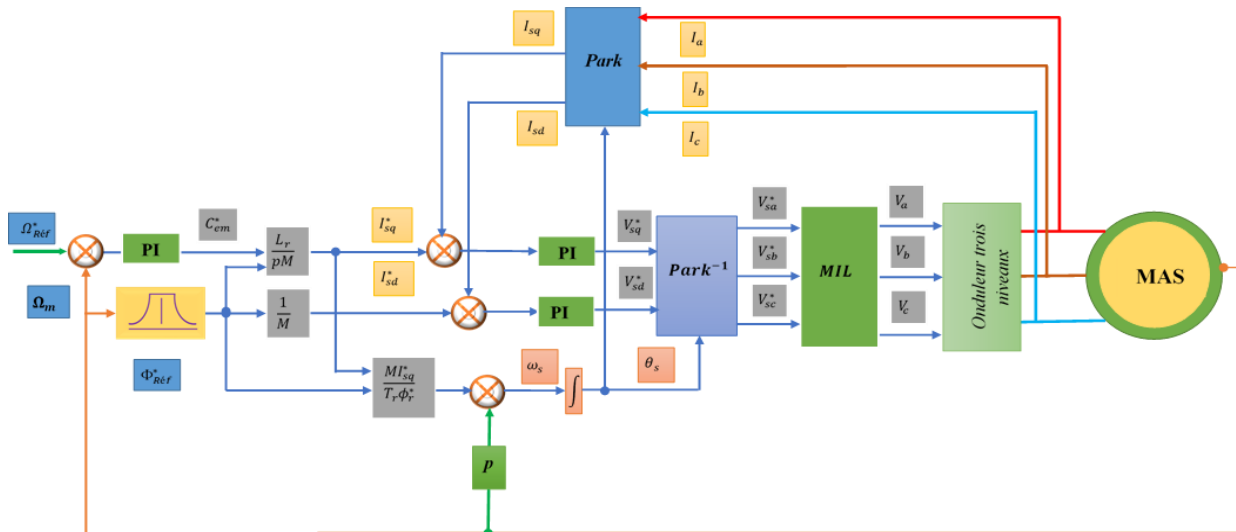


Figure 3-2 Schéma globale de la commande vectorielle indirecte de la MAS.

Le schéma de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone triphasée basée sur la commande vectorielle présentée sur la Figure 3-2, est constitué des boucles de contrôle en cascade et d'un bloc de calcul de l'angle  $\theta_s$ . Les boucles des régulations internes sont celles des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  et la boucle de régulation externe est celle de la vitesse  $\Omega$ . 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  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  obtenues à la sortie des régulateurs des courants sont transformées dans le repère lié au stator en utilisant l'angle  $\theta_s$  et serviront de références au bloc MLI.

### 3.4 Concept de la commande par mode glissant d'ordre un

#### 3.4.1 Introduction

Les méthodes de commandes traditionnelles des types linéaires PI IP, et PID donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires disposant des paramètres variables et avec des perturbations internes et externes, ces lois de commande traditionnelles peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système non-linéaire sont strictes. Pour cela on doit faire développer des lois de commande insensibles pour les systèmes non-linéaires et avec des conductions de fonctionnement exigées, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du régulateur vis-à-vis les incertitudes sur les paramètres du système et leurs variations [23] [24].

La théorie de commande système à structure variable (**Variable Structure System VSS**) est par nature une technique de commande des systèmes non-linéaire. De plus, le contrôle de type mode glissant (**MG**) est une conception de commandes des systèmes non-linéaire bases sur le mode de fonctionnement particulier du système à structure variable, attire l'attention de plusieurs chercheurs dans le domaine de contrôle des systèmes non-linéaires [23] [24]. Cette commande est devenue l'une des techniques de contrôle les plus populaires pour une large gamme de classes des systèmes non-linéaires et présente un grand intérêt dans des domaines très variés tels que la mécanique, la robotique ou le génie électrique. Les avantages de contrôle de type mode glissant (**CMG**) représentent comme suit: la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de mise en œuvre et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres et des perturbations internes ou externes [25].

Dans cette optique, nous représentions une étude théorique sur la commande par mode glissant et le choix de la surface de glissement, ainsi que la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la vitesse mécanique de la machine et les courants de circulation. Puis, nous allons montrer les résultats de simulation afin de mettre en évidence les robustesses apportées par cette méthode de commande par rapport à celle de la commande précédente sur le chapitre précédemment.

### 3.4.2 Systèmes à structures variables

Le terme “**Système à Structure Variable**” apparaît à cause de la structure particulière du système ou contrôler applique, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures du système pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une surface de commutation appelée surface de glissement. Ce choix permet au système de commuter à tout instant entre chaque structure afin de combiner les propriétés utiles de chacune de ces structures. De plus, dans les systèmes à structures variables à base d'un mode de glissement, la trajectoire d'état d'un système à amener vers la surface de glissement et à l'aide de la loi de commutation rester au voisinage de cette surface de glissement. Le système contrôlé sera forcé à cette surface, alors que le comportement du système glisse vers le point d'équilibre désiré [23] [24]. Le système à structure variable admet une représentation par des équations différentielles du type [25]:

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

La trajectoire dans le plan de phase (exemple d'un système d'ordre deux) est constituée de trois parties distinctes, comme montre le Figure 3-4.

- Le Mode de Convergence **MC** (*Reaching Mode (RM)*) : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation  $S(x, y) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le Mode de Glissement **MG** (*Sliding Mode (SM)*) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x, y)$ .
- Le Mode du Régime permanent **MRP** (*Steady-State (SS)*) : Il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [24].

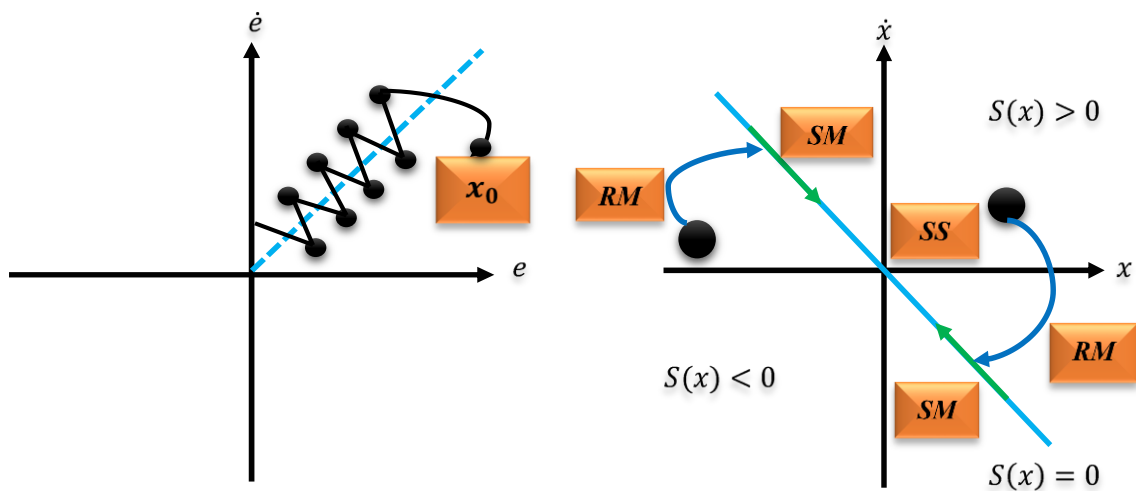


Figure 3-3 Trajectoire d'un système de deuxième ordre à VSS.

### 3.5 Généralités sur la théorie de commande par mode glissant

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode glissant, on peut trouver trois organisations de base pour la synthèse des différentes commandes [23]. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même, on l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une

contre-réaction d'état. En fin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la « commande équivalente ». *Par suite, cette dernière structure est nous avons choisi pour notre système d'entraînement.*

### 3.5.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

L'organigramme de la structurer avec la commutation au niveau de commande est la plus traditionnelle et la plus fréquentée, le schéma de cette structure est représenté sur la Figure 3-4. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'applications aux variateurs de vitesse [23].

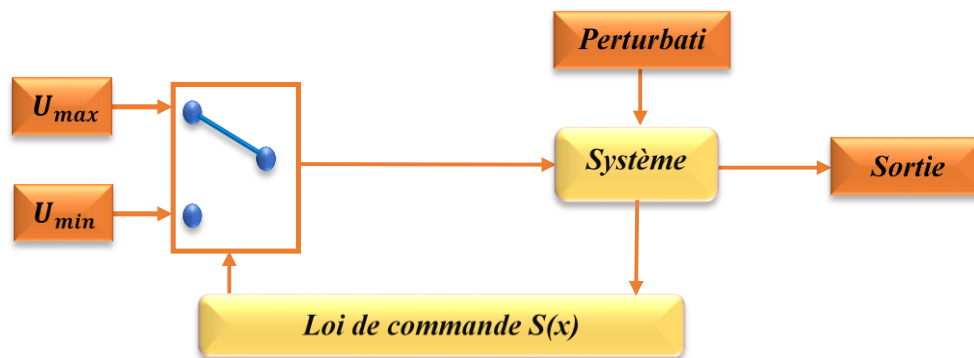


Figure 3-4 Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

### 3.5.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Dans ce cas, le schéma d'une telle structure illustré sur la Figure 3-5. D'après les recherches menées précédemment [24], cette structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des machines à courant continu, ainsi que dans la commande de machines électrique à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état traditionnel ou le réglage de la dynamique du système est réalisée par les gains de réglage. La non-linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [25].

