

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE**  
**N° : ELM - 14**



**DOMAINE : TECHNOLOGIE**  
**FILIERE : ELECTROMECHANIQUE**  
**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Par :**

BENHAMED AKRAM  
MESSAOUDI MEBAREK

**Intitulé**

**Etude comparative entre la DTC à cinq niveaux**  
**et la DTC à sept niveaux d'un MAS**

**Soutenu devant le jury composé de :**

Dr DEFDAF Mabrouk	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Dr BENDAIKHA Abdelmalik	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Encadreur
Dr ZOGGAR Eloualid	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Co- Encadreur
Dr BELKHIRI Salah	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2023 /2024**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



## ***Dédicace***

*Je dédie ce modeste travail à mon cher père*

*Rachid et ma chère mère Fatima , à mes frères :*

*Douaa et Mohamed et à tous mes amis et proches.*

*A tous les enseignants et les éducateurs qui ont  
contribué à ma formation durant tout le  
parcours de mes études jusqu'à ce jour.*

**AKRAM BENHAMED**





## ***Dédicace***

*Je dédie ce mémoire à mes très chers parents pour  
toutes ces années de sacrifices et d'encouragement,*

*A mes frères,*

*A tous les enseignants et les éducateurs qui ont contribué  
à ma formation durant tout le parcours de mes études  
jusqu'à ce jour.*

*A tous mes amis et mes collègues*

***MEBARK MESSAOUDI***



## **Remerciements**

*Nous remercions Dieu qui nous a donné la force et la volonté d'accomplir ce modeste travail.*

*Nous tenons tout d'abord à exprimer nos sincères remerciements ainsi que notre vive gratitude envers tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.*

*Nos sincères remerciements et reconnaissances vont à Nos encadreur,  
**Dr. Bendaikha A. Malik** et **Dr. Zoggar Eloualid** pour leur aide, ainsi que pour la confiance qu'ils nous ont prodigué durant la réalisation de ce travail.*

*Nos plus vifs remerciements s'adressent également aux membres du jury qui nous ont honorés en acceptant d'évaluer ce travail.*

*Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent notre gratitude et en particulier ceux du **département de Génie Electrique**  
**De l'université Mohamed Boudiaf - M'sila.***

*Sans oublier d'exprimer mes remerciements à tous nos amis Chacun avec son nom et tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin.*

# Résumé

Le contrôle direct du couple est une technique utilisée pour obtenir un contrôle à haute performance du couple et de flux.

Dans le but de faire une étude comparative entre la commande DTC d'un MAS alimenté par un onduleur à deux, à cinq et à sept niveaux, avec un régulateur de vitesse PI, on a développé quatre algorithmes de commande.

Suivant les résultats obtenus, La commande DTC par un onduleur à sept niveaux fournit des bonnes performances, ainsi que la DTC est évaluée en termes d'ondulation de couple et de flux et de THD du courant.

**Mots clés** : machine asynchrone, DTC, onduleur, THD.

# Abstract

Direct torque control is a technique used to achieve high performance electrical motors. In order to make a study between the DTC control of a Permanent magnet synchronous motor (PMSM) fed by a two, five and seven level inverter, with PI regulators speed. Based on the results obtained, the drive by a seven-level inverter provided good performance, and the DTC was evaluated in terms of torque, flux ripple and the THD current.

**Key words** : asynchronous machine, DTC, inverter.

## ملخص

التحكم المباشر في العزم الدوراني هو عبارة عن تقنية تستعمل من اجل الحصول على أداء ممتاز للعزم والتدفق..

من اجل الدراسة والقيام بمقارنة مختلف طرق التحكم في العزم والتدفق في الماكينة الكهربائية الغير المتزامنة باستعمال المموج من المستوى الثاني ، الخامس والسابع، قمنا بانجاز ثلاثة برامج تحكم من أجل تلك الغاية .

من خلال النتائج المتحصل عليها، التحكم باستعمال المموج من المستوى السابع تعطي أداء جيد علما إننا اعتمدنا في التقييم على عامل التحكم الأساسي للماكينة (عزم الدوران والتدفق المغناطيسي) وكذلك قيمة THD في التيار الكهربائي.

الكلمات المفتاحية : الماكينة الغير المتزامنة ، DTC ، المموج ، THD.

# Table des matières

Liste des Figures ..... A  
Liste des Tableaux ..... B  
Notation et symboles..... C  
Introduction générale .....1

## CHAPITRE I : Modélisation De La Machine Asynchrone

I.1. Introduction .....Error! Bookmark not defined.  
I.2. Modélisation et présentation de la machine asynchrone .....Error! Bookmark not defined.  
    I.2.1. Présentation de la machine asynchrone.....Error! Bookmark not defined.  
I.3. Principe de fonctionnement .....Error! Bookmark not defined.  
I.4. Hypothèses simplificatrices.....Error! Bookmark not defined.  
I.5. Mise en équation de la machine asynchrone .....Error! Bookmark not defined.  
    I.5.1 Equation électrique.....Error! Bookmark not defined.  
    I.5.2 Equation magnétique.....Error! Bookmark not defined.  
    I.5.3 Equation mécanique .....Error! Bookmark not defined.  
I.6. Transformation Triphasé-Biphasé .....Error! Bookmark not defined.  
I.7. Transformation de Park.....Error! Bookmark not defined.  
I.8. Application de la transformé de Park sur la machine asynchrone . Error! Bookmark not defined.  
    I.8.1 Equation électrique.....Error! Bookmark not defined.  
    I.8.2 Equation magnétique.....Error! Bookmark not defined.  
    I.8.3 Equation mécanique .....Error! Bookmark not defined.  
I.9. Choix de référentiel.....Error! Bookmark not defined.  
I.10. Transformation de Concordia.....Error! Bookmark not defined.

**I.11. Mise sous forme d'équations d'état.....**Error! Bookmark not defined.

**I.12. Simulation du moteur asynchrone .....**Error! Bookmark not defined.

**I.13. Résultats de simulation.....**Error! Bookmark not defined.

**I.14. Interprétations des résultats.....**Error! Bookmark not defined.

**I.15. CONCLUSION.....**Error! Bookmark not defined.

**Chapitre II : commande DTC d'un mas par un onduleur a deux  
niveaux et cinq niveaux**

**❖ Partie 01 .....**Error! Bookmark not defined.

**II. Commande DTC d'un MAS par un onduleur à deux niveaux.....** Error! Bookmark not defined.

**II.1. Introduction.....**Error! Bookmark not defined.

**II.2. Principe de la commande directe du couple.....**Error! Bookmark not defined.

**II.3. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple..** Error! Bookmark not defined.

**II.4. Contrôle du flux et du couple .....**Error! Bookmark not defined.

**II.4.1 Contrôle du flux .....**Error! Bookmark not defined.

**II.4.2 Contrôle du couple .....**Error! Bookmark not defined.

**II.5. Sélection de la vectrice tension.....**Error! Bookmark not defined.

**II.6. Estimateurs .....**Error! Bookmark not defined.

**II.6.1. Estimateur du flux statorique .....**Error! Bookmark not defined.

**II.6.2. Estimation du couple électromagnétique .....**Error! Bookmark not defined.

**II.7. Elaboration de vecteur de commande .....**Error! Bookmark not defined.

**II.7.1. Elaboration du contrôleur de flux .....**Error! Bookmark not defined.

**II.7.2. Elaboration de contrôleur de couple .....**Error! Bookmark not defined.

**II.7.2.a. Contrôleur de couple à deux niveaux.....**Error! Bookmark not defined.

**II.7.2.b Contrôleur de couple à trois niveaux.....Error! Bookmark not defined.**

**II.8. Elaboration des tables de commande .....Error! Bookmark not defined.**

**II.9. Structure générale du contrôle direct de couple.....Error! Bookmark not defined.**

**II.10. Simulation et Résultats .....Error! Bookmark not defined.**

**II.11. Interprétation des Résultats.....Error! Bookmark not defined.**

**II.12. Conclusion .....Error! Bookmark not defined.**

**❖ Partie 02 .....Error! Bookmark not defined.**

**II.13. Onduleur de tension de cinq niveaux .....Error! Bookmark not defined.**

**II.14. Structure globale DTC avec onduleur à cinq niveaux..Error! Bookmark not defined.**

**II.15. Résultats de simulation .....Error! Bookmark not defined.**

**II.16. Interprétation des resultants .....Error! Bookmark not defined.**

**Chapitre III : Onduleur de tension de sept niveaux Avec comparaison**

**III.1. Introduction.....Error! Bookmark not defined.**

**III.2. Stratégie de commande directe du couple (DTC) .....Error! Bookmark not defined.**

**III.3. Onduleur de tension de sept niveaux.....Error! Bookmark not defined.**

**III.4. Résultats de simulation .....Error! Bookmark not defined.**

**III.5. Interprétation des résultats.....Error! Bookmark not defined.**

**III.6.**

**Conclusion.....Error!**

Bookmark not defined.

**Conclusion générale..... 67**

**Références ..... 67**

**ANNEXES A..... 71**

**ANNEXES B..... 72**



# Liste des Figures

## Chapitre I

<b>Fig. I.1</b> Moteur asynchrone à cage triphasé.....	3
<b>Fig. I.2</b> Représentations schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	4
<b>Fig. I.3</b> Principe de la transformation de Park.....	8
<b>Fig. I.4</b> Bloc de modelé de la machine asynchrone.....	12
<b>Fig. I.5</b> Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couplerésistant (Cr=10Nm à t=1.5sec).....	13

## Chapitre II

<b>Fig. II.1</b> Schéma structurel de la <b>DTC</b> appliquée à une machine asynchrone.....	17
<b>Fig. II.2</b> Sélection de vecteur tension $V$ Correspondant au contrôle de l'amplitude de flux...	19
<b>Fig. II.3</b> Evolution du vecteur flux Statorique dans plan $(\alpha, \beta)$ .....	19
<b>Fig. II.4</b> Sélection de la vectrice tension selon la zone $N = i$ .....	21
<b>Fig. II.5</b> Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs Correspondants.....	23
<b>Fig. II.6</b> Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	24
<b>Fig. II.7</b> Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.....	24
<b>Fig. II.8</b> Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.....	27
<b>Fig. II.9</b> Résultats de simulation du DTC avec onduleur à deux niveaux.....	29
<b>Fig. II.10</b> Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diode flotant.....	32
<b>Fig. II.11</b> Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.....	33
<b>Fig. II.12</b> Structure globale DTC avec onduleur à cinq niveaux.....	35
<b>Fig. II.13</b> Résultats de simulation du DTC avec onduleur à cinq niveaux.....	37

## Chapitre III

<b>Fig. III.1</b>	Schéma de Principe de La commande DTC.....	41
<b>Fig. III.2.</b>	Structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottante.....	43
<b>Fig. III.3.</b>	Diagramme vectoriel de l'onduleur à sept niveaux.....	44
<b>Fig. III.4</b>	Résultats de simulation du DTC avec onduleur à sept niveaux.....	48

## Liste des Tableaux

### Chapitre II

<b>Tableau. II.1</b> Table de commutation généralisée.....	25
<b>Tableau. II.2</b> Table de commande du flux .....	25
<b>Tableau. II.3</b> Table de commande du couple .....	25
<b>Tableau. II.4</b> Sélection des tensions $V_s$ cas d'un onduleur à deux niveaux de tension de type NPC.....	26
<b>Tableau. II.5</b> Les états d'un bras de l'onduleur.....	31
<b>Tableau. II.6</b> Sélection des tensions pour un onduleur cinq niveaux de tension de type NPC .....	34

### Chapitre III

**Tableau. III.1** Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux ( $x = 1, 2$  ou  $3$ )... **Error! Bookmark not defined.**

**Tableau III.2** Sélection des tensions pour un onduleur sept niveaux de tension de type NPC.....**Error! Bookmark not defined.**

**Tableaux III.3** Taux de distorsion harmonique pour chaque commande.....**Error! Bookmark not defined.**

## Notation et symboles

### Paramètre de la machine

<b>P<sub>n</sub></b> :	Puissance nominale.
<b>V<sub>n</sub></b> :	Tension nominale.
<b>F</b> :	Fréquence nominale.
<b>R<sub>s</sub></b> :	Résistance d'une phase statorique.
<b>R<sub>r</sub></b> :	Résistance d'une phase rotorique.
<b>L<sub>s</sub></b> :	L'inductance propre d'une phase statorique.
<b>L<sub>r</sub></b> :	L'inductance propre d'une phase rotorique.
<b>M</b> :	L'inductance mutuelle entre phase du stator.
<b>J</b> :	Moments d'inertie des parties tournant.
<b>f</b> :	Coefficient de frottement.
<b>P</b> :	Nombres de paires des pôles.
<b>C<sub>r</sub></b> :	Couple résistante.
<b>V<sub>dc</sub></b> :	Tension d'alimentation de l'onduleur.

### Repères

<b>a, b, c</b> :	Axes liés aux enroulements triphasés.
<b>d, q</b> :	Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au champ tournant.
<b><math>\alpha, \beta</math></b> :	Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au stator.
<b><math>\theta</math></b> :	L'angle instantané du vecteur de référence.

### Grandeurs électriques et mécaniques

<b>V<sub>s,a,b,c</sub></b> :	Tension statorique phase a, b ou c.
<b>V<sub>r,a,b,c</sub></b> :	Tension rotorique phase a, b ou c.
<b>V<sub>s,<math>\alpha, \beta</math></sub></b> :	Tension statorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
<b>V<sub>r,<math>\alpha, \beta</math></sub></b> :	Tension rotorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
<b>I<sub>s,a,b,c</sub></b> :	Courant statorique phase a, b ou c.
<b>I<sub>r,a,b,c</sub></b> :	Courant rotorique phase a, b ou c.
<b>I<sub>s,<math>\alpha, \beta</math></sub></b> :	Courant statorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
<b>I<sub>r,<math>\alpha, \beta</math></sub></b> :	Courant rotorique dans le repère $\alpha, \beta$ .

$\Omega_r$ :	Vitesse mécanique rotorique.
$\omega$ :	Vitesse de rotation du référentiel choisi.
$\Omega_s$ :	Pulsation électrique statorique.
$\omega_r$ :	Pulsation électrique rotorique.
$C_e$ :	Couple électromagnétique.
$R$ :	Flux rotorique.
$\varphi_s$ :	Flux statorique.
$\varphi_{s\alpha}$ :	Flux statorique sur l'axe $\alpha$ .
$\varphi_{s\beta}$ :	Flux statorique sur l'axe $\beta$ .
$\varphi_{sd}$ :	Flux statorique direct.
$\varphi_{sq}$ :	Flux statorique transversale. $\varphi$
<b>MAS</b> :	Machine asynchrone.
<b>DTC</b> :	Direct Torque Control
<b>DTFC</b> :	Direct Torque (and Flux) Control
<b>FOC</b> :	Field Orient Control
<b>NPC</b> :	Neurale point Clampe.
$F_{ij}$ :	Fonction de commutation.
$S_{ij}$ :	Interrupteur de bras.
<b>Vref</b> :	Le vecteur de référence.
<b>Vmax</b> :	Amplitude maximale du vecteur Vref.
$C_e$ :	Couple électromagnétique.
$\Omega$ :	Vitesse de rotation.
$\omega$ :	Vitesse angulaire.
$C_r$ :	Couple résistant.
<b>(d, q)</b> :	Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant.
<b>(<math>\alpha</math>, <math>\beta</math>)</b> :	Indices correspondant au référentiel lié au stator.

**MAS** : Machine Asynchrone.

**DTC** : Direct Torque Control ou (Contrôle direct du couple).

**NPC** : Point neutre de clamp.

**THD** : Facteur de Distorsion Harmonique.

**IGBT**: Insolated gate bipolar transistor.

**GTO** : Gate Turns

Off Thyristor. **PID** :

Proportionnel

intégral dérivée. **RLF**

: Régulateur flou.

**DTFC** : Commande floue directe du couple.

**A, B, C** : Indices correspondants aux phases du stator.

**a, b, c** : Indices correspondants aux phase du rotor.

**V<sub>sa</sub>, V<sub>sb</sub>, V<sub>sc</sub>** : Les trois tensions statoriques.

**I<sub>sa</sub>, I<sub>sb</sub>, I<sub>sc</sub>** : Les trois courants statoriques et statoriques.

**I<sub>ra</sub>, I<sub>rb</sub>, I<sub>rc</sub>** : Les trois courants statoriques et rotoriques.

$\varphi_{sa}$ ,  $\varphi_{sb}$ ,  $\varphi_{sc}$  : Les flux à travers les trois phases du stator.

$\varphi_{ra}$ ,  $\varphi_{rb}$ ,  $\varphi_{rc}$  : Les flux à travers les trois phases du rotor.

**[V<sub>s</sub>]** : Vecteur de

Tension statorique.

**[R<sub>s</sub>]** : Matrice de

résistance statorique.

**[I<sub>s</sub>]** : Vecteur de

Courant statorique.

**[ $\varphi_s$ ]** : Vecteur de flux

statorique.

**[Vr]** : Vecteur de

Tension rotorique.

**[Rr]** : Matrice de

résistance rotorique.

**[Ir]** : Vecteur de

Courant rotorique.

$[\varphi_r]$  : Vecteur de flux rotorique.

$L_s, L_r$  : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.

$M_{sr}, M_{rs}$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques.

$\theta$  : La position absolue entre le stator et le rotor.

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$\Omega$  : Vitesse de rotation.

$\omega$  : Vitesse angulaire.

$C_r$  : Couple résistant.

$(d, q)$  : Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant.

$(\alpha, \beta)$  : Indices correspondant au référentiel lié au stator.

$(x, y)$  : Indices correspondant au référentiel lié au rotor.

