

## REMERCIEMENTS

*Nous remercions Dieu de nous avoir donné la force physique et morale pour accomplir ce travail*

*Nous remercions sincèrement nos encadreur : Mr **BAHIDDINE M** pour leur aide, leur encouragements et leur patience ainsi pour leurs conseils précieux pendant la période de la réalisation de ce modeste travail*

*Nous remercions également tous les membres du jury : Mr **BENSLIMANE TARAK** et le président jury: Mr **BENDAIKHA ABDELMALIK** au département génie électrique de l'université Mohamed Boudiaf - m'sila.*

*Qui ont accepté de participer à la valorisation de ce travail*

*Et enfin nous tenons vivement à remercier tous nos amis*

*dédicace*

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de  
m'avoir donné le courage et la patience pour  
réaliser ce travail malgré toutes les difficultés  
rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents, que dieu les garde et  
les protège pour leurs soutien moral et financier,  
pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils*

*A ma Mère et mon Père*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A toute ma famille.*

*A toutes mes amies.*

*Je dédie ce modeste travail.*

*d'électrotechnique promotion 2016/2017*

.

*NOUARI MUSTAPHA MAKHLOUF*

*dédicace*

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de  
m'avoir donner le courage et la patience pour  
réaliser ce travail malgré toutes les difficultés  
rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents, que dieu les garde et  
les protège pour leurs soutien moral et financier,  
pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils  
ont endurés.*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A ma grande famille*

*A tous mes amis (es) d'études surtout ceux  
d'électrotechnique promotion 2016/2017*

*SEHAIM MOHAMED BELLAL*

## LISTE DES TABLEAUX

**Tableau (II.1) :** États possibles de l'onduleur usuel à 2 niveaux

**Tableau (II.2) :** Table de vérité pour un onduleur 2- niveaux

**Tableau(II.3) :** Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux

**Tableau (II.4):** Table d'excitation des interrupteurs d'un bras d'onduleur à trois niveaux

**Tableau(II.5):** Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux.

**Tableau (II.6):** Groupes des vecteurs tension.

**Tableau (III.1) :** Table de commutation de la DTC d'un onduleur trois niveaux.

**Tableau(III.2) :**La nouvelle table de vérité de tension NPC à trois niveaux

**Tableau(III.3) :**La tabel de comparaison

## Liste de figures

### Chapitre I : GENERALITE SUR LA MACHINE SYNCHRONES ET LA MSAP

**Figure I.1 :** Moteur industriel à aimants permanents de quelques kW

**Figure I.2 :** Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents (pôles lisses)

**Figure I.3 :** Formes simplifiées d'un moteur synchrone à aimants permanents (pôles saillants)

**Figure I.4 :** Schéma de la MSAP

**Figure I.5 :** Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q)

**Figure I.6 :** Différents couples qui agissent sur le rotor

**Figure I.7 :** Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q

**Figure I.8 :** schéma bloc du MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré

**Figure I.9 :** Caractéristiques électriques et mécanique de la MSAP alimentée par un réseau triphasé en charge de  $C_r=5\text{N.m}$  à  $t=0.5\text{s}$

### Chapitre II : MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

**Figure II.1 :** Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)

**Figure II.2 :** Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

**Figure II.3 :** Schéma de principe de l'onduleur de tension

**Figure II.4 :** Interrupteur bidirectionnel.

**Figure II.5 :** Schéma équivalent de l'onduleur.

**Figure II.6 :** Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.

**Figure II.7 :** Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

**Figure II.8 :** Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur à 2- niveaux

**Figure II.9 :** Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.

**Figure II.10 :** Schéma d'un onduleur NPC à 3 niveaux

**Figure II.11 :** Onduleur triphasé à trois niveaux.

**Figure II.12 :** Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode

**Figure II.13 :** Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

**Figure II.14 :** 1<sup>ère</sup> configuration du 1er bras

**Figure II.15 :** 2<sup>ème</sup> configuration du 1er bras

**Figure II.16 :** 3<sup>ème</sup> configuration du 1er bras

**Figure II.17 :** Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux

**Figure II.18 :** Le vecteur  $V_s$  dans le repère  $(\alpha-\beta)$ .

**Figure II.19 :** Les vecteurs virtuels du Secteur I pour la 3N-NPC

### **Chapitre III : COMMANDE DIRECTE DU COUPLE(DTC)**

**Figure III.1 :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

**Figure III.2 :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

**Figure III.3 :** Trajectoire du flux statorique.

**Figure III.4 :** Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation.

**Figure III.5 :** Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation.

**Figure III.6 :** Application d'un vecteur nul

**Figure III.7 :** choix du vecteur du tension a deux niveaux

**Figure III.8 :** Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants.

**Figure III.9 :** Fonction de sortie du correcteur du flux.

**Figure III.10 :** Fonction de sortie du correcteur du couple

**Figure III.11:** choix du vecteur tension a trois niveaux

**Figure III.12 :** Schéma de la structure générale de la commande directe du couple d'un MSAP

**Figure III.13 :** Schéma de simulation de la commande DTC pour onduleur de tension trois niveaux

### Notations et symboles

#### **Sigles utilisés :**

MSAP Machine Synchrone à Aimants Permanent

MLI Modulation de Largeur d'Impulsion.

DTC Commande directe de couple (Direct Torque Control).

PI Correcteur Proportionnel-Integral

$[P(\theta)]$  Park

$[P(\theta)]^{-1}$  Park inverse

#### **Repères :**

a,b,c : Axes liés aux enroulements triphasés

d,q : Axes de référentiel de Park

$\alpha,\beta$  : Axes de référentiel statorique

o: Axe homopolaire

#### **Paramètres de modélisation de la machine :**

$R_s[\Omega]$  : Résistance statorique

$L_d[H]$  : Inductance longitudinal.

$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  : Les inductances propres des phases statorique.

$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}$  : Les inductances mutuelles entre phases statorique.

$L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$  : Les inductances mutuelles entre phases statorique.

$L_q [H]$  : Inductance transversal.

$L_d[H]$  : Inductance longitudinal

p : Nombre de paires de pôles.

$J [Kg.m^2]$  : Moment d'inertie des masses tournantes

$F_r [N.m.s/rd]$  : Coefficient de frottement visqueux

#### **Grandeurs électriques :**

## Notations et Symboles

---

$V [V]$  : Tension

$[V_{s,abc}]$  : Vecteur tension statorique.

$V_{sd}[V]$  : Tension statorique sur l'axe d.

$V_{sq}[V]$  : Tension statorique sur l'axe q.

$V_{s\alpha}[V]$  : Tension statorique sur l'axe  $\alpha$ .

$V_{s\beta}[V]$  : Tension statorique sur l'axe  $\beta$ .

$V_{s\alpha\text{-r\`{e}f}}[V]$  : Tension statorique de r\'{e}f\'{e}rence sur l'axe  $\alpha$ .

$V_{s\beta\text{-r\`{e}f}}[V]$  : Tension statorique de r\'{e}f\'{e}rence sur l'axe  $\beta$ .

$I [A]$  : Courant

$[I_{s,abc}]$  : Vecteur courant statorique.

$I_{sd} [A]$  : Courant statorique sur l'axe d.

$I_{sq} [A]$  : Courant statorique sur l'axe q.

$I_{s\alpha} [A]$  : Courant statorique sur l'axe  $\alpha$ .

$I_{s\beta}[A]$  : Courant statorique sur l'axe  $\beta$ .

$P(t)$  : Puissance instantan\'{e}e

### Grandeurs magn\'{e}tiques :

$[\Phi_{s,abc}]$  : Vecteur flux statorique

$[\Phi_{m,abc}]$  : Matrice du flux de fuite du \'{a} l'aimant permanent.

$\Phi_{sd}[\text{Wb}]$  : Flux statorique sur l'axe d.

$\Phi_{sq}[\text{Wb}]$  : Flux statorique sur l'axe q.

$\Phi_{s\alpha}[\text{Wb}]$  : Flux statorique sur l'axe  $\alpha$ .

$\Phi_{s\beta} [\text{Wb}]$  : Flux statorique sur l'axe  $\beta$ .

$\Phi_m[\text{Wb}]$  : Flux d'un aimant permanent par p\'{o}le

### Grandeurs m\'{e}caniques :

$\Omega [\text{rd/s}]$  : Vitesse de rotation m\'{e}canique

$\omega [\text{rd/s}]$  : Vitesse de rotation \'{e}lectrique ( $\omega = p\Omega$ )

$C_e[\text{N.m}]$  : Couple \'{e}lectromagn\'{e}tique

$C_r[\text{N.m}]$  : Couple r\'{e}sistant

$\theta [\text{rd}]$  : Angle de la position du rotor

$\delta [\text{rd}]$  : Angle entre le flux statorique et le flux de l'aimant permanent

$\varphi_v [\text{rd}]$  : Angle de la position du vecteur de tension statorique

$\gamma_s [\text{rd}]$  : Angle de la position du flux statorique



## **Sommaire**

### **Introduction Générale**

### **Chapitre.I Modélisation et simulation de la MSAP**

#### **Introduction**

#### **I .1. Structure (constitution)**

##### **I .1.1 Le stator**

##### **I .1.2. Le rotor**

###### **I.1.2.1.Rotor dit à pôles lisses**

###### **I.1.2.2. Rotor dit à pôles saillants**

#### **I.2.Principe de fonctionnement de la MSAP**

#### **I.3. Les avantages et inconvénients**

##### **I.3.1. Les avantages**

##### **I.3.2. Les inconvénients**

##### **I.3.3. Domaines d'applications des MSAP**

#### **I.4. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents**

##### **I.4.1. Structure générale d'une MSAP**

##### **I.4.2. Hypothèses simplificatrices**

##### **I.4.3. Mise en équations du modèle du MSAP**

###### **I.4.3.1. Équations électriques**

###### **I.4.3.2. Équations magnétique**

###### **I.4.3.3 Équation mécanique**

##### **I.4.4. Transformation triphasé- biphase**

##### **I.1.4.5. Transformation de CONCORDIA**

##### **I.4.6. Transformation de PARK**

###### **I.4.6.1. Equations électriques dans le référentiel de PARK**

###### **I.4.6.2. Equations électromagnétiques**

### I.4.6.3. Equation mécanique

## I.5. Equations d'état de la MSAP

### I.5.1.Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d,q

## I.6. Bloc de simulation du MSAP

## I.7. Résultats de simulation

## I.8. Conclusion

## Chapitre. II. Modélisation et simulation de l'alimentation de la MSAP

### Introduction

## II.1.Définition de l'onduleur

### II.2.1. Types d'onduleurs

### II.2.2. Les applications des onduleurs

#### II.2.2.1. Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

## II.3. Onduleur triphasé deux niveaux

### II.3.1. Interrupteur bidirectionnel

### II.3.2. séquences de l'onduleur deux niveaux

### II.3.3. Modélisation de l'onduleur deux niveaux

### II.3.4. Fonctionnement de l'onduleur deux niveaux

## II.4. Onduleur multi niveaux à diode de bouclage (NPC).

### II.4.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux

### II.4.2. Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

#### II.4.2.1. séquences de l'onduleur de tension à trois niveaux

#### II.4.2.2. modulisation des onduleurs à trois niveaux

#### II.4.2.3. Fonctionnement de l'onduleur de tension à trois niveaux

## II.5. Conclusion

## Chapitre. III. Commande directe du couple de la MSAP

### Introduction

### III.1. principe d'un controle direct du couple

III.1.2. avantages de la commande directe du couple.

III.1.2. Inconvénients de la commande directe du couple

### III.2. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

III.2.1. contrôle du vecteur flux statorique.

III.2.2. Contrôle du couple électromagnétique de la machine.

III.2.3. Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nul

### III.3. description de structure de la dtc

III.3.1. Estimation du flux statorique.

III.3.2. Estimation du couple électromécanique.

### III.4. Élaboration du contrôleur de flux a deux niveaux

### III.5. Élaboration du contrôleur de flux a deux niveaux.

### III.6. Correcteurs à deux niveaux.

### III.7. Effet de la bande à hystérésis du correcteur de couple

### III.8. Contrôle du couple et du flux électromagnétique de onduleur trois niveaux.

### III.9. Construction des nouvelles tables de commutation.

III.9.1. Table de commutation d'un onduleur de tension NPC à trois niveaux.

### III.10. Structure générale de la commande par DTC du MSAP avec boucle de vitesse.

### III.11. Résultats de simulation

3.11.1. Interprétation.

### III.12. Conclusion

### III.13. Technique de réduction des fluctuations du couple et du flux d'un MSAP commandé par un DTC

### III.14. Principe du contrôle direct du couple modifiée (décalage des zones).

### III.15. Résultats de simulation.

### III.16. Interprétation de simulation.

Conclusion générale.

# INTRODUCTION GENERALE

La commande à vitesse variable des entraînements électriques, a bénéficié ses derniers années d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet les projets de l'électronique numérique et le développement des composants de l'électronique de puissance permet au jour d'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande envisageables il y a un dizaine d'années [1][2]

Les moteurs synchrones à aimants permanents, appelés encore moteurs à courant continu sans collecteur, sont de plus en plus utilisés pour des entraînements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, fonctionnement de longue durée, etc.)

Cette mémoire a pour objectif principal d'étudier une technique de commande de la vitesse des machines synchrones à aimant permanent avec capteur de vitesse [1][2]

Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines synchrones à aimants permanents : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple et la commande non linéaire. Le travail envisagé porte sur la commande directe du couple (DTC) par L'utilisation le capteur de vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents.

Dans notre travail, en outre de la DTC classique, on a appliquée une commande directe du couple. La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action direct sur l'état des interrupteurs d'onduleur trois niveaux de tension. notre objet et consiste à améliorer les performances de la commande directe du couple alimenté par un onduleur à trois niveaux. Cette méthode généralement basé sur l'utilisation de comparateur à hystérésis.[1]

Notre mémoire est organisé en trois chapitres :

**Le premier chapitre :** est consacré à la présentation et la modélisation des machines synchrones à aimants permanents MSAP dans le référentiel de Park. De plus, une simulation de la MSAP alimentée par une source de tension triphasé.

**Le deuxième chapitre :** porte sur la modélisation de l'alimentation des machines synchrones à aimants permanents. L'onduleur de tension à deux niveaux et la modulation et l'onduleur a trois niveaux.

**Le troisième chapitre :** est consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de trois niveaux. un méthode sont présentée : commande direct du couple DTC classique utilisant le table de vérité et les hystérésis. Et exécution la méthode de décalage des zones(technique de réduction des fluctuations du couple électromagnétique et flux statorique) de la DTC avec un nouveau table de vérité.

# **Chapitre I**

## **Modélisation et Simulation De La Machine Synchrone à Aimants Permanents**

## **Introduction**

Dans le domaine de la conversion électromécanique d'énergie, les aimants permanents ont depuis longtemps le mérite de constituer une source d'excitation appropriée notamment pour les actionneurs de la robotique et les machines de faible puissance. [2].

A cet effet, nous avons pris comme point de départ des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents et son modèle mathématique, suivi de la simplification des équations par la transformation de Park, en vue d'une modélisation de la machine synchrone à aimants permanents triphasée en une machine biphasée équivalente. Ceci permet d'en déduire le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents. Les performances des machines électriques sont fortement liées aux caractéristiques des matériaux qui y sont employés.[2][3]

### **I.1-Structure**

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile où rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer.

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée. Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statorique et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.[3]



**Figure (1.1) : Moteur industriel à aimants permanents de quelques kW**

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend :

### **I.1.1-stator**

Le stator d'une machine synchrone est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôles magnétiques qui contiennent des encoches dans lesquelles sont insérées les bobines triphasé décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, alimenté en courant alternatif pour produire un champ tournant. L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- Un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique,
  - Les enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau.
- Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant le long de l'entrefer à la vitesse de synchronisme. La vitesse de synchronisme est fonction de la fréquence du réseau (la pulsation des courants statoriques) d'alimentation et du nombre de pair de pôles de la machine. Vu que la fréquence est fixe, la vitesse du moteur peut varier en fonction du nombre de paires de pôles.

On note :  $\Omega = \frac{\omega}{p}$

Avec :

$\omega$ : La pulsation des courants électriques statoriques.

$p$ : Le nombre de pair de pôles de la machine.

$\Omega$ : La vitesse de rotation de la machine.

### **I.1.2-rotor**

Le rotor est la partie mobile du moteur synchrone, Il se compose essentiellement d'une succession de pôles Nord et Sud intercalés sous forme d'aimants permanents ou de bobines d'excitation parcourues par un courant continu. Il peut être deux types de rotors:

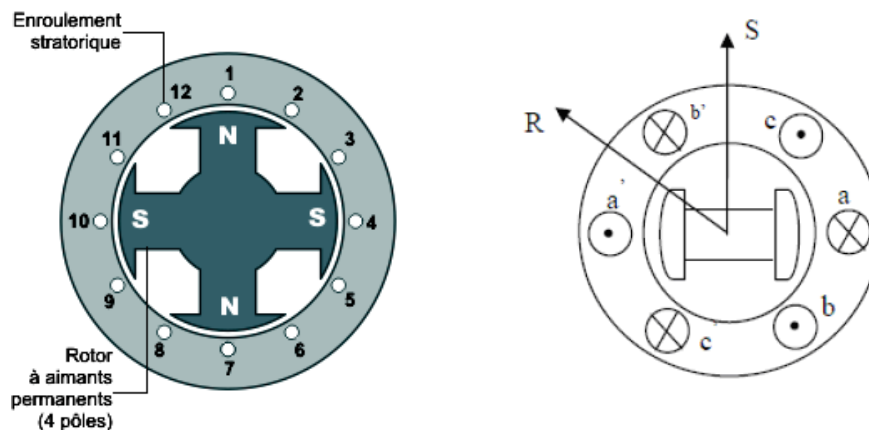
**I.1.2.1-a)Rotor dit ‘à pôles lisses’**, lorsque sa périphérie est parfaitement lisse (l'exception des encoches, naturellement). C'est alors un tambour, sur lequel le bobinage est réalisé de telle sorte que l'axe magnétique soit radial (et non pas longitudinal). Dans ce cas la réluctance du circuit magnétique, entre rotor et stator, est pratiquement constante et indépendante de la position du rotor. La Figure (I -2) suivante, présente une machine synchrone à aimants permanents en surface.[3]



**Figure (I.2) :** Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents (pôles lisses)

### **I.1.2.2-b) Rotor dit "à pôles saillants"**

lorsque sa périphérie est rectangulaire, ou cruciforme, s'il y a plusieurs paires de pôles. Le bobinage est alors réalisé de telle sorte que chacun des pôles successifs sur la périphérie soit alternativement Nord et Sud, toutes les bobines d'excitation étant parcourues par le même courant continu, en série. Dans ce cas, le flux est canalisé de façon plus localisée sous les pôles.