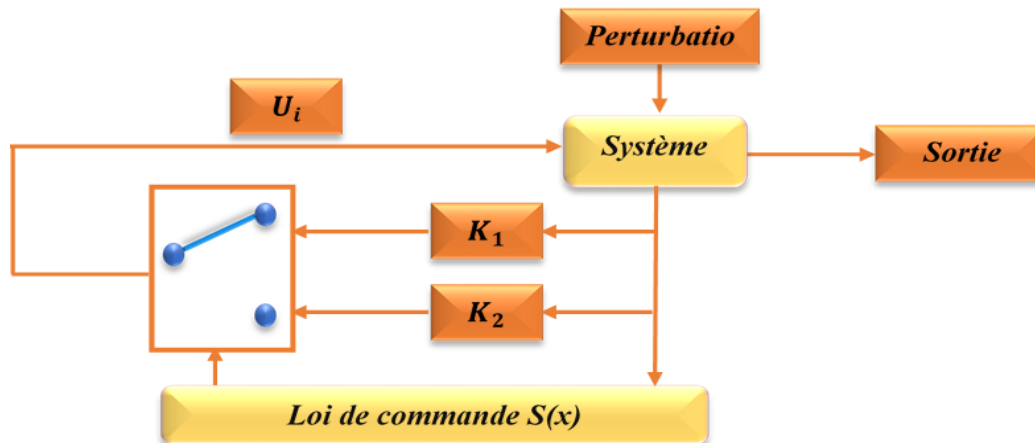


Figure 3-5 Structure de régulation par commutation au niveau de la contre-réaction d'état.

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

Dans ce cas, l'organe de structure de commande doit être ajouté la commande équivalente, une telle dont le principe est montré sur la Figure 3-6, présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est suffisamment moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques et des préaérations du fait de l'expression de cette commande équivalente [24].

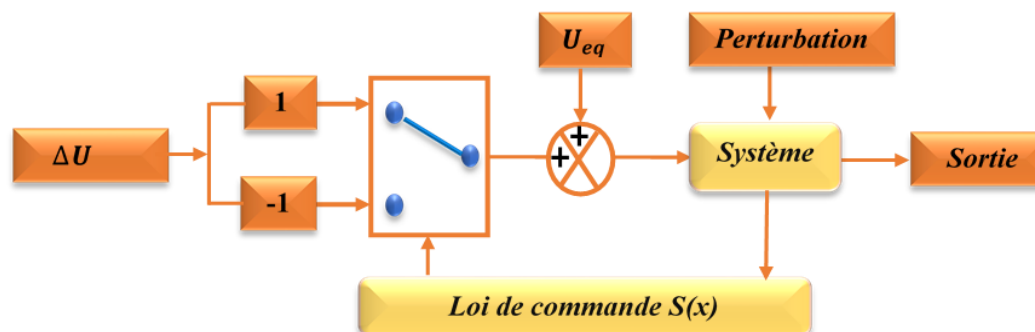


Figure 3-6 Structure de contrôle par l'addition de la commande équivalente.

### 3.6 Conception générale de la commande par mode de glissant

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: continue représentant la dynamique du système durant le MG et discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non- linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle. La

conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [23]:

- Choix de la surface,
- Etablissement des conditions d'existence de la convergence,
- Détermination la loi de commande.

### 3.6.1 Choix de la surface de glissement

La surface de glissement  $S(x)$  destine le comportement dynamique souhaité du système non-linéaire. *J. J. Slotine* présente une forme d'équation mathématique générale pour déterminer la surface de glissement  $S(x)$  qui garantit sa valeur suit la valeur désirée [23]. Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires de la grandeur commandée du système non-linéaire. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé du système. En général, l'équation d'état du système non linéaire représente par la forme suivante [24].

$$\begin{cases} \dot{X} = f(x, t) + g(x, t)U(x, t) \\ X \in R^n, U \in R^m \end{cases} \quad (3.12)$$

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. Slotine* est donnée par la relation suivante [25] :

$$\begin{cases} S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \\ e(x) = x_d - x \end{cases} \quad (3.13)$$

avec :

- $e(x)$  : L'écart de la variable à régler;
- $\lambda$  : 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 du système est de garder la surface  $S(x)=0$ . Cette dernière est une expression différentielle linéaire dont l'unique la solution générale est  $e(x)=0$ , pour un choix raisonnable de constante strictement positive  $\lambda$ . Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation de l'écart a pour but de forcer la dynamique de référence de sortie (l'écart) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre 'r'.

### 3.6.2 Conditions de convergence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement défini et d'y rester même face aux variations des paramètres et des perturbations externes ou internes. Il existe deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système non-linéaire que nous citons ci-dessous :

### 3.6.3 Fonction directe de commutation

La deuxième étape importante après le choix de la surface de commutation (glissement) est d'assurer l'existence du mode de glissement du système. C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par les deux chercheurs *Emelyanov et Utkin* [23]. Afin que la fonction de Lyapunov décroisse, il faut s'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié par l'expression suivante:

$$S(\dot{x}) * S(x) < 0 \quad (3.14)$$

### 3.6.4 Fonction de Lyapunov

La condition de Lyapunov qui définit par une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction  $V(\dot{x}) < 0$ . L'idée générale est de choisir une fonction scalaire ( $x$ ) pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [24], cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non-linéaires. Finalement, La fonction de *Lyapunov* du processus est exprimée par la formule suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.15)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface de glissement, mesurée par  $S^2(x)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface de glissement des deux côtés qui montre sur la Figure 3.7.

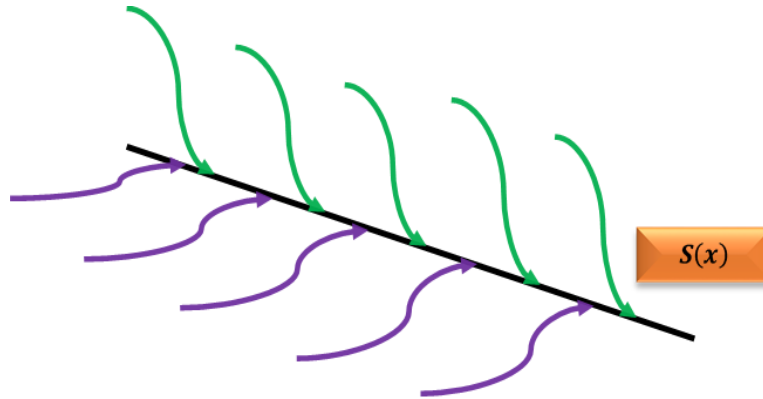


Figure 3-7 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

### 3.7 Synthèse de loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface). Par conséquent, la structure générale de contrôleur de type mode glissant comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte (*commande équivalente*) et une deuxième stabilisante (*commande discontinue*). Cette dernière est très importante dans la méthode de commande par mode de glissant, car elle est utilisée pour diminuer le phénomène de "Chattering".

$$U = U_{eq} + U_{nde} \quad (3.16)$$

avec :

- $U$  : La commande ;
- $U_{eq}$  La commande équivalente ;
- $U_{nde}$  : la commande discontinue.

#### 3.7.1 La commande équivalente

La première partie, est de définir une entrée de la commande équivalente  $U_{eq}$ , de telle façon que la trajectoire d'état reste sur la surface de commutation choisie  $S(x) = 0$ . La commande équivalente proposée et développée par les chercheurs et Filipove [23] correspond à la commande du système nominale permettant de satisfaire la condition suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial t} \frac{\partial S}{\partial x} \quad (3.17)$$

$$\dot{S}(x) = 0 \quad (3.18)$$

En remplaçant les équations (3.11) et (3.17) dans l'équation (3.18), la dérivée de la surface de commutation est représentée par l'expression suivant :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) + \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)U_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)U_{nde} \quad (3.19)$$

Durant l'application de la commande par mode glissant et le régime permanent, la surface de glissement  $S(x) = 0$ , et par conséquent, la dérivée de la surface de commutation  $\dot{S}(x) = 0$  et la commande discontinue  $U_{nde}=0$ . D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente représentée comme suit [25]:

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \left[ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \quad (3.20)$$

### 3.7.2 La commande discontinue

En cas général la commande discontinue en mode glissant permettant de satisfaire la condition d'attractivité suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)U_{nde} < 0 \quad (3.21)$$

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

$$U_{nde} = K \cdot \text{sign}(S(x, t)) \quad (3.21)$$

avec :

➤  $K$  : Un gain positif.

La fonction scalaire **signe** est montrée sur la Figure 3-6. Par conséquent, 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  $S = S_1, S_2, S_2, \dots \dots \dots S_m$ .

$$\text{sign}(S(x, t)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

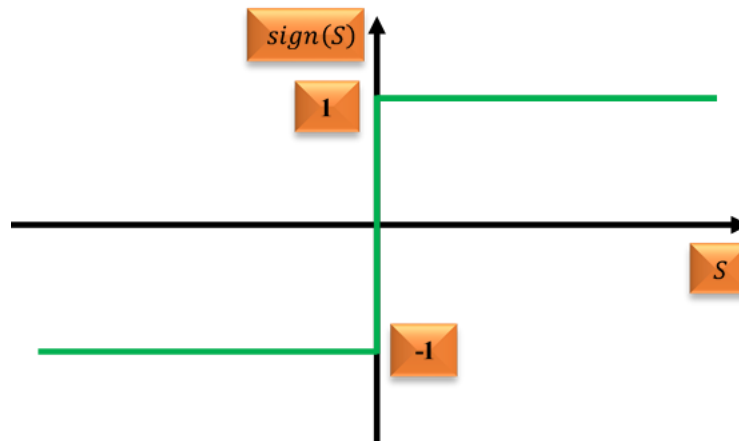


Figure 3-8 Représentation schématique de la fonction  $sign$  de type relais.

L'inconvénient majeur de l'utilisation de la fonction  $sign$  de type relais, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande, ce phénomène est appelé phénomène de broutement "*Chattering*" qui est en général indésirable, car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences. Ces méthodes réduisent la robustesse de la commande. Par conséquent, ce phénomène de broutement "*Chattering*" détériore la précision de la commande et peut s'avérer néfaste pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électrique. Pour remédier à ce problème qui peut aller jusqu'à détruire les équipements des systèmes, la fonction discontinue " $sign$ ", est remplacée par des fonctions continues, en créant une bande d'arrêt autour de la surface de glissement  $S$ .