$\theta$  : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

$\theta_s$  : L'angle de rotation de  $(d, q)$  par rapport au stator.

$\theta_r$  : L'angle de rotation  $(d, q)$  par rapport au rotor.

$[P]$  : Matrice de transformation de PARK.

$\omega_s$  : Pulsation des courants statoriques.

$\omega_r$  : Pulsation des courants rotoriques.

$[A]$  : Matrice de transition.

$[B]$  : Matrice de commande.

$[U]$  : Vecteur de commande.

$[X]$  : Vecteur d'état.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

**$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$**  : Les tensions d'entrée de l'onduleur.

**$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$**  : Les trois tensions composées.

**$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$**  : Les tensions des phases de la charge (valeur alternatif).

**$S_1, S_2, S_3$**  : Les états de commutation de l'onduleur.

**[T]** : La matrice de transfert.

**$T_e$**  : La période d'échantillonnage.

**P** : Nombre de pair de pôles.

**$C_{fl}, C_{cem}$**  : Grandeur de sortie du contrôleur de flux et de couple.

**$\Delta\varphi, \Delta C_e$**  : Bande d'hystérésis de flux et de couple.

**$\varepsilon\varphi, \varepsilon c$**  : Les erreurs de flux et couple.

**N** : Nombre de secteur.

**$\mu$**  : Fonction d'appartenance.

**$V_{dc}$**  : Tension d'alimentation continue.

The background features a light cream color with faint, stylized illustrations of various plants, including tall stalks with clusters of small flowers and leafy branches. In the corners, there are decorative elements consisting of dashed orange lines forming an L-shape, with solid orange circles at the corners.

# **INTRODUCTION GENERALE**



# **INTRODUCTION GENERALE**

## INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone est l'actionneur électrique le plus utilisé dans les applications industrielles. Cela est dû, en grande partie, à sa simplicité de construction, sa robustesse, son faible coût, facilité d'entretien et ses performances. La variation de vitesse d'un moteur asynchrone, prend de plus en plus l'importance exceptionnelle grâce d'une part au progrès dans le domaine des composants de l'électronique de puissance et d'autre part aux divers avantages que présente ce moteur. Les applications à vitesse variable se sont également étendues à des machines asynchrones de très fortes puissances.[ 1]

Les exigences des cahiers de charge des opérations industrielles sont toujours en constante évolution dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. En raison de son prix abordable et de sa solidité, la machine asynchrone est toujours la machine la plus employée pour effectuer des variations de vitesse. Plusieurs recherches ont été menées afin de développer des commandes efficaces pour la machine asynchrone à cage.[ 2]

Dans les années 1986 et 1988, TAKAHASHI et DEPENBROCK ont développé la commande directe du couple (DTC) pour les machines asynchrones. Selon ce type de commande, le convertisseur lié à la machine est perçu comme un ensemble dont le vecteur de commande est composé des états de commutation. Il présente principalement des avantages tels que la réponse dynamique de couple rapide et la faible dépendance aux paramètres de la machine. Toutefois, deux désavantages importants se manifestent. D'une part, l'identification des états de commutation repose sur des données provenant des tendances d'évolution du flux et du couple provenant des éléments non linéaires de type hystérésis. D'autre part, étant donné que la durée des commutations varie, cela entraîne des oscillations de couple et des fluctuations de couple.

La DTC a été développée pour minimiser le maximum possible des harmoniques dans le couple et la déformation du flux statorique d'une part, et l'amélioration de THD du courant de l'autre part. [3]

Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir : [4]

- Réduction du temps de réponse du couple
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotorique.

- Contrôle des ondulations du flux et du couple

Elle possède un certain nombre d'inconvénients :

- Fréquence de commutation de l'onduleur non contrôlable.
- Fréquence d'échantillonnage élevée.
- Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique surtout à basse vitesse

Dans le but de faire une étude comparative entre la commande DTC d'un MAS par un onduleur à deux , cinq et sept niveaux. Notre travail est subdivisé en trois chapitres :

- Le premier chapitre présente l'étude et la modélisation de la machine asynchrone.
- Le deuxième chapitre est consacré à la commande DTC d'un MAS par un onduleur à deux niveaux et onduleur à cinq niveaux.
- Dans le troisième chapitre nous développons un algorithme basé sur la commande DTC d'un MAS alimenté par un onduleur à sept Niveaux dans le but de faire une étude comparative avec les onduleurs à deux et à trois niveaux.

Nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale.



# Chapitre 01

## I.1. Introduction

La machine asynchrone, également appelée moteur à induction, est largement utilisée dans l'industrie pour sa robustesse électromécanique et sa facilité de construction, en plus de son coût abordable. Cependant, sa dynamique est souvent complexe à modéliser en raison de son système d'équations non linéaires, fortement couplées et multi variables. De plus, certaines variables d'état, telles que les flux, ne sont pas directement mesurables. Ces défis nécessitent des algorithmes de commande avancés pour réguler en temps réel le couple et le flux de ces machines. Plusieurs stratégies de commande ont été proposées pour répondre à ce besoin. Au milieu des années 80, une méthode de contrôle spécifique pour les machines asynchrones a émergé sous le nom de Commande Directe de Couple (DTC), introduite par Takahashi[2].

Au milieu des années 1980, la Commande Directe de Couple (DTC) a été développée, se basant sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension placé en amont de la machine asynchrone. Cette séquence est sélectionnée en utilisant une table de commutation et deux régulateurs à hystérésis chargés du contrôle et de la régulation du flux et du couple électromagnétique de la machine [3]. Dans la première partie de ce chapitre, nous allons donner une brève présentation de la machine asynchrone, son principe de fonctionnement et sa modélisation. Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux. La deuxième partie porte sur l'étude et la description de la commande directe du couple classique.

## I.2. Modélisation et présentation de la machine asynchrone

La première étape cruciale pour identifier et contrôler un moteur à induction est sa modélisation. Le modèle mathématique de la machine doit être structuré de manière à décrire pleinement ses caractéristiques, tout en étant pratique pour la mise en œuvre des algorithmes de contrôle et d'estimation.

### I.2.1. Présentation de la machine asynchrone

Les moteurs asynchrones triphasés dominent le marché des moteurs électriques, représentant plus de 80% du parc moteur. Ils se déclinent en deux types principaux : les moteurs bobinés et ceux à cage d'écureuil [4].

Un moteur asynchrone à cage est composé d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique

statorique, qui présente des encoches où est enroulé le stator polyphasé. Au centre de ce circuit magnétique, se trouve le rotor, également doté d'encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre. Ces barreaux sont court-circuités à chaque extrémité à l'aide d'anneaux. L'arbre moteur est solidaire du rotor et est soutenu par des paliers pour permettre sa rotation.

La fig. I.1 représente ces différents éléments[4].

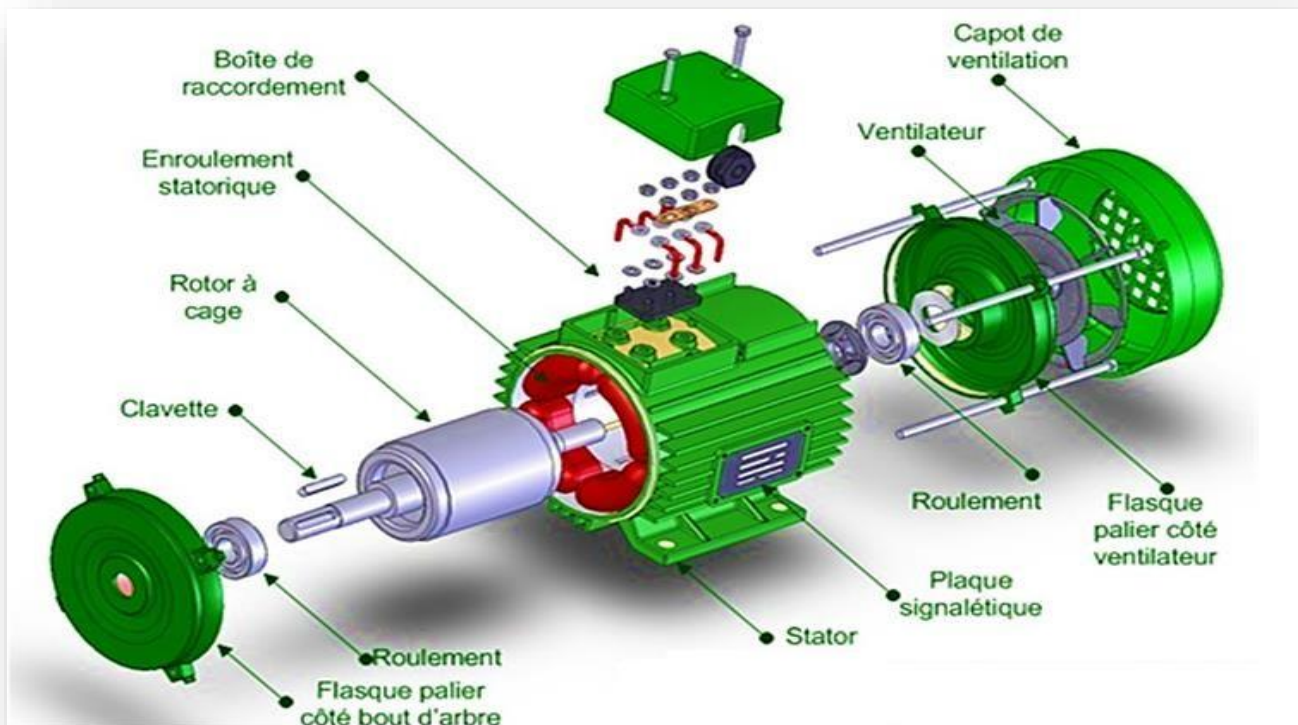


Fig. I.1: Moteur asynchrone à cage triphasé.

### I.3. Principe de fonctionnement

Le fonctionnement de la machine asynchrone est basé sur le principe d'interaction électromagnétique.

En effet, l'enroulement statorique étant alimenté par un courant symétrique triphasé de pulsation  $\omega_s$  crée un champ tournant de vitesse  $\Omega_s$ . Ce champ tournant crée une f.é.m. dans le rotor, le rotor étant court-circuité va produire un courant. La présence d'un champ magnétique et d'un courant électrique crée une force mécanique, avec la géométrie de la machine, on a un couple qui fait tourner le moteur.

### I.4. Hypothèses simplificatrices

En raison de la complexité de la machine asynchrone, notamment de la distribution de ses enroulements et de sa géométrie propre, une analyse prenant en compte sa configuration exacte est souvent difficile. C'est pourquoi il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices[6].

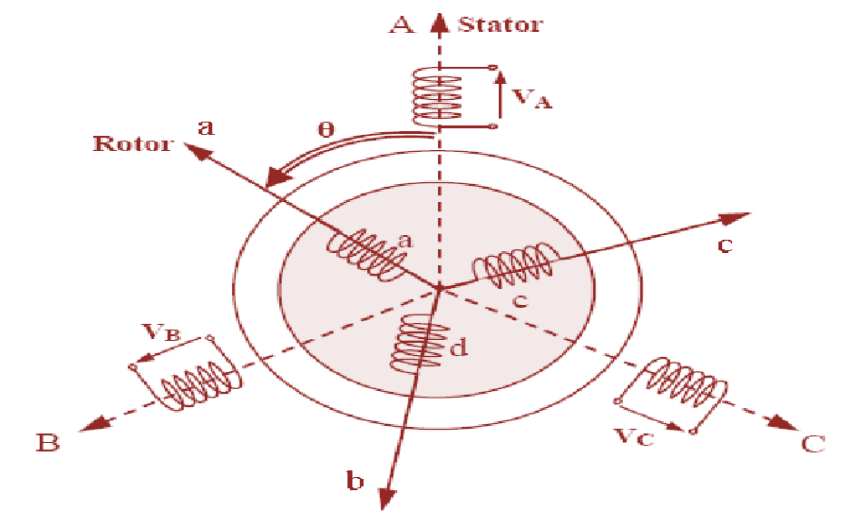
- Entrefer constant
- Effets des encoches négligés
- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes Ferro magnétiques négligées.

Par conséquent de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux La variations inusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### I.5. Mise en équation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est schématiquement représentée par la figure I.2, avec six enroulements. Son stator est composé de trois enroulements fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variables. Quant au rotor, il peut être modélisé par trois enroulements identiques également décalés de  $120^\circ$  dans l'espace. Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle[7].



**Fig. I.2 :** Représentations schématique d'une machine asynchrone triphasée.

### I.5.1 Equation électrique

La loi de Faraday nous permet d'écrire les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques sous la forme suivante [7] :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Au rotor : } \begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

- $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : les trois tensions statoriques.
- $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} ; I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$  : les trois courants statoriques et rotoriques.
- $\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc} ; \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$  : les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\text{Stator : } [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Rotor : } [V_r] = 0 = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{I.4})$$

### I.5.2 Equation magnétique

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

**Au stator :**

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sb} = M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sc} = M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

**Au rotor :**

$$\begin{cases} \varphi_{ra} = L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rb} = M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rc} = M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.7)$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (I.8)$$

**Avec :**

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ L_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ L_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Si on désigne par l'écart angulaire compté dans le sens de rotation entre les phases du stator et du rotor, et M la mutuelle quand les axes des deux enroulements considérés coïncident.

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

**Avec :**

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

**Telle que :**

- $L_s, L_r$  : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.
- $M_{sr}, M_{rs}$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques.
- $\theta$  : La position absolue entre le stator et le rotor.

En désignant par  $L_{sr}$  la mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques et par  $M_{sr}$  sa valeur lorsque leur axe coïncident.

En remplaçant les équations du flux (I.7), (I.8) dans les équations de tension (I.3) et (I.4) on obtient un système d'équations électrique nécessaire pour l'étude de fonctionnement de la machine dans tous les régimes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + d\{[L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]\}/dt$$

$$[V_r] = 0 = [R_r][I_r] + d\{[L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]\}/dt$$

### I.5.3 Equation mécanique

L'évolution de la vitesse en fonction des couples électromagnétiques et résistants est caractérisée

par l'expression suivante :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \\ \Omega = \frac{\omega}{\rho} \end{cases}$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.  $\Omega$  : Vitesse de rotation.

f : Coefficient de frottement visqueux.  $\Omega$  : Vitesse angulaire.

$C_e$  : Couple électromagnétique.  $C_r$  : Couple résistant.

## I.6. Transformation Triphasé-Biphasé

Une fois que nous avons dérivé les équations électriques, magnétiques et mécaniques, résultant en un système de six équations différentielles et une équation exprimant le couple, résoudre ce système analytiquement devient complexe. Ainsi, nous sommes amenés à effectuer une transformation d'un système triphasé vers un système biphasé.[13]

Ce transfert, qui implique un changement de base sur les grandeurs physiques telles que les tensions, les flux et les courants, conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction de l'ordre des équations de la machine. La transformation la plus couramment utilisée est la transformation de Park, développée en 1929 [8].

## I.7. Transformation de Park

La transformation d'un système triphasé à un système biphasé consiste à remplacer tout enroulement triphasé par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q), comme elle est représenté sure la figure I.3, Les deux axes (d-q) sont liés à un repère tournant ou fixe.

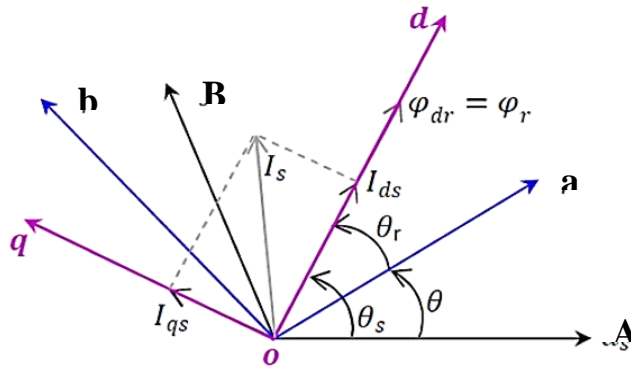


Fig. I.3 : Principe de la transformation de Park.

$\theta$ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

$\theta_s$  : L'angle de rotation de (d, q) par rapport au stator.

$\theta_r$  : L'angle de rotation (d, q) par rapport au rotor:

Les angles sont liés par :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{I.16})$$

Cette transformation se fait par le biais d'une matrice de passage appelé matrice de Park, qui conserve la puissance instantanée, elle est définie comme suite :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

D'autre part la matrice inverse de Park est donnée comme suite :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

## I.8. Application de la transformé de Park sur la machine asynchrone

Pour cette étude, on se restreint à la transformation de Park qui conserve la puissance instantanée.[14]

La transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques est donnée par les équations suivantes :

$$[V_{dqo}] = P(\theta) [V_{abc}]$$

$$[I_{dq0}] = P(\theta) [I_{abc}] \tag{I.19}$$

$$[\varphi_{dq0}] = P(\theta) [\varphi_{abc}]$$

Suite à l'application de la transformation de Park, les équations électriques et magnétiques modélisant le moteur asynchrone sont alors les suivantes :

### I.8.1 Equation électrique

Les équations électriques, de la machine asynchrone dans le système biphasé en appliquant la transformée de Park, sous le système d'axe lié au champ tournant sur notre moteur, on aura le système d'équations électriques suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \tag{I.20}$$

$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s$  : Pulsation des courants statoriques (rad/s).

$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r$  : Pulsation des courants rotoriques (rad/s).

### I.8.2 Equation magnétique

Et pour les flux statoriques et rotoriques on aura le système d'équations magnétiques suivant:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \tag{I.21}$$

### I.8.3 Equation mécanique

L'application de la transformation de Park pour les l'équation mécanique donne :

$$C_{em} = P (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \tag{I.22}$$

L'équation de mouvement de la machine s'écrit alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \tag{I.23}$$

### I.9. Choix de référentiel

L'étude de la machine asynchrone modélisée selon Park nécessite le choix du référentiel le mieux adapté aux objectifs de l'application. Il existe pratiquement trois référentiels possibles selon le choix de l'orientation du repère d'axes (d, q) .

