Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Dr Yahia FARES de MEDEA



Mémoire présenté en vue de l'obtention Du diplôme de :
**Master :** Électrotechnique

Spécialité : Commande électrique

***Thème :***

# Commande DTC de la machine Asynchrone Triphasée (Simulation et expérimentation)

Présentée par :

**ALLOTI ZOHIR**

**LAHRECHE YOUNES**

Encadreur

**Pr. Ouahid Bouchhida**

**Pr. Abdelhafidh Moualdia**

2022/2023

# *Remerciements*

*Nous tenons à remercier tout d'abord DIEU le tout puissant qui nous a donnés durant toutes ces années la santé, le courage et la foi en nous même pour arriver à ce jour.*

*Nous exprimons nos sincères remercîments à notre promoteur Mr. OUAHID BOUCHHIDA Professeur à Université de Médéa pour son encadrement, son aide et ses conseils tout le long de ce travail.*

*Nous exprimons également notre Co-promoteur Mr. Abdelhafidh Moualdia Professeur à Université de Médéa .et toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à L'élaboration de ce travail.*

*Nous tenons à remercie r profondément tous les enseignants du département d'électrotechnique et les chers membres de jury chacun par son nom.*

# Dédicaces

***A mes chers parents*** *pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.*

***A ma chère sœur*** *pour son encouragement permanent, et son soutien moral.*

***A mes chers frères****, pour leurs appuis et leurs encouragements.*

***A toute ma famille*** *pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,*

***A mes chers amis Aymen et Houssam,*** *j'espère que nous resterons ensemble que dieu vous accorde le succès dans votre vie*

*Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fuit de votre soutien infaillible*

ALLOTI ZOHIR

# Dédicaces

*Il est très souhaitable de dédier ce témoignage à l'effet de donner une reconnaissance à Nos objectifs d'effort vers ce que nous avons appris dans ce domaine d'étude d'avenir qui ne cesse jamais.*

*J'offre en principe cette dédicace spécialement à mes parents sœur ainsi que les vraies proches sans oublier le soutien morale des confrères et des consœurs*

*Ils m'ont chaleureusement supporté et encouragé tout au long de mon parcours*

*A ma famille, mes proches et à ceux qui me donnent de l'amour et de la vivacité*

*A tous mes amis qui m'ont toujours encouragé, et à mère*

LAHRECHE YOUNES

**ملخص**

في إطار إعداد درجة الماستر في الهندسة الكهربائية، يستند هذا العمل إلى التنفيذ العملي للتحكم المباشر في عزم الدوران المطبق على المحرك الغير متزامن ثلاثي الطور. الهدف الرئيسي لهذا البحث هو تحليل أداء التحكم المباشر في (DTC) عزم الدوران من خلال المحاكاة والتجربة.

في الفصل الأول، قدمنا نظرة عامة نظرية حول المحرك الغير متزامن. يتناول الفصل الثاني الأساسيات النظرية للتحكم المباشر في عزم الدوران. وأخيرًا، يركز الفصل الثالث، الذي يشمل الاهتمام الشامل، على التنفيذ والتطبيق العملي لتقنية DTC.

الكلمات الرئيسية: السيطرة المباشرة على العزم، الماكينة الغير متزامنة ثلاثية الطور، محاكاة، تجربة، تنظيم العزم، تنظيم السرعة.

**Résumé** :

Dans le cadre de la préparation du diplôme du master dans l'électrotechnique ce travail basé sur la réalisation pratique de la commande DTC (DIRECT TORQUE CONTRÔLE) appliquée sur la machine asynchrone triphasée. L'objectif principale de ce mémoire consiste à analyser les performances de la commande DTC à travers la simulation et l'expérimentation.
Dans le premier chapitre, nous avons présenté un aperçu théorique sur la machine asynchrone le deuxième chapitre évoque les bases théoriques de la commande DTC .et en dernier, le troisième chapitre dont l'intérêt globale est bien inclus, il s'agit de la réalisation et l'implémentation de la technique DTC

Mots clés : commande DTC, machine asynchrone triphasée, simulation, expérimentation, régulation du couple, régulation de la vitesse.

**Summary:**

As part of the preparation for a master's degree in electrical engineering, this work is based on the practical implementation of DTC (Direct Torque Control) applied to the three-phase asynchronous machine. The main objective of this thesis is to analyze the performance of DTC through simulation and experimentation.

In the first chapter, we provided a theoretical overview of the asynchronous machine. The second chapter discusses the theoretical foundations of DTC. Finally, the third chapter, which encompasses the overall interest, focuses on the realization and implementation of the DTC technique.

Keywords: DTC control, three-phase asynchronous machine, simulation, experimentation, torque regulation, speed regulation.

# TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

$[L_{ss}], [L_{rr}]$ : Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique

$[M_{sr}]$ : La matrice des inductances mutuelles (stator – rotor)

$L_s, L_r$ : Représentent respectivement inductance cyclique propre du stator et rotor

$L_m$ : Inductance cyclique mutuelle (stator – rotor)

$l_s, l_r$ : Les inductances propres par phase du stator et du rotor

$m_s$ : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

$m_r$ : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

$M$ : Valeur maximum des inductance mutuelle (stator – rotor)

$R_s$ : Résistance statorique par phase

$R_r$ : Résistance rotorique par phase

$P$ : Nombre de paires de pôles

$J$ : *Moment d'inertie des parties tournantes*

$f$ : *Coefficient de frottements visqueux*

$\sigma$ : *Coefficient de dispersion de Blondel*

$T_s, T_r$ : *Constantes de temps statorique et rotorique*

$g$ : *Le glissement*

$f_s$ : *Fréquence d'alimentation*

$V_{sp}$ : *Représente la valeur maximale de tension, de courant ou de flux*

$S_a, S_b, S_c$ : trois phases du stator

$r_a, r_b, r_c$ : trois phases du rotor

$X_a, X_b, X_c$ : *Axe réel triphasé*

$d, q$ : *Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant*

$\alpha, \beta$ : *Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator*

$x, y$ : *Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au rotor*

$\theta$ : *L'angle électrique entre l'axes statoriques et l'axes rotoriques*

$\theta_r$ : *L'angle du rotor entre l'axes rotoriques et l'axes de référentiel biphasé*

$\theta_a$ : *L'angle entre l'axes statoriques et l'axes de référentiel biphasé*

$\varphi$ : *Représente l'angle entre le vecteur $V_{sp}$ et l'axe $X_a$ de la phase a*

| | |
|---|---|
| $\delta$ | *: L'Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor* |
| *MAS* | *: Machine Asynchrone* |
| *DTC* | *: Direct Torque Control* |
| *PI* | *: Correcteur Proportionnel Intégral* |
| $C_e$ | *: Couple électromagnétique* |
| $C_r$ | *: Couple résistant* |
| $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$ | *: Tension statorique phase a, b, ou c* |
| $V_{sd}, V_{dq}$ | *: Tension statorique dans le repère (d, q)* |
| $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$ | *: Courant statorique phase a, b, ou c* |
| $I_{sd}, I_{dq}$ | *: Courant statorique dans le repère (d, q)* |
| $I_{s\alpha}, I_{d\beta}$ | *: Courant statorique dans le repère $(\alpha, \beta)$* |
| $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ | *: Tension statorique dans le repère $(\alpha, \beta)$* |

# LISTE DES FIGURES

## CHAPITRE I

**Figure I. 1:**représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée ..... 8
**Figure I. 2**: Passage du système triphasé au système biphasé et inversement ..... 11
**Figure I. 3:** définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels ..... 13
**Figure I. 4:** fonctionnement de la machine asynchrone à vide ..... 20
**Figure I. 5:**fonctionnement de la machine asynchrone en charge ..... 21
**Figure I. 6:** Schéma global d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation ..... 22
**Figure I. 7:**Redresseur à diodes (Pont de Graëtz) ..... 22
**Figure I. 8:** Tension redressée U_ch ..... 23
**Figure I. 9:** Représentation du filtre LC ..... 24
**Figure I. 10:** Onduleur à deux niveaux ..... 25
**Figure I. 11**: Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux ..... 25
**Figure I. 12:** Schéma de l'essai voltampèrmétrique ..... 28
**Figure I. 13:** Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide ..... 29
**Figure I. 14:** Schéma de l'essai à vide ..... 29
**Figure I. 15**: Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à rotor bloqué ..... 30
**Figure I. 16:** Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué ..... 30
**Figure I. 17:** Schéma de l'essai en court-circuit ..... 31
**Figure I. 18:** Essai de ralentissement effectué sur un moteur asynchrone à cage de 0.18 KW , 380 V, 50 HZ ..... 33

## CHAPITRE II

**Figure II. 1:** Structure de la commande directe du couple ..... 37
**Figure II. 2:** L'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour (R_s,I_s )négligeable ..... 39
**Figure II. 3:** Présentation des trois directions possibles du vecteur flux ϕ_s ..... 40
**Figure II. 4:**Exemple d'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour Rs. Is négligeable (Vs=V3) ... 40
**Figure II. 5:** Choix du vecteur tension ..... 43
**Figure II. 6**: Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone ..... 43
***Figure II. 7:*** *Secteur d'évolution du vecteur flux statorique* ..... 44
**Figure II. 8:** Sélection des vecteurs VS correspondants au contrôle de l'amplitude de ϕS .... 46
**Figure II. 9**: Correcteur du flux à hystérésis à deux niveaux ..... 47
**Figure II. 10:** Correcteur du flux à hystérésis à trois niveaux Pour le réglage du couple électromagnétique ..... 49
**Figure II. 11:** Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple ..... 51
**Figure II. 12:** Réponses du système à vide ..... **Error! Bookmark not defined.**

## CHAPITRE III

**Figure III. 1:** Le banc de essais ..... 57
**Figure III. 2:** Montage didactique vue de dessus ..... 58

**Figure III. 3:** CONTROL PANEL ..... 62
**Figure III. 4:** Réponse de le système en état real ..... 64

# Liste des Tableaux

## Chapitre I

**Tableau I. 1:** Table de vérité d'un onduleur triphasé ..... 27

## Chapitre II

**Tableau II. 1**: La table de commutation avec correcteur du couple à trois niveaux ..... 50

# SOMMAIRE

## Table des matières

Introduction générale ..... 2

**Chapitre I: Modélisation et identification de la machine asynchrone**

1.1 INTRODUCTION ..... 5
I.2 Généralités sur les machines asynchrones ..... 5
I.2.1 Principe de fonctionnement ..... 5
I.2.2 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone ..... 6
I.3 Hypothèses simplificatrices ..... 6
I.4 Modélisation de la machine asynchrone triphasée ..... 7
I-4-1 Équations électriques : ..... 8
I.4.2 Équations magnétiques ..... 9
I.5 Transformation de Park ..... 10
I.6 Modèle de la machine dans le système biphasé ..... 12
I.6.1 Équations électriques ..... 12
I.6.2 Équations magnétiques ..... 12
I.7 Définition des différents référentiels ..... 13
I.7.1 Référentiel fixe par rapport au stator ..... 13
I.7.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant ..... 14
I.8 Équation de mouvement ..... 15
I.9 Les équations de la machine asynchrone dans le repère lié au stator (α, β) : ..... 15
I.9.1 L'équation des tensions : ..... 15
I.9.2 Équations des flux : ..... 16
I.9.3 Le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension : ..... 17
I.10 Simulation du modèle de la machine asynchrone : ..... 18
I.10.1 Démarrage à Vide : ..... 19
I.10.2 Démarrage en charge : ..... 20
I.11 Modélisation du convertisseur de tension ..... 21
I.11.1 Modélisation du redresseur ..... 22
I.11.2. Modélisation du filtre ..... 23

I.11.3 Modélisation de l'onduleur de tension ..... 24
I.12. Identification pratique des paramètres du moteur basé sur le schéma équivalent en régime permanant totalisée au stator : ..... 28
I.12.1. Essai voltampèrmétrique en courant continu (mesure de résistance) : ..... 28
I.12.2 Essai à vide ..... 28
I.12.3 Essai en court-circuit (à rotor bloqué) ..... 30
I.13. Identification des pertes fer et mécanique : ..... 31
I.14. Essai de ralentissement ..... 31
I.15. Conclusion ..... 34

**Chapitre II : Commande DTC de la machine asynchrone**

II.1 INTRODUCTION ..... 36
II.2 Principe de la commande DTC : ..... 36
II.3 Caractéristiques principales de la commande DTC ..... 37
II.3.1 Les avantages : ..... 37
II.3.2 Les inconvénients : ..... 38
II.4 Principe du contrôle du couple et du flux statorique ..... 38
II.4.1 Principe du contrôle du flux statorique : ..... 38
II.4.2 Principe du contrôle du couple électromagnétique : ..... 41
II.5 Choix du vecteur de tension : ..... 42
II.6 Structure de la commande directe du couple de la MAS : ..... 44
II .7 Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique : ..... 44
II.8 Les estimateurs : ..... 45
II.8.1 Estimateur du flux statorique : ..... 45
II.8.2 Estimateur du couple électromagnétique : ..... 46
II.9 Élaboration du vecteur de commande ..... 46
II.9.1 Le correcteur du flux ..... 46
II.9.2 Le correcteur du couple : ..... 48
II.10 Élaboration de la table de commutation ..... 49
II.10.1 Stratégie de commutation dans la commande directe du couple ..... 49
II.10.2 Analyse des différentes stratégies de commutation : ..... 50
II.10.3 Table du commutation ..... 50
II.11 Structure générale du contrôle direct de couple : ..... 51
II.12 Régulateur PI : ..... 51

II.13 Résultats de simulation et interprétation ..... 52
II.13.1 Démarrage à vide ..... 52
II.13.2 Démarrage en charge ..... 54
II.14. Conclusion : ..... 55

**Chapitre III : l'implémentation commande DTC de la machine asynchrone**

III .1 Introduction : ..... 57
III .2 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI ..... 57
III.3 Chaine d'acquisition ..... 59
III.3.1 Boîtier convertisseur 5/15V DC ..... 59
III.3.2 Les capteurs de tension LEM LV 25-P : ..... 60
III.3.3 Carte dspace 1103 : ..... 61
*III.3.4 Interface control desk* ..... 62
III.4 Résultats d'implémentation de la DTC ..... 62
Conclusion générale ..... 67
Bibliographie ..... 70

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

## Introduction générale :

La machine asynchrone présente des avantages très intéressants dans de nombreuses applications industrielles pour plusieurs raisons : sa robustesse, son faible coût, sa simplicité de fabrication et d'entretien, en plus, elle peut atteindre des vitesses élevées et travailler dans des environnements difficiles. Cependant cette machine présente des difficultés au niveau de sa commande à cause que celle-ci présente un système non linéaire, fortement couplé, à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent d'aborder la commande à vitesse variable de cette machine [1]

La commande directe de couple a été introduite par Takahashi et Noguchi (1986) et Depenbrok (1988) spécialement pour la machine asynchrone. Cette technique de commande apporte une solution aux problèmes posés par la commande vectorielle[xx]. Elle a l'avantage d'être indépendante des paramètres rotoriques de la machine, elle fournit une réponse de couple plus rapide et possède une configuration plus simple ne nécessitant pas de capteurs mécaniques ou de transformations de coordonnées [2].

L'objectif de la DTC est la commande directe du couple de la machine, par l'application de différents vecteurs de tension de l'onduleur alimentant la machine. Les variables contrôlées sont: le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis, il s'agit de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur des bandes à hystérésis. Les sorties de ces régulateurs associées à une table de commutation déterminent le vecteur tension optimale de l'onduleur qui sera appliqué à chaque instant de commutation

Ce mémoire est structuré en trois chapitres principaux. Le premier chapitre traite de la modélisation de la machine asynchrone. La modélisation joue un rôle crucial dans la compréhension du comportement de la machine, ce qui permet de concevoir des stratégies de commande appropriées. Différents aspects de la modélisation seront examinés en détail, tels que la représentation mathématique des équations électriques et mécaniques, ainsi que la prise en compte des perturbations et des non-linéarités.

Le deuxième chapitre se concentre sur la commande DTC appliquée à la machine asynchrone et sa simulation. La DTC est une technique de commande avancée qui permet de réguler directement le couple et la vitesse de la machine sans nécessiter de régulateur de vitesse externe. Cette approche offre des performances élevées en termes de dynamique, de précision de contrôle et de réponse aux perturbations. Dans ce chapitre, nous étudierons les principes fondamentaux de la commande DTC, ses avantages et ses limitations. Nous

aborderons également la simulation de la commande DTC pour évaluer ses performances dans différentes conditions de fonctionnement.

Le troisième chapitre aborde l'implémentation pratique de la commande DTC dans la machine asynchrone. L'objectif de ce chapitre est de présenter les différentes étapes de mise en œuvre de la DTC, notamment la sélection des paramètres, la conception des circuits de puissance, la configuration du système de commande et la calibration des capteurs. Nous examinerons également les défis potentiels liés à l'implémentation et les solutions possibles pour les surmonter. Des exemples concrets d'implémentation seront présentés pour illustrer les aspects pratiques de la commande DTC.

En conclusion, ce mémoire vise à fournir une compréhension approfondie de la modélisation, de la commande DTC et de son implémentation pratique dans la machine asynchrone. Cette étude contribuera à l'amélioration des performances des machines asynchrones dans divers domaines d'application et ouvrira la voie à de nouvelles avancées dans le domaine de la commande des moteurs électriques. La combinaison de la modélisation, de la commande DTC et de son implémentation pratique permettra d'optimiser les performances et l'efficacité de la machine asynchrone, conduisant ainsi à des applications plus avancées et plus performantes dans l'industrie

# CHAPITRE I

# MODÉLISATION ET IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

# 1.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone est largement appréciée des industriels depuis sa création à la fin du 19ème siècle par N. Tesla, en raison de sa simplicité de fabrication et d'entretien. Cette invention repose sur la découverte des champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [1].

Le fonctionnement de la machine asynchrone, également appelée machine à induction, repose sur l'utilisation d'un champ tournant sinusoïdal. La modélisation de cette machine est souvent considérée comme la première étape de l'automatique moderne, car elle permet de déterminer le modèle du procédé qui sera utilisé pour prédire son comportement futur [3].

Dans ce chapitre, nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone en deux parties. La première partie est dédiée à l'étude de la modélisation de la machine asynchrone, qui repose sur la transformation de PARK. Cette transformation permet de rapporter les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés (α,β). Nous présenterons ensuite les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé.

Dans la deuxième partie, nous aborderons la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est assurée par un onduleur de tension à deux niveaux, avec une commande MLI triangulaire.

## I.2 Généralités sur les machines asynchrones

### I.2.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit,
- La vitesse de synchronisme $\Omega_s$ du champ tournant est liée à la fréquence $f_s$ de la tension triphasée d'alimentation :

$$N_s(tr/min) = 60 \ \frac{f_s}{P} \tag{I.1}$$

$P$ : le nombre de paires de pôles de la machine.

Selon la loi de Lenz, les courants rotoriques s'opposent à leur cause c'est à dire au déplacement du champ par apport au rotor. Le système des forces va entraîner le rotor à la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse $\Omega_s(\Omega_s = \frac{\omega_r}{P})$, cette vitesse Ne peut être atteinte; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces et le rotor tourne à une vitesse inférieure à $\Omega_r(\Omega_r = \frac{\omega_r}{P})$, : la machine est dite asynchrone. De ce fait,

Selon que $\Omega_r$ est inférieure (hyposynchone) ou supérieure (hyper synchrone) à $\Omega_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître $\Omega_r$ ou un couple résistant tendant à réduire $\Omega_r$ , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart $(\Omega_s$ -$\Omega_r)$ [3].

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement $"g"$ définit par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad \text{(I.2)}$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

### I.2.2 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique. Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas l'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor) [4] .

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement ne dépasse pas en général quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent.

Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Dans le moteur asynchrone les courants statoriques génèrent à la fois le flux et le couple, le découplage naturel ne peut pas être réalisé. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres ( $R_r$ en particulier) [1].

## I.3 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone triphasée idéalisée sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices [4].