### 3.7.3 Élimination du phénomène de broutement "*Chattering*"

Le phénomène de broutement "*Chattering*" est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand l'application de la technique de commande par mode glissant. Ce phénomène est presque toujours problématique, de nombreuses études et des recherches significatifs ont été effectuées dans le but de réduire ou d'éliminer ce problème [24].

### 3.7.4 Commande avec la fonction "*sat*"

La technique de commande discontinue "*sat*" est proposée pour limiter le phénomène de broutement dans la commande par mode glissant. Cette méthode est consistée à déterminer une bande limitée autour de la surface de glissement ainsi assurant le lissage de la commande et le maintien de l'état du système dans cette bande, la commande discontinuité étant

conservée à l'extérieur de cette bande [23]. La commande de type “*sat*” douce à un seul seuil présente sur la Figure 3-7, dite aussi fonction *saturation* “*sat*” donnée par l'expression (3.13):

$$U_{nde} = K \cdot sat(S(x, t)) \quad (3.24)$$

$$sign(S(x, t)) = \begin{cases} sat(S) = +1 & si S(x) > \varepsilon \\ sat(S) = \frac{S}{\varepsilon} & si S(x) < \varepsilon \\ sat(S) = -1 & si S(x) < -\varepsilon \end{cases} \quad (3.25)$$

- $\varepsilon$  : Un gain petit et positif ;
- $K$  : Un gain positif.

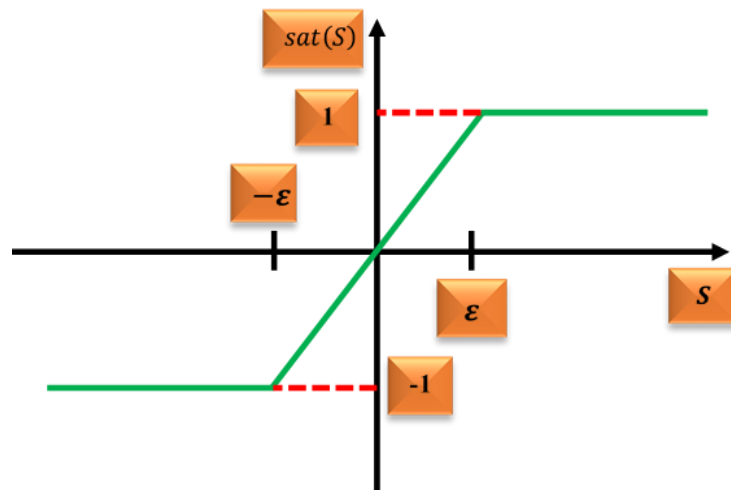


Figure 3-9 Représentation schématique de la fonction *Sat*.

### 3.8 Application de la commande à structures variables au système étudié

La nature non-linéaire des systèmes des entraînements électriques (*machine asynchrone double étoile, machin multiphase etc...*) et des conversions des énergies nécessite des techniques de commande non-linéaire (*mode glissant et logique flou.....*) [25].

Dans cette étude, Le modèle mathématique implémente pour la commande du système d'entraînement est le modèle représenté en chapitre précède, plus les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié par le choix de repéré *d-q*. Nous allons utiliser le modèle mathématique simplifié pour la commande de la machine asynchrone à base de la commande hybride mode glissant-vectorielle avec orientation du flux statorique.

L'approche de commande par mode glissant consiste deux parités : le premier lieu la surface de commutation, le deuxième lieu la commande équivalente et la commande discontinue pour obtenue la loi de commande globale.

### 3. 8. 1. Contrôle de la vitesse par mode glissant

Dans cette partie nous utilisent les études théoriques de contrôleur de type mode glissant vu précédemment. Par conséquence, la surface de commutation de contrôler de la vitesse dont le degré relatif  $r = 1$  est donné par la forme suivant :

$$S(\Omega) = \Omega_{Ref} - \Omega_m \quad (3.26)$$

La dérivée de la surface de glissement est

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{Ref} - \dot{\Omega}_m \quad (3.27)$$

Pour que le système d'entraînement électrique converge vers leurs valeurs de référence désire, il faut satisfaite les deux conditions : la première conduction la surfaces de commutation et ça dérivée est soient nulles, la deuxième conduction la relation d'attractivité de *Lyapunov* soit inférieure à zéro, les deux conductions représentées par les équations suivant :

$$\begin{cases} S(\Omega) = 0 \\ \dot{S}(\Omega) = 0 \\ \dot{S}(\Omega).S(\Omega) < 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

Nous prenons l'équation (3.28) et en remplaçant les dérivées de vitesse et de références  $\dot{\Omega}_m$  et  $\dot{\Omega}_{Ref}$ , on obtient la relation suivant:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{Ref} - \frac{1}{J}C_{em} + \frac{1}{J}C_r + \frac{f}{J}\Omega_m \quad (3.29)$$

On prend :

$$I_{sq} = I_{sq\_eq} + I_{sq\_nde} \quad (3.30)$$

En remplaçant l'expression (3.29) dans l'expression(3.27), la commande apparaît clairement dans l'équation suivant :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{Ref} - \frac{K_{wr}\dot{\phi}_r}{J}(I_{sq\_eq} + I_{sq\_nde}) + \frac{1}{J}C_r + \frac{f}{J}\Omega_m \quad (3.31)$$

avec:

$$K_{wr} = \frac{3.p.M}{2.L_r}$$

Pendant l'application de la commande par mode glissant et dans le régime permanent, on a :  $S(\Omega) = 0$  ,  $\dot{S}(\Omega) = 0$  et  $I_{sq\_nde} = 0$ . Par conséquent, la commande équivalente est donnée comme suit:

$$I_{sq\_eq} = \frac{J}{K_{wr}\dot{\phi}_r} \dot{\Omega}_{Ref} + \frac{1}{K_{wr}\dot{\phi}_r} C_r + \frac{f}{K_{wr}\dot{\phi}_r} \Omega_m \quad (3.20)$$

Par conséquent, la commande discontinue est donnée par la formule suivante :

$$I_{sq\_nde} = K_{sq} \cdot satS(\Omega) \quad (3.21)$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre  $K_{sq}$  doit être un gain positif. La loi de commande de vitesse par le contrôleur de type mode glissant, synthèse comme suit :

$$U(I_{sq}) = \frac{J}{K_{wr}\dot{\phi}_r} \dot{\Omega}_{Ref} + \frac{1}{K_{wr}\dot{\phi}_r} C_r + \frac{f}{K_{wr}\dot{\phi}_r} \Omega_m + K_{sq} \cdot satS(\Omega) \quad (3.22)$$

### 3.9 Simulation de la commande vectorielle indirecte du système (PI et CMG)

Dans cette partie, nous montrons les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux, le contrôle du système est assuré par deux techniques de commande : linéaire basé sur le contrôleur PI et non-linéaire basé sur le contrôleur CMG sont réalisés à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink*.

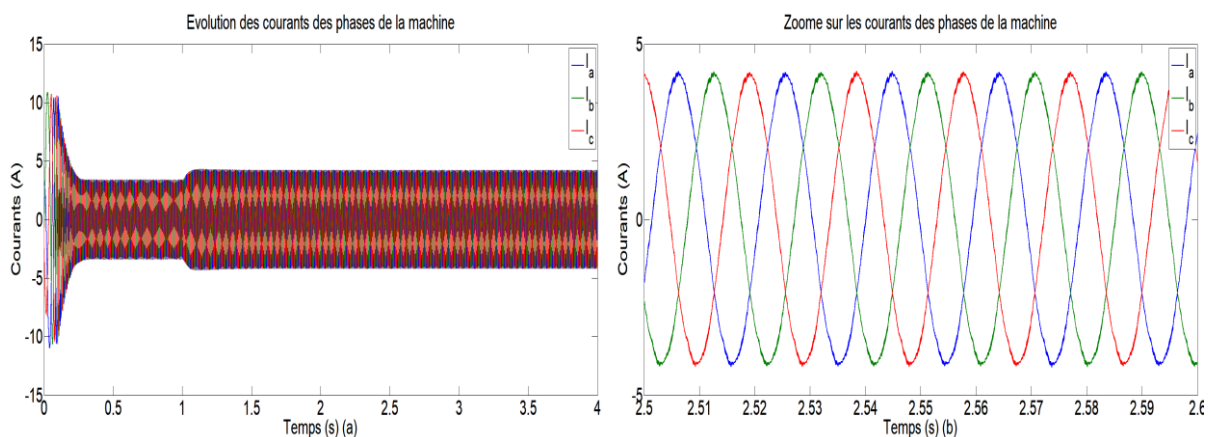


Figure 3-10 Courbes des courants des phases de la MAS obtenu à l'aide de contrôle PI.

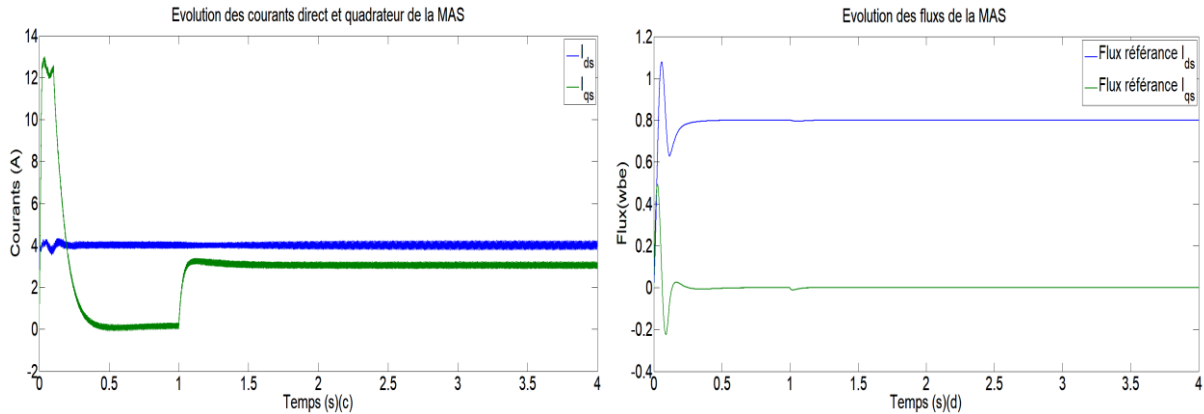


Figure 3-11 Courbes des courants direct, quadrature et des flux de la MAS obtenu a l'aide de contrôle PI.

