

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

FACULTE DE LA TECHNOLOGIES  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
N° : CE-08



DOMAINE:SCIENCES ET TECHNOLOGIE  
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE  
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

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

**Par:**

ZERROUKI Bouchra  
KHABAT Yassamine

**Intitulé**

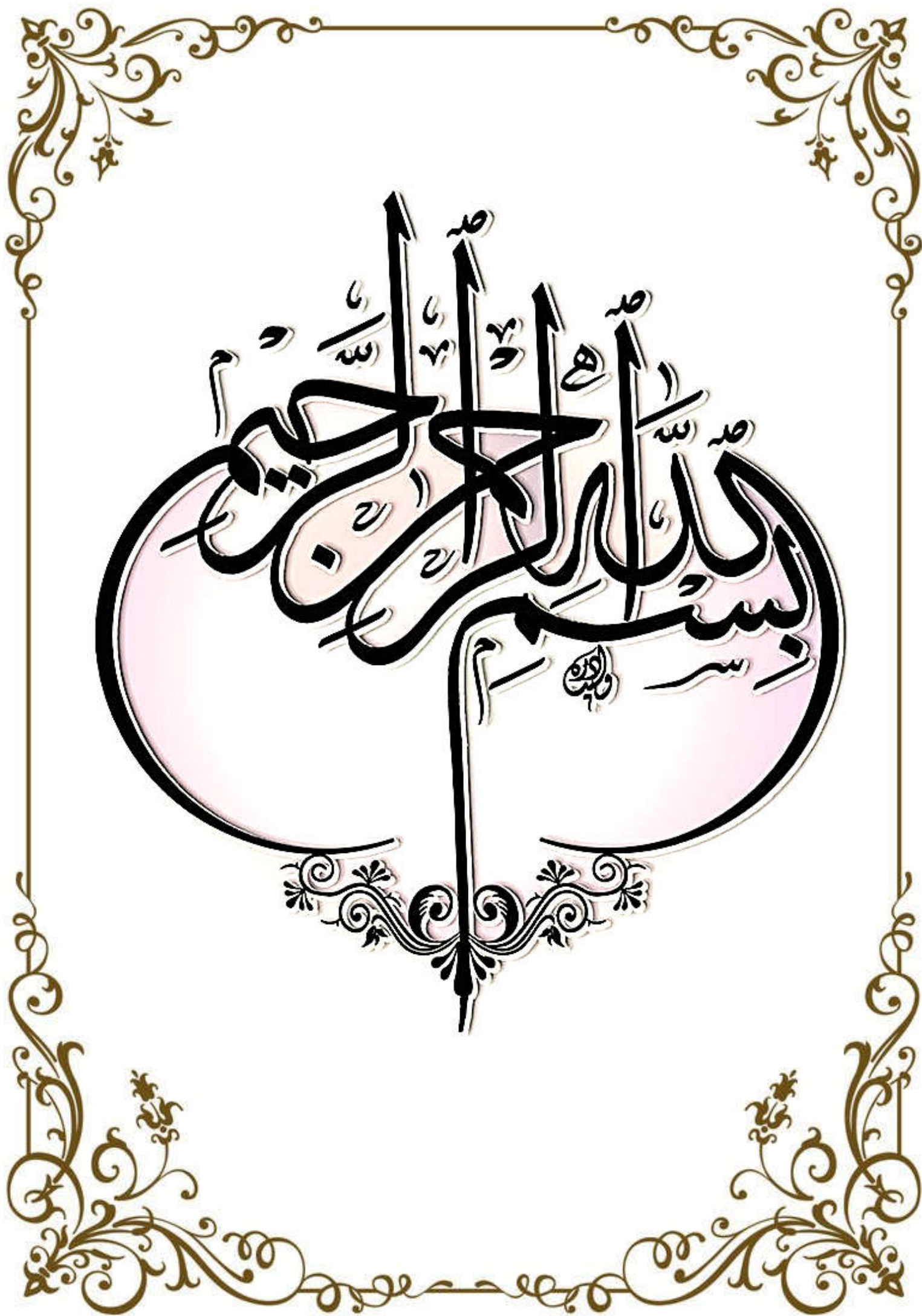
**Commande directe du couple d'une machine synchrone  
à aimants permanents alimentée par un onduleur  
à cinq niveaux**

**Soutenu devant le jury composé de:**

|                                 |  |                      |
|---------------------------------|--|----------------------|
| <i>Dr. BELKHIRI Salah</i>       | <i>Université Mohamed Boudiaf - M'sila</i> | <i>Président</i>     |
| <i>Dr. BENDAIKHA Abdelmalik</i> | <i>Université Mohamed Boudiaf - M'sila</i> | <i>Rapporteur</i>    |
| <i>Dr. LAAMARI Yahia</i>        | <i>Université Mohamed Boudiaf - M'sila</i> | <i>Co-Rapporteur</i> |
| <i>Dr. ABDOU Abdelhak</i>       | <i>Université Mohamed Boudiaf - M'sila</i> | <i>Examineur</i>     |

**Année universitaire : 2019/ 2020**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



# *Remerciements*

*Nos remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.*

*Nous tenons tout d'abord à remercier nos Encadreur  
Mr. BEN DAIKHA A. Malik et Mr. LAAMARI Yahia  
pour tous leurs aides.*

*Ainsi que tous les professeurs qui nous ont enseignés  
durant nos études à la faculté de Technologie,  
Département de Génie Électrique*

*Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements et  
notre profonde gratitude à toutes les personnes qui ont  
participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail  
par leur amour, sacrifice et compétence*

*particulièrement, Mr. ZERROUKI ABD ELWAHAB.*

*Nos profonds remerciements pour les membres de jury qui  
ont accepté d'évaluer ce travail. A la fin, nous tenons à  
remercier tous nos collègues d'études, particulièrement  
notre promotion.*



## DEDICACES

*J'ai le grand plaisir de dédier ce modeste travail :*

*A ma très chère mère, qui me donne toujours l'espoir de vivre  
et qui n'a jamais cessé de prier pour moi.*

*A mon très cher père, pour ses encouragements, son soutien, surtout  
pour son amour et son sacrifice afin que rien n'entrave le déroulement  
de mes études.*

*A ma grand-mère Safya*

*A mes frères Youcef, Abderezak, et Abdessalam et Ma chère  
sœur Ikram pour leurs encouragements permanents, et leur soutien  
moral.*

*A toute ma famille*

*A mon collègue AISSOU Aissa Pour son aide*

*A mes meilleures amies : Romaiassa, Manel, Lina.*

*A mes chers collègues*

*Et tous qui m'aide et compulse ce modeste travail*

*En fin, je remercie mon binôme, Bouchra, qui a contribué à la  
réalisation de ce modeste travail*

**KHABAT YASSAMINE**





## DEDICACES

*J'ai le grand plaisir de dédier ce modeste travail :*

*A ma mère*

*Toi qui m'as appris à prononcer et tracer mes premières lettres, voici l'aboutissement de tes nombreuses nuits de prières de ta sagesse et ta générosité. Toi qui as sacrifié ta vie et ton temps pour faire de moi ce que je suis maintenant.*

*A mon père*

*Pour m'avoir soutenu moralement et matériellement jusqu'à ce jour.*

*A mes frères*

*AbdElhamid, sa femme Saloua et leur fille Rimessse*

*AbdElwahab. C'est toi qui m'as apporté soutient et encouragements*

*A mes sœurs*

*Souhila, son époux Brahim et leur filles Ritedje et Rima*

*Sihem et Asma*

*Sans eux, je ne pourrais pas continuer mes études dans des bonnes conditions*


*A ma grand-mère*

*A toute ma famille, mes amies et mes collègues de master2 CSE*

*A tous mes enseignants*

*En fin je remercie mon binôme, Yassamine, qui a contribué à la réalisation de ce modeste travail*

**ZERROUKI BOUCHRA**



---

# *Sommaire*

---

|                             |    |
|-----------------------------|----|
| Sommaire .....              | I  |
| Principales notations ..... | IV |
| Liste des figures .....     | VI |
| Liste des tableaux .....    | IX |
| Introduction Générale ..... | 1  |

## **Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimant permanent**

|   |    |
|---|----|
| I.1 INTRODUCTION .....  | 4  |
| I.2 PRESENTATION DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT (MSAP) .....                  | 4  |
| I.2.1 Description de la MSAP .....  | 4  |
| I.2.1 Analyse du fonctionnement de la MSAP .....                                      | 7  |
| I.3 PROPRIETE DU MENTEUR SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT.....                            | 7  |
| I.4 DOMAINES D'APPLICATION DE LA MACHINE SYNCHRONE.....                               | 8  |
| I.5 DIFFERENTS TYPES D'ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS..... | 9  |
| I.5.1 Le cyclo-convertisseur .....  | 9  |
| I.5.2 Onduleurs de tension ou commutateur de courant .....                            | 9  |
| I.5.2.1 Alimentation par un commutateur de courant .....                              | 9  |
| I.5.2.2 Alimentation par un onduleur de tension .....                                 | 9  |
| I.6 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT.....                      | 10 |
| I.7 ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX .....  | 19 |
| I.8 RESULTATS DE SIMULATION.....  | 21 |
| I.9 CONCLUSION .....  | 24 |

## **Chapitre II : Commande DTC d'une MSAP par un onduleur à deux niveaux**

|  |    |
|--|----|
| II.1 INTRODUCTION.....   | 25 |
| II.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE.....              | 25 |
| II.3 REGLE DU CONTROLE DU FLUX ET DU COUPLE .....              | 27 |
| II.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique .....               | 27 |
| II.3.2 Contrôle du couple électromagnétique .....              | 28 |
| II.4 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX ..... | 30 |
| II.4.1 Choix du vecteur tension $V_s$ .....                    | 31 |
| II.4.2 Les estimateurs .....                                   | 32 |
| II.4.2.1 Estimateur du flux statorique .....                   | 32 |

|          |   |    |
|----------|---|----|
| II.4.2.2 | Estimateur du couple électromagnétique .....                                  | 33 |
| II.5     | ELABORATION DES CONTROLEURS .....   | 33 |
| II.5.1   | Contrôleur de flux à deux niveaux .....                                       | 33 |
| II.5.2   | Contrôleur du couple .....  | 34 |
| II.5.2.1 | Comparateur à deux niveaux .....  | 35 |
| II.5.2.2 | Comparateur à trois niveaux .....   | 35 |
| II.6     | ELABORATION DES TABLES DE COMMANDE .....                                      | 36 |
| II.6.1   | Elaboration de table de commande avec séquences nulles .....                  | 36 |
| II.6.2   | Table de commande du flux .....   | 36 |
| II.6.3   | Table de commande du couple .....   | 36 |
| II.6.4   | Table de commutation avec les vecteurs tensions actives et nulles .....       | 37 |
| II.6.4.1 | Table de commutation avec les vecteurs tensions actives .....                 | 37 |
| II.6.4.2 | Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles..... | 37 |
| II.7     | STRUCTURE GENERALE DE LA DTC APPLIQUEE AU MSAP .....                          | 38 |
| II.8     | LE CHOIX DE LA LARGEURE DES BANDES D'HYSTERESIS .....                         | 39 |
| II.9     | RESULTAT DE SIMULATION DE LA DTC CLASSIQUE .....                              | 39 |
| II.10    | CONCLUSION .....  | 44 |

### **Chapitre III : Commande DTC d'une MSAP par des onduleurs Multi-Niveaux**

|         |   |    |
|---------|---|----|
| III.1   | INTRODUCTION .....  | 45 |
| III.2   | AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX..... | 45 |
| III.2.1 | Avantages .....   | 45 |
| III.2.2 | Inconvénients .....   | 46 |
| III.3   | ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX DE TYPE NPC .....       | 46 |
| III.3.1 | Structure générale de l'ONDULEUR à trois niveaux .....      | 46 |
| III.3.2 | Fonctions de commutation .....                              | 47 |
| III.3.3 | Commande complémentaire des interrupteurs .....             | 47 |
| III.3.4 | Etat d'un bras de l'onduleur .....                          | 47 |
| III.3.5 | Vecteur tension de sortie .....                             | 49 |
| III.3.6 | Vecteur tension de référence .....                          | 50 |
| III.3.7 | Diagramme vectorielle .....                                 | 51 |

|           |   |    |
|-----------|---|----|
| III.3.8   | Elaboration de la table de commutation de la DTC-onduleur trois niveaux .....           | 52 |
| III.3.8.1 | Comparateur de flux à trois niveaux .....   | 52 |
| III.3.8.2 | Comparateur de couple à cinq niveaux .....  | 53 |
| III.3.8.3 | Table de commutation de commande DTC pour l'onduleur à trois niveaux .....              | 54 |
| III.3.9   | Structure générale de contrôle direct du couple sur un onduleur à trois niveaux .....   | 55 |
| III.3.10  | Résultats de simulation .....   | 57 |
| III.3.11  | Interprétation des résultats .....  | 60 |
| III.4     | ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX DE TYPE NPC .....                                    | 61 |
| III.4.1   | Structure générale .....  | 61 |
| III.4.2   | Fonctions de commutation .....  | 61 |
| III.4.3   | Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC ..... | 62 |
| III.4.4   | Vecteur tension de sortie .....   | 65 |
| III.4.5   | Diagramme vectorielle .....   | 68 |
| III.4.6   | Elaboration de la table de commutation de la DTC-onduleur cinq niveaux .....            | 68 |
| III.4.6.1 | Régulateur de couple à neuf niveaux .....   | 68 |
| III.4.6.2 | Régulateur de flux à trois niveaux .....  | 70 |
| III.4.6.3 | Table de commutation .....  | 71 |
| III.4.7   | Structure globale d'un contrôle direct du couple avec onduleur à cinq niveaux .....     | 73 |
| III.4.8   | Résultats de simulation .....   | 74 |
| III.4.9   | Interprétation des résultats .....  | 77 |
| III.5     | COMPARAISON ENTRE LES TROIS CONVERTISSEURS .....  | 78 |
| III.6     | CONCLUSION .....  | 78 |
|           | Conclusion générale .....   | 79 |
|           | Annexe .....  | 81 |
|           | Références bibliographiques .....   | 82 |
|           | Résumé .....  | 86 |

# Principales notations

Généralement les notations utilisées en électrotechnique et en automatique sont très variées.

Les principales notations utilisées dans ce mémoire sont rapportées ci-dessous

| <b>Symbole</b>        | <b>Signification</b>                         |
|-----------------------|--|
| $R_s$                 | Résistance statorique [ $\Omega$ ].          |
| $R_r$                 | Résistance rotorique [ $\Omega$ ].           |
| $L_s$                 | Inductance statorique [H].                   |
| $L_r$                 | Inductance rotorique [H].                    |
| $L_d$                 | Inductance cyclique directe [H].             |
| $L_q$                 | Inductance cyclique quadrature [H].          |
| $F$                   | Coefficient de frottements [N.s/rad].        |
| $P$                   | Nombre de pair de pôles.                     |
| $P_n$                 | Puissance nominale.                          |
| $V_n$                 | Tension nominale.                            |
| $J$                   | Moment d'inertie [ $\text{kg.m}^2$ ].        |
| $M$                   | L'inductance mutuelle entre phase du stator. |
| $C_r$                 | Couple résistant [N.m].                      |
| $C_n$                 | Couple nominal.                              |
| $C_e^*$               | Couple de référence                          |
| $C_{em}, C_e$         | Couple électromagnétique [N.m].              |
| $K_i, K_p$            | Coefficient du régulateur de vitesse.        |
| $\omega_{\text{réf}}$ | Vitesse de référence [rad/s].                |
| $\omega_s$            | Pulsation électrique statorique [rad/s].     |
| $\omega_r$            | Pulsation électrique rotorique [rad/s].      |
| $\Omega$              | Vitesse mécanique [rad/s].                   |
| $\Phi_{a,b,c}$        | Flux statorique de phase a, b, ou c.         |
| $\Phi_{d,q}$          | Flux statorique suivant l'axe d et l'axe q.  |

|                               |   |
|-------------------------------|---|
| $\Phi_{\alpha,\beta}$         | Flux statorique suivant l'axe a et l'axe b.           |
| $\Phi_s$                      | Flux statorique.                                      |
| $\theta$                      | La position du flux statorique                        |
| $\theta_e$                    | Angle électrique [Rad].                               |
| $\theta_s$                    | Position angulaire du stator [rad/s].                 |
| $\theta_r$                    | Position angulaire du rotor [rad/s].                  |
| $C_{flx}, C_{cpl}$            | Grandeur de sortie du contrôleur de flux et de couple |
| $\Delta\Phi_s, \Delta C_{em}$ | Bande d'hystérésis de flux et de couple.              |

### Grandeurs électriques

$V_{sabc}, V_{rabc}$

Tensions de phases (stator et rotor)[V].

$i_{sabc}, i_{rabc}$

Courants statoriques et rotoriques de phases [A].

$V_{sa\beta}, V_{ra\beta}$

Tension dans le repère  $\alpha, \beta$  (stator et rotor)[V].

$i_{sa\beta}, i_{ra\beta}$

Courants statoriques et rotoriques dans le repère  $\alpha, \beta$  [A].

$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$

Les trois tensions composées [V].

### Repères

$a, b, c$

Axes liés aux enroulements triphasés.

$d, q$

Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au champ tournant.

$\alpha, \beta$

Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.

### Abréviations Utilisées

**DTC**

Direct torque control (Commande directe du couple)

**NPC**

Neutral point clamped (Convertisseur clampé par le neutre)

**PI**

Proportionnel-intégrale

**MSAP**

Machine synchrone à aimant permanent

**MLI**

Modulation par largeur d'impulsion

**THD**

Total Harmonique Distorsion

# Liste des figures

## Chapitre I:Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimants permanents

|  |    |
|--|----|
| Figure I.1: Position du rotor .....  | 5  |
| Figure I.2 : Différentes structures rotorique pour une MSAP .....                          | 6  |
| Figure I.3 : Caractéristique du couple-angle électrique .....                              | 7  |
| Figure I.4 : Schéma de la MSAP dans le repère a-b-c .....                                  | 11 |
| Figure I.5 : Les différents couples qui agissent sur le rotor .....                        | 13 |
| Figure I.6 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d-q) .....                       | 16 |
| Figure I.7 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ) .....      | 18 |
| Figure I.8 : Schéma de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux .....                 | 20 |
| Figure I.9 : Modèle de la MSAP exprime dans le repère alpha-beta avec et sans onduleur ... | 22 |
| Figure I.10 : Résultats de simulation de la MSAP (alimenté en réseau) .....                | 22 |
| Figure I.11 : Résultats de simulation de la MSAP (alimenté par un onduleur) .....          | 23 |

## Chapitre II :La commande DTC d'une MSAP par un onduleur à deux niveaux

|   |    |
|---|----|
| Figure II.1 : Elaboration des vecteurs $V_s$ ( $S_a, S_b, S_c$ ) à partir de l'onduleur de tension .....  | 26 |
| Figure II.2 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique .....   | 28 |
| Figure II.3 : Application d'un vecteur de tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique .....  | 28 |
| Figure II.4 : Trajectoire du flux statorique .....  | 28 |
| Figure II.5 : Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation. $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$ .....   | 30 |
| Figure II.6 : Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation. $\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$ ..... | 30 |
| Figure II.7 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP .....  | 31 |
| Figure II.8 : choix du vecteur tension .....  | 31 |
| Figure II.9 : (a) : Sélection des vecteurs $V_s$ correspondant au contrôle de l'amplitude $\phi_s$<br>(b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux .....            | 34 |

|  |    |
|--|----|
| Figure II.10 : Comparateur à hystérésis à deux niveaux.....  | 35 |
| Figure II.11 : Comparateur à hystérésis de couple à trois niveaux.....                               | 35 |
| Figure II.12 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP ....          | 38 |
| Figure II.13 : Les résultats de simulation de la DTC du MSAP par un onduleur à deux niveaux<br>..... | 43 |

### **Chapitre III : Commande DTC d'une MSAP par des onduleurs Multi-Niveaux**

|  |    |
|--|----|
| Figure III.1 : Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes .....  | 47 |
| Figure III.2 : Les trois états d'un bras de l'onduleur à trois niveaux .....   | 48 |
| Figure III.3 : Vecteur de tension fournit par l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC<br>.....                   | 51 |
| Figure III.4 : Comparateur à hystérésis de flux à trois niveaux .....  | 52 |
| Figure III.5 : Comparateur à hystérésis de couple à cinq niveaux .....   | 53 |
| Figure III.6 : Structure globale d'un contrôle direct du couple avec onduleur à trois niveaux<br>.....                     | 56 |
| Figure III.7 : Evolution de la vitesse en fonction du temps .....  | 57 |
| Figure III.8 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps .....  | 57 |
| Figure III.9 : Evolution du courant statorique en fonction du temps .....  | 58 |
| Figure III.10 : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%) .....  | 58 |
| Figure III.11 : Evolution de la tension statorique en fonction du temps .....  | 59 |
| Figure III.12 : Evolution de flux alpha et flux beta en fonction du temps .....  | 59 |
| Figure III.13 : Trajectoire de vecteur du flux statorique .....  | 60 |
| Figure III.14 : Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps .....   | 60 |
| Figure III.15 : Schéma d'un onduleur cinq niveaux de type NPC .....  | 61 |
| Figure III.16 : Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux de type<br>NPC (A, B, C, D, E) ..... | 64 |
| Figure III.17 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux .....   | 68 |
| Figure III.18 : Régulateur à hystérésis de couple à neuf niveaux.....  | 69 |
| Figure III.19 : Régulateur à hystérésis de flux statorique à trois niveaux .....   | 70 |
| Figure III.20 : Structure globale d'un contrôle direct du couple avec onduleur à cinq niveaux<br>.....                     | 73 |
| Figure III.21 : Evolution de la vitesse en fonction du temps .....   | 74 |

|  |    |
|--|----|
| Figure III.22 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps .....   | 74 |
| Figure III.23 : Evolution de courant statorique en fonction du temps .....         | 75 |
| Figure III.24 : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%) .....        | 75 |
| Figure III.25 : Evolution de la tension statorique en fonction du temps .....      | 76 |
| Figure III.26 : Evolution du flux alpha et flux beta en fonction du temps .....    | 76 |
| Figure III.27 : Trajectoire de vecteur du flux statorique .....                    | 77 |
| Figure III.28 : Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps ..... | 77 |
| Figure III.29: Boucle fermée d'un Régulateur de vitesse PI.....                    | 81 |



# Liste des tableaux

## Chapitre I:Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimant permanent

Aucun tableau

## Chapitre II : La commande DTC d'une MSAP par un onduleur deux niveaux

|   |    |
|---|----|
| Tableau II.1 : Table de commutation généralisée .....                     | 36 |
| Tableau II.2 : Table de commande du flux .....                            | 36 |
| Tableau II.3 : Table de commande du couple .....                          | 37 |
| Tableau II.4 : Table de commutation avec les vecteurs tension actifs..... | 37 |
| Tableau II.5 : Table de commutation avec les vecteurs tension nuls .....  | 38 |

## Chapitre III : Commande DTC d'une MSAP par des onduleurs Multi-Niveaux

|  |    |
|--|----|
| Tableau III.1: Etats d'un bras de l'onduleur .....   | 49 |
| Tableau III.2: Les différents états de l'onduleur et les composantes $v_\alpha$ et $v_\beta$ du vecteur de tension<br>.....      | 50 |
| Tableau III.3: Table de vérité de l'onduleur à trois niveaux .....   | 55 |
| Tableau III.4 : Configurations possibles d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux .....  | 64 |
| Tableau III.5 : Configurations possibles de l'onduleur à cinq niveaux .....  | 65 |
| Tableau III.6 : Etats de l'onduleur à cinq niveaux et les coordonnées du vecteur $V_g$ dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) ..... | 66 |
| Tableau III.7 : Table de commutation de l'onduleur à cinq niveaux .....  | 71 |
| Tableau III.8 : Taux de distorsion des harmoniques pour chaque commande.....   | 78 |

---

# *Introduction générale*

---

## *Introduction générale*

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes. Le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique [HOU 17][KHE 18].

L'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreuses applications industrielles (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.) [MER 18].

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.) et sont devenu attractif et concurrent de la machine à induction. Associés à des variateurs de vitesse électronique, Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor) [SAAD 16].

Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple (Direct torque control ou DTC). Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [OMA 13].

Le Contrôle Direct du Couple DTC (Direct torque control) prend sa place parmi ces

techniques de commande. Cette dernière a été développée pour minimiser le maximum possible des harmoniques dans le couple et la déformation du flux statorique d'une part, et l'amélioration de THD (total harmonic distortion) du courant de l'autre part.

Actuellement, l'étude des machines synchrones à aimant permanent alimentées par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Ces travaux de recherche ont conduit à l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs de puissance destinées pour les applications de haute tension appelées convertisseurs multi niveaux [MOH 14].

Grâce à leur topologie, les onduleurs multi-niveaux permettent une association série de plusieurs cellules de commutation, ce qui permet une augmentation du niveau de tension appliqué et également la puissance transmise. Cette structure permet aussi d'avoir une tension de sortie proche de la sinusoïde; grâce aux nombreux niveaux de tension fournis par ce convertisseur [MOH 14].

Alors l'utilisation de ce type de convertisseur dans les domaines de forte puissance et/ou haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications. Afin de satisfaire certains critères d'optimisation à savoir la réduction des harmoniques, plusieurs types de commande sont développés, poussés par le besoin et les progrès technologiques [MOH 14].

Notre travail consiste à développer et améliorer les performances de la commande directe du couple DTC appliquées à une machine synchrone à aimants permanents par l'élaboration de trois algorithmes de commande DTC en utilisant l'onduleur à deux, à trois et à cinq niveaux.

Dans le but de choisir les meilleurs résultats en minimisant le THD du courant et les fluctuations du couple et de flux, cette étude se termine par une comparaison entre les trois algorithmes de commande.