- L'entrefer est constant,
- L'effet des encoches est négligé,
- La distribution des forces magnétomotrices d'entrefer est spatiale sinusoïdale.
- Les pertes ferromagnétiques sont négligées,
- Le circuit magnétique est non saturé et à perméabilité constante,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer:

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

## I.4 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour pallier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse…etc. [5]

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront dans un premier temps exprimé dans leurs repères respectifs.

Les axes rotoriques tournant avec $\omega_r$ par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure $(I.1)$

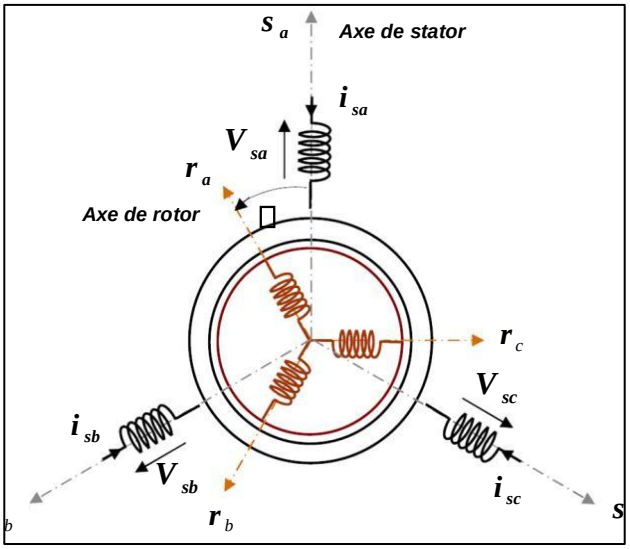



**Figure I. 1:**représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Avec:

$S_a, S_b, S_c$: trois phases du stator
$r_a, r_b, r_c$: Trois phases du rotor
$\theta$: est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

### I-4-1 Équations électriques :

De la figure (*I.1*), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement pour le stator avec l'indice *" s"* et le rotor avec l'indice *"r"* comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{(I. 3)}$$

Et :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{src} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad \text{(I. 4)}$$

Avec:

*V, i* et Φ: représentent respectivement la tension, le courant et le flux.

$R_s$: résistance de l'enroulement statorique

$R_r$ : résistance de l'enroulement rotorique

### I.4.2 Équations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matricielle ment comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \tag{I.5}$$

Et :

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][i_s] + [L_{rr}][i_r] \tag{I.6}$$

Tel que :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

On désigne par:

$(L_{ss})$ : matrice d'inductances statoriques

$(L_{rr})$ : matrice d'inductances rotoriques

$(M_{rs})$ : matrice d'inductances mutuelles

avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix};$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

$l_s$,$l_r$: représente respectivement les inductances propres par phase du stator et du rotor,
$m_s$ : inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
$m_r$: inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,
$M_{sr}$ : inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.
$M$ : maximum d'inductance mutuelle entre la phase du stator et celle du rotor.

$\theta$: angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases "statoriques" et "rotoriques" pris comme axes de référence.

La résolution analytique du système d'équations (I.5 et *I.6)* se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice varient en fonction du temps. Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres [6].

## I.5 Transformation de Park

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé équivalent en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes:

- Homopolaire (indice *o)*,
- D'axe direct (indice *d)*,
- D'axe en quadrature (indice *q)*.

La conversion des variables réelles du moteur en variables du moteur primitives implique la transformation des enroulements du moteur original, en enroulements disposés selon deux axes *" d » et "q »*, cela a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres indépendantes de la rotation entre le système d'axe réel triphasé $X_a, X_b, X_c$ et le système d'axes fictif *" d, q."* où le vecteur spatial $V_{sp}$ représente la valeur maximale de tension, de courant ou de flux.

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétiques égales.
Dans la figure (*I .2)*, le passage du système triphasé au système biphasé revient à exprimer

Les composantes *"d » en* fonction des anciennes composants $X_a, X_b, X_c$ .Les deux

Modèles sont identiques de point de vue électrique et magnétique. Dans la figure $(I.2)$ ;

$\varphi$: représente l'angle entre le vecteur $V_{sp}$ et l'axe $X_a$ de la phase $a$

$\theta_\alpha$ : représente l'angle instantané entre l'axe $X_a$ de la phase a et l'axe u

$\omega_{S=\frac{d\theta_a}{dt}}$: vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasé par rapport aux systèmes

D'axe triphasé.

Selon la figure $(I.2)$, la projection sur les axes triphasés donne les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sa} = V_{sp}\cos(\varphi) \\ V_{sb} = V_{sp}\cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = V_{sp}\cos(\varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.7)$$

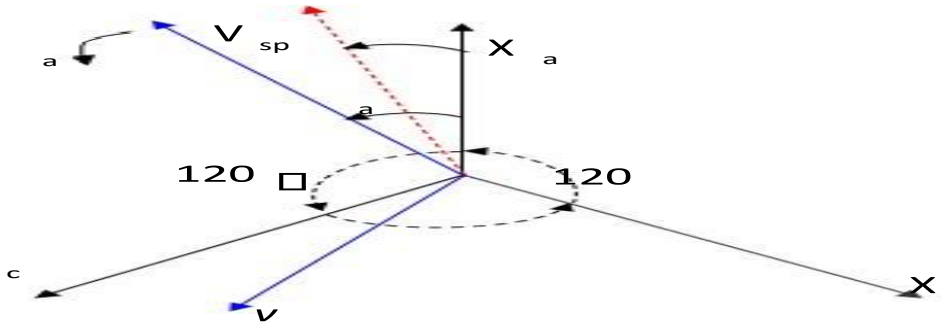



**Figure I. 2**: Passage du système triphasé au système biphasé et inversement

La projection sur l'axe biphasé donne:

$$V_{sd} = K\left[V_{sa}.\cos(\theta_a) + V_{sb}.\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc}.\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right]$$
$$V_{sq} = K\left[V_{sa}.\cos(\theta_a) + V_{sb}.\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc}.\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \quad (I.8)$$

Cette transformation dépend d'un coefficient arbitraire *k* de normalisation. Les valeurs usuelles prises par *k* sont :

K=$\sqrt{\frac{2}{3}}$: si l'on veut conserver dans la transformation la norme de la puissance. 3

On ajoute à l'équation $(I\ .8)$, l'expression homopolaire $V_{so}$ pour équilibrer la transformation :

$$V_{so} = \frac{1}{3}(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.9)$$

$V_{so}$: représente la composante homopolaire, elle est de valeur nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $[P(\theta_a)]$

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

La matrice de passage du système biphasé au système triphasé est donnée par

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux. Le système (d, *q)* tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$par rapport au rotor.

## I.6 Modèle de la machine dans le système biphasé

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes (d, *q)*.

### I.6.1 Équations électriques

En multipliant les deux équations (I.3 et *I.4)* par la matrice de transformation de Park $[P(\theta_a)]$ des deux cotés, on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{(I.12)}$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad \text{(I.13)}$$

### I.6.2 Équations magnétiques

En multipliant les deux équations (I.5 et *I.6)*, par la matrice de transformation de Park $[P(\theta_a)]$ des deux côtés, on obtient:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{(I.14)}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{(I.15)}$$

Avec :

$L_s = ls - ms$ : inductance cyclique propre du stator,

$L_r = l_r - mr$ : inductance cyclique propre du rotor,

$L_{m=} {}^{3}/_{2}\, M$: inductance cyclique mutuelle stator - rotor

## I.7 Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe *"u.v."* qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux (Figure *I.3)*.

- Référentiel : des axes $(\alpha, \beta)$: lié au stator ($\theta_a = 0$) pour l'étude des grandeurs rotoriques.
- Référentiel des axes $(d, q)$ : lié au champ tournant ($\theta_a = \theta_s$)
- Référentiel des axes $(x, y)$: lié au rotor ($\theta_a = \theta_r$)

Avec :

$\theta_a$: une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.

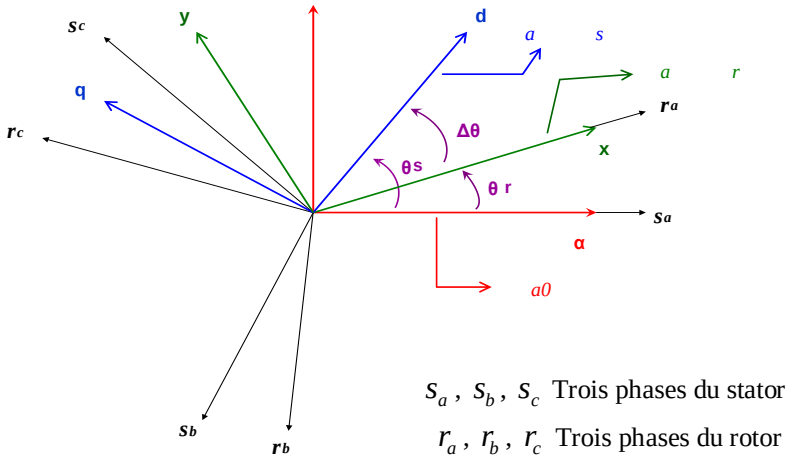



**Figure I. 3:** définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

### I.7.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator, dans ce cas on a :

$$\theta_a = 0 \rightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases}, \omega_a = \frac{d\theta_a}{dt} = 0 \qquad \text{et} \quad \Delta\omega = -\omega_r$$

Les équations électriques données par les équations (I.12 et *I.13)*, deviennent :

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

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{I.17}$$

Les équations magnétiques données par les équations (I.14 et *I.15)* deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{I.18}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{I.19}$$

### I.7.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse $\omega_r$, dans ce cas:

$$\theta_a = \theta_r \rightarrow \begin{cases} U \rightarrow x \\ V \rightarrow y \end{cases}, \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques données par les équations (I.12 et *I.13)* deviennent:

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \tag{I.20}$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \tag{I.21}$$

### I.7.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse du champ tournant $\omega_s$ crée par les enroulements du stator, dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_s \rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases}, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s \text{ et } \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

Les équations électriques données par les équations (I.12 et *I.13)* deviennent:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{(I.22)}$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{(I.23)}$$

Ce référentiel est souvent utilisé pour l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment pour la commande des machines électriques en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus (non pulsés) [1] [4].

## I.8 Équation de mouvement

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement, en particulier, le régime transitoire, met en évidence l'équation du mouvement qui est définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega \quad \text{(I.24)}$$

Avec

$\Omega$: vitesse de rotation la machine,
$f$ : coefficient de frottement visqueux,

$J$ : moment d'inertie des masses tournantes,

$C_e$ : couple électromagnétique,
Cr: couple résistant.

## I.9 Les équations de la machine asynchrone dans le repère lié au stator (α, β) :

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator $(\alpha, \beta)$. En remplaçant les expressions (I.14 et *I.15*) dans les équations (I.16 et *I.17)*, on obtient le système suivant :

### I.9.1 L'équation des tensions :

Le système d'équations (I.16 et *I.17)* permet d'écrire pour ce cas :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s.i_{sa} + \dfrac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s.i_{sb} + \dfrac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{ra} = 0 = R_r.i_{ra} + \dfrac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_r.i_{rb} + \dfrac{d\Phi_{rb}}{dt} \end{cases} \quad \text{(I.25)}$$

### I.9.2 Équations des flux :

Le système d'équations (I.18 et *I.19)* peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{sa} = L_s.i_{sa} + L_m.i_{ra} \\ \Phi_{sb} = L_s.i_{sb} + L_m.i_{rb} \\ \Phi_{ra} = L_m.i_{sa} + L_r.i_{ra} \\ \Phi_{rb} = L_m.i_{sb} + L_r.i_{rb} \end{cases} \quad \text{(I.26)}$$

A partir du système $(I.26)$, on obtient :

$$i_{ra} = \frac{1}{L_r}.[\Phi_{ra} - L_m.i_{sa}]$$

$$i_{rb} = \frac{1}{L_s}.[\Phi_{rb} - L_m.i_{sb}]$$

$$\Phi_{sa} = L_s.i_{sa} + \frac{L_m}{L_r}.[\Phi_{ra} - L_m.i_{sa}]$$

$$\Phi_{sa} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right).i_{sa} + \frac{L_m}{L_r}.\Phi_{ra}$$

$$\Phi_{sa} = L_s.\sigma.i_{sa} + \frac{L_m}{L_r}.\Phi_{ra}$$

$$\Phi_{sb} = L_s.i_{sb} + \frac{L_m}{L_r}.[\Phi_{rb} - L_m.i_{sb}]$$

$$\Phi_{sb} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right).i_{sb} + \frac{L_m}{L_r}.\Phi_{rb}$$

$$\Phi_{sb} = L_s.\sigma.i_{sb} + \frac{L_m}{L_r}.\Phi_{rb}$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s.L_r}$ : coefficient de dispersion de Blondel

Le couple électromagnétique est exprimé par la relation suivante :

$$C_e = P(\Phi_{sa}.i_{sb} - \Phi_{sb}.i_{sa}) \quad \text{(I.27)}$$

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant $C_r$, est décrite par l'expression suivante (relation fondamentale de la dynamique) [7] :

### I.9.3 Le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension :

En utilisant les équations du système *(I.26)*, et après arrangement, les équations du système *(I.25)* peuvent êtres écrits par le système *(I.28)* :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\, i_{sa} = -\frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s}+\frac{1}{T_r}\right).i_{sa} - \omega_r.i_{sb} + \frac{1}{\sigma.L_s.T_r}\varphi_{sa} + \omega_r\frac{1}{\sigma.L_s}\varphi_{sb} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sa} \\ \frac{d}{dt}\, i_{sb} = \omega_r.i_{sa} - \frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{T_s}+\frac{1}{T_r}\right).i_{sa} - \omega_r\frac{1}{\sigma.L_s}\varphi_{sa} + \frac{1}{\sigma.L_s.T_r}\varphi_{sb} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{sa} \\ \frac{d}{dt}\Phi_{s\alpha} = -R_s i_{sa} + V_{sa} \\ \frac{d}{dt}\ \Phi_{s\beta} = -R_s i_{sb} + V_{sb} \end{cases} \quad \text{(I.28)}$$

En considérant les tensions $(V_{sa}.V_{sb})$ comme grandeurs de commande, les courants statoriques $(i_{sa}i_{sb})$ et les flux statoriques$(\Phi_{sa}\Phi_{sb})$, comme variables d'états et le couple résistant $C_r$ comme perturbation.

Le système d'équation *(I.28)* peut être écrit sous forme d'équation d'état suivante :

$$\frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad \text{(I.29)}$$

$[X] = [i_{s\alpha}\ \ i_{s\beta}\ \ \Phi_{s\alpha}\ \ \Phi_{s\beta}]^T$: Vecteur d'état.

$[U] = [V_{sa}\ \ V_{sb}]^T$: Vecteur de commande.

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice du système de commande.

$$\Phi_s = \sqrt{{\Phi_{sa}}^2 + {\Phi_{sb}}^2}$$

Après tout calcul fait on obtient :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \dfrac{1}{L_s.T_r.\sigma} & \dfrac{\omega_r}{L_s.\sigma} & -\dfrac{1}{\sigma}\left(\dfrac{1}{T_s}+\dfrac{1}{T_r}\right) & -\omega_r \\ -\dfrac{\omega_r}{L_s.\sigma} & \dfrac{1}{L_s.T_r.\sigma} & \omega_r & -\dfrac{1}{\sigma}\left(\dfrac{1}{T_s}+\dfrac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \dfrac{1}{L_s.\sigma} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{L_s.\sigma} \end{bmatrix}$$

L'équation mécanique du mouvement et l'équation du couple électromagnétique sont donnée comme suit :

$$\begin{cases} C_e = P(\Phi_{sa}.i_{sb} - \Phi_{sb}.i_{sa}) \\ J\dfrac{d\Omega}{d} + f_r.\Omega = C_e - C_r \end{cases} \quad \text{(I.30)}$$

Avec:

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s.L_r}$ : coefficient de dispersion de Blondel

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

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: constante de temps statorique

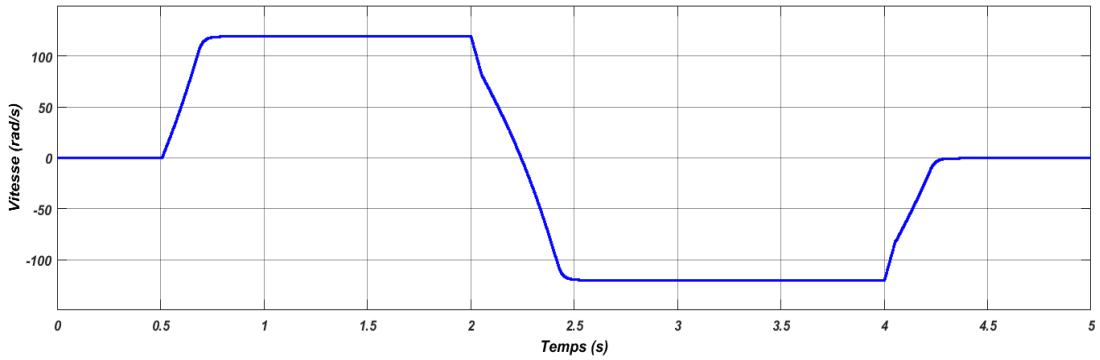
$\omega_s = P.\Omega_s$: pulsation électrique du champ tournant.

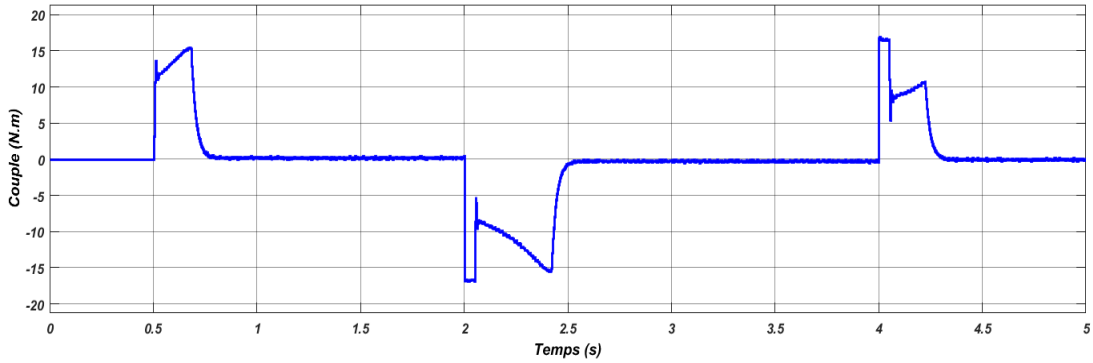
## I.10 Simulation du modèle de la machine asynchrone :

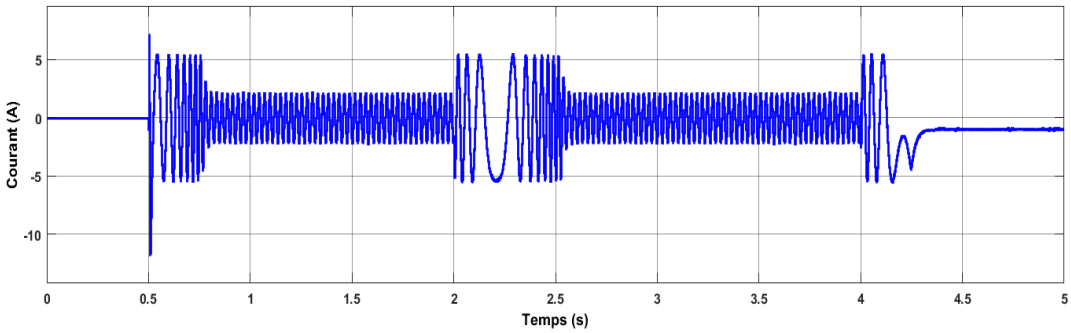
Pour réaliser la simulation, nous traduisons le modèle mathématique de la machine dans l'environnement *Matlab / Simulink*.