Repère d-q lie au champ tournant (d-q), Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs.

$$\theta_s = \theta_r - \theta \text{ Donc } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r - \omega$$

Repère d-q lie au rotor (x-y), Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

$$\theta_s = \theta \text{ Donc : } \omega_s = \omega \text{ D'où : } \theta_s = \theta \text{ Alors : } \omega_r = 0$$

Repère d-q lie au stator (repère stationnaire) (α-β), Ce référentiel est choisi lorsqu'on étudie les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

$$\theta_s = 0 \text{ Donc } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ D'où : } \theta_r = -\theta \text{ Alors : } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

### I.10. Transformation de Concordia

On utilise une autre transformation qui est la transformation de Concordia, qui est un cas particulier de la transformation de Park, elle est obtenue quand le repère d-q est confondu avec le repère α-β. En prenant θs = 0, la transformation se fait alors comme suit[15]:

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

Où, X représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I.25}$$

Les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (\text{I.27})$$

En introduisant les expressions des flux (I.26) dans le système (I.27) celui-ci devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_s \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega_r (L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta}) \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + L_s \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_r (L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha}) \end{array} \right. \quad (\text{I.28})$$

### I.11. Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état en vue de sa commande [5] [8]

$$\dot{X} = \frac{dx}{dt} , \dot{X} = AX = BU \quad (\text{I.29})$$

Les variables de commande sont des tensions statoriques et les variables d'état sont les courants statoriques et les flux statoriques.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\omega_r & \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s * L_r}$   $L_r$  représente le coefficient de dispersion.

### I.12. Simulation du moteur asynchrone

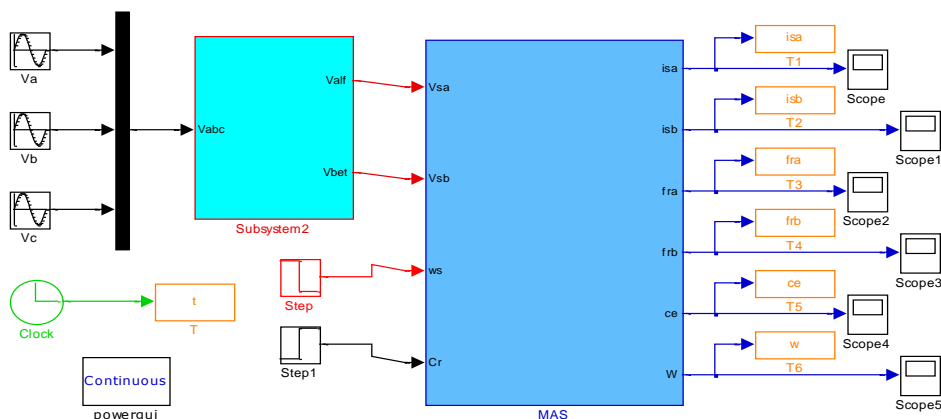
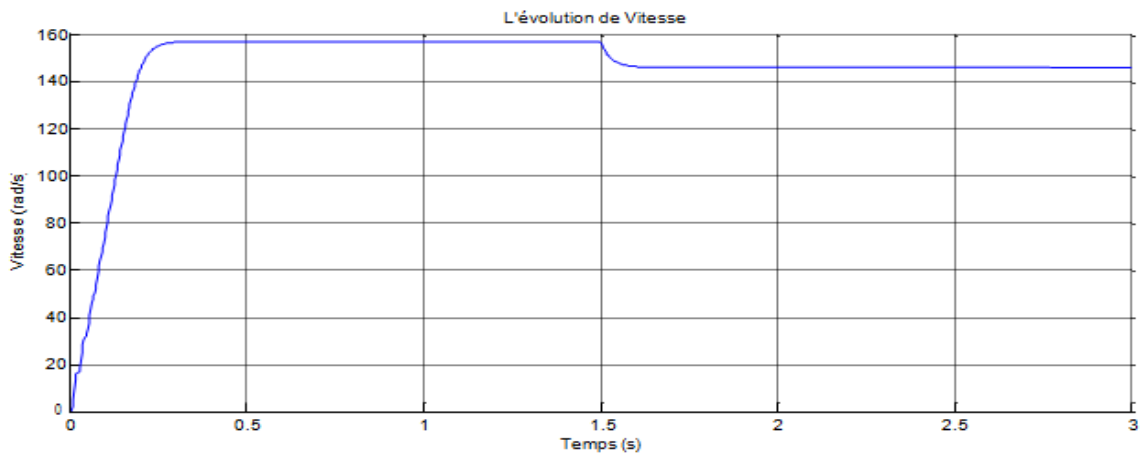


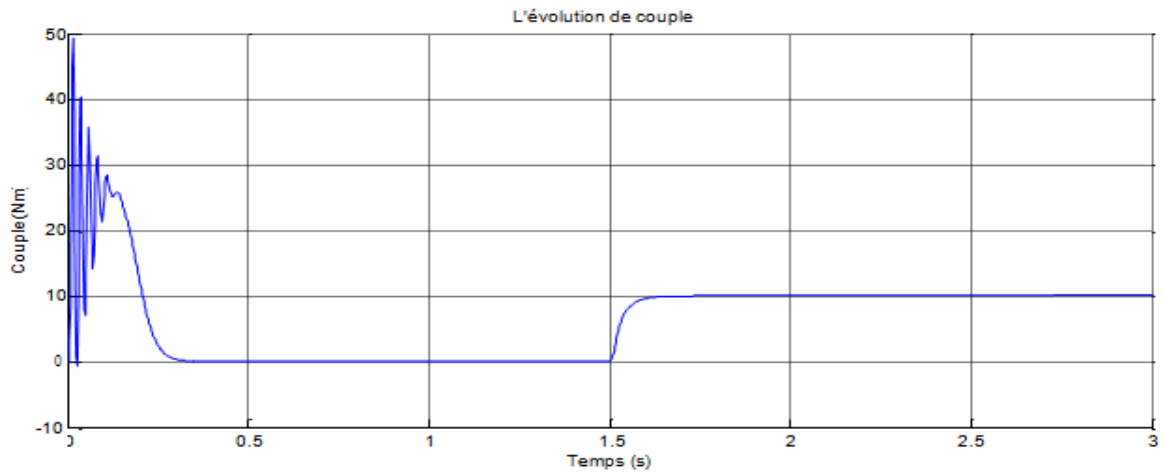
Fig. I.4 : Bloc de modelé de la machine asynchrone.

### I.13. Résultats de simulation

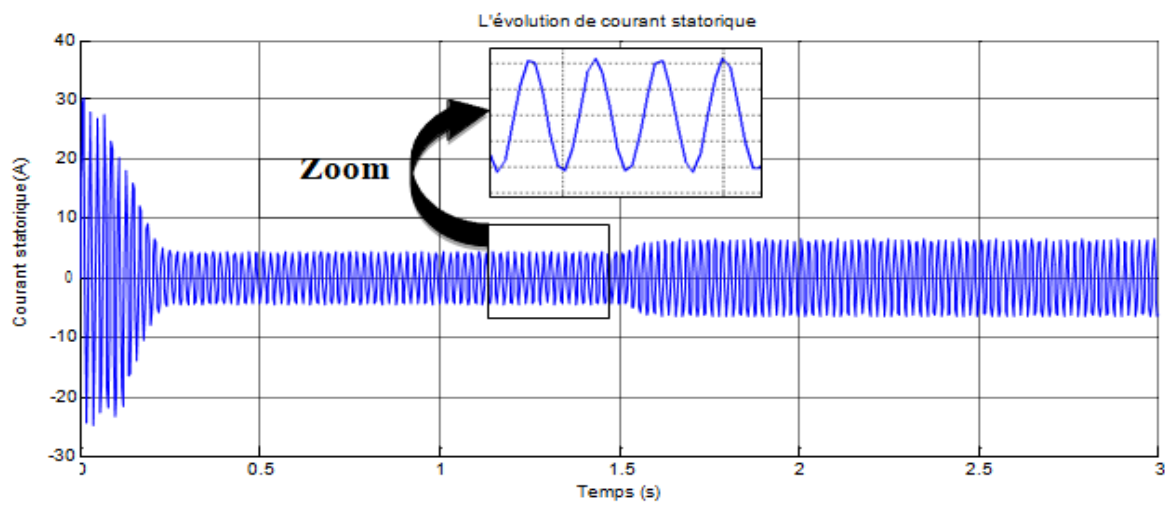
Les résultats de simulation de la machine asynchrone sont représentés sur la figure I.4 :



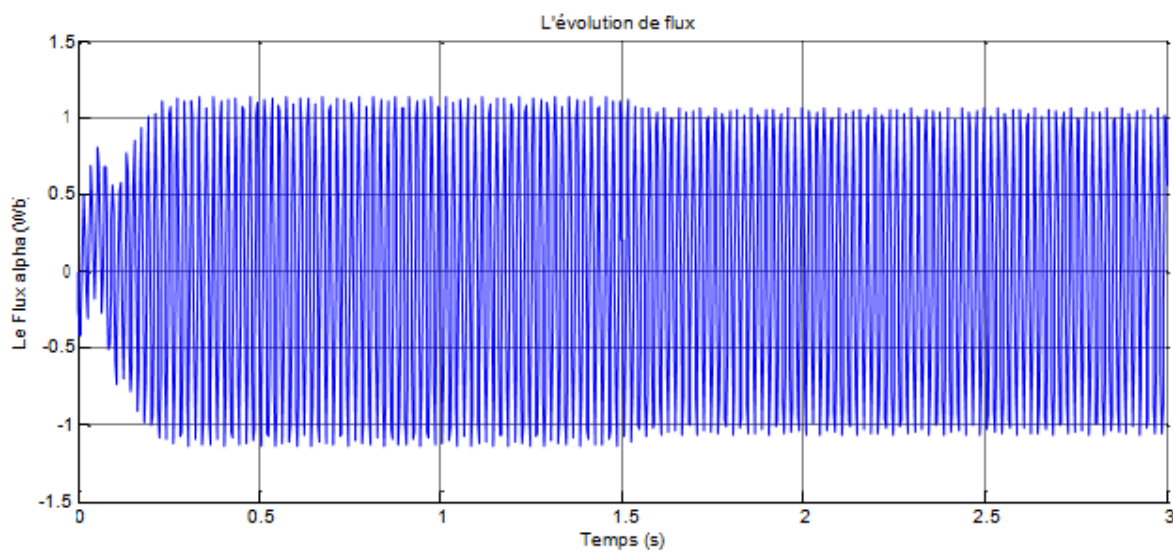
Évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps



Évolution du couple électromagnétique en fonction du temps



courant Is alpha en fonction de temps



Flux alpha en fonction de temps

Fig. I.5 : Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple

résistant ( $C_r=10\text{Nm}$  à  $t=1.5\text{sec}$ ).

#### I.14. Interprétations des résultats

##### ▪ La vitesse :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 0.3 sec. La vitesse rotorique s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme. A l'instant  $t= 1.5$  sec, l'application de la charge nominale se poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

##### ▪ Le couple électromagnétique :

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0.138 sec le couple tend vers zéro.

A l'instant  $t = 1.5$  sec nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r=10 \text{ N.m}$ ) nous constatons que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué.

##### ▪ Le courant statorique et le flux :

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 32.5A jusqu'à 0.25 seconde, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 6.5A.

A l'instant  $t = 1.5$  sec, nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur. Pour le flux Après le régime transitoire le flux statorique ( $\varphi_s$ ) prendre les formes sinusoïdales avec des valeurs maximales de (1.14Wb).

#### I.15. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone, cette modélisation est basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé. Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Le prochain chapitre, sera consacré pour présenter la commande directe du couple (DTC)



# Chapitre 02

## ❖ Partie 01

# **II. Commande DTC d'un MAS par un onduleur à deux niveaux**

## **II.1. Introduction**

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années. [11]

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 donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion. [12]

La commande des machines électriques a fait l'objet de plusieurs recherches et travaux pendant longtemps, afin de profiter et exploiter leurs meilleures performances. Des commandes différentes ont été développées, pour commander le MAS. On s'intéresse spécialement à la commande directe du couple (DTC), qui est le noyau de ce présent mémoire. Des résultats de simulations du MAS commandé par DTC et alimenté tantôt par un onduleur de tension à deux niveaux, seront présentés et discutés, en absence et en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. [13]

Dans ce chapitre on présentera le principe du contrôle direct du couple.

## **II.2. Principe de la commande directe du couple**

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir de l'utilisation des valeurs mesure pour le calcul du flux et du couple. [14]

La commande DTC a été appliquée à la commande de machine asynchrone, via la mise au point de nouvelles méthodes de commandes. Dans la commande DTC classique, nous devons considérer la maîtrise de deux variables d'état de la machine asynchrone :

le flux statorique et le couple électromagnétique. La régulation de ces deux variables est réalisée à partir de deux régulateurs à hystérésis. [11]

La commande directe du couple "DTC" d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux de couple et de flux désirés. [15]

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure suivante (Fig. II.1).

Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe  $\alpha \beta$ . Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi. [16]

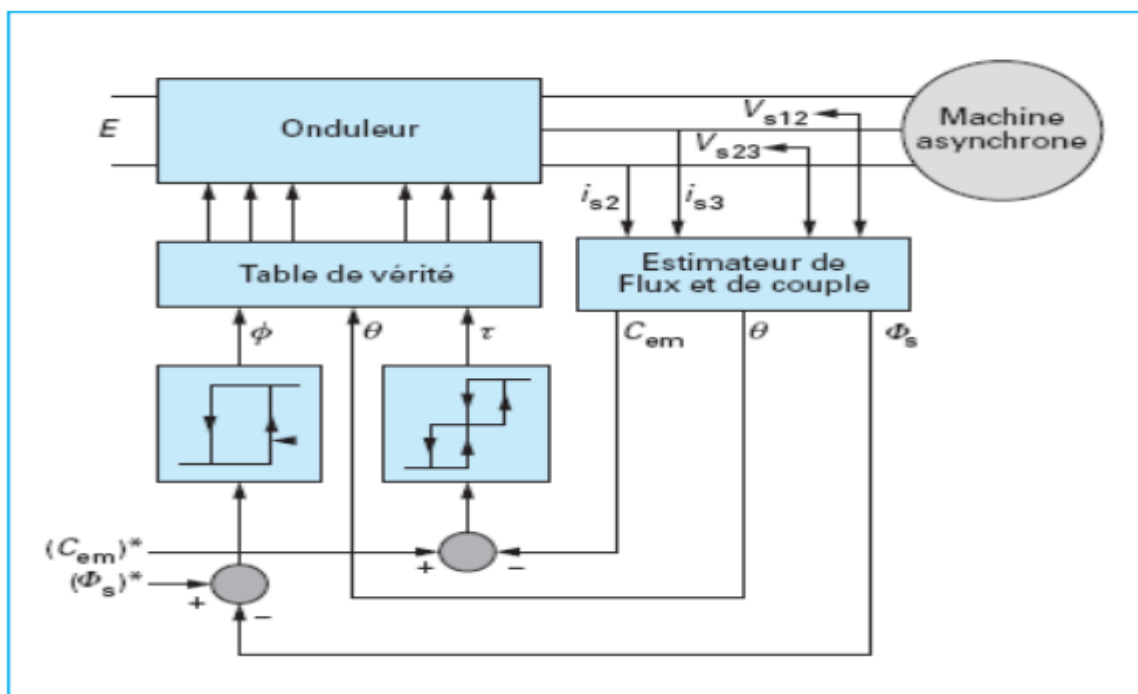


Fig. II.1 [16] Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.

### II.3. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple

- La **DTC** est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions statorique de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs a hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes hystérésis. [11]

### II.4. Contrôle du flux et du couple

#### II.4.1 Contrôle du flux

Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\varphi}_s}{dt} \Rightarrow \overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{II.1})$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (II.1) devient :

$$\overline{\varphi}_s(k+1) \approx \overline{\varphi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \overline{\varphi}_s \approx \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.2})$$

Où :

- $\overline{\varphi}_s(k)$  : Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actual
- $\overline{\varphi}_s(k+1)$  : Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant
- $\Delta \overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_s(k+1) - \overline{\varphi}_s(k)$  : vecteur variation de flux statorique.
- $T_e$  : period d'échantillonnage [17].

L'équation (II.2) implique que l'extrémité du vecteur flux (t) se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $V_s$  comme il est illustré sur la fig. (II.2). [12]

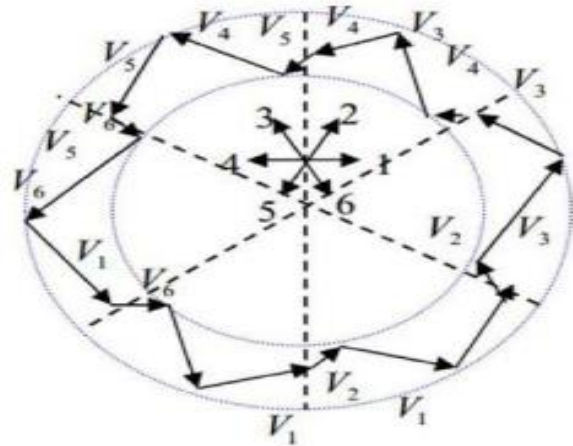


Fig. II.2 [12] sélection de vecteur tension  $V$  Correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.