Ce mémoire est subdivisé en trois chapitres :

- ✓ Le premier chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. On présentera le modèle mathématique de la MSAP dans le repère biphasé, puis une modélisation d'un onduleur à 2-niveaux. Ce chapitre sera clôturé par une présentation des résultats de la simulation de la MSAP alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré.
- ✓ Dans le deuxième chapitre, on présentera la commande DTC de la MSAP alimentée par onduleur à deux niveaux basée sur une table de localisation des vecteurs tensions

et des régulateurs à hystérésis. Les performances de cette commande seront testées par des simulations.

- ✓ Dans le troisième chapitre on verra les différentes améliorations de la commande DTC (Direct torque control) par l'utilisation des convertisseurs multi-niveaux, cette partie sera réservée au développement de deux algorithmes de la DTC (Direct torque control) de la MSAP, ils sont basés respectivement sur l'utilisation, d'un onduleur à trois niveaux pour le premier, et un onduleur à cinq niveaux pour le deuxième.

A la fin, on terminera notre mémoire par une conclusion générale et des perspectives. .

---

# ***Chapitre I***

*Modélisation et simulation d'une  
machine synchrone à aimant permanent*

---

## I.1 INTRODUCTION

Pendant les années récentes, le moteur à courant continu est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. En effet, la présence du système balais collecteur a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la machine à courant continu, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse [SEN15].

Dans ce chapitre on présentera la description, le principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents et leur domaine d'application, puis on va faire la modélisation en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique.

## I.2 PRESENTATION DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS (MSAP)

### I.2.1 Description de la MSAP

Le vocable « machine synchrone », regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant [ADE 17]. Dans une MSAP on identifie le stator (partie fixe) et le rotor (partie tournante).

#### ➤ Stator

Formé d'un circuit magnétique feuilleté portant trois enroulements identiques réparti dans des encoches, ces enroulements contiennent P pair de pôles; leurs axes sont déphasés entre eux de  $\frac{2\pi}{3}$  et alimentés à leurs bornes par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables. [SAAD 16].

### ➤ Rotor

Le rotor se compose des aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (Fig.I.1).

On présentera dans cette partie quelques relations liées à la position et la vitesse du rotor, mais tout d'abord on va faire quelques définitions qui seront employées dans ce travail [BOU 14].

Tel que :

$\theta_e$  : Position électrique de rotor

$\theta_m$  : Position mécanique de rotor

$\omega$  : Vitesse électrique de rotor

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotor

$P$  : Nombre de paires de pôles

La relation entre la position électrique et la position mécanique du rotor est donné par :

$$\theta_e = P\theta_m \quad (I.1)$$

La même pour la vitesse électrique et mécanique du rotor :

$$\omega_r = P\Omega \quad (I.2)$$

La position du rotor est montrée comme suit :

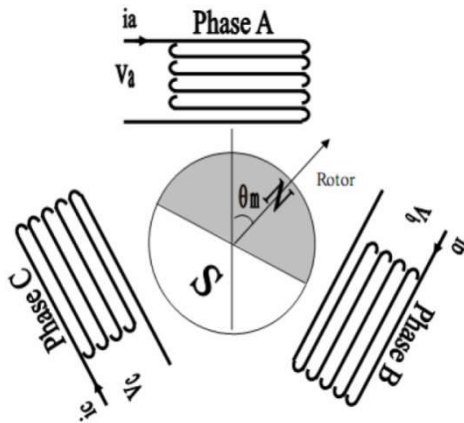


Figure I.1: Position du rotor

Les MSAP peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques [AIT14, CHE04]. Leur classification globale en termes de placement des aimants est illustrée comme suit :

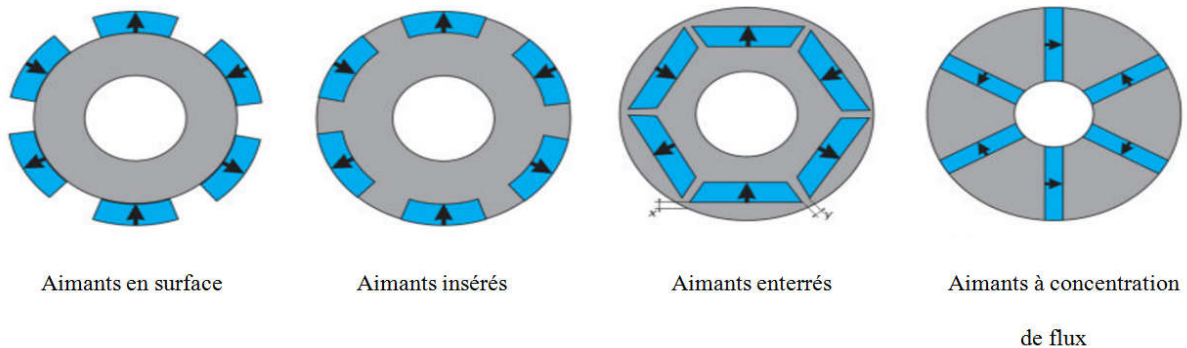


Figure I.2 : Différentes structures rotorique pour une MSAP

- **Aimants en surface**

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont

Aimantés radialement, comme montré sur la figure (I.2). Cette configuration du rotor est la plus utilisée surtout dans la robotique et les entraînements à dynamique très élevée. Le principal avantage de ce type est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants, leurs caractéristiques principales sont l'absence de saillance ( $\xi = 1$ ) d'une part et de très faibles inductances d'autre part. Les réactances synchrones de l'axe  $d$  et l'axe  $q$  sont pratiquement les mêmes. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant.

- **Aimants insérés**

Les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor, Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I.2). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe  $q$  est légèrement supérieure à celle dans l'axe  $d$ .

- **Aimants enterrés**

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I.2) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe  $d$  est plus petite que celle de l'axe  $q$ . Les aimants de cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette

configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

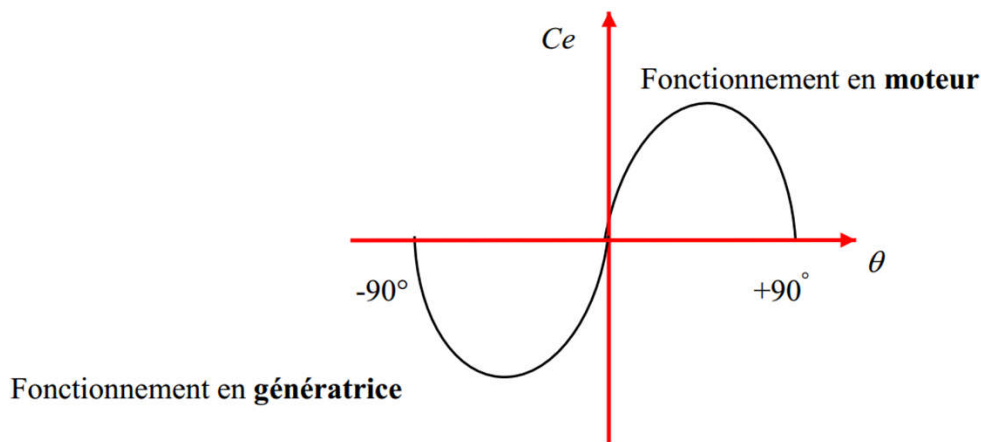
- **Aimants à concentration de flux**

Enterrés les aimants permanents dans le rotor profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (I.2). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer.

### I.2.2 Analyse du fonctionnement de la MSAP

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse  $\frac{\pi}{2}$  la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator [BEN 16].

La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante:



**Figure I.3 :** Caractéristique du couple-angle électrique.

### I.3 PROPRIETES DU MOTEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

Avant d'aborder les applications du moteur synchrone à aimants permanents, il est utile de signaler ses avantages et ses inconvénients par comparaison aux autres moteurs [NES 16, BEN 16].

- **Avantages**

- Plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu.

- On peut régler son facteur de puissance en modifiant le courant d'excitation; donc le moteur synchrone peut également être utilisé comme source de puissance réactive pour relever le facteur de puissance  $\cos\phi$  d'une installation électrique.
- Absence de contacts glissants.
- Moins de pertes de cuivre (MSAP), les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.
- Suppression des bagues et des ballais, ce qui réduit les problèmes de maintenance.

➤ **Inconvénients**

- Le flux inducteur de la machines à aimant est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieur en particulier dans le cas d'inducteur à pôles saillants.
- pour le fonctionnement en moteur, il est souvent nécessaire d'utiliser un moteur auxiliaire de démarrage.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.
- Vous devez une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.
- Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.

## I.4 DOMAINES D'APPLICATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

Les moteurs synchrones à aimants sont couramment utilisées dans différentes applications industrielles dans une gamme de puissance allant d'une certaine de Watts a plusieurs méga Watts on peut citer [MES 16, AIT 14]:

- Les servomoteurs.
- Les systèmes de propulsion des navires.
- Les générateurs éoliens et le compresseur d'un réfrigérateur.
- Les actionneurs électro hydrauliques.
- Les avions électriques.
- La traction électrique.
- Les machines-outils.
- Processus d'automatisation.
- Systèmes de sécurité (portails automatiques des garages par exemple).
- Les ascenseurs.
- Les escaliers roulants.

## **I.5 DIFFERENTS TYPES D'ALIMENTATIONS DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.**

Les études effectuées dans les dernières années sur les machines synchrones à vitesse variable ont montré l'intérêt de l'utilisation des convertisseurs statiques pour l'alimentation de ce type de machines.

Il existe deux types de convertisseurs servant à alimenter la machine synchrone:

### **I.5.1 Le cyclo-convertisseur**

Qui est directement relié au réseau alternatif. Il a l'inconvénient d'avoir une fréquence des tensions de sortie relativement basse, ce qui limite la vitesse de rotation de la machine, et de nécessiter un nombre élevé de composants et une commande relativement complexe [SAE18].

### **I.5.2 Onduleurs de tension ou commutateurs de courant**

Qui alimente la machine à partir d'une source de tension ou de courant continu.

#### **I.5.2.1 Alimentation par un commutateur de courant**

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, le moteur doit être surexcité). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation du moteur doit être adaptée aux caractéristiques de ceci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'un moteur qui, lorsque deux de ses phases sont alimentés en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique  $C_{em}(\theta_m)$  de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations du couple (la superposition des courbes de  $C_{em}(\theta_m)$  lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

#### **I.5.2.2 Alimentation par un onduleur de tension**

La commande d'un moteur à aimants permanents peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques du moteur des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.).

Compte tenu du fait que pour contrôler le couple de la machine il faut contrôler ses courants, il est nécessaire que les onduleurs de tension soient munis de boucles de contrôle des courants. De plus, ceci permet de protéger les composants de l'onduleur (Transistors ou Diodes), contre les surintensités survenant en régimes transitoires. Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'un moteur à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT.

Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances.

## **I.6 MODELISATION 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 nombreuses études en moyenne et grande puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude [BOU 14].

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir [ACH 15] :

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.
- Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendante des intensités des courants.
- Les pertes dans le fer sont nulles.

On peut modéliser la machine synchrone à aimants permanents dans différents repères, en fonction des objectifs recherchés.

On a développé dans ce chapitre les modèles issus dans le repère réel (a-b-c), le repère biphasé ( $\alpha$ - $\beta$ ) et ( $d$ - $q$ ), qui permettent de définir le comportement de la machine synchrone à aimants permanents.

### I.6.1 Modèle de la machine dans le repère (a-b-c)

La figure (I.4) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents [BER 18, SAAD 16, AZE 18].

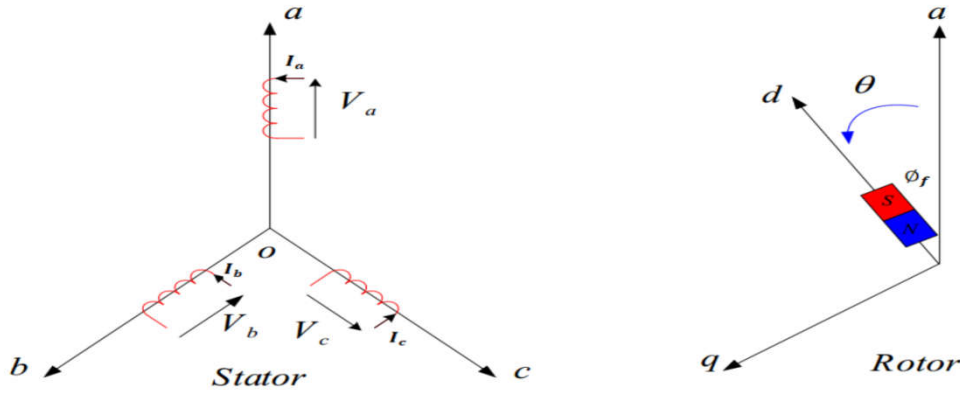


Figure I.4 :Schéma de la MSAP dans le repère a-b-c.

#### I.6.1.1 Équations électriques

A partir de la figure I.4 nous écrivons les équations statoriques de la machine synchrone dans les axes a-b-c tel que:

➤ **Coté stator**

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \\ V_b = R_s I_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \\ V_c = R_s I_c + \frac{d\Phi_c}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

L'écriture sous forme matricielle est :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.4)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Sachant que :

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

➤ **Coté rotor**

$$V_f = R_f I_f + \frac{d\Phi_f}{dt} \quad (I.6)$$

$\Phi_f$  : Le flux généré par les aimants permanents du rotor

### I.6.1.2 Équations magnétiques

#### ➤ Coté stator

La forme générale des flux statoriques s'écrivent sous la forme suivante :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\Phi_{sf}] \quad (I.7)$$

On remplace cette dernière équation dans (I.4), on obtient :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}][I_s] + [\Phi_{sf}]) \quad (I.8)$$

Avec :

$$[\Phi_{sf}] = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M & M \\ M & L_{sb} & M \\ M & M & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Pour un réseau symétrique  $L_{sa}=L_{sb}=L_{sc}=L_s$ , lamatrice  $[L_{ss}]$  devienne :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Tel que :

$[L_{ss}]$  : La matrice des inductances statoriques

$M$  : L'inductance mutuelle entre les phases du stator

$L_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique

$[\Phi_{sf}]$  : Le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les trois phases statoriques.

$\theta$  : La position angulaire du rotor par rapport au stator.

Donc :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sa} & M & M \\ M & L_{sb} & M \\ M & M & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

#### ➤ Coté rotor

$$[\Phi_f] = L_f I_f + \frac{d}{dt} [M_{sf}][I_s] \quad (I.13)$$

$$M_{sf} = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

### I.6.1.3 Équation mécanique

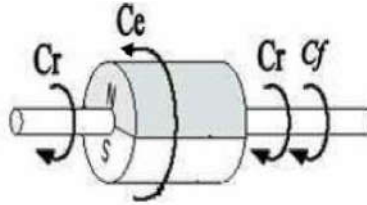


Figure I.5 : Les différents couples qui agissent sur le rotor

D'après la deuxième loi de Newton on a [ANN 10]:

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.15})$$

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$$C_f = f\Omega \quad (\text{I.17})$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (\text{I.18})$$

$C_e$ : Le couple électromagnétique délivré par le moteur

$C_r$ : Le couple résistant ou de charge

$J$ : Le moment d'inertie du moteur

$f$ : Le coefficient de frottement

$\Omega$ : La vitesse de rotation mécanique de la MSAP

$\omega_r$ : la vitesse électrique du rotor

$P$ : Le nombre de paires de pôles

La puissance instantanée d'entrée peut être écrite comme suit [ZEG 08]:

$$P(t) = V_{sa}I_{sa} + V_{sb}I_{sb} + V_{sc}I_{sc} \quad (\text{I.19})$$

Nous constatons que les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont non linéaires et elles sont en fonction de la position du rotor  $\theta$ . Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations, alors pour simplifier ce problème, la plupart des travaux

dans la littérature font appel à l'utilisation des transformations telles que la transformation de Clark, la transformation de Concordia et la transformation de Park. Ces transformations, appliquées aux variables réelles (tensions, courants et flux), permettent d'obtenir des variables fictives appelées les composantes ( $d-q$ ) et ( $\alpha-\beta$ ) c.-à-d. biphasées. Celles-ci peuvent rendre les équations dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents linéaires.

## I.6.2 Transformation triphasée-biphasée

### I.6.2.1 Transformation de Concordia

Le passage d'un système triphasé (a-b-c) vers un système biphasé ( $\alpha-\beta$ ) et l'inverse définie par [SAB 20, HOU 17] :

$$\begin{cases} [X_{\alpha\beta 0}] = [C][X_{abc}] \\ [X_{abc}] = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta 0}] \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Le vecteur ( $X_0$ ), représente la composante homopolaire

Les matrices  $[C]$  et  $[C]^{-1}$  sont données par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

La transformation de Concordia conserve les puissances

### I.6.2.2 Transformation de Park

Le passage d'un système triphasé (a-b-c) vers un système biphasé ( $d-q$ ) est définie par :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I.23})$$

La matrice  $[P(\theta)]$  est donnée par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Le passage d'un système triphasé ( $d-q$ ) vers un système biphasé (a-b-c) est définie par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dq0}] \quad (\text{I.25})$$

La matrice  $[P(\theta)]^{-1}$  est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

- **Passage du repère  $(\alpha-\beta)$ ,  $(d-q)$**

Le passage des composantes  $(\alpha-\beta)$  aux composantes  $(d-q)$  est donné par :

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.27})$$

La matrice de rotation déterminée par :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Le passage inverse est donné par :

$$[X_{\alpha\beta}] = [R]^{-1}[X_{dq}] \quad (\text{I.29})$$

La matrice inverse de rotation déterminée par :

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

### I.6.3 Choix du référentiel

Les équations de la machine synchrone à aimant permanent peuvent être exprimées dans trois référentiels selon la vitesse attribuée au repère  $(d-q)$  [BER 18, HAM 15]:

#### I.6.3.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes  $(d-q)$  sont fixés par rapport au stator, dans ce cas la phase  $a$  et  $d$  coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courants alternatif. La vitesse du repère de PARK est :  $\omega_\theta = 0$

#### I.6.3.2 Référentiel lié au rotor

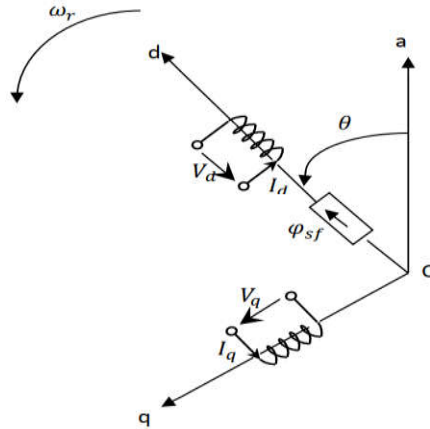
Dans ce référentiel, les axes  $(d-q)$  sont fixés par rapport au rotor (tournant à une vitesse  $\omega_r$ ). L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones, dans ce cas :  $\omega_\theta = \omega_r$

#### I.6.3.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes  $(d-q)$  sont immobiles par rapport au champ tournant électromagnétique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue. La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant est donné par :  $\omega_\theta = \omega$  où  $\omega$  est la pulsation de l'alimentation.

### I.6.4 Modèle de la machine dans le repère (d-q)

On présentera dans la figure ci-dessous le modèle de Park de la MSAP ; Le repère (o-a)



est fixe, Le repère (d-q) tourne avec la vitesse de synchronisme  $\omega_r$ .

**Figure I.6 :** Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d-q)

#### I.6.4.1 Équations magnétique

On applique la transformation inverse de Park selon la relation (I.25) sur l'équation (I.12) [SAAD 16]:

$$[P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{Sa} & M & M \\ M & L_{Sb} & M \\ M & M & L_{Sc} \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

On multiplie les deux côtés de l'équation (I.31) dans le terme  $[P(\theta)]$  :

$$[P(\theta)][P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} L_{Sa} & M & M \\ M & L_{Sb} & M \\ M & M & L_{Sc} \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \Phi_f [P(\theta)] \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

Avec :

$$[P(\theta)][P(\theta)]^{-1} = 1 \quad (I.33)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} L_{Sa} & M & M \\ M & L_{Sb} & M \\ M & M & L_{Sc} \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \Phi_f [P(\theta)] \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

Après les développements :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M & M \\ M & L_q & M \\ M & M & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Puisque le système est équilibré  $\Phi_0 = 0$ , on obtient finalement le modèle:

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

### I.6.4.2 Équations électriques

On applique la transformation inverse de Park selon la relation (I.25) et (I.26) sur l'équation (I.4) comme suit [ZEG 08]:

$$[P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Sous forme d'équation :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

En remplaçant les expressions de flux (I.36) dans les équations de tension (I.38), nous obtenons:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

### I.6.4.3 Équations du couple électromécanique

Le couple électromécanique  $C_e$  est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer généré par les courants statoriques [BER 18].

L'expression de la puissance transmise selon Park est la suivante:

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{I.40})$$

En remplaçant  $V_d$  et  $V_q$  par leurs expressions on aura:

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[ R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left( I_d \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \frac{d\Phi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \right] \quad (\text{I.41})$$

- $\frac{3}{2} [R_s(I_d^2 + I_q^2)]$ : représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator
- $\frac{3}{2} [I_d \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \frac{d\Phi_q}{dt}]$ : représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator
- $\frac{3}{2} [\frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)]$ : représente la puissance électromagnétique ( $P_e$ )

Sachant que :

$$P_e = C_e \Omega \quad \text{et} \quad \omega_r = P\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I.42})$$

Donc :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} \quad \text{et} \quad \Omega = \frac{\frac{d\theta}{dt}}{P} \quad (\text{I.43})$$

L'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)] \quad (\text{I.44})$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \Phi_f] \quad (\text{I.45})$$

Dans notre cas le rotor est lisse ( $L_d = L_q$ ), cette équation se simplifie en:

$$C_e = \frac{3}{2} P I_q \Phi_f \quad (\text{I.46})$$

#### I.6.4.4 Équations du couple mécaniques

L'équation de mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (\text{I.47})$$

#### I.6.5 Modèle de la machine dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ )

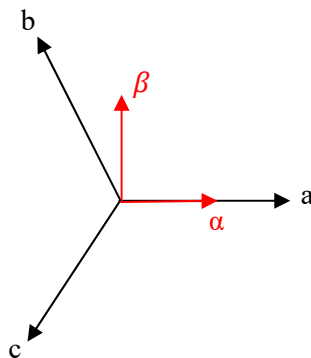


Figure I.7 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ )

A partir du modèle de Park( $d-q$ ) et les transformations selon les relations (I.29) et (I.27) respectivement, on peut déterminer le modèle de Clark ( $\alpha-\beta$ ) de la MSAP se donnent par:

Les expressions des tensions :

$$\begin{cases} V_\alpha = V_d \cos \theta - V_q \sin \theta \\ V_\beta = V_d \sin \theta + V_q \cos \theta \end{cases} \quad (I.48)$$

Les expressions des courants :

$$\begin{cases} I_d = I_\alpha \cos \theta + I_\beta \sin \theta \\ I_q = -I_\alpha \sin \theta + I_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (I.49)$$

On remplace les termes  $V_d$  et  $V_q$  par leurs expressions on trouve :

$$\begin{cases} V_\alpha = \cos \theta \left( R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \right) - \sin \theta \left( R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \Phi_f) \right) \\ V_\beta = \sin \theta \left( R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \right) + \cos \theta \left( R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \Phi_f) \right) \end{cases} \quad (I.50)$$

On remplace les termes  $I_d$  et  $I_q$  par leurs expressions, et on simplifier le système d'équation obtenu on trouve :

$$\begin{cases} V_\alpha = (R_s - \omega_r \sin(2\theta)(L_d - L_q))I_\alpha + (L_d - L_q) \omega_r \cos(2\theta) I_\beta \\ \quad + \frac{1}{2} \left( (L_d + L_q) + (L_d - L_q) \cos(2\theta) \right) \frac{dI_\alpha}{dt} + \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin(2\theta) \frac{dI_\beta}{dt} \\ \quad - \omega_r \Phi_f \sin \theta \\ V_\beta = (L_d - L_q) \omega_r \cos(2\theta) I_\alpha + (R_s + \omega_r \sin(2\theta)(L_d - L_q))I_\beta \\ \quad + \frac{1}{2} \left( (L_d + L_q) - (L_d - L_q) \cos(2\theta) \right) \frac{dI_\beta}{dt} + \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin(2\theta) \frac{dI_\alpha}{dt} \\ \quad + \omega_r \Phi_f \cos \theta \end{cases} \quad (I.51)$$

Puisque notre machine est à pôles lisses :

$$L_d = L_q = L_s \quad (I.52)$$

On remplace l'équation (I.52) dans le système (I.51) nous obtenant un nouveau système :

$$\begin{cases} V_\alpha = L_s \frac{dI_\alpha}{dt} - \omega_r \Phi_f \sin \theta \\ V_\beta = L_s \frac{dI_\beta}{dt} + \omega_r \Phi_f \cos \theta \end{cases} \quad (I.53)$$

Le modèle d'état dans ce cas se donne :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_\alpha}{dt} \\ \frac{dI_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_r \Phi_f \sin \theta \\ \omega_r \Phi_f \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.54)$$

Après le développement :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_\alpha}{dt} \\ \frac{dI_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\omega_r \sin \theta}{L_s} \\ \frac{-\omega_r \cos \theta}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (I.55)$$

En reportant l'équation (I.49) dans l'expression du couple électromagnétique (I.46), la

nouvelle expression du couple de la MSAP dans un référentiel lié au stator sera développée comme suit :

$$C_e = \frac{3}{2} P \Phi_f (-I_\alpha \sin \theta + I_\beta \cos \theta) \quad (I.56)$$

## I.7 ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX

### I.7.1 Définition

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

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source (tension, courant)
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.)
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.)

L'onduleur à deux niveaux est généralement le plus utilisé, sa topologie est la plus simple pour la conversion d'énergie de type (DC-AC) triphasé, il est constitué d'une source de tension continue et de trois bras, chaque bras est constitué de deux interrupteurs à transistor, ou à thyristor GTO pour les grandes puissances fonctionnent de façon complémentaire, c'est-à-dire, dans chaque instant l'un fermé et l'autre ouvert, afin d'éviter tout court-circuit au niveau de la source de tension. Cette source est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes ensuite filtrée. L'onduleur est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables [BELL 17, SAAD 16].