Les résultats de simulation du démarrage direct de la machine alimentée par le réseau " *220 / 380 V, 50 Hz* sont représentés comme suit :

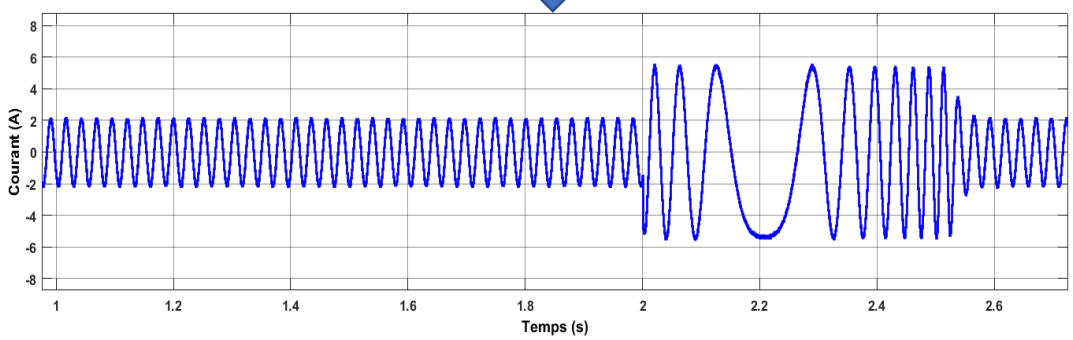
## I.10.1 Démarrage à Vide :




Zoom



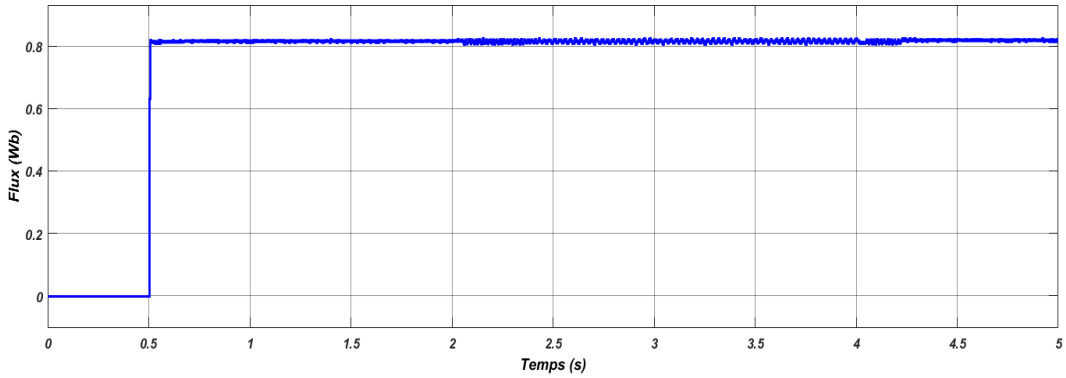
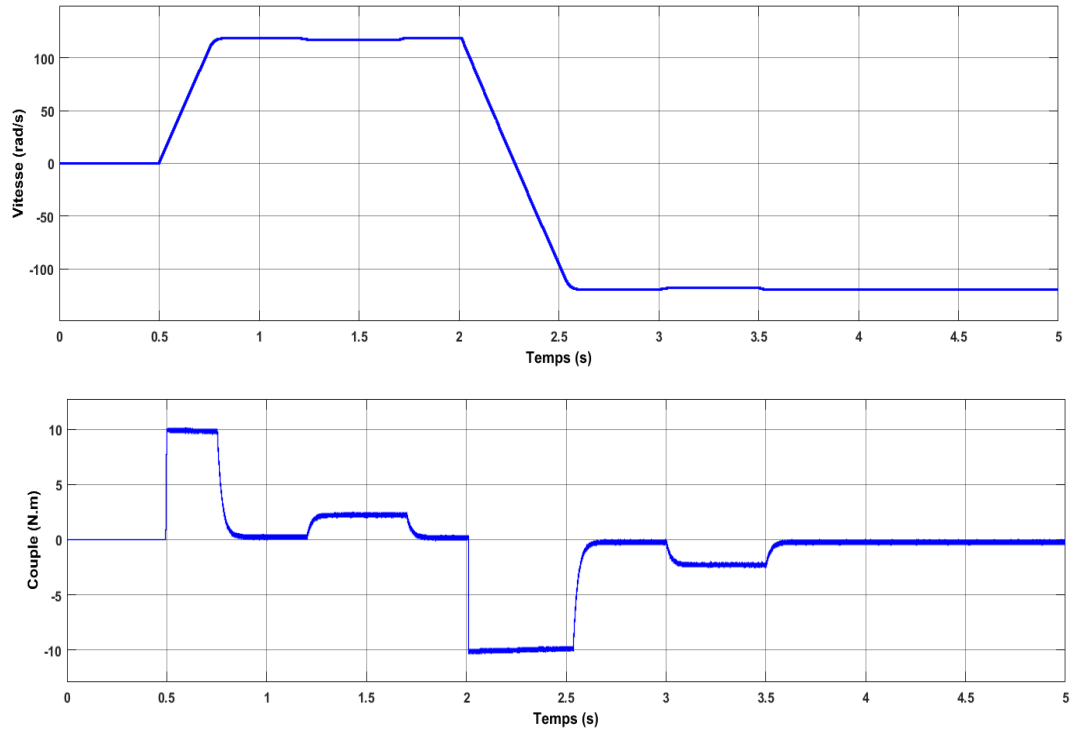



**Figure I. 4:** fonctionnement de la machine asynchrone à vide

Les figures ci-dessus représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone en fonction du temps, à savoir le courant de phase $(i_{sa})$, le couple électromagnétique $(C_e)$, la vitesse de rotation et le flux.

### I.10.2 Démarrage en charge :



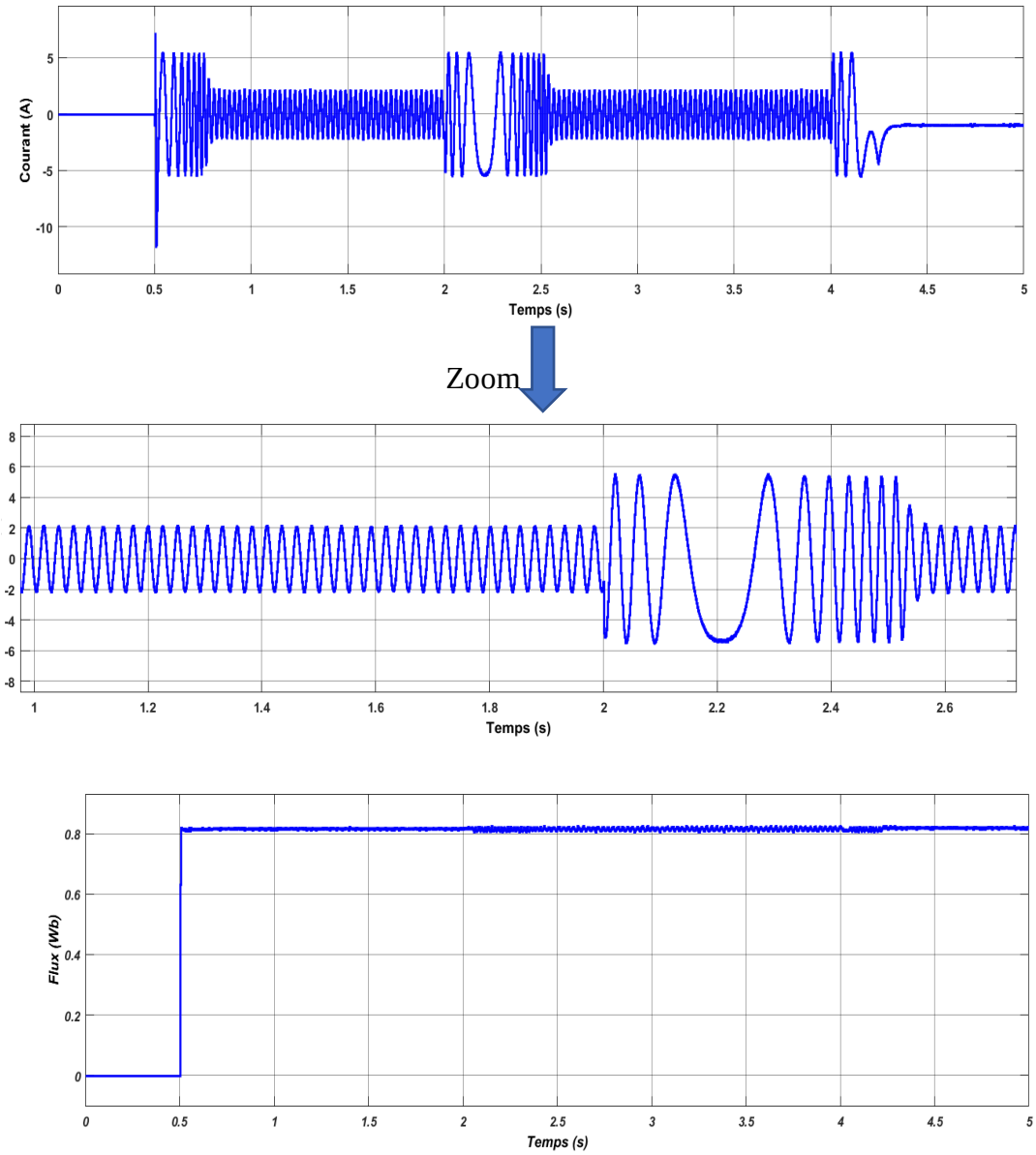



**Figure I. 5:**fonctionnement de la machine asynchrone en charge

## I.11 Modélisation du convertisseur de tension

L'alimentation de la machine est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par l'intermédiaire d'un circuit constitué d'une inductance et d'un condensateur. Le premier étage est alimenté par un réseau triphasé constitué d'un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la machine.

La figure (*I .5) illustre* le schéma synoptique d'une alimentation de la *MAS*.

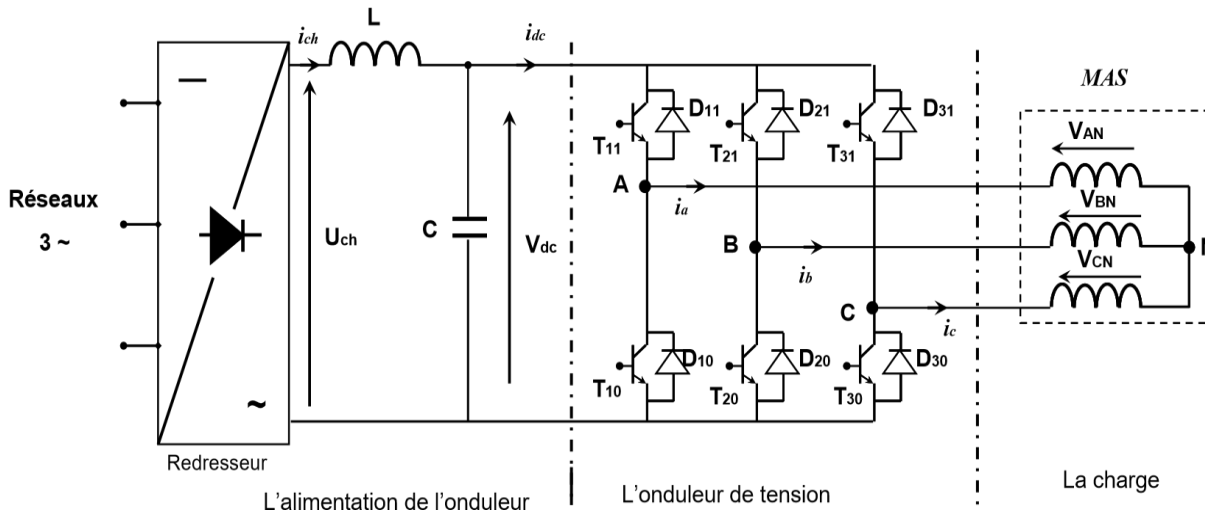



**Figure I. 6:** Schéma global d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation

### I.11.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur de l'électronique de puissance assurant directement la conversion alternative continue. Il est alimenté par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, il permet d'alimenter en courant continu les récepteurs branchés à sa sortie.

On utilise un redresseur chaque fois qu'on a besoin de source continue sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient majeur est qu'ils envoient au réseau des courants non sinusoïdaux riches en harmoniques.

Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdale triphasée, la structure de ce redresseur est représentée par la (figure *I.6)*.

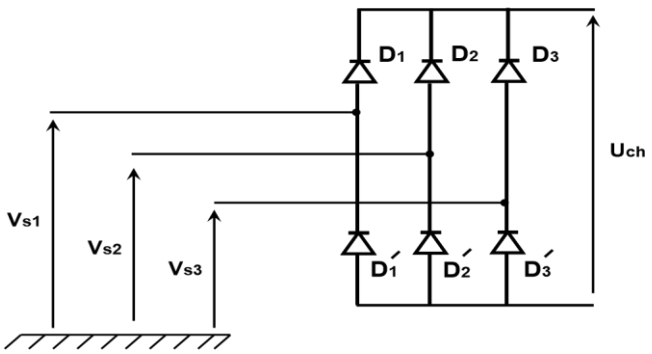



**Figure I. 7:**Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)

Deux diodes du même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque $D_1$ conduit, l'une des deux diodes $D'_2$ et $D'_3$ conduit également. Il en vient que $D_1$ conduit lorsque $V_{s1}$ est supérieure à $V_{s2}$ et $V_{s3}$. Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension on a:

$$\begin{cases} V_{s1}(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_{s2}(t) = V_m \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{s3}(t) = V_m \sin(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{(I.31)}$$

Si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit [9] :

$$U_{ch}(t) = Max[V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}] \text{-Min}[V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}] \quad \text{(I.32)}$$

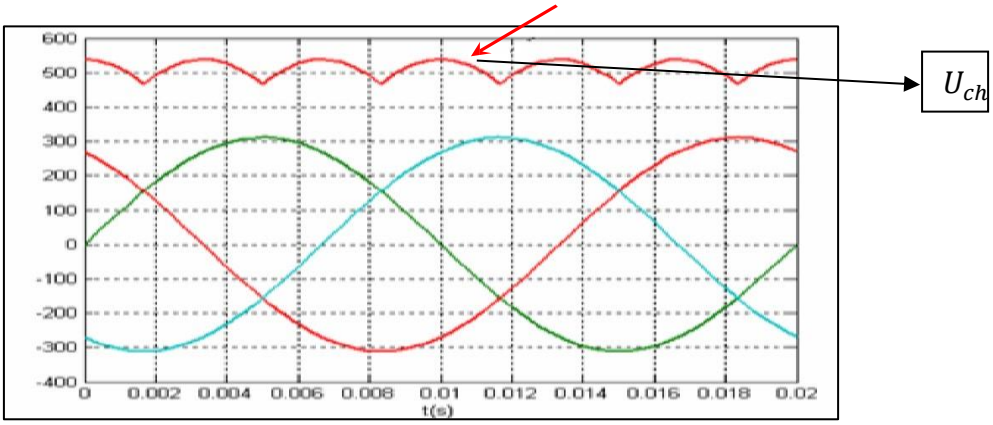



**Figure I. 8:** Tension redressée U_ch

### I.11.2. Modélisation du filtre

Pour améliorer la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité *C*, celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel $i_{ch}$, et le courent $I_{dc}$ , ainsi elle supprime les brusques variations de $V_{dc}$ lors de la commutation, par contre, pour réduire l'ondulation du courant $i_{dc}$ et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage *L* , l'ensemble *L-C* constitue un filtre passe bas [8].

Le schéma représentatif est donné par la figure (*I.8).*

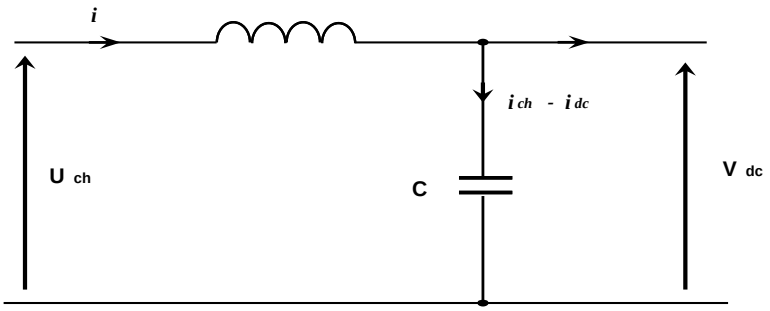



**Figure I. 9:** Représentation du filtre LC

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \dfrac{d\, i_{ch}}{dt} = \dfrac{1}{L}(U_{ch} - V_{dc}) \\ \dfrac{d\, V_{dc}}{dt} = \dfrac{1}{C}(i_{ch} - i_{dc}) \end{cases} \tag{I.33}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$V(s) = \frac{V_{dc}(s)}{U_{ch}(s)} = \frac{1}{1 + LCs^2} \tag{I.34}$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{I.35}$$

### I.11.3 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur d'énergie permettant d'onduler la tension du bus continu et la fournir au bobinage du rotor de la machine. La tension continue est considérée constante. Cette hypothèse nous permet de faciliter la commande du convertisseur, ainsi la bidirectionnalité de la puissance entre le rotor de la machine et le réseau est possible à travers un niveau de tension du bus continu supérieur à la valeur crête de la tension ondulée.

En raison des hypothèses simplificatrices, l'onduleur considéré est à deux niveaux (Figure *I.9* ).

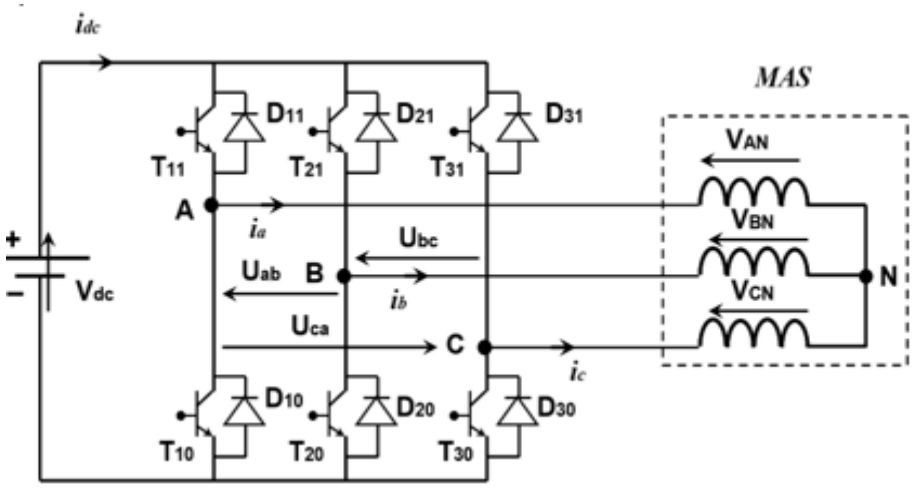



**Figure I. 10:** Onduleur à deux niveaux

### I.11.3.1 Modèle de l'onduleur à deux niveaux

La symétrie supposée des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras, après avoir modélisé chaque couple transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel $S_i$ .

Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur $(I.10)$.

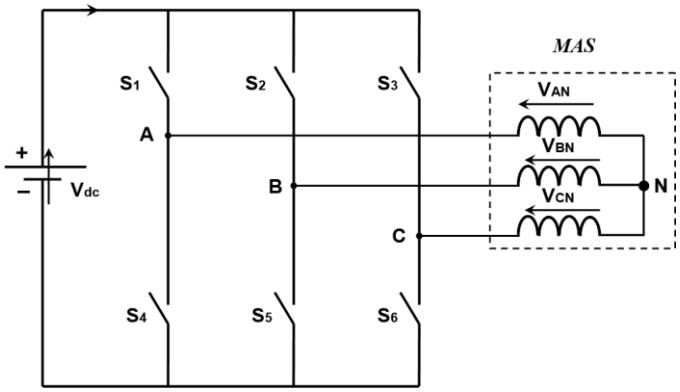



**Figure I. 11**: Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux

Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, on définit les variables $S_a$ $S_b$ et $S_c$ en fonction de l'état des commutations dans les trois branches :

*Branche 1*:

$S_a = 0$ Si $S_1$ est ouvert et $S_4$ est fermé;

$S_a = 1$ Si $S_1$ est fermé et $S_4$ est ouvert.

*Branche 2* :

$S_b = 0$ Si $S_2$ est ouvert et $S_5$ est fermé;

$S_b = 0$ Si $S_2$ est fermé et $S_5$ est ouvert.