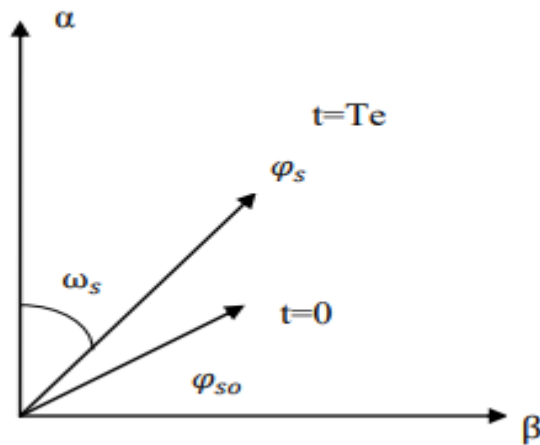


Fig. II.3 [12] Evolution du vecteur flux Statorique dans plan  $(\alpha, \beta)$ .

#### II.4.2 Contrôle du couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique

Et rotorique. [18]

$$\mathbf{C}_e = K(\overline{\varphi}_s \wedge \overline{\varphi}_r) = K|\overline{\varphi}_s| |\overline{\varphi}_r| \sin(\theta) \quad (\text{II.3})$$

Tel que :

$$K = \frac{3pM_{sr}}{2\delta L_s L_r}$$

Avec :

- $\overline{\varphi_s}$  : Le vecteur de flux statoriques.
- $\overline{\varphi_r}$  : Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.
- $\theta$  : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
- $K$  : est une constante dépendant des paramètres de la machine.
- $M_{sr}$  : L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

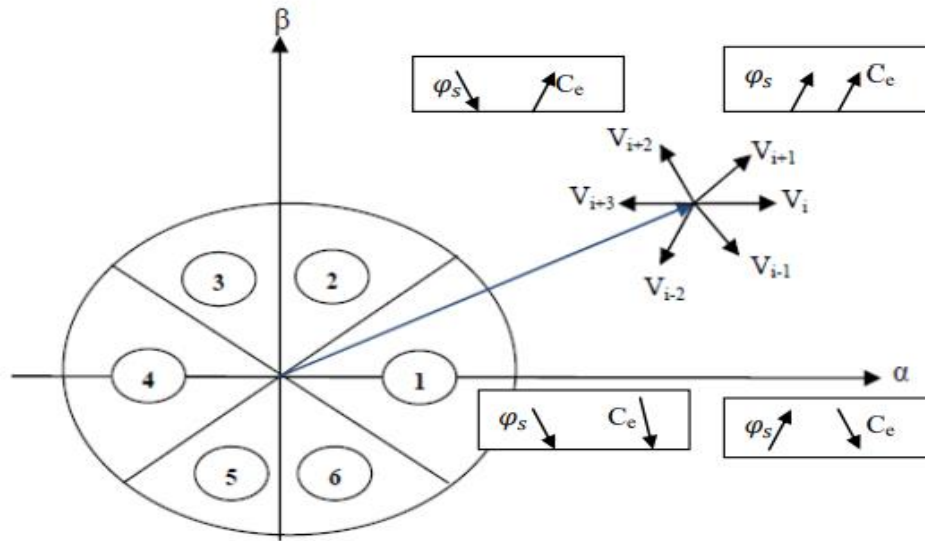
Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\overline{\varphi_s}$  et  $\overline{\varphi_r}$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\overline{\varphi_s}$  (à partir de  $V_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\overline{\varphi_s}$ , et le couple électromagnétique de façon découplée. [19]

### II.5. Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\overline{\varphi_s}$  de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution  $\overline{\varphi_s}$  de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. [11]

- Si  $\overline{V}_{i+1}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi_s}$  croît et  $C_e$  croît.
- Si  $\overline{V}_{i-1}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi_s}$  croît et  $C_e$  décroît.
- Si  $\overline{V}_{i+2}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi_s}$  décroît et  $C_e$  croît.
- Si  $\overline{V}_{i-2}$  est sélectionné alors  $\overline{\varphi_s}$  décroît et  $C_e$  décroît.
- Si  $\overline{V}_0$  ou  $\overline{V}_7$  est sélectionné la rotation de  $\overline{\varphi_s}$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé.

Le rôle de la vectrice tension sélectionnée est décrit sur la fig. (II.4). [13]



**Fig. II.4 [13]:** Sélection de la vectrice tension selon la zone  $N = i$ .

## II.6. Estimateurs

### II.6.1. Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine[17].

A partir de l'équation :

$$\overline{\varphi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (\text{II.4})$$

On obtient les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur  $\varphi_s$  :

$$\varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.5})$$

$$\varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (\text{II.6})$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  à partir des commandes  $(S_a S_b S_c)$  et de la mesure de la tension  $U_d$  et par application de la transformée de **Concordia** :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d(S_a - \frac{1}{2}(S_b+S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}U_d(S_b+S_c) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

De même les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  et  $I_{sc}$  en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} \overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \\ I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.9})$$

La zone Ni dans laquelle se trouve le vecteur est déterminée par le calcul de la phase de se vecteur :

$$\overline{\varphi}_s = \arctg \frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_{s\beta}} \quad (\text{II.10})$$

### II.6.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut- être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_e = \frac{3}{2}P(\widehat{\varphi}_{s\alpha}I_{s\beta} - \widehat{\varphi}_{s\beta}I_{s\alpha}) \quad (\text{II.11})$$

## II.7. Elaboration de vecteur de commande

### II.7.1. Elaboration du contrôleur de flux

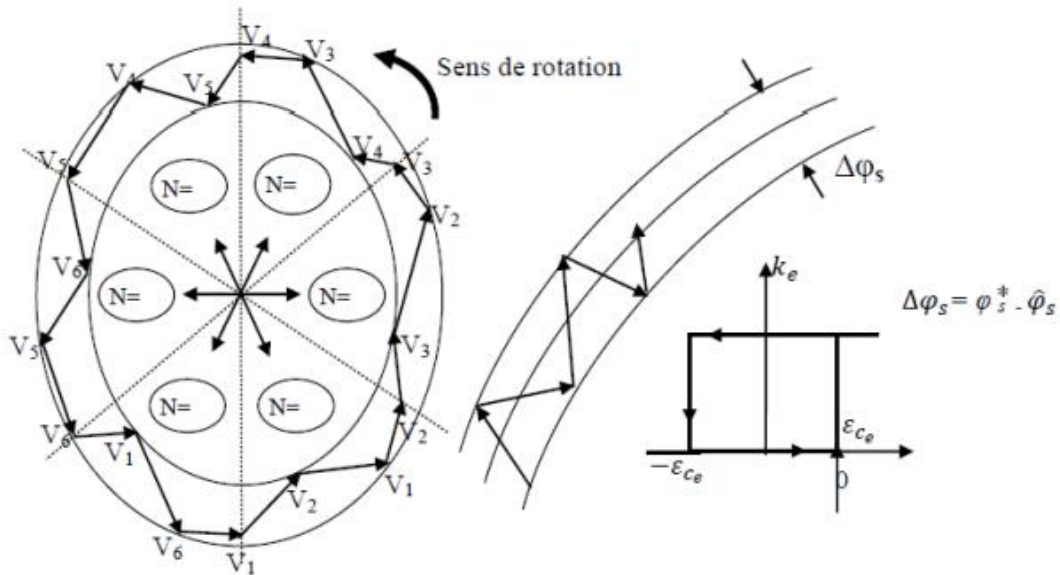
Le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. La figure **II.5** montre une couronne circulaire de l'extrémité de  $\varphi_s$ . La sortie du correcteur, représentée par une variable (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmenté (Cflx=1), ou diminuer (Cflx=0) de façon à maintenir. [24]

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \quad (II.12)$$

Avec :

$\varphi_{sref}$  : Le flux de référence.

$\Delta\varphi_s$  : La largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.



**Fig. II.5 [14]:** Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs Correspondants.

### II.7.2. Elaboration de contrôleur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$$|C_{eref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (II.13)$$

Avec :

$C_{eref}$  : Le couple de référence.

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

#### II.7.2.a. Contrôleur de couple à deux niveaux

Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation.

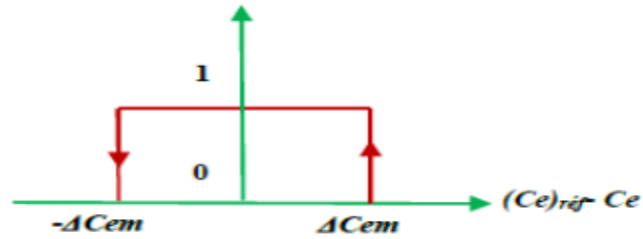


Fig. II.6 [24] : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

### II.7.2.b Contrôleur de couple à trois niveaux

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

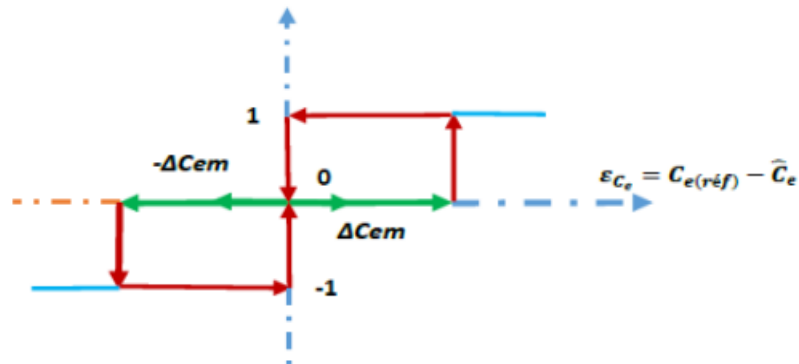


Fig. II.7 [24]: Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

## II.8. Elaboration des tables de commande

En considérant le vecteur flux  $\varphi_s$  dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs  $V_i$ ,  $V_{i-1}$ ,  $V_{i+1}$  peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de  $\overline{\varphi_s}$  peut être obtenue par la sélection des vecteurs  $V_{i+2}$ ,  $V_{i-2}$  et  $V_{i+3}$ , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique  $R_s \cdot I_s$ . [12]

## Chapitre 02 Commande DTC d'un MAS par un Onduleur à deux Niveaux et cinq Niveaux

Le tableau (II.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

**Tableau. II.1 [15]:** Table de commutation généralisée

	Augmentation	Diminution
$\varphi_s$	$V_i, V_{i-1}$ et $V_{i+1}$	$V_{i+2}, V_{i-2}$ et $V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

**Tableau. II.2 [15]:** Table de commande du flux

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\varphi_s \uparrow$	V6,V1,V2	V1,V2,V3	V2,V3,V4	V3,V4,V5	V4,V5,V6	V5,V6,V1
$\varphi_s \downarrow$	V3,V4,V5	V4,V5,V6	V5,V6,V1	V6,V1,V2	V1,V2,V3	V2,V3,V4

**Tableau. II.3 [15]:** Table de commande du couple

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V2, V3	V3, V4	V4, V5	V5, V6	V6, V1	V1, V2
$C_{em} \downarrow$	V5, V6	V6, V1	V1, V2	V2, V3	V3, V4	V4, V5

On élabore la table de vérité de la structure de contrôle, en fonction des sorties des contrôleurs Cflx et Ccpl et des zones N de position de  $\varphi_s$  ; comme le montre l'équation suivant :

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II.14})$$

L'espèce de l'évolution de  $\varphi_s$  dans le référentiel considéré se décompose en 6 zones N (1,...6)

Ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que [20] :

$$-\frac{\pi}{6} + (N-1)\frac{\pi}{3} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{6} + (N-1)\frac{\pi}{3} \quad (\text{II.15})$$

**Tableau. II.4 [24] :** Sélection des tensions  $V_s$  cas d'un onduleur à deux niveaux de tension de type NPC.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
<b>Cflx=1</b>	Ccpl= 1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 niveaux	3 niveaux
	Ccpl=0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$		
	Ccpl=-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$		
<b>Cflx=0</b>	Ccpl=1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 niveaux	3 niveaux
	Ccpl=0	$V_0$	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$		
	Ccpl=-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$		

II.9. Structure générale du contrôle direct de couple

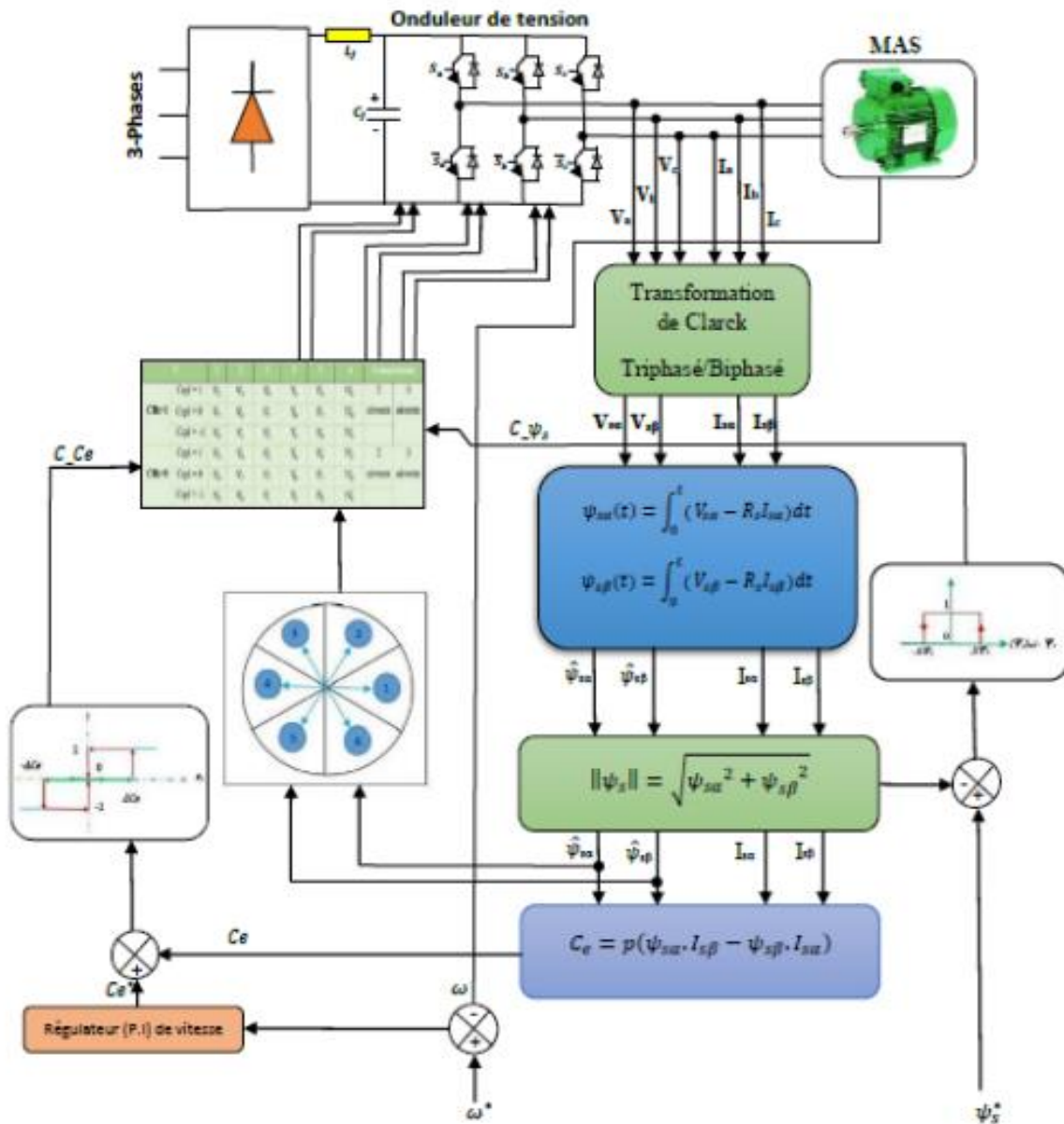
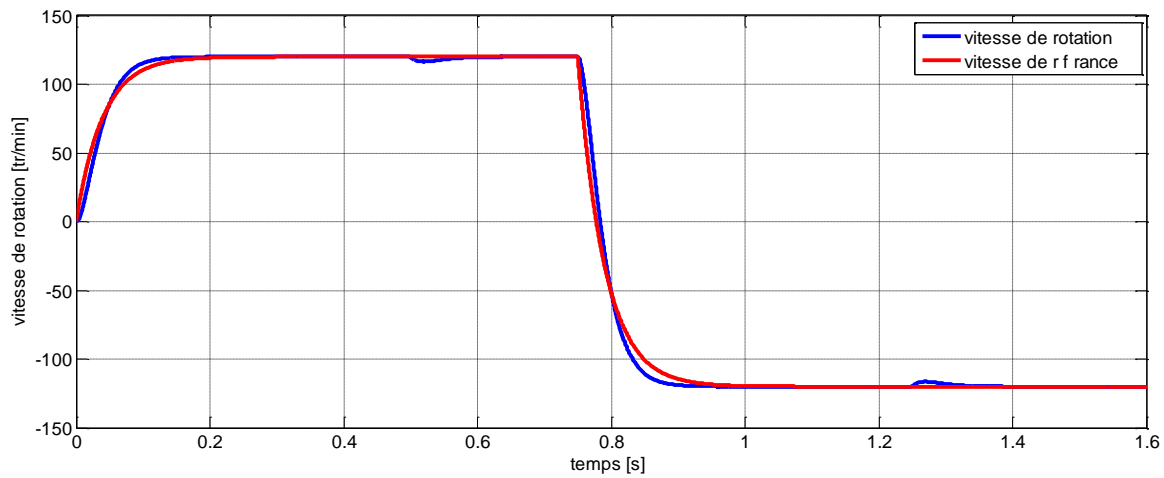
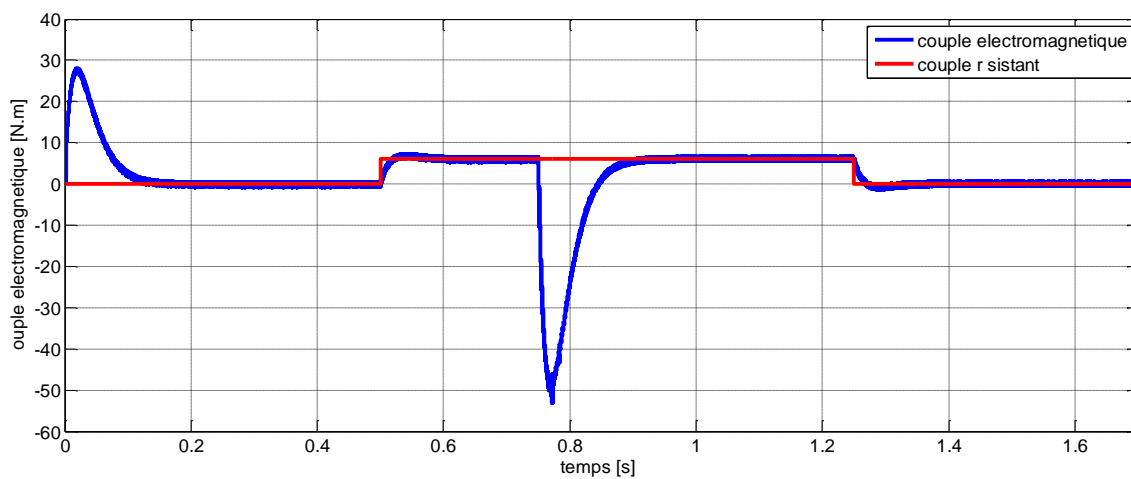


Fig. II.8 [24] : Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.