La structure des trois bras est représentée par la figure suivante :

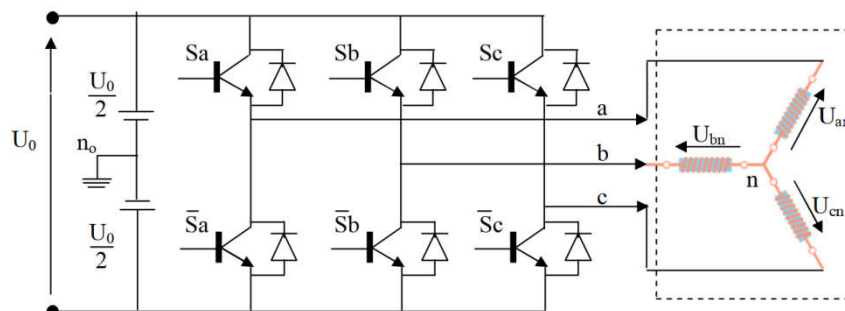


Figure I.8 : Schéma de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

La fermeture ou l'ouverture des interrupteurs sont réalisés par les signaux de commande  $S_a, S_b$  et  $S_c$

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables  $S_i = 1$
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables  $S_i = 0$

Pour le but de simplifier la modélisation et de trouver le modèle mathématique de l'onduleur on supposera [BER 18, SEN 15]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

### I.7.2 Modélisation de l'onduleur

Les tensions composés sont donnés par :

$$U_{ab} = U_{an} - U_{bn} = U_0(S_a - S_b) \quad (I.57)$$

$$U_{bc} = U_{bn} - U_{cn} = U_0(S_b - S_c) \quad (I.58)$$

$$U_{ca} = U_{cn} - U_{an} = U_0(S_c - S_a) \quad (I.59)$$

Tant que la charge est équilibrée alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.60)$$

De(I.56),(I.57) et (I.58) on trouve :

$$U_{an} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (I.61)$$

De(I.57),(I.58) et (I.60) on trouve :

$$U_{bn} = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \quad (I.62)$$

De(I.58),(I.59) et (I.60) on trouve :

$$U_{cn} = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \quad (I.63)$$

Finalement le modèle devient :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.64)$$

## I.8 RESULTATS DE SIMULATION

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée de 1.5 kW dont les paramètres utilisés sont donnés en annexe.

En pratique, le moteur synchrone à aimants permanents est toujours associé lors de son

fonctionnement, à un convertisseur statique. Dans ce cas les excès d'oscillations dans les caractéristiques du couple et des courants ne sont pas observés.

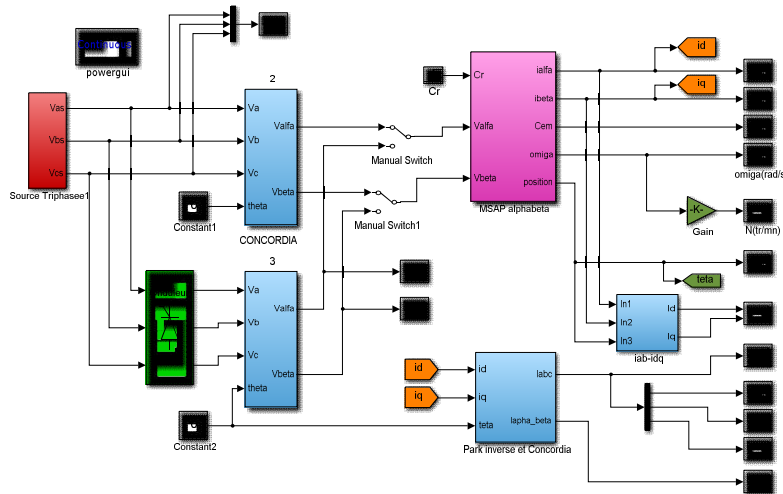


Figure I.9 : Modèle de la MSAP exprimé dans le repère alpha-beta avec et sans ondulateur

### I.8.1 Alimentation par réseau

Les résultats de simulation présentés dans la figure I.9 pour une machine en démarrage direct, alimentée par un réseau (220/380V et 50Hz). Un démarrage à vide est effectué jusqu'à l'instant  $t = 0.5s$ , ensuite à ce moment, on applique un couple résistant  $C_r = 5 N.m$

#### I.8.1.1 Résultats de simulation

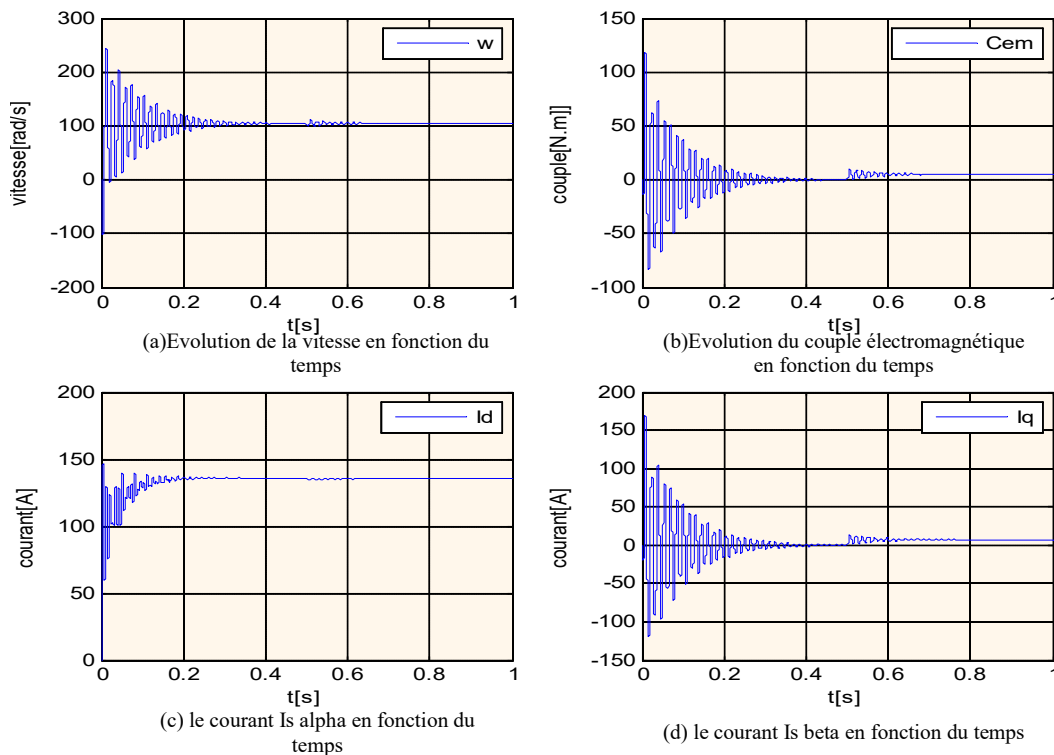


Figure I.10 : Résultats de simulation de la MSAP (alimentée en réseau) avec l'application d'une charge de 5 N.m à  $t=0.5s$ .

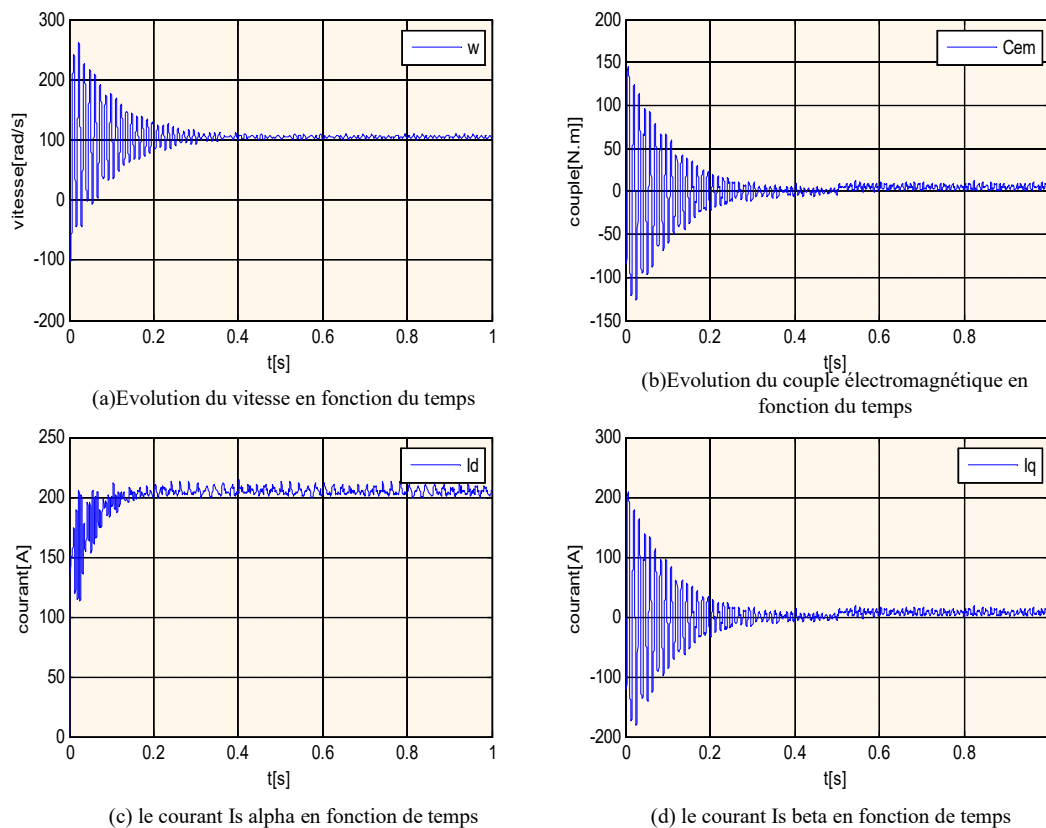
### I.8.1.2 Interprétation des résultats de simulation

On remarque des battements importants dans la courbe de la vitesse qui prennent des valeurs négatives à cause de la contre réaction des masses qu'il ramène le moteur à l'état de repos au démarrage. Après un démarrage très rapide avec des battements au régime transitoire, la valeur de la vitesse se stabilise à une valeur proche de (105 rad/s).

Le couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) présente une allure identique à celle du courant ( $I_q$ ), du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs, et Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts sa valeur de crête est de (120N.m), avant de se stabiliser par la suite sur une valeur (5 N.m). Comme on remarque aussi au début du démarrage, le courant ( $I_d$ ) augmente rapidement puis se stabilise à sa valeur (135A) après un temps assez court.

## I.8.2 Alimentation par onduleur de tension

### I.8.2.1 Résultats de simulation



**Figure I.11** : Résultats de simulation de la MSAP (alimentée par un onduleur) avec l'application d'une charge de 5 N.m à  $t=0.5s$

### **I.8.2.2 Interprétation des résultats de simulation**

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus sans onduleur (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations sur la vitesse, le couple et les courants, ces ondulations sont dues à l'harmonique provenant de la nature non-linéaire de l'onduleur.

## **I.9 CONCLUSION**

De nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle de vitesse ou de position. La relation fondamentale de la dynamique montre que le contrôle de la vitesse (ou de la position qui est la primitive de la vitesse) passe par le contrôle du couple. C'est pour cela le but du deuxième chapitre est consacré à l'étude du contrôle directe du couple.

Ce chapitre a permis tout d'abord la présentation de la machine synchrone à aimants permanents, ses différents avantages et ses domaines d'application, puis l'établissement de sa description mathématique ou modélisation, aussi bien, en mettant en exergue la complexité et le non linéarité du modèle. C'est en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices que le modèle du MSAP dans le repère liée au stator (Concordia) a été établi. Puis, c'est la modélisation de la partie d'alimentation électrique qui a été abordée.

---

## ***Chapitre II***

*Commande DTC d'une MSAP par un  
onduleur à deux niveaux*

---

## II.1 INTRODUCTION

Depuis quarante ans, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées " Commandes vectorielles" assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple (DTC)[BELL 17].

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 [ALI 09].

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.

Dans ce qui suit, On s'intéressera à la commande directe du couple et de flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulations du MSAP commandée par DTC et alimentée par un onduleur de tension, seront présentés et discutés, en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur IP.

## II.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE

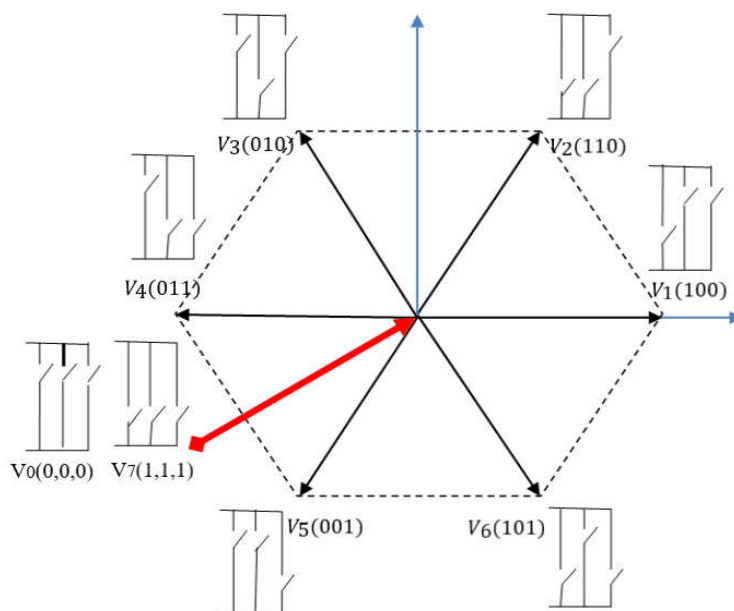
La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension à deux niveaux, permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur [AME 05].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont, [LAK 19]:

- ✚ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.
- ✚ 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

D'après l'équation (II.1) l'onduleur génère un vecteur de tension qui est directement lié aux grandeurs de commandes ( $S$ ). La combinaison de ces grandeurs permet d'obtenir huit vecteurs de tensions représentés dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) par la (figure II.1) dont deux sont nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ).

$$V_S = \sqrt{\frac{2}{3}} E [S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}] \quad (\text{II.1})$$



**Figure II.1 :** *Elaboration des vecteurs  $V_S(S_a, S_b, S_c)$  à partir de l'onduleur de tension [ALL 14].*

Le schéma ci-dessus représente le plan complexe à six secteurs, l'équation donnant le secteur dans ce plan est :

$$\frac{\pi}{6}(2i - 3) \leq N_i \leq (2i - 1) \quad (\text{II.2})$$

Avec  $i = (1, 2, 3, 4, 5, 6)$ .

## II.3 REGLES DU CONTROLE DU FLUX ET DU COUPLE

### II.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique

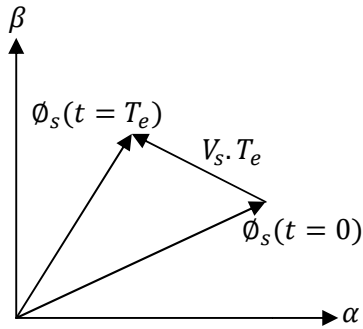
Pour un contrôle efficace du couple électromagnétique il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. Le contrôle dynamique du couple peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  lié au stator pour supprimer les transformations de coordonnées, le flux considéré est le flux statorique, le modèle de la partie électrique de la machine reliant les vecteurs flux, tension et courant, s'écrit [SED 09]:

$$\frac{d}{dt} \phi_s = V_s - R_s i_s \quad (\text{II.3})$$

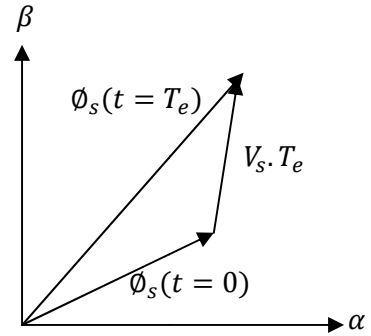
Sur l'intervalle  $[0, T_e]$ , si pour simplifier on considère le terme  $R_s \cdot I_s$  comme négligeable (ce qui se vérifie à vitesse de rotation suffisamment élevée), on aura l'équation (II.4) [MEH 17] :

$$\phi_s(T_e) \approx \phi_s(0) + V_s T_e \rightarrow V_s T_e \approx \Delta \phi_s \quad (\text{II.4})$$

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes,  $\bar{\varphi}_s$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique, [SAAD 16]. Pour une période d'échantillonnage constante,  $\overline{\Delta \varphi}_s$  est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP.



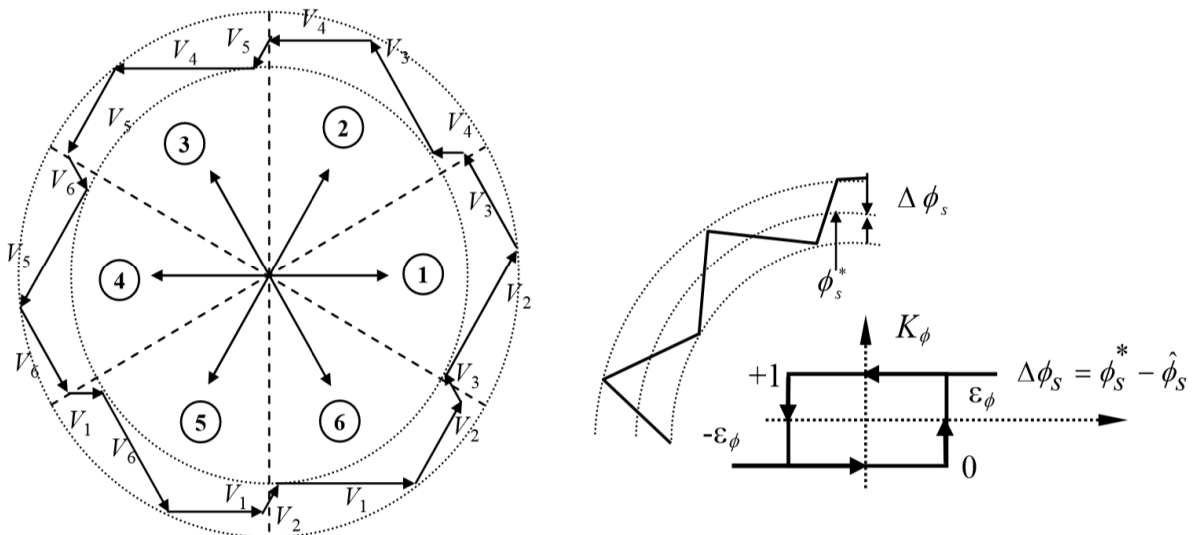
**Figure II.2 :** Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique



**Figure II.3 :** 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 (II-2) et (II-3)). 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.

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.



**Figure II.4:** Trajectoire du flux statorique

### II.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique [AME 05] le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [ALI 09] :

$$C_{em} = K \cdot \Im_m[\phi_s \cdot \phi_r^*] \quad (\text{II.5})$$

$K$  est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$$K = \frac{3}{2} \cdot P_n \cdot \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \quad (\text{II.6})$$

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

$$\begin{cases} \phi_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_{s0} \cdot e^{j\theta_{s0}} \\ \phi_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_{r0} \cdot e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

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  $\phi_{sréf}$ , on obtient :

$$C_{em} = K \cdot \phi_{sréf} \phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (\text{II.8})$$

Avec:

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (\text{II.9})$$

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

$$\phi_s = \phi_{sréf} \cdot e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (\text{II.10})$$

Ou :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \quad (\text{II.11})$$

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 :

$$\Phi_r = (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) \cdot e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

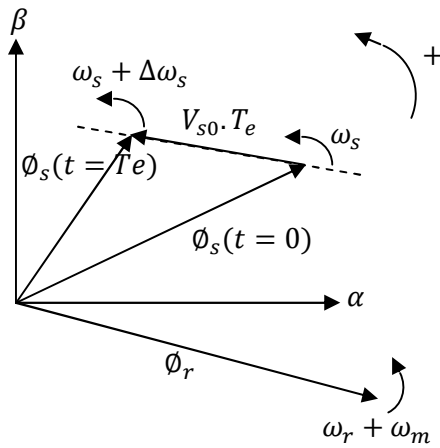
$$\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma \quad (\text{II.13})$$

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  $\Delta\theta_r$  sont encore nuls, et donc :

$$\Delta\gamma = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \quad (\text{II.14})$$

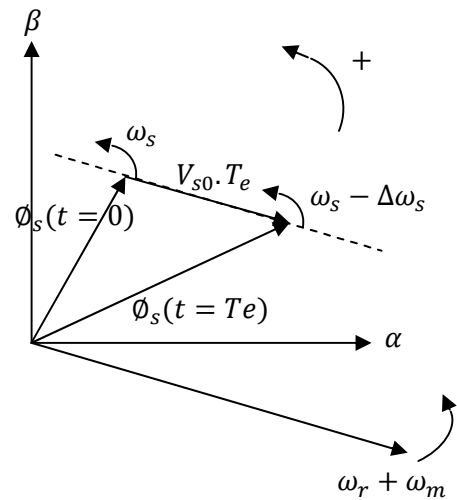
Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique.

Sur la figure (II-5) et (II-6), 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 II.5:** Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation.

$$\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$$



**Figure II.6:** Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation.

$$\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$$

#### II.4 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX

Pour étudier cette stratégie de commande on commencera par présenter une structure de commande du MSAP par DTC alimenté par onduleur de tension à deux niveaux [AME 05]:

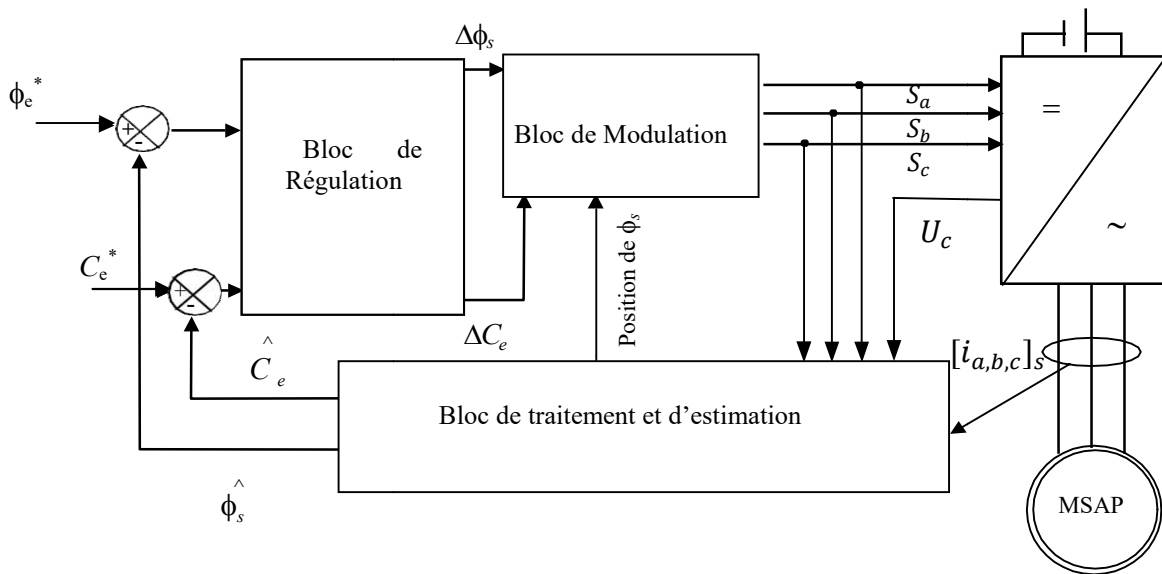


Figure II.7 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP.

#### II.4.1 Choix du vecteur de tension $V_s$

Le choix du vecteur de tension  $\overline{V}_s$  dépend de la position de  $\overline{\Phi}_s$  dans le référentiel (S), de la variation souhaitée pour le module de  $\overline{\Phi}_s$ , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de  $\overline{\Phi}_s$ . L'espace d'évolution de  $\overline{\Phi}_s$  dans (S) est décomposé en six zones  $N_i$  ( $i=1, 2, 3, 4, 5, 6$ ), telle que représentée sur la figure (II.8)[ZEG 08].

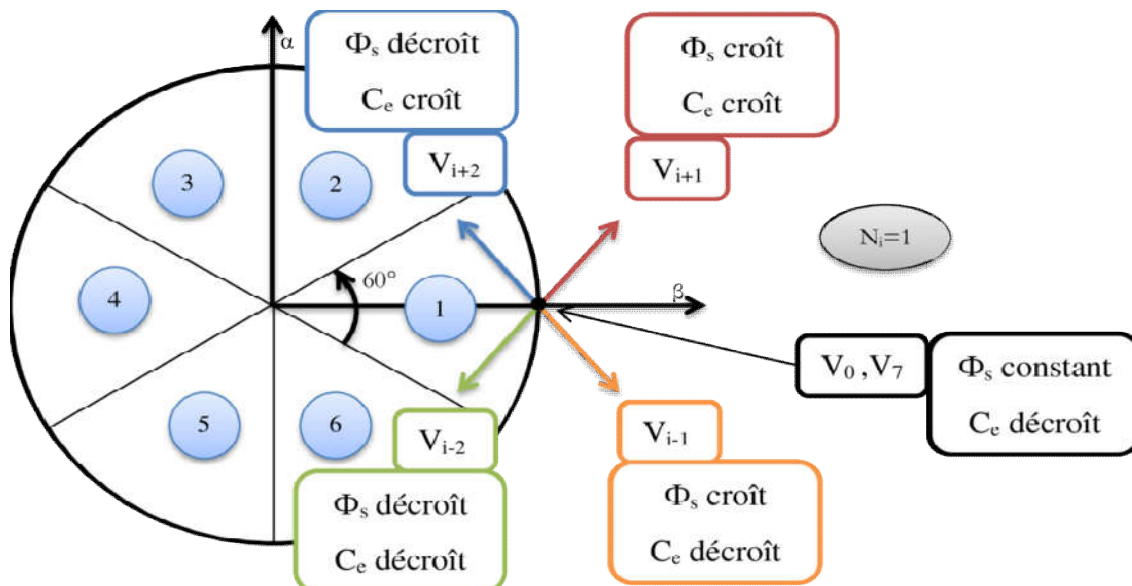


Figure II.8 : Choix du vecteur tension

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

- ✚ Si  $\bar{V}_{i+1}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $C_e$  croît
- ✚ Si  $\bar{V}_{i-1}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $C_e$  décroît
- ✚ Si  $\bar{V}_{i+2}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $C_e$  croît
- ✚ Si  $\bar{V}_{i-2}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $C_e$  décroît
- ✚ Si  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux  $\bar{\Phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone  $N_i$  figure (II.8).