*Branche 3* :

$S_c = 0$ Si $S_3$ est ouvert et $S_6$ est fermé;

$S_c = 0$ Si $S_3$ est fermé et $S_6$ est ouvert.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad \text{(I.36)}$$

Si on considère que les tensions sont équilibrées, on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{bc}) \\ V_{BN} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ca}) \\ V_{CN} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{ab}) \end{cases} \quad \text{(I.37)}$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} . \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.38)}$$

Les composantes de la tension alimentant la machine peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé- biphasé par le biais de la matrice CONCORDIA respectant le transfert de la puissance.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} . \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad \text{(I.39)}$$

**Tableau I. 1:** Table de vérité d'un onduleur triphasé

| Vecteur | $S_a$ | $S_b$ | $S_c$ | $v_{sa}$ | $v_{sb}$ | $v_{sc}$ | $V_{s\alpha}$ | $V_{s\beta}$ | Vecteur $\overline{V_i}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_0$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| $V_5$ | 0 | 0 | 1 | -E/3 | -E/3 | 2E/3 | $-\sqrt{\frac{1}{6}}E$ | $-\sqrt{\frac{1}{2}}E$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{4\pi}{3}}$ |
| $V_3$ | 0 | 1 | 0 | -E/3 | 2E/3 | -E /3 | $-\sqrt{\frac{1}{6}}E$ | $\sqrt{\frac{1}{2}}E$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{2\pi}{3}}$ |
| $V_4$ | 0 | 1 | 1 | -2E/3 | E/3 | E/3 | $-\sqrt{\frac{2}{3}}E$ | 0 | $-\sqrt{\frac{2}{3}}E$ |
| $V_1$ | 1 | 0 | 0 | 2E/3 | -E/3 | -E/3 | $\sqrt{\frac{2}{3}}E$ | 0 | $\sqrt{\frac{2}{3}}E$ |
| $V_6$ | 1 | 0 | 1 | E/3 | -2E/3 | E/3 | $\sqrt{\frac{1}{6}}E$ | $-\sqrt{\frac{1}{2}}E$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{5\pi}{3}}$ |
| $V_2$ | 1 | 1 | 0 | E/3 | E/3 | -2E/3 | $\sqrt{\frac{1}{6}}E$ | $\sqrt{\frac{1}{2}}E$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$ |
| $V_7$ | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

## I.12. Identification pratique des paramètres du moteur basé sur le schéma équivalent en régime permanant totalisée au stator :

Les paramètres de schéma équivalant sont identifiés par les essais pratiques ci-dessous :

1- Essai voltampèrmétrique en courant continu (mesure de résistance d'une phase statorique)
2- Essai à vide (sans charge)
3- Essai à rotor bloqué (essai en court-circuit)
4- Essai de ralentissement (identification de paramètres mécanique)

### I.12.1. Essai voltampèrmétrique en courant continu (mesure de résistance) :

Cet essai nous permet de calculer la résistance d'un enroulement statorique Rs. La mesure en courant continu (méthode volt-ampèremétrique) réalisée à chaud (après l'essai en charge),

**Montage :**

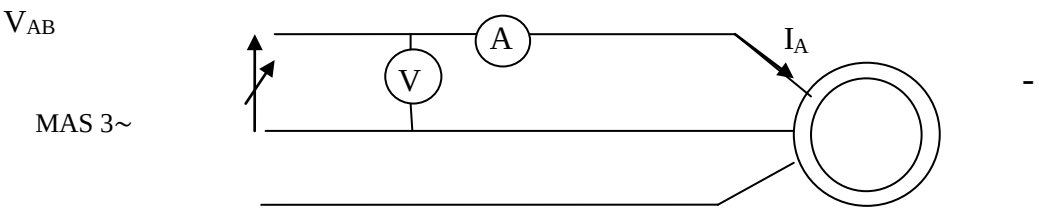



**Figure I. 12:** Schéma de l'essai voltampèrmétrique

On alimente une phase du moteur (après un fonctionnement en charge) par une tension continue variable afin de prendre plusieurs valeurs de tension et de courant comme indique le schéma ci- dessus

La valeur de la résistance est donnée par la loi d'Ohm :

$V_{AB} = R_s . I_s$ D'où $R_s = {V_{AB}}/{I_A}$

Avec $R_S$ est la résistance d'une phase statorique.

### I.12.2 Essai à vide :

Dans ce cas, la machine est alimentée à sa tension et à sa fréquence nominale, et tourne à vide. Il existe cependant un couple résistant de très faible valeur équivalent aux pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation.

De ce fait le glissement n'est pas tout à fait nul, les courants rotoriques sont négligeables et le flux dans l'entrefer est créé par le stator seul. On peut écrire alors que : lorsque (g = 0)

$$\bar{v}_s = \overline{v_{so}}$$
$$\bar{I}'_r \approx 0 \bar{I}_s = \bar{I}_{s_0} = I_m$$

Dans le schéma équivalent de la fig. I-6, la branche correspondante au secondaire est ouverte $\left(\frac{R'_r}{g} \to \infty\right)$ Le circuit à vide devient :

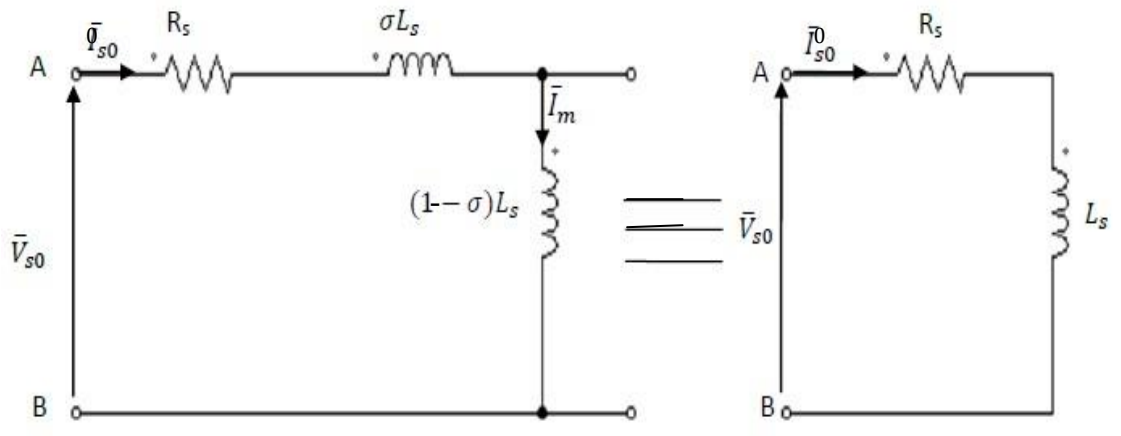



**Figure I. 13:** Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide

**Montage:**

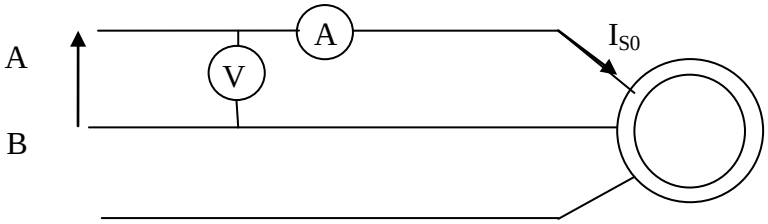



**Figure I. 14:** Schéma de l'essai à vide

Dans cet essai, on applique la tension nominale au moteur, et on le laisse tourner à vide, le branchement des enroulements statorique étant en triangle

Cet essai à vide permet de déterminer Ls par la mesure de $V_{S0}$ et $I_{S0}$

$V_{S0}$: Tension statorique entre deux phases à vide.

$I_{S0}$ : courant de ligne à vide.

$J_{S0}$ : courant de phase à vide.

### I.12.3 Essai en court-circuit (à rotor bloqué)

Dans cet essai, aussi appelé « essai à rotor bloqué », le rotor est bloqué. La vitesse de rotation étant nulle, aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre, et le courant absorbé n'est limité que par l'impédance interne de la machine qui est relativement faible. A l'arrêt (g=1), Le schéma équivalent déduit de cet essai est celui de la figure. (I-9).

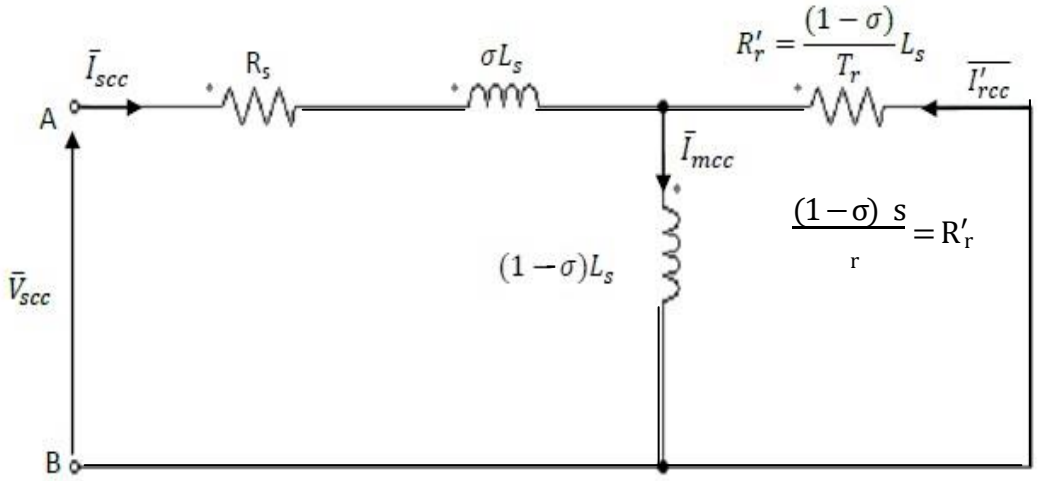



**Figure I. 15**: Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à rotor bloqué

.

Le schéma simplifié de la figure permet de déterminer la résistance rotorique ramenée R′r et l'inductance des fuites globales σLs .

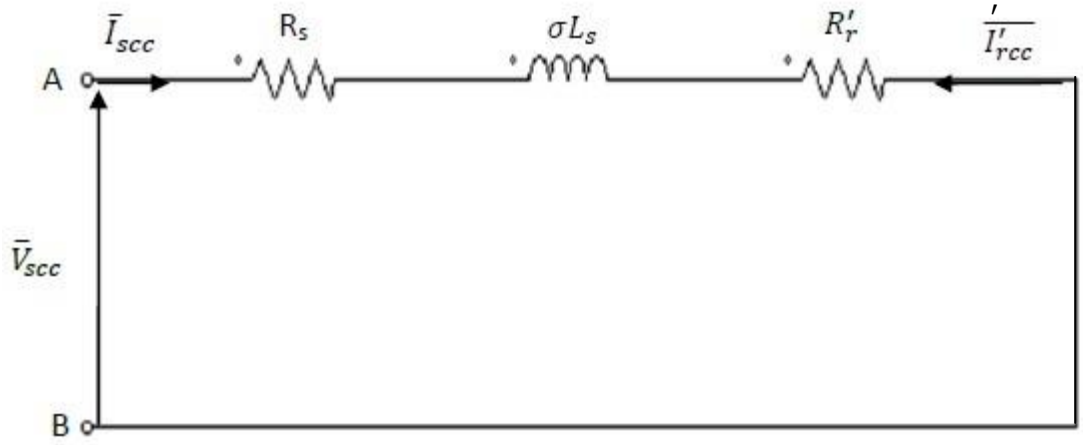



**Figure I. 16:** Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué

**Montage:**

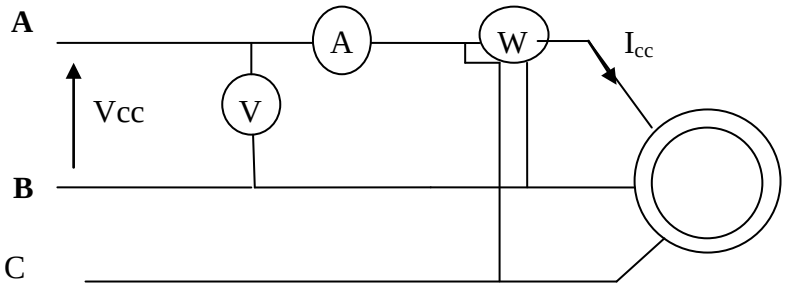



**Figure I. 17:** Schéma de l'essai en court-circuit

Dans cet essai, l'arbre du moteur est bloqué par un dispositif de blocage et le stator est alimenté sous une tension réduite, tension qui correspond à un courant absorbé égale au courant nominal.

### I.12.3.1 Calcul de $R_r'$ $L_\sigma$ , σ et $M_{sr}$ :

$$R_r' = \frac{P_{cc}}{3Icc^2} - R_s, L_\sigma = \frac{1}{\omega_s}\sqrt{\left(\frac{V_{cc}}{I_{cc}}\right)^2 + (R_s - R'_r)^2} \quad \sigma = \frac{L_\sigma}{L_s}, M_{sr} = \sqrt{(1-\sigma)L_s L_r}$$

## I.13. Identification des pertes fer et mécanique :

Lors de fonctionnement de la MAS en moteur à vide, la puissance active absorbée représente la somme des pertes suivantes :

- Les pertes ohmiques statoriques: (par effet joule dues au courant statorique) :

$$P_{js} = 3R_s Iso^2$$

- Les pertes ferromagnétiques (dites pertes dans le fer) dues à la variation du flux: $P_{Fe}$ - Les pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation : $P_{mec}$ - En effet la puissance active à vide est donnée par :

$$P_{s0} = P_{js0} + P_{Fe} + P_{mec} \tag{I.40}$$

$$P_{s0} - P_{js0} = P_{Fe} + P_{mec} \tag{I.41}$$

## I.14. Essai de ralentissement

Cet essai nous permet de déterminer les paramètres mécaniques du moteur asynchrone. C'est une méthode qui est applicable pour tous les types des machines tournantes. On alimente la machine par sa tension nominale et on la laisse tourner à vide.

Ensuite on coupe l'alimentation et l'évolution de la vitesse en fonction du temps est enregistrer à l'aide d'une table traçante ou autre moyen.

Le couple électromagnétique du moteur est donné par l'équation

$$C_e = J\frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r.\Omega \qquad \text{(I.42)}$$

Le moteur tourne à vide à la vitesse $\Omega_0$ et $C_{r0}$ est son couple résistant à vide

A l'instant $t=t_1$, l'alimentation est coupée, le couple électromagnétique du moteur est réduit à zéro ($C_e=0$) et l'équation du couple s'écrit comme suit :

$$0 = J\frac{d\Omega}{dt} + C_{r0} + f_r.\Omega$$

On peut écrire aussi : $0 = \frac{J}{f_r}\frac{d\Omega}{dt} + \frac{C_r}{f_r} + .\Omega$

On pose :$\tau_m = \frac{1}{f_r}$ et$\Omega_f = -\frac{C_{r0}}{f_r}$ , sa résolution donne :

$$\Omega(t) = Ke^{-t/\tau_m} \qquad \text{(I.43)}$$

La constante K est déterminée à partir des conditions initiales.

A t = $t_1$ $\Omega(t1) = \Omega_0$ et on peut écrire : $\Omega(t) = (\Omega_0 - \Omega_f)e^{-t/\tau_m} + \Omega_f$

Après la coupure de l'alimentation, la machine continue à tourner pendant un temps $t_f$ pour qu'elle puisse s'arrêter et $\Omega(t_f) = 0 \leftrightarrow (\Omega_0 - \Omega_f)e^{-t/\tau_m} + \Omega_f = 0$

D'où: $\frac{t_f}{t_m} = Ln(\frac{\Omega_f - \Omega_0}{\Omega_f})$

La constante du temps mécanique :

$$\tau_m = \frac{t_f}{Ln(\frac{\Omega_f - \Omega_0}{\Omega_f})} \qquad \text{(I.44)}$$

Étant donné que :

$$Ln\left(\frac{\Omega_f - \Omega_0}{\Omega_f}\right) = Ln\left(1 - \frac{\Omega_0}{\Omega_f}\right) = Ln(1 - f_r\frac{\Omega_0}{\Omega_f})$$

Le coefficient de frottement $f_r$ est généralement faible d'où :

$$Ln\left(1 - \frac{\Omega_0}{\Omega_f}\right) \approx f_r\frac{\Omega_0}{C_{r0}} \qquad \text{(I.45)}$$

Par remplacement Dans l'équation (I-19), on trouve :$t_f = \tau_m . f_r \frac{\Omega_0}{\Omega_{r0}}$

.

On substitue $\tau_m = \frac{J}{f_r}$ dans l'équation précédente, on obtient :

$$t_f = \frac{J}{f_r} . f_r \frac{\Omega_0}{C_{r0}} = j\frac{\Omega_0}{C_{r0}}$$

$$\text{D'où :} \quad J = t_f \frac{C\Omega_0}{C_{r0}}$$

Donc, pour déterminer le moment d'inertie, il suffit de connaitre le couple résistant à vide $C_{r0}$ qui est donnée par :

$$C_{r0} = \frac{P_m}{\Omega_0}$$

$P_m$ : représente les pertes mécaniques

La constante mécanique $\tau_m$ peut-être calculé à partir de la courbe de ralentissement, comme il est indiqué sur la figure (I-9) et le coefficient de frottement $f_r$ est calculé à partir

De l'équation : $f_r$=44)

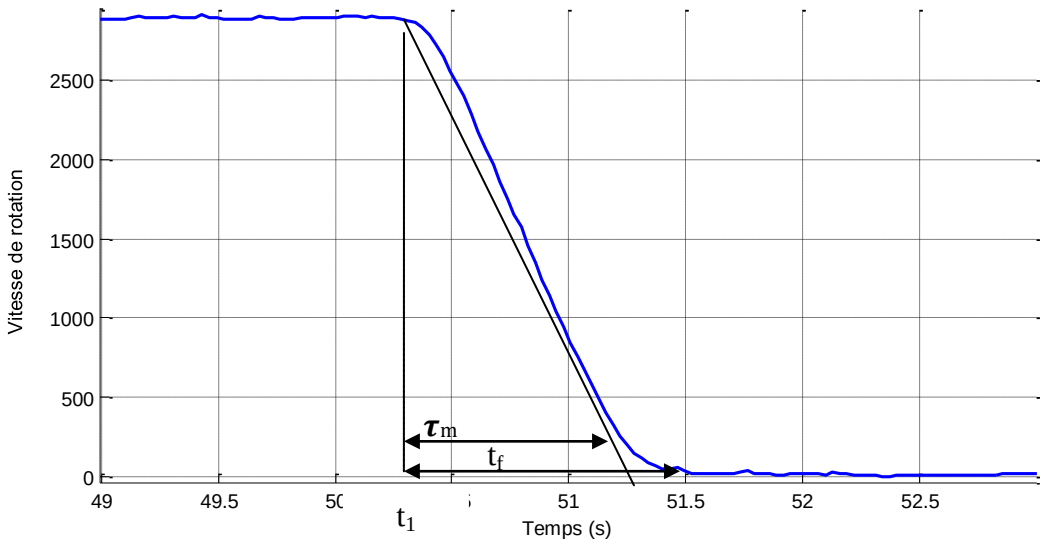



**Figure I. 18:** Essai de ralentissement effectué sur un moteur asynchrone à cage de 0.18 KW , 380 V, 50 HZ

Le relevé expérimental de la courbe ci – dessus donne [9] :

$\tau_m = 0.8s \quad t_f = 1.2s \quad C_{r0} = 0.041$ N.$m$ J = 0.0011 Kg.m$^2$ , $f_r = 0.000196$ Nm.$rad^{-1}$

## I.15. Conclusion

En conclusion, la modélisation et l'identification de la machine asynchrone sont des étapes importantes dans la compréhension du comportement de cette machine électrique largement utilisée dans l'industrie.