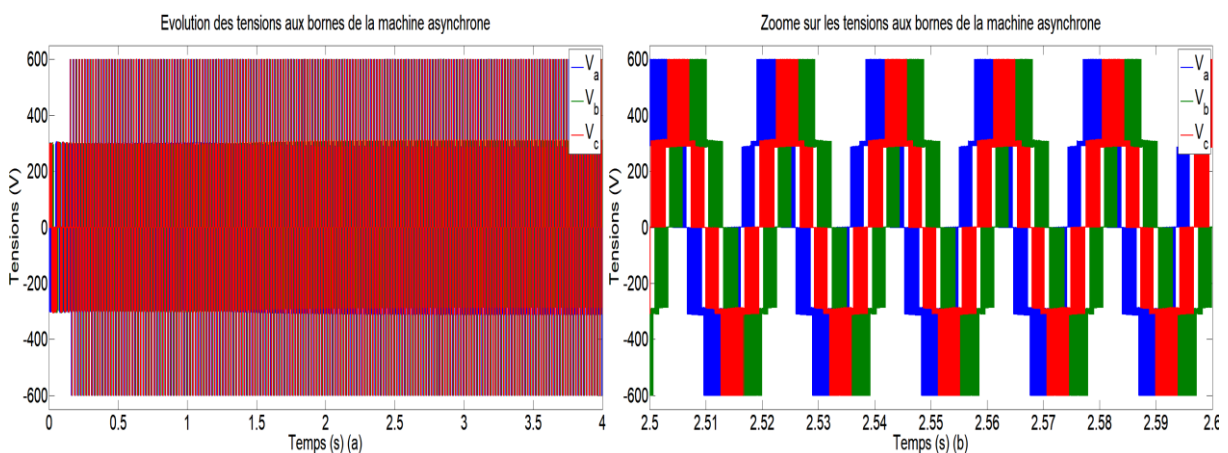


Figure 3-12 Courbes des tensions simple aux bornes de la MAS a l'aide de contrôle PI.

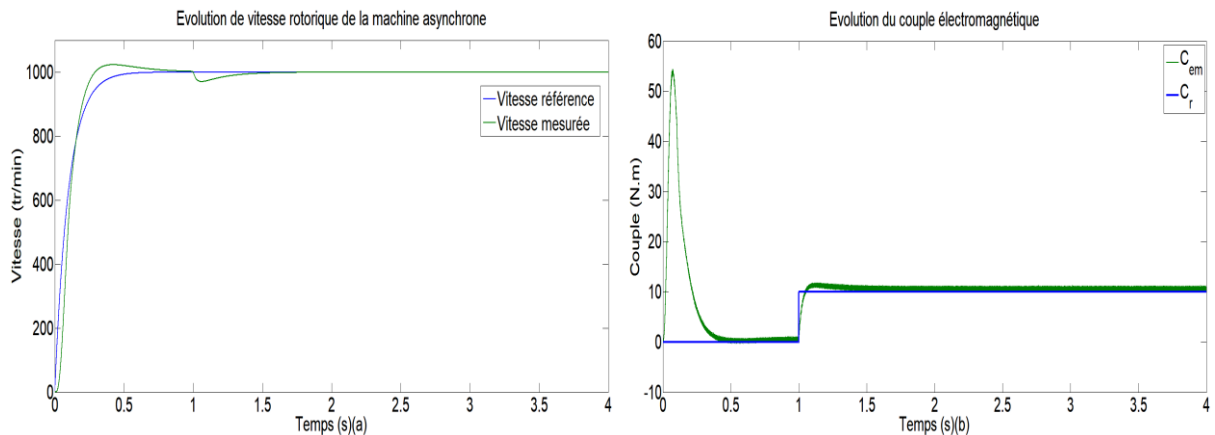


Figure 3-13 Allures de la vitesse et du couple de la MAS obtenu avec le contrôleur PI.

Le Figure 3-10 montre le résultat de simulation des courants des phases de la MAS obtenu a l'aide de contrôle PI. D'après l'analyse de résultat de la Figure on remarque que : le courbe des courants des phases montre une pulsation en régime transitoire puis se stabilise en

régime permanent, avec une augmentation de leurs amplitudes à l'application un couple résistant.

La Figure 3-12 présente le résultat de courbe des courants direct et quadrature. D'après l'analyse le résultat de la Figure on remarque que : Le courbe de la courante directe  $I_{ds}$  et quadrature  $I_{qs}$  montre une pulsation en régime transitoire puis se stabilise en régime permanent, on constate que le courant à une valeur moyenne nulle pour un fonctionnement à vide et augmenter avec l'application du couple résistant. Mais le courant

Les Figures 3-13(a) et 3-13(a) présenté les résultats de simulation de la vitesse et du direct  $I_{ds}$  reste toujours stable et le couple électromagnétique. D'après l'analyse de résultat des Figures on remarque que : au cours du régime transitoire, la vitesse connaît une augmentation linéaire avant de se stabiliser en régime permanent. Le système suit régulièrement sa référence, indépendamment des changements. On observe néanmoins une légère baisse de la vitesse lors de l'application d'un couple de charge à un instant donné. Le courbe du couple présente une pulsation en régime transitoire puis se stabilise en régime permanent, on constate que le couple à une valeur moyenne nulle pour un fonctionnement à vide et augmenter avec l'application de la charge.

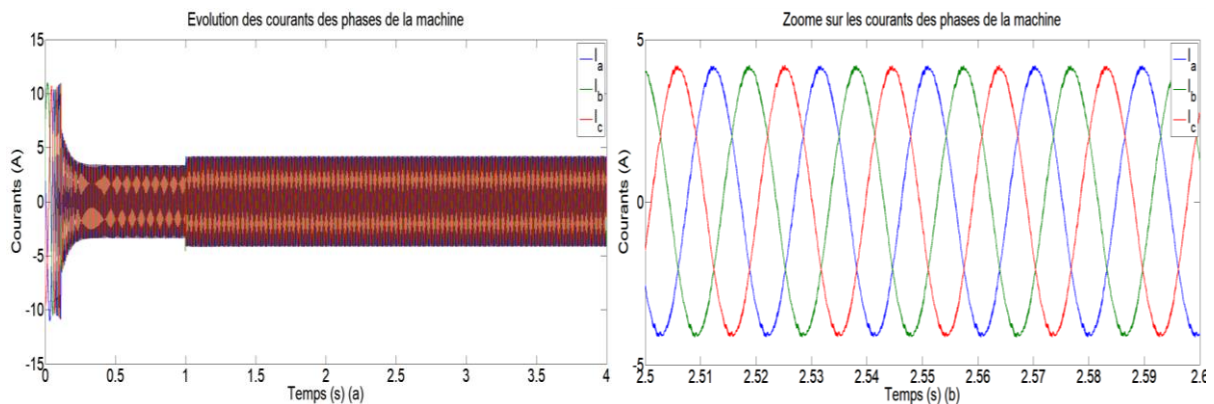


Figure 3-14 Courbes des courants des phases de la MAS obtenu a l'aide de contrôle CMG.

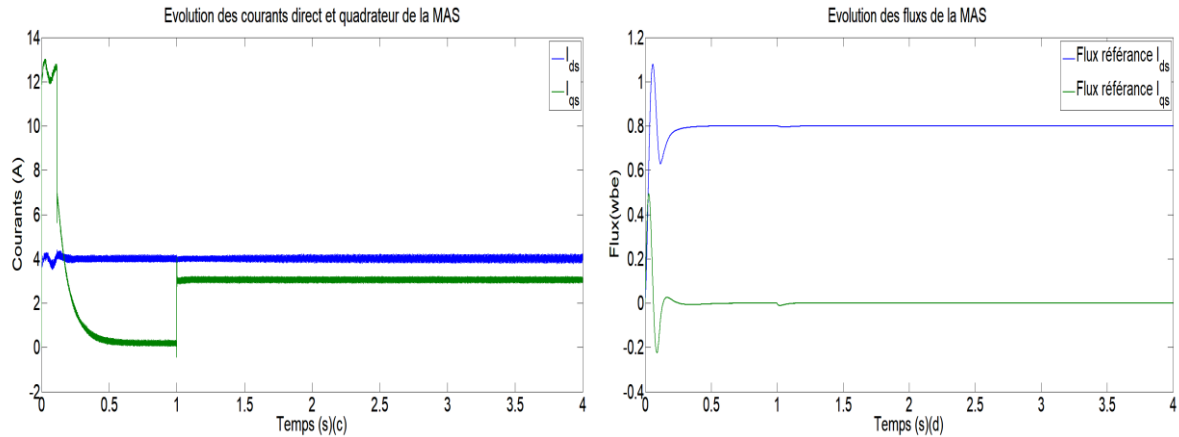


Figure 3-15 Courbes des courants direct, quadrature et des flux de la MAS obtenu a l'aide de contrôle CMG.