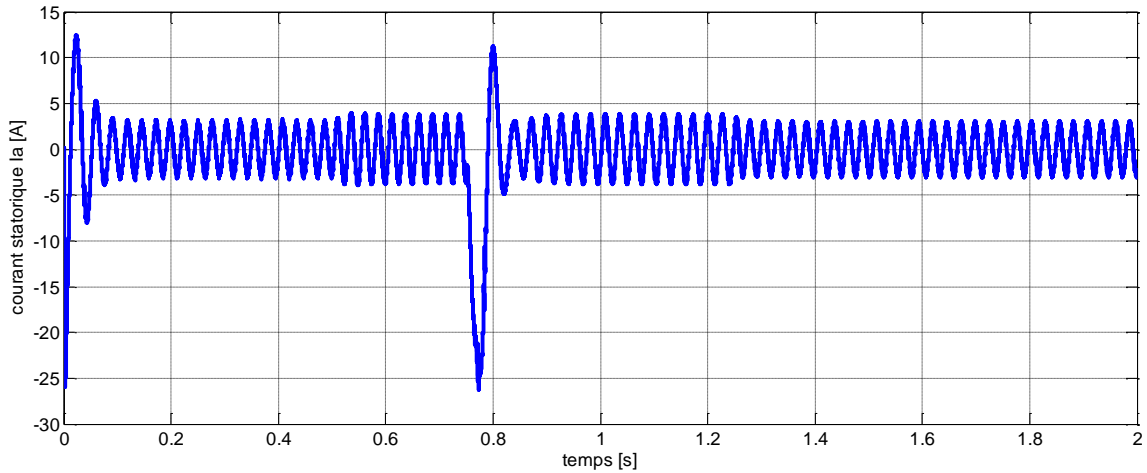
## II.10. Simulation et Résultats



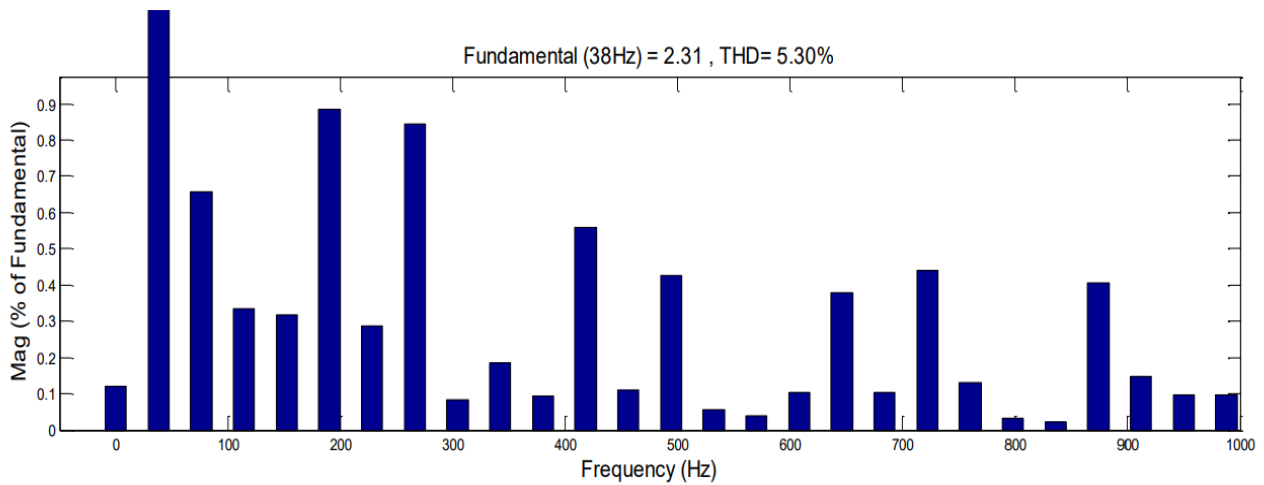
(a) : Evolution de la vitesse en fonction du temps



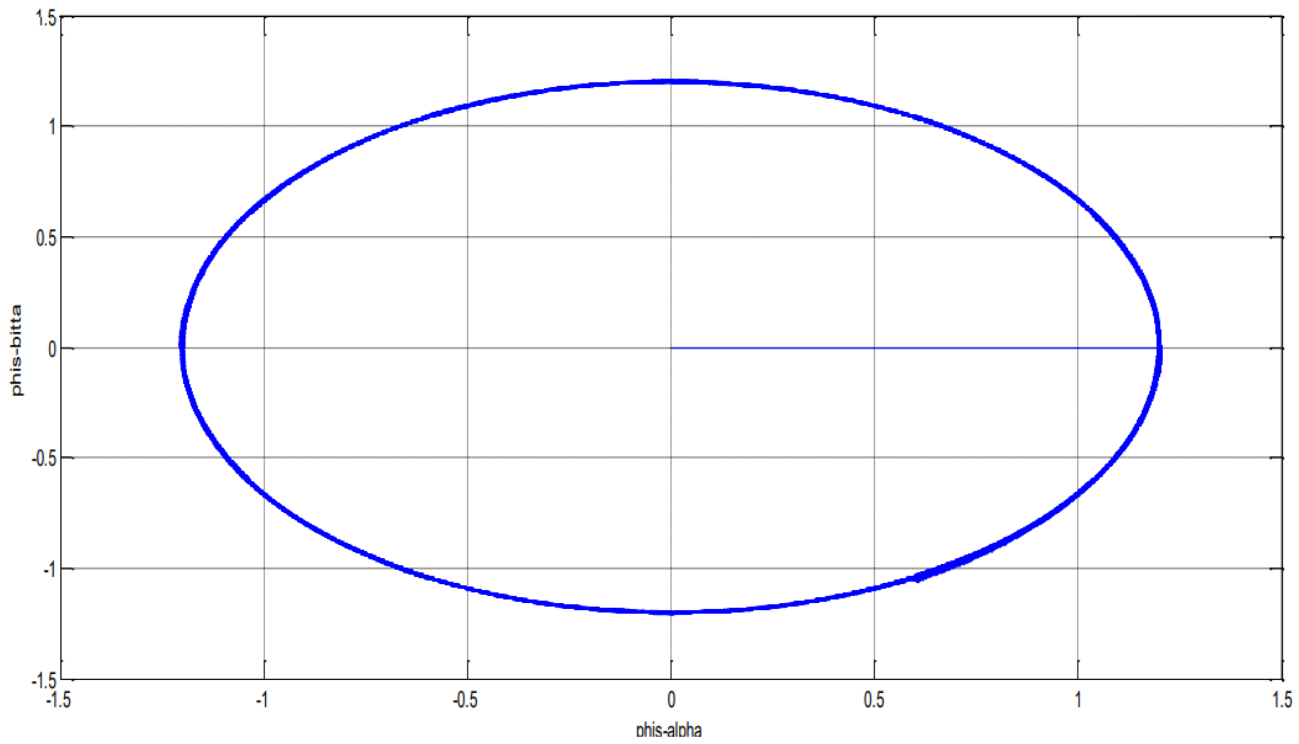
(b) : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



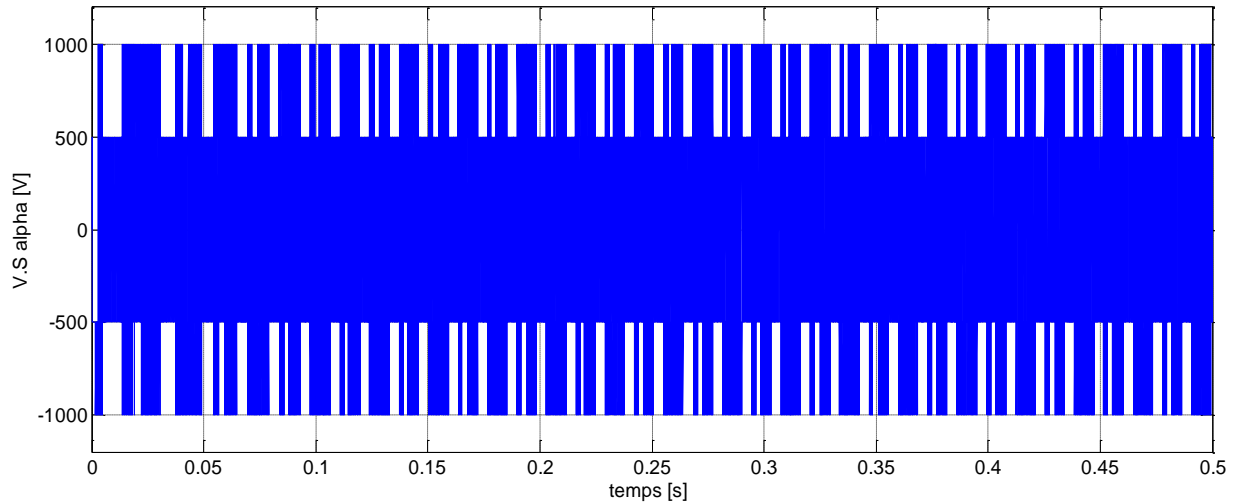
(c) : Evolution du courant statorique en fonction du temps.



(d): Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).



(e): Trajectoire du vecteur du flux statorique



(f) : Tension VSA

**Fig. II.9** : Résultats de simulation du DTC avec onduleur à deux niveaux

### II.11. Interprétation des Résultats

La figure (II.9) représente les résultats de simulation de DTC classique appliquée avec un onduleur de tension à deux niveaux :

- La figure (II.9.a) montre la vitesse, nous constatons que la vitesse après (0.1s) se stabilise à sa valeur de référence. A (0.5s jusqu'à 0.55s) la vitesse diminue, après, elle essaye de garder la valeur de référence.
- La figure (II.9.b) permet de constater l'évolution du couple électromagnétique. Au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps d'établissement d'environ de (0.07s), à l'instant 0.8 (sec) on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-50Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure (II.9.c) montre le signal du courant statorique, au démarrage, Il atteint environ 10A, et puis il se stabilise à la valeur 4A.
- La figure (II.9.d) présente l'analyse spectrale du courant, ainsi leur valeur de THD (5.30%).
- La figure (II.9.e) montre que les deux composantes du flux et sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.

**❖ Partie 02****II.13. Onduleur de tension de cinq niveaux**

Les onduleurs de tension les plus fréquemment employés sont les onduleurs à deux niveaux. Cependant, certaines utilisations telles que la traction électrique nécessitent des variateurs asynchrones triphasés qui sont capables de fonctionner à des puissances et/ou vitesses extrêmement élevées. En quête d'une augmentation de la puissance et de la tension, il est courant d'associer plusieurs types d'onduleurs en séries ou en parallèles, ce qui entraîne des difficultés dans la gestion et une augmentation du coût du système. Afin de pallier ces désavantages, on utilise un nouveau convertisseur continu-alternatif, l'onduleur multiniveaux.

Il existe une nouvelle méthode de contrôle à plusieurs niveaux pour les moteurs à induction, qui repose sur la stratégie de contrôle de couple direct en utilisant un onduleur à source de tension bloquée multipoint multiniveaux. Cette méthode offre une ondulation très faible et une dynamique élevée.[26]

Nous commençons dans cette partie par l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottants qui est composé de trois bras symétrique constitué chacun de 8 interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court circuit de la source continu à l'entrée de l'onduleur. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable et d'une diode montée en anti parallèle. Le nombre de diodes flottantes est 6 par bras assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras. Chaque bras est relié à une alimentation continue  $V_{dc}$ , divisée en quatre parties égales en utilisant quatre condensateurs. Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras :

$$\left( \frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, 0, -\frac{V_{dc}}{4}, -\frac{V_{dc}}{2} \right) \text{ [22]}$$

La concordance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumé dans **le tableau 5**.

**Tableau II.5. [22]** : Les états d'un bras de l'onduleur.

## Chapitre 02 Commande DTC d'un MAS par un Onduleur à deux Niveaux et cinq Niveaux

Etat	$S_{1x}$	$S_{2x}$	$S_{3x}$	$S_{4x}$	$S_{5x}$	$S_{6x}$	$S_{7x}$	$S_{8x}$	$V_{ux}$
4	1	1	1	1	0	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
3	0	1	1	1	1	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{4}$
2	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{4}$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$

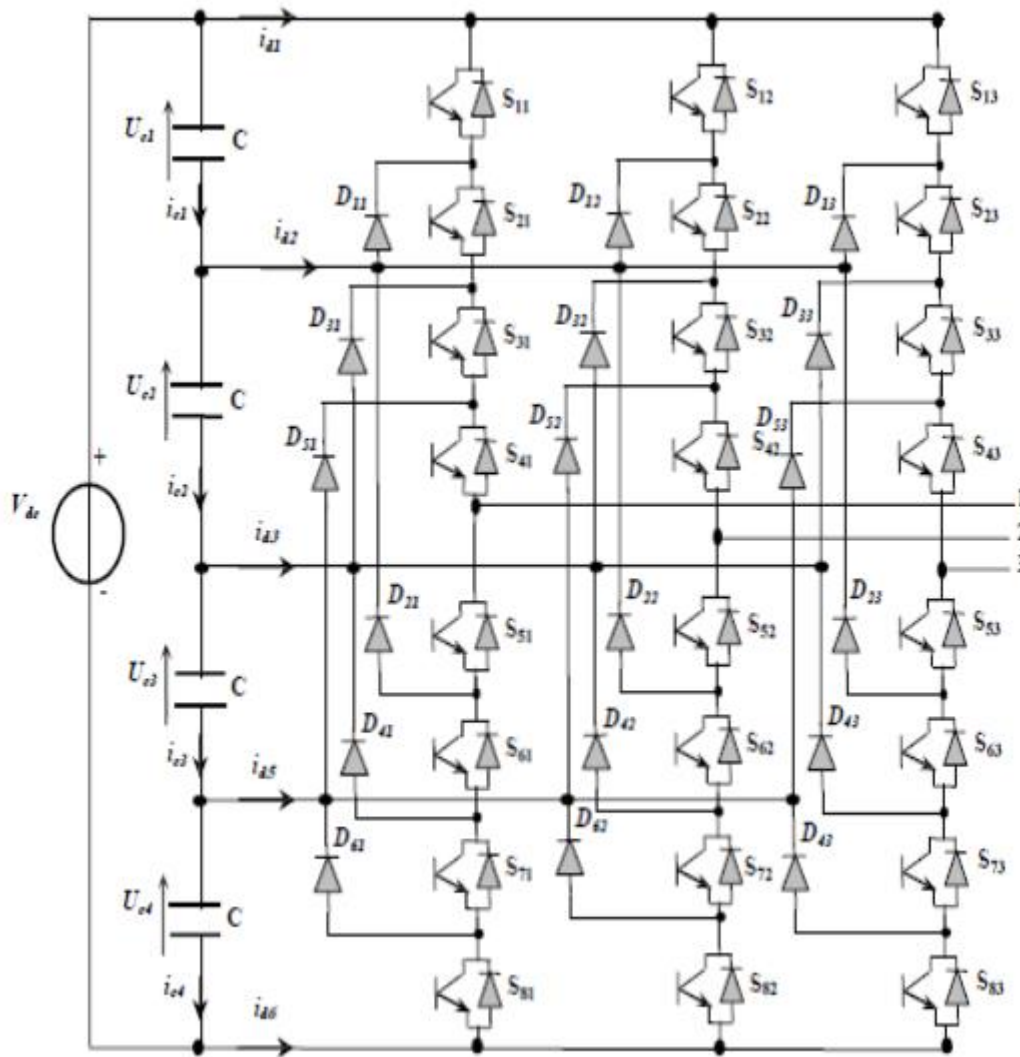


Fig. II.10 [20]: Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diode flottant.