La modélisation de décrire le fonctionnement de la machine à partir d'équations mathématiques, tandis que l'identification permet de déterminer les paramètres de la machine à partir de mesures expérimentales. Ces deux étapes sont essentielles pour la conception et le contrôle des systèmes électriques qui utilisent des machines asynchrones les modèles développés peuvent être utilisés pour simuler et prédire le comportement de la machine dans différentes conditions de fonctionnement, ce qui peut aider les ingénieurs à concevoir des systèmes plus efficaces et plus faibles. En fin de compte, la modélisation et l'identification de la machine asynchrone contribuent à l'amélioration de l'efficacité énergétique et de la fiabilité des systèmes électrique dans de nombreux

# CHAPITRE II

# COMMANDE DTC DE LA MACHINE ASYNCHRONE

# COMMANDE DTC DE LA MACHINE ASYNCHRONE

## II.1 INTRODUCTION

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté nécessite la mise en place d'un capteur de vitesse sur l'arbre du moteur. De plus, cette commande est très sensible aux variations de paramètres de la machine (variation en fonction de la température des résistances statoriques et rotoriques, de la fréquence ou de la saturation du circuit magnétique).

Pour pallier ces problèmes de capteur de vitesse et de sensibilité aux variations paramétriques, la commande appelé "*contrôle Direct du couple* (Direct Torque Control : DTC)» [1], à été introduite en ***1985*** par [10], et [11].

Cette stratégie de commande possède l'avantage d'être indépendante des paramètres rotoriques de la machine, elle fournit une réponse de couple plus rapide et possède une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteur mécanique ou des transformations de coordonnées [12]. Enfin la réalisation pratique de la commande DTC est plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique.

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré-calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur, ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence données à la commande d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion [13].

Dans cette étude on présentera le principe du contrôle direct de couple, ainsi que les résultats obtenus par simulation.

## II.2 Principe de la commande DTC :

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur choisies selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Les erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs à hystérésis.

Selon les résultats de comparaison, un vecteur de tension est choisi parmi une table.

La structure de la commande directe du couple est donnée par La figure $(II.1)$.

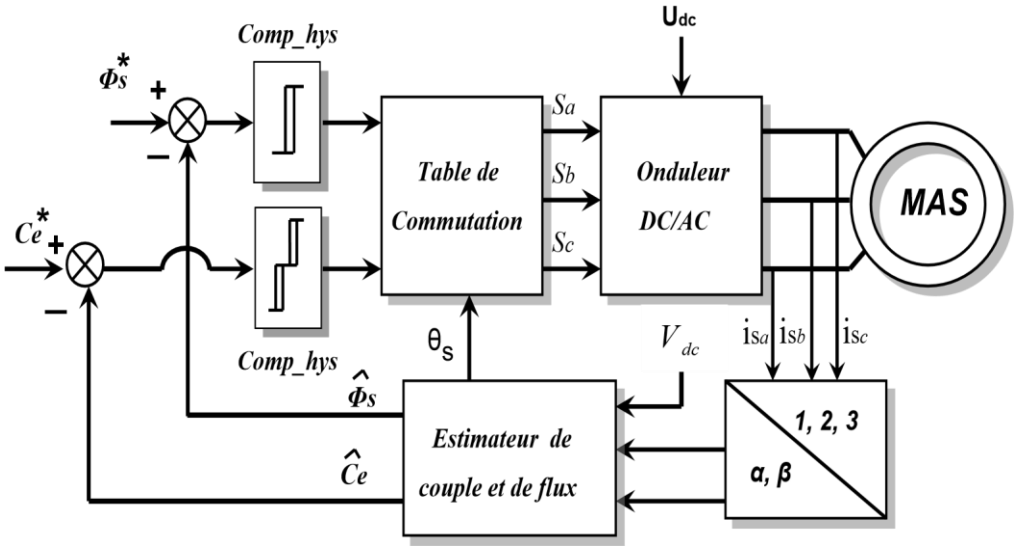



**Figure II. 1:** Structure de la commande directe du couple

## II.3 Caractéristiques principales de la commande DTC :

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont : [14]

- La commande directe de couple et du flux se fait à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide
- L'existence des oscillations du couple qui dépend de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de' l'amplitude des bandes à hystérésis.

Cette méthode de commande présente différents avantages et inconvénients qui sont énumérés ci-dessous dans le cas d'une régulation de vitesse en fonctionnement moteur.

### II.3.1 Les avantages :

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courant et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifie du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension par mli.
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courant par rapport aux tensions de commande comme dans le cas de la commande vectorielle.

- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type *PI*, tandis que dans la commande vectorielle, il est nécessaire deux régulateurs *PI* et un modulateur de *PWM*, [13].
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique car seule l'information du secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

### II.3.2 Les inconvénients :

- L 'existence de problèmes à basse vitesse.
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis).

Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

## II.4 Principe du contrôle du couple et du flux statorique :

### II.4.1 Principe du contrôle du flux statorique :

L'équation électrique aux bornes de la machine peut s'écrire en fonction des différents vecteurs tension, courant et flux, sous la forme suivante :

$$V_s = R_s . I_s + \frac{d\phi s}{dt} \qquad \text{(II.1)}$$

A partir de la relation $(II.1)$ de la tension statorique dans un repère lié au stator. On peut exprimer le flux statorique par :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s . I_s) \, . dt \qquad \text{(II.2)}$$

Sur un intervalle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage $T_e$, les commande $(S_a, S_b, S_c)$sont fixes. Par conséquent, on peut écrire :

$$\phi_s(\text{t}) = \phi_{s0} + V_s . T_e - R_s \int_0^{T_e} i_s , dt \qquad \text{(II.3)}$$

Où $\phi_{s0}$est le vecteur flux à l'instant $t = 0$, avec l'hypothèse $R_s$ reste constante.

En considérant la chute de tension $(R_s, I_s)$négligeable devant la tension $V_s$ (ce qui est vérifié lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée).

$$\phi_s = \phi_{s0} + V_s T_e \quad \text{(II.4)}$$

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_{s0} = V_s . T_e \quad \text{(II.5)}$$

L'extrémité du vecteur flux statorique $\phi_s$ (*t*) se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée $V_s$ comme il est illustré pat la figure $(II.2)$.

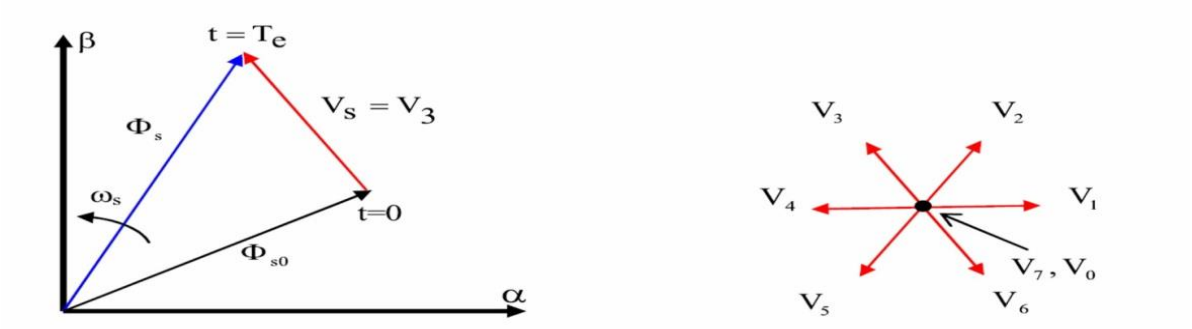



**Figure II. 2:** L'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour (R_s,I_s )négligeable

Par conséquent, en choisissant une séquence correcte du vecteur $V_s$, sur des intervalles de temps successifs de durée $T_e$, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur $\phi_s$ la trajectoire désirée. Il est alors possible de faire fonctionner la machine avec un module de flux $\phi_s$ pratiquement constant pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de $\phi_s$ une trajectoire presque circulaire si la période $T_e$ est très faible devant la période de rotation du flux statorique, lorsque le vecteur de tension $V_s$ est non nul. La direction du déplacement de l'extrémité du flux $\phi_s$est donnée par sa dérivée $\left(\frac{d\phi_s}{dt}\right)$

Ainsi, la vitesse de déplacement de l'extrémité de $\phi_s$,lorsqu 'on néglige le terme$(R_s, I_s)$, est donnée par $V_s = \frac{d\phi_s}{dt}$ La vitesse de rotation de $\phi_s$ dépend fortement du choix de $V_s$, le déplacement du flux statorique correspond à la dérivée angulaire $\left(\frac{d\theta s}{dt}\right)$Sur la figure $(II.3)$, on présente les trois directions possibles du vecteur flux $\phi_s$ . Ainsi, on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est son amplitude conserve sa valeur.

Par contre, dans le cas où $V_s$ est décalée par rapport à la perpendiculaire de flux $\phi_s$, on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure $(II.3)$.

De même, on relève que la "vitesse" de déplacement de l'extrémité du flux est nulle ou même négative, si l'on applique un vecteur tension nul [15].

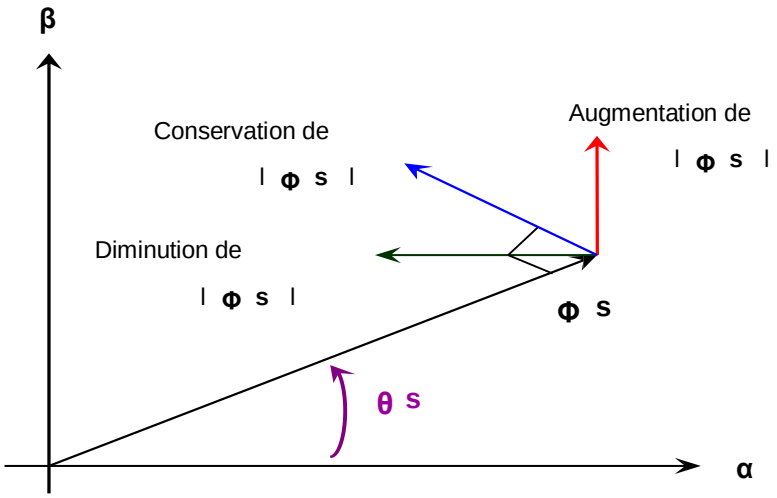



**Figure II. 3:** Présentation des trois directions possibles du vecteur flux ϕ_s

La figure *II.4* montre un exemple d'évolution de l'extrémité du vecteur $\phi_s$pour

$(V_s{=}V_3)$ avec $(R_s, I_s)$ négligeable. On constate ainsi que la composante tangentielle du vecteur tension appliquée contrôle le couple, alors, que la composante radiale agit sur l'amplitude, du flux $\phi_s$.

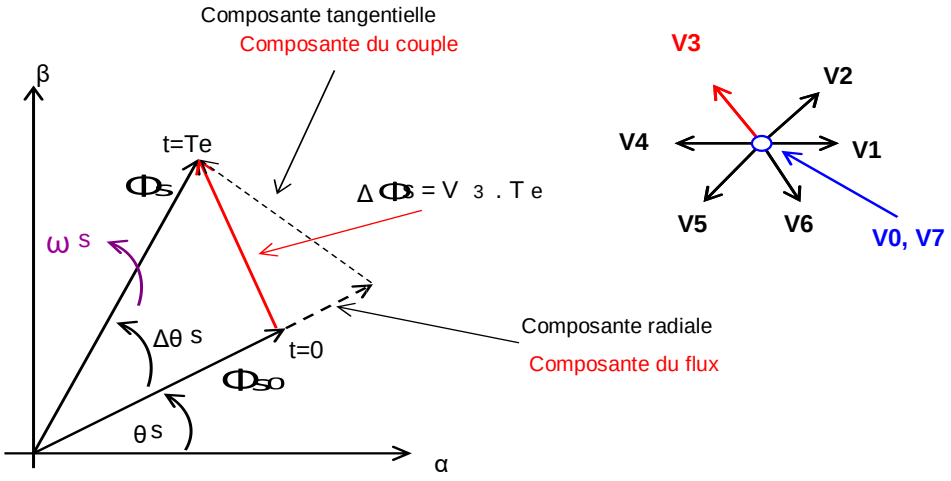



**Figure II. 4:**Exemple d'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour Rs. Is négligeable (Vs=V3)

La " composante du flux " du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de $\phi_s$et sa " composante du couple '‘, (composante tangentielle) fait varier la position de $\phi_s$ .

### II.4.2 Principe du contrôle du couple électromagnétique :

Les équations électriques de la machine asynchrone peuvent être exprimées, en grandeurs vectorielles dans le référentiel lié au stator, de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\overline{V_s}&=R_s.I_s+\frac{\overline{d\Phi_s}}{dt}\\ \overline{V_r}&=0=R_r.\overline{I_r}+\frac{\overline{d\Phi_s}}{dt}-j\omega\overline{\Phi_r}\end{aligned} \qquad \text{(II.6)}$$

A partir des expressions des flux (*I.25)*, le courant rotorique s'écrit :

$$\overline{I_r}=\frac{1}{\sigma}\left(\frac{\overline{\Phi_r}}{L_r}-\frac{L_m}{L_sL_r}\right) \qquad \text{(II.7)}$$

Avec : $\sigma=1-\frac{L_m^2}{L_sL_r}$ étant le coefficient de dispersion d'où (II.6*)* devient :

Ces relations montrent que :

- Le contrôle du vecteur $\overline{\Phi_s}$ est possible à partir du vecteur $\overline{V_s}$, à la chute de tension $R_s, I_s$ prés.
- Le flux $\overline{\Phi_r}$ suit les variations de $\overline{\Phi_s}$ avec une constante de temps $\sigma T_r$. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle $\delta$ entre les deux

Flux stator et rotor, le flux $\overline{\Phi_s}$s'exprime par :

$$\overline{\Phi_r}=\frac{L_m}{L_s}\frac{\overline{\Phi_s}}{1+j\omega\sigma T_r} \qquad \text{(II.9)}$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\delta=(\overrightarrow{\Phi_s},\overrightarrow{\Phi_r})$Couple s'exprime sous forme suivante :

$$C_e=p.\frac{L_m}{L_sL_r.\sigma}(\overline{\Phi_s}*\overline{\Phi_r})=k\|\Phi_s\|.\|\Phi_r\|\sin\delta \qquad \text{(II.10)}$$

Avec :

$\|\phi_s\|$: Module du vecteur flux stator.

$\|\phi_r\|$: module du vecteur flux rotor.

$\delta$: angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor; et $k=P.\frac{L_m}{L_s L_r .\sigma}$ constante

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\phi_s}$et $\overline{\phi_r}$ et de leur position

Relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\phi_s}$ (à partir de$\overline{V_s}$) en module et on position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\phi_s}$ $et$ $\overline{\phi_r}$, donc le couple. Ceci est bien possible si la période de commande $T_e$ de la tension $V_s$ est telle que

$T_e << \sigma T_r$ [16].

## II.5 Choix du vecteur de tension :

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, le choix du vecteur $\overline{V_s}$ dépend de :

- La position de $\overline{\phi_s}$dans le référentiel (stator)
- La variation souhaitée pour le module de $\overline{\phi_s}$
- La variation souhaitée pour le couple et du sens de rotation de $\overline{\phi_s}$

L'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. L'espace d'évolution

De $\overline{\phi_s}$ dans le stator est décomposé en six zones symétriques i, telle que représentée sur la figure (*II.5)*.

Lorsque le flux $\overline{\phi_s}$ se trouve dans une zone *i*, le contrôle du flux et du couple peut être

Assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes :

- Si $V_{i+1}$est sélectionné alors $\phi_s$ croit et $C_e$ croit,
- Si $V_{i-1}$ est sélectionné alors $\phi_s$ croit et $C_e$ décroît,
- Si $V_{i+2}$ est sélectionné alors $\phi_s$ décroît et $C_e$ croit,
- Si $V_{i-2}$est sélectionné alors $\phi_s$ décroît et Ce décroît,

Si $V_0$ ou $V_7$ sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\phi_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\phi_{ss}$ reste inchangé.

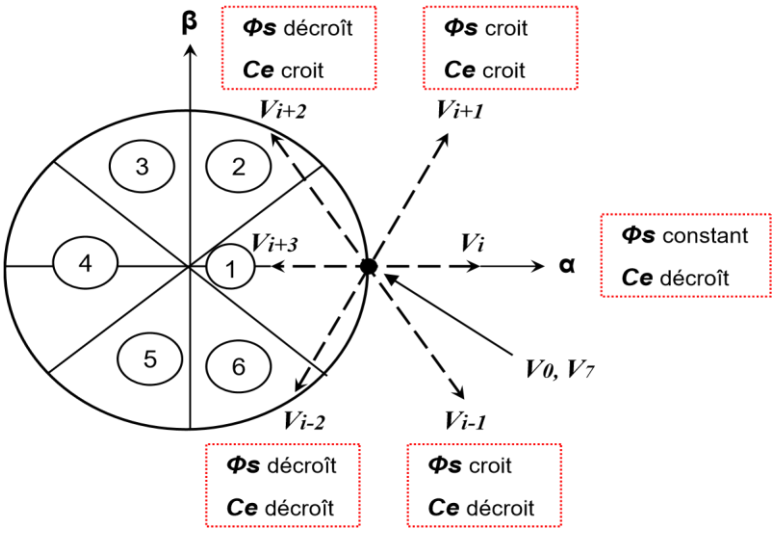



**Figure II. 5:** Choix du vecteur tension

En début de zone, voir la figure *II.6*, les vecteurs $V_{i+1}$ *et* $V_{i-2}$ sont perpendiculaires à $\phi_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\phi_s$, alors en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs$V_{i+1}$ et $V_{i+2,}$ il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude $\phi_s$ en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Les vecteurs Vi et $V_{i+3}$ ne sont pas utilisés quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux car la composante du flux est très forte avec un couple nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par apport à leurs références, ainsi que la position du vecteur $\phi_s$.

Les variations du flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.

Un estimateur de flux en module et en potion ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

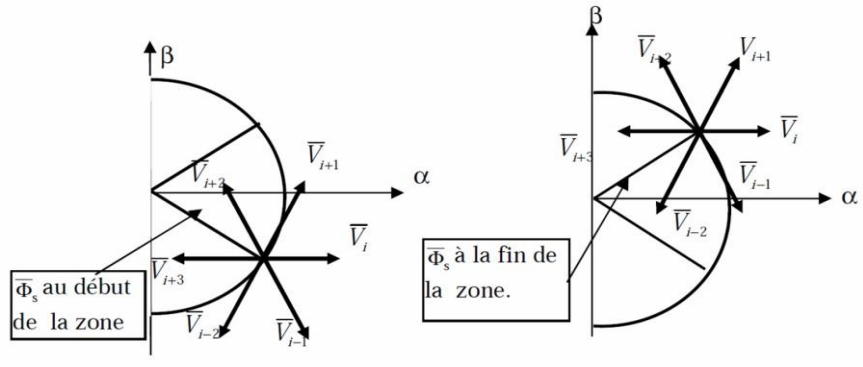



**Figure II. 6**: Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

## II.6 Structure de la commande directe du couple de la MAS :

TAKHHASHI a proposé une stratégie de commande de couple et de flux qui est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en des périodes, de durée Te déduites.
- Pour chaque période, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la *MAS.*
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- L'estimation du couple électromagnétique de la *MAS* est alors possible grâce à l'estimation des composantes du flux et aux mesures des courants de ligne.
- L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduit dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire $K_\Phi$.
- L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux $K_C$.

L'utilisation de trois états pour régler le couple a été proposée pour essayer de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car, la dynamique du couple est en général, plus rapide que celle du flux.

Le choix de l'état de l'onduleur $V_0$et $V_7$ est effectué dans un tableau de localisation en utilisant les variables logique $K_C$,$K_\Phi$, et selon le secteur angulaire $\theta_i$ dans lequel se trouve le vecteur flux stator.