**Figure (I.3) :** Formes simplifiées d'un moteur synchrone à aimants permanents (pôles saillants)

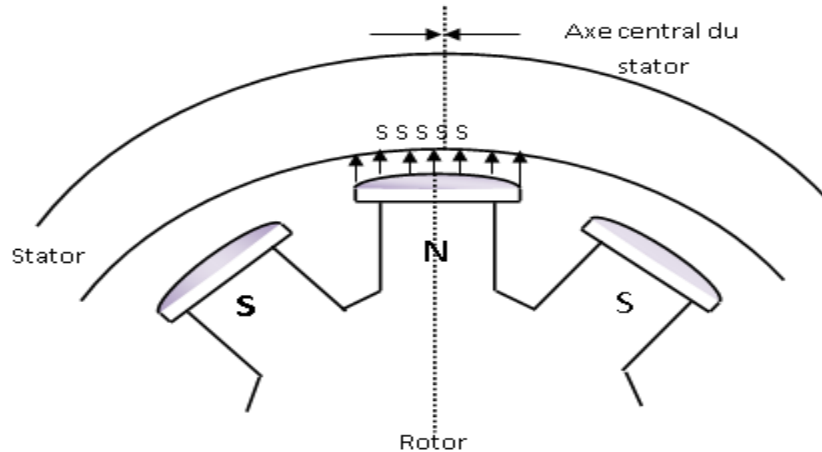
## **I.2-Principe de fonctionnement de la MSAP**

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu : le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante. B<sub>ri</sub>, le champ d'induction B<sub>ri</sub> a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction.

Une force d'attraction s'exerce évidemment entre les pôles N du rotor et les pôles S du stator. De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance B<sub>ri</sub>. Les pôles du rotor se trouvent alors entraînés par les pôles du stator et ils se déplacent nécessairement à la même vitesse. Le moteur tourne donc à la vitesse synchrone.



Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire  $\omega$  correspondant à la pulsation  $\omega$  de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone. [3]



### **I.3-Les avantages et inconvénients**

#### **I.3.1-Les avantages :**

- Rapports couple/masse et puissance/masse élevés.
- Très bon rendement.
- Moindre usure et moins de frais d'entretien (pas de balais, ni charbons).

#### **I.3.2-Les inconvénients :**

- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants (250 °C pour le samarium-cobalt)
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Difficulté de défluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.
- La non-régulation de ce flux ne permet pas une souplesse de contrôle sur une très large plage de vitesse.[2]

#### **I.3.3-Domains d'applications des MSAP :**

Les moteurs à aimants permanents peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. A associés à des variateurs de vitesse électroniques, ils trouvent leur

place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple).

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme:

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- la propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins
- les machines-outils,
- les application de l'énergie de l'éolienne.[3]

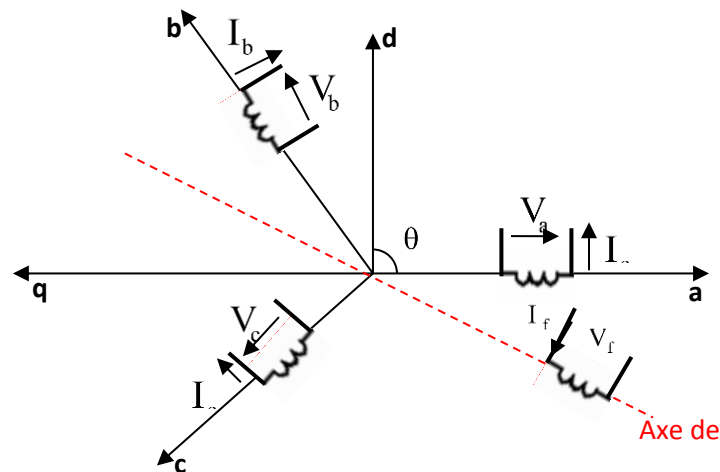
#### **I.4- Modélisation de la machine synchrone a aimants permanents**

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Ce qui nous permet d'étudier le comportement de ce système face aux différentes sollicitations et comprendre ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement, La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et grande puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre des hypothèses est grand, plus le modèle nous permet à une étude et une exploitation plus aisée même si l'on affecte la précision du modèle. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs.[2]

##### **I.4.1-Structure générale d'une MSAP**

La structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents est présentée par la figure suivante:



**Figure (I.4) : Schéma de la MSAP**

Le stator comporte trois phases a, b et c identiques et décalées l'une par rapport à l'autre par un angle électrique de  $(\frac{2\pi}{3})$ , par contre le rotor comprend deux axes caractérisés par :

- Un axe d'aimantation rotorique longitudinale (d) ;
- Un axe interpolaire en quadrature (q), déphase de  $(\frac{\pi}{2})$  par rapport à l'axe (d).
- La position du rotor est repérée par l'angle électrique.

$$\theta = \theta_0 + \omega t$$

$\theta_0$  : L'angle électrique initial ;

$\omega$  : La pulsation des grandeurs électriques.

### **I.4.2-Hypothèses simplificatrices**

Dans cette modélisation, nous prenons en considération les hypothèses suivantes :

1. L'effet d'hystérésis et les pertes dans l'acier sont négligeables ;
2. La machine fonctionne dans un régime non saturé ;
3. Les résistances de fuites sont indépendantes de la position du rotor ;
4. La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale. Ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la F.M.M créée par chaque phase de l'induit. [2]

### **I.4.3-Mise en équations du modèle du MSAP**

#### **I.4.3.1Équation électrique**

a)-Les tensions statoriques :

La figure (1.1) représente schématiquement la MSAP considérée.

Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_s] [i] + \frac{d[\phi]}{dt} \\ [\phi] = [L_s] [i] + \phi_f \end{cases} \quad (I.1)$$

Tel que:

$[V] = [V_a, V_b, V_c]^T$  : vecteur tension statorique ;

$[i] = [i_a, i_b, i_c]^T$  : vecteur courant statorique ;

$[R_s] = R_s [I]$ ;  $[I]$ : matrice identité ;

$R_s$  : Résistance de phase statorique ;

$[L_s]$ : Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).

Donc le système devient :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d[\phi_a]}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d[\phi_b]}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d[\phi_c]}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

#### **b)-Les tensions rotoriques**

$$V_f = R_f I_f \frac{d\phi_f}{dt}$$

Avec :  $R_s$ ,  $I_{abc}$ ,  $\phi_{abc}$ , et  $V_{abc}$  sont respectivement la résistance d'un enroulement statorique, les courants des phases statoriques, les flux produits par les phases statoriques et les tensions des phases statoriques.

### **1.4.3.2-Équation magnétique**

#### **a)-Les flux statoriques**

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_a I_a + M_{ab} I_b + M_{ac} I_c + M_{af} I_f \\ \varphi_b = L_b I_b + M_{ba} I_a + M_{bc} I_c + M_{bf} I_f \\ \varphi_c = L_c I_c + M_{ca} I_a + M_{cb} I_b + M_{cf} I_f \end{cases}$$

Pour un réseau symétrique :  $L_a = L_b = L_c = L$

$$M_{af} = M_f \cos(\theta) \quad M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) ; \quad M_{cf} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right).$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + M_f I_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Tel que  $M$  : Mutuelle inductance entre phases du stator.

$L$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$M_f I_f$  : Flux constant du aux aimants permanent ( $\varphi_f$ ).

#### **b)-Les flux rotoriques**

$$[\varphi_f] = L_f I_f + \frac{d}{dt} [M_{sf}] [I_s]$$

$$M_{If} = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

### **1.4.3.3-Equation mécanique**

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f)$$

Avec :

$$C_f = f_c \Omega$$

$\Omega = \frac{\omega_r}{P}$  : vitesse de rotation de la machine ;

$C_r$  : Couple résistant ;

$C_{em}$  : Couple électromagnétique ;

$C_f$  : Couple de frottement ;

$J$  : moment d'inertie de la machine tournante ;

$P$  : nombre de paires de pôles ;

$\omega_r$  : Vitesse électrique du rotor ;

$f_c$  : Coefficient de frottement.

#### **I.4.4-Transformation triphasé- biphasé**

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé

#### **I.4.5-Transformation de CONCORDIA**

Les transformations de Concordia sont utilisées pour faire le passage entre le système triphasé, abc, et un système fictif ( $\alpha \beta$ ). Ils seront utilisés dans le contrôle direct du couple DTC ( direct torque control), on obtient les transformation de Concordia :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

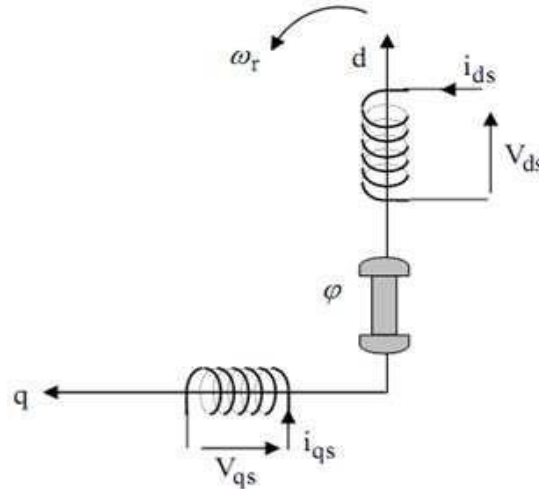
$$[V_{abc}] = [C][V_{\alpha\beta o}]$$

#### **I.4.6-Transformation de PARK**

Pour supprimer la non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système.

Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q), tournant à une vitesse  $\omega_r$ . [1]

**Figure (I.5) :** Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q)



L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[F_{dq0}] = [A][F_{abc}] \quad (I.4)$$

Avec :

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Le facteur  $\frac{2}{3}$  est choisit de façon à ce que la matrice A soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

Alors  $A^{-1}$  devient comme suit :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

L'angle  $\theta$  est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_a^t \omega(t) dt \quad (II.5)$$

Tel que :

$\theta$  : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d) ;

$\omega$  : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de  $\omega$ , on distingue :

- **Référentiel lié au stator :**

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_0 = \omega_s = 0$$

- **Référentiel lié au rotor :**

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est à dire  $\omega_r$  :

$$\omega_0 = \omega_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant :**

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_0 = \omega$$

$\omega$  : Pulsation de l'alimentation

#### **I.4.6.1-Equations électriques dans le référentiel de PARK**

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphase au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de park.



$$[V_{dqo}] = [A][V_{abc}] \quad (I.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

et après calculs, on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (I.7)$$

#### I.4.6.2-Equations électromagnétiques

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_d \\ i_c \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Inductance cyclique principale

Nous passons au système (d, q) :

$$[\phi_{dqo}] = [A][\phi_{abc}]$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_{ds} + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (I.9)$$

En remplaçant les expressions des flux  $\phi_d$  et  $\phi_q$  dans le système (I.7) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (I.10)$$

Avec :

$\phi_f$  : Flux dû aux aimants ;

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique ;

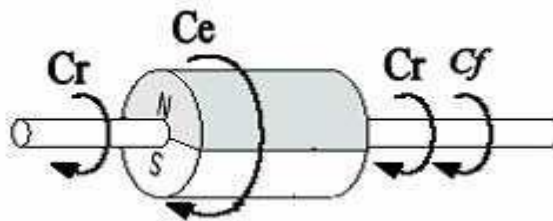
$L_d$  : Inductance suivant l'axe d ;

$L_q$  : Inductance suivant l'axe q ;

$\omega_r$  : Pulsation des tensions et des courants triphasés

#### I.4.6.3-Equation mécanique

Les seules pièces mobiles d'un MSAP sont le rotor et les roulements de rotor. La robustesse et la fiabilité du PMSM est une conséquence directe de sa structure peu compliquée, le point de départ pour un modèle du système mécanique est la deuxième loi de Newton. La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine [1] :



**Figure (I.6):** Différents couples qui agissent sur le rotor

L'équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f$$

Ou :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P(\varphi_d i_{qs} - \varphi_q i_{ds})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P(\varphi_d i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (I.12)$$

Avec:

$\frac{3}{2} P \varphi_f i_{qs}$  : Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ;

$\frac{3}{2} P(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}$  : Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

L'énergie totale du moteur dans le système (a, b, c) :

$$W = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c$$

Dans le système dqo :

$$W = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs})$$

## **I.5-Equations d'état de la MSAP**

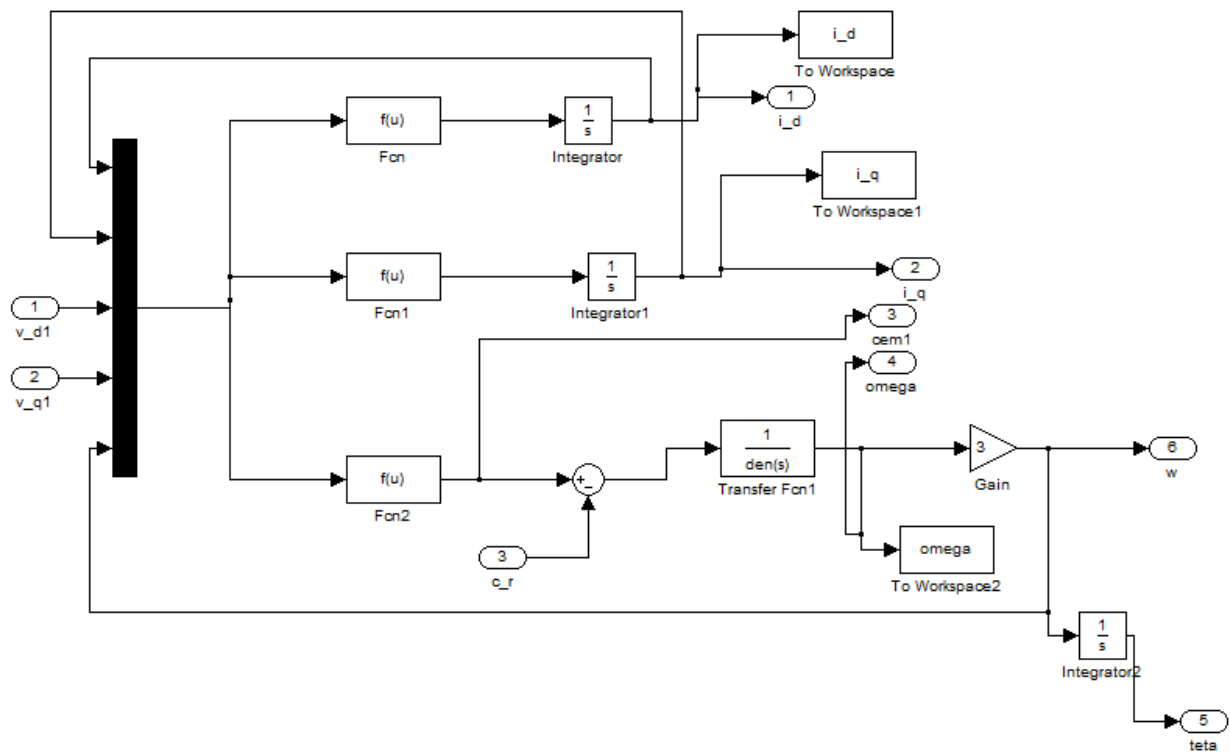
Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et l'équation mécanique sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \Omega \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r L_d \frac{i_{ds}}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \varphi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p[(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \varphi_f i_{qs}] \end{cases} \quad (I.13)$$

$$\text{On pose : } K_r = \frac{3}{2} P \varphi_f$$

### Schéma équivalent

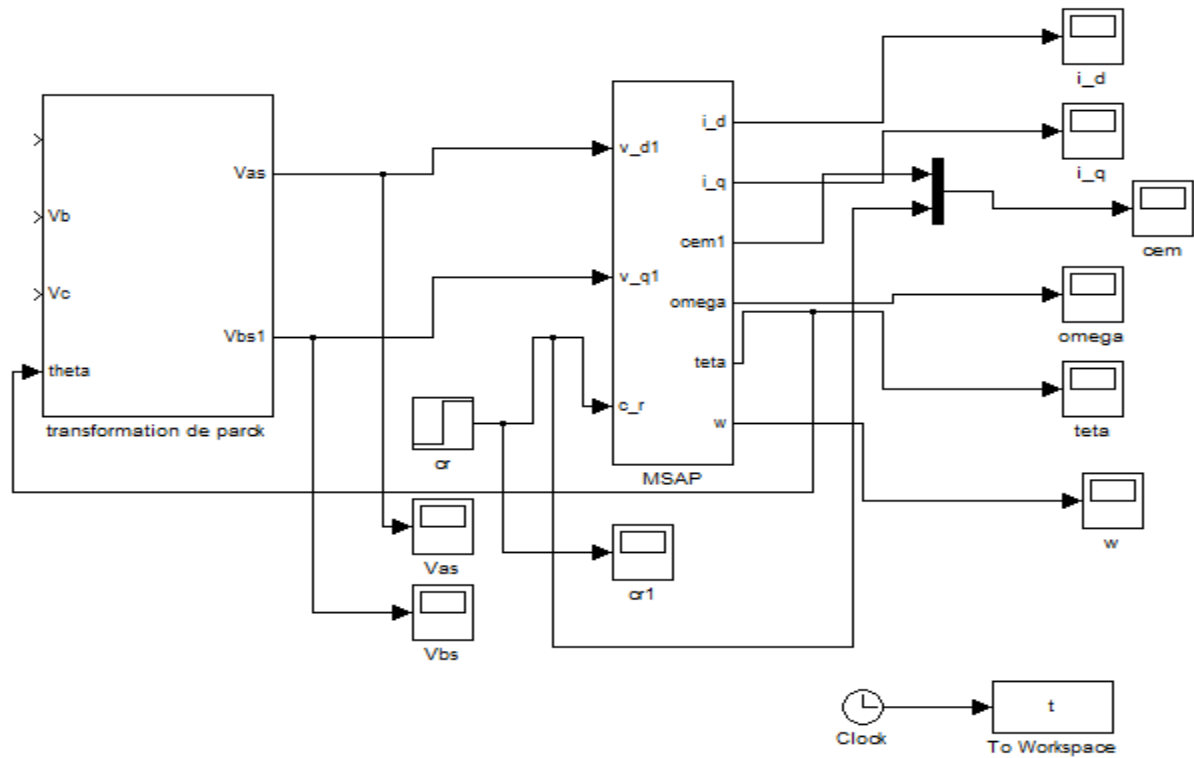
Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figure 1.7)



**Figure (I.7) :** Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q

### I.6-Bloc de simulation du MSAP

La simulation a été effectuée par le logiciel Simulink sous MATLAB, la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :

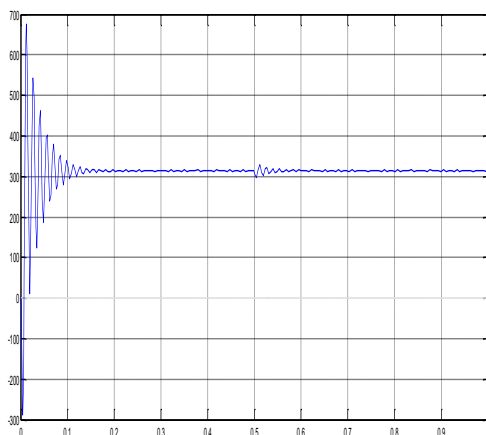


**Figure(I.8) :** schéma bloc du MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré

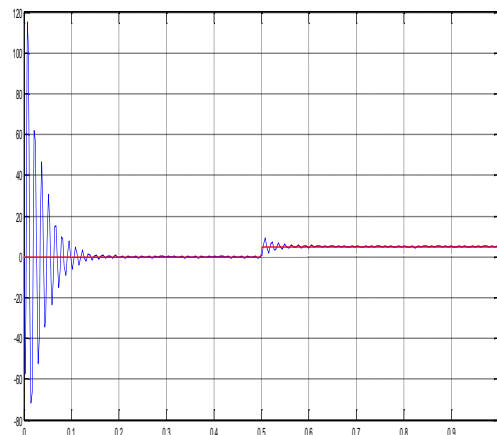
## I.7-Résultats de simulation

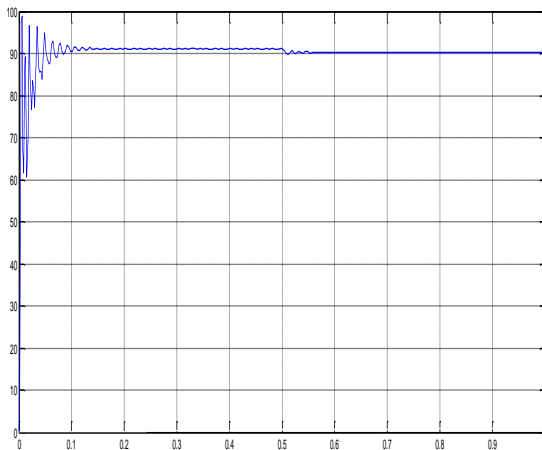
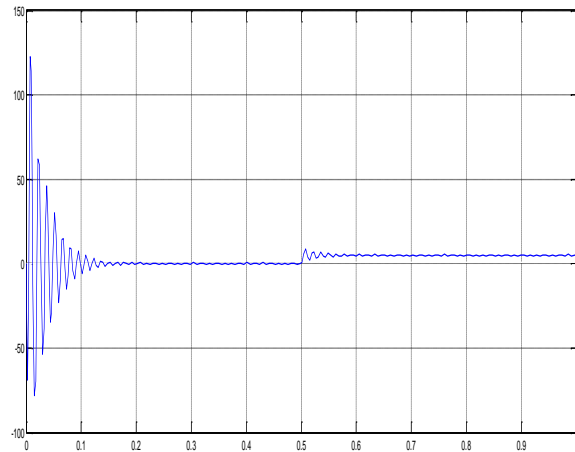
Pour vérifier le modèle mathématique de la machine, nous allons tester les programmes numériquement dans l'environnement MATLAB. Les paramètres sont donnés dans l'annexe :

*La vitesse(rad/s)*



*Le couple(N.m)*



*Le courant  $i_d$* *Le courant  $i_q$* 

**Figure(I.9) :** Caractéristiques électriques et mécanique de la MSAP alimentée par un réseau triphasé en charge de  $C_r=5\text{N.m}$  à  $t=0.5\text{s}$

### **I.8-Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ces types, ces avantages et ces domaines d'application. Par la suite on a présenté le modèle dynamique triphasé de la machine synchrone à aimants permanents et on a prouvé que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variants dans le temps. Cette simulation nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques du MSAP.

**Chapitre II**  
**MODELISATION DE**  
**L'ALIMENTATION DE LA MACHINE**  
**SYNCHRONE A AIMANTS**  
**PERMANENTS**

## **Introduction :**

La technologie de conversion de l'énergie continu-alternatif, en utilisant les convertisseurs statiques tel que les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance en pleine croissance.

Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif, utilité d'interconnexion, alimentation de sécurité...etc.

La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteur entièrement commandables, puissants, robuste et rapides, et d'autre part sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion.

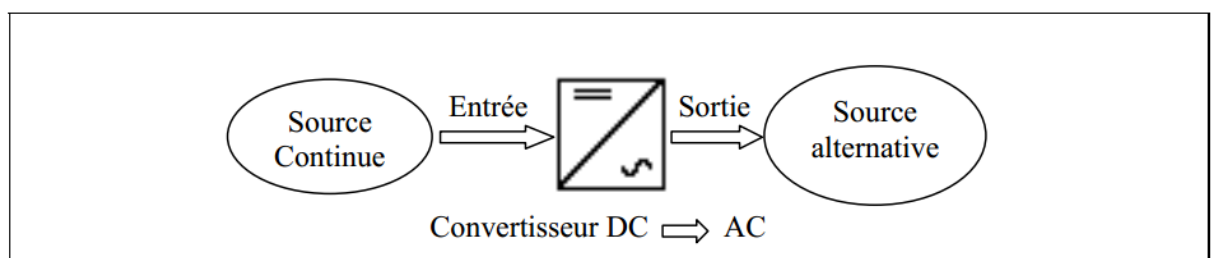
Cela permet d'adapter pour chaque application la structure de l'onduleur et la stratégie de commande qui lui conviennent le mieux.[4]

### **II.1-Définition de l'onduleur**

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts[4]



**Figure (II.1) :** Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)

#### **II.2.1-Types d'onduleurs**

On distingue plusieurs types d'onduleurs :  
Selon la source :



- onduleurs de tension.
- onduleurs de courant.

Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, ..... etc.),

Selon le nombre de niveaux (2,3, .....etc.)

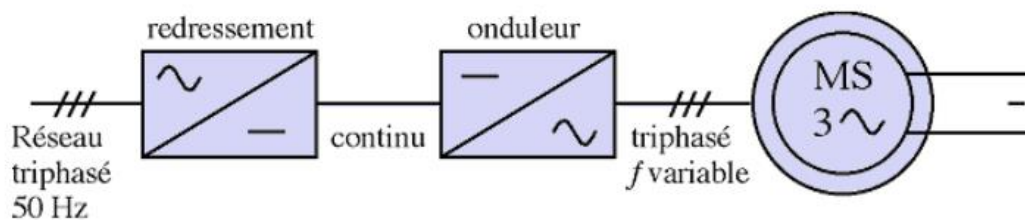
### II.2.2-Les applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement. Les onduleurs à fréquence fixe a commutation forcée : Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité, ils constituent à ce titre, le principe déboucle actuel des onduleurs autonomes .

Les onduleurs à fréquence variable à commutation forces : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif.[5]

#### II.2.2.1-Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée.



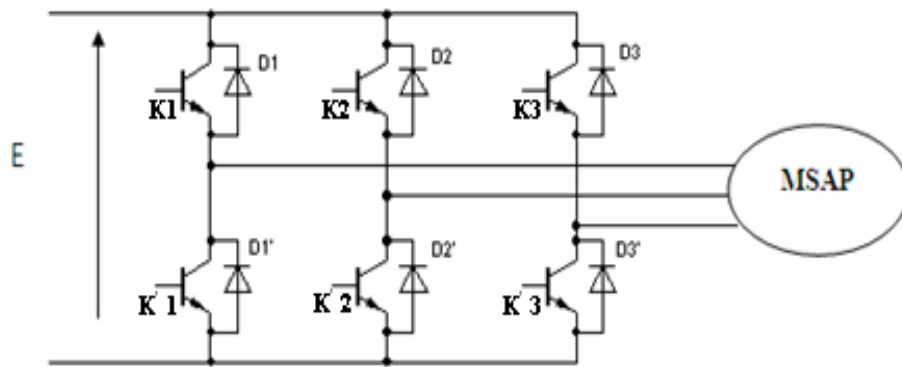
**Figure(II.2) :** Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

**Remarque :** pour que la puissance du moteur reste nominale lorsque la fréquence varie, il faut en fait conserver le rapport (  $f/V$  ) constant. (Si la fréquence augmente, il faut augmenter la tension d'alimentation proportionnellement) .

### II.3-Onduleur triphasé deux niveaux

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la figure (II.3). Il est constitué de trois bras de commutation à transistors.

Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension[6]



**Figure (II.3) :** Schéma de principe de l'onduleur de tension

### II.3.1-Interrupteur bidirectionnel

L'interrupteur peut être défini comme un dipôle permettant d'établir un échange énergétique entre une source et une charge. Les interrupteurs de synthèse à mettre en œuvre dans un onduleur doivent être bidirectionnels en courant, avec un seul sens d'écoulement des charges contrôlables. Cette fonction est réalisée par l'association d'un transistor, qui est un interrupteur à commutation commandée par les grandeurs externes, avec une diode en antiparallèle, qui est un interrupteur à commutation spontanée, uniquement fonction des grandeurs internes.

La figure (2.4) présente une paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel.[5]



**Figure (II.4) :** Interrupteur bidirectionnel

k : numéros du bras de l'onduleur

s : numéros de l'interrupteur

Pour un convertisseur à 2-niveaux de tensions. Nous avons deux séquences de fonctionnement possible permettant de générer les deux-niveaux de tensions : Les des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

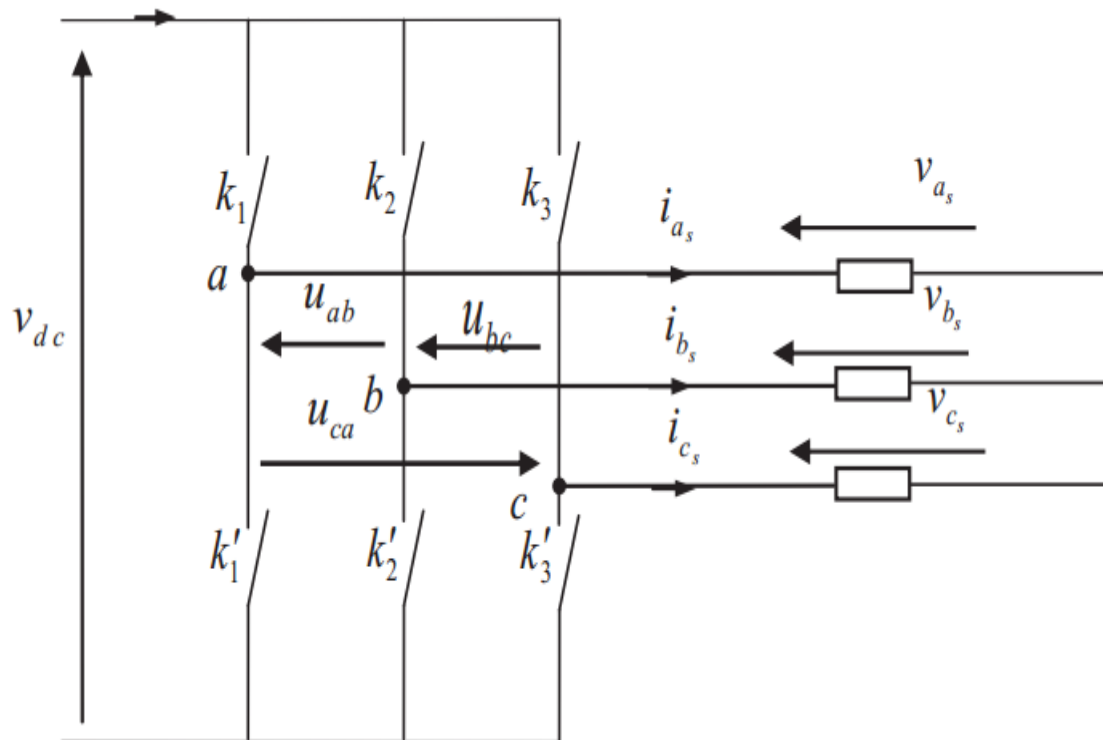


Figure (II.5) : Schéma équivalent de l'onduleur deux niveaux

### II.3.2-séquences de l'onduleur deux niveaux

#### Séquences 1 : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, l'interrupteur K1 est passant et K1' est bloqué comme le montre la figure(II.6).

La tension de sortie  $V_a$  est:

$V_a = +E$ . La tension inverse appliquée à l'interrupteur  $K1'$  vaut:  $V_{K1'} = +E$ .

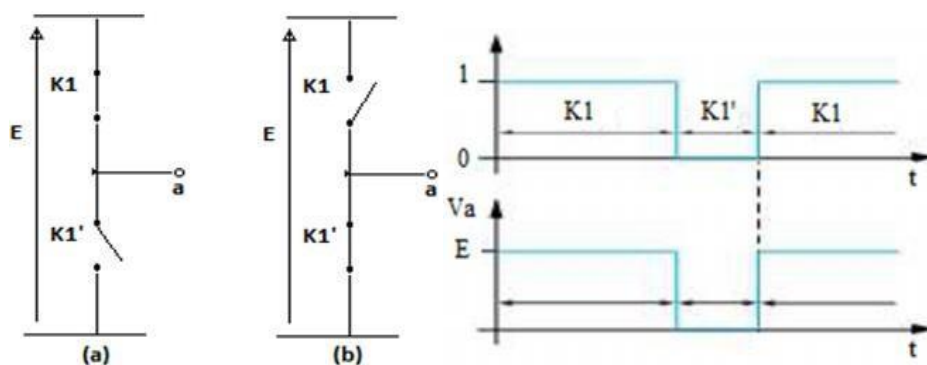


Figure (II.6) : Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

#### Séquences 2 : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, l'interrupteur K1 est bloqué et K1' est passant comme le montre la figure (II.1).

La tension de sortie  $V_a$  est:  $V_a = 0$

La tension inverse appliquée à l'interrupteur K1 vaut:  $V_{K1} = +E$ .

Les deux états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau (1)

**Tableau (II.1) : États possibles de l'onduleur usuel à 2 niveaux.**

<b>K1</b>	<b>K1'</b>	<b>Va</b>
<b>1</b>	<b>0</b>	<b>E</b>
<b>0</b>	<b>1</b>	<b>0</b>

### **II.3.3-Modélisation de l'onduleur deux niveaux**

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_1 \text{ est fermé et } k_1' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k_1' \text{ est fermé et } k_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_2 \text{ est fermé et } k_2' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k_2' \text{ est fermé et } k_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_3 \text{ est fermé et } k_3' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k_3' \text{ est fermé et } k_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = V_{dc}(F_1 - F_2) \quad (\text{II.1})$$

$$U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = V_{dc}(F_2 - F_3) \quad (\text{II.2})$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = V_{dc}(F_3 - F_1) \quad (\text{II.3})$$

Dans l'hypothèse on a les tensions  $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  forment un system de tensions triphasées équilibrées alors De (2.1)-(2.3) en trouve

$$V_{as} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \quad (\text{II.4})$$

De (2.1)-(2.1) en trouve

$$V_{bs} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \quad (\text{II.5})$$

De(2.2)-(2.3) en trouve

$$V_{cs} = \frac{V_{dc}}{3} (2F_3 - F_1 - F_2) \quad (\text{II.6})$$

Donc

### **II.3.4-Fonctionnement de l'onduleur deux niveaux**

En profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, on élabore les table de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, en utilisant la forme vectorielle des vecteurs tensions à la sortie de l'onduleur, on peut écrire[5] :

$$V_s = V_\alpha + jV_\beta = k_T(V_{as} + a.V_{bs} + a^2.V_{cs})$$

Avec

$$a = e^{j.2\pi/3}$$

$K_T = \sqrt{2/3}$ : coefficient pour assurer une transformation qui conserve la puissance.

On aura donc le vecteur tension  $V_s$  en fonction des séquences  $F_i$  et la source continue  $U_{dc}$

$$V_s = \sqrt{2/3}.U_{dc}.(F_1 + a.F_2 + a^2.F_3)$$

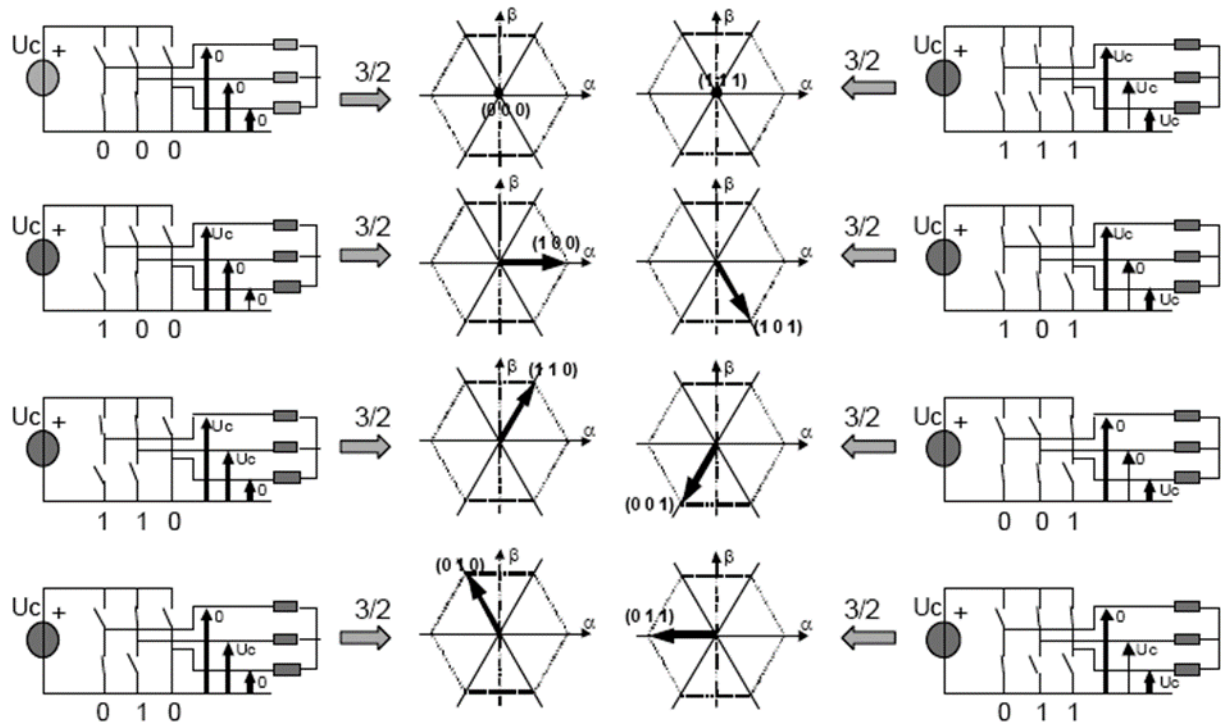
$$V_s = \begin{cases} \sqrt{2/3}.U_{dc}.e^{\frac{(k-1)\pi j}{3}} \\ 0 \end{cases}$$

Pour  $k = (1, \dots, 6)$

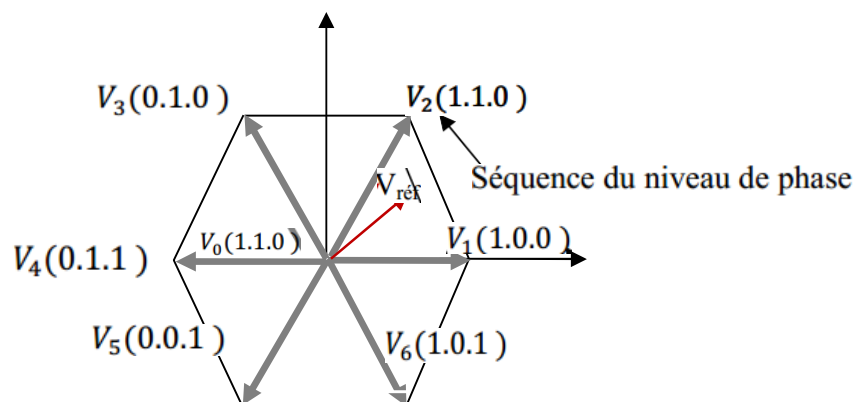
Les relations précédentes montrent qu'il existe huit combinaisons  $2^3$  possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives alimentant la machine. Celles-ci définissent six vecteurs de tension à la sortie de l'onduleur :  $V_i (i=1, 2, \dots, 6)$ .

Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls  $V_0$  et  $V_7$ .

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes.[4]



**Figure (II.7) :** Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension



**Figure (II.8) :** Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur à 2- niveaux

La table de vérité peut être résumée dans la table suivant :

**Tableau (II.2) :** Table de vérité pour un onduleur 2- niveaux

vecteur	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	V <sub>sa</sub>	V <sub>sb</sub>	V <sub>sc</sub>	V <sub>sα</sub>	V <sub>sβ</sub>	V <sub>1</sub>
V <sub>0</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0

$V_5$	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\sqrt{1/6}E$	$-\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}Ee^{\frac{j4\pi}{3}}$
$V_3$	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{1/6}E$	$\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}Ee^{\frac{2\pi j}{3}}$
$V_4$	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\sqrt{2/3}E$	0	$-\sqrt{2/3}E$
$V_1$	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{2/3}E$	0	$\sqrt{2/3}E$
$V_6$	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{1/6}E$	$-\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}Ee^{\frac{5\pi j}{3}}$
$V_2$	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{1/6}E$	$\sqrt{1/2}E$	$\sqrt{2/3}Ee^{\frac{\pi j}{3}}$
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

## **II.4-Onduleur multi niveaux à diode de bouclage (NPC)**

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure (II.11). Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série ( $C_1$  et  $C_2$ ), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux.

La tension totale du bus continu vaut  $E$ , dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension  $E/2$  à leurs bornes. Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés ( $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  et  $K_4$  pour le bras a) et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu[6].

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux, l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension  $V_{ao}$  pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, et de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possibles permettant de générer les N niveaux de tensions. Et en particulier pour le NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnement.

### **II.4.1-Structure de l'onduleur à trois niveaux**

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche.

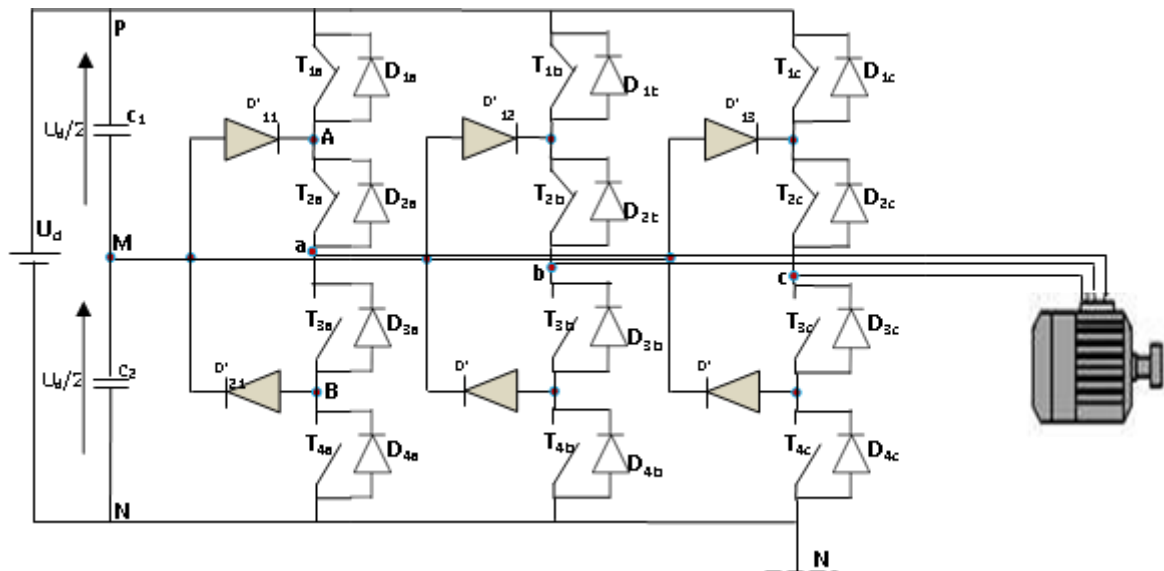
Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice ( $E$ ). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage  $C_1$  et  $C_2$  de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune

une demi

tension ( $E/2$ ). Étant connectés entre eux en un point neutre noté "o". Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C_1 = C_2$  c'est-à-dire  $U_{c1} = U_{c2}$ ).

Le point "o" est connecté avec les deux diodes médianes (DDK<sub>1</sub>, DDK<sub>2</sub>).

La figure (II.11) fournit une représentation schématique de cet onduleur.



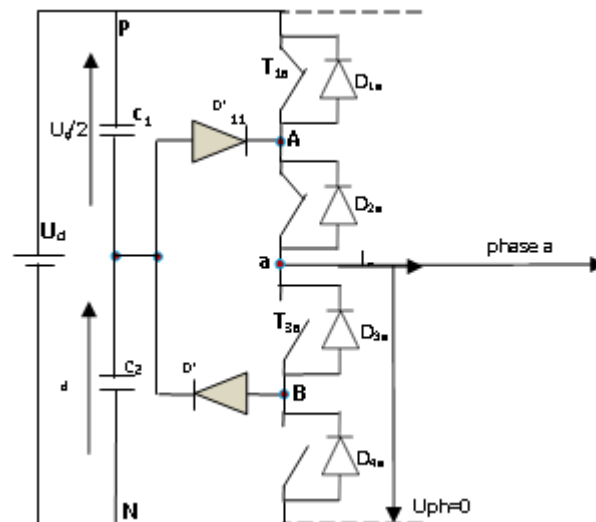
**Figure(II.9) : Onduleur triphasé à trois niveaux**

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor - diode) par un seul interrupteur bidirectionnel  $T_{DKS}$  (Fig II.12), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras (Fig. II.13).



**Figure (II.10) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode**





**Figure (II.11) :** Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe  $B_{KS}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel  $T_{KS}$ ).
  - Une commande interne définie par les signes du courant du bras.
  - Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces dernier, on adopte la solution classique suivante :
- On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur.[8]

#### **II.4.2-Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux**

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple  $V_{ao}$  entre la borne (a) de la charge et le point neutre 0. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs  $K_{a1}$ ,  $K_{a2}$ ,  $K_{a3}$  et  $K_{a4}$  du bras. Sur les  $2^4 = 16$  (2 grandeurs booléenne 0,1 avec 4 interrupteur de même bras) configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre.

Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent soit des court-circuit des sources de tension continue, soit elles provoquent la déconnexion de la charge.

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, (où on distingue trois configurations possibles).

On donne ci dessous le tableau récapitulatif tableau (II.3) représente la tension de sortie  $V_{ao}$  d'un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l'état des interrupteurs, la tension au borne des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

A la différence de l'onduleur à deux niveaux, chaque demi-bras de l'onduleur à trois niveaux

utilisée non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée.[7][8]

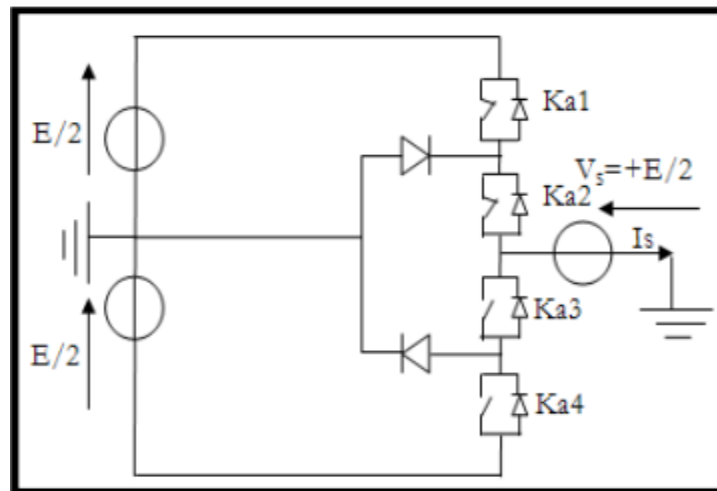
### II.4.2.1 séquences de l'onduleur de tension à trois niveaux

#### a)-Première configuration {1100}

Ka1, Ka2 sont passants et Ka3 et Ka4 sont bloqués (figure 2.17), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :  $V_{ao}=+E/2$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka3}=V_{Ka4}=+E/2$$

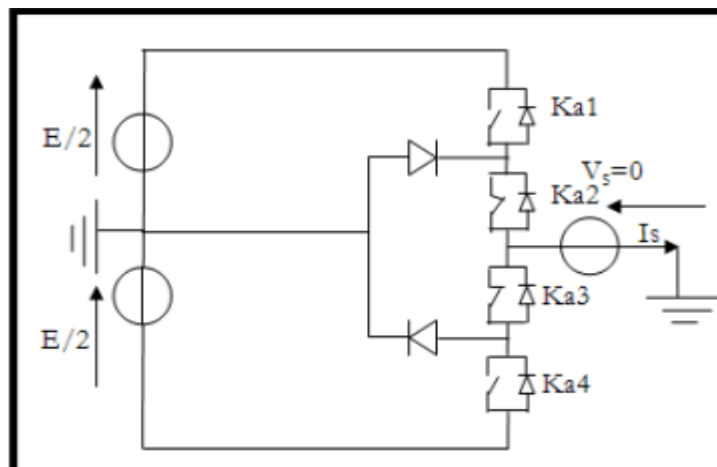


**Figure(II.12) :** 1<sup>ère</sup> configuration du 1er bras

#### b)-Deuxième configuration {0110}

Ka2, Ka3 sont passants et Ka1 et Ka4 sont bloqués (figure.2.18), le point a est relié directement au point neutre 0. La tension simple  $V_{ao}$  est nulle :  $V_{ao}=0$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :  $V_{Ka1}=V_{Ka4}=+E/2$



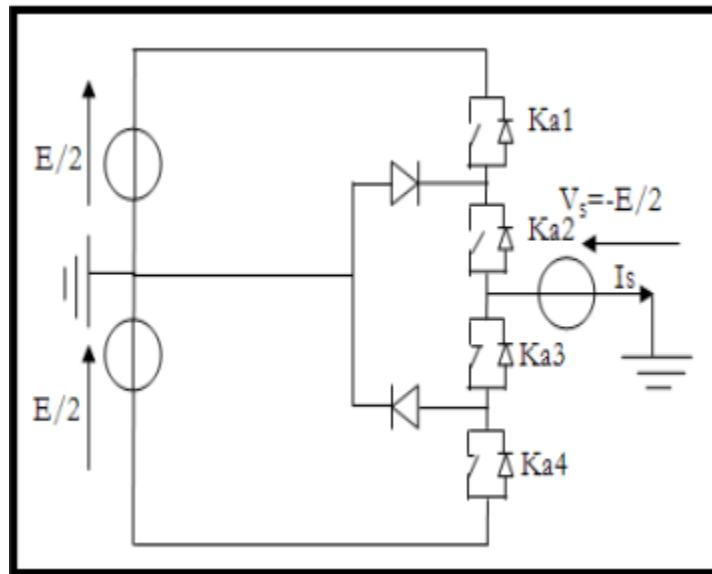
**Figure(II.13):** 2<sup>ème</sup> configuration du 1er bras

**c)-troisième configuration {0011}**

$K_{a3}$ ,  $K_{a4}$  sont passants et  $K_{a1}$  et  $K_{a2}$  sont bloqués (figure 2.19), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :  $V_{ao} = -E/2$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = +E/2$$

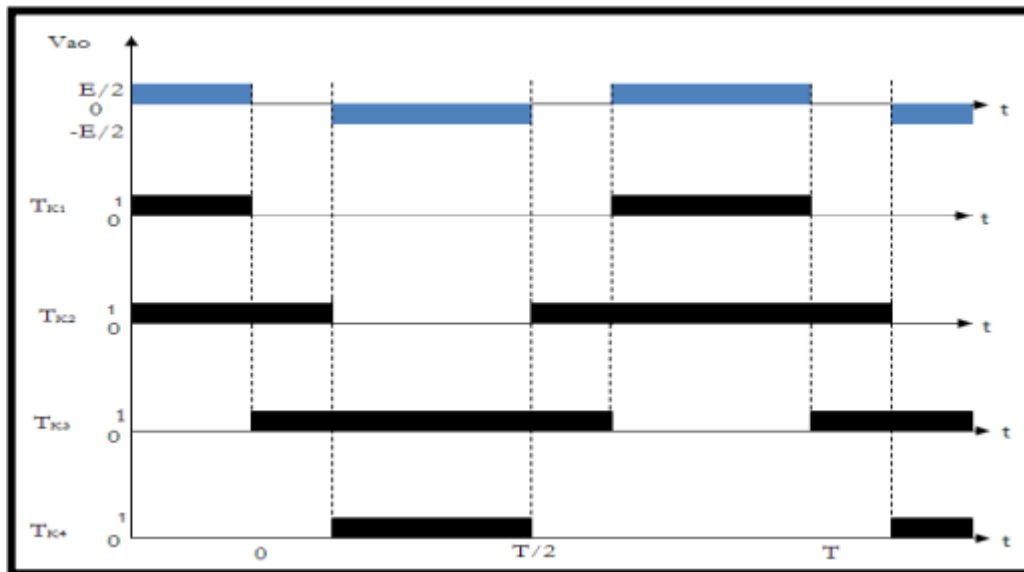


**Figure(II.14) :** 3<sup>ème</sup> configuration du 1er bras

**Tableau(II.3) :** Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux

Etat des interrupteurs				Tension De sortie $V_{ao}$
Ka1	Ka2	Ka3	Ka4	
1	1	0	0	$+E/2$
0	1	1	0	<b>0</b>
0	0	1	1	$-E/2$

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la figure (2.17) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie  $V_{ao}$



**Figure (II.15) :** Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras

Nous remarquons que, par rapport à l'onduleur classique à deux-niveaux, les interrupteurs dans l'onduleur NPC à trois niveaux ont un temps de conduction minimal et une tension à supporter à l'état bloqué aussi minimale.[7]

#### **II.4.2.2-modulisation des onduleurs à trois niveaux**

Pour un onduleur à trois niveaux, on définit la commande complémentaire suivante :

$B_{ks}$  : La commande de base de transistor  $T_{ks}$  du bras  $k$ .

$k$  : Le numéro du bras ( $k = 1, 2, 3$ ).

La commande complémentaire s'exprime en utilisant ces fonctions de connexion comme suit :  $TD_{ks}$

$F_{ks}$  : La fonction de connexion de chaque interrupteur qui décrit son état fermé ou ouvert. Cette fonction est définie comme suit :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD \text{ est ouvert} \end{cases}$$

On définira la fonction de connexion du demi-bras  $F_{km}^b$

$m=1$  Le demi-bras du haut

$m=0$  Le demi-bras du bas

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment, en fonction de celles des interrupteurs comme suit :

$$F_{km}^b = F_{k1} \cdot F_{k2}$$

$$F_{km}^b = F_{k3} \cdot F_{k4}$$

Avec  $F_{k1}^b$  et  $F_{k0}$  respectivement pour le demi-bras du haut et, celui du bas.

$F_{km}^b$  vaut « 1 » dans le cas où les interrupteurs du demi-bras sont tous fermés, et nulle dans tous les autres cas.[7]

$F_{k1}$	$F_{k2}$	$F_{k3}$	$F_{k4}$	$V_k$
1	1	0	0	$E/2$
0	1	0	0	0
0	0	1	1	$-E/2$
0	0	1	0	0

**Tableau (II.4):** Table d'excitation des interrupteurs d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Les tensions simples entre les bornes du moteur et le point milieu sont données comme suit (II.2) :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_a - V_0 \\ V_{b0} = V_b - V_0 \\ V_{c0} = V_c - V_0 \end{cases}$$

Les tensions composées aussi sont données comme suit (II.3) :

$$\begin{cases} U_{ba} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{cb} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{ac} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases}$$

Les tensions simples en fonction des tensions composées sont données par le système (II -4)

$$\begin{cases} V_{an} = (U_{ab} - U_{ca})/3 \\ V_{bn} = (U_{bc} - U_{ab})/3 \\ V_{cn} = (U_{ca} - U_{bc})/3 \end{cases}$$

La tension à la borne du neutre du moteur et le point milieu s'exprime par (II -5)

$$V_{no} = (V_{a0} - V_{b0} - V_{c0})/3$$

Les tensions de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu « o » en fonction de l'état des interrupteurs s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot E/2 - F_{12} \cdot F_{14} \cdot E/2 = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14})E/2 \\ V_{b0} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot E/2 - F_{23} \cdot F_{24} \cdot E/2 = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24})E/2 \\ V_{c0} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot E/2 - F_{33} \cdot F_{34} \cdot E/2 = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34})E/2 \end{cases} \quad (II -6)$$

En introduisant les fonctions de connexion du demi-bras le système(II -6) devient :

$$\begin{cases} V_{a0} = F_{11}^b \cdot \frac{E}{2} - F_{10}^b \cdot \frac{E}{2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot E/2 \\ V_{b0} = F_{21}^b \cdot \frac{E}{2} - F_{20}^b \cdot \frac{E}{2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot E/2 \\ V_{c0} = F_{31}^b \cdot \frac{E}{2} - F_{30}^b \cdot \frac{E}{2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot E/2 \end{cases} \quad (\text{II -7})$$

Les courants d'entrées  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$ , en fonction des courant de charge s'écrivent :

$$\begin{aligned} I_{d1} &= F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ I_{d2} &= F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \\ I_{d0} &= i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \end{aligned} \quad (\text{II -8})$$

Rappelons que les sommes respectives des tensions simples et composées du récepteur sont nulles. En fonction de ces potentiels, les relations des tensions du récepteur s'écrivent[7] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II -9})$$

Tensions composées

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II -10})$$

Le système d'équations régissant la transformation triphasée biphasée est défini sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 \\ 0 & \sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \end{bmatrix} \quad (\text{II -11})$$

### **II.5.2.3-Fonctionnement de l'onduleur de tension à trois niveaux**

La technique de chaque commande est basée directement sur l'état de commutation de chaque configuration de l'onduleur tenant compte que l'alimentation de la machine synchrone aimant permanent est assurée par un onduleur de tension, il est possible donc de déterminer la valeur du vecteur de tension de sortie  $V_s$  de l'onduleur au moyen de la connaissance de l'état de commutation de l'onduleur, comme rapporté dans les relations :

$$V_s = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \sqrt{2/3} (V_{an} + e^{\frac{2\pi j}{3}} V_{bn} + e^{\frac{4\pi j}{3}} V_{cn})$$