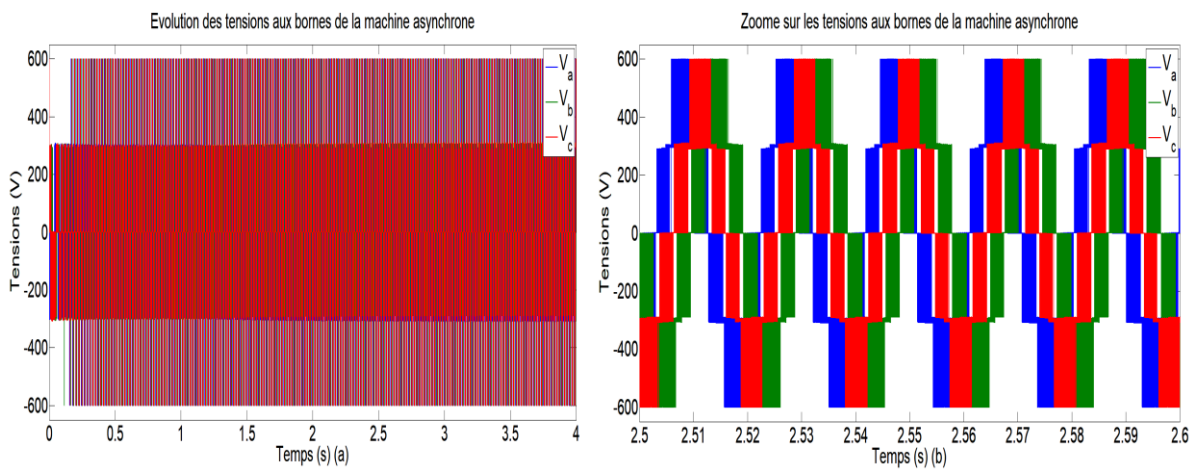


Figure 3-16 Courbes des tensions simple aux bornes de la MAS a l'aide de contrôle CMG.

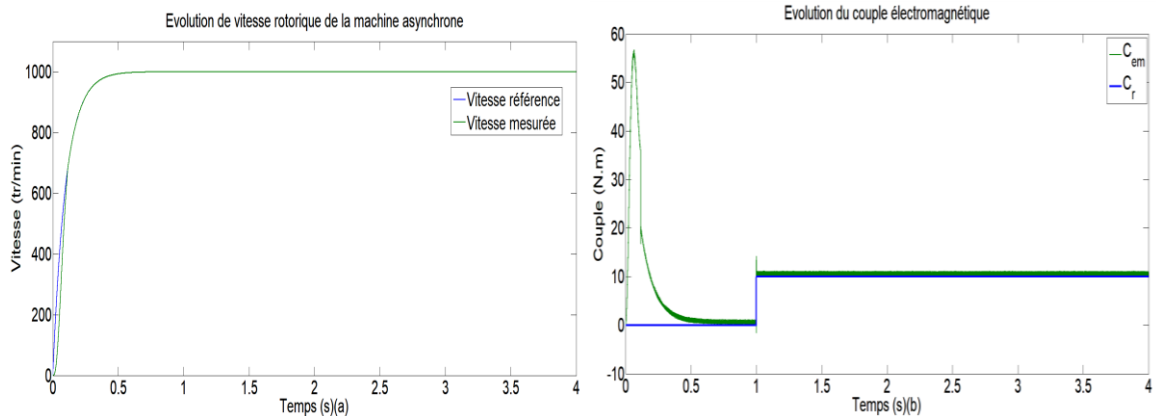


Figure 3-17 Allures de la vitesse et du couple de la MAS obtenu avec le contrôleur CMG.

Le Figure 3-14 montre le résultat de simulation des courants des phases de la MAS obtenu a l'aide de contrôle PI. D'après l'analyse de résultat de la Figure on remarque que : le courbe des courants des phases montre une pulsation en régime transitoire puis se stabilise en

régime permanent, avec une augmentation de leurs amplitudes à l'application un couple résistant.

La Figure 3-15 présente le résultat de courbe des courants direct et quadrature. D'après l'analyse le résultat de la Figure on remarque que : Le courbe de la courante directe  $I_{ds}$  et quadrature  $I_{qs}$  montre une pulsation en régime transitoire puis se stabilise en régime permanent, on constate que le courant à une valeur moyenne nulle pour un fonctionnement à vide et augmenter avec l'application du couple résistant. Mais le courant direct  $I_{ds}$  reste toujours stable.

Les Figures 3-17(a) et 3-17(b) présenté les résultats de simulation de la vitesse et du couple électromagnétique. D'après l'analyse de résultat des Figures on remarque que : au cours du régime transitoire, la vitesse connait une augmentation linéaire avant de se stabiliser en régime permanent. Le système suit régulièrement sa référence, indépendamment des changements. On observe néanmoins une légère baisse de la vitesse lors de l'application d'un couple de charge à un instant donné. Grâce à l'action du régulateur CMG, la vitesse retrouve rapidement sa valeur de référence après cette chute. Le courbe du couple présente une pulsation en régime transitoire puis se stabilise en régime permanent, on constate que le couple à une valeur moyenne nulle pour un fonctionnement à vide et augmenter avec l'application de la charge.

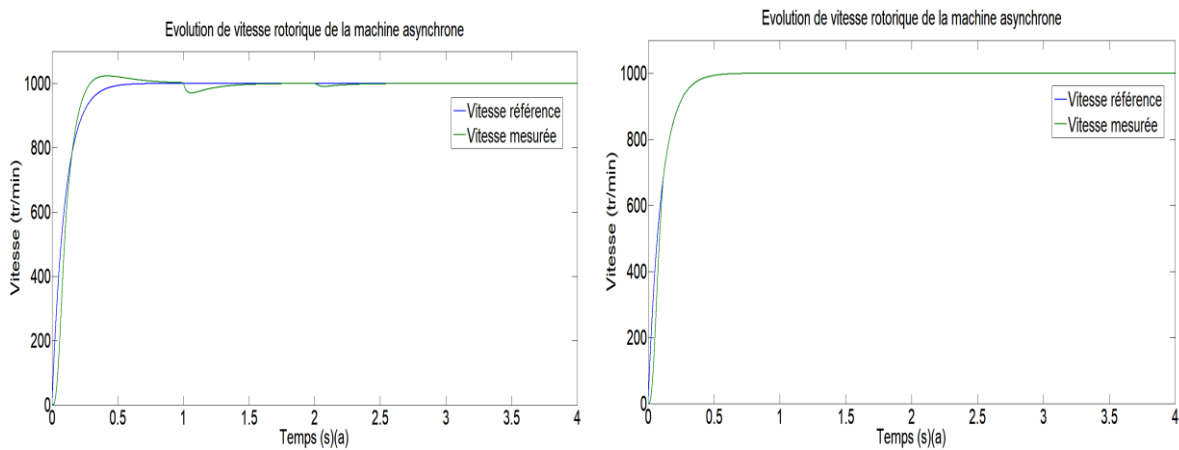


Figure 3-18 Courbes des vitesses de la MAS, (a) : Vitesse obtenu avec le contrôleur PI, (b) : Vitesse obtenu avec le contrôleur par CMG ( $R_r=200\%R_r$ ).

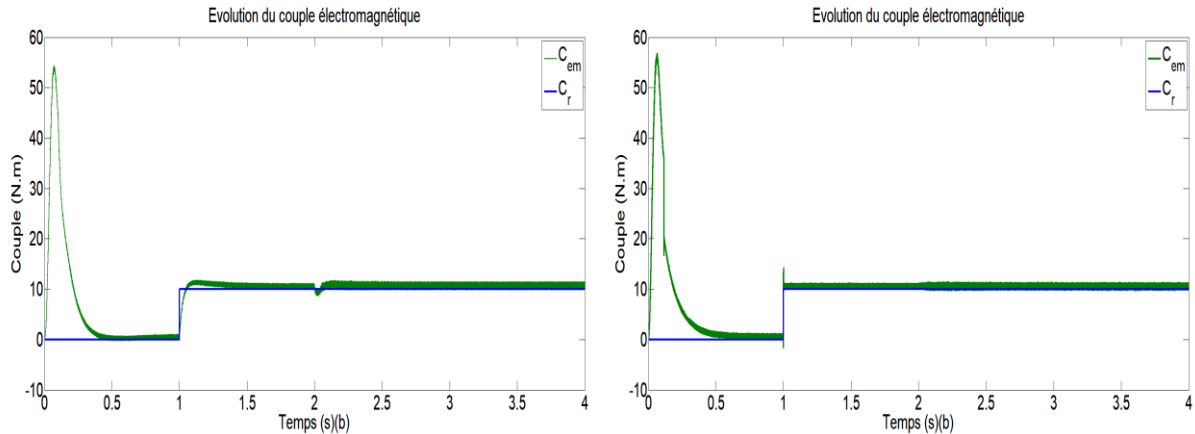


Figure 3-19 Allures des couples de la MAS , (a) : Couple électromagnétique obtenu avec le contrôleur PI, (b) : Couple électromagnétique obtenu avec le contrôleur par CMG ( $R_r=200\%R_r$ ).

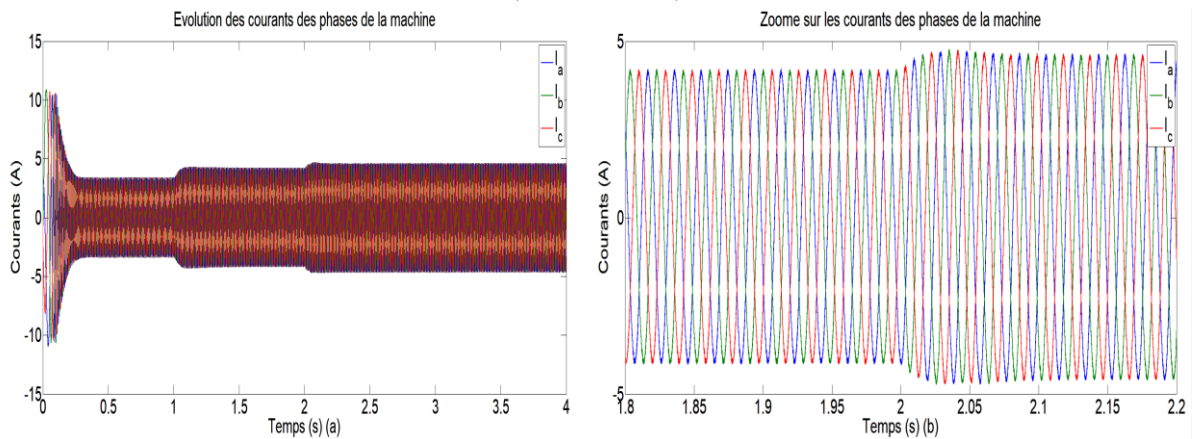


Figure 3-20 Courbes Courbes des courants des phases de la MAS obtenu a l'aide de contrôle PI ( $R_r=200\%R_r$ ).