## II .7 Détermination du secteur d'évolution du vecteur flux statorique :

La position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques, voir la figure $(II.7)$.

$$-\frac{\pi}{6}+(i-1)\frac{\pi}{3}\le\theta_i\le\frac{\pi}{6}+(i-1)\frac{\pi}{3} \qquad (II.11)$$

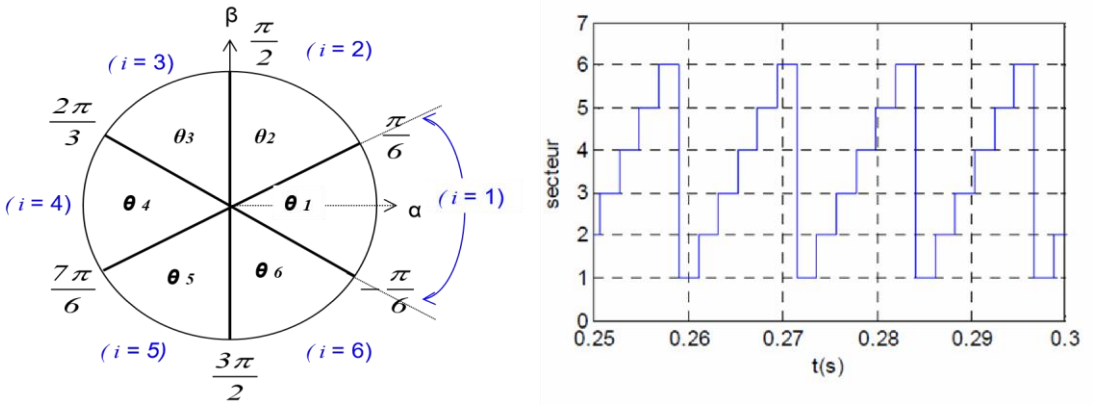



***Figure II. 7:*** *Secteur d'évolution du vecteur flux statorique*

## II.8 Les estimateurs :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statoriques.

### II.8.1 Estimateur du flux statorique :

L'estimateur du flux est réalisé à partir des mesures des grandeurs statoriques (courant et tension) de la machine.

A partir des commande $(S_a, S_b, S_c)$et de la tension $V_{dc}$, on détermine les valeurs des Tensions $V_{s\alpha} et\ S_{s\beta}$ en appliquant la transformation de Concordia : [17]

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}.V_{dc}.\left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)\right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}.V_{dc}.[S_b - S_c] \end{cases} \quad (II.12)$$

De même, les courant $i_{s\alpha}\ et\ i_{s\beta}$sont obtenus à partir de l'application de la transformation

De Concordia aux courants $(i_{s\alpha}, i_{sb}, i_{sc})$ mesurés :

$$i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s\alpha}$$
$$i_{s\beta} = 2.(i_{sb} - i_{sc}) \quad (II.13)$$

L'utilisation de la relation $(II.2)$, permet alors de déterminer directement les composantes $(\alpha, \beta)$ du vecteur flux statorique $\phi_s$ :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})\mathrm{dt}$$
$$\phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta})\mathrm{dt} \quad (II.14)$$

Dont le module s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{(\phi_{s\alpha})^2 + (\phi_{s\beta})^2} \quad (II.15)$$

La zone $\theta_{i\,i}$dans laquelle se situe le vecteur $\phi_{s\ s}$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$

En effet, l'angle $\theta_s$ entre le référentiel $(\alpha, \beta)$et le vecteur $\phi_s$ est obtenu à partir de la

Relation suivante :

$$\theta_s = arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad \text{(II.16)}$$

### II.8.2 Estimateur du couple électromagnétique :

Le couple est estimé directement à partir des grandeurs estimées du flux ($\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$) et des grandeurs calculées du courant $i_{s\alpha}\ et\ i_{s\beta}$:

$$C_e = P\left(\Phi_{s\alpha}.i_{s\beta} - \Phi_{s\beta}.i_{s\alpha}\right) \quad \text{(II.17)}$$

## II.9 Élaboration du vecteur de commande :

### II.9.1 Le correcteur du flux :

Le correcteur à hystérésis commande la vitesse de rotation du vecteur flux statorique. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire comme le montre la figure $(II.8)$.

Lorsque le flux se trouve dans la zone *N=1, Vi*$_{+1}$ ou $V_{i-1}$ sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et $V_{i+2\ ou}\ V_{i-2}$ sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux [18].

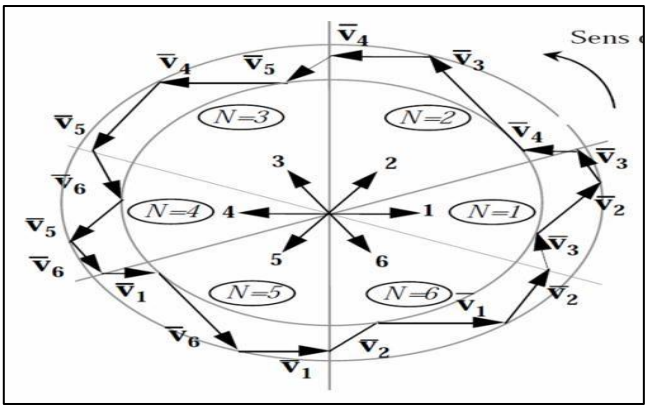



**Figure II. 8:** Sélection des vecteurs VS correspondants au contrôle de l'amplitude de ϕS

Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment non de l'amplitude de cette l'erreur.

Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne :

- *1*: lorsque l'erreur de flux est positive
- *0* : lorsque l'erreur de flux est négative

Le choix du correcteur à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la plus adaptée à la commande étudiée, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux $\phi_s$, dans une couronne circulaire.

La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée $(k_\phi = 1)$ou diminuée $(k_\phi = 0)$ de façon a la maintenir (voir la figure *II.9)* :

$$|\phi_s^* - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \qquad \text{(II.18)}$$

Avec :

$\phi_s^*$: est le flux de référence

$\phi_s$: est le flux d'estime

$\Delta\phi_s$: est la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur

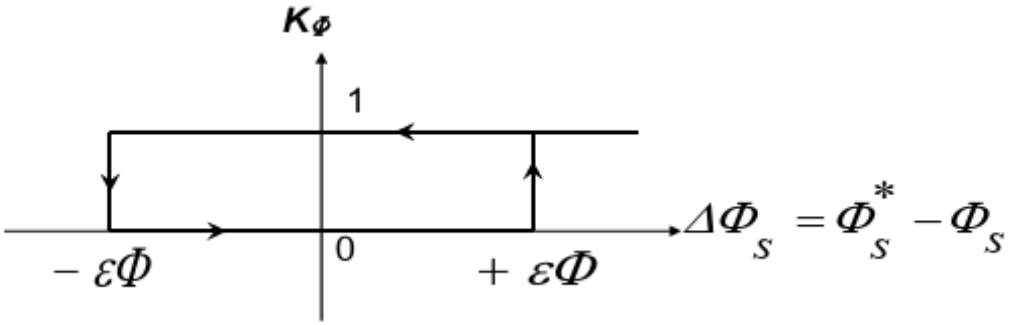



**Figure II. 9**: Correcteur du flux à hystérésis à deux niveaux

On peut écrire ainsi :

Si $\Delta\phi_s > \varepsilon\phi$ Alors $k_\phi$=1

Si $0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon\phi$ et $\frac{d}{dt}\Delta\phi_s > 0$ Alors $k_\phi$=0

Si $0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon\phi$ et $\frac{d}{dt}\Delta\phi_s < 0$ Alors $k_\phi$=1

Si $\Delta\phi_s \leq \varepsilon\phi$ Alors $k_\phi$=0

Si $\Delta\phi_s \leq \varepsilon\phi$ ou $\Delta\phi_s > \varepsilon\phi$ signifie que le flux statorique est en train de sortie de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il faut imposer un vecteur tension qui a pour action de diminuer le module du flux statorique. Dans le seconde, on impose un vecteur tension qui a pour action d'augmenter le module du flux statorique [19].

### II.9.2 Le correcteur du couple :

Ce correcteur a pour fonction de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_e^* - C_e| \leq \Delta C_s \quad \text{(II.19)}$$

Avec :

$C_e^*$ : est le couple de référence

$C_e$ : est le couple estimé

$\Delta C_e$ : est la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur

Deux solutions, peuvent être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux

#### II.9.2.1 Correcteur à deux niveaux :

Le correcteur a deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans à l'un seul sens de rotation. Ainsi, seul les vecteur $V_{i□1}$ et$V_{i□2}$ et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnes pour faire évoluer le vecteur flux [20]. Dans ce cas, le couple électromagnétique ne peut être diminué que par la sélection des vecteurs nuls.

On peut choisir le vecteur tension nul de manière à ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée [21].

Le changement de sens de rotation du moteur dans ce type de correcteur se fait par croissement des phases du moteur.

#### II.9.2.2 Correcteur à trois niveaux :

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif, le correcteur est caractérisé par une sortie booléenne, tels que $K_c$ et une bande d'hystérésis $\varepsilon_{ce}$ .

La sortie du correcteur, indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée $(K_{c=}1)$, réduite $(K_c=-1)$ ou maintenue $(K_c=0)$ voir la figure *II.10.*

En effet, pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs Vi$_{-1}$ ou $V_{i-2}$ ce qui permet une décroissance rapide du couple électromagnétique.

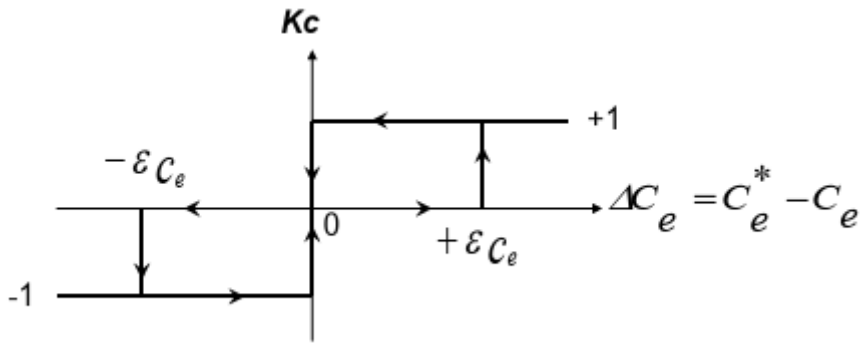



**Figure II. 10:** Correcteur du flux à hystérésis à trois niveaux Pour le réglage du couple électromagnétique

Le comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

Si $\Delta C_e > \varepsilon_{ce}$ Alors $k_c$=1

Si $0 \leq \Delta C_c \leq \varepsilon_{ce}$ et $\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$ Alors $k_c$=0

Si $0 \leq \Delta C_c \leq \varepsilon_{ce}$ et $\frac{d}{dt}\Delta C_e < 0$ Alors $k_c$=1

Si $\Delta C_e > \varepsilon_{ce}$ Alors $k_c$=1

Si $\Delta C_e \leq -\varepsilon_{ce}$ Alors $k_c$= -1

Si $-\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e \leq 0$ et $\frac{d}{dt}\Delta C_e < 0$ Alors $k_c$=0

Si $-\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e \leq 0$ et $\frac{d}{dt}\Delta C_e > 0$ Alors $k_c$=-1

Ce choix d'augmentation du nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [12].

## II.10 Élaboration de la table de commutation :

### II.10.1 Stratégie de commutation dans la commande directe du couple :

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la combinaison des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis.

En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple électromagnétique, plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnes pour une combinaison donnée du flux et du couple, le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune

d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant. Les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants [21].

## II.10.2 Analyse des différentes stratégies de commutation :

### II.10.2.1 Fonctionnement à deux quadrants :

Pour une vitesse positive, deux vecteurs tension (en avant) $V_{i+1}$ et $V_{i+2}$ seulement peuvent être appliqués pour augmenter le couple selon le flux statorique exigé.

Pour diminuer le couple, il est possible d'appliquer les vecteurs tension radiaux Vi et $Vi_{+3}$ ou le vecteur nul [16].

### II.10.2.2 Fonctionnement à quatre quadrants :

Afin d'améliorer les performances dynamiques de la commande DTC à basse vitesse et assure le fonctionnement en quatre quadrants, il est nécessaire d'appliquer les vecteurs tension (en arrière) $V_{i-1}$ et$V_{i-2}$ dans le contrôle du couple et du flux.

Cette stratégie exige du flux de tourner dans les deux sens de rotation, même à très basse vitesse. Cela induit de larges valeurs de pulsation rotorique, lesquelles sont exigées quand le couple doit diminuer rapidement. Cette stratégie permet d'obtenir un très bon contrôle du flux statorique même à très basse vitesse [16].

Dans notre travail, nous utilisons une table qui fonctionne dans les quatre quadrants.

## II.10.3 Table du commutation :

La table de commutation est construite en fonction de l'état des variables $K_\Phi$ et $K_c$, et de la zone $N_i$ de la position du flux $\Phi_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

| Flux | Couple | Secteur $N_i$ | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $K_\Phi$ | $K_c$ | *I=1* | *I=2* | *I=3* | *I=4* | *I=5* | *I=6* |
| *1* | 1 | $V_2$ | $V_3$ | $V_4$ | $V_5$ | $V_6$ | $V_1$ |
| | 0 | $V_7$ | $V_0$ | $V_7$ | $V_0$ | $V_7$ | $V_0$ |
| | -1 | $V_6$ | $V_1$ | $V_2$ | $V_3$ | $V_4$ | $V_5$ |
| *0* | 1 | $V_3$ | $V_4$ | $V_5$ | $V_6$ | $V_1$ | $V_2$ |
| | 0 | $V_0$ | $V_7$ | $V_0$ | $V_7$ | $V_0$ | $V_7$ |
| | -1 | $V_5$ | $V_6$ | $V_1$ | $V_2$ | $V_3$ | $V_4$ |

**Tableau II. 1**: La table de commutation avec correcteur du couple à trois niveaux

Il est à noter que la fréquence de commutation dépend de l'amplitude de la bande d'hystérésis au flux utilisée. Plus la largeur de la bande est faible, plus la fréquence est élevée.

## II.11 Structure générale du contrôle direct de couple :

La figure *II.11*, représente les éléments essentiels d'un système *MAS _DTC*. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage $T_e$ est très petite vis-à-vis des constantes de temps de la machine.

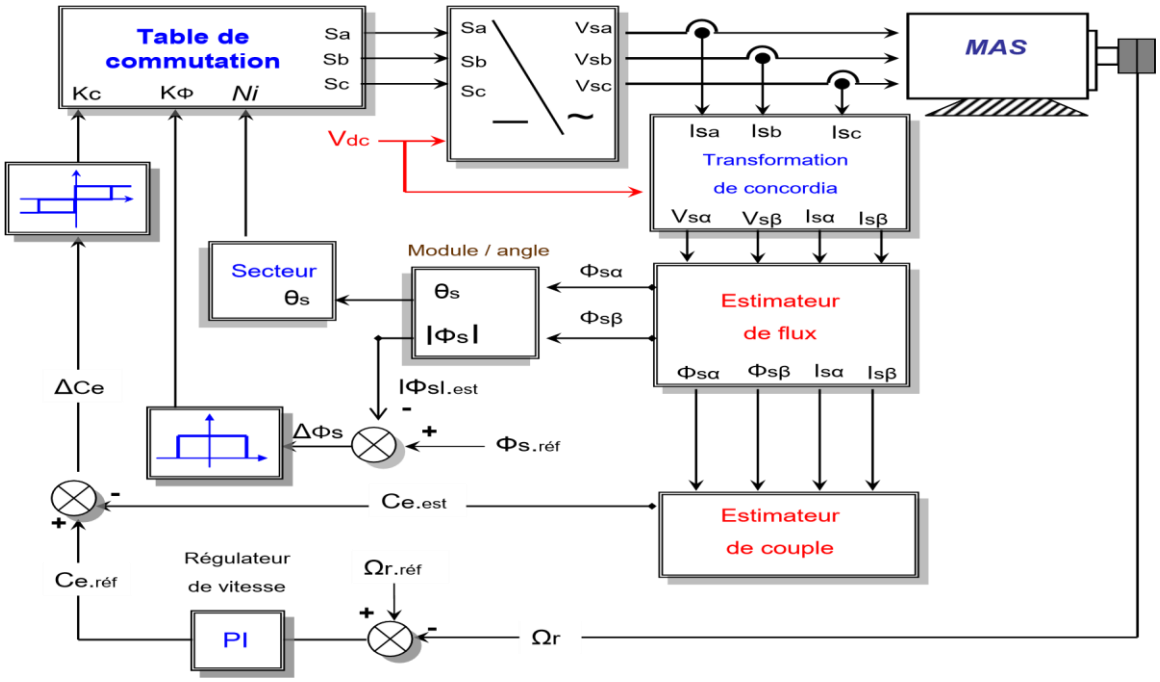



**Figure II. 11:** Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur $V_s$ sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse.

## II.12 Régulateur PI :

Un régulateur PI (proportionnel-intégral) est un type de régulateur utilisé en ingénierie de contrôle pour stabiliser et maintenir une variable de processus à une valeur de consigne souhaitée. Il combine à la fois des termes proportionnels et intégraux pour ajuster la sortie du régulateur en fonction de l'écart entre la variable de processus et la consigne.

Le régulateur PI est souvent utilisé pour réduire les erreurs à l'état permanent (erreur statique) et améliorer la précision du contrôle. Le terme proportionnel prend en compte l'écart instantané entre la variable de processus et la consigne, tandis que le terme intégral cumule les erreurs passées pour réduire l'erreur à long terme.

La formule générale d'un régulateur PI peut être exprimée comme suit :

$$u(t) = K_p * [e(t) + \left(\frac{1}{T_i}\right) * \int e(t)dt]$$

Où :

- u(t) est la sortie du régulateur à un instant t.

- e(t) est l'écart entre la variable de processus et la consigne à un instant t.

- $K_p$ est le gain proportionnel, qui détermine l'ampleur de la réponse du régulateur proportionnel.

- Ti est la constante de temps intégrale, qui contrôle la vitesse à laquelle les erreurs passées sont intégrées.

Le réglage optimal des paramètres $K_p$ et Ti dépend du système de contrôle spécifique et des exigences de performance. Des techniques de réglage automatique comme la méthode de Ziegler-Nichols peuvent être utilisées pour estimer initialement ces paramètres, puis des ajustements fins peuvent être effectués en fonction des résultats pratiques.

En résumé, un régulateur PI est un outil couramment utilisé dans le domaine de l'ingénierie de contrôle pour améliorer la précision du contrôle en ajustant la sortie du régulateur en fonction des écarts entre la variable de processus et la consigne.

## II.13 Résultats de simulation et interprétation :

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à une machine de *1.5 KW*, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe *A*, est simulé sous l'environnement *Matlab / Simulink.*

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à *+0. 25N.m*;
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à *+0.005Wb*;
- La valeur de référence du flux statorique est $\phi_{s\,réf}$ *=1Wb* ;

### II.13.1 Démarrage à vide

On a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par *PI* classique de la machine asynchrone avec contrôle directe du couple *DTC*, schématisé par la figure $(II.11)$, lors d'un démarrage à vide avec $\Omega_{ref}$*120 rad / s*.

On remarque que de bonnes performances dynamiques et statiques sont obtenues.