En effet, en début de zone, les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\Phi}_s$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\Phi_s$ , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $\bar{V}_{i-1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\Phi}_s$  en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone  $N_i$ , les deux vecteurs  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de  $\Phi_s$ ) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de  $\bar{\Phi}_s$  dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone [ZEG 08].

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur flux  $\bar{\Phi}_s$ . Un estimateur de  $\bar{\Phi}_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

## II.4.2 Les estimateurs

Le flux statorique et le couple électromagnétique qui ne sont pas mesurable donc il est obligé faire l'estimation

### II.4.2.1 Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [BEN 08, HOU16]:

$$\bar{\phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des vecteurs courants statoriques  $I_\alpha$  et  $I_\beta$  sont obtenues par

l'application de la transformation de **Concordia** aux courants mesurés.

$$I_s = I_{\alpha s} + jI_{\beta s} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{I_{sa}^2} \\ I_{\beta s} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.19})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux  $\Phi_s$  est déterminée à partir des composantes  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$ .

L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\overline{\Phi_s}$  est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\Phi_{s\alpha}}{\Phi_{s\beta}} \quad (\text{II.20})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable.

#### II.4.2.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p \frac{3}{2} (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{II.21})$$

A partir de cette équation, l'estimateur de couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$  et les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$ .

## II.5 ELABORATION DES CONTROLEURS

### II.5.1 Contrôleur de flux à deux niveaux [KHE 18]

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.9), la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\Phi_s}$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple contrôleur à

hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $cflx = 1$ ) ou diminuée ( $cflx = 0$ ).

Ce comparateur permet de respecter :

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (\text{II.22})$$

Avec  $\phi_{sref}$  la consigne de flux et  $\Delta\phi$  l'écart d'hystérésis du contrôleur

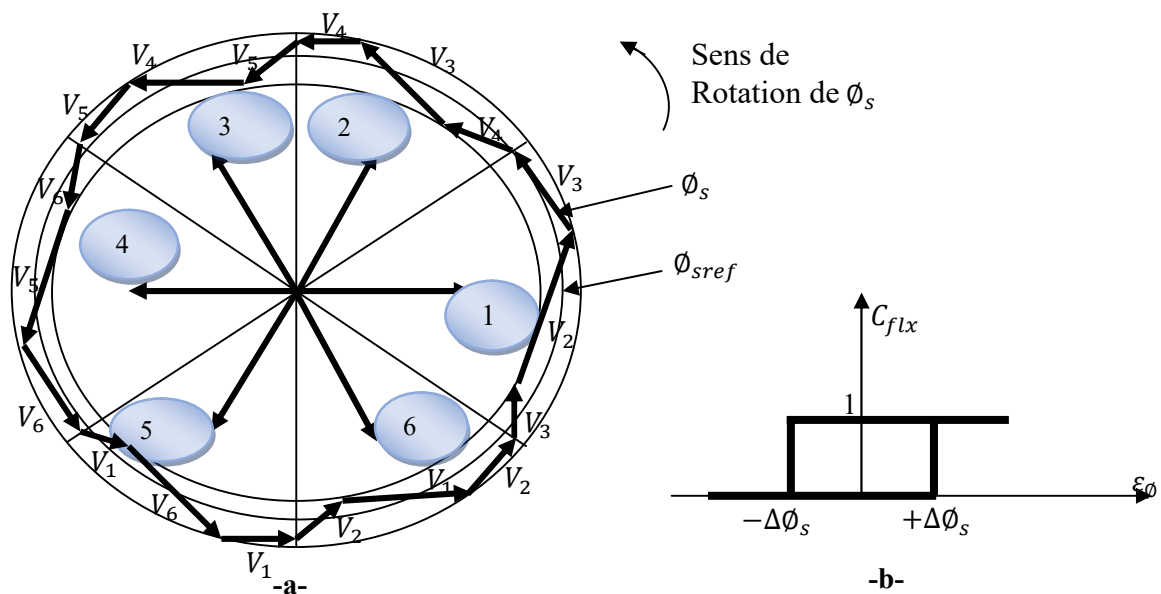
On peut écrire alors :

$$\text{Si } \Delta\phi_s > \phi \quad \text{alors } cflx = 1$$

$$\text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi}{dt} > 0 \quad \text{alors } cflx = 0$$

$$\text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi}{dt} < 0 \quad \text{alors } cflx = 1$$

$$\text{Si } \Delta\phi_s < -\phi \quad \text{alors } cflx = 0$$



**Figure II.9 :** (a) : Sélection des vecteurs  $V_s$  correspondant au contrôle de l'amplitude  $\phi_s$   
(b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

## II.5.2 Contrôleur du couple

Le comparateur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites [ABD 18].

$$|(\hat{C}_{em}) - C_{em}| \leq \Delta C_{em}$$

Avec :  $\hat{C}_{em}$  est le couple de référence

$\Delta C_{em}$  est la bande d'hystérésis du comparateur.

La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux.

### II.5.2.1 Comparateur à deux niveaux

Ce comparateur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\overline{\Phi}$ , il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\overline{\Phi}_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [SAAD 16].

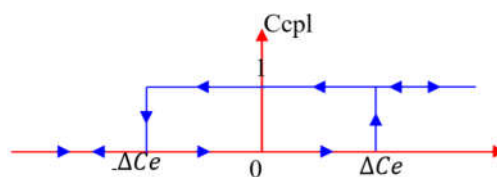


Fig. II.10 : Comparateur à hystérésis à deux niveaux

### II.5.2.2 Comparateur à trois niveaux

Ce comparateur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif, la sortie du comparateur présentée par la variable booléenne Ccpl figure (II.11) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $Ccpl=1$ ) pour une consigne positive et ( $Ccpl=-1$ ) pour une consigne négative, ou diminuée ( $Ccpl=0$ ) ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de  $\overline{\Phi}$ ), on applique les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique). Ce dernier permet de fonctionner dans les quatre quadrants.

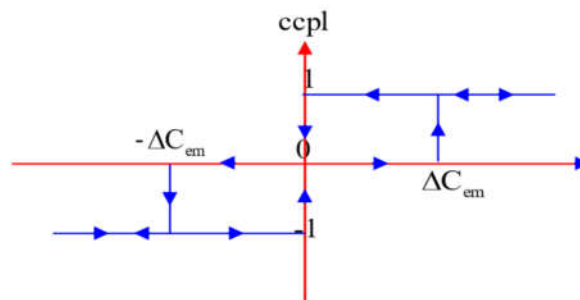


Figure II.11 : Comparateur à hystérésis de couple à trois niveaux.

## II.6 ELABORATION DES TABLES DE COMMANDE

### II.6.1 Élaboration de table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position du vecteur de flux statorique ( $S_i=1,\dots,6$ ).

Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [SAAD 16, AME 05, KHE 18].

Le tableau (II.01) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

**Tableau (II.01) : Table de commutation généralisée.**

|          | <b>Augmentation</b>         | <b>Diminution</b>               |
|----------|-----------------------------|---------------------------------|
| $\phi_s$ | $V_i, V_{i-1}$ et $V_{i+1}$ | $V_{i+2}, V_{i-2}$ et $V_{i+3}$ |
| $C_e$    | $V_{i+1}$ , et $V_{i+2}$    | $V_{i-1}$ et $V_{i-2}$          |

### II.6.2 Table de commande du flux :

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [SAAD 16].

**Tableau (II.02) : Table de commande du flux**

|                     | <b>N = 1</b>    | <b>N = 2</b>    | <b>N = 3</b>    | <b>N = 4</b>    | <b>N = 5</b>    | <b>N = 6</b>    |
|---------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| $\phi_s \uparrow$   | $V_6, V_1, V_2$ | $V_1, V_2, V_3$ | $V_2, V_3, V_4$ | $V_3, V_4, V_5$ | $V_4, V_5, V_6$ | $V_5, V_6, V_1$ |
| $\phi_s \downarrow$ | $V_3, V_4, V_5$ | $V_4, V_5, V_6$ | $V_5, V_6, V_1$ | $V_6, V_1, V_2$ | $V_1, V_2, V_3$ | $V_2, V_3, V_4$ |

### II.6.3 Table de commande du couple :

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement.

**Tableau (II.03) : Table de commande du couple**

|                     | $N = 1$    | $N = 2$    | $N = 3$    | $N = 4$    | $N = 5$    | $N = 6$    |
|---------------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| $C_{em} \uparrow$   | $V_2, V_3$ | $V_3, V_4$ | $V_4, V_5$ | $V_5, V_6$ | $V_6, V_1$ | $V_1, V_2$ |
| $C_{em} \downarrow$ | $V_5, V_6$ | $V_6, V_1$ | $V_1, V_2$ | $V_2, V_3$ | $V_3, V_4$ | $V_4, V_5$ |

#### II.6.4 Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

##### II.6.4.1 Table de commutation avec les vecteurs tensions actives

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment.

**Tableau (II.04) : Table de commutation avec les vecteurs tensions actifs**

| <i>Flux</i> | <i>Couple</i>  | $N = 1$ | $N = 2$ | $N = 3$ | $N = 4$ | $N = 5$ | $N = 6$ | Correcteur |
|-------------|----------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|------------|
| $C_{flx}=1$ | $C_{cpl} = 1$  | $V_2$   | $V_3$   | $V_4$   | $V_5$   | $V_6$   | $V_1$   | 2 Niveaux  |
|             | $C_{cpl} = 0$  | $V_1$   | $V_2$   | $V_3$   | $V_4$   | $V_5$   | $V_6$   |            |
|             | $C_{cpl} = -1$ | $V_6$   | $V_1$   | $V_2$   | $V_3$   | $V_4$   | $V_5$   | 3 Niveaux  |
| $C_{flx}=0$ | $C_{cpl} = 1$  | $V_3$   | $V_4$   | $V_5$   | $V_6$   | $V_1$   | $V_2$   | 2 Niveaux  |
|             | $C_{cpl} = 0$  | $V_4$   | $V_5$   | $V_6$   | $V_1$   | $V_2$   | $V_3$   |            |
|             | $C_{cpl} = -1$ | $V_5$   | $V_6$   | $V_1$   | $V_2$   | $V_3$   | $V_4$   | 3 Niveaux  |

##### II.6.4.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles

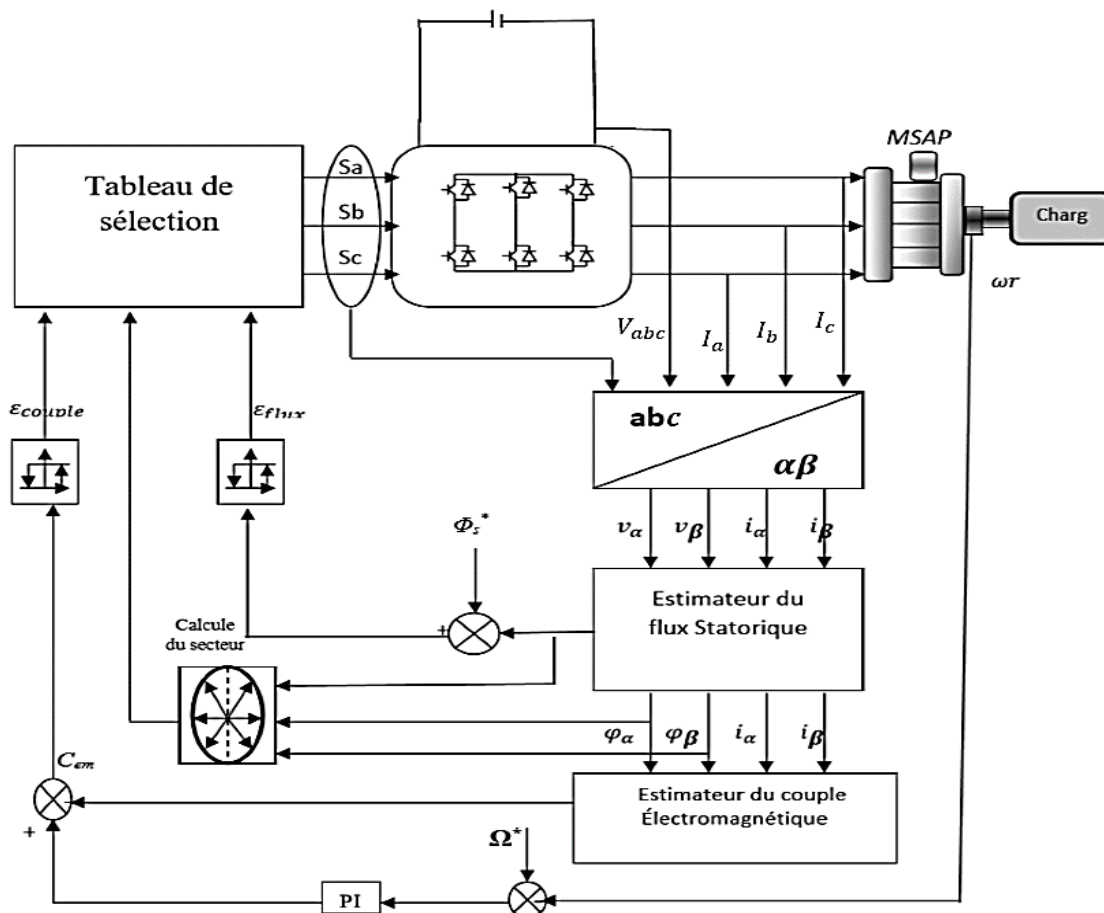
Le tableau (III.5) représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants.

**Tableau (II.05) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nuls**

| Flux   | Couple      | N = 1          | N = 2          | N = 3          | N = 4          | N = 5          | N = 6          | Correcteur |
|--------|-------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|------------|
| Cflx=1 | $Ccpl = 1$  | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | 2 Niveaux  |
|        | $Ccpl = 0$  | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> |            |
|        | $Ccpl = -1$ | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | 3 Niveaux  |
| Cflx=0 | $Ccpl = 1$  | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | 2 Niveaux  |
|        | $Ccpl = 0$  | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> | V <sub>0</sub> | V <sub>7</sub> |            |
|        | $Ccpl = -1$ | V <sub>5</sub> | V <sub>6</sub> | V <sub>1</sub> | V <sub>2</sub> | V <sub>3</sub> | V <sub>4</sub> | 3 Niveaux  |

### II.7 STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUÉE AUMSAP

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (II.12). On utilise le tableau classique des séquences proposées par *Takahashi*. Le choix du vecteur  $V_s$  est effectué à chaque période d'échantillonnage  $T_e$ .



**Figure II.12 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP**

## II.8 LE CHOIX DE LA LARGEURE DES BANDES D'HESTERISIS

Le choix judicieux de la largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler ; d'autre part, une largeur de bande assez étroite sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, en outre même si l'écart sur les grandeurs (flux ou couple), dépasse la bande permise [KAC 18].

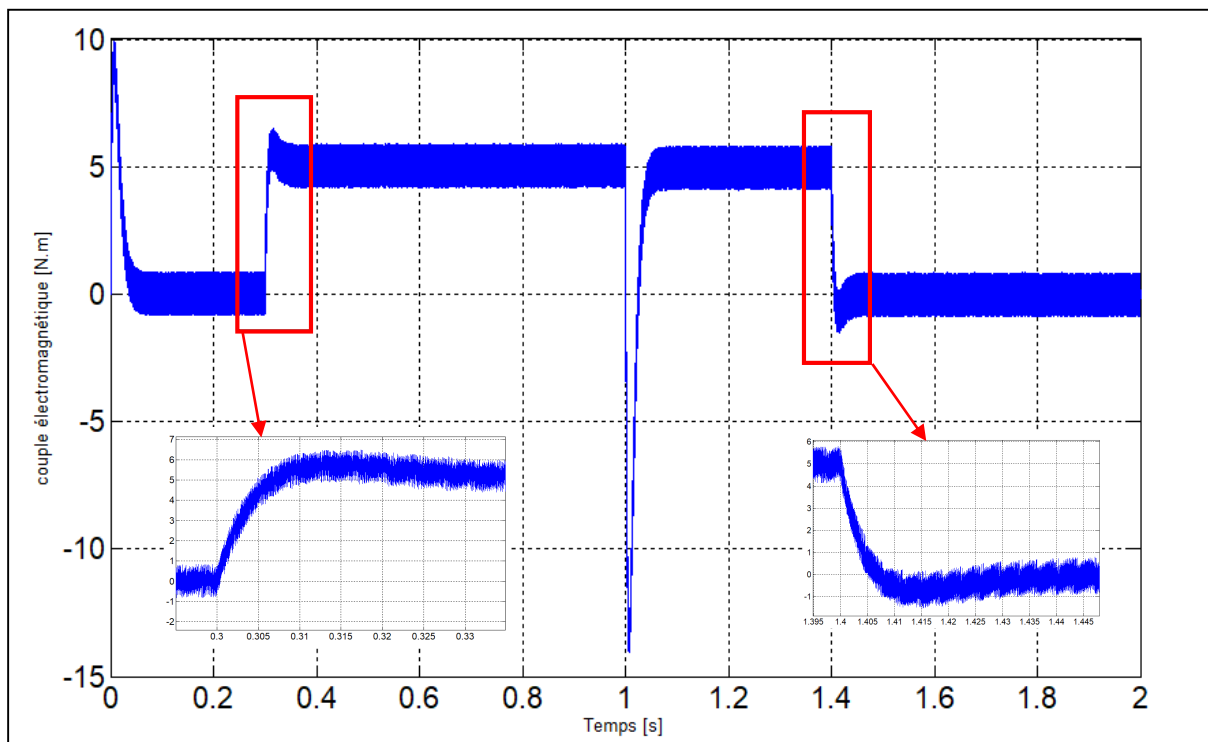
## II.9 RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC CLASSIQUE

On présente dans cette partie les résultats de simulation, illustrant le comportement de la structure de contrôle direct de couple appliquée à un modèle de machine MSAP alimentée par un onduleur de tension (à deux niveau). En présence de la boucle de réglage de la vitesse par un correcteur PI.

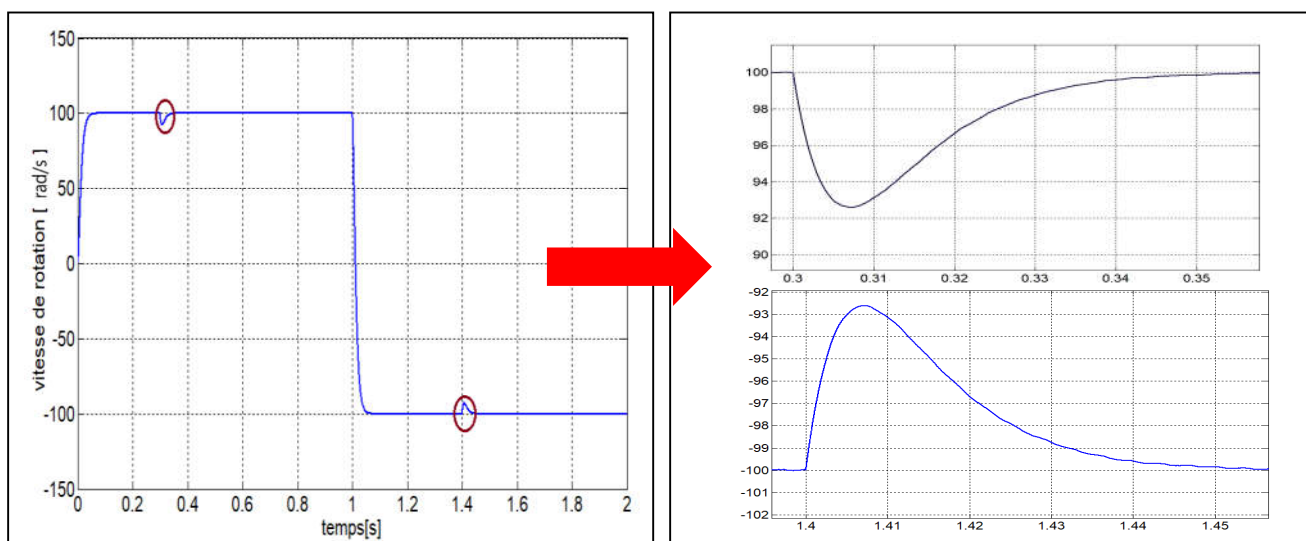
Le test ont été fait dans les conditions et les réglages suivants :

- La vitesse de référence est fixée  $N^* = N_n = 100 \text{ rad/s}$
- Un couple de charge  $C_r = 5N/m$  est appliqué à l'instant  $t = 0.3 \text{ s}$
- Un couple de charge  $C_r = -5N/m$  est appliqué à l'instant  $t = 1.4 \text{ s}$
- le flux de référence est pris égale à :  $\varphi^* = 0.3 \text{ Wb}$

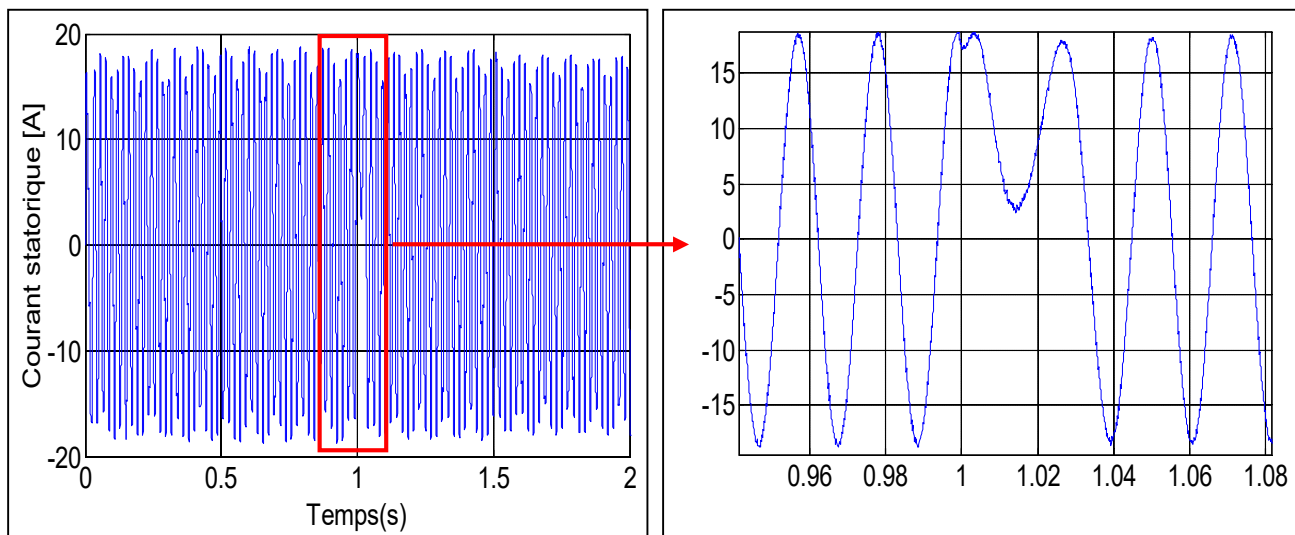
La Figure (II.13) présente les résultats de simulation du système pour l'inversion de sens de rotation de la machine lors d'une variation de  $100 \text{ rad/s}$  à  $-100 \text{ rad/s}$  à l'instant  $1 \text{ s}$  après un démarrage à vide suivie d'une application de charge. Sur un temps de simulation de  $2 \text{ s}$ , les allures des grandeurs visualisées sont regroupées dans la figure II.13



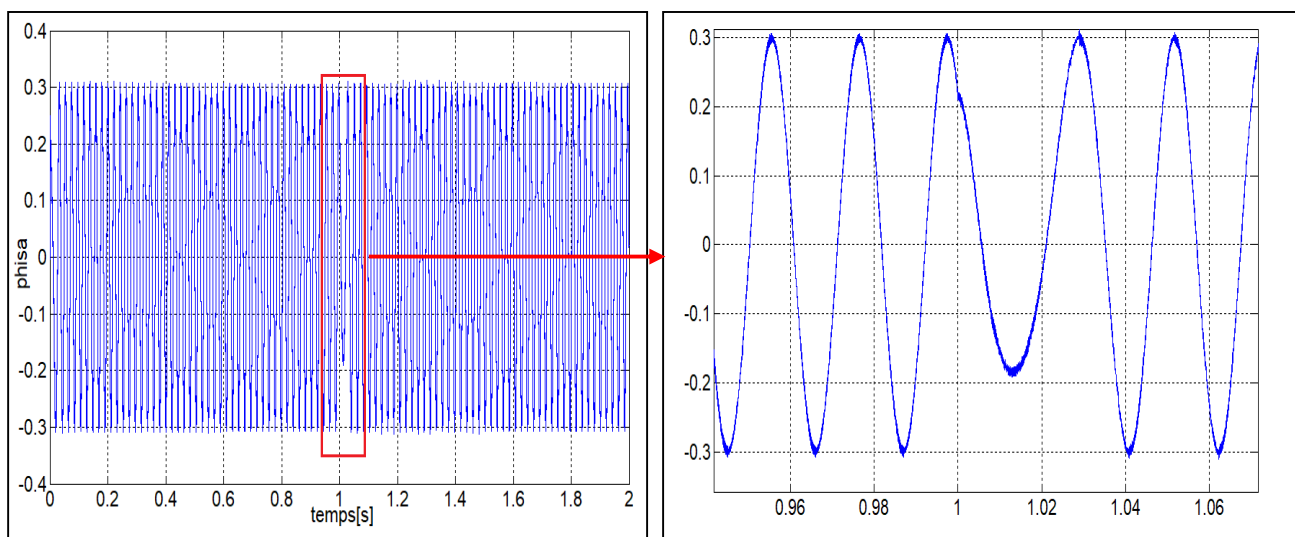
(a) :Le couple électromagnétique (N.m).