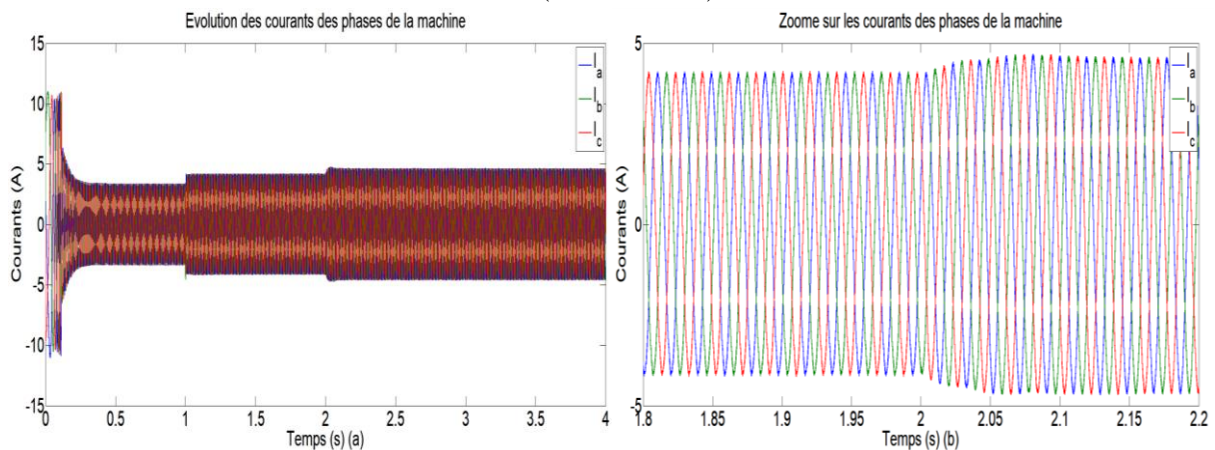


Figure 3-21 Courbes des courants des phases de la MAS obtenu a l'aide de contrôle CMG ( $R_r=200\%R_r$ ).

Les résultats de simulation présentés sur les Figures du 3.18 au 3.21 correspondent les grandeurs électriques et mécanique tel que : la vitesse, le couple électromagnétique et les

courants statoriques de la MAS obtenus avec les deux régulateurs PI et CMG en deux modes (en mode normale et en mode dégradé). On constate après une période d'adaptation que les performances de la poursuite sont nettement améliorées comparativement à la commande avec le régulateur PI classique en raison que :

- ✚ Vitesse atteint et suit la valeur de profile sans dépassement avec l'application d'un défaut de résistance rotorique  $R_r=200\% R_r$  a l'instante  $t=2s$ .
- ✚ Dynamique de vitesse est plus rapide que celle achevée avec l'application d'un défaut de résistance rotorique  $R_r=200\%R_r$  a l'instante  $t=2s$  par le contrôleur CMG.
- ✚ Couple électromagnétique et les courants des phases statoriques notent des pics lors de l'application de couple résistant avec un avec l'application d'un défaut de résistance rotorique  $R_r=200\%R_r$  a l'instante  $t=2s$ .

D'après l'analyse des résultats de simulation obtenus, on remarque que le contrôleur de type CMG procure une très bonne réponse dynamique de vitesse et du couple avec un bon rejet de perturbation ( $R_r=200\%R_r$ ) par rapport au contrôleur de type PI en mode dégradé. On observe que le système d'entraînement électrique commandé par le contrôleur de type CMG est plus robuste vis-à-vis des perturbations extérieures comparés avec le contrôleur de type PI, ce qui présente la robustesse de la technique de commande par CMG.

### 3.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentée la modélisation et la commande de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux, en utilisant la commande vectorielle à flux rotorique orienté par le contrôleur de type classique PI et le contrôleur de type CMG en deux modes. Les résultats de simulations obtenus présentent que l'utilisation du contrôleur CMG a donné une amélioration vis-à-vis des performances dynamiques pour le temps de réponse et le dépassement de la vitesse mécanique de la MAS comparé avec le contrôleur classique PI. Nous remarquons qu'elle rejette totalement la perturbation extérieure, et permet une bonne poursuite de référence de la vitesse par le régulateur CMG comparé avec le régulateur PI.

## Conclusion Générale

## Conclusion Générale

Ce mémoire est dédié à la commande non linéaire d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux.

Le premier chapitre a contextualisé notre étude en présentant une étude générale sur les onduleurs multiniveaux et les machines électriques. Nous y avons justifié le choix d'une structure basée sur la machine asynchrone triphasée, alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux, ainsi que la technique de commande **MLI-ST**.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons introduit les modèles mathématiques décrivant l'association de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension à trois niveaux. Nous avons notamment utilisé la transformation de **Park** et le système d'équations d'état de la machine, dont la validité a été préalablement confirmée par simulation numérique sous **MATLAB/SIMULINK**. Par la suite, nous avons analysé les résultats de simulation obtenus pour la **MAS** sans commande.

Le troisième chapitre a été consacré au développement et à l'application des commandes par **PI** (**Proportionnel-Intégral**) et par **CMG** (**Commande par Mode Glissant**) pour le contrôle du système. Les résultats de simulation obtenus ont confirmé que le contrôleur de type **CMG** offre une excellente robustesse en comparaison avec le contrôleur **PI**.

Les travaux développés dans le cadre de ce mémoire ouvrent plusieurs perspectives, notamment :

- La mise en œuvre expérimentale de l'approche proposée.
- L'application d'autres approches de commande robuste, telles que :
  - Les algorithmes génétiques.
  - La commande adaptative.

---

## Annexe H : Paramètres du système

### H.1 Paramètre de la machine pour effectuer les différents essais de simulation

| <i>Désignation</i>                        | <i>Valeur</i>                   |
|-------------------------------------------|---------------------------------|
| <i>Puissance nominale</i>                 | <i>5.5 kW</i>                   |
| <i>Vitesse nominale</i>                   | <i>950 tr/min</i>               |
| <i>Fréquence nominale</i>                 | <i>50 Hz</i>                    |
| <i>Résistance statorique</i>              | <i>2,03 <math>\Omega</math></i> |
| <i>Résistance rotorique</i>               | <i>3 <math>\Omega</math></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.m<sup>3</sup></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>                    |

## Annexe A : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle.

### A. 1. Calcul des régulations de la vitesse et des courants

La stratégie de commande de la MAS décrite au chapitre 3, utilise un régulateur linéaire classique de type PI à action Proportionnelle-Intégrale. De plus, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité, en parallèle avec l'action intégrale qui élimine l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [Zai21], [Mar10]. Par conséquent, nous nous limiterons donc par la suite aux régulateurs PI suivants :

$$C_d(p) = K_d \frac{1 + T_{Id}p}{T_{Id}p}, C_q(p) = K_q \frac{1 + T_{Iq}p}{T_{Iq}p}, C_\Omega(p) = K_\Omega \frac{1 + T_{I\Omega}p}{T_{I\Omega}p} \quad (A.1)$$

avec :

- $C_d(p)$  : Le régulateur de courant direct ( $I_{ds}$ ).
- $C_q(p)$  : Le régulateur de courant quadrature ( $I_{qs}$ ).
- $C_\Omega(p)$  : Le régulateur de la vitesse ( $\Omega$ ).

#### A. 1. 1. Régulation de vitesse

D'après les équations donne dans le chapitre 2, si le courant  $I_{ds}$  est maintenu constant alors que l'équation du couple devient [A1], [A2]:

$$C_{em} = k_t I_{qs} \quad (A.2)$$

avec:  $K_t = P \frac{M}{L_r} \phi_r$ .

En ajoutant l'équation mécanique du système :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (A.3)$$

Le schéma de boucle de régulation de la vitesse du système est représenté par la Figure suivante :

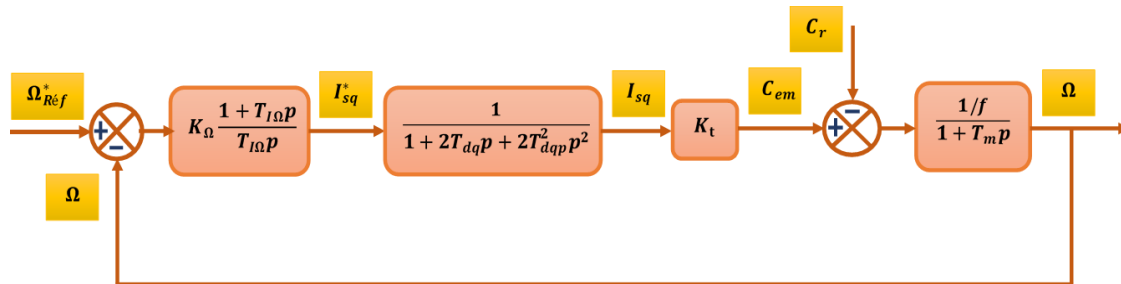


Figure A. 1. Boucle de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte ( $FTBO_{\Omega}$ ) par rapport à la consigne est [A1] [A2]:

$$FTBO_{\Omega} = K_{\Omega} \frac{1 + T_{I\Omega}p}{T_{I\Omega}p} \cdot \frac{K_t}{1 + 2T_{dq}p + 2T_{dq}^2p^2} \cdot \frac{1/f}{1 + T_m p} \quad (A.4)$$

Si on choisit de compenser la constante de temps mécanique ( $T_m=J/f$ ), on peut écrire :

$$T_{I\Omega} = T_m \quad (A.5)$$

En remplaçant l'équation (A.5) dans l'équation (C.4), alors la fonction de transfert en boucle ouverte est [A1] [A2] :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_{\Omega}K_t}{fT_m} \cdot \frac{1}{p(1 + 2T_{dq}p + 2T_{dq}^2p^2)} \quad (A.6)$$

La fonction de transfert en boucle fermée ( $FTBF_{\Omega}$ ) devient :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{1}{1 + \frac{K_{\Omega}K_t}{fT_m}(p + 2T_{dq}p^2 + 2T_{dq}^2p^3)} \quad (A.7)$$

L'équation caractéristique du système est caractérisée par une dynamique du 3<sup>ème</sup> ordre. Selon la référence [A1] [A2], le coefficient  $K_{\Omega}$  du régulateur peut être déterminé par :

$$\begin{cases} \sqrt{\mathcal{B}} = \frac{fT_m}{K_{\Omega}K_t} \cdot \omega_{co} \\ K_{\Omega} = \frac{fT_m}{K_t} \cdot \frac{\omega_{co}}{\sqrt{\mathcal{B}}} \\ \omega_{co} = \frac{1}{2T_{dq}} \end{cases} \quad (A.8)$$

avec:

- $\omega_{co}$  : Pulsation de coupure ;
- $\mathcal{B}$  : Coefficient d'avance de phase.