La réponse de la vitesse à un échelon de *120 rad /s* montre que la *DTC* présente une

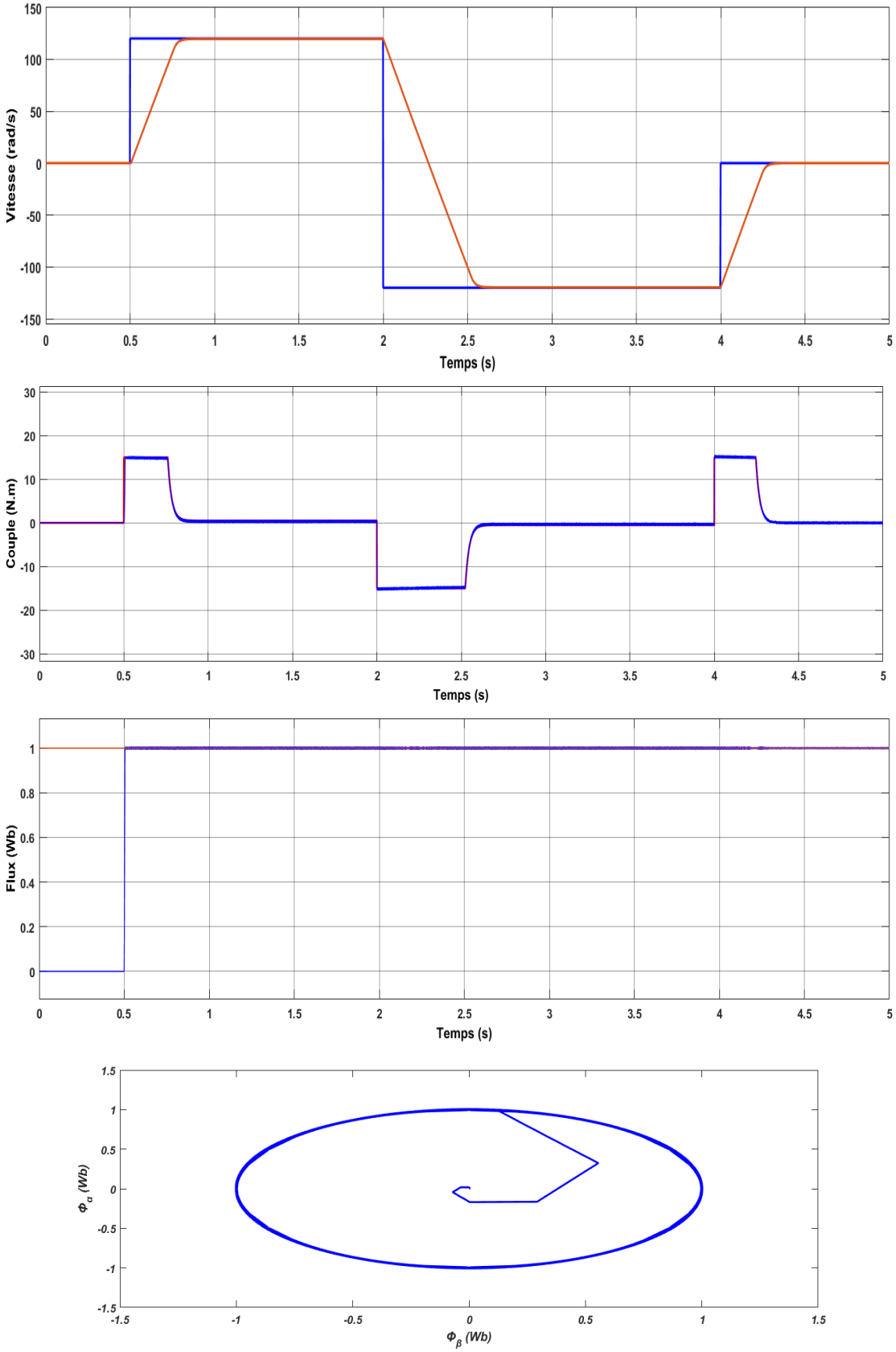



**Figure II. 12:** Réponses du système à vide

## II.13.2 Démarrage en charge

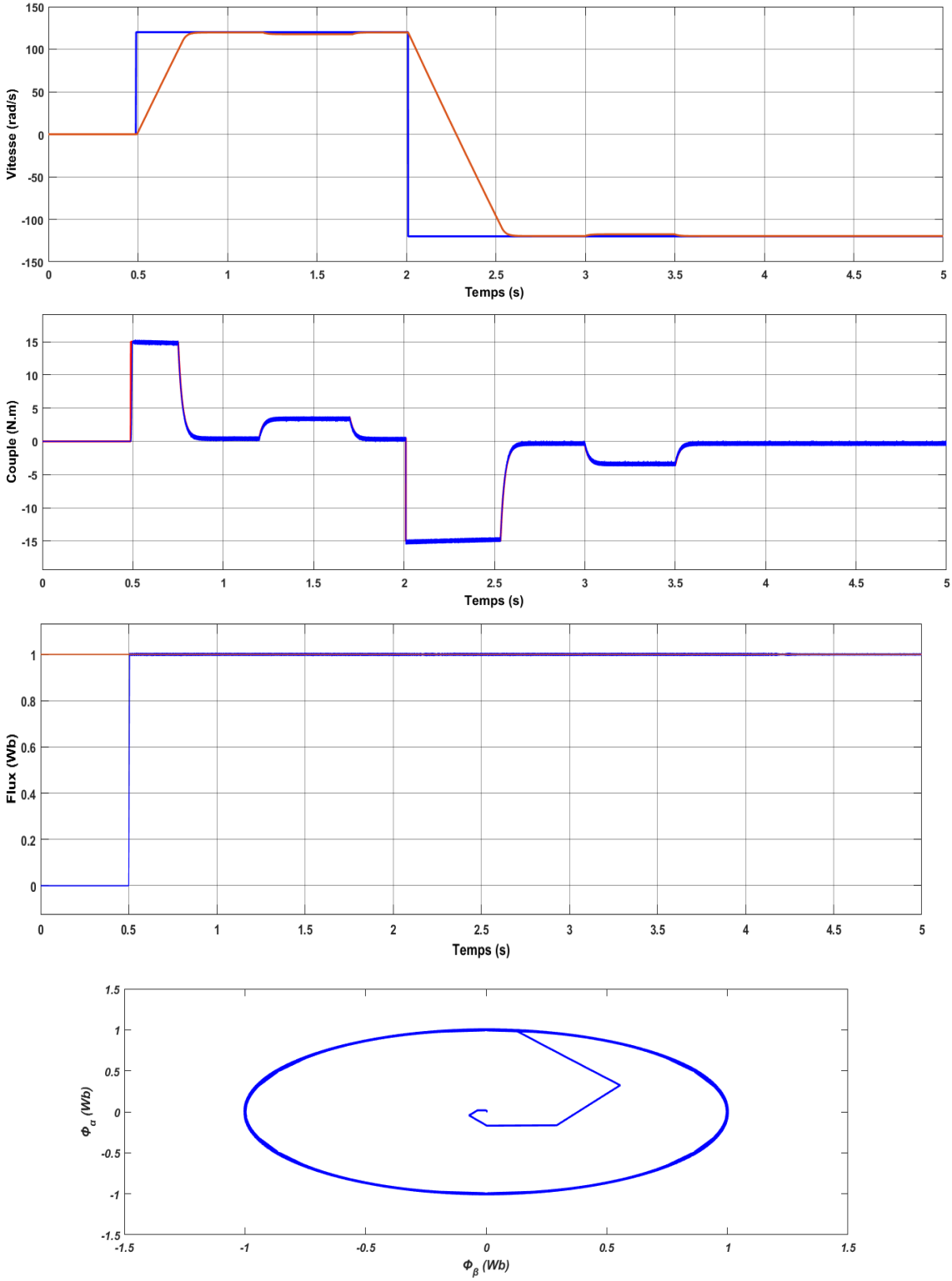



**Figure II. 13:** Réponses du système en charge

## II.14. Conclusion :

La DTC (Direct Torque Control) est une technique de commande avancée utilisée dans les machines asynchrones pour améliorer leur performance. Cette technique permet un contrôle précis et rapide du couple de la machine, sans la nécessité d'un capteur de position ou de vitesse.

Au cours de ce chapitre, nous avons examiné les principes fondamentaux de la DTC pour les machines asynchrones, y compris les avantages et les inconvénients de cette technique de commande. Nous avons également discuté des différents blocs fonctionnels nécessaires à la mise en œuvre de la DTC.

En fin de compte, la DTC offre un contrôle amélioré de la machine asynchrone par rapport aux techniques traditionnelles de commande de couple. Elle permet une réponse dynamique plus rapide, une précision accrue et une efficacité énergétique améliorée. Cependant, elle peut être plus complexe à mettre en œuvre et nécessite des calculs rapides et précis pour un fonctionnement optimal.

# CHAPITRE III

# IMPLÉMENTATION COMMANDE DTC DE LA MACHINE ASYNCHRONE

## III .1 Introduction :

La commande DTC (Direct Torque Control) est un type de commande vectorielle pour un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone. Son objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les courants alimentant le stator de la machine et la vitesse de rotation. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures. En ce qui concerne la connaissance de la machine, la valeur de la résistance statorique est nécessaire pour calculer le flux. Cette résistance est amenée à varier dans le temps, et ce paramètre doit donc être parfaitement connue pour une telle commande.

Dans ce chapitre, nous réalisons Le banc d'essai pour l'implantation de cette commande sera présenté avec l'essentiel du détail. Ensuite uneétude expérimentale sur la robustesse de la DTC sera examinée et commentée

## III .2 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI :

En cette partie On va présenter le banc d'essai que nous avons mis en œuvre pour la réalisation de la commande direct du couple une machine asynchrone. Le banc d'essai est illustré sur la figure III.1 et qui comporte:

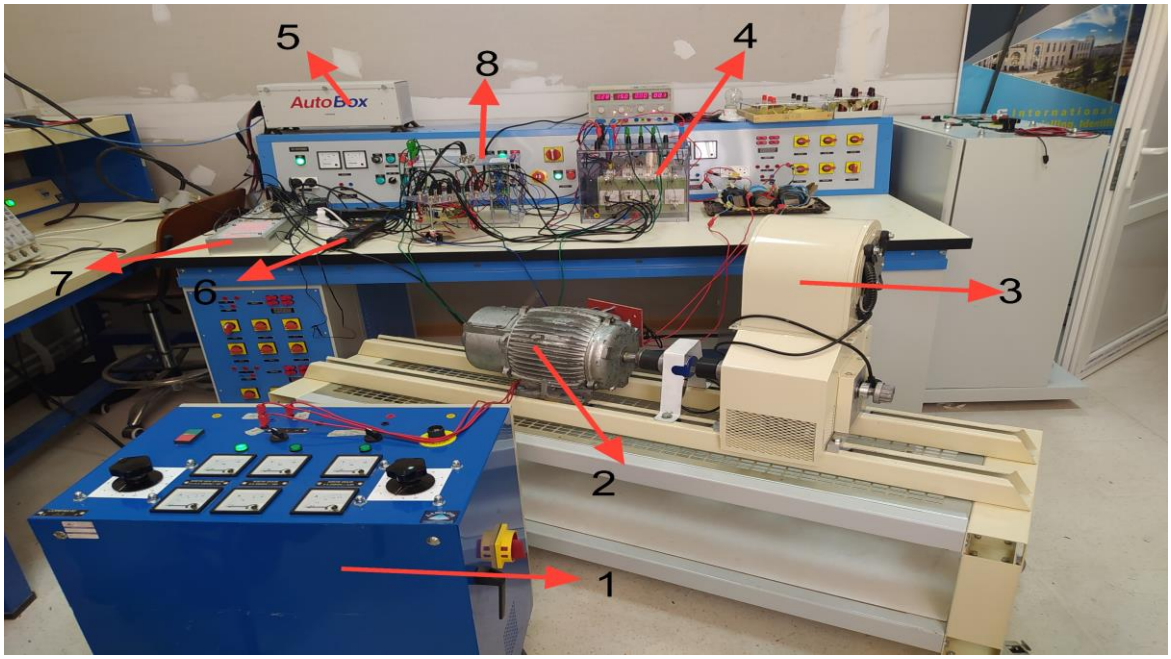



**Figure III. 1:** Le banc de essais

1. Autotransformateur
2. Moteur asynchrone
3. Frein à poudre
4. Onduleur
5. Autobox
6. Capteur de tension
7. Interfaces dspace
8. Capteur de courant

- ***Moteur asynchrone :***

La commande est appliquée sur une machine, 1.5kW, 230/460V, 3.4A, 1425 tr/min, à une génératrice à courant continue.

- ***L'autotransformateur :***

En a utilisé un autotransformateur (0-440V entre phases, 6A) qui permet de varier la tension sur le bus continu à l'entrée du pont redresseur à diodes.

- **Convertisseur statique :**

Il est composé d'un redresseur triphasé à diodes, deux condensateurs.

- ***L'onduleur de tension***

Il est constitué de 3 bras formant un pont à IGBT.

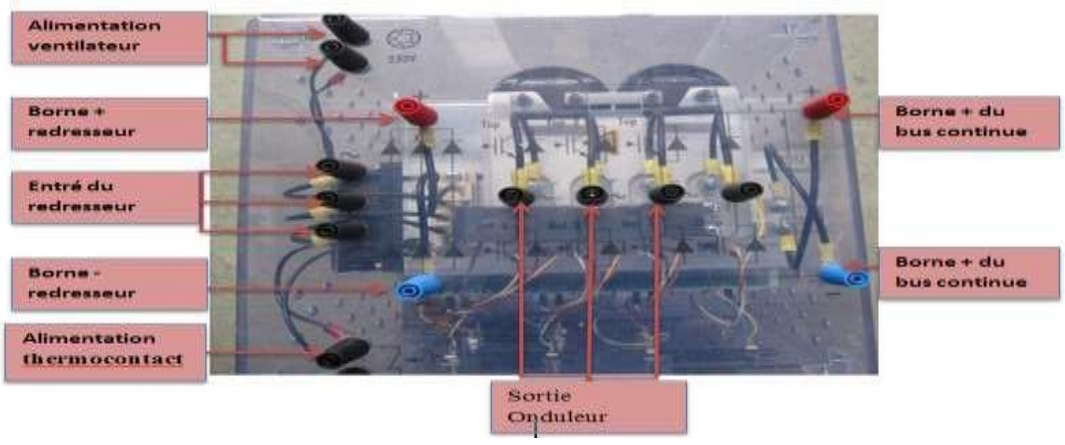



**Figure III. 2:** Montage didactique vue de dessus

## III.3 Chaine d'acquisition

Les capteurs du banc d'essai (utilisés lors de ce projet) sont les suivants :

- 2 capteurs de courant LEM LA 25-NP pour la mesure des courants statoriques.
- 2 capteurs de tension LEM LV 25-P pour la mesure des tensions entre phases sur la machine**.**
- Boîtier convertisseur 5/15V DC. Les drivers doivent être alimentés en 0-15V or la carte
- DSPACE délivre des signaux entre 0-5V, d'où la nécessité d'une interface de puissance (circuit DM7417N).

### III.3.1 Boîtier convertisseur 5/15V DC :

L'alimentation des drivers avec une tension de 0-15V DC à partir d'une source de tension de 5V DC, Nous pouvons utiliser un boîtier convertisseur DC-DC. Ce type de convertisseur permet de convertir une tension continue d'une valeur donnée en une autre valeur de tension continue. Pour notre cas spécifique, nous besoin d'augmenter la tension de 5V DC à 15V DC. Nous utilisons un convertisseur DC-DC élévateur de tension, également connu sous le nom de convertisseur élévateur (boost Converter en anglais). Ce type de convertisseur est conçu pour augmenter la tension d'entrée à une tension de sortie supérieure.

Voici quelques points à prendre en compte lors du choix d'un convertisseur DC-DC pour votre application :

**1. Tension d'entrée** : Assurez-vous de sélectionner un convertisseur DC-DC qui accepte une tension d'entrée de 5V DC. Certains convertisseurs sont conçus pour fonctionner dans une plage de tension d'entrée spécifique, alors vérifiez les spécifications du convertisseur pour vous assurer qu'il est compatible avec votre tension d'entrée.

**2. Tension de sortie** : Choisissez un convertisseur DC-DC qui peut fournir une tension de sortie de 15V DC. Assurez-vous que la tension de sortie est réglable dans la plage souhaitée (0-15V dans votre cas).

**3**. **Courant de sortie** : Vérifiez que le courant de sortie du convertisseur DC-DC est suffisant pour alimenter vos drivers. Assurez-vous que le courant de sortie nominal du convertisseur est supérieur ou égal à la somme des courants de fonctionnement des drivers.

**4. Efficacité** : La conversion de tension n'est jamais totalement efficace, donc il est recommandé de choisir un convertisseur DC-DC avec une efficacité élevée pour minimiser les pertes d'énergie et la dissipation thermique.

**5. Protection et fonctionnalités supplémentaires** : Certains convertisseurs DC-DC offrent des fonctionnalités supplémentaires telles que la protection contre les surtensions, les courts-

circuits et les températures élevées. Ces fonctionnalités peuvent contribuer à assurer la fiabilité et la sécurité de votre système.

Lors de la sélection d'un convertisseur DC-DC, consultez les spécifications techniques du produit, les documents du fabricant et, si possible, des références ou des avis d'utilisateurs pour vous aider à choisir le convertisseur le mieux adapté à votre application.

### III.3.2 Les capteurs de tension LEM LV 25-P :

Les capteurs de tension LEM LV 25-P Sont des capteurs de tension à effet Hall conçus pour mesurer les tensions entre phases dans les systèmes électriques. Ils sont souvent utilisés dans des applications telles que la surveillance de la tension d'alimentation dans les machines électriques.

#### III.3.2.1 Les caractéristiques clés des capteurs de tension LEM LV 25-P :

**1**. **Principe de fonctionnement** : Les capteurs LV 25-P utilisent le principe de l'effet Hall pour détecter et mesurer les variations de champ magnétique causées par la tension électrique. Ils convertissent cette variation en un signal de tension proportionnel à la tension mesurée.

**2. Plage de tension :** Les capteurs LEM LV 25-P sont conçus pour mesurer des tensions continues comprises entre ±25 V. Cela signifie qu'ils peuvent mesurer les tensions entre phases allant jusqu'à 50 V (en tenant compte des tensions négatives et positives).

**3. Isolation galvanique** : Les capteurs LV 25-P offrent une isolation galvanique entre la tension mesurée et le circuit de mesure, ce qui permet de garantir la sécurité et d'éviter les interférences entre les différents systèmes.

**4. Sortie de signal** : Ces capteurs produisent une sortie de signal proportionnelle à la tension mesurée. La sortie est généralement de type tension, avec une plage de tension typique de 0-5 V ou 0-10 V, en fonction du modèle spécifique.

**5. Montage et installation** : Les capteurs LV 25-P sont généralement faciles à installer, car ils peuvent être montés directement sur un rail DIN ou sur une surface plane à l'aide de vis. Ils sont compacts et prennent peu de place.

**6**. **Précision** : La précision de mesure des capteurs LEM LV 25-P dépend du modèle spécifique, mais elle est généralement très bonne, avec des valeurs typiques d'environ ±1 %.

Il est important de noter que les spécifications exactes et les caractéristiques des capteurs LEM LV 25-P peuvent varier en fonction du modèle spécifique. Il est donc recommandé de consulter la documentation technique fournie par le fabricant ou de contacter directement

LEM pour obtenir des informations détaillées sur le modèle particulier que vous souhaitez utiliser.

### III.3.3 Carte dspace 1103 :

La carte DS1103 est une carte d'extension utilisée dans les systèmes de prototypage et de développement en temps réel. Elle est fabriquée par dSPACE, une société spécialisée dans les outils de développement de systèmes de contrôle en temps réel.

La carte DS1103 dispose des éléments suivants :

- Processeur
- Interfaces d'E/S
- Mémoire
- Connecteurs
- Alimentation

**1. Processeur** : La carte est équipée d'un processeur puissant capable d'exécuter des applications en temps réel. Le modèle exact du processeur peut varier en fonction de la version de la carte.

**2. Interfaces d'E/S** : La carte DS1103 offre une variété d'interfaces d'entrée/sortie pour se connecter à des capteurs, des actionneurs et d'autres dispositifs externes. Cela peut inclure des entrées analogiques, des sorties analogiques, des entrées numériques, des sorties numériques, des interfaces de communication comme CAN, LIN, FlexRay, Ethernet, etc.

**3. Mémoire :** La carte DS1103 dispose généralement d'une mémoire intégrée pour stocker des programmes et des données en temps réel. La capacité de mémoire peut varier en fonction de la version de la carte.

**4. Connecteurs :** La carte est dotée de connecteurs permettant de la relier à d'autres dispositifs ou à d'autres cartes d'extension. Ces connecteurs peuvent prendre en charge différentes normes de connectivité, telles que PCI, PCIe, ou encore des connecteurs propriétaires de dSPACE.

**5. Alimentation :** La carte DS1103 nécessite une alimentation électrique externe pour fonctionner. Les spécifications de l'alimentation peuvent varier, il est donc important de se référer aux recommandations fournies par dSPACE.

Il convient de noter que les spécifications exactes de la carte DS1103 peuvent varier en fonction de la version spécifique de la carte. Il est recommandé de consulter la documentation officielle de dSPACE ou de contacter le support technique de dSPACE pour obtenir des informations précises sur la version particulière de la carte DS1103 que vous utilisez ou envisagez d'utiliser**.**

### *III.3.4* Interface control desk :

Le logiciel CONTROL DESK est une interface graphique nous permettant la visualisation de toutes les variables (de contrôle, de retour capteur ...) disponibles sur les schémas Simulink/Dspace de la commande. CONTROL DESK, allié à DSPACE qui offre des blocs (sous Simulink) propres à la commande des machines, nous permet d'avoir accès à tous les signaux utiles à la commande de la machine et à une bonne compréhension du système. Prenons quelques exemples de signaux régulièrement visualisés : les courants statoriques et leurs valeurs efficaces, les signaux de commande les tensions composées statoriques et leurs valeurs efficaces ...