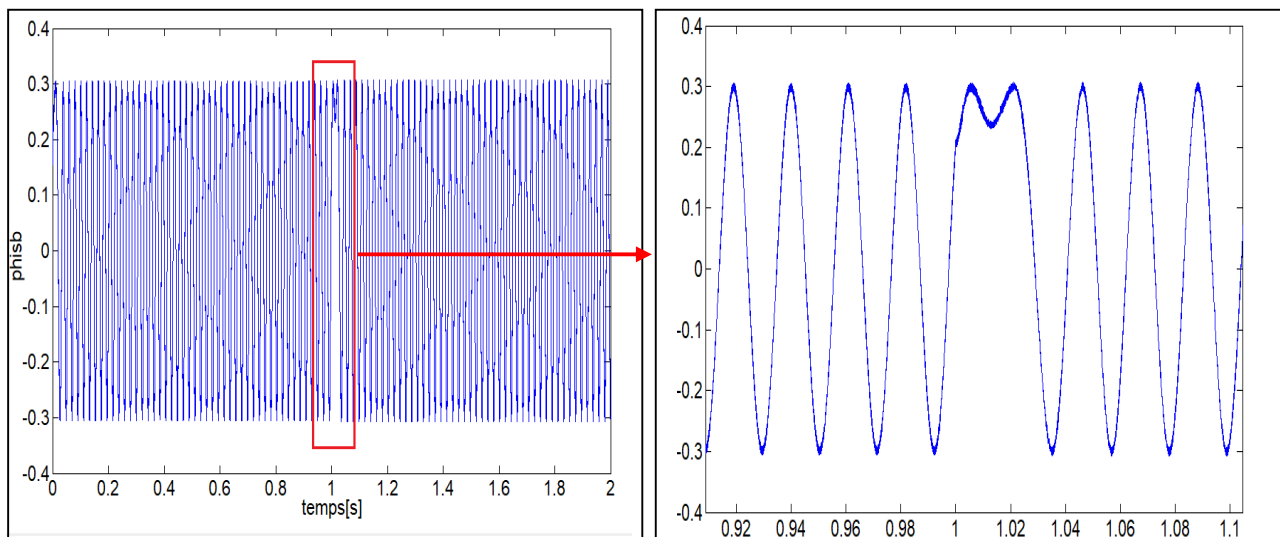
(b):Vitesse de rotation (rad/s)



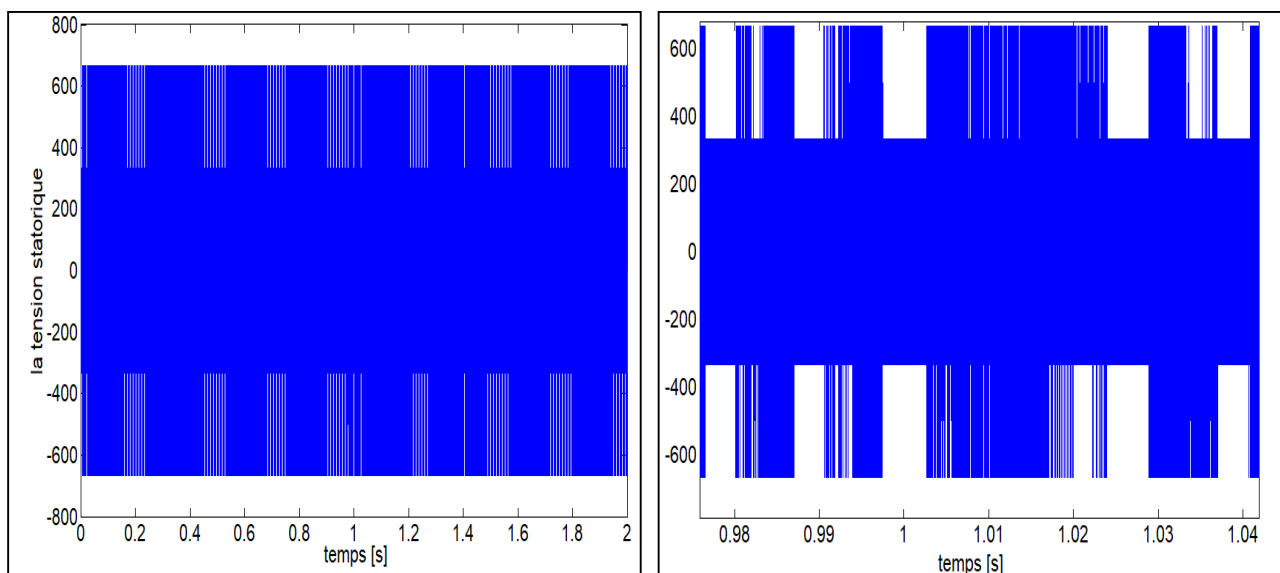
(c): Courant statorique  $I_{as}$  dans le plan  $(\alpha\beta)$ .



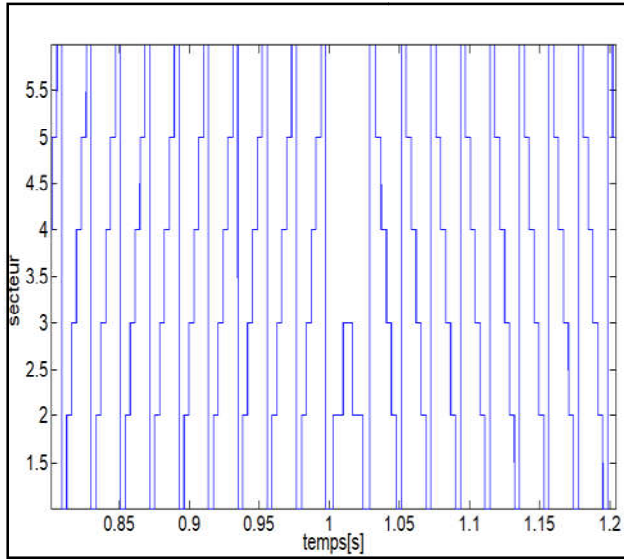
(d): Flux alpha dans le plan  $(\alpha\beta)$ .



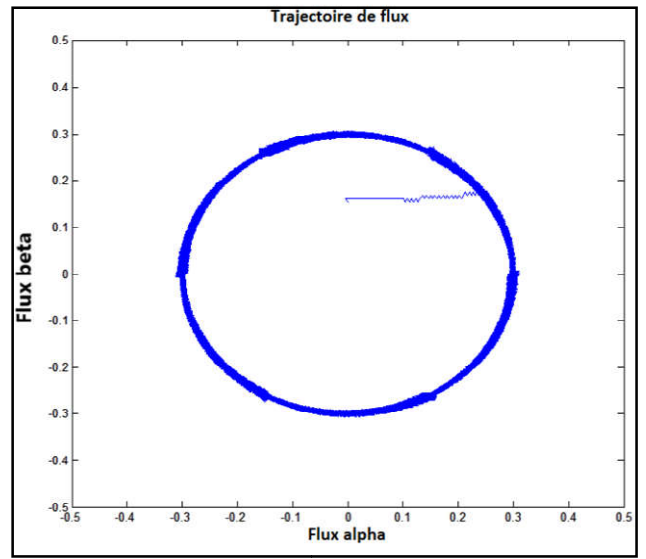
(e): Flux beta dans le plan ( $\alpha\beta$ )



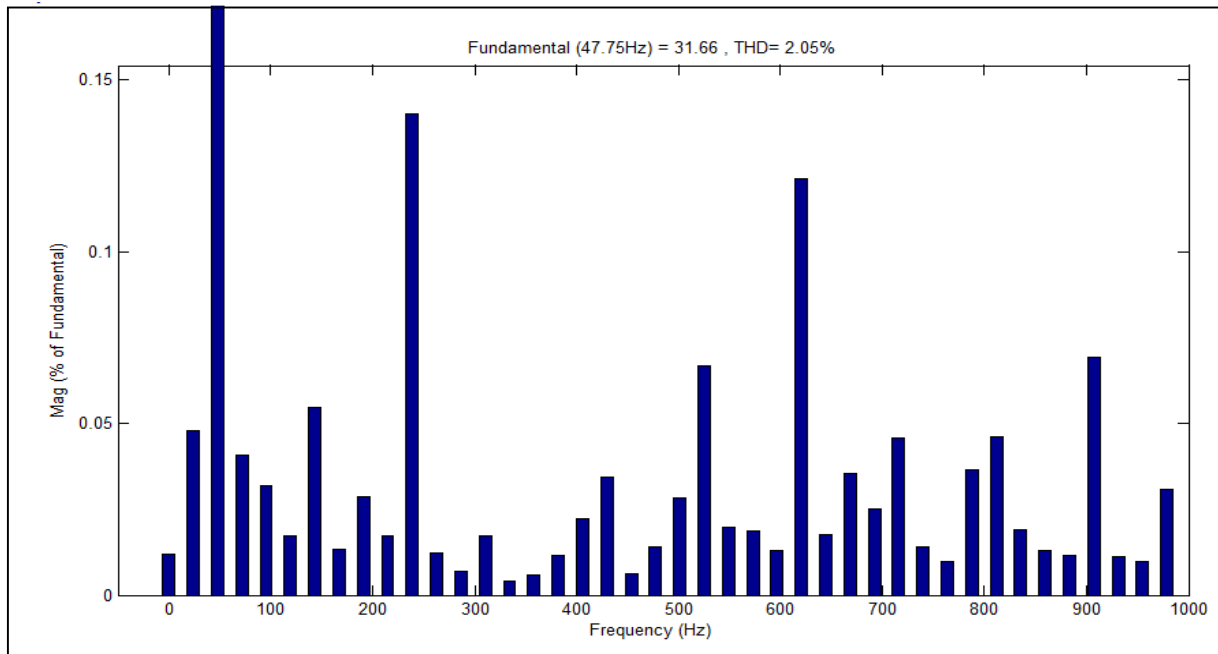
(f): Tension statorique  $V_{as}$ .



(j) : Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps



(h): Trajectoire du vecteur du flux statorique



(i): Spectre de fréquence du courant statorique  $I_{as}$  et THD en (%).

**Figure II.13** : Les résultats de simulation de la DTC du MSAP par un onduleur à deux niveaux.

### ❖ Interprétation

- La figure (II.13.a) permet de voir l'évolution du couple électromagnétique. Le démarrage à vide nous permet d'avoir un temps d'établissement d'environ de (0.1s), à l'instant (1 sec), on a inversé le sens de rotation où le couple atteint environ (-14Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure(II.13.b) montre l'allure de la vitesse de rotation, représente une augmentation pendant de régime transitoire, après certain temps la vitesse se stabilise a sa valeur de référence 100 rad/s. Avec l'application du couple résistant (5N.m) à 0.3 (sec), la vitesse diminue, et rejette la perturbation et suit sa consigne à cause de régulateur de vitesse PI. A l'instant  $t=1s$  un inversement du sens de rotation et réalisé avec un changement de la consigne de vitesse de -100 rad/s à 100rad/s
- La figure(II.13.c), montre le signal du courant statorique si on applique une charge de 5 N.m à l'instant 0.3s l'amplitude s'augmente. Une perturbation instantané et observée lors l'inversement de vitesse.
- Dans la figure(II.13.h), La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, suit sa référence, sans dépassement des bornes de la bande de contrôle.
- Dans la figure (II.13.i) représente le spectre de fréquence du courant statorique  $I_a$ , ainsi la valeur de THD (2.05%).

## II.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliquée au moteur synchrone à aimants permanents. On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et le couple) présente des fluctuations, on cherche à les améliorer.

Dans le but d'avoir des réductions d'ondulations du couple, du flux, temps de réponse, et la valeur de THD du courant statorique, le prochain chapitre sera consacré non seulement pour présenter et faire une étude comparative entre les deux algorithmes développés, mais également d'améliorer la commande directe du couple (DTC) de la MSAP, deux algorithmes de la commande directe du couple (DTC) en utilisant les onduleurs multi niveaux (trois et cinq niveaux).

---

## ***Chapitre III***

*Commande DTC d'une MSAP par des  
onduleurs Multi-Niveaux*

---

### III.1 INTRODUCTION

L'amélioration de la forme de tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi-conducteurs et des calculateurs numériques [TAH 15].

Dans le but de réduire les fluctuations du couple et de flux et d'avoir des meilleures performances pour les moteurs MSAP de grandes puissances, on va aborder à l'utilisation des onduleurs multi niveaux dans la commande DTC, ces onduleurs permettent de véhiculer des puissances élevées sans que les composants qui les constituent ne subissent des contraintes considérables lors de leur commande à l'ouverture et à la fermeture. La première structure d'onduleurs multi niveaux apparus est le NPC (*Neutral Point Clamped*) à trois niveaux, proposés par *Nabea*.

Dans la commande DTC, les informations sur l'erreur du couple et du flux sont directement implantées pour choisir l'état de commutation sans distinguer le degré entre une erreur très grande ou relativement petite. Cela produit évidemment une réponse imprécise, les performances du système peuvent être améliorées si on augmente le degré de niveau des onduleurs utilisés afin d'avoir une large gamme de sélection des vecteurs tensions selon le degré de variation dans les valeurs d'erreur dans le couple et dans le flux.

Dans le but de faire une étude comparative, on va développer dans ce chapitre deux algorithmes de la DTC de la MSAP, le premier est basé sur un onduleur à trois niveaux et le deuxième basé sur un onduleur à cinq niveaux.

### III.2 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

#### III.2.1 Avantages

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs à deux niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel :

- **Avantage technologique :** Dans les onduleurs multi-niveaux, la répartition de la tension est obtenu de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi- conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations.
- **Avantages fonctionnelles pour le convertisseur :** possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statique (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de

commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage)

- Avantage fonctionnelles pour la machine :le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui d'onduleur à deux niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine [ABD 18].

### III.2.2 Inconvénients

Moyennant un accroissement de complexité et de coût, il est imaginable d'avoir des modules redondants permettant la poursuite du fonctionnement du convertisseur en cas de défaillance de modules. Il ne faut toutefois pas trop s'enthousiasmer sur le gain possible en termes de fiabilité, car l'augmentation de complexité va généralement avec la diminution de la fiabilité. En effet, le nombre de défaillances possibles augmente considérablement, il est donc difficile de prévoir ce qui va se passer suite à la défaillance d'un ou de plusieurs modules [BEND 18].

## III.3 ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX DE TYPE NPC

### III.3.1 Structure générale de l'onduleur à trois niveaux

La structure de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes est représentée sur la (Figure III.1). Ce dernier se compose de trois bras symétriques constitué chacun de (4) interrupteurs bidirectionnels en série, Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue de l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture du circuit inductif de sa charge. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable  $S_{ij}$  ( $i = 1, \dots, 4$  et  $j=1, 2$  ou  $3$ ) et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est (2) par bras ( $D_{1j}, D_{2j}$ ) assurent l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras (3). Chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ( $2u_c$ ), ces deux générateurs sont égaux ( $u_{c1} = u_{c2} = \frac{V_{dc}}{2}$ ). Cet onduleur est dit à trois niveaux car il délivre trois niveaux de tension par bras ( $\frac{V_{dc}}{2}, 0, -\frac{V_{dc}}{2}$ ).

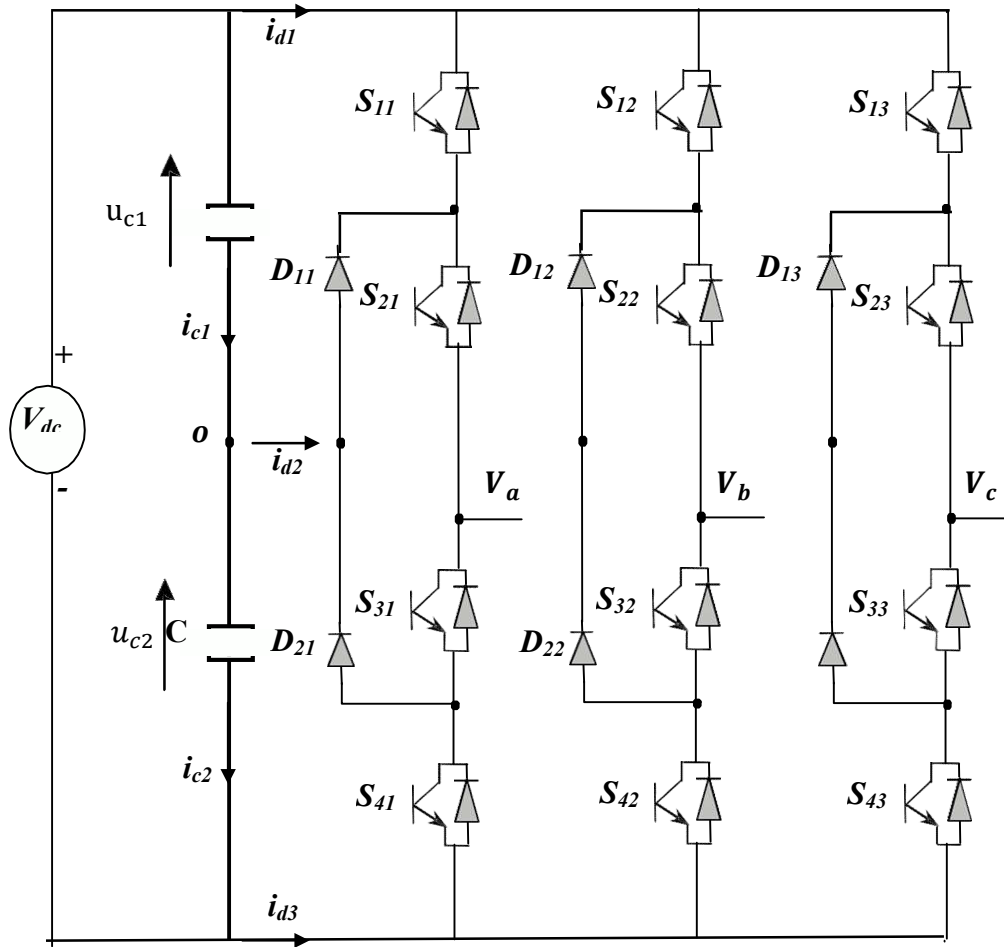


Figure III.1 : Onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.

### III.3.2 Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur  $S_{ij}$  ( $i = 1, \dots, 4$  et  $j = 1, 2$  ou  $3$ ) on définit une fonction de commutation  $F_{ij}$  de la manière suivante:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

### III.3.3 Commande complémentaire des interrupteurs

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j} \quad i = 3, 4 \quad \text{et} \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{III.2})$$

### III.3.4 Etats d'un bras de l'onduleur

Pendant le fonctionnement de cet onduleur, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles (Fig. II.2)

**Etat 2 {1100}** : Les deux interrupteurs du haut  $S_{1x}$  et  $S_{2x}$  sont fermés, tandis que les

deux interrupteurs du bas  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  sont ouverts.

La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{2}$

**Etat 1 {0110}** : Les deux interrupteurs du milieu  $S_{2x}$  et  $S_{3x}$  sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités  $S_{1x}$  et  $S_{4x}$  sont ouverts.

La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est  $V_{x0} = 0$

**Etat 0 {0011}** : Les deux interrupteurs du bas  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut  $S_{1x}$  et  $S_{2x}$  sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{2}$

La correspondance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée au tableau (III.1).

On définit pour chaque bras ( $j$ ) trois fonctions de connections, correspondantes aux trois états du bras:

$$\begin{cases} F_{c1j} = S_{1j} \cdot S_{2j} \\ F_{c2j} = S_{2j} \cdot S_{3j} \\ F_{c3j} = S_{3j} \cdot S_{4j} \end{cases} \quad j = 1, 2, 3 \quad (III.3)$$

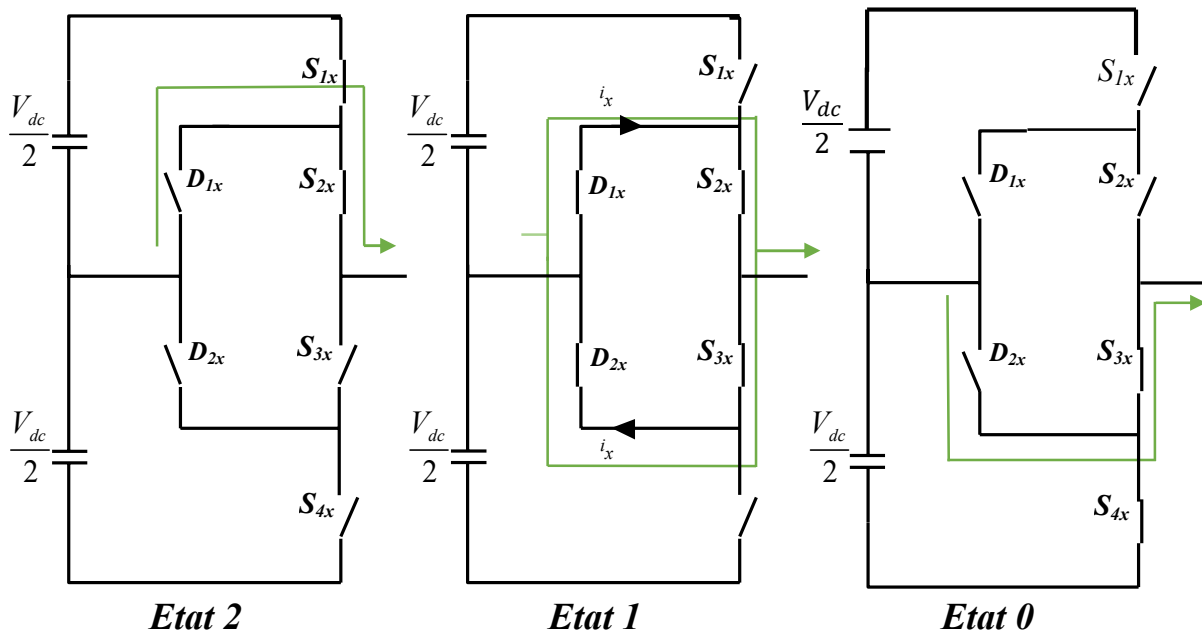


Figure III.2 : Les trois états d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

**Tableau(III.1) : Etats d'un bras de l'onduleur ( $x = 1, 2$  ou  $3$ )**

| Etat du bras | Etat des interrupteurs du bras |          |          |          | Tension de sortie<br>$v_{xO}$ |
|--------------|--------------------------------|----------|----------|----------|-------------------------------|
|              | $S_{1x}$                       | $S_{2x}$ | $S_{3x}$ | $S_{4x}$ |                               |
| <b>2</b>     | 1                              | 1        | 0        | 0        | $\frac{V_{dc}}{2}$            |
| <b>1</b>     | 0                              | 1        | 1        | 0        | 0                             |
| <b>0</b>     | 0                              | 0        | 1        | 1        | $\frac{-V_{dc}}{2}$           |

### III.3.5 Vecteur tension de sortie

Les tensions simples entre les bornes du moteur et le point milieu sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_a - V_0 \\ V_{b0} = V_b - V_0 \\ V_{c0} = V_c - V_0 \end{cases} \quad (III.4)$$

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 : (on suppose  $u_{c1} = u_{c2} = \frac{V_{dc}}{2}$ )

$$\begin{cases} V_{a0} = S_{11}S_{21}u_{c1} - S_{31}S_{41}u_{c2} = (S_{11}S_{21} - S_{31}S_{41})\frac{V_{dc}}{2} \\ V_{b0} = S_{12}S_{22}u_{c1} - S_{32}S_{42}u_{c2} = (S_{12}S_{22} - S_{32}S_{42})\frac{V_{dc}}{2} \\ V_{c0} = S_{13}S_{23}u_{c1} - S_{33}S_{43}u_{c2} = (S_{13}S_{23} - S_{33}S_{43})\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (III.5)$$

On constate d'après le système (III.23), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

$$\begin{cases} F_{c11} = S_{11}S_{21} & F_{c12} = S_{12}S_{22} & F_{c13} = S_{13}S_{23} \\ F_{c21} = S_{21}S_{31} & F_{c22} = S_{22}S_{33} & F_{c23} = S_{23}S_{34} \\ F_{c31} = S_{31}S_{41} & F_{c32} = S_{32}S_{42} & F_{c33} = S_{33}S_{44} \end{cases} \quad (III.6)$$

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (o) sont exprimées par

$$\begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (III.7)$$

Les tensions composées aussi sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (III.8)$$

Après la simplification :

$$\begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{a0} - V_{b0} \\ V_{b0} - V_{c0} \\ V_{c0} - V_{a0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (III.9)$$

Dans le cas d'une charge équilibrée, les tensions de sortie par rapport au neutre de charge sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} \quad (III.10)$$

L'application de la transformation de CONCORDIA triphasé-biphasé, le vecteur  $V_x$  dans la base  $x=(a, b, c)$  aura la forme suivante dans la base  $(\alpha, \beta)$  :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} \quad (III.11)$$

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (III.12)$$

### III.3.6 Vecteur tension de référence

Toujours de la même manière et à partir des tensions de référence triphasées, on définit le vecteur de tension de référence. Le tableau (III. 2) représente les différents états de l'onduleur et les composantes du vecteur de tension de sortie correspondant à chaque état [BEND 18].