On aura donc le vecteur tension  $V_s$  en fonction des séquences  $S_i$  et la source continue  $U_d$

$$V_s = \sqrt{2/3} U_d \cdot (S_1 + e^{\frac{2\pi j}{3}} \cdot S_2 + e^{\frac{4\pi j}{3}} \cdot S_3)$$

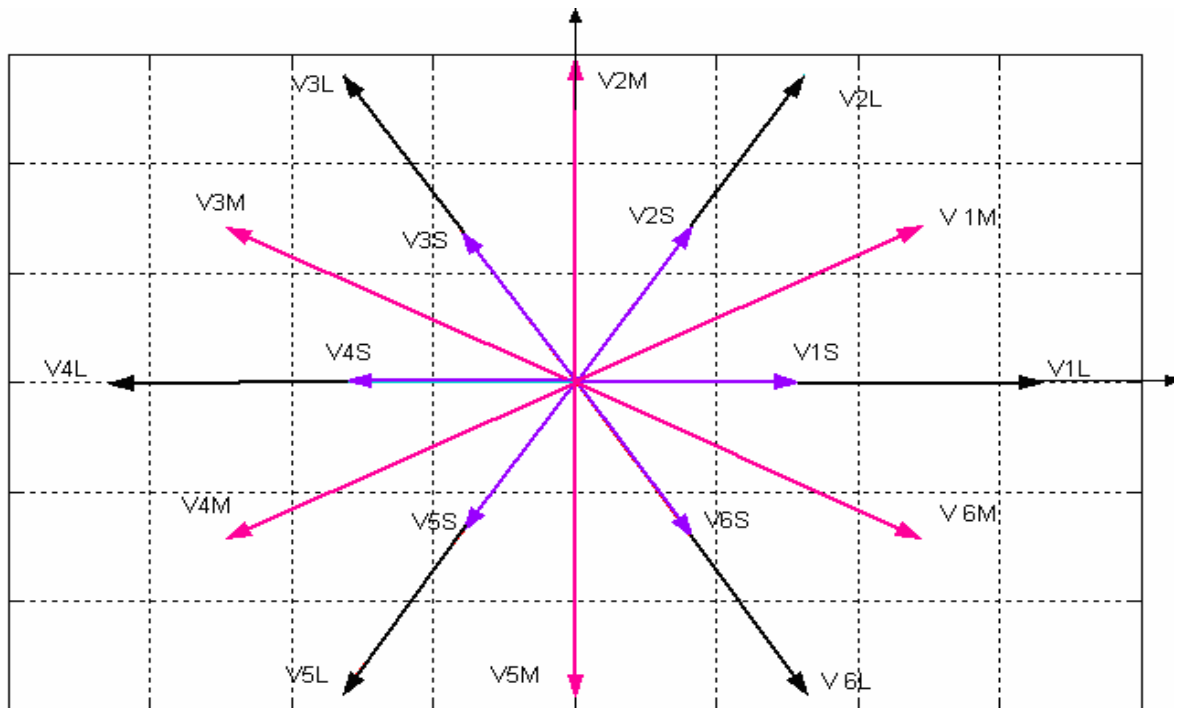
Les relations précédentes montrent qu'il existe vingt sept combinaisons ( $3^3=27$ ) possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux dont vingt-quatre sont des séquences actives alimentant la machine.

Celles-ci définissent vingt-quatre vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur. Les trois séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent trois vecteurs de tensions nuls.[7][8][5]

**Tableau(II.5):** Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux

Ca	Cb	Cc	Ka1	Ka2	Kb1	Kb2	Kc1	Kc2	Vao	Vbo	Vco	Van	Vbn	Vcn	V $\alpha$	V $\beta$	V	N°
0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	V0	1
1	0	0	1	1	0	1	0	1	E/2	0	0	E/3	-E/6	-E/6	E/ $\sqrt{6}$	0	V1	2
0	-1	-1	0	1	0	0	0	0	0	-E/2	-E/2	E/3	-E/6	-E/6	E/ $\sqrt{6}$	0	V1'	3
1	1	0	1	1	1	1	0	1	E/2	E/2	0	E/6	E/6	-E/3	E/ $\sqrt{24}$	E/ $\sqrt{8}$	V2	4
0	0	-1	0	1	0	1	0	0	0	0	-E/2	E/6	E/6	-E/3	E/ $\sqrt{24}$	E/ $\sqrt{8}$	V2'	5
0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	E/2	0	-E/6	E/3	-E/6	-E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V3	6
-1	0	-1	0	0	0	1	0	0	-E/2	0	-E/2	-E/6	E/3	-E/6	-E/ $\sqrt{24}$	E/ $\sqrt{8}$	V3'	7
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	E/2	E/2	-E/3	E/6	E/6	-E/ $\sqrt{6}$	0	V4	8
-1	0	0	0	0	0	1	0	1	-E/2	0	0	-E/3	E/6	E/6	-E/ $\sqrt{6}$	0	V4'	9
0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	E/2	-E/6	-E/6	E/3	-E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V5	10
-1	-1	0	0	0	0	0	0	1	-E/2	-E/2	0	-E/6	-E/6	E/3	-E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V5'	11
1	0	1	1	1	0	1	1	1	E/2	0	E/2	E/6	-E/3	E/6	E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V6	12
0	-1	0	0	1	0	0	0	1	0	-E/2	0	E/6	-E/3	E/6	E/ $\sqrt{24}$	-E/ $\sqrt{8}$	V6'	13
1	1	1	1	1	1	1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	V7	14
1	0	-1	1	1	0	1	0	0	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E/2	E/ $\sqrt{2}/\sqrt{8}$	E/ $\sqrt{8}$	V9	15
0	1	-1	0	1	1	1	0	0	0	E/2	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/ $\sqrt{2}$	V10	16
-1	1	0	0	0	1	1	0	1	-E/2	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E/ $\sqrt{2}/\sqrt{8}$	E/ $\sqrt{8}$	V11	17
-1	0	1	0	0	0	1	1	1	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/2	-E/ $\sqrt{2}/\sqrt{8}$	-E/ $\sqrt{8}$	V12	18
0	-1	1	0	1	0	0	1	1	0	-E/2	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E/ $\sqrt{2}$	V13	19
1	-1	0	1	1	0	0	0	1	E/2	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/ $\sqrt{2}/\sqrt{8}$	-E/ $\sqrt{8}$	V8	20
-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	V14	21
-1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E/ $\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0	V15	22
-1	1	-1	1	1	1	1	0	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	E/ $\sqrt{6}$	E/ $\sqrt{2}$	V16	23
-1	1	-1	0	0	1	1	0	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	-E/ $\sqrt{6}$	E/ $\sqrt{2}$	V17	24
-1	1	1	0	0	1	1	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E/ $\sqrt{2}/\sqrt{3}$	0	V18	25
-1	-1	1	0	0	0	0	1	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	-E/ $\sqrt{6}$	-E/ $\sqrt{2}$	V19	26
1	-1	1	1	1	0	0	1	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E/ $\sqrt{6}$	-E/ $\sqrt{2}$	V20	27

Projection des vecteurs de tension Vs à la sortie de l'onduleur dans le plan( $\alpha$   $\beta$ ) :



**Figure(II.16) :** Le vecteur  $V_s$  dans le repère  $(\alpha-\beta)$

A partir de la projection de vecteur tension de la sortie de l'onduleur dans le plan  $(\alpha-\beta)$ , on distingue que les vecteurs  $V_s$  peuvent être classés dans quatre groupes suivant leurs amplitudes dans le plan  $(\alpha-\beta)$ . Tableau (II.5).[9]

groupe de vecteur	Vecteur de tension $V_{si}$	
Grand vecteur LVV	$V1L(1,-1,-1) ; V2L(1,1,-1) ; V3L(-1,1,-1) ; V4L(-1,1,1)$ $V5L(-1,-1,1) ; V6L(1,-1,1)$	
Moyens vecteur MVV	$V1M(1,0,-1) ; V2M(0,1,-1) ; V3M(-1,1,0)$ $V4M(-1,0,1) ; V5M(0,-1,1) ; V6M(1,-1,0)$	
Petits vecteur SVV	$V1s[(1,0,0)(0,-1,-1)]$ $V3s[(0,1,0)(-1,0,-1)]$ $V5s[(0,0,1)(-1,-1,0)]$	$V2s[(1,1,0)(0,0,1)]$ $V4s[(0,1,1)(-1,0,0)]$ $V6s[(1,0,1)(0,-1,0)]$
Vecteurs nuls ZVV	$V0[(1,1,1)(0,0,0)(-1,-1,-1)]$	

**Tableau (II.6):** Groupes des vecteurs tension

ZVV, Le vecteur tension nul

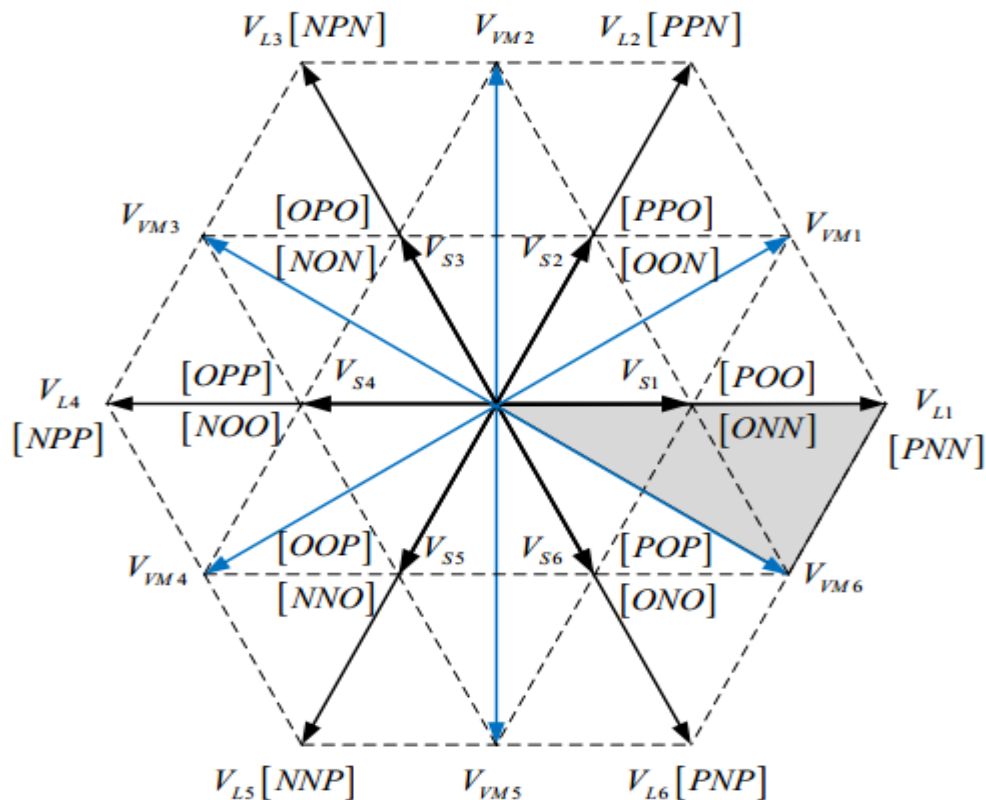
SVV, Les vecteurs tensions petits



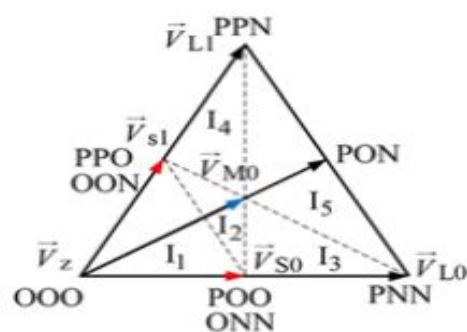
## MVV, Les vecteurs tensions moyens

## LVV, Les vecteurs tensions grands

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la figure (II.19) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie



**Figure(II.17) :** Vecteurs de tension spatiale de l'onduleur 3N  $V_a$



**Figure(II.18) :** Les vecteurs virtuels du Secteur I pour la 3N-NPC

## II.5-Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une structure des onduleurs à trois niveaux de type NPC. et nous avons aussi présenté la modélisation de l'onduleur deux niveaux et les vecteurs de tensions de l'onduleur deux niveaux et trois niveaux.

## **Chapitre III**

### **COMMANDE DIRECTE DU COUPLE(DTC)**

## **INTRODUCTION**

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des Courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques.

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. La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne.[4]

### **III.1-PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE**

L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique.

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.[4]

#### **III.1.2-Avantages de la commande directe du couple**

- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI)
- La réponse dynamique du couple est très rapide.

- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques
- Absence de circuits de découplage
- Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique
- La dynamique rapide de couple et du flux.

### **III.1.3 Inconvénients de la commande directe du couple**

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple;
- L'existence des oscillations de couple
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis).
- Difficulté à contrôler le couple et le flux à très faible vitesse.
- Niveau de bruit élevé à basse vitesse.

## **III.2-Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)**

Pour un contrôle efficace du couple de la machine synchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce que qu'il à une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique).

La différence entre le flux stator et le flux rotor ramené au stator correspond au flux de fuites qui présente typiquement des valeurs relatives inférieures à 10 % du flux magnétisant.

### **III.2.1-contrôle du vecteur flux statorique**

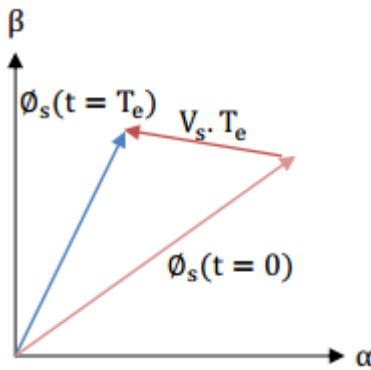
La règle d'évolution du module du flux statorique est déterminée à partir de l'équation différentielle du flux statorique exprimée dans un repère fixe( $\alpha, \beta$ )

$$\frac{d}{dt}\phi_s = v_s - R_s \cdot i_s$$

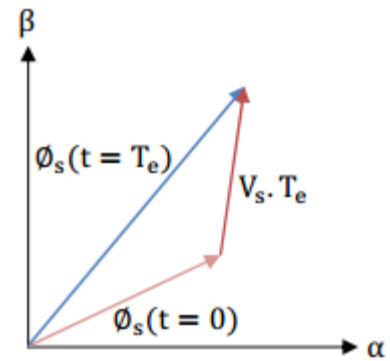
Sur l'intervalle $[0, T_e]$  si pour simplifier on considère le terme  $R_s \cdot i_s$  comme négligeable (ce qui se vérifie à vitesse de rotation suffisamment élevée), on aura l'équation

$$\phi_s (T_e) = \phi_s (0) + v_s \cdot T_e \rightarrow V_s \cdot T_e = \Delta \phi_s$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine.



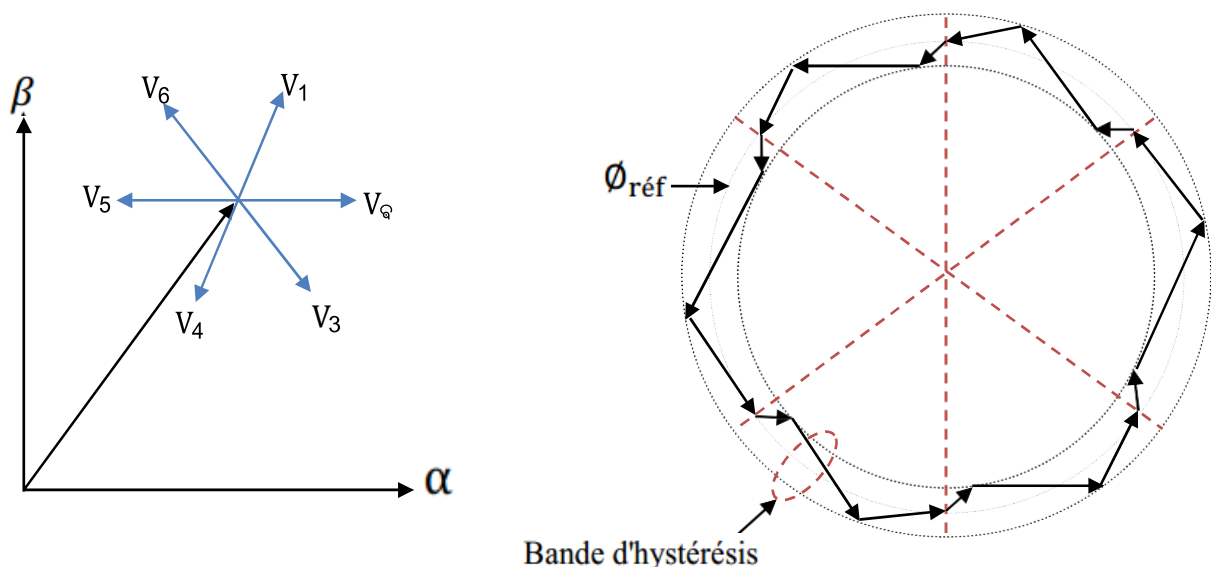
**Figure (III.1) :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.



**Figure (III.2) :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (figure (III.1) et (III.2)). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante.

Cette conclusion est illustrée par la figure (III.3) qui prend pour exemple une machine synchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence.[4][1]



**Figure (III.3) : Trajectoire du flux statorique****III.2.2-Contrôle du couple électromagnétique de la machine**

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante :

$$C_{em} = K \cdot I_m [\Phi_s \cdot \Phi_r^*]$$

K : est une constante dépendant des paramètres de la machine

$$K = p \cdot (M_{sr} / \sigma L_s L_r)$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme :

$$\Phi_s = [\Phi_s, \theta_s] = \Phi_{s0} e^{j\theta_{s0}}$$

$$\Phi_r = [\Phi_r, \theta_r] = \Phi_{r0} e^{j\theta_{r0}}$$

Où  $\Phi_{s0}$  et  $\Phi_{r0}$  sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant  $t = 0$ .