L'équation caractéristique présente trois pôles réels si  $9 < \mathcal{B} < 25$  et deux pôles complexes et un réel si  $\mathcal{B} < 9$  ou  $\mathcal{B} > 25$ . Plus, les valeurs usuelles de a sont inférieures à 25 et seule la limite  $\mathcal{B} = 9$  est d'intérêt [A1] [A2]. Pour fixer la valeur optimale de a on compare les performances du système pour des valeurs comprises entre 2 et 9. Les critères choisis sont le dépassement et le temps de réponse du système en boucle fermée. En fait, l'augmentation de a permet de diminuer le dépassement mais au détriment du temps de réponse qui croit avec l'amortissement.

### A. 1. 2. Régulation des courants

Afin de tenir compte des retards inhérents à la régulation numérique et à l'onduleur statique on introduit dans la boucle des courants un retard pur qui sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre [A1] [A2] :

$$e^{-T_{dq}p} \approx \frac{1}{1 + T_{dq}p} \quad (A. 9)$$

Les schémas des boucles des régulations des courants  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  représentant par les Figure s A. 2 et A.3 :

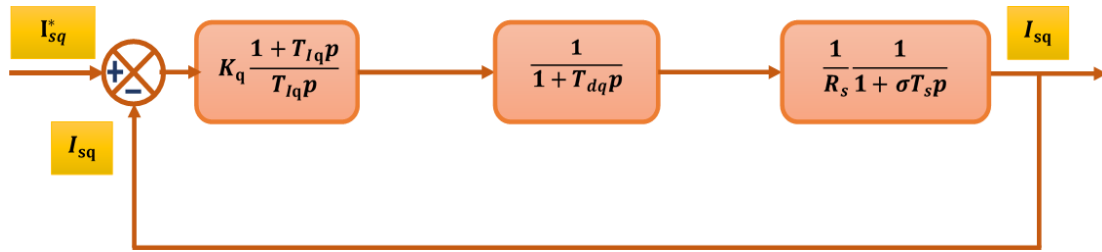


Figure A. 2. Boucle de régulation de courant  $I_{sq}$ .

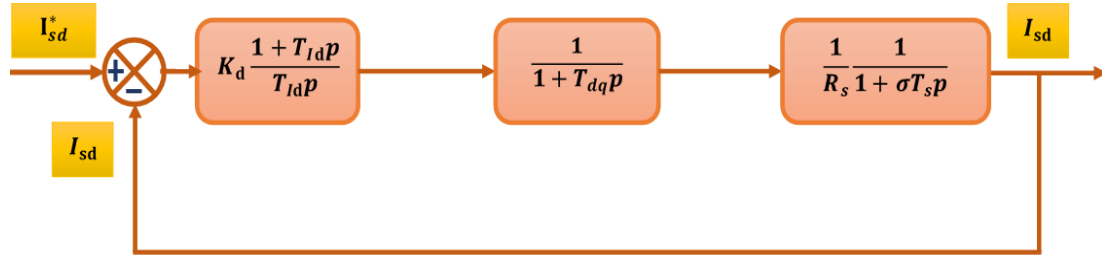


Figure A. 3. Boucle de régulation de courant  $I_{sd}$ .

Les paramètres du régulateur des courants sont calculés par la même procédure utilisée pour les régulateurs de vitesse. De plus, on peut déduire les fonctions de transfert en boucle ouverte ( $FTBO_I$ ), qui sont utilisées pour calculer les régulateurs des courants sont écriés comme suit [A1] [A2] :

$$FTBO_{Id} = K_d \frac{1 + T_{Id}p}{T_{Id}p} \cdot \frac{1}{1 + T_{dq}p} \cdot \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s p} \quad (A. 10)$$

$$FTBO_{Iq} = K_q \frac{1 + T_{Iq}p}{T_{Iq}p} \cdot \frac{1}{1 + T_{dq}p} \cdot \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s p} \quad (A. 11)$$

Si nous choisissons de compenser la plus grande constante de temps ( $\sigma T_s$ ), on peut imposer la constante de temps des régulateurs  $T_{Iq}$  et  $T_{Id}$  égale à  $\sigma T_s$  :

---


$$T_{Iq} = T_{Id} = \sigma T_s \quad (\text{A.12})$$

En remplaçant l'équation (A.12) dans les équations (A.10) et (A.11) les fonctions de transfert en boucle ouverte sont données par :

$$FTBO_{Id} = \frac{K_d}{R_s \sigma T_s} \cdot \frac{1}{(p + T_{dq} p^2)} \quad (\text{A.13})$$

$$FTBO_{Iq} = \frac{K_q}{R_s \sigma T_s} \cdot \frac{1}{(p + T_{dq} p^2)} \quad (\text{A.14})$$

Les fonctions des transferts en boucle fermée ( $FTBF_1$ ) sont données par [A1] [A2]:

$$FTBF_{Id} = \frac{FTBO_{Id}}{1 + FTBO_{Id}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s \sigma T_s}{K_d} p + \frac{R_s \sigma T_s T_{dq}}{K_d} p^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (\text{A.15})$$

$$FTBF_{Iq} = \frac{FTBO_{Iq}}{1 + FTBO_{Iq}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s \sigma T_s}{K_q} p + \frac{R_s \sigma T_s T_{dq}}{K_q} p^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (\text{A.16})$$

avec :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_{dq}}} = \sqrt{\frac{K_q}{R_s \sigma T_s T_{dq}}} \\ \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_d T_{dq}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_q T_{dq}}} \end{cases}$$

Les coefficients  $K_d$  et  $K_q$  peut être déterminé en choisissant le coefficient d'amortissement. De plus, nous prendront comme exemple un coefficient d'amortissement optimal  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ,

$$\begin{cases} K_d = K_q = \frac{R_s \sigma T_s}{2 T_{dq}} \\ T_{Id} = T_{Iq} = \sigma T_s \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

En remplaçant l'équation (A.17) dans les équations (A.15) et (A.16), le  $FTBF_1$  de boucle des courants deviennent :

$$FTBF_{Id} = FTBF_{Iq} = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{I_{sq}}{I_{sq}^*} = \frac{1}{1 + 2T_{dq} p + 2T_{dq}^2 p^2} \quad (\text{A.18})$$

## A. 2. Découplage entrée-sortie

Dans cette partie, Le but d'utilisation dans la mesure du possible est d'assurer limitation des effets d'une entrée à une seule sortie. De plus, nous avons pourrons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble des systèmes mono-variables évoluant en

parallèle. Par conséquence, les équations des tensions statoriques peuvent être réécrites en définissons deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que [A1] [A2] :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + e_{sq} \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

avec :

$$\begin{cases} V_{sd1} = (R_s + \sigma L_s p) I_{sd} \\ V_{sq1} = (R_s + \sigma L_s p) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

$$\begin{cases} e_{sd} = \frac{M}{L_r} p \phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ e_{sq} = \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{A.21})$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$ :

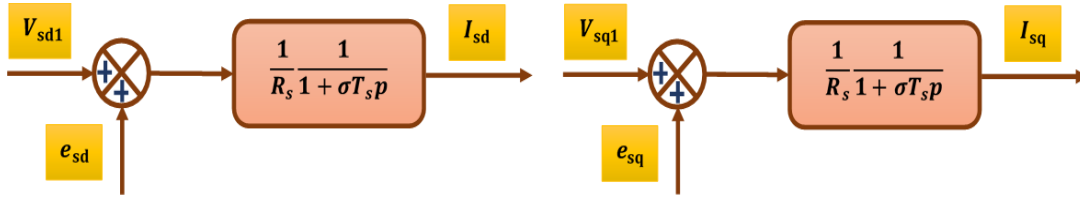


Figure A. 3. Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ .

Les termes  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$  correspondent aux termes de couplage entre les axes  $d$  et  $q$ . Afin de découpler les deux axes, une solution consiste à ajouter à la sortie des régulateurs de courant des termes de compensation identiques aux termes de couplage mais de signes opposés, comme la montre la Figure A.4.