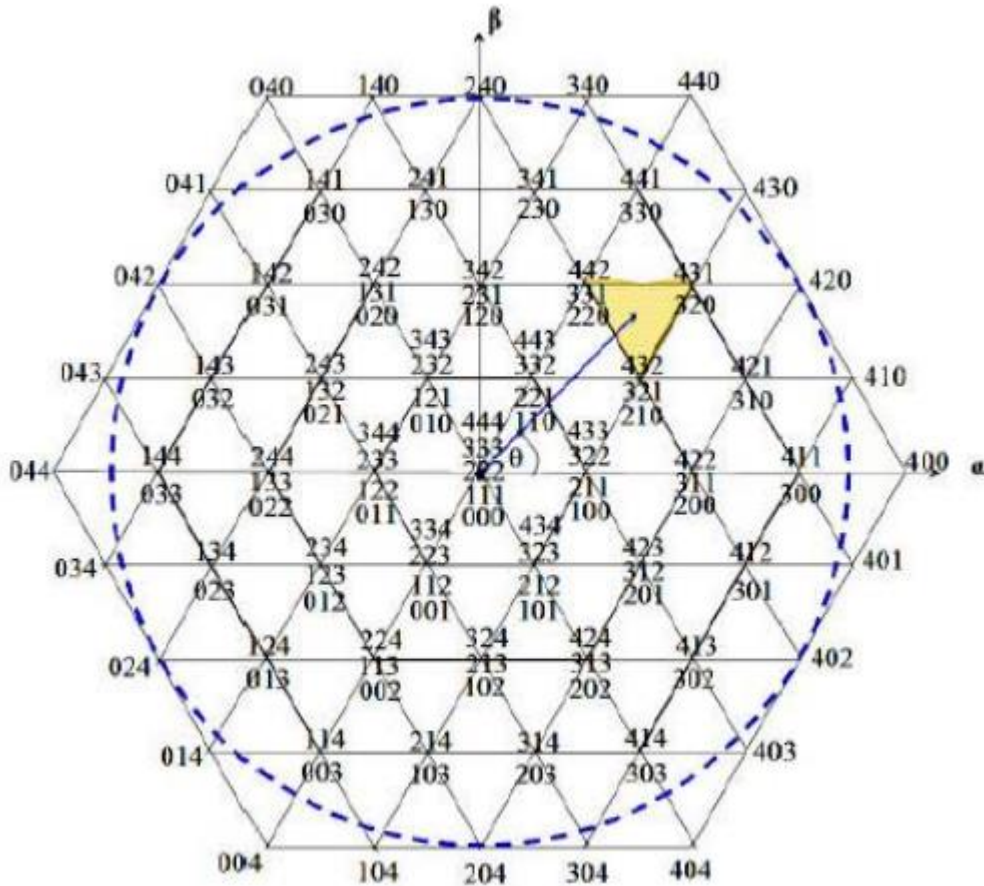


Fig. II.11 [20]: Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.

L'espace d'évolution de dans le référentiel considéré se décompose en 12 zones N (1,...,12)

ce choix est détecté par souci d'un contrôle plus rigoureux et tel que : [24]

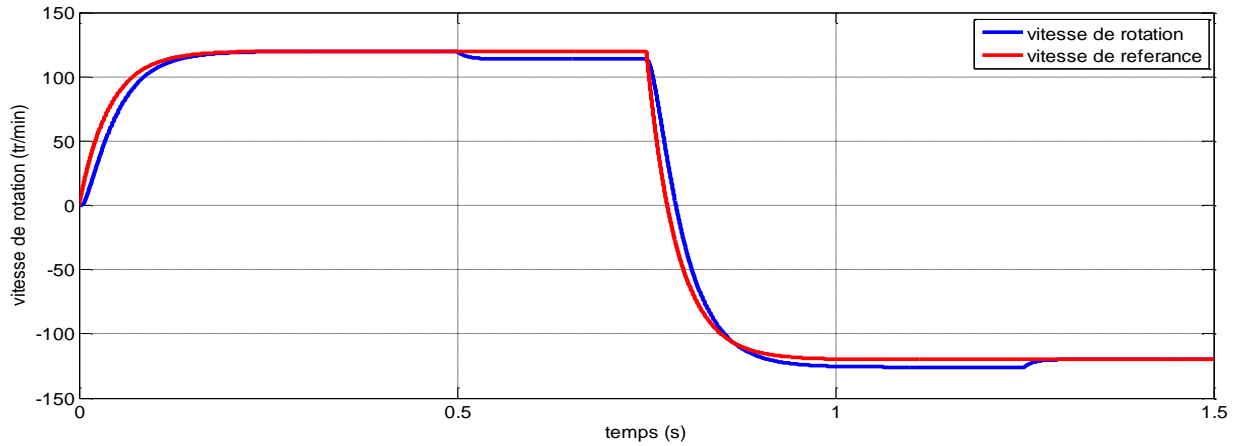
$$-\frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \quad (\text{II.15})$$

Tableau II.6 [21] : Sélection des tensions pour un onduleur cinq niveaux de tension de type NPC.

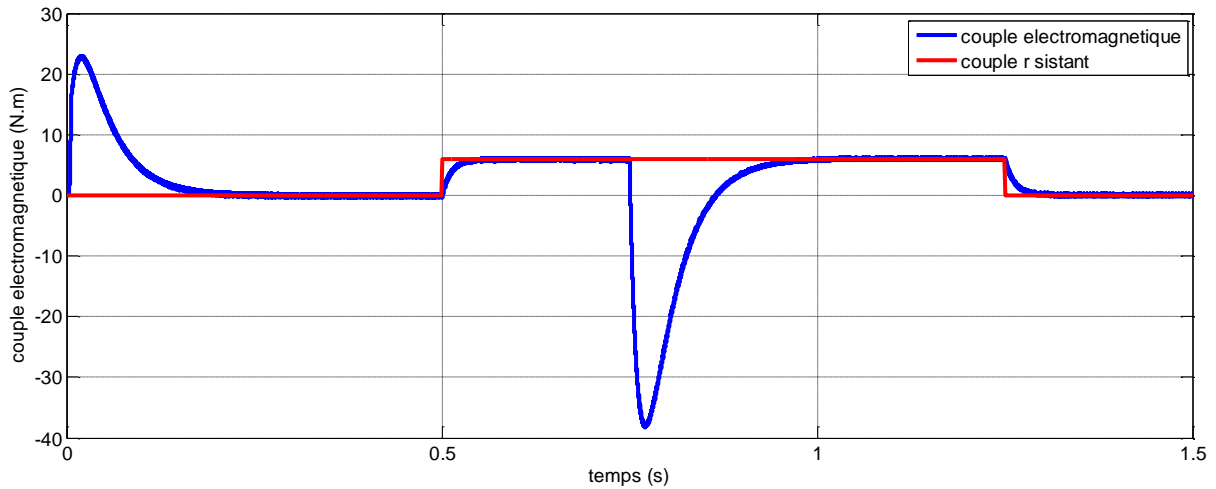
		Secteur											
$C_{flx}$	$C_{cpt}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
<b>+1</b>	<b>+4</b>	107	101	109	102	111	103	113	104	115	105	117	100
	<b>+3</b>	76	64	78	65	80	66	82	67	84	68	86	63
	<b>+2</b>	118	27	119	28	120	29	121	30	122	31	123	26
	<b>+1</b>	44	2	45	3	46	4	47	5	48	6	49	1
	<b>0</b>	Vecteur nul											
	<b>-1</b>	49	1	44	2	45	3	46	4	47	5	48	6
	<b>-2</b>	123	26	118	27	119	28	120	29	121	30	122	31
	<b>-3</b>	68	85	63	75	64	77	65	79	66	81	67	83
<b>-1</b>	<b>-4</b>	105	116	100	106	101	108	102	110	103	112	104	114
	<b>+4</b>	102	110	103	112	104	114	105	116	100	106	101	108
	<b>+3</b>	65	79	66	81	67	83	68	85	63	75	64	77
	<b>+2</b>	28	120	29	121	30	122	31	123	26	118	27	119
	<b>+1</b>	3	46	4	47	5	48	6	49	1	44	2	45
	<b>0</b>	Vecteur nul											
	<b>-1</b>	5	48	6	49	1	44	2	45	3	46	4	47
	<b>-2</b>	30	122	31	123	26	118	27	119	28	120	29	121
	<b>-3</b>	67	83	68	85	63	75	64	77	65	79	66	81
	<b>-4</b>	104	114	105	116	100	106	101	108	102	110	103	112
<b>0</b>	<b>+4</b>	109	102	111	103	113	104	115	105	117	100	107	101
	<b>+3</b>	78	65	80	66	82	67	84	68	86	63	76	64
	<b>+2</b>	119	28	120	29	121	30	122	31	123	26	118	27
	<b>+1</b>	45	3	46	4	47	5	48	6	49	1	44	2
	<b>0</b>	Vecteurs nuls											
	<b>-1</b>	48	6	49	1	44	2	45	3	46	4	47	5
	<b>-2</b>	122	31	123	26	118	27	119	28	120	29	121	30
	<b>-3</b>	67	83	68	85	63	75	64	77	65	79	66	81
	<b>-4</b>	104	114	105	116	100	106	101	108	102	110	103	112



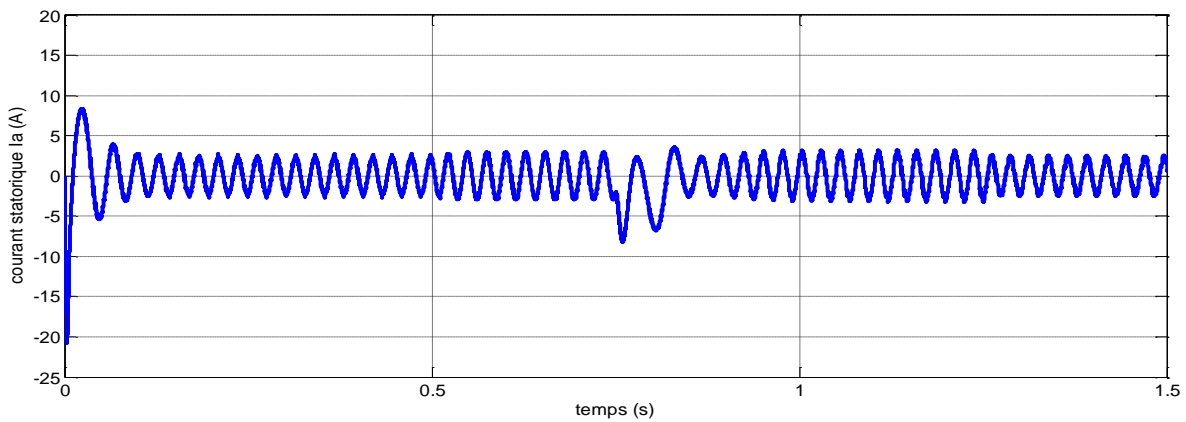
## II.15. Résultats de simulation



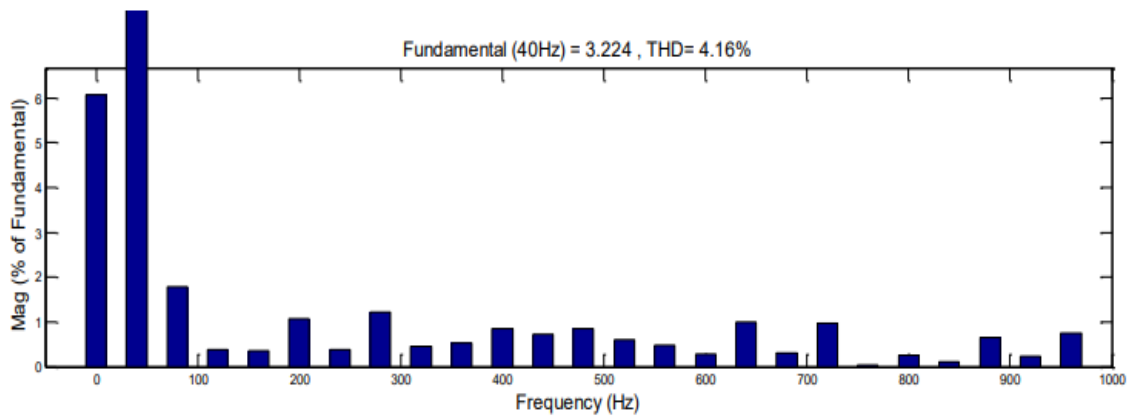
(a): Evolution de la vitesse en fonction du temps.



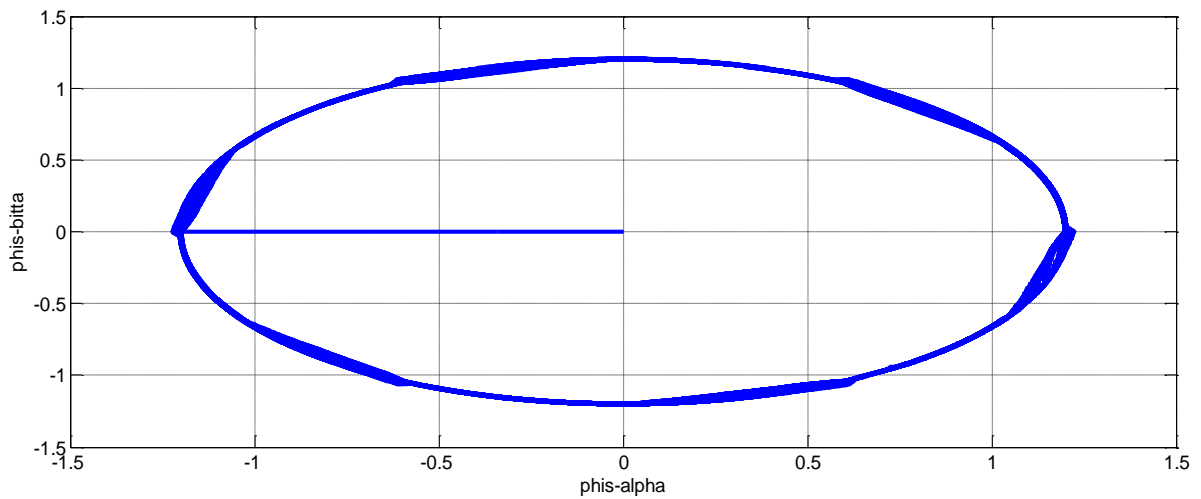
(b): Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



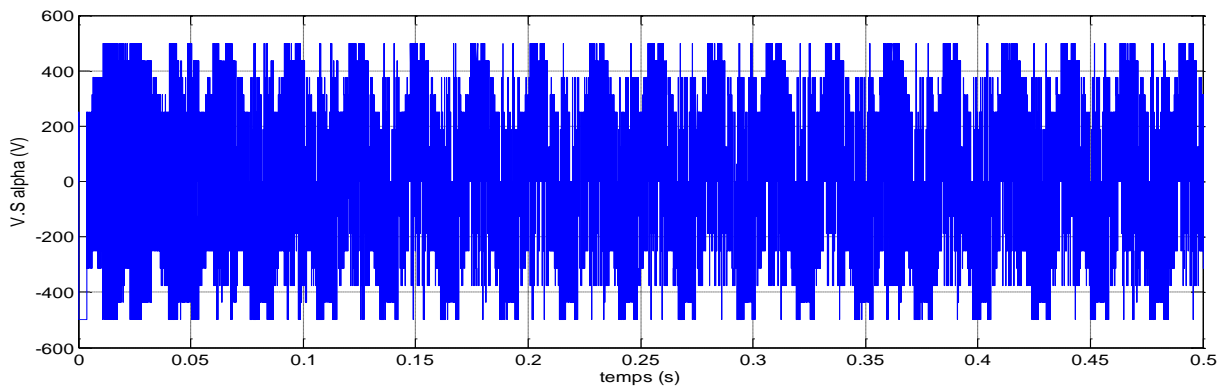
(c): Evolution du courant statorique en fonction du temps.



(d): Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).



(e): Trajectoire du vecteur du flux statorique



(f): Tension  $V_{SA}$

Fig II.13 [23]: Résultats de simulation du DTC avec onduleur à cinq niveaux

### II.16. Interprétation des résultats

La figure III-10 montre les résultats de simulation du DTC avec onduleur à cinq niveaux de type NPC :

- La figure (II.13.a) montre la vitesse, nous remarquons que la vitesse après (0.1s) se stabilise à sa valeur de référence. A (0.5s jusqu'à 0.55s) la vitesse diminue, après, elle rejette la perturbation et retourne vers sa valeur de référence.
- La figure (II.13.b) permet de constater l'évolution du couple électromagnétique au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps d'établissement d'environ de (0.07s), à l'instant 0.8 (sec), on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-40Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure (II.13.c) montre le signal du courant statorique, au démarrage à vide, il a fait un pic qui atteint environ 9A, et puis il se stabilise à la valeur 3A.
- La figure (II.13.d) présente l'analyse spectrale du courant, ainsi leur valeur de THD (4.16%) on remarque que le THD est amélioré par rapport de celle de l'onduleur à deux niveaux.
- La figure (II.13.e) montre que toujours, les deux composantes du flux  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$  sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.

### II.17. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les principes de base de la commande DTC d'un moteur asynchrone, pour cela on a développé deux algorithmes de commande basés sur l'onduleur à deux niveaux et l'onduleur à cinq niveaux qui apparaissent comme des moyens efficaces et simples pour piloter une machine asynchrone.

La DTC à cinq niveaux assure un temps de réponse en couple et en vitesse réduit, basse valeur de THD (4.16%), ainsi la diminution des fluctuations de couple et de flux.

Le prochain chapitre sera consacré pour présenter la commande directe du couple (DTC) en utilisant un onduleur à sept niveaux pour améliorer les performances de la MAS, minimiser le temps de réponse et le dépassement en régime transitoire et la correction de vitesse de rotation en régime permanent d'une part et réduire les harmoniques dans le courant qui apparaît sur le couple et le flux.



# Chapitre 03

### III.1. Introduction

Dans le but de faire une étude comparative, ce chapitre sera consacré pour développer un algorithme de commande DTC sous Matlab, en utilisant des onduleurs à sept niveaux.