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leurs expressions dans celle du couple électromagnétique. Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence  $\Phi_{sref}$  on obtient :

$$C_{em} = K \Phi_{sref} \cdot \Phi_{r0} \sin(\gamma_0)$$

Avec

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0}$$

Lors de l'application d'un vecteur tension "actif" on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon :

$$\Phi_s = \Phi_{sref} \cdot e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)}$$

Ou

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0)$$

Et  $t$  désigne l'instant qui suit l'instant d'application du vecteur tension non nul. De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\Phi_r = (\Phi_{r0} + \Delta\Phi_{r0}) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)}$$

Avec

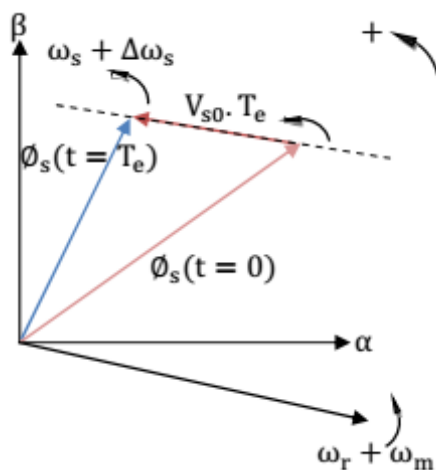
$$\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma$$

Or si on considère que l'évolution du flux rotorique est très lente par rapport à celle du flux statorique, on peut dire qu'immédiatement après l'application du vecteur de tension active,  $\Delta\Phi_r$  et  $\Delta\Phi_r$  sont encore nuls, et donc :

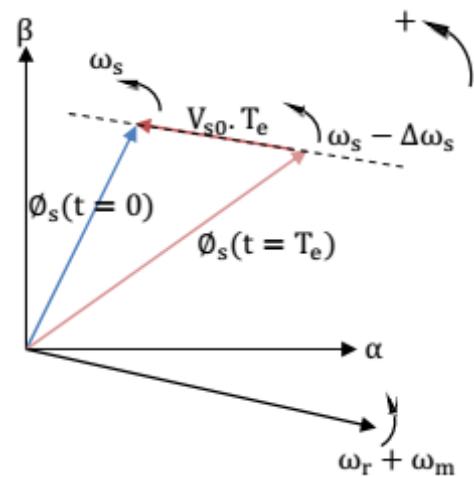
$$\Delta\gamma = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0)$$

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique.

Sur la figure (III.4) et (III.5), on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application des deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des Sens de rotation contraires. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.



**Figure (III.4) :** Evolution du couple  
Électromagnétique pour une variation  
Positive de la vitesse de rotation



**Figure (III.5) :** Evolution du couple  
électromagnétique pour une variation  
négative de la vitesse de rotation.

### **III.2.3-Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nul**

Quand le terme résistif peut être négligé, c'est-à-dire pour les fonctionnements à vitesse élevée, l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi, l'angle  $\gamma$  qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement figure (III.6).

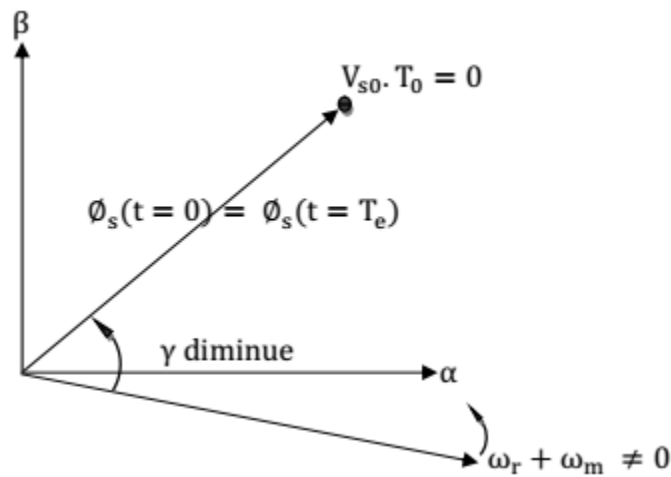


Figure (III.6) : Application d'un vecteur nul

### III.3-DESCRIPTION DE STRUCTURE DE LA DTC

#### Sélection du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a huit vecteurs fixés souhaités. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis, pour le flux et le couple. Le choix de  $V_s$  dépend alors de la variation souhaitée pour le module de flux statorique, et du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\Phi_s$  dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones  $N = i$ , avec  $i=1, \dots, 6$ ,

Lorsque le vecteur flux  $\Phi_s$  se trouve dans une zone numérotée  $N = i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

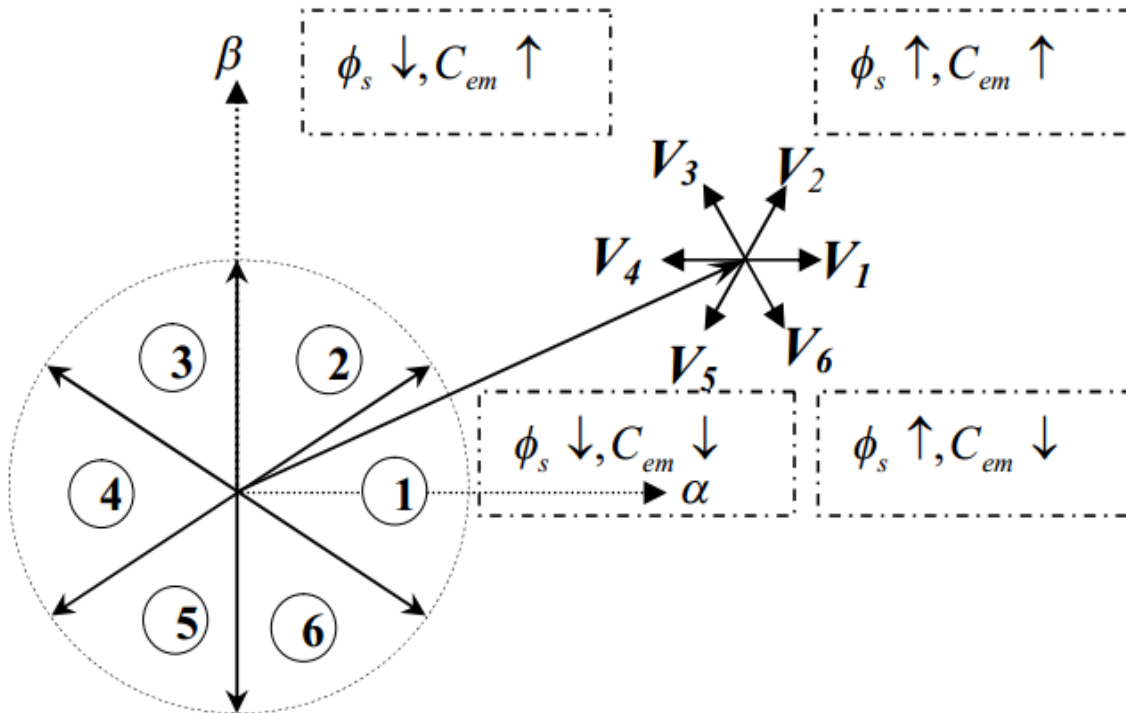
- Si  $V_2$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $C_{em}$  croît.
- Si  $V_6$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $C_{em}$  décroît.
- Si  $V_3$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $C_{em}$  croît.
- Si  $V_5$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît.

Si  $V_0$  et  $V_7$  est sélectionné alors la rotation du flux  $\Phi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance de couple alors que le module du vecteur  $\Phi_s$  reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ .

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position  $N = i$ , les deux vecteurs tensions  $V_1$ ,  $V_4$  ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux  $\Phi_s$  sur une zone  $N = i$ , un bras de l'onduleur ne se commande jamais.[4]





**Figure (III.7):** choix du vecteur tension a deux niveaux

En effet en début de la zone N=1, les vecteurs  $V_2$  et  $V_5$ , sont perpendiculaires au vecteur flux,  $\phi_s$  d'où une évolution rapide de couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux,  $\phi_s$  alors qu'enfin de zone, le choix des vecteurs  $V_6$  et  $V_3$ , correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\phi_s$  au début de la zone, alors qu'enfin de zone c'est le contraire.

Le vecteur de tension  $V_s$  à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple.

### III.3.1-Estimation du flux statorique

L'estimateur, obtenu par intégration des tensions statoriques dans les axes fixes( $\alpha, \beta$ ) a été largement utilisé pour la DTC. En raison de sa simplicité cette structure présente des limitations importantes. Le principal inconvénient est le fonctionnement à basses vitesses, en raison de sa sensibilité aux variations de la résistance  $R_s$  au cours du fonctionnement.

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tensions de la machine. On définit tout abord avant l'étude du contrôleur de

flux, les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

A partir de l'équation :[5]

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s \cdot i_s) dt$$

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

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta}$$

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt$$

$$\phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  à partir des commandes ( $S_a, S_b, S_c$ ) de la mesure de la tension de l'onduleur  $U_0$  et en appliquant la transformée CONCORDIA :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)]$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_a - S_c)$$

De même les courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  sont également obtenus à partir de la mesure des courants réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  ( $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ) et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$i_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$$

$$i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa}$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc})$$

Le module du flux statorique est défini par :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2}$$

La zone  $N_i$  dans laquelle se situe le vecteur  $\phi_s$  est déterminée à partir des composantes  $\phi_{s\alpha}$

et  $\phi_{s\beta}$ . L'angle  $\theta_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur flux  $\phi_s$  est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}$$

### **III.3.2-Estimation du couple électromécanique**

Le couple électromagnétique est estimé, uniquement à partir des flux et courants statoriques dans le repère( $\alpha, \beta$ ) qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p[\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}]$$

### **III.4-Elaboration du contrôleur de flux a deux niveaux**

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamique, le choix d'un correcteur à Hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande DTC. Avec ce type de régulateur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux  $\Phi_s$  dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (III.8).

La sortie du contrôleur du flux donnée par la grandeur booléenne cflx, indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme on l'a vu, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone 3, les vecteurs tensions  $V_2$  et  $V_4$  sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et  $V_1$  et  $V_5$  pour la diminuer.

Ceci montre que le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence  $\Phi_{ref}$  et le flux estimé  $\Phi_s$ . Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter  $[\Phi_{ref} - \Phi_s] < \Delta \Phi_s [1]$ .

Avec :

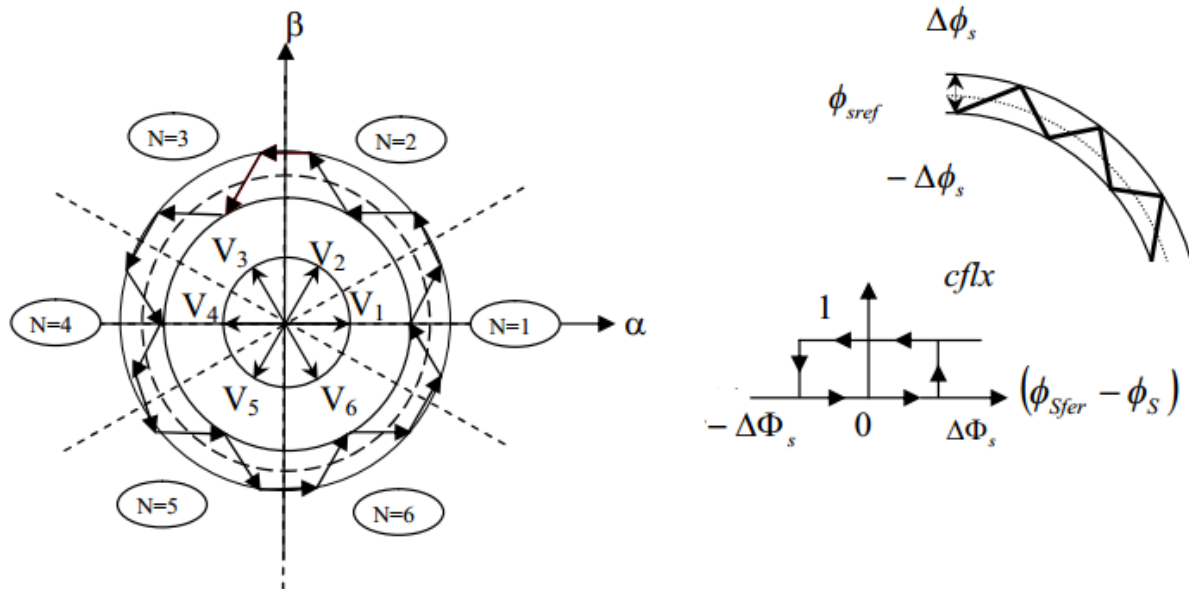
$\Phi_{ref}$  : La consigne de flux

$\Delta \Phi_s$  : L'écart d'hystérésis du contrôleur.

Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable logique " cflx ":

Cflx=1 :lorsque l'erreur de flux est positive.

Cflx=0 :lorsque l'erreur de flux est négative.



**Figure (III.8):** Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants

### III.5-Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $[C_{em}] < \Delta C_e$ , avec  $C_{er\grave{e}f}$  la référence de couple et  $\Delta C_e$  la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant, une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. [C<sub>erèf</sub>-

Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit [1] :

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

### III.6-Correcteurs à deux niveaux

Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs  $V_2$  et  $V_3$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques. [4][5].

Dans le cas où la pulsation statorique  $\omega_s$  est positive et le vecteur flux statorique  $\phi_s$  est en avance sur le flux rotorique  $\phi_r$ . Le correcteur d'hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$ , si l'on choisit le sens

trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique  $\phi_r$  rattrape le flux  $\phi_s$ , lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur.

De plus il permet à l'un des bras de l'onduleur de commuter beaucoup moins souvent que les deux autres, sur une zone de déplacement du flux  $\phi_s$ . L'onduleur peut donc avoir en cours de fonctionnement, des phases de mise en vielle des interrupteurs d'un bras du convertisseur.[4][1]

### **III.7-Effet de la bande à hystérésis du correcteur de couple**

Pour la bande hystérésis du couple, on peut envisager deux effets différents son effet sur le couple moyen et son effet sur la fréquence de commutation du correcteur de couple et par conséquent sur la fréquence de commutation de l'onduleur de tension.

Comme on peut le voir sur la figure (III.10), le couple moyen est toujours inférieur au couple de référence. Cette erreur est de l'ordre de  $\frac{\Delta C_{em}}{2}$ . Pour le cas où le couple référence est le couple nominal, cette erreur est négligeable. Mais au contraire, lorsque le couple de référence est petit l'erreur sur le couple moyen peut être important. Dans un système continu de contrôle de couple ce problème peut être résolu en utilisant une bande d'hystérésis proportionnelle au couple de référence. Mais dans un système échantillonné, selon la dynamique du couple, l'erreur de couple peut être amplifiée.[8]

### **III.8-Contrôle du couple et du flux électromagnétique de onduleur trois niveaux**

La construction des tables de commutation se base effectivement sur le choix des vecteurs tension que l'on applique va permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique. Cependant, l'application des vecteurs du groupe, demi-tension, ne permettrait pas à la machine de fonctionner à vitesse nominale.

Nous avons donc divisé la plage de vitesse en deux zones. Pour les vitesses inférieures à la moitié de la vitesse nominale, on utilisera uniquement les vecteurs du groupe, demitension (SVV).

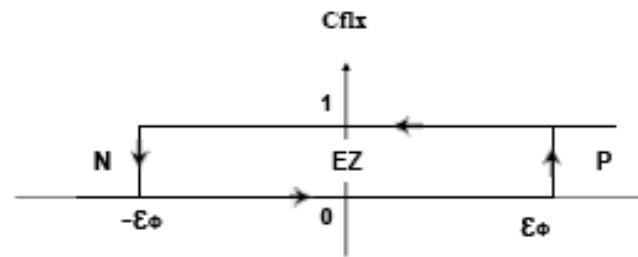
Pour les vitesses supérieures à la moitié de la vitesse nominale, on utilisera les vecteurs du groupe, tension intermédiaire (MVV) et pleine tension (LVV). Le contrôle du couple et du flux ayant été étudié en détail précédemment, notre principal objectif est de définir des règles de sélection optimale des vecteurs tension basés sur l'erreur du couple et du flux définie comme suit[9][7] :

$$\varepsilon_\phi = \phi_{ref} - \phi_s \quad \text{et} \quad \varepsilon_c = C_{ref} - C_{em}$$

**P** = erreur de flux est positive :  $C_{flx} = +1$

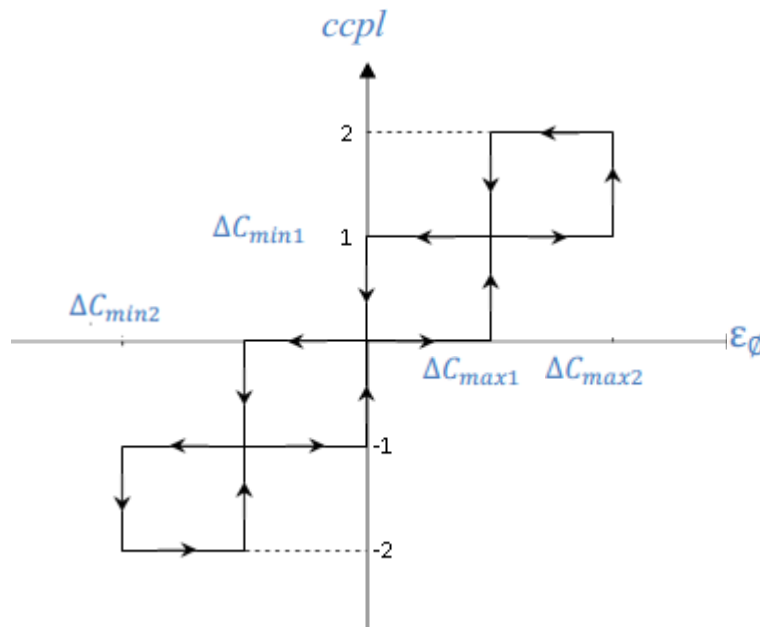
**EZ** = erreur de flux est environ zéro :  $C_{flx} = 0$

**N** = erreur de flux est négative :  $C_{flx} = -1$



**Figure(III.9) :** Fonction de sortie du correcteur du flux.

Le couple électromagnétique est égal au couple de charge dans le régime établi, il est alors la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Par conséquent, des hautes performances pour le contrôle du couple sont exigées. Pour améliorer le contrôle du couple on associe à l'erreur du couple cinq régions définies par les contraintes suivantes :



**Figure(III.10) :** Fonction de sortie du correcteur du couple

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures ( $\epsilon_{cmax1}$ ,  $\epsilon_{cmax2}$ ) et deux bandes inférieures ( $\epsilon_{cmin1}$ ,  $\epsilon_{cmin2}$ ) illustrées par la figure ci-dessus. La meilleure marge de contrôle du couple est celle localisée par ( $\epsilon_{cmin1}$ ,  $\epsilon_{cmax1}$ ) et la région bornée par ( $\epsilon_{cmin2}$ ,  $\epsilon_{cmax2}$ ) devrait donner des valeurs utiles du couple. Ces cinq intervalles définis pour l'écart du couple sont cependant notés comme suit :