**Tableau (III.2) :** Les différents états de l'onduleur et les composantes  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  du vecteur de tension

| Etat de l'onduleur | $V_\alpha$   | $V_\beta$           |
|--------------------|--------------|---------------------|
| 222, 111, 000      | 0            | 0                   |
| 211, 100           | $1/2V_{dc}$  | 0                   |
| 200                | $V_{dc}$     | 0                   |
| 210                | $1/V_{dc}$   | $\sqrt{3}/4V_{dc}$  |
| 221,110            | $1/2V_{dc}$  | $\sqrt{3}/2V_{dc}$  |
| 220                | $3/4V_{dc}$  | $\sqrt{3}/4V_{dc}$  |
| 120                | 0            | $\sqrt{3}/2V_{dc}$  |
| 121, 010           | $-1/4V_{dc}$ | $\sqrt{3}/4V_{dc}$  |
| 020                | $-1/2V_{dc}$ | $\sqrt{3}/2V_{dc}$  |
| 021                | $-3/4V_{dc}$ | $\sqrt{3}/4V_{dc}$  |
| 122, 011           | $-1/2V_{dc}$ | 0                   |
| 022                | $-V_{dc}$    | 0                   |
| 012                | $-3/4V_{dc}$ | $-\sqrt{3}/4V_{dc}$ |
| 112, 001           | $-1/4V_{dc}$ | $-\sqrt{3}/4V_{dc}$ |
| 002                | $-1/2V_{dc}$ | $-\sqrt{3}/2V_{dc}$ |
| 102                | 0            | $-\sqrt{3}/2V_{dc}$ |
| 212, 101           | $1/4V_{dc}$  | $-\sqrt{3}/4V_{dc}$ |
| 202                | $1/2V_{dc}$  | $-\sqrt{3}/2V_{dc}$ |
| 201                | $3/4V_{dc}$  | $-\sqrt{3}/4V_{dc}$ |

La table montre qu'il y a 27 états de commutation pour l'onduleur. Selon ces états, on aura 19 vecteurs de tension  $V_s$  différents en module [OMA 13].

### III.3.7 Diagramme vectoriel

L'ensemble des vecteurs de tensions délivrés par un onduleur à trois niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans la figure (III.3)

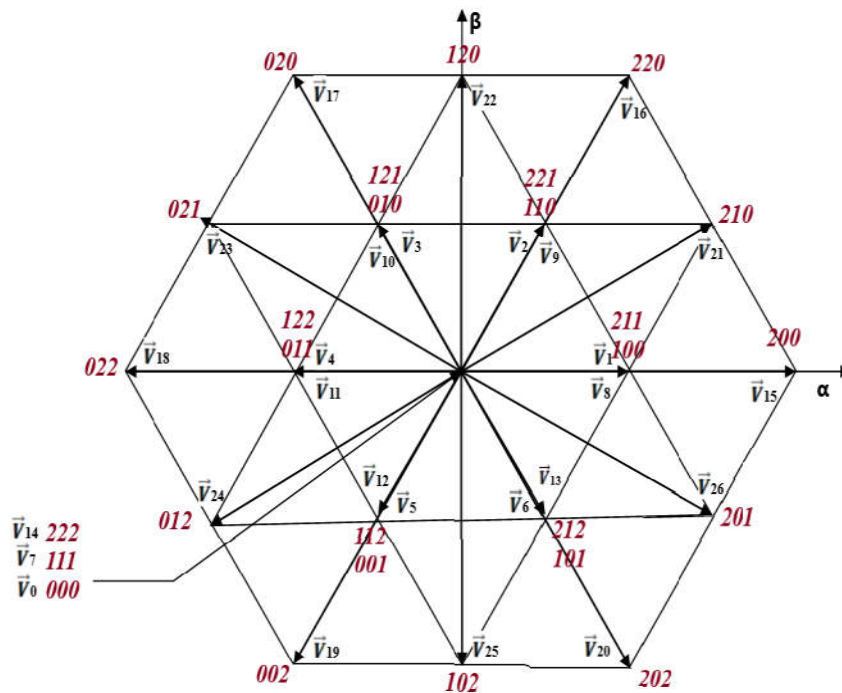


Figure III.3 : Vecteur de tension fournit par l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC.

- **Le groupe des vecteurs «tension nulle»** : Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras et qu'on a nommé respectivement  $V_7, V_{14}$  et  $V_0$ . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur [ZEG 18].
- **Le groupe des vecteurs "demi tension"** : on peut décomposer ce groupe en 02 autres sous-groupes: Le premier est constitué des vecteurs nommés  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5$  et  $V_6$  L'autre est constitué des vecteurs  $V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$  et  $V_{13}$ . Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "demi tension". L'application d'un vecteur de l'un ou de l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu.
- **Le groupe des vecteurs "pleine tension"** : Ce groupe contient les vecteurs de tension nommés  $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$  et  $V_{20}$ . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "pleine tension". La tension du point milieu, n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs.

- **Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire"** : les vecteurs de tension de ce groupe se nomment  $V_{21}, V_{22}, V_{23}, V_{24}, V_{25}$  et  $V_{26}$ . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir s'il va être de l'augmenter ou de la diminuer la tension du pointmilieu.

### III.3.8 Elaboration de la table de commutation de la DTC-onduleur trois niveaux

La table de vérité de l'onduleur à trois niveaux que nous avons choisie est basé sur un régulateur à hystérésis de flux à trois niveaux figure (III.), et un régulateur à hystérésis de couple à trois niveaux figure (III.), avec 12 secteur.

#### III.3.8.1 Comparateur de flux à trois niveaux

Le comparateur à hystérésis à trois niveaux contient double bande dans l'intervalle  $[1,-1]$ , la partie positif de l'intervalle  $[1,0]$  situé dans le premier quadrant et partie négatif de l'intervalle  $[1,0]$  situé dans le troisième quadrant.

Les sorties de comparateur sont :

- 1 : correspond à une augmentation du flux
- 0 : correspond au maintien de flux
- -1 : correspond à une diminution du flux

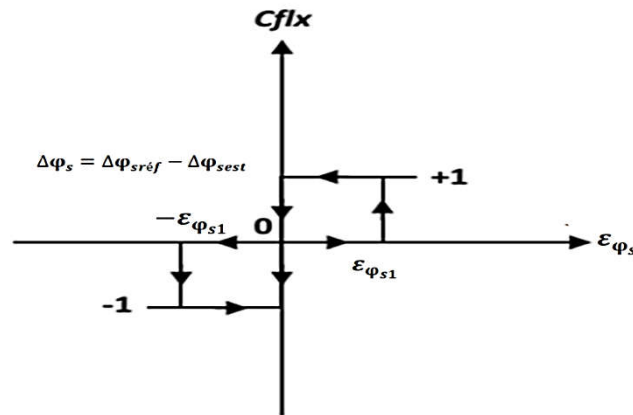


Figure III.4 : Comparateur à hystérésis de flux à trois niveaux

Le comparateur du flux est modélisé par l'algorithme suivant :

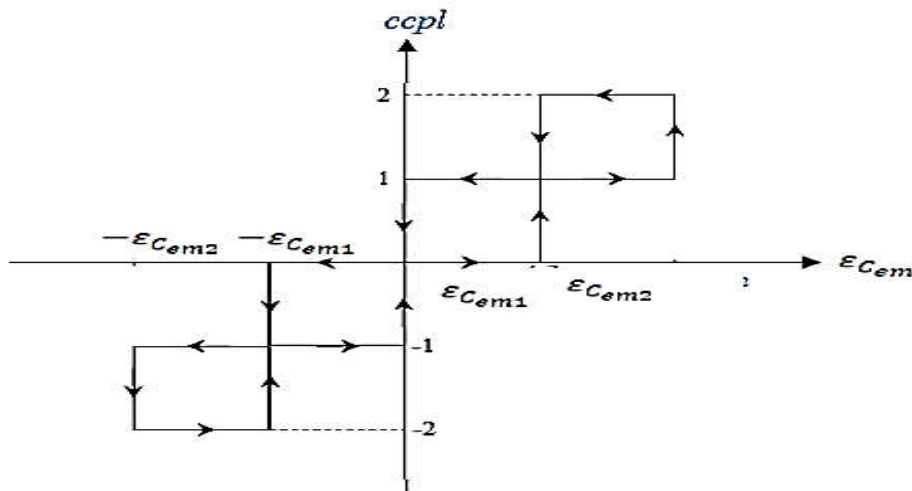
|   |  |                      |
|---|--|----------------------|
| si $\Delta\varphi_s > \varepsilon_{\varphi_{s1}}$           |  | alors $C_{flx} = 1$  |
| si $0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_{\varphi_{s1}}$ | et $(\frac{d\Delta\varphi_s}{dt}) > 0$ | alors $C_{flx} = 0$  |
| si $0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_{\varphi_{s1}}$ | et $(\frac{d\Delta\varphi_s}{dt}) < 0$ | alors $C_{flx} = 1$  |
| si $\Delta\varphi_s < -\varepsilon_{\varphi_{s1}}$          |  | alors $C_{flx} = -1$ |
| si $-\varepsilon_{\varphi_{s1}} \leq \Delta\varphi_s < 0$   | et $(\frac{d\Delta\varphi_s}{dt}) > 0$ | alors $C_{flx} = 0$  |
| si $-\varepsilon_{\varphi_{s1}} \leq \Delta\varphi_s < 0$   | et $(\frac{d\Delta\varphi_s}{dt}) < 0$ | alors $C_{flx} = -1$ |

### III.3.8.2 Comparateur de couple à cinq niveaux

Le comparateur de couple à cinq niveaux contient quatre bandes dans l'intervalle  $[-2,2]$ , ces bandes est symétrique au point 0. La partie positif de l'intervalle  $[0,2]$  dans le premier quadrant et la partie négatif  $[0,-2]$  dans le troisième quadrant.

L'utilisation d'un comparateur à hystérésis à cinq niveaux permet d'introduire la notion de grande et faible variation du couple électromagnétique. Les sorties de comparateur sont [ABD 18] :

- 2 : correspond à une grande augmentation du couple
- 1 : correspond à une faible augmentation du couple
- 0 : correspond à un couple constant
- -1 : correspond à une faible diminution du couple
- -2 : correspond à une grande diminution du couple



**Figure III.5 :** Comparateur à hystérésis de couple à cinq niveaux

Ainsi que le correcteur du couple est défini par l'algorithme suivant:

|  |                                      |                      |
|--|--------------------------------------|----------------------|
| si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{Cem2}$                            |                                      | alors $C_{cpl} = 2$  |
| si $\varepsilon_{Cem1} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Cem2}$ | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = 1$  |
| si $\varepsilon_{Cem1} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Cem2}$ | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = 2$  |
| si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{Cem1}$                            |                                      | alors $C_{cpl} = 1$  |
| si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Cem1}$                  | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = 0$  |
| si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Cem1}$                  | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = 1$  |
| si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{Cem1}$                           |                                      | alors $C_{cpl} = -1$ |
| si $-\varepsilon_{Cem1} \leq \Delta C_{em} < 0$                    | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = 0$  |

$$\begin{aligned} \text{si } -\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} < 0 \quad \text{et } \left(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}\right) < 0 \quad \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{si } \Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em2}} \quad \text{alors } C_{cpl} = -2 \end{aligned}$$

### III.3.8.3 Table de commutation de commande DTC pour l'onduleur à trois niveaux

Afin de calculer les zones des secteurs et réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pilotée par un onduleur 3-niveaux de tension à structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. L'élaboration des tables de commutation sur douze secteurs fait une bonne localisation de vecteur flux dans le plan complexe. De là, une nouvelle table de commande est déduite donnant une relation directe entre  $S_i$ ,  $C_{flx}$  et  $C_{cpl}$  et les ordres de commutation  $V_i$  de l'onduleur à trois-niveaux de tension. Cette table est valide dans les deux sens de rotation de la machine. Ce tableau est représenté dans littérature dans les travaux de [ZEG 18].

**Tableau (III.3) : Table de vérité de l'onduleur à trois niveaux**

| $C_{flx}$ | $C_{cpl}$ | Secteurs |     |     |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|-----------|-----------|----------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
|           |           | S1       | S2  | S3  | S4  | S5  | S6  | S7  | S8  | S9  | S10 | S11 | S12 |
| <b>+1</b> | +2        | V21      | V16 | V22 | V17 | V23 | V18 | V24 | V19 | V25 | V20 | V26 | V15 |
|           | +1        | V21      | V02 | V22 | V03 | V23 | V04 | V24 | V05 | V25 | V06 | V26 | V01 |
|           | 0         | V00      | V07 | V14 | V00 | V07 | V14 | V00 | V07 | V14 | V00 | V07 | V14 |
|           | -1        | V26      | V01 | V21 | V02 | V22 | V03 | V23 | V04 | V24 | V05 | V25 | V06 |
|           | -2        | V26      | V15 | V21 | V16 | V22 | V17 | V23 | V18 | V24 | V19 | V25 | V20 |
| <b>0</b>  | +2        | V22      | V17 | V23 | V18 | V24 | V19 | V25 | V20 | V26 | V15 | V21 | V16 |
|           | +1        | V22      | V03 | V23 | V04 | V24 | V05 | V25 | V06 | V26 | V01 | V21 | V02 |
|           | 0         | V00      | V07 | V14 | V00 | V07 | V14 | V00 | V07 | V14 | V00 | V07 | V14 |
|           | -1        | V25      | V06 | V26 | V01 | V21 | V02 | V22 | V03 | V23 | V04 | V24 | V05 |
|           | -2        | V25      | V20 | V26 | V15 | V21 | V16 | V22 | V17 | V23 | V18 | V24 | V19 |
| <b>-1</b> | +2        | V17      | V23 | V18 | V24 | V19 | V25 | V20 | V26 | V15 | V21 | V16 | V22 |
|           | +1        | V03      | V23 | V04 | V24 | V05 | V25 | V06 | V26 | V01 | V21 | V02 | V22 |
|           | 0         | V00      | V07 | V14 | V00 | V07 | V14 | V00 | V07 | V14 | V00 | V07 | V14 |
|           | -1        | V05      | V25 | V06 | V26 | V01 | V21 | V02 | V22 | V03 | V23 | V04 | V24 |
|           | -2        | V19      | V25 | V20 | V26 | V15 | V21 | V16 | V22 | V17 | V23 | V18 | V24 |

### III.3.9 Structure générale de contrôle directe du couple sur un onduleur à trois niveaux

La structure générale de la commande directe du couple appliquée aux onduleurs à multi-niveaux pour une machine synchrone à aimants permanents est illustrée dans la figure (III.6)

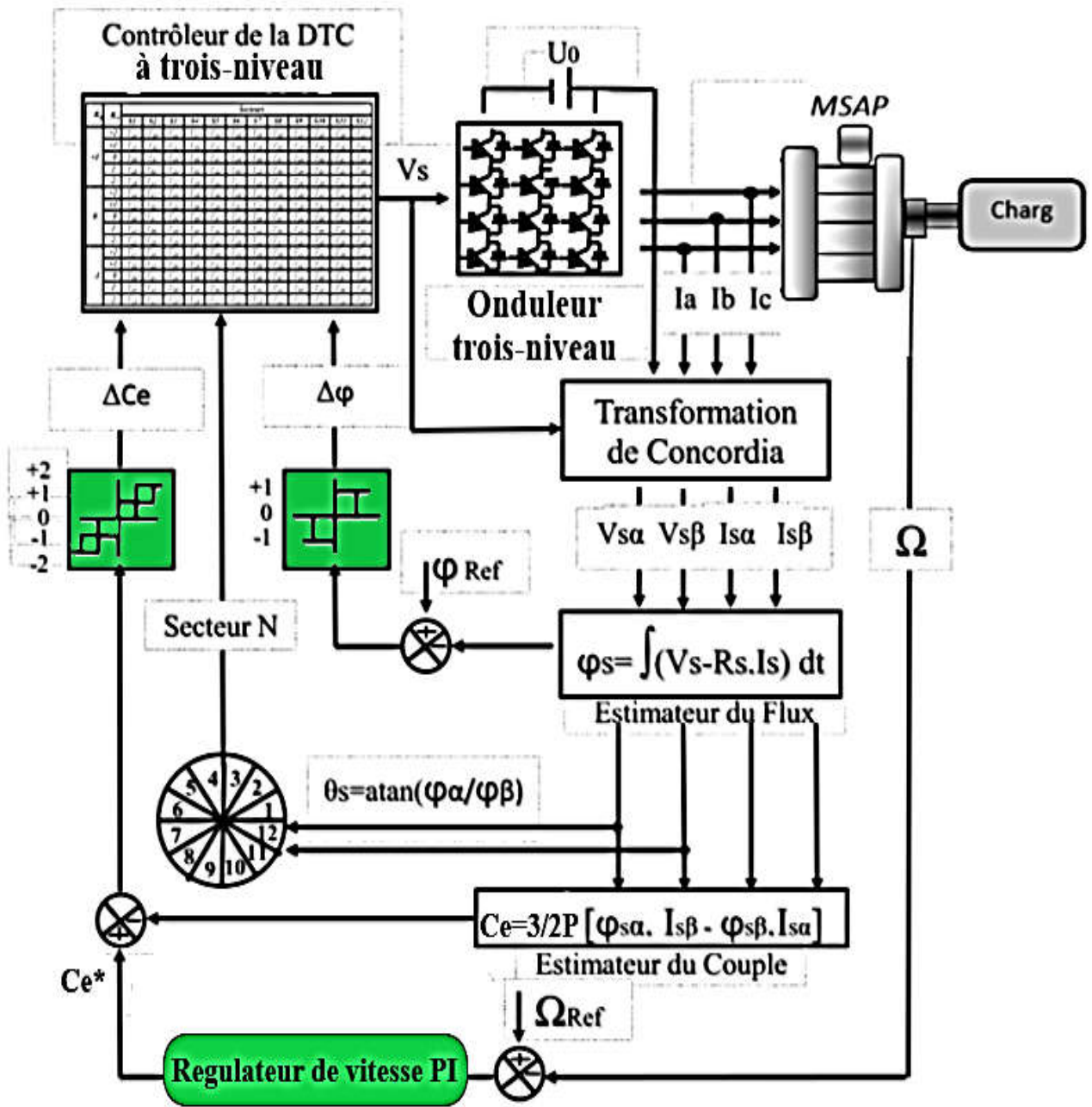


Figure III.6 : Structure globale d'un contrôle direct du couple avec onduleur à trois niveaux

III.3.10 Résultats de simulation

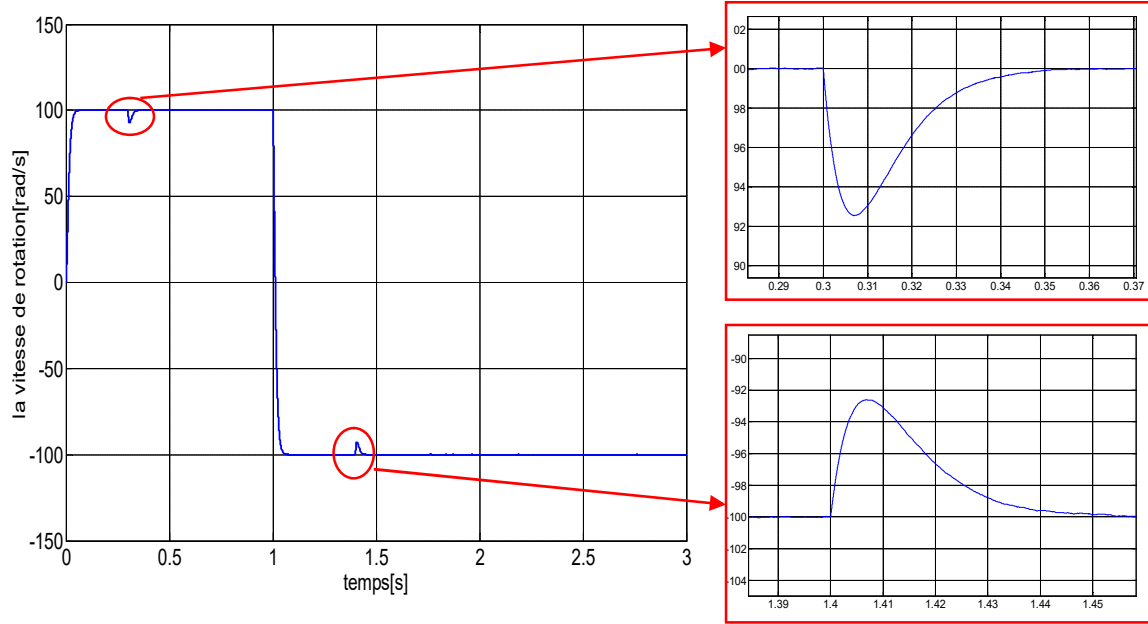


Figure III.7 : Evolution de la vitesse en fonction du temps

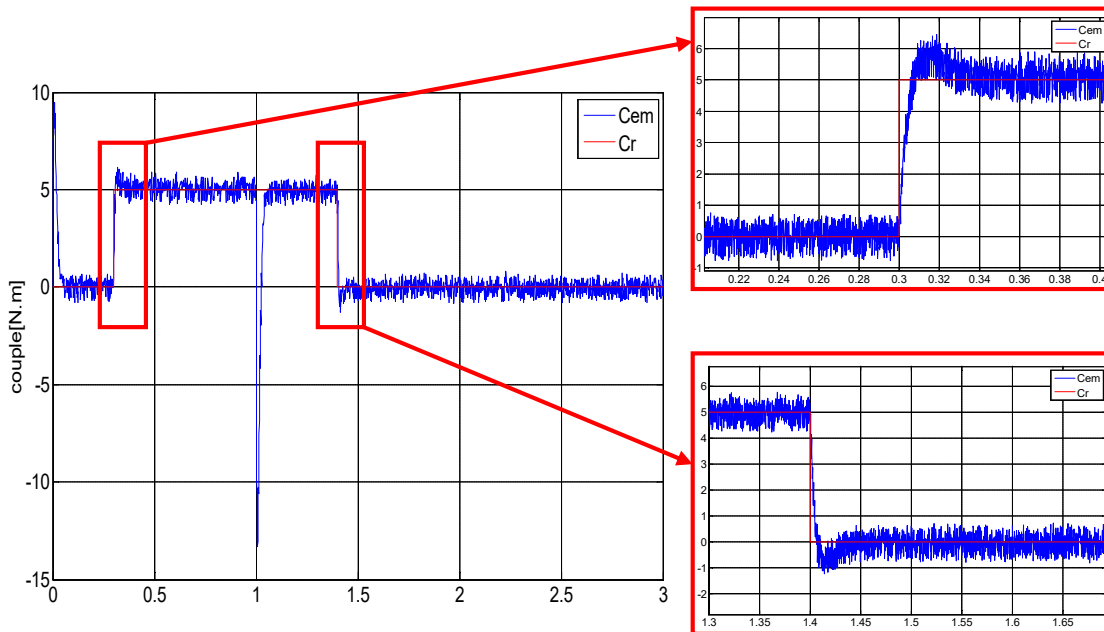
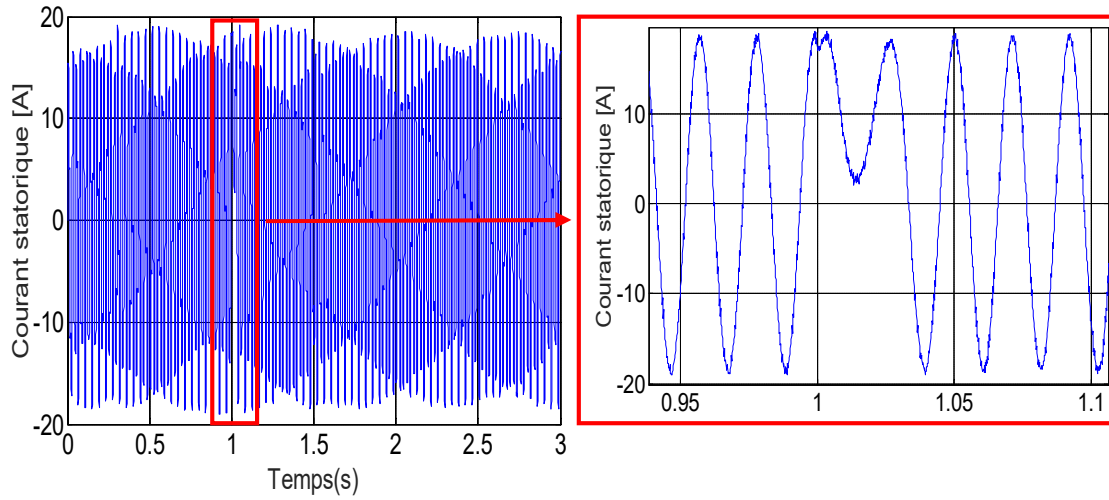
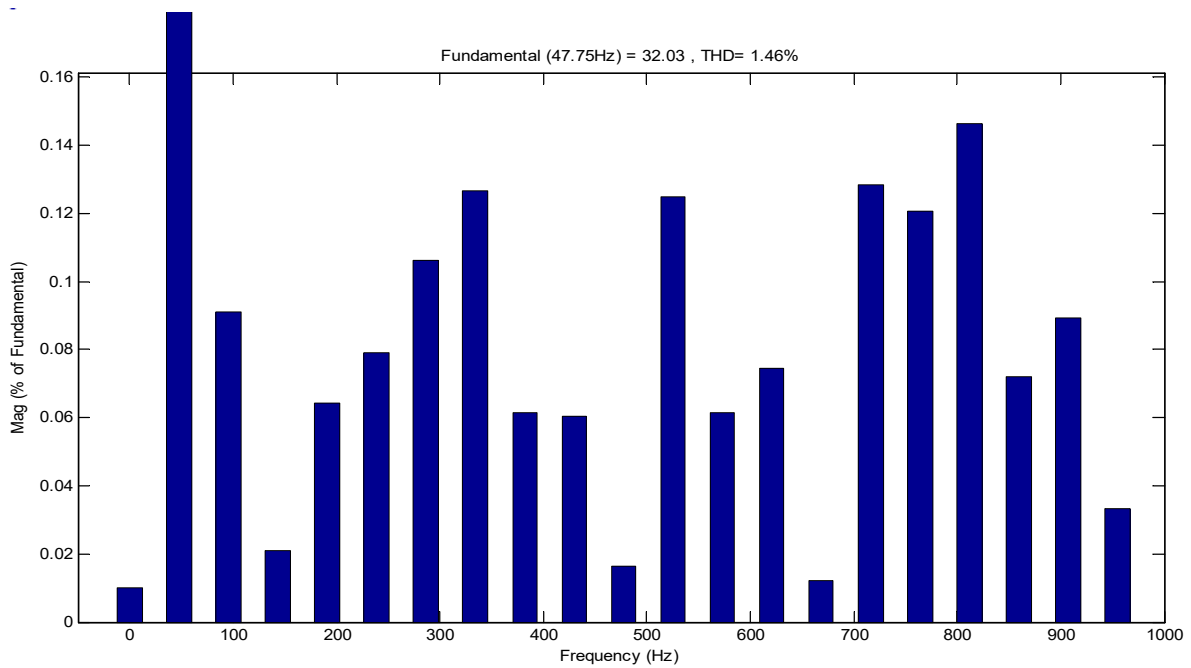