### III.2. Stratégie de commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant: [18]

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  ( $T_e \leq 50\mu s$ ).
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- On estime le couple grâce à la relation suivante:  $C_e = P(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha})$ .
- On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique qu'on va présenter dans ce qui suit

Le synoptique de commande de cette stratégie est présente sur la figure suivante :

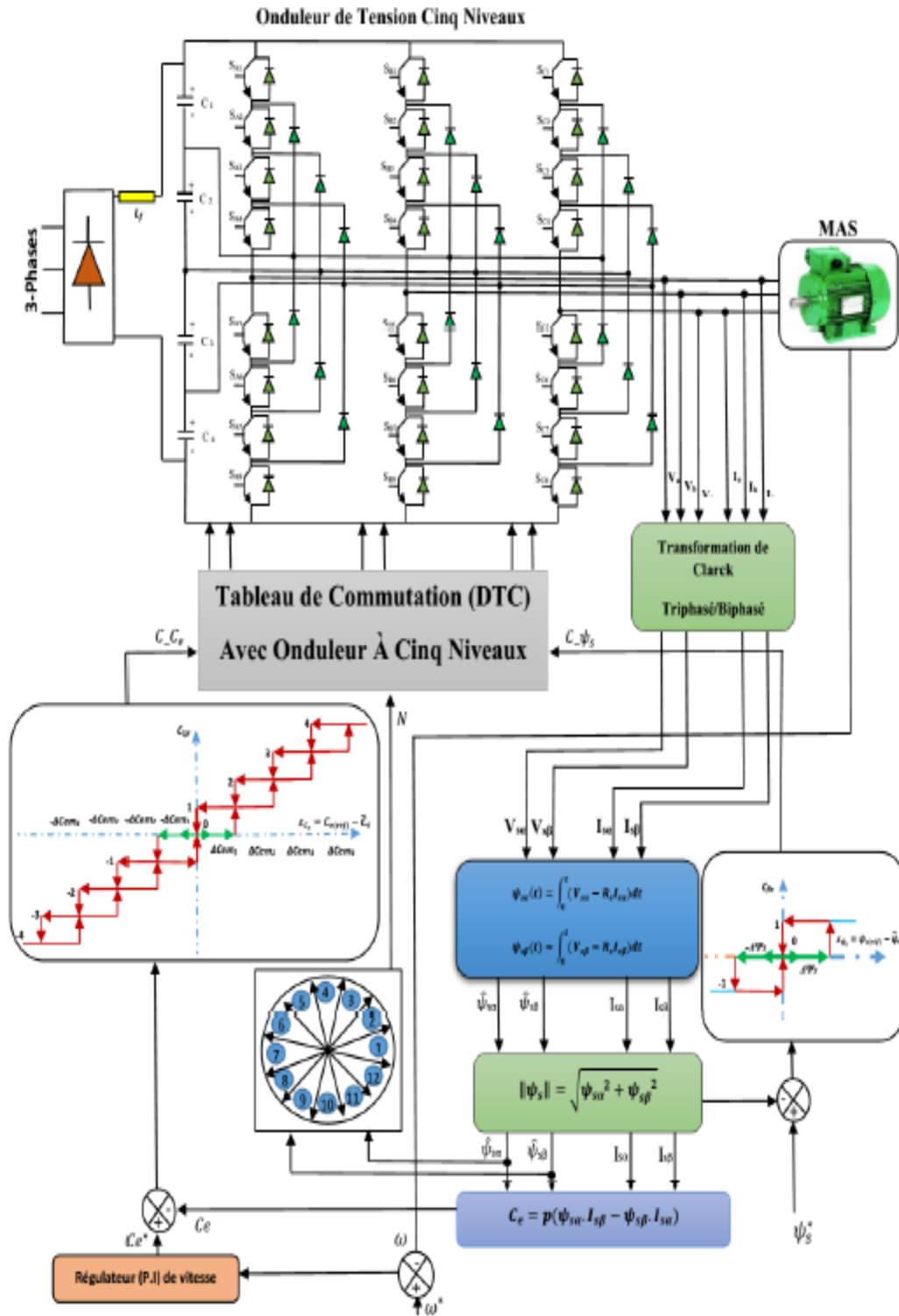


Fig. III.1 [17] : Schéma de Principe de La commande DTC à sept niveaux

### III.3. Onduleur de tension de sept niveaux

La structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes est représentée sur la Fig. III.2 [20]

Ce dernier se compose de trois bras symétriques constitué chacun de 12 interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture du circuit inductif de sa charge. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable  $S_{ij}$  ( $i = 1 \dots 12$  et  $j = 1, 2, \dots$  ou  $3$ ) et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est 10 par bras ( $D_{kj}, k = 1, \dots 10$ ) assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras. Chaque bras est relié à une alimentation continue  $V_{dc}$ , ces six générateurs sont égaux

$$UC1 = UC2 = UC3 = UC4 = UC5 = UC6 = \frac{V_{dc}}{6}.$$

Cet onduleur est dit à sept niveaux car il délivre sept niveaux de tension par bras

$$\left( \frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, \frac{V_{dc}}{6}, 0, -\frac{V_{dc}}{2}, -\frac{V_{dc}}{4}, -\frac{V_{dc}}{6} \right) [23].$$

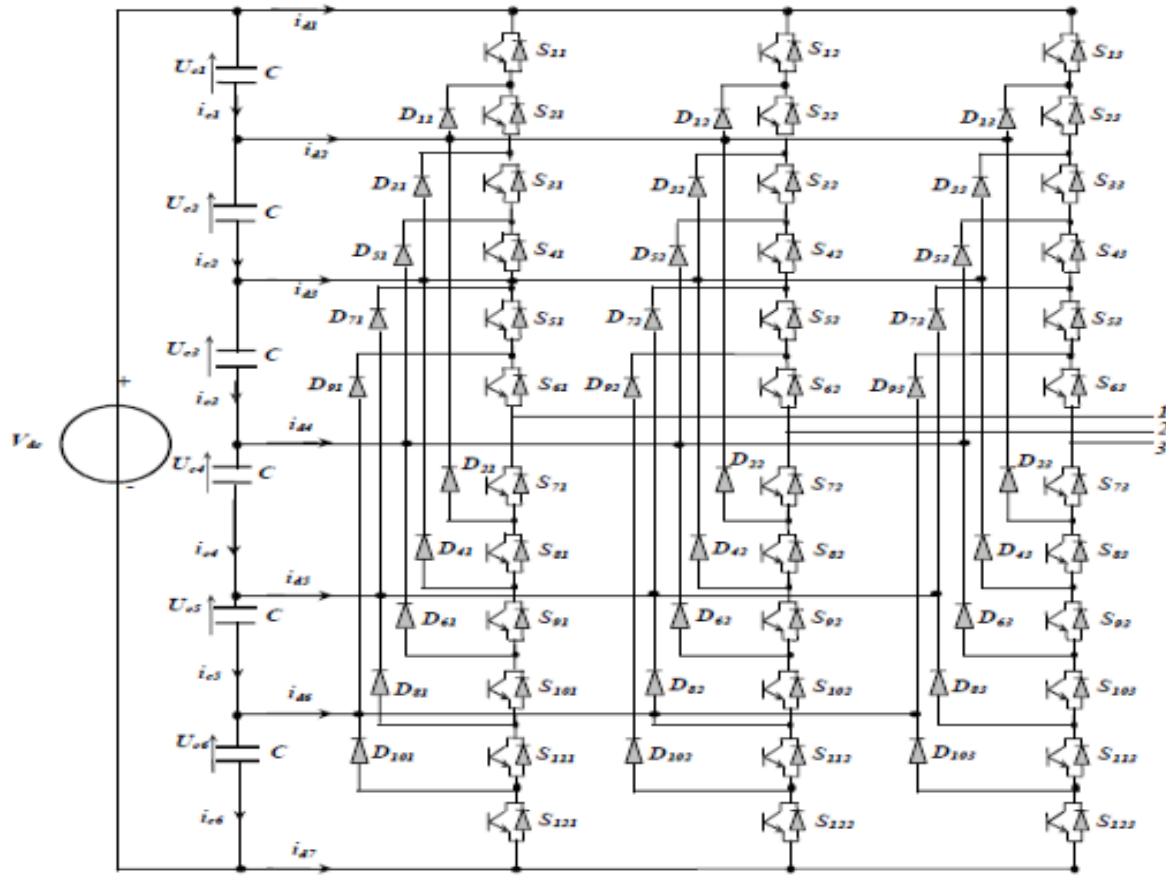


Fig. III.2. [20] Structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottante

Tableau. III.1 [20] Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux (x =1,2 ou 3)

Etat	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	F <sub>1x</sub>	V <sub>ox</sub>
6	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	$v_{dc}/2$
5	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	$v_{dc}/4$
4	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	$v_{dc}/6$
3	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	$-v_{dc}/6$
1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	$-v_{dc}/4$
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	$-v_{dc}/2$

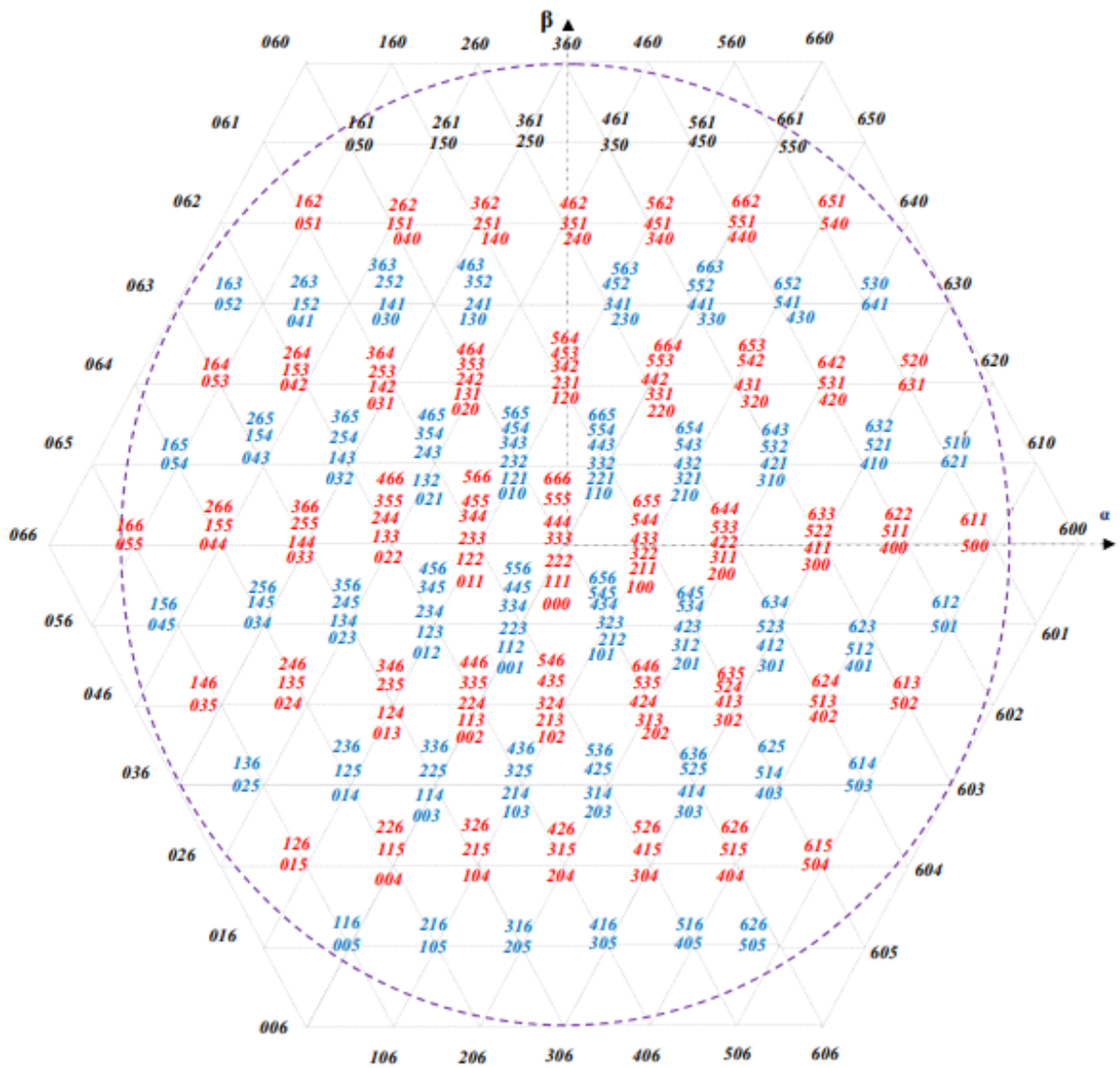


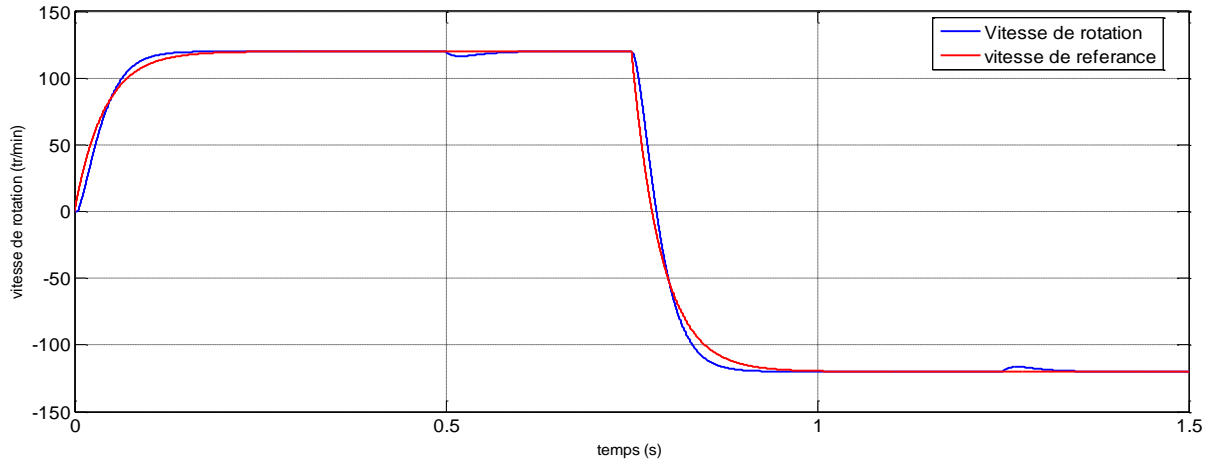
Fig. III.3. [20] Diagramme vectoriel de l'onduleur à sept niveaux.

Tableau III.2 [25] : Sélection des tensions pour un onduleur sept niveaux de tension de type NPC.

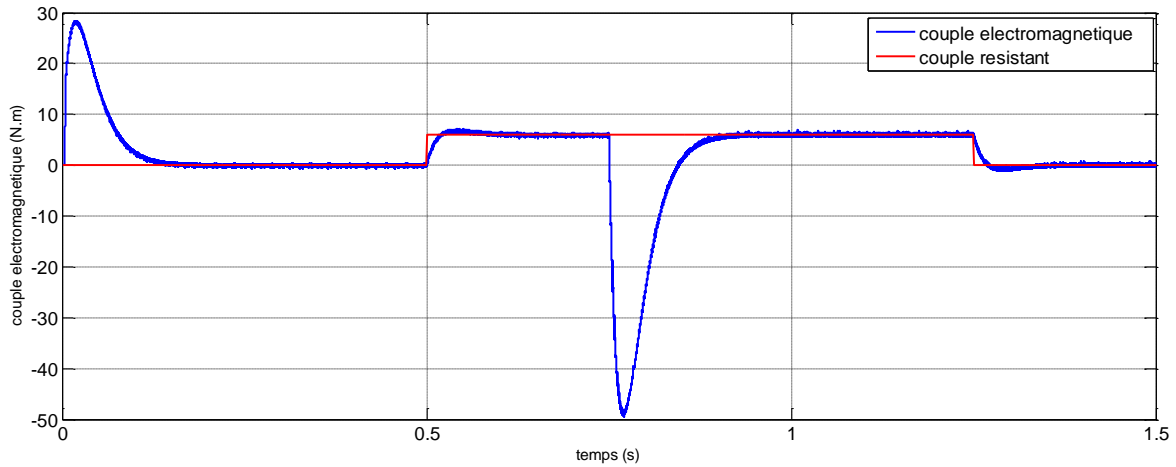
	<b>+6</b>	298	306	299	308	300	310	301	312	296	302	297	304
<b>+1</b>	<b>-6</b>	300	306	301	308	302	310	303	312	304	314	305	316
	<b>-5</b>	226	221	228	222	230	223	232	224	234	225	236	220
	<b>-4</b>	101	108	102	110	103	112	104	114	105	116	100	106
	<b>-3</b>	77	65	79	66	81	67	83	68	85	63	75	64
	<b>-2</b>	207	116	208	117	209	118	210	113	205	114	206	115
	<b>-1</b>	48	6	49	1	44	2	45	3	46	4	47	5
	<b>0</b>	Vecteur nul											
	<b>+1</b>	45	3	46	4	47	5	48	6	49	1	44	2
	<b>+2</b>	208	117	209	118	210	113	205	114	206	115	207	116
	<b>+3</b>	67	84	68	86	63	76	64	78	65	80	66	82
	<b>+4</b>	115	105	117	100	107	101	109	102	111	103	113	104
	<b>+5</b>	223	235	218	225	219	227	220	229	221	231	222	233
	<b>+6</b>	313	296	303	297	305	298	307	299	309	300	311	301
		<b>Secteur</b>											
$C_{fix}$	$C_{cpi}$	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>	<b>7</b>	<b>8</b>	<b>9</b>	<b>10</b>	<b>11</b>	<b>12</b>
<b>-1</b>	<b>-6</b>	304	314	305	316	300	306	301	308	302	310	303	312
	<b>-5</b>	224	234	225	236	220	226	221	228	222	230	223	232
	<b>-4</b>	104	114	105	116	100	106	101	108	102	110	103	112
	<b>-3</b>	67	83	68	85	63	75	64	77	65	79	66	81
	<b>-2</b>	117	209	118	210	113	205	114	206	125	207	116	208
	<b>-1</b>	5	48	6	49	1	44	2	45	3	46	4	47
	<b>0</b>	Vecteur nul											
	<b>+1</b>	3	46	4	47	5	48	6	49	1	44	2	45
	<b>+2</b>	115	207	116	208	117	209	118	210	113	205	114	206
	<b>+3</b>	65	79	66	81	67	83	68	85	63	75	64	77
	<b>+4</b>	102	110	103	112	104	114	105	116	100	106	101	108
<b>+5</b>	220	228	221	230	222	232	223	234	218	224	219	226	