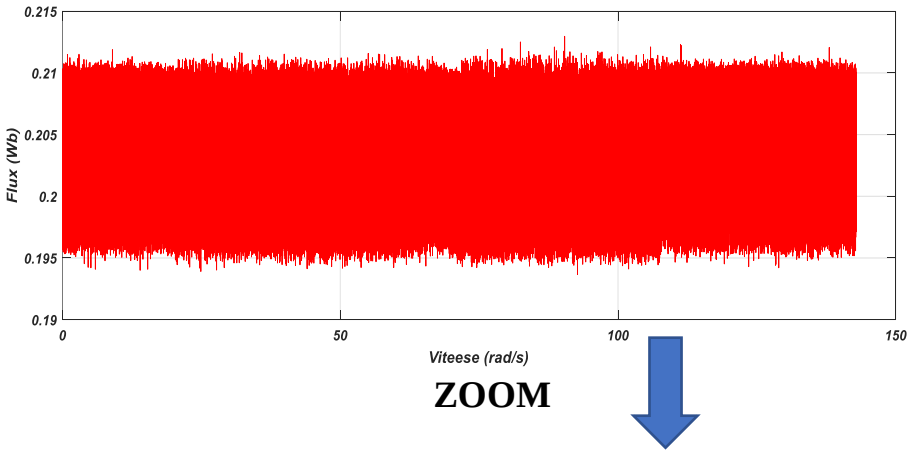
Les signaux entrent et sortent de la carte dSPACE passent par le CONTROL PANEL

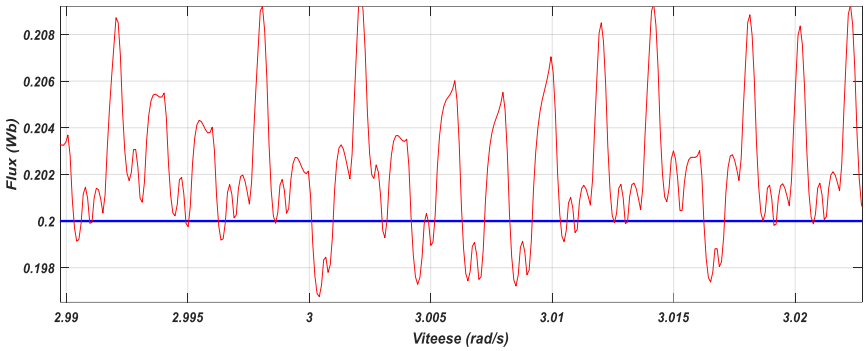
Qui est considéré comme un intermédiaire entre la carte dSPACE et l'autre carte. [14]

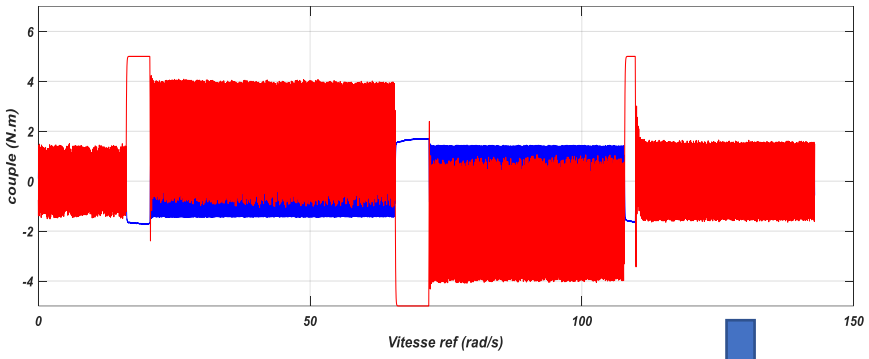


**Figure III. 3:** CONTROL PANEL

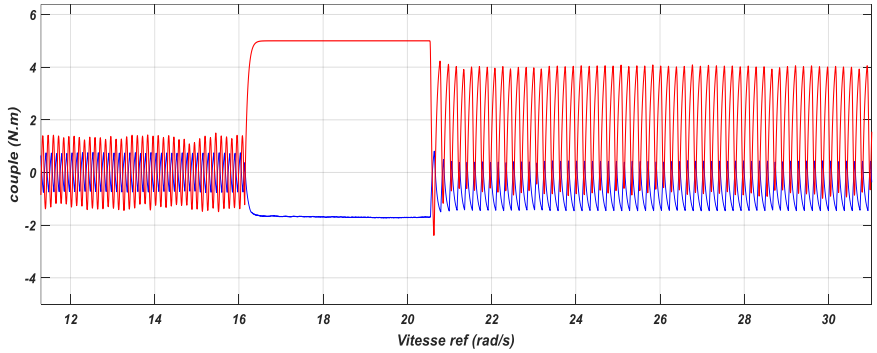
## III.4 Résultats d'implémentation de la DTC :

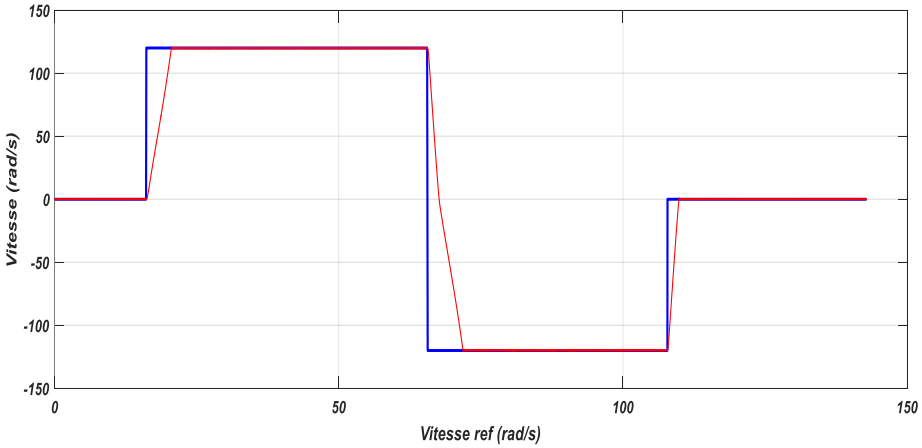



Flux (Wb)
0.208
0.206
0.204
0.202
0.2
0.198
2.99
2.995
3
3.005
3.01
3.015
3.02
Viteese (rad/s)


couple (N.m)
6
4
2
0
-2
-4
0
50
100
150
Vitesse ref (rad/s)

**ZOOM**


couple (N.m)
6
4
2
0
-2
-4
12
14
16
18
20
22
24
26
28
30
Vitesse ref (rad/s)


Vitesse (rad/s)
150
100
50
0
-50
-100
-150
0
50
100
150
Vitesse ref (rad/s)

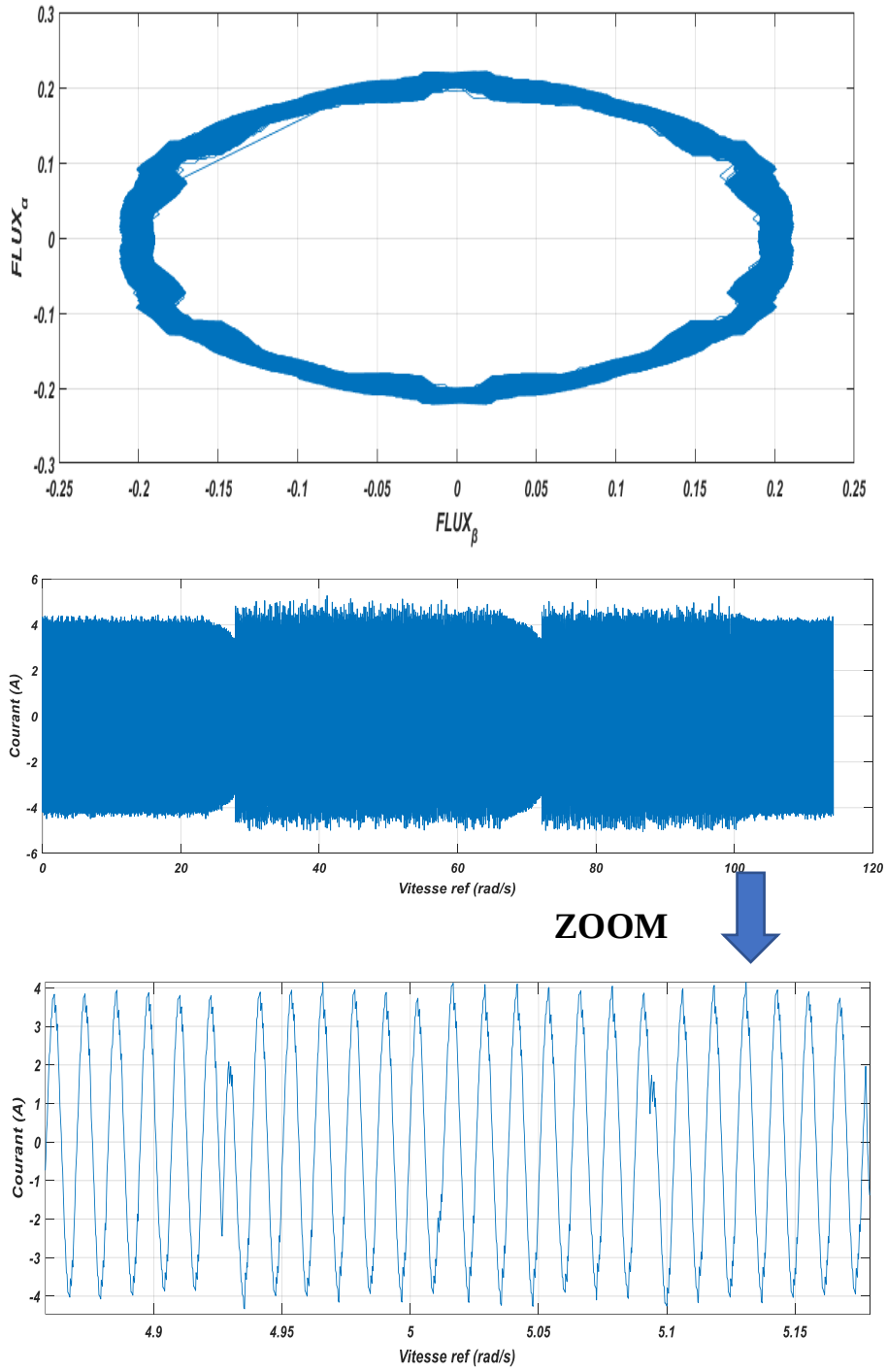



**Figure III. 4:** Réponse de le système en état real

## III.5 conclusions :

En conclusion, l'implémentation du DTC (Direct Torque Control) sur une machine asynchrone présente de nombreux avantages et ouvre de nouvelles perspectives dans le

domaine de la commande des moteurs électriques. Le DTC offre un contrôle précis du couple et de la vitesse du moteur, permettant ainsi d'obtenir des performances élevées et une réponse dynamique rapide. L'utilisation du DTC sur une machine asynchrone présente également des avantages en termes de simplicité et de coût. Contrairement à d'autres méthodes de commande plus complexes, le DTC nécessite un nombre réduit de capteurs et de composants supplémentaires, ce qui réduit les coûts de mise en œuvre et de maintenance. De plus, l'architecture de commande asynchrone du DTC permet une régulation indépendante du couple et de la vitesse, offrant ainsi une flexibilité et une adaptabilité élevées aux variations de charge et aux changements de conditions de fonctionnement. Cela rend le DTC particulièrement adapté aux applications nécessitant un contrôle précis du couple et de la vitesse, telles que les machines-outils, les systèmes de levage, les véhicules électriques, etc..
Cependant, malgré ses nombreux avantages, l'implémentation du DTC sur une machine asynchrone peut présenter quelques défis. Certains de ces défis comprennent la complexité de la mise en œuvre logicielle, la gestion de la commutation des convertisseurs de puissance et la réduction des pertes énergétiques.

Néanmoins, avec les avancées continues dans le domaine de l'électronique de puissance et du contrôle des moteurs, ces défis peuvent être surmontés, ou du moins atténués. L'implémentation réussie du DTC sur une machine asynchrone offre des améliorations significatives en termes de performances, d'efficacité énergétique et de fiabilité du système.

En conclusion, l'implémentation du DTC sur une machine asynchrone représente une avancée majeure dans le domaine de la commande des moteurs électriques. Elle offre des performances élevées, une régulation précise du couple et de la vitesse, ainsi qu'une adaptabilité aux variations de charge. Avec une mise en œuvre appropriée, le DTC peut contribuer à améliorer l'efficacité énergétique des systèmes électriques et à favoriser l'adoption plus large des moteurs asynchrones dans diverses applications industrielles et de transport.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

# CONCLUSION GÉNÉRALE

## Conclusion générale :

En conclusion, ce mémoire a abordé en détail la modélisation, la commande DTC (Direct Torque Control) et l'implémentation de cette technique dans la machine asynchrone. Les trois chapitres ont contribué à notre compréhension approfondie de ces aspects essentiels de la commande des moteurs électriques, ouvrant ainsi la voie à de nouvelles avancées et à des applications plus performantes dans l'industrie.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié en profondeur la modélisation de la machine asynchrone. Nous avons examiné les équations électriques et mécaniques qui décrivent son comportement, en prenant en compte les perturbations et les non-linéarités. Une modélisation précise est cruciale pour comprendre les caractéristiques de la machine et développer des stratégies de commande efficaces. Nous avons également abordé les différentes techniques de modélisation disponibles, telles que les modèles analytiques, les modèles basés sur les équations de Park et les modèles par éléments finis, en soulignant leurs avantages et leurs limites.

Le deuxième chapitre s'est concentré sur la commande DTC de la machine asynchrone et sa simulation. Nous avons étudié les principes fondamentaux de la DTC, qui permet une régulation directe du couple et de la vitesse sans l'utilisation d'un régulateur de vitesse externe. Cette technique offre des avantages significatifs en termes de dynamique, de précision de contrôle et de réponse aux perturbations. Nous avons examiné les différentes stratégies de commande utilisées dans la DTC, notamment la sélection des vecteurs de tension et le calcul du couple électromagnétique. De plus, nous avons réalisé des simulations pour évaluer les performances de la DTC dans différentes conditions de fonctionnement, ce qui a permis de valider les résultats théoriques et d'optimiser la commande.

Le troisième chapitre a abordé l'implémentation pratique de la commande DTC dans la machine asynchrone. Nous avons étudié les différentes étapes de l'implémentation, en commençant par la sélection des paramètres optimaux tels que le temps d'échantillonnage, le nombre de niveaux de tension et la fréquence de commutation. Nous avons également examiné la conception des circuits de puissance, la configuration du système de commande, la calibration des capteurs et les techniques de réduction des harmoniques. L'implémentation de la commande DTC présente des défis, tels que la réduction des pertes de commutation et l'élimination des courants harmoniques, mais des solutions appropriées ont été proposées pour les surmonter.

En conclusion, ce mémoire a fourni une vision approfondie de la modélisation, de la commande DTC et de son implémentation pratique dans la machine asynchrone. L'étude de

ces aspects a permis d'améliorer notre compréhension des machines asynchrones et de développer des stratégies de commande avancées. Les résultats obtenus peuvent être appliqués dans différents domaines industriels, tels que l'automatisation industrielle, les véhicules électriques et les énergies renouvelables, pour améliorer les performances, la fiabilité et l'efficace

# ANNEXE

**Paramètres de la machine asynchrone utilisée :**

*GRANDEURS NOMINALES :*

| | |
|---|---|
| Puissances nominales | $P_n$ = 1.5 Kw |
| Tension efficace nominale | 220 / 380 v |
| Fréquence nominale | 50 Hz |
| Vitesse de rotation nominale | 120 rad / sec |

*PARAMETRES ELECTRIQUES :*

| | |
|---|---|
| Résistance de l'enroulement statorique | $R_s$ = 2.3 Ω |
| Résistance de l'enroulement rotorique | $R_r$ = 0.35 Ω |
| Inductance de l'enroulement statorique | $L_s$ = 0.3108 H |
| Inductance de l'enroulement rotorique | $L_r$= 0.0568 H |
| Inductance mutuelle | $L_m$ = 0.073H |

*PARAMETRES MECANIQUES :*

| | |
|---|---|
| Moment d'inertie | J = 0.02274 kg.m$^2$ |
| Coefficient de frottement visqueux | $f$ = 0.001 N.m / ( rad/sec ) |

# Bibliographie


[1] N. BENAMEUR, Introduction à la commande des machines électriques, Tunis: centre de publication universitaire , 2009.

[2] R. TOUFOUTI, *Contribution à la Commande Directe du Couple de la machine Asynchrone ",* Constantine: Université de Mentouri de Constantine, 2008.

[3] J. -P. H. J.-P. Caron, Modélisation et commande de la machine asynchrone, Paris: Edition Technip, 1995.

[4] A. ZEKKOUR, *Controle direct du couple du Moteur à induction sans capteur de vitesse associé à un obeservateur adaptif,* Batna: Université de Batna , 2010.

[5] I. BENDAAS, *Conception d'une commande par mode de glissant Floue d'un moteur à induction,* Batna: Université de batna , 2011.

[6] S. DAMKHI, *Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (Signal Flow graphs ),* Boumerdés: Université de batna , 2009.

[7] A. SEDDIKI, *, " Contribution au contrôle directe du couple (DTC) d' une machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur multi-niveaux,* Boumerdés: Université de Boumerdés, 2009.

[8] Djamila AIT KAID, *Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires,* Tizi-Ouzou : Université Mouloud Mammaeri , 2011.

[9] R. LAKHDAR, *Modélisation, identification expérimentale et commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé à cage,* Ouargla: UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2015.

[10] N. I. T. o. I. V. 2. N. 5. s. 1. p. 8.-8. :. C. a. p. Takahashi .I, «, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of on induction motor",» *une nouvelle stratégie de contrôle à réponse rapide et haute efficacité pour un moteur à induction ,* vol. 22, n° %15, pp. 820-827, 1986.

[11] ". ,. I. T. o. P. E. V. 1. N. 2. O. 1. Depenbrock M, «" Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction Machine',» vol. 13, n° %12, 1988.

[12] 2. Aissa AMEUR Thèse de doctorat de L'université de Batna, *"Commande sans capteur de vitesse par DTC d' un moteur synchrone a aimants permanents en utilisant des techniques de l' intelligence artificielle,* Batna: Université de batna , 2012.

[13] M. L. M. C. A. Elbacha, «" Contrôle Direct de Couple d'une Machine Asynchrone Système de Régulation de Vitesse avec Anti-Emballement,» pp. 128-134, 2006.

[14] S. CHAOUCH, *Commande vectorielle robuste d' une machine a induction sans capteur de vitesse,* Batna : Université de batna , 2005.

[15] R. KECHIDA, *Utilisation du contrôle directe do Flux statorique et du Filtre de kalman en vue du contrôle directe du couple (DTC) d' une moteur asynchrone,* El Oued: Université El Oued, 2010.

[16] Kassa IDJARENE, *Contribution à l'étude et la commande de génératrices Asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques Eoliennes Autonomes,* France : Université de Lille 1, 2010.

[17] M. BIRAME, *commande sans capteur de vitesse d'un moteur a reluctance variable par l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle ",* Batna : Université de batna , 2015.

[18] Rabah ZAIMEDDINE, *Contrôle directe du couple d' une machine asynchrone alimentée par des onduleur multi-niveaux,* Alger : Ecole Nationale Polytechnique,, 2007.

[19] E. M. B. ". ". P. o. t. 9. W. I. C. o. S. A. A. N. 6. Y. o. P. 2. I.-8.-2.-7. R. Zaimeddine, « Enhanced Direct Torque control Using a Three-Level Voltage Source Inverter,» vol. 29, n° %163, p. 960, 2005.

[20] A. CHIKHI, *Conception d' une commande Floue directe du couple (FDTC) de la machine asynchrone basée sur la SVM,* Batna: Université de batna , 2013.

[21] B. SEBTI, *" Contribution a la commande directe du couple de la machine à induction ",* Batna: Université de Batna , 2011.