Figure III.8 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps



**Figure III.9 :** Evolution du courant statorique en fonction du temps



**Figure III.10 :** Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%)

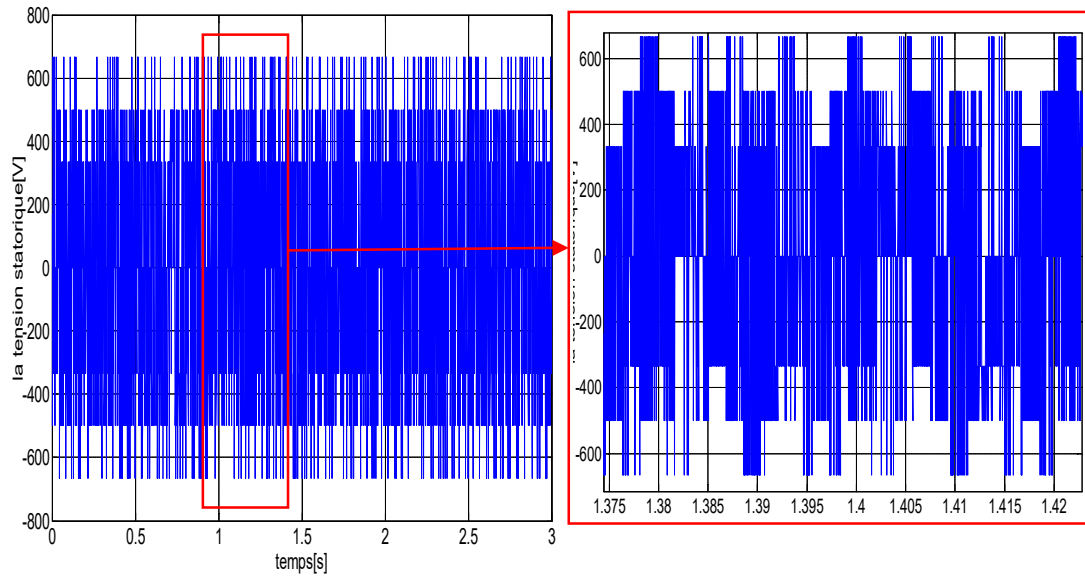


Figure III.11 : Evolution de la tension statorique en fonction du temps

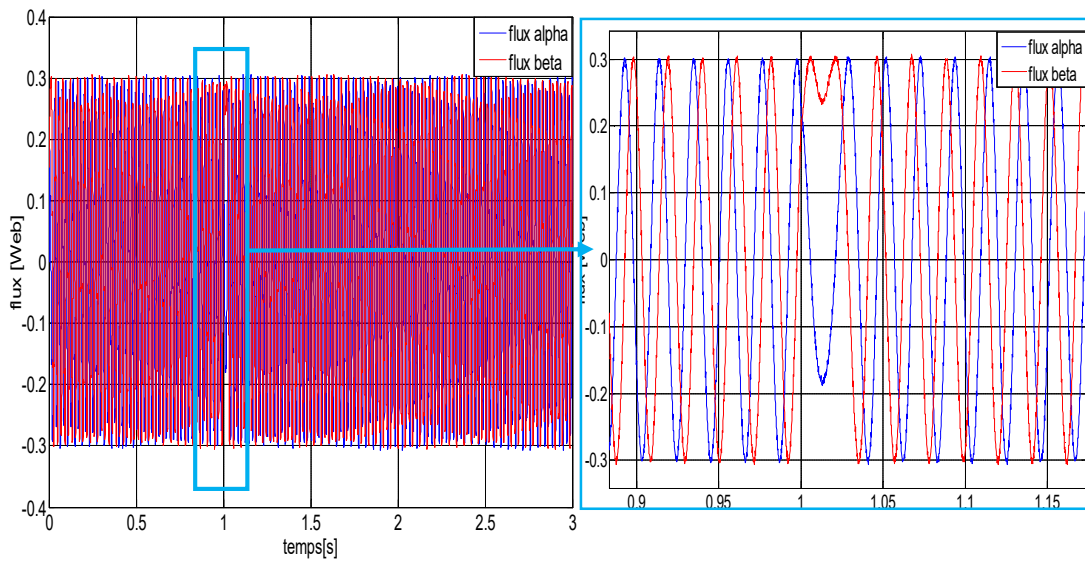
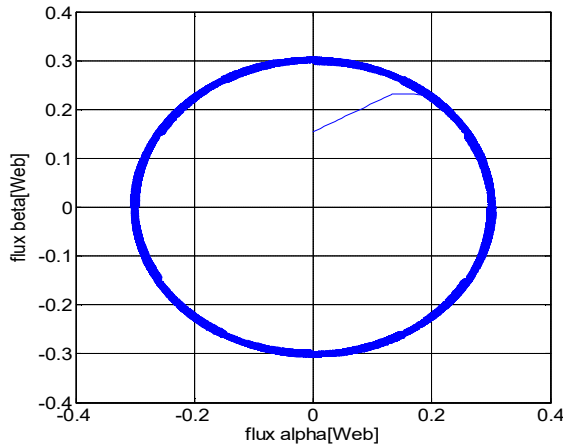
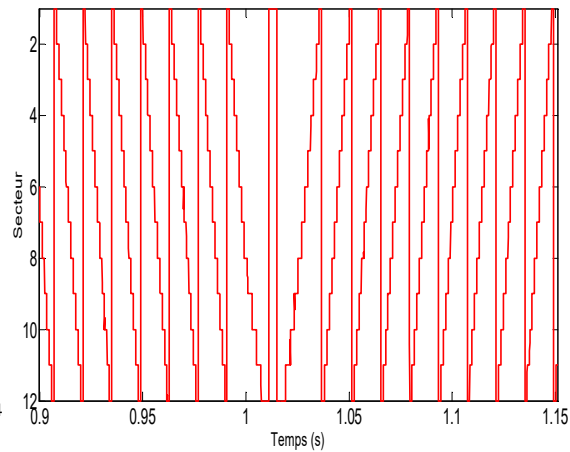


Figure III.12 : Evolution de flux alpha et flux beta en fonction du temps



**Figure III.13 :** Trajectoire de vecteur du flux statorique



**Figure III.14 :** Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps

### III.3.11 Interprétation des résultats

Les figures (III.7-14) illustrent les résultats de simulation du DTC avec onduleur à trois niveaux de type NPC :

- La figure (III.7) montre la vitesse, nous constatons que la vitesse suit sa valeur de référence dans les deux sens de rotation.
- La figure (III.8) permet de constater l'évolution du couple électromagnétique, Le démarrage à vide nous a permis d'avoir un temps d'établissement d'environ (0.06s), à l'instant 1 (sec) on a inversé le sens de rotation ou' le couple atteint environ (-14 Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure (III.9) montre le signal du courant statorique, au démarrage à vide, Il atteint environ 18.5A, après l'application d'une charge de 5Nm, augmente vers la valeur 19.2A.
- La figure (III.10) présente le spectre des harmoniques de courant, ainsi la valeur de THD (1.46%), on remarque que cette valeur est meilleure que celle de l'onduleur à deux niveaux.
- La figure (III.11) illustre l'évolution de la tension statorique, on constate qu'il y'a une brève amélioration sur son allure.
- La figure (III.12) montre que les deux composantes du flux  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$  sont en quadrature.
- La figure (III.13) présente que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.
- La figure (III.14) illustre le déplacement du vecteur flux entre les douze secteurs.

### III.4 ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX DE TYPE NPC

#### III.4.1 Structure générale

L'onduleur à cinq niveaux est la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux ou bien la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux, il a trois bras symétriques constitués chacun de (8) interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être activés ou désactivés simultanément afin d'éviter le court-circuit de la source  $V_{dc}$  de l'onduleur. Chaque interrupteur se compose d'un semi-conducteur bi-recommandable et d'une diode connectée en anti-parallèle. Le nombre de diodes flottantes est (6) par bras garantissant l'application de niveaux de tension différents à la sortie de chaque bras. Chaque bras est relié à une alimentation en courant continu. Cet onduleur est à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras  $(\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, 0, -\frac{V_{dc}}{4}, \frac{V_{dc}}{2})$  [FOUA 16].

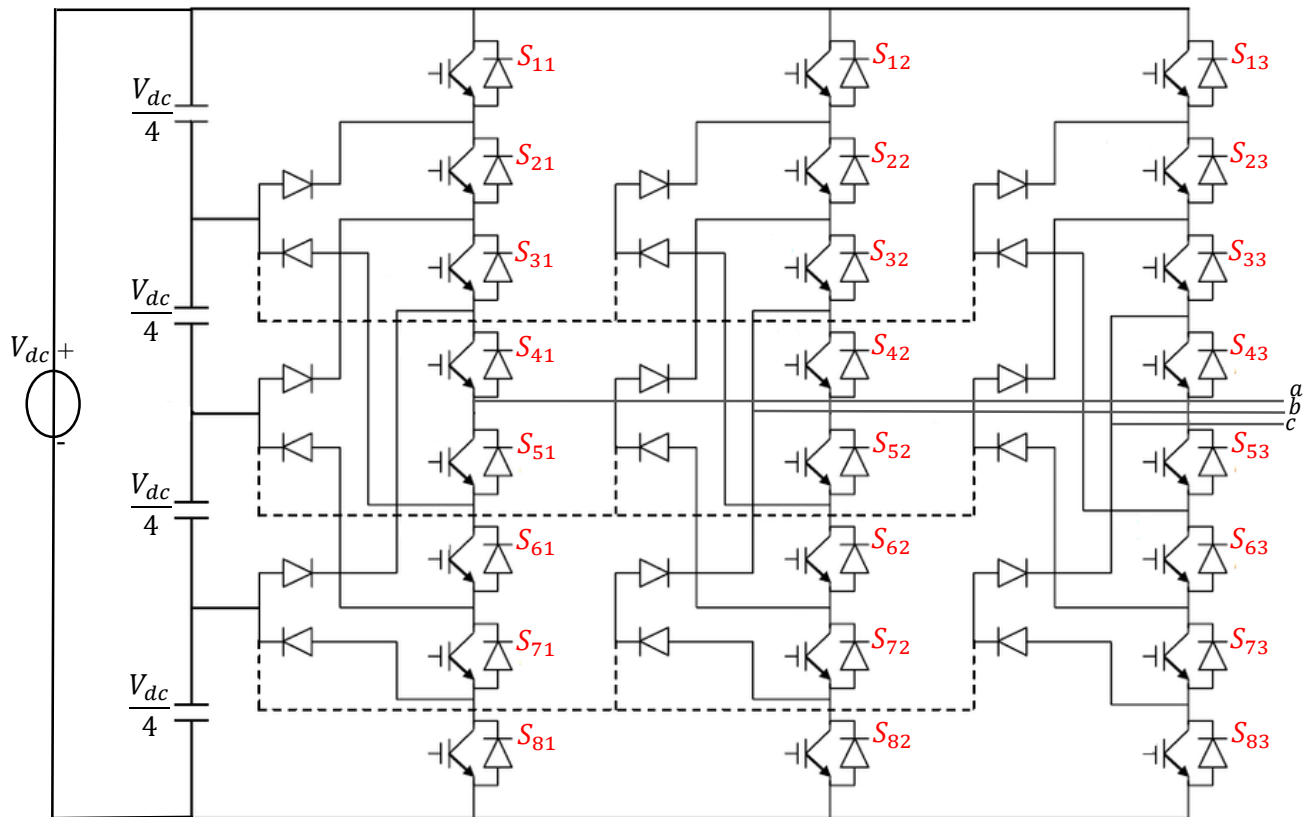


Figure III.15 : Schéma d'un onduleur cinq niveaux de type NPC

#### III.4.2 Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur  $S_{ij} = (i = \overline{1-8}, j = \overline{1-3})$ , on définit une fonction de commutation  $F_{ij}$  de la manière suivante [SAL 12]:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Les interrupteurs des demi-bras inférieurs sont complémentaires aux interrupteurs des demi-bras supérieurs

Alors la fonction de commutation des demi-bras inférieur aura :

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-4)j} \quad \text{tel que : } i = \overline{5-8} \text{ et } j = \overline{1-3} \quad (\text{III.14})$$

### III.4.3 Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC montre qu'il existe cinq configurations possibles.

**Etat 4** : Les quatre interrupteurs du demi-bras supérieur  $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi bras inférieur  $S_{5x}, S_{6x}, S_{7x}$  et  $S_{8x}$  sont ouverts.

La tension de sortie est alors  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{2}$

**Etat 3** : Les quatre interrupteurs  $S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}$  et  $S_{5x}$  sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{6x}, S_{7x}, S_{8x}$  et  $S_{1x}$  sont ouverts.

La tension de sortie du bras est alors  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{4}$

**Etat 2** : Les quatre interrupteurs  $S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$  et  $S_{6x}$  sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{7x}, S_{8x}, S_{1x}$  et  $S_{2x}$  sont ouverts.

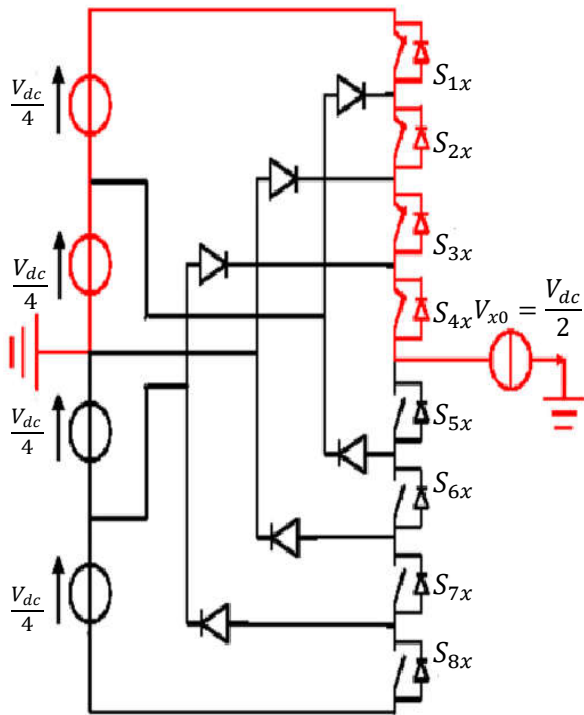
La tension de sortie de sortie du bras est alors  $V_{x0} = 0$

**Etat 1** : Les quatre interrupteurs  $S_{4x}, S_{5x}, S_{6x}$  et  $S_{7x}$  sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{8x}, S_{1x}, S_{2x}$  et  $S_{3x}$  sont ouverts.

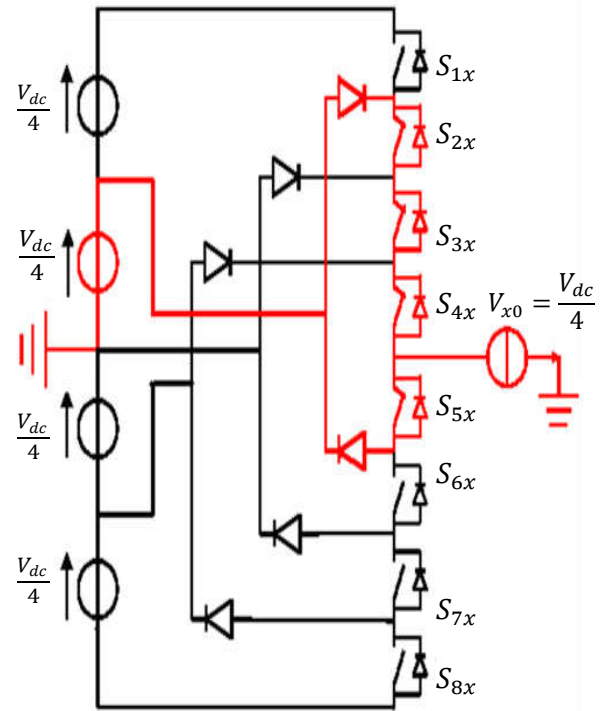
La tension de sortie du bras est alors  $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{4}$

**Etat 0** : Les quatre interrupteurs du demi bras inférieur  $S_{5x}, S_{6x}, S_{7x}$  et  $S_{8x}$  sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi bras supérieur  $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}$  et  $S_{4x}$  sont ouverts.

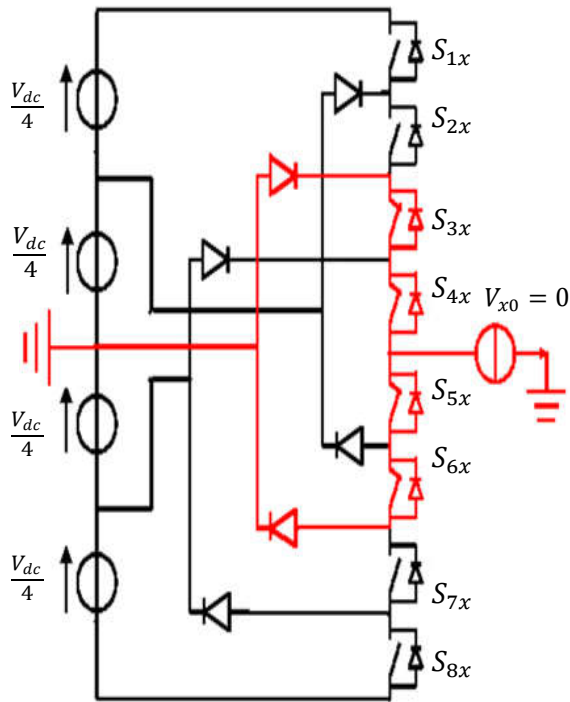
La tension de sortie du bras est alors  $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{2}$



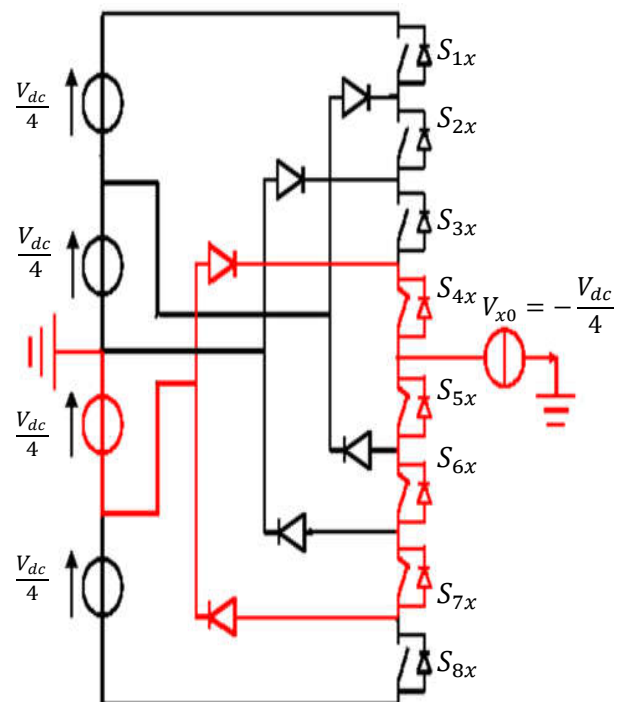
A : Etat 4



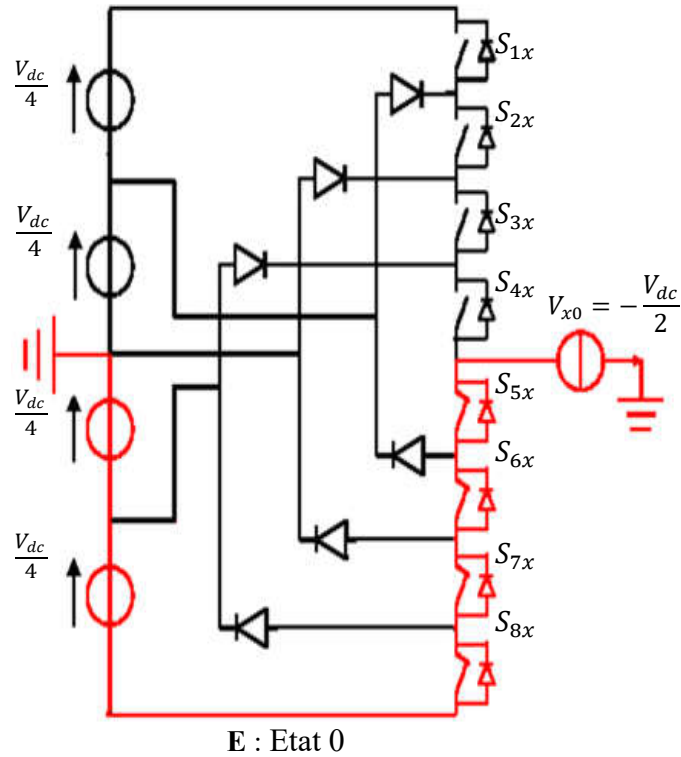
B : Etat 3



C : Etat 2



D : Etat 1



**Figure III.16 :** Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC(A, B, C, D, E)

Le tableau (III.4) résume la correspondance entre les états de chaque bras, les états de ses interrupteurs et leurs tensions de sortie.

**Tableau (III.4) :** Configurations possibles d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux

| Etat du bras | $S_{1x}$ | $S_{2x}$ | $S_{3x}$ | $S_{4x}$ | $S_{5x}$ | $S_{6x}$ | $S_{7x}$ | $S_{8x}$ | Tension de sortie $V_{x0}$ |
|--------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------------------------|
| 4            | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | $\frac{V_{dc}}{2}$         |
| 3            | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | $\frac{V_{dc}}{4}$         |
| 2            | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 0                          |
| 1            | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | $-\frac{V_{dc}}{4}$        |
| 0            | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | $-\frac{V_{dc}}{2}$        |

Pour chaque bras de l'onduleur, on définit cinq fonctions de connexions, chacune associée à un des cinq états du bras :

$$\begin{cases} F_{c1j} = S_{1j} \cdot S_{2j} \cdot S_{3j} \cdot S_{4j} \\ F_{c2j} = S_{2j} \cdot S_{3j} \cdot S_{4j} \cdot S_{5j} \\ F_{c3j} = S_{3j} \cdot S_{4j} \cdot S_{5j} \cdot S_{6j} \\ F_{c4j} = S_{4j} \cdot S_{5j} \cdot S_{6j} \cdot S_{7j} \\ F_{c5j} = S_{5j} \cdot S_{6j} \cdot S_{7j} \cdot S_{8j} \end{cases} \quad j = 1,2 \text{ ou } 3 \quad (\text{III.15})$$

Le tableau (III.5) résume la correspondance entre les états de chaque bras, les états de ces interrupteurs en termes de fonction de connexion et leurs tensions de sortie.

**Tableau (III.5) :** Configurations possibles de l'onduleur à cinq niveaux

| Etat du bras | $F_{1x}$ | $F_{2x}$ | $F_{3x}$ | $F_{4x}$ | $F_{5x}$ | $F_{6x}$ | $F_{7x}$ | $F_{8x}$ | Tension de sortie $V_{x0}$ |
|--------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------------------------|
| 4            | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | 0        | $\frac{V_{dc}}{2}$         |
| 3            | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 0        | $\frac{V_{dc}}{4}$         |
| 2            | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | 0        | 0                          |
| 1            | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | 0        | $-\frac{V_{dc}}{4}$        |
| 0            | 0        | 0        | 0        | 0        | 1        | 1        | 1        | 1        | $-\frac{V_{dc}}{2}$        |

L'onduleur considéré se comporte de trois bras, chaque bras nous donne cinq possibilités de commutation comme le montre le tableau (III.4). Alors, la mise en marche des trois bras ensemble, nous offre 125 possibilités de commutation ( $5^3$ )

### III.4.4 Vecteur tension de sortie

On définit le vecteur de tension de sortie  $V_s$  par [SAL 12]:

$$V_s = V_{a0}e^{j0} + V_{b0}e^{-j2\pi/3} + V_{c0}e^{j2\pi/3} \quad (\text{III.16})$$

Sachant que :

$$V_s = V_\alpha + jV_\beta \quad (\text{III.17})$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé selon la transformation de Concordia :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Tel que ces composantes ( $V_{a0}, V_{b0}$  et  $V_{c0}$ ) peuvent être exprimées en terme des fonctions de connexions par la relation qui a été obtenu selon plusieurs références comme [BEND 18] de cette manière :

$$\begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} & F_{c41} & F_{c51} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} & F_{c42} & F_{c52} \\ F_{c12} & F_{c23} & F_{c33} & F_{c43} & F_{c53} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (III.19)$$

On remplace le système d'équation (III.19) dans le système (III.18) nous obtenus :

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} & F_{c41} & F_{c51} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} & F_{c42} & F_{c52} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} & F_{c43} & F_{c53} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (III.20)$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur permet de calculer les composantes  $V_{\alpha}$  et  $V_{\beta}$  du vecteur de tension. Nous pouvons donc dresser un tableau, qui synthétise les différents états de l'onduleur.

Le tableau ci-dessous est représenté dans littérature dans les travaux de [BEND 18].