<b>0</b>	-6	305	316	300	306	301	308	302	310	303	312	304	314
	-5	225	236	220	226	221	228	222	230	223	232	224	234
	-4	105	116	100	106	101	108	102	110	103	112	104	114
	-3	68	85	63	75	64	77	65	79	66	81	67	83
	-2	210	113	205	114	206	115	207	116	208	117	209	118
	-1	49	1	44	2	45	3	46	4	47	5	48	6
	<b>0</b>	Vecteur nul											
	+1	44	2	45	3	46	4	47	5	48	6	49	1
	+2	205	114	206	115	207	116	208	117	209	118	210	113
	+3	76	64	78	65	80	66	82	67	84	68	86	63
	+4	107	101	109	102	111	103	113	104	115	105	117	100
	+5	225	219	227	220	229	221	231	222	233	223	235	218
	+6	303	297	305	298	307	299	309	300	311	301	313	296

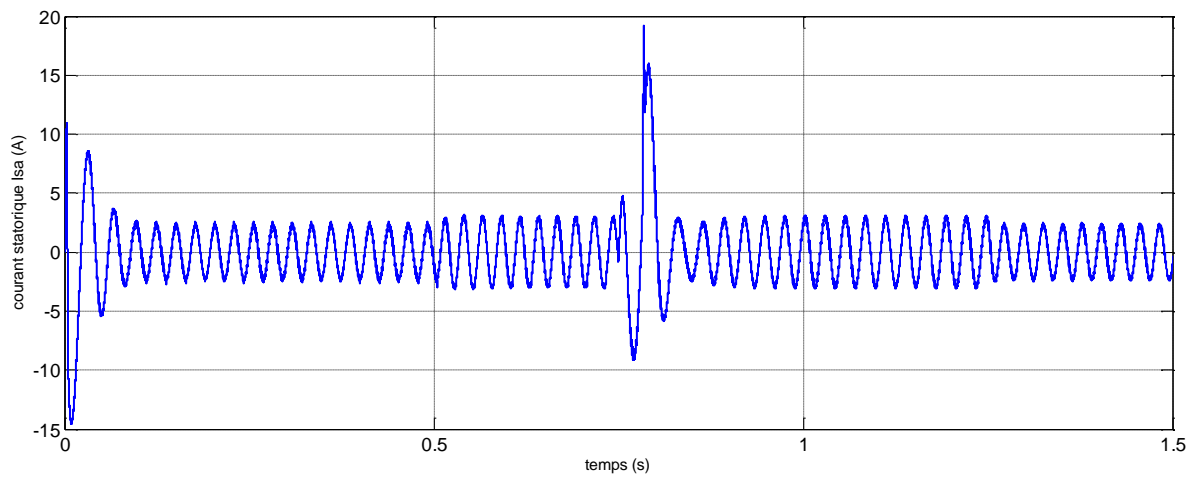
III.4. Résultats de simulation



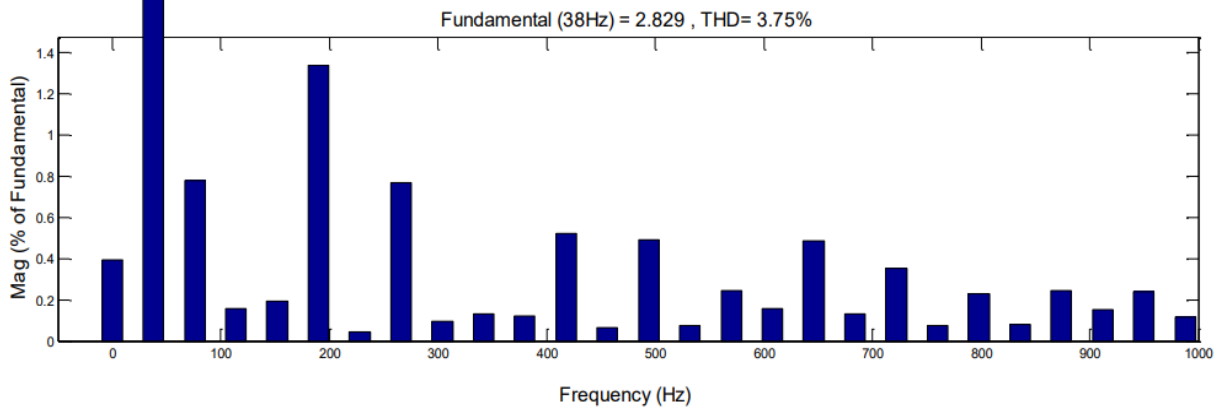
(a): Evolution de la vitesse en fonction du temps.



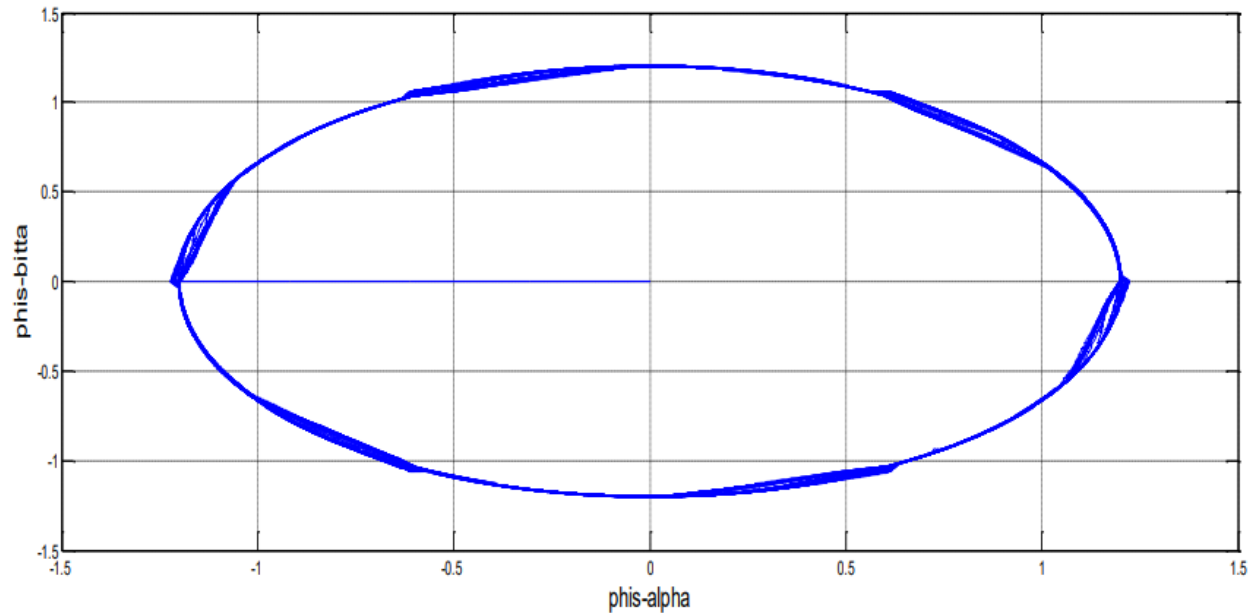
(b): Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.



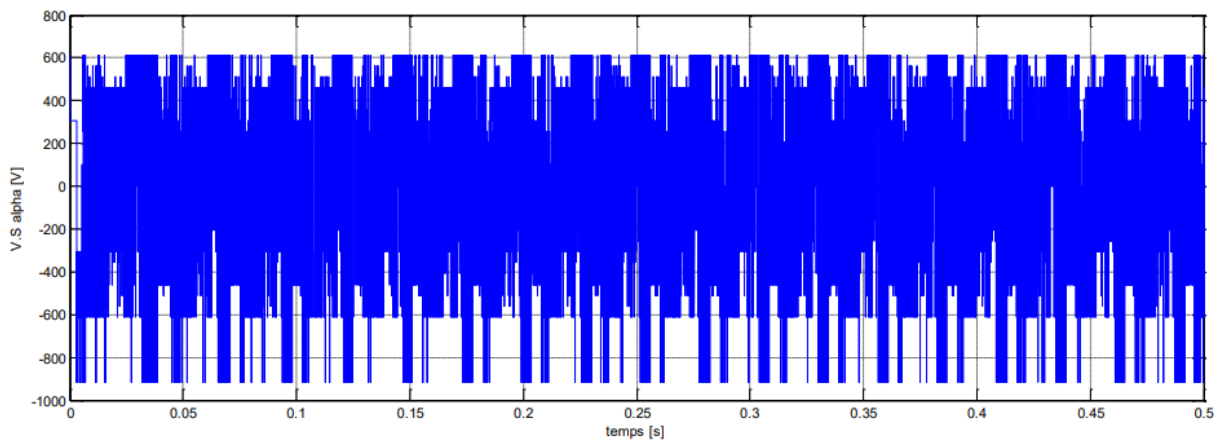
(c): Evolution du courant statorique en fonction du temps.



(d): Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%).



(e): Trajectoire du vecteur du flux statorique



(f): Tension VSA

**Fig. III.4** Résultats de simulation du DTC avec onduleur à sept niveaux.

### III.5. Interprétation des résultats

La figure III.4 représente les résultats de simulation du DTC avec onduleur à sept niveaux de type NPC :

- La figure (III.4 .a) montre la vitesse, nous constatons que la vitesse après (0.1s) se stabilise à sa valeur de référence. A (0.5s jusqu'à 0.55s) la vitesse diminue, après elle rejette la perturbation retourne vers sa valeur de référence.

- La figure (III.4 .b) montre l'évolution du couple électromagnétique, au démarrage à vide qui nous permet d'avoir un temps d'établissement d'environ de(0.07s), à l'instant 0.8 (sec), on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-50Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure (III.4 .c) présente le signale du courant statorique, au démarrage à vide, Il atteint environ 11A, et puis il se stabilise à la valeur 4A.
- La figure (III.4 .d) illustre le spectre du courant, qui nous donne un THD (3.75%). On constate que lors de l'utilisation d'un onduleur à sept niveaux, la commande DTC nous donne une meilleure valeur de THD.
- La figure (III.4 .e) montre que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.

Dans le but de connaître le meilleur type de la commande de la MAS, une comparaison est indispensable entre les différents types de commande. Le tableau (III.3), résume les valeurs de THD obtenus pour les différents types d'onduleurs.

**Tableaux III.3 :** Taux de distorsion harmonique pour chaque commande.

	THD (%) du Courant statorique Isa
DTC avec onduleur à deux niveaux	5.30%
DTC avec onduleur à cinq niveaux	4.16%
DTC avec onduleur à sept niveaux	3.75%

### III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les principes de base de la commande DTC un onduleur à sept niveaux. Elle apparaît comme un moyen efficace et simple pour commander une machine asynchrone, ainsi elle apporte une solution prometteuse aux problèmes de fluctuation du couple et de flux. Après simulation nous concluons que l'utilisation d'un onduleur à sept niveaux donne des meilleurs résultats que celles des onduleurs à deux et cinq niveaux.

# Conclusion générale

Afin de faire une étude comparative entre la DTC classique par un onduleur à deux niveaux et les onduleurs multiniveaux, trois algorithmes ont été développés. Ces algorithmes se basent sur la commande DTC à l'aide d'onduleurs à 2, 5 et 7 niveaux.

Après avoir simulé les différents algorithmes de commande, En comparant les valeurs de THD du courant obtenues, il est évident que l'onduleur à 7 niveaux offre une meilleur valeur de THD = 3,75 %.(la plus faible).

Il est également possible de conclure que les fluctuations dans le couple sont considérablement réduites lorsque la commande DTC de la MAS est effectuée par l'onduleur à 7 niveaux par rapport aux autres onduleurs.

Lors de l'utilisation de niveaux de tension supérieurs, on observe également une réduction de la déformation du flux statorique.

Cette DTC bien qu'elle présente beaucoup d'avantages, elle présente des inconvénients à savoir :

- Non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.
- Fréquence d'échantillonnage élevée.
- Facteur de distorsion du courant statorique élevé.
- Sensibilité aux variations de la résistance statorique.

Enfin, nous préférons énumérer quelques perspectives des recherches sur la commande par DTC que nous proposons comme suite de cette étude à savoir:

- L'implémentation en temps réel de la commande DTC sur une carte DSP.
- L'utilisation des autres techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones, neuro-flou,...).
- Amélioration des algorithmes de commutations.





# **Bibliographies**

## Bibliographies

[1] **Ouled Mohamed Salem Sidi Mohamed**, Commande Directe du Couple(DTC) d'une Machine Asynchrone à Cage , Memoire de Master, Université de Ghardaïa , 2015.

[2] **Alia Salim, Guedda Smail**, Commande Vectorielle d'une Machine à Induction, Mémoire de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2018.

[3] **KACEMI Nadjib et LADJAL Smail**, Commande DTC-SVM D'un Moteur Asynchrone Alimenté Par Un Onduleur à Cinq Niveaux, Mémoire De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2017/ 2018

[4] **AKKOUCHI KAMEL**, Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone, Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2007.

[5] **Toufouti Riad**, « Contribution à la commande direct du couple de la machine Asynchrone », thèse doctorat, Université Mentor Constantine 2008.

[6] **M. Kelaiaiaet M. Samira**,« Amélioration de la qualité de l'énergie délivrée par un onduleur multi niveaux alimentent une Machine Asynchrone à cage », Thèse doctorat ,Université de Badji Mokhtar - Annaba, 2007.

[7] **Starter, Guy, and Eddie Smigiel**. « Modélisation et commande des moteurs triphasés :commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP » électrotechnique. Ellipses, 2000.

[8] **o. Amina et r. Farah**. « contribution a la commande directe du couple d'une machine asynchrone avec un régulateur pi adaptatif par logique floue». Mémoire de master, université a mira- Bejaia , 2019.

[8] **A. Mohamed et I. Nadjib**. « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux », Mémoire de Master, Université Saad Dahlab de Blida, 2016

[10] **B. Rahma et D.Zineb**. « Commande Direct Du Couple (DTC) Appliquée Au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Par L'utilisation Des Réseaux De Neurones Artificiels ». Mémoire

de Master, Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2019.

- [11] **BERRABAH Fouad**. « Commande sans capteur de la Machine Asynchrone ». Thèse doctorat, Université de Badji Mokhtar-Annaba, 2016.
- [12] **D. LAKHDAR**, Contribution A La Commande Prédicative Directe Du Couple De La Machine A Induction, Batna: Thèse De Doctorat Université De Batna 2, 03/12/2016.
- [13] **TOUFOUTI RIAD**, " Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone ", Thèse de doctorat en automatique, Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2008.
- [14] **MELIANI Slimane**, "Modélisation et Simulation d'une Commande Directe du Couple (DTC) appliquée à la Machine asynchrone sans capteur de vitesse", Mémoire De Master, Université De M'sila, 2012/2013.
- [15] **ABDELKRIM Hamza & ELGHARBI Kamel**, Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine asynchrone (MAS), Thèse Mémoire De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila ,2016/2017
- [16] **CHOUTER ELAMINE, BENARIB ABDENNOUR**, Contrôle Direct du Couple basé sur la Logique Floue d'une Machine Asynchrone Double Etoile, Mémoire De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2017 / 2018
- [17] **BERRA Turkiya Amina et DJEDI Noura** , La Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation, Mémoire De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2018 / 2019
- [18] **BERNARD DE FORNEL** « Techniques de l'ingénieur » D3 623
- [19] **CARLOS CANUDAS DE WIT** « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000
- [20] **MELKI Hanane**, Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile, Mémoire De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2015/2016
- [21] **BENDAIKHA ABDELMALIK**, Commande Par MLI Vectorielle D'un Onduleur Multi-Niveaux, Thèse De Doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, 17/01/2018.
- [22] **O. SEKHAR**, Five Level SVM Inverter For Induction Motor With Direct Torque Controller, Département Vigan's Lara Institute Of Technologie And Science.
- [23] **O.BILAL.MOHAMED**, Contrôle Directe Du Couple De La Machine Asynchrone Alimentée Par Un Onduleur A Trois Niveaux Commande Par MLI Vectoriel, M'sila: Université De M'sila, 2016/2017.
- [24] **AISSOU Aissa**, Commande DTC D'un Moteur Asynchrone à cage Alimenté Par Un

Onduleur à Sept Niveaux , Mémoire De Master , Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2019 /2020

[24] **KACEMI Nadjib et LADJAL Ismaïl**, Commande DTC-SVM D'un Moteur Asynchrone Alimenté Par Un Onduleur à Cinq Niveaux, Mémoire De Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2017/ 2018

[26] **O. CHANDRA SEKHAR, K.CHANDRA SEKHAR, G. DURGA SUKUMAR**, An Enhanced DTC scheme for induction Machine Control Fed by Seven-Level MPC Voltage Source Inverter.

[27] **FENNOUH ELHACHEMI**, Mémoire Magister en électrotechnique soutenu le : 30/06/2012, Université Hadj Lakhdar Batna