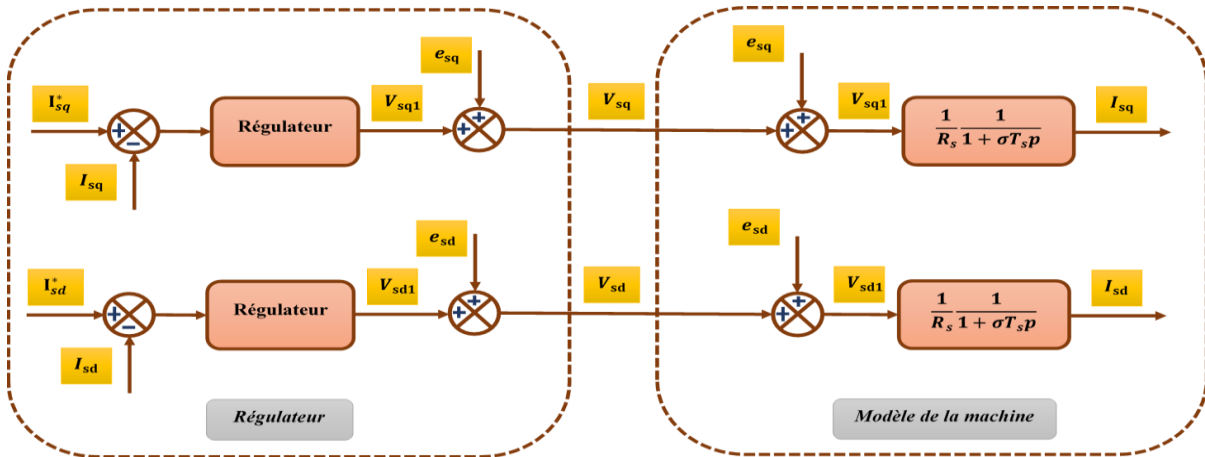


Figure A. 4. Découplage par addition des termes de compensation.

Les actions sur les deux axes sont donc découplées et on aboutit alors aux schémas blocs simples et identiques pour les deux axes  $d$  et  $q$  :

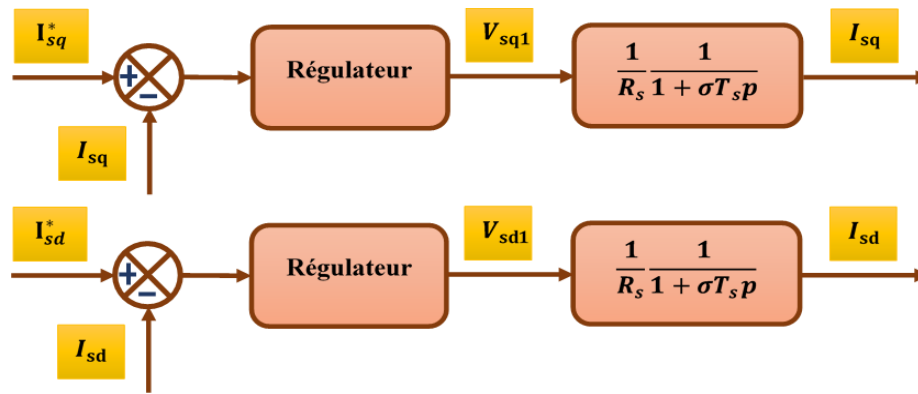


Figure A.5. Boucles des courants  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  après découplage.

### *Biographique Annexe A*

[A1] E. Zaidi "Etude de la commande d'un entraînement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée, Thèse de Doctorat en Electrotechnique à l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.

[A2] K. Marouani, "contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile," Thèse de Doctorat en Electrotechnique à l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2010

---

## Référence Bibliographiques

- [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 *IEEE 2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS2018)*, 24-25 November 2018, Médéa, Algiers, Algeria, 2018.
- [2] E. Merabet et A. Belayali, "Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator", *Mémoire d'Ingéniorat de l'Université de M'Sila, Algérie* 2005.
- [3] 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*.
- [4] 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.
- [5] Z. Dou, "Sûreté de Fonctionnement des Convertisseurs Nouvelles Structures de Redondances pour Onduleurs Sécurisés à Tolérance de Pannes", *Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Laboratoire LAPLACE*, 2011.
- [6] P. Rajesh and F. A. Shajin, "Multi-objective hybrid algorithm for planning electrical distribution system," *Eur. J. Electr. Eng.*, vol. 22, no. 1, pp. 224–509, 2020.
- [7] L. Tolbert, J. Chiasson, Z. Du, and K. McKenzie, "Elimination of harmonics in a multilevel converter With Non equal DC sources," *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol. 41, pp. 75–82, 2005.
- [8] S. De, D. Banerjee, K. Siva kumar, K. Gopakumar, R. Ramchand, and C. Patel, "Multilevel inverters for low-power application," *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 4, p. 384, 2011.
- [9] R. Alishah, D. Nazarpour, S. Hosseini, and M. Sabahi, "New hybrid structure for multilevel inverter with fewer number of components for high voltage levels," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 96–104, 2014.
- [10] P. E. Cavarec, H. B. Ahmed, and B. Multon, "Force density improvements from increasing the number of airgap surfaces in synchronous linear actuators", *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 150(1), 106-116, 2003.
- [11] Z. Ferkovaet, "Electromagnetic design of ironless permanent magnet synchronous linear motor", *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. IEEE*, 2008.
- [12] X. Gao, J. Yang, J. Wu, X. Xin, Z. Li, X. Yuan, and S. Dong, "Piezoelectric actuators and motors: materials, designs, and applications", *Advanced Materials Technologies*, vol. 5, no. 1, 2020.
- [13] P. Boatwright, J. Cagan, D. Kapur, and A. Saltiel, "A step by step process to build valued brands", *Journal of Product & Brand Management*, vol. 18, no. 1, pp. 38-49, 2009.
- [14] W. Kim, C. Yang, and C. C. Chung, "Design and implementation of simple field-oriented control for permanent magnet stepper motors without DQ transformation", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no.10, pp. 4231-4234, 2011.
- [15] B. Tarfaoui, "Commande par mode Flou-Glissant de la machine asynchrone double alimentée utilisée en aérogénérateur," *Thèse de doctorat de l'Université Mohamed Boudiaf d'Oran, Algérie*, 2015.
- [16] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, "Space-vector PWM techniques for dual three phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation", *July/August 2006*.

- 
- [17] D. Beriber, E. M. Berkouk, M. O. Mahmoudi, and A. Talha. "Association Onduleur À Trois Niveaux A Structure Npc Machine Asynchrone À Double Stator", Ecole Nationale Polytechnique d'Alger-10, rue Hassen Badi, El Harrach, Alger : 20-21, 2004.
- [18] A. Bouarfa, Bodson, M. and Fadel, M., 2018. Méthode d'allocation pour la commande en tension et l'équilibrage actif d'un onduleur multicellulaire à condensateurs flottants. *Automatique Control*, 2(1), 2018.
- [19] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *Transaction on Industry Applications*, Vol. IA-17, pp. 518-523, September/ October. 1981.
- [20] J. J. Slotine, "Adaptive Sliding controller synthesis for nonlinear systems," *UC*, Vol 43. No. 6, pp. 1631-1651, 1986.
- [21] 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.
- [22] E. Zaidi, K. Marouani, H. Bouadi, K. Nounou, M. Becherif, "Circulating current reduction-based hybrid controller of an electrical drive system fed by two parallel inverters," *Electrical Engineering*, Vol. 103, April. 2021.
- [23] E. Santi, A. Monti, et al, "Synergetic Control for Power Electronics Applications: a Comparison with the Sliding Mode Approach", In. *Proc. IEEE, 37th Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'02)*, pp. 1330-1337, 2002.
- [24] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 22, No 2, pp 212-222, 1977.
- [25] 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.

**ملخص:**

سمح التطور التكنولوجي السريع في عناصر الكترونيك الطاقة الخاصة بالدوائر التحكم بإنتاج بطاقات الكترونية تستخدم في مختلف المجالات من بينها التحكم في المحركات الكهربية غير المتزامنة التي يتم تغذيتها عن طريق عاكس متعدد المستويات. قدمنا من خلال هذا العمل تقنية التحكم الخطي **PI** و التحكم المنزلق في المحرك اللازامني في حالة التشغيل العادية و المتدهورة، وقد قمنا بتغذية هذا المحرك بواسطة عاكسين للتوتر ذي ثلاث مستويات. إن نتائج المحاكاة المتحصل عليها الخاصة بالمقارنة بالمتحكم الخطي **PI** و المتحكم المنزلق **CMG** أظهرت فعالية ونجاعة المتحكم المنزلق في التحكم في نظام التحريك في حالة التشغيل العادية و المتدهورة.

**كلمات مفتاحية:** التحكم الشعاعي، المحرك الكهربي، المتحكم المنزلق، العاكسين ذي ثلاث مستويات.

**Résumé :**

L'évolution technologique rapide des composants électroniques de puissance a permis la création de cartes électroniques dédiées aux circuits de commande, utilisées dans divers domaines. Parmi ces applications, on retrouve la commande des moteurs électriques asynchrones alimentés par des onduleurs multiniveaux. Dans ce travail, nous avons présenté deux techniques de commande : la commande linéaire par **PI** et la commande par mode glissant (**CMG**) pour le contrôle du moteur asynchrone, aussi bien en régime de fonctionnement normal qu'en régime dégradé. Ce moteur a été alimenté par deux onduleurs de tension à trois niveaux. Les résultats des simulations, comparant le contrôleur **PI** linéaire et le contrôleur par **CMG**, ont démontré l'efficacité et la robustesse du contrôleur par mode glissant pour la commande du système d'entraînement en régimes normal et dégradé.

**Mots-clés :** Commande vectorielle, moteur électrique, le contrôleur mode glissant, onduleurs à trois niveaux.

**Abstract:**

The rapid technological advancement in power electronic components has enabled the creation of electronic control boards, which are used in various fields. Among these applications, we find the control of asynchronous electric motors powered by multi-level inverters. In this work, we presented two control techniques: linear **PI** control and sliding mode control (**SMC**), for the asynchronous motor, both under normal and degraded operating conditions. This motor was supplied by two three-level voltage inverters. Simulation results, comparing the linear **PI** controller and the **SMC**, demonstrated the effectiveness and robustness of the sliding mode controller for the command of the drive system in both normal and degraded operating modes.

**Keywords:** Vector control, electric motor, sliding mode controller, three-level inverters.