**PL** : erreur de couple est positive large :  $\epsilon_c = 2$

**PM** : erreur de couple est positive moyenne :  $\epsilon_c = 1$

**EZ** : erreur de couple est environ zéro :  $\epsilon_c = 0$

**NM** : erreur de couple est négative moyenne :  $\epsilon_c = -1$

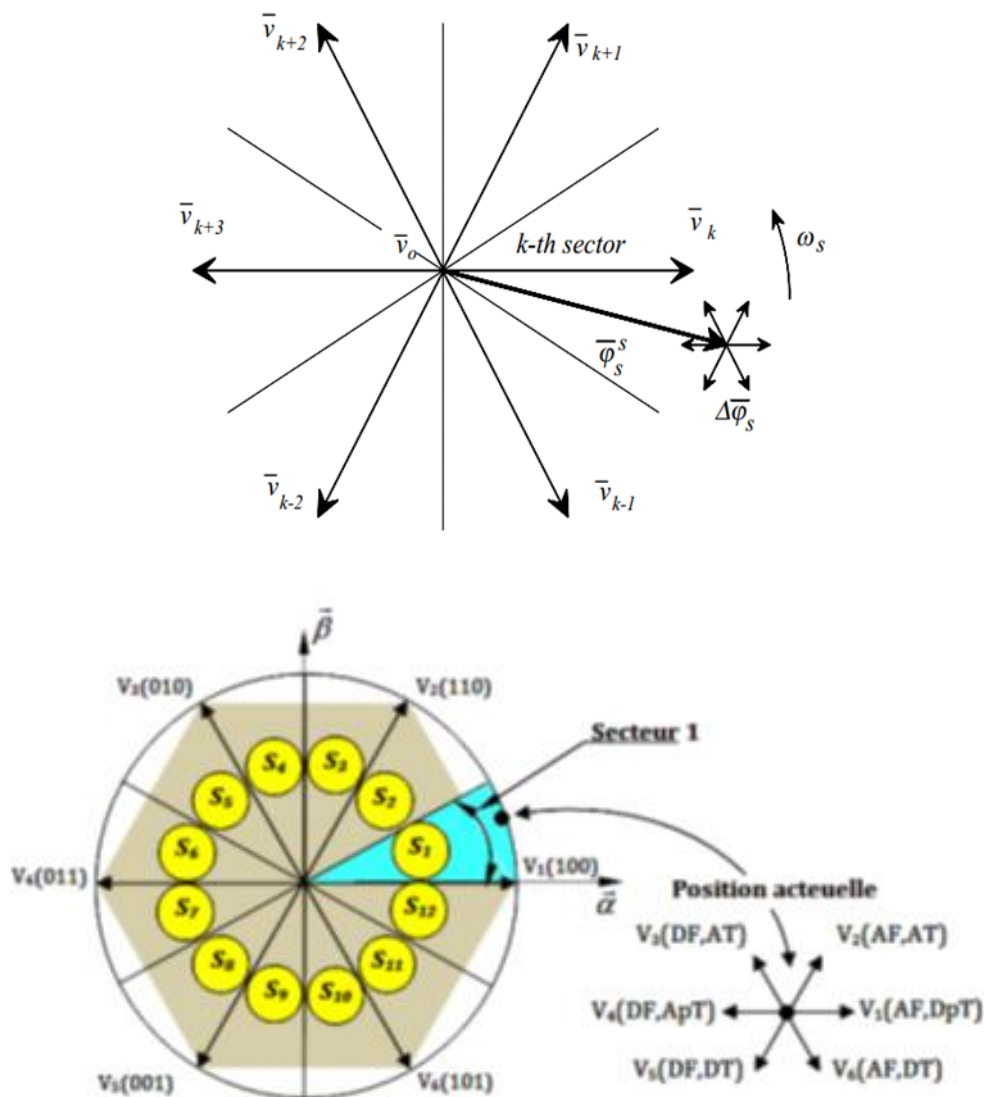
**NL** : erreur de couple est négative large :  $\varepsilon_c = -2$ .

### III.9-Construction des nouvelles tables de commutation

En appliquant la technique de TAKAHASHI, nous développons les stratégies de commutation partielles représentées par les tableaux ci-dessous :

#### III.9.1-Table de commutation d'un onduleur de tension NPC à trois niveaux

La sélection du vecteur tension, basée sur des règles de commande avec trois entrées et une sortie. Les entrées sont des erreurs  $\varepsilon_c$  et  $\varepsilon_\phi$  le rang  $\theta = (1 \dots 12 \text{ secteurs})$ , et les ordres de commutations  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  (logique) de l'onduleur à trois niveaux de type NPC sont les paramètres de sortie, cette table de commande est valable dans les deux sens de rotation de la machine.[8]



**Figure (III.11):** choix du vecteur tension a trois niveaux

$\theta_1$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V16	V2	V17
PM	V21	V2	V22
EZ	V0	V0	V0
NM	V26	V0	V25
NL	V20	V5	V19

$\theta_2$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V16	V2	V17
PM	V22	V3	V23
EZ	V0	V0	V0
NM	V26	V0	V25
NL	V15	V6	V20

$\theta_3$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V17	V3	V18
PM	V22	V3	V23
EZ	V0	V0	V0
NM	V21	V0	V26
NL	V15	V6	V20

$\theta_4$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V17	V3	V18
PM	V23	V4	V24
EZ	V0	V0	V0
NM	V21	V0	V26
NL	V16	V16	V15

$\theta_5$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V18	V4	V19
PM	V23	V4	V24
EZ	V0	V0	V0
NM	V22	V0	V21
NL	V16	V1	V15

$\theta_6$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V18	V4	V19
PM	V24	V5	V25
EZ	V0	V0	V0
NM	V22	V0	V21
NL	V17	V2	V16

$\theta_7$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V19	V5	V20
PM	V24	V5	V25
EZ	V0	V0	V0
NM	V23	V0	V22
NL	V17	V2	V16

$\theta_8$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V19	V5	V20
PM	V25	V6	V26
EZ	V0	V0	V0
NM	V23	V0	V22
NL	V18	V3	V17

$\theta_9$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V20	V6	V15
PM	V25	V6	V26
EZ	V0	V0	V0
NM	V24	V0	V23
NL	V18	V3	V17

$\theta_{10}$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V20	V6	V15
PM	V26	V1	V21
EZ	V0	V0	V0
NM	V24	V0	V23
NL	V19	V4	V18

$\theta_{11}$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V15	V1	V16
PM	V26	V1	V21
EZ	V0	V0	V0
NM	V25	V0	V24
NL	V19	V4	V18

$\theta_{12}$			
$\varepsilon_{\varphi} \backslash \varepsilon_{ce}$	P	EZ	N
PL	V15	V1	V16
PM	V21	V2	V22
EZ	V0	V0	V0
NM	V25	V0	V24
NL	V20	V5	V19

**Tableau (III.1) :** Table de commutation de la DTC d'un onduleur trois niveaux.



### III.10-Structure générale de la commande par DTC du MSAP avec boucle de vitesse:

La structure du contrôle direct du couple en boucle fermée est alors résumée par la figure(III.12). Pour cette commande il y a un seul régulateur PI utilisé dans la boucle de vitesse.

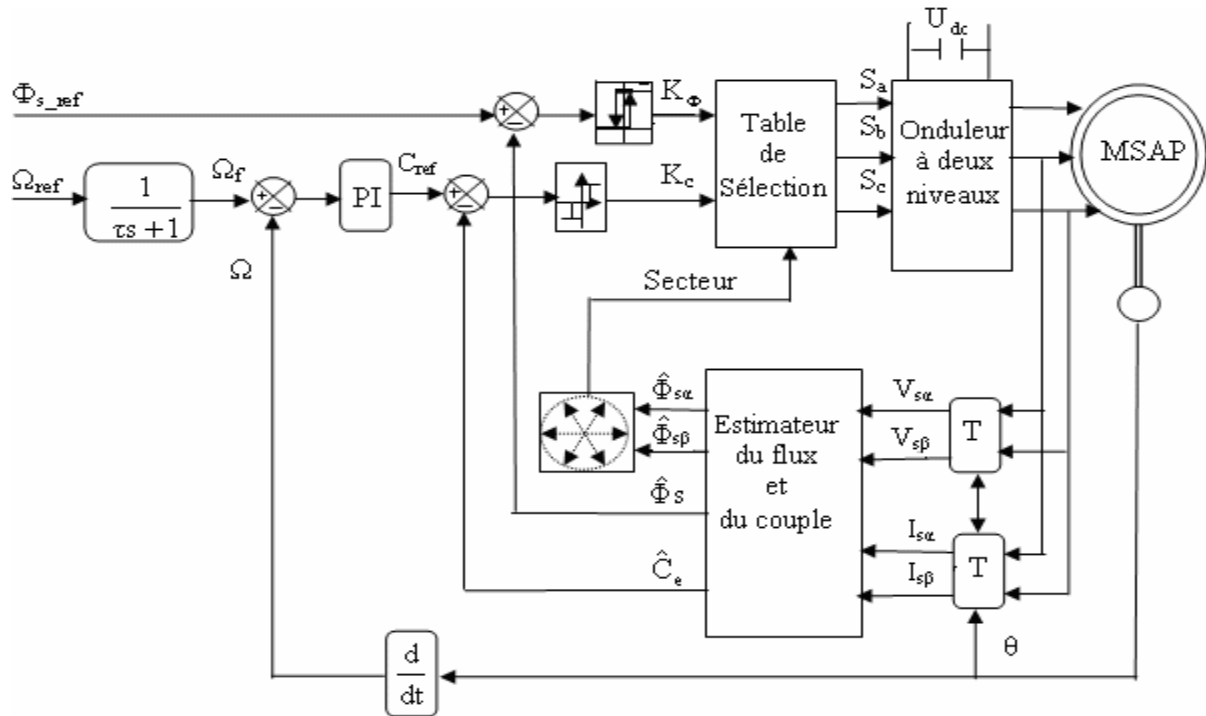


Figure (III.12) : Schéma de la structure générale de la commande directe du couple d'un MSAP

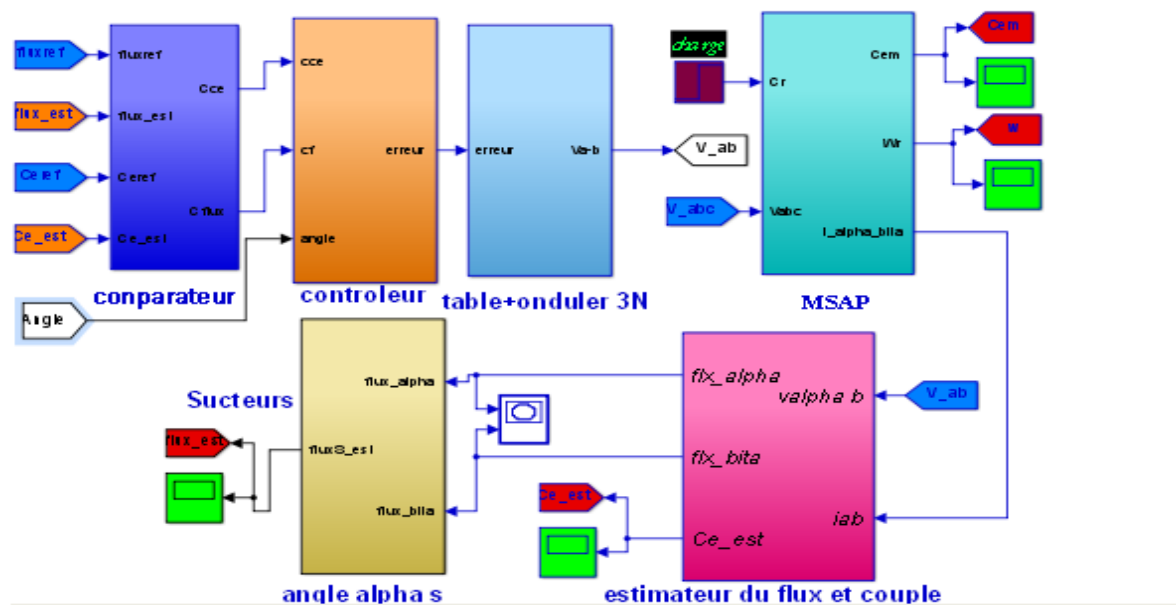
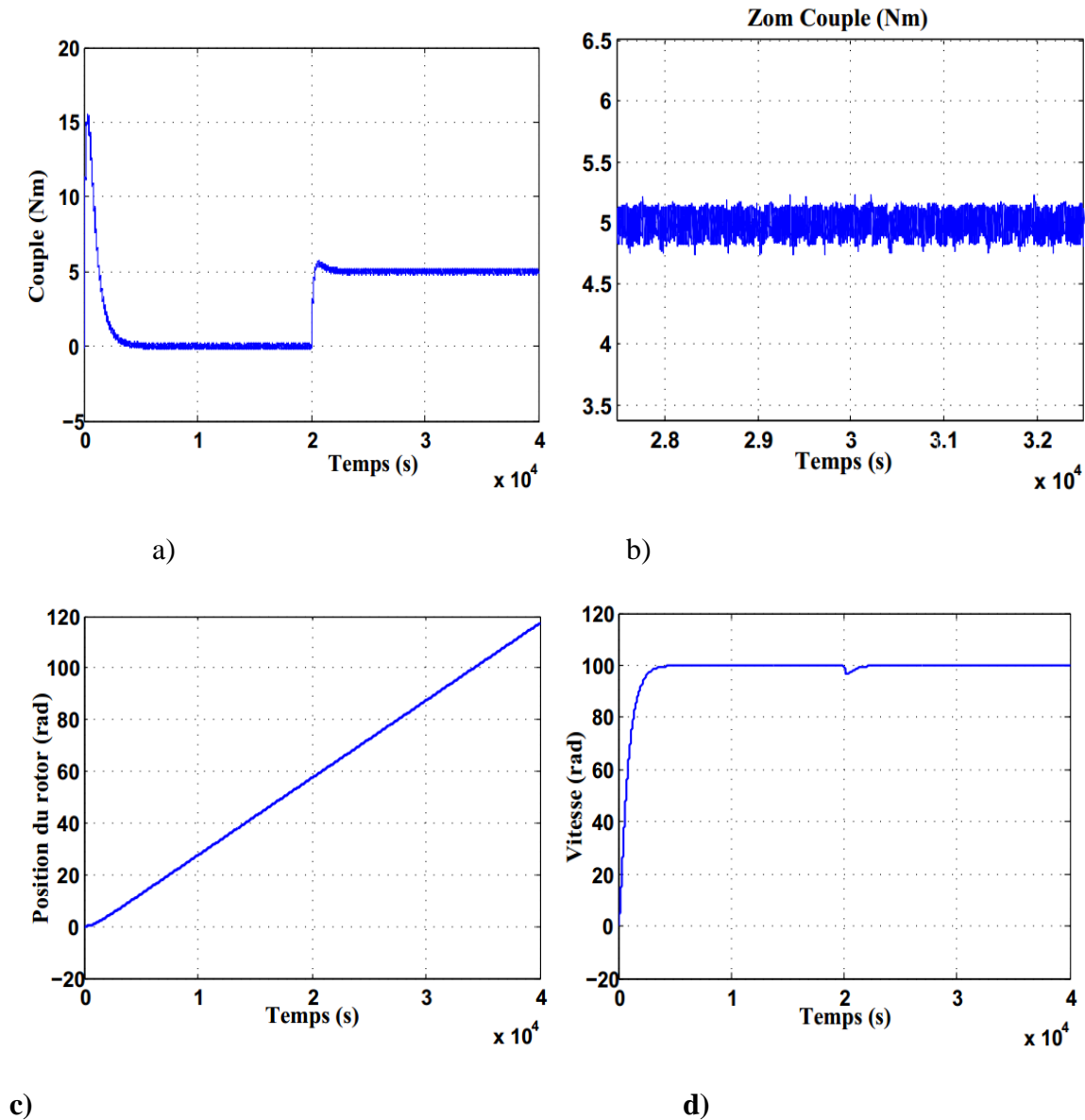


Figure (III.13) :Schéma de simulation de la commande DTC pour onduleur de tension trois niveaux

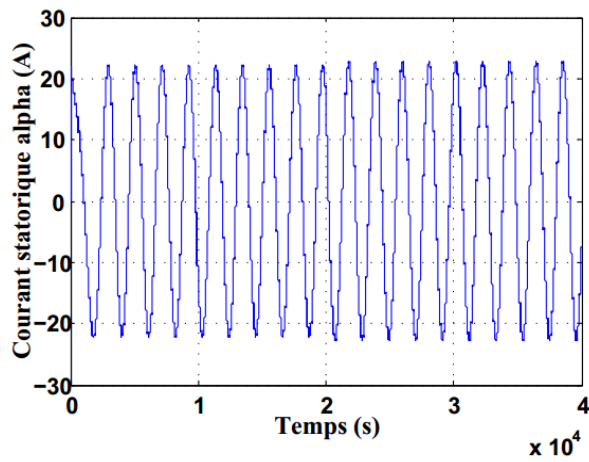
### III.11-Résultats de simulation MSAP alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension

La figure(III.16) représente le comportement de la structure du contrôle direct du couple appliquée à la machine MSAP alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux pour une table de commutation à cinq niveaux du correcteur du couple et de trois niveaux pour le flux statorique

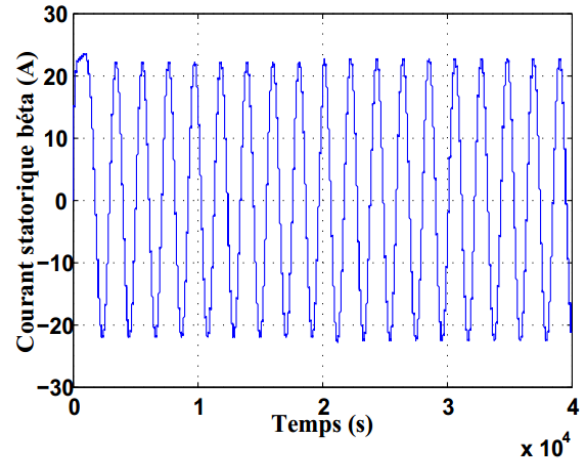


**Figure (III.14) :Résultats de simulation**

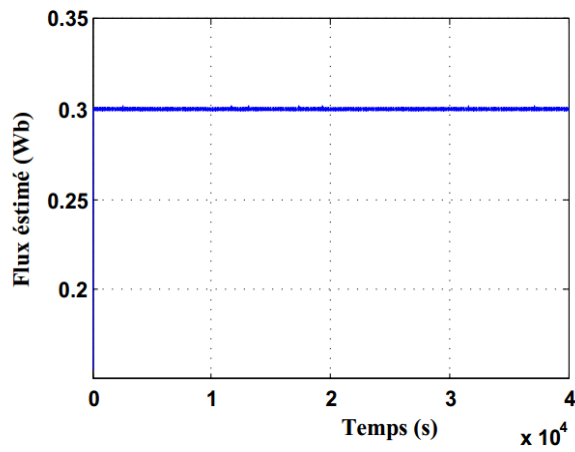
- a) Couple électromagnétique estimé
- b) Zoom du couple électromagnétique
- c) Angle de position du rotor
- d) Vitesse de rotation 100 [rd/s]



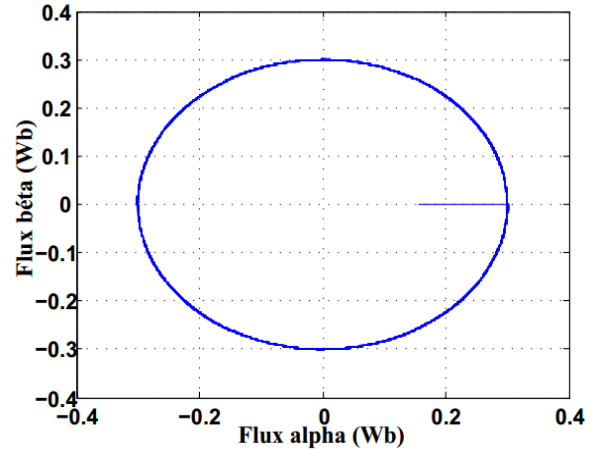
e)



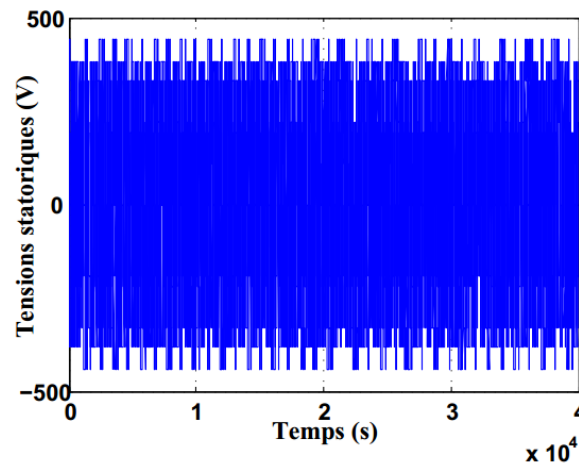
f)



g)



h)



i)

**Figure (III.15) : Suite des Résultats de simulation**

- h) Evolution du flux statorique estimé dans le plan  $\alpha$ - $\beta$
- e) courant statorique alpha
- f) courant statorique bêta
- g) Flux statorique estimé
- i) tensions statoriques

### **III.11.1-Interprétation**

On remarque la bonne dynamique du couple avec une réduction considérable des fluctuations du couple. Notamment on observe que la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, donc son amplitude reste constante, et le flux statorique est un peu plus lent que celui de la DTC classique, mais au régime permanent le module de flux présente une bonne réponse ce qui est bien montré. De plus, l'utilisation de l'onduleur 3-Niveaux entraîne une diminution des ondulations du courant statorique, et dans le régime établi le courant devient purement sinusoïdal.

Donc à partir des résultats de simulation montrent que l'utilisation des onduleurs Multi niveaux permettent d'améliorer certaines performances de la DTC classique, tels que ondulations du couple, et fréquence de commutation

### **III.12-Conclusion**

L'étude principe de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, cette technique apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse. Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande. La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne où oscillations transitoires.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique sur tout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, une approche est étudiée et simulée dans la suite qui suit pour minimiser les pulsations du couple et de flux.

### **III.13-Technique de réduction des fluctuations du couple et du flux d'un MSAP commandé par un DTC**

#### **Introduction**

Comme toute autre commande, la DTC a des inconvénients dont on cite la sensibilité face à la variation et les fluctuations de couple causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de

commutation variable qui augmente les risques d'excitation des résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. Différentes alternatives ont été utilisées pour surmonter ces problèmes.

L'objectif de ce travail, consiste à améliorer les performances de la commande directe du couple alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux, cette amélioration réside dans la réduction des fluctuations du couple électromagnétique et flux statorique par la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation.

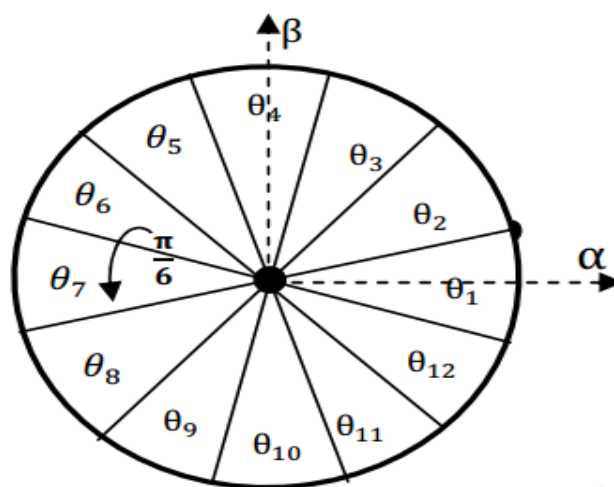
Cette partie de ce travail permettra d'étudier une structures d'amélioration des performances de la commande DTC précédente telle que la DTC modifiée ou bien la stratégie de décalage des zones de la DTC appliquée a un onduleur de tension trois niveaux alimenté un MSAP, on terminera par Des résultats de simulation seront présentés pour juger cette technique de commande.

### **III.14-Principe du contrôle direct du couple modifiée (décalage des zones)**

Dans cette partie, on va réduire les fluctuations du couple électromagnétique et de flux d'un moteur synchrone à aimant contrôlée par la commande directe du couple et alimenté par un onduleur de tension en utilisant la technique de décalage des zones du cercle d'évolution de vecteur tension pour sélectionner les états des interrupteurs d'un onduleur de tension trois niveaux.

l'idée est de changer la table de vérité à partir d'une modification des secteurs de la DTC précédente pour commander l'onduleur trois niveaux, tels qu'au lieu de prendre le premier secteur de  $-15^\circ$  à  $15^\circ$ , il est pris de  $0^\circ$  à  $30^\circ$ .

La figure suivante montre cette nouvelle position des zones :



**Figure (III.16) : nouvelle position des zones**

La nouvelle table de vérité de tension NPC à trois niveaux :

$\theta_1$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V21	V22	V17
PM	V21	V22	V3
EZ	V0	V0	V5
NM	V26	V25	V0
NL	V26	V25	V19

$\theta_2$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V16	V17	V23
PM	V2	V3	V23
EZ	V0	V0	V25
NM	V1	V6	V0
NL	V15	V20	V25

$\theta_3$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V22	V23	V18
PM	V22	V23	V4
EZ	V0	V0	V6
NM	V21	V26	V0
NL	V21	V26	V20

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |

$\theta_4$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V17	V18	V24
PM	V3	V4	V24
EZ	V0	V0	V26
NM	V2	V1	V0
NL	V16	V15	V26

$\theta_5$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V23	V24	V19
PM	V23	V24	V5
EZ	V0	V0	V1
NM	V22	V21	V0
NL	V22	V21	V15

$\theta_6$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V18	V19	V25
PM	V4	V5	V25
EZ	V0	V0	V21
NM	V3	V2	V0
NL	V17	V16	V21

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |

$\theta_7$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V24	V25	V20
PM	V24	V25	V6
EZ	V0	V0	V2
NM	V23	V22	V0
NL	V23	V22	V16

$\theta_8$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V19	V20	V26
PM	V5	V6	V26
EZ	V0	V0	V22
NM	V4	V3	V0
NL	V18	V17	V22

$\theta_9$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V25	V26	V15
PM	V25	V26	V1
EZ	V0	V0	V3
NM	V24	V23	V0
NL	V24	V23	V17

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |

$\theta_{10}$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V20	V18	V21
PM	V6	V1	V21
EZ	V0	V0	V23
NM	V5	V4	V0
NL	V19	V18	V23

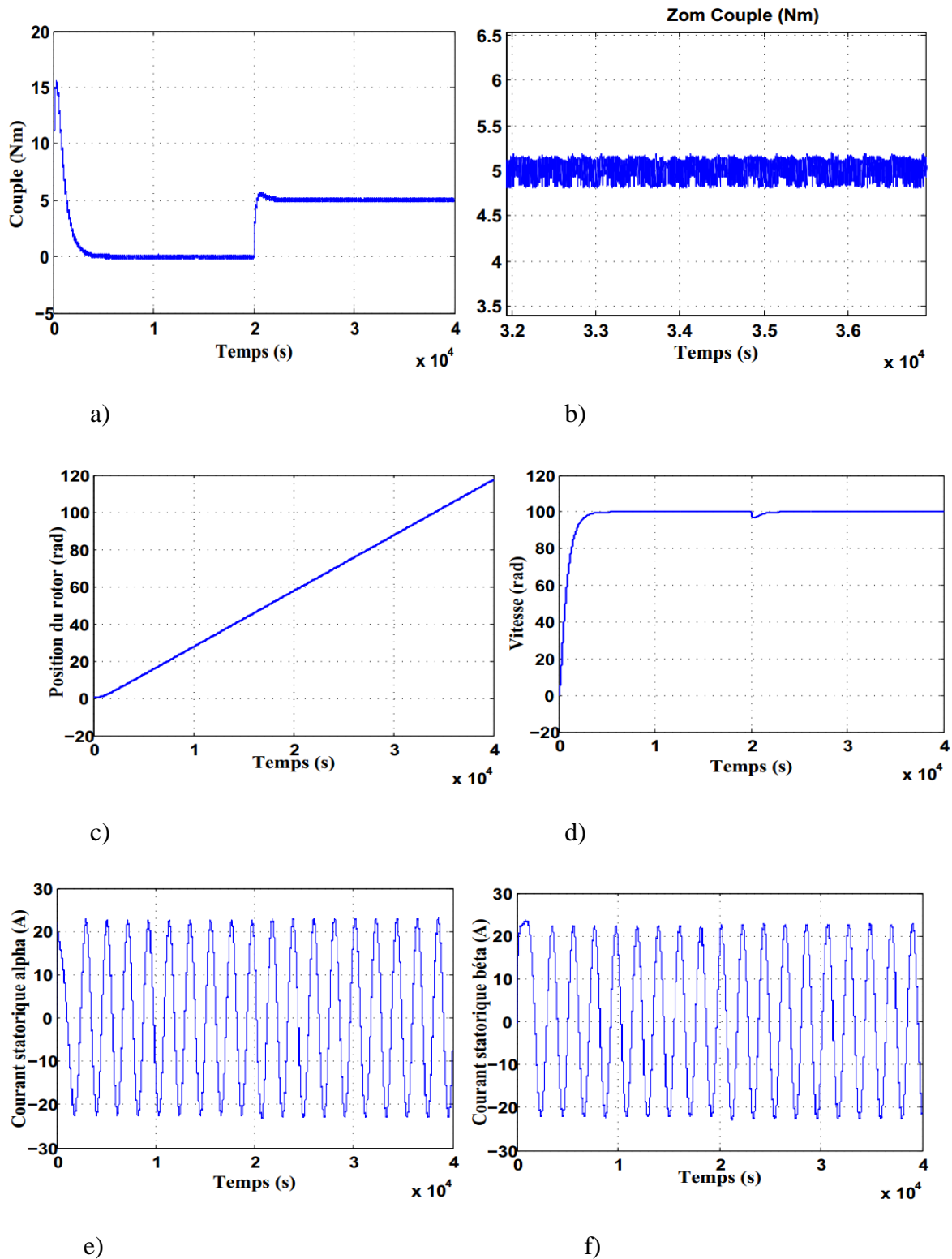
$\theta_{11}$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V26	V21	V16
PM	V26	V21	V2
EZ	V0	V0	V4
NM	V25	V24	V0
NL	V25	V24	V18

$\theta_{12}$			
$\begin{matrix} \epsilon_\varphi \\ \epsilon_{ce} \end{matrix}$	P	EZ	N
PL	V15	V16	V22
PM	V1	V2	V22
EZ	V0	V0	V24
NM	V6	V5	V0
NL	V20	V19	V24

**Tableau(III.2) :**La nouvelle table de vérité de tension NPC à trois niveaux

### III.15-Résultats de simulation

Les résultats de simulation comparés entre DTC de base et la DTC par décalage des zones (modifiée) sont montrés sur les figures(III.17), cela étant pour un fonctionnement à vitesse de 100 rad/s.



**Figure (III.17) : Résultats de simulation**

a) Couple électromagnétique estimé

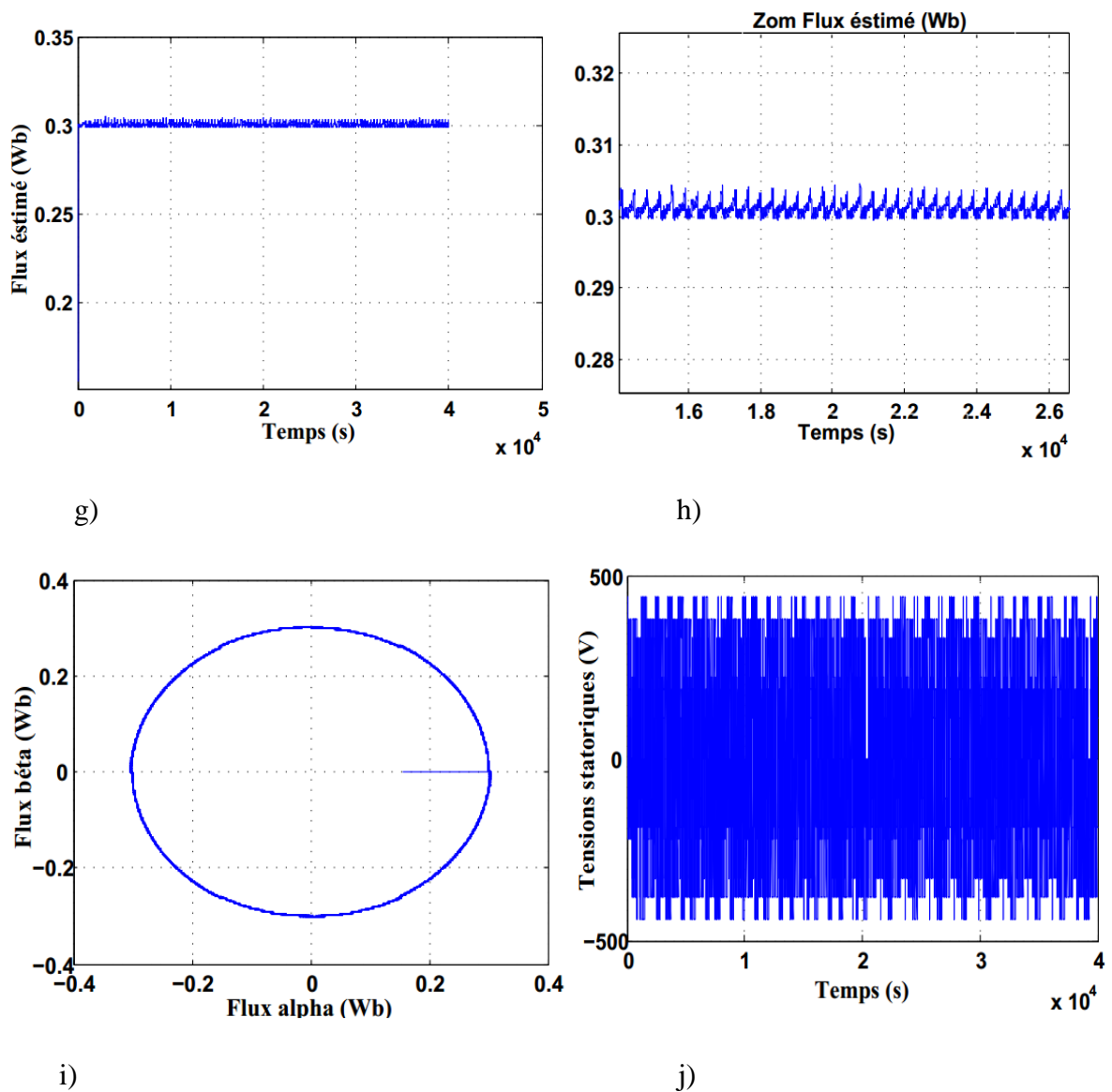
b) Zoom du couple électromagnétique

c) Angle de position du rotor

d) Vitesse de rotation 100 [rd/s]

e) courant statorique alpha

f) courant statorique bêta





**Figure (III.18) : Suite des Résultats de simulation**

- g) Flux statorique estimé
- h) zoom du Flux statorique estimé
- i) Evolution du flux statorique estimé dans le plan  $\alpha$ - $\beta$
- j) Tensions statoriques

### **III.16-Interprétation**

Il est noté que le flux de la DTC modifier s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique. Et l'évolution de flux dans le plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), est parfaitement circulaire, donc l'effet du terme résistif est éliminé par cette nouvelle table modifié.

Cet établissement rapide du flux (presque instantané) diminue les transitoires du courant et améliore nettement la dynamique lors du démarrage de la machine. Nous signalons de passage que, les simulations effectuées, pour des points de fonctionnement proches des conditions nominales, ont montrés que la DTC modifiée présente une très faible dynamique du couple. Les ondulations du couple sont réduites par rapport à celle dans le cas du DTC classique et le module de flux présente à une bonne réponse ce qui est bien montré. La DTC modifiée présente une très faible dynamique du couple.

### **Conclusion générale**

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne, la stratégie de décalage des zones de la DTC d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux.

Dans cet travail Nous avons étudié une structure du contrôle direct du couple en 12 secteur de la position du flux, à celle développée par Takahashi en introduisant un comparateur deux-niveaux pour le flux et un comparateur cinq niveaux pour le couple. et nous avons appliqué la Méthode de réduction des fluctuations du couple électromagnétique et flux statorique en le même Conditions précédent.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique sur tout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, une approche est étudié et simulé.

Après avoir utilisé la stratégie de décalage des zones de la DTC appliquée à un onduleur de tension trois niveaux alimenté par un MSAP, nous avons conclu Ce qui suit :

le flux et modifié s'établit plus rapidement.

- l'évolution de flux dans le plan ( $\alpha\beta$ ) est parfaitement circulaire i'il a modifiée présente une très faible dynamique du couple.
- Améliore la dynamique lors de démarrage de la machine.

que la stratégie de décalage des zones de la DTC donne une bonne performance dynamique au système grâce aux différents type de onduleur.

**Annexe**

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont les suivants[1].

Puissance nominale :	$P_n = 3 \text{ KW}$
Résistance de phase :	$R_s = 1.4 \text{ } \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe:	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse:	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
Nombre de paire de pôles :	$p = 3$
Amplitude des flux des aimants permanents :	$\Phi_m = 0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie :	$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux :	$F_r = 0.00038818 \text{ N.m / rd/s}$

**Bibliographique**

- [1] ZEGUEB BOUBAKEUR" Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire"
- [2] MAHGOUN Mohamed Seddik" Application de la commande aux systèmes linéaires perturbés"
- [3] BOUDJEMA ABDE RAOUF" Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP".
- [4] Mr : BENAOUA OMAR FETHI" application des techniques de l'intelligence artificielle (lf-rn) pour le controle direct du couple d'une mas alimentee par des onduleurs multiniveaux"
- [5] DIAF YOUSSEUF et BEN ANTER DJAMAL "modelisation et commande d'un onduleur triphase pilote par mli a structre multiniveaux "
- [6] Chirine Benzazah, Mustapha Ait Lafkih, and Loubna Lazrak" Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM"
- [7] BEN ZEMAMOUCHE HOURIA, Mr. YOUSFI Ali" Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multiniveaux à base de GTO et d'IGBT"
- [8] SEDDIKI Arezki" Contribution au contrôle direct du couple(DTC) d'une machine Asynchrone à cage Alimentée par un onduleur multiniveaux"
- [9] ELHACHEMI FENNOUH" Apport des onduleurs multiniveaux dans la commande de la machine asynchrone (moteur à induction)"