**Tableau (III.6) :** Etats de l'onduleur à cinq niveaux et les coordonnées du vecteur  $V_s$  dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ )

| Etat de l'onduleur            | $V_{\alpha}$  | $V_{\beta}$           | Etat de l'onduleur  | $V_{\alpha}$   | $V_{\beta}$            |
|-------------------------------|---------------|-----------------------|---------------------|----------------|------------------------|
| <b>444, 333, 222, 111,000</b> | 0             | 0                     | <b>324, 213,102</b> | 0              | $-\sqrt{3} / 4V_{dc}$  |
| <b>443, 332, 221,110</b>      | $1 / 8V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 8V_{dc}$  | <b>314,203</b>      | $1 / 8V_{dc}$  | $-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$ |
| <b>442, 331,220</b>           | $1 / 4V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 4V_{dc}$  | <b>304</b>          | $1 / 4V_{dc}$  | $-\sqrt{3} / 2V_{dc}$  |
| <b>441,330</b>                | $3 / 8V_{dc}$ | $3\sqrt{3} / 8V_{dc}$ | <b>244, 133,022</b> | $-1 / 2V_{dc}$ | 0                      |
| <b>440</b>                    | $1 / 2V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 2V_{dc}$  | <b>243, 132,021</b> | $-3 / 8V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 8V_{dc}$   |
| <b>434, 323, 212,101</b>      | $1 / 8V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 8V_{dc}$ | <b>242, 131,020</b> | $-1 / 4V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 4V_{dc}$   |

|                           |                |                        |                     |                |                        |
|---------------------------|----------------|------------------------|---------------------|----------------|------------------------|
| <b>433, 322, 211,100</b>  | $1 / 4V_{dc}$  | 0                      | <b>241,130</b>      | $-1 / 8V_{dc}$ | $3\sqrt{3} / 8V_{dc}$  |
| <b>432, 321,210</b>       | $3 / 8V_{dc}$  | $\sqrt{3} / 8V_{dc}$   | 240                 | 0              | $\sqrt{3} / 2V_{dc}$   |
| <b>431,320</b>            | $1 / 2V_{dc}$  | $\sqrt{3} / 4V_{dc}$   | <b>234, 123,012</b> | $-3 / 8V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 8V_{dc}$  |
| <b>430</b>                | $5 / 8V_{dc}$  | $3\sqrt{3} / 8V_{dc}$  | <b>224, 113,002</b> | $-1 / 4V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 4V_{dc}$  |
| <b>424, 313,202</b>       | $1 / 4V_{dc}$  | $-\sqrt{3} / 4V_{dc}$  | <b>214,103</b>      | $-1 / 8V_{dc}$ | $-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$ |
| <b>423, 313,202</b>       | $3 / 8V_{dc}$  | $-\sqrt{3} / 8V_{dc}$  | 204                 | 0              | $-\sqrt{3} / 2V_{dc}$  |
| <b>422, 311,200</b>       | $1 / 2V_{dc}$  | 0                      | <b>144,033</b>      | $-3 / 4V_{dc}$ | 0                      |
| <b>421,310</b>            | $5 / 8V_{dc}$  | $\sqrt{3} / 8V_{dc}$   | <b>143,032</b>      | $-5 / 8V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 8V_{dc}$   |
| <b>420</b>                | $3 / 4V_{dc}$  | $\sqrt{3} / 4V_{dc}$   | <b>142,031</b>      | $-1 / 2V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 4V_{dc}$   |
| <b>414,303</b>            | $3 / 8V_{dc}$  | $-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$ | <b>141,030</b>      | $-3 / 8V_{dc}$ | $3\sqrt{3} / 8V_{dc}$  |
| <b>413,302</b>            | $1 / 2V_{dc}$  | $-\sqrt{3} / 4V_{dc}$  | 140                 | $-1 / 4V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 2V_{dc}$   |
| <b>412,301</b>            | $5 / 8V_{dc}$  | $-\sqrt{3} / 8V_{dc}$  | <b>134,023</b>      | $-5 / 8V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 8V_{dc}$  |
| <b>411,300</b>            | $3 / 4V_{dc}$  | 0                      | <b>124,013</b>      | $-1 / 2V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 4V_{dc}$  |
| <b>410</b>                | $7 / 8V_{dc}$  | $\sqrt{3} / 8V_{dc}$   | <b>114, 003</b>     | $-3 / 8V_{dc}$ | $-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$ |
| <b>404</b>                | $1 / 2V_{dc}$  | $-\sqrt{3} / 2V_{dc}$  | 104                 | $-1 / 4V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 2V_{dc}$  |
| <b>403</b>                | $5 / 8V_{dc}$  | $-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$ | 044                 | $-V_{dc}$      | 0                      |
| <b>402</b>                | $3 / 4V_{dc}$  | $-\sqrt{3} / 4V_{dc}$  | 043                 | $-7 / 8V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 8V_{dc}$   |
| <b>401</b>                | $7 / 8V_{dc}$  | $-\sqrt{3} / 8V_{dc}$  | 042                 | $-3 / 4V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 4V_{dc}$   |
| <b>400</b>                | $V_{dc}$       | 0                      | 041                 | $-5 / 8V_{dc}$ | $3\sqrt{3} / 8V_{dc}$  |
| <b>344, 233, 122, 011</b> | $-1 / 4V_{dc}$ | 0                      | 040                 | $-1 / 2V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 2V_{dc}$   |
| <b>343, 232, 121, 010</b> | $-1 / 8V_{dc}$ | $\sqrt{3} / 8V_{dc}$   | 034                 | $-7 / 8V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 8V_{dc}$  |
| <b>342, 231,120</b>       | 0              | $\sqrt{3} / 4V_{dc}$   | 024                 | $-3 / 4V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 4V_{dc}$  |
| <b>341, 230</b>           | $1 / 8V_{dc}$  | $3\sqrt{3} / 8V_{dc}$  | 014                 | $-5 / 8V_{dc}$ | $-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$ |
| <b>340</b>                | $1 / 4V_{dc}$  | $\sqrt{3} / 2V_{dc}$   | 004                 | $-1 / 2V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 2V_{dc}$  |
| <b>334, 223, 112, 001</b> | $-1 / 8V_{dc}$ | $-\sqrt{3} / 8V_{dc}$  |                     |                |                        |

### III.4.5 Diagramme vectoriel

Les différents vecteurs d'états de l'onduleur sera représenté dans le plan  $\alpha\beta$  Ces vecteurs sont indiqués sur le diagramme vectoriel de la figure (III.17)

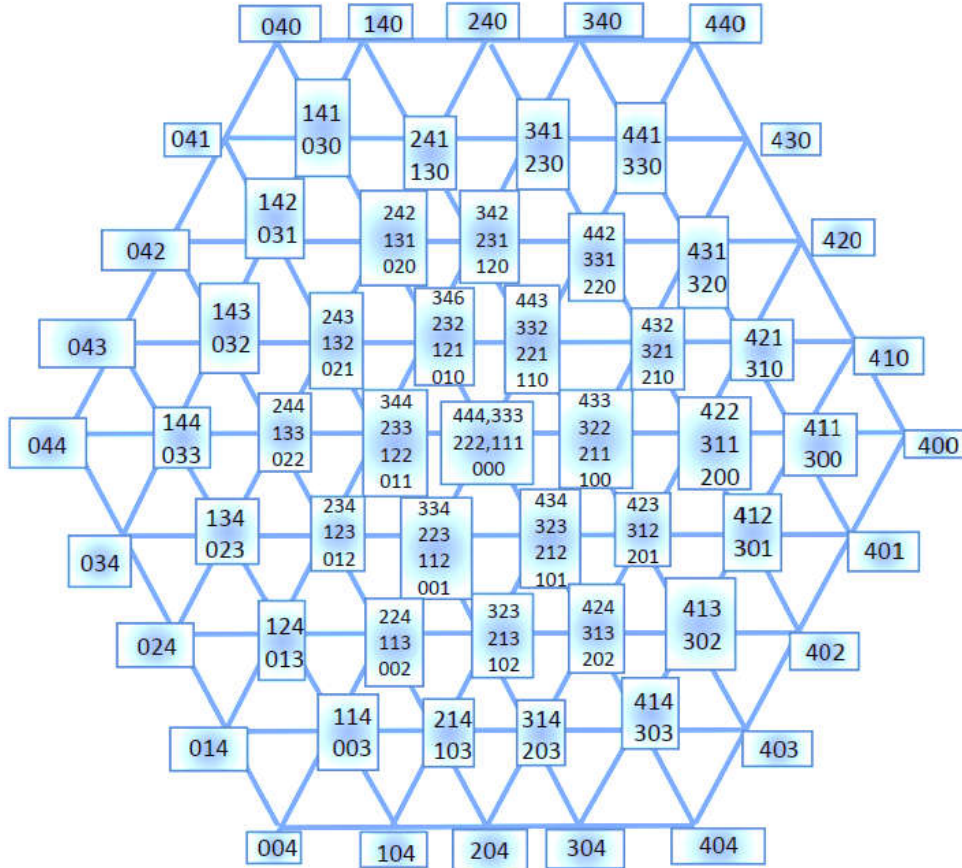


Figure III.17 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux

### III.4.6 Elaboration de la table de commutation de la DTC-onduleur cinq niveaux

La table de vérité de l'onduleur à cinq niveaux que nous avons choisie est basée sur un régulateur à hystérésis de couple à neuf niveaux et un régulateur à hystérésis de flux à trois niveaux figure, avec 12 secteurs.

#### III.4.6.1 Régulateur de couple à neuf niveaux

Un régulateur à hystérésis à neuf niveaux contient huit bandes dans l'intervalle  $[4,-4]$ , permet de contrôler la MSAP dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce régulateur est représenté par la figure (III.18), tels que  $C_{cpl}$  représente l'état de sortie du régulateur et  $\varepsilon_{Cem}$  la limite de la bande d'hystérésis.

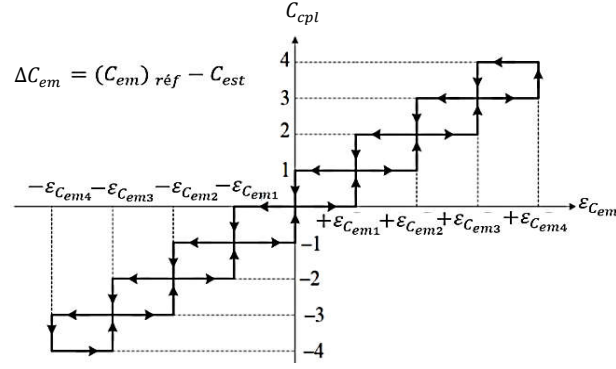


Figure III.18 : Régulateur à hystérésis de couple à neuf niveaux

On peut écrire alors, avec la dérivée du couple :

- |  |                                      |                      |
|--|--------------------------------------|----------------------|
| si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em4}}$                                 |                                      | alors $C_{cpl} = 4$  |
| si $\varepsilon_{C_{em3}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em4}}$   | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = 3$  |
| si $\varepsilon_{C_{em3}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em4}}$   | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = 4$  |
| si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em3}}$                                 |                                      | alors $C_{cpl} = 3$  |
| si $\varepsilon_{C_{em2}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em3}}$   | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = 2$  |
| si $\varepsilon_{C_{em2}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em3}}$   | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = 3$  |
| si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em2}}$                                 |                                      | alors $C_{cpl} = 2$  |
| si $\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em2}}$   | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = 1$  |
| si $\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em2}}$   | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = 2$  |
| si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em1}}$                                 |                                      | alors $C_{cpl} = 1$  |
| si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em1}}$                       | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = 0$  |
| si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em1}}$                       | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = 1$  |
| si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em1}}$                                |                                      | alors $C_{cpl} = -1$ |
| si $-\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} < 0$                         | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = 0$  |
| si $-\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} < 0$                         | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = -1$ |
| si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em2}}$                                |                                      | alors $C_{cpl} = -2$ |
| si $-\varepsilon_{C_{em2}} \leq \Delta C_{em} \leq -\varepsilon_{C_{em1}}$ | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = -1$ |

|  |                                      |                      |
|--|--------------------------------------|----------------------|
| si $-\varepsilon_{C_{em2}} \leq \Delta C_{em} \leq -\varepsilon_{C_{em1}}$ | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = -2$ |
| si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em3}}$                                |                                      | alors $C_{cpl} = -3$ |
| si $-\varepsilon_{C_{em3}} \leq \Delta C_{em} \leq -\varepsilon_{C_{em2}}$ | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = -2$ |
| si $-\varepsilon_{C_{em3}} \leq \Delta C_{em} \leq -\varepsilon_{C_{em2}}$ | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = -3$ |
| si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em4}}$                                |                                      | alors $C_{cpl} = -4$ |
| si $-\varepsilon_{C_{em4}} \leq \Delta C_{em} \leq -\varepsilon_{C_{em3}}$ | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) > 0$ | alors $C_{cpl} = -3$ |
| si $-\varepsilon_{C_{em4}} \leq \Delta C_{em} \leq -\varepsilon_{C_{em3}}$ | et $(\frac{d\Delta C_{em}}{dt}) < 0$ | alors $C_{cpl} = -4$ |

### III.4.6.2 Régulateur de flux à trois niveaux

Un régulateur à hystérésis à trois niveaux contient double bande dans l'intervalle  $[1,-1]$ , permet de contrôler la MSAP dans les deux sens de rotation, en générant soit un flux positif, ou un flux négatif. Ce régulateur est représenté par la figure (III.19), tels que  $C_{flx}$  représente l'état de sortie du régulateur et  $\varepsilon_{\psi_s}$  la limite de la bande d'hystérésis.

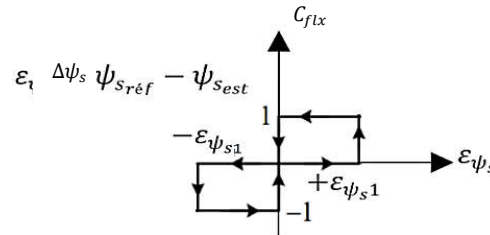


Figure III.19 : Régulateur à hystérésis de flux statorique à trois niveaux

On peut écrire alors, avec la dérivée du couple :

|   |                                     |                      |
|---|-------------------------------------|----------------------|
| si $\Delta\psi_s > \varepsilon_{\psi_{s1}}$           |                                     | alors $C_{flx} = 1$  |
| si $0 \leq \Delta\psi_s \leq \varepsilon_{\psi_{s1}}$ | et $(\frac{d\Delta\psi_s}{dt}) > 0$ | alors $C_{flx} = 0$  |
| si $0 \leq \Delta\psi_s \leq \varepsilon_{\psi_{s1}}$ | et $(\frac{d\Delta\psi_s}{dt}) < 0$ | alors $C_{flx} = 1$  |
| si $\Delta\psi_s < -\varepsilon_{\psi_{s1}}$          |                                     | alors $C_{flx} = -1$ |
| si $-\varepsilon_{\psi_{s1}} \leq \Delta\psi_s < 0$   | et $(\frac{d\Delta\psi_s}{dt}) > 0$ | alors $C_{flx} = 0$  |
| si $-\varepsilon_{\psi_{s1}} \leq \Delta\psi_s < 0$   | et $(\frac{d\Delta\psi_s}{dt}) < 0$ | alors $C_{flx} = -1$ |

### III.4.6.3 Table de commutation

Dans ce type de commande la table de commutation est constituée de quatre variables qui ont :

- L'état hystérésis du flux
- L'état hystérésis du couple
- Le numéro du secteur
- Le vecteur d'états du l'onduleur

Le tableau ci-dessous est représenté dans littérature dans les travaux de [OBB 13].

**Tableau (III.7) :** Table de commutation de l'onduleur à cinq niveaux

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

III.4.7 Structure globale d'un contrôle direct du couple avec onduleur à cinq niveaux

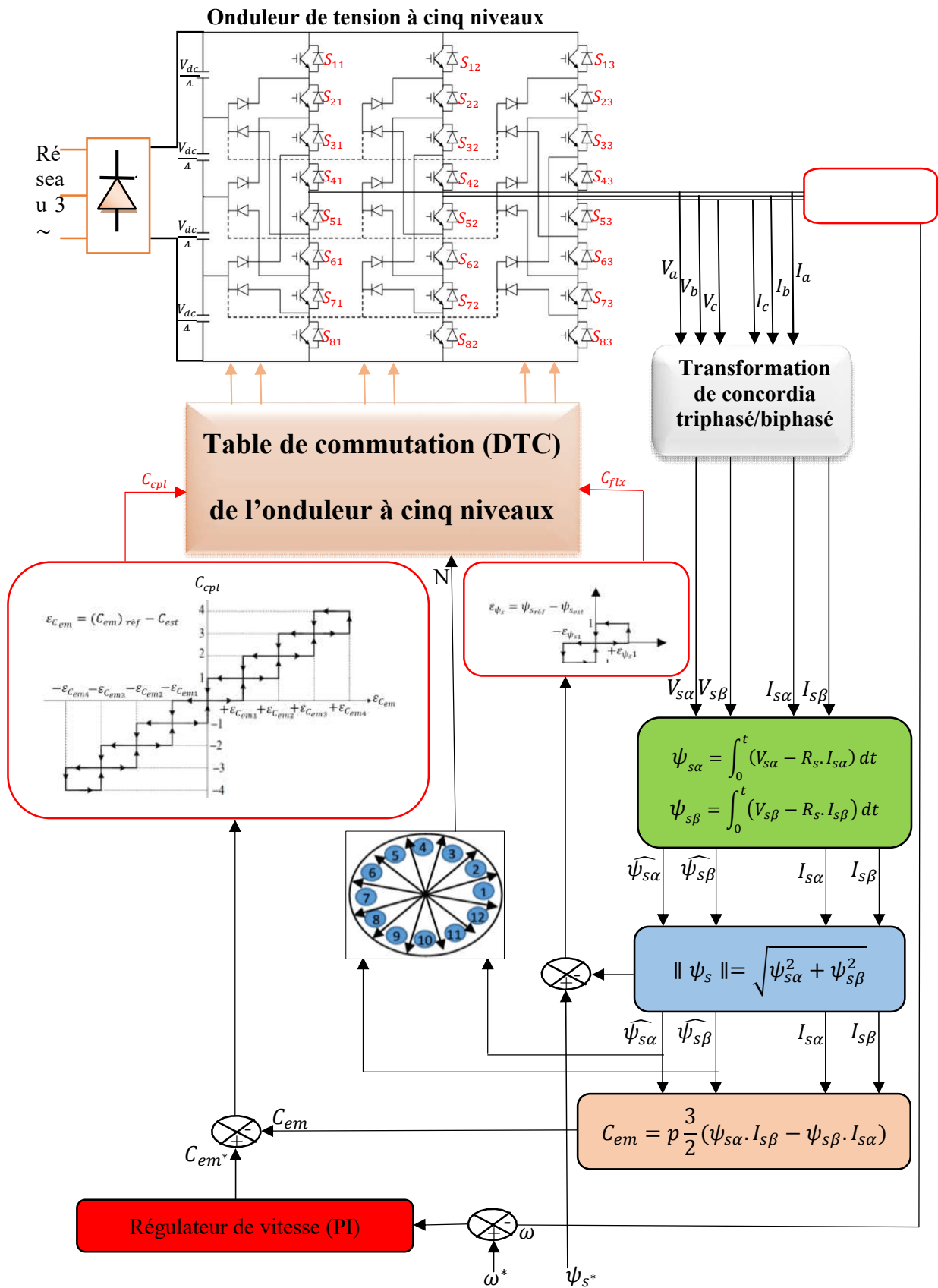


Figure (III.20) : Structure globale d'un contrôle direct du couple avec onduleur à cinq niveaux

III.4.8 Résultats de simulation

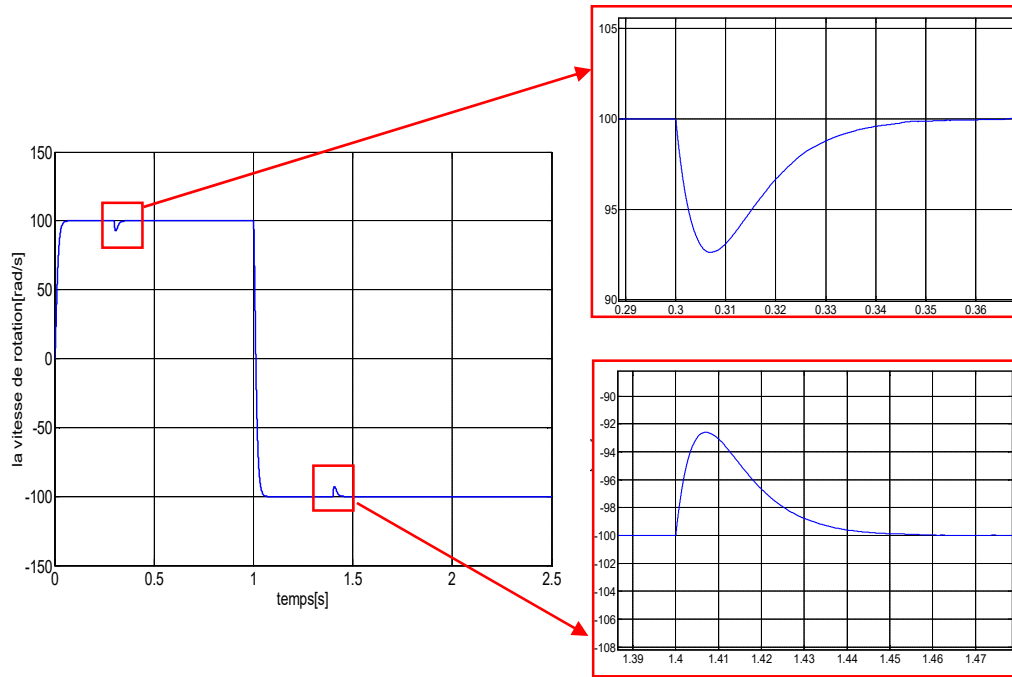


Figure III.21 : Evolution de la vitesse en fonction du temps

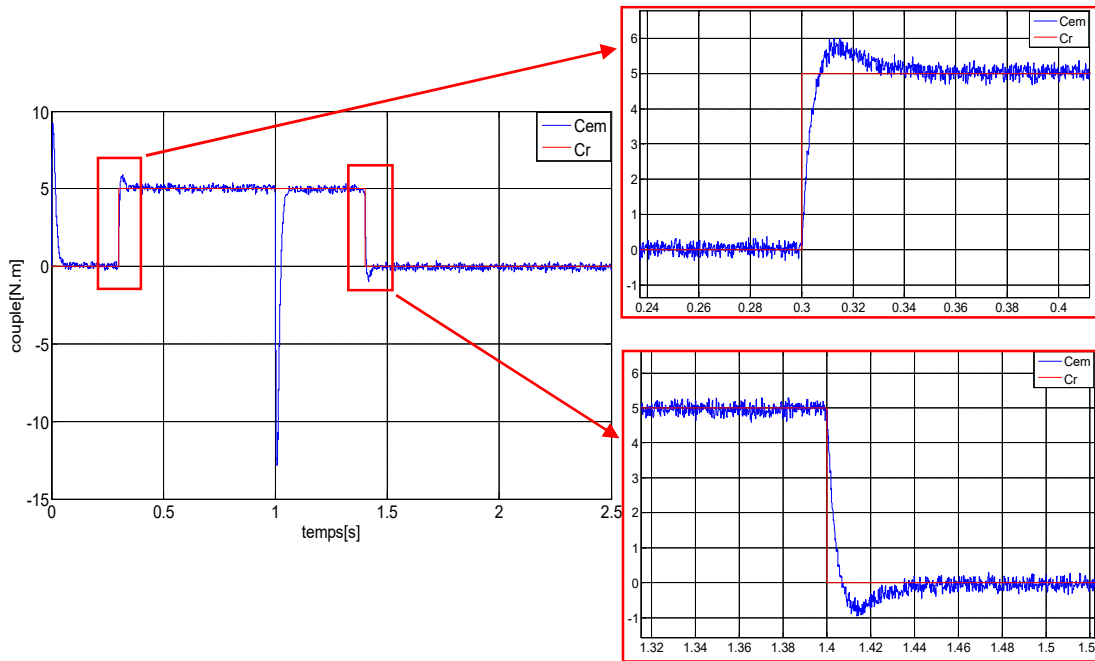


Figure III.22 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps

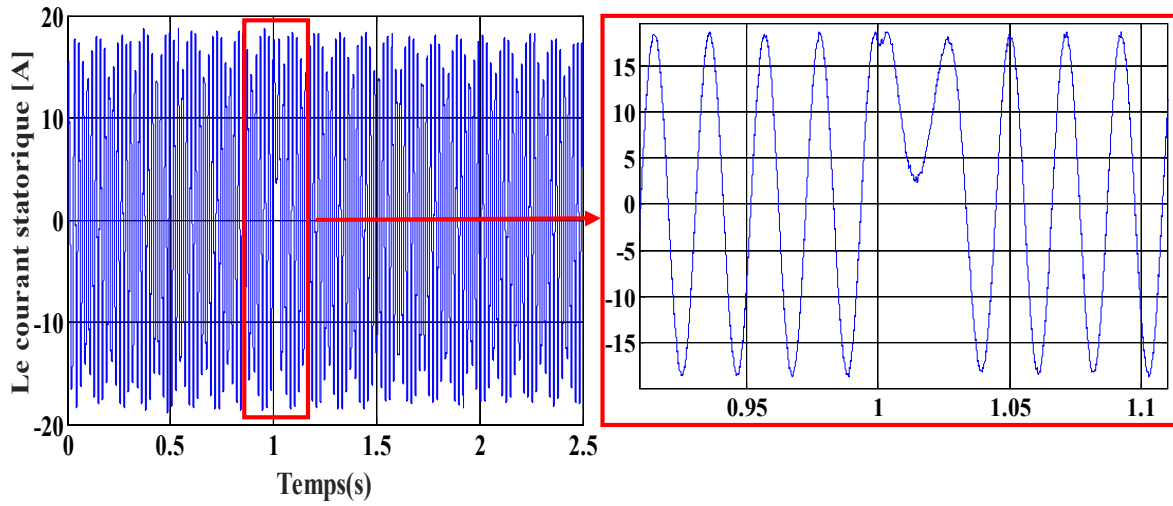


Figure III.23 : Evolution de courant statorique en fonction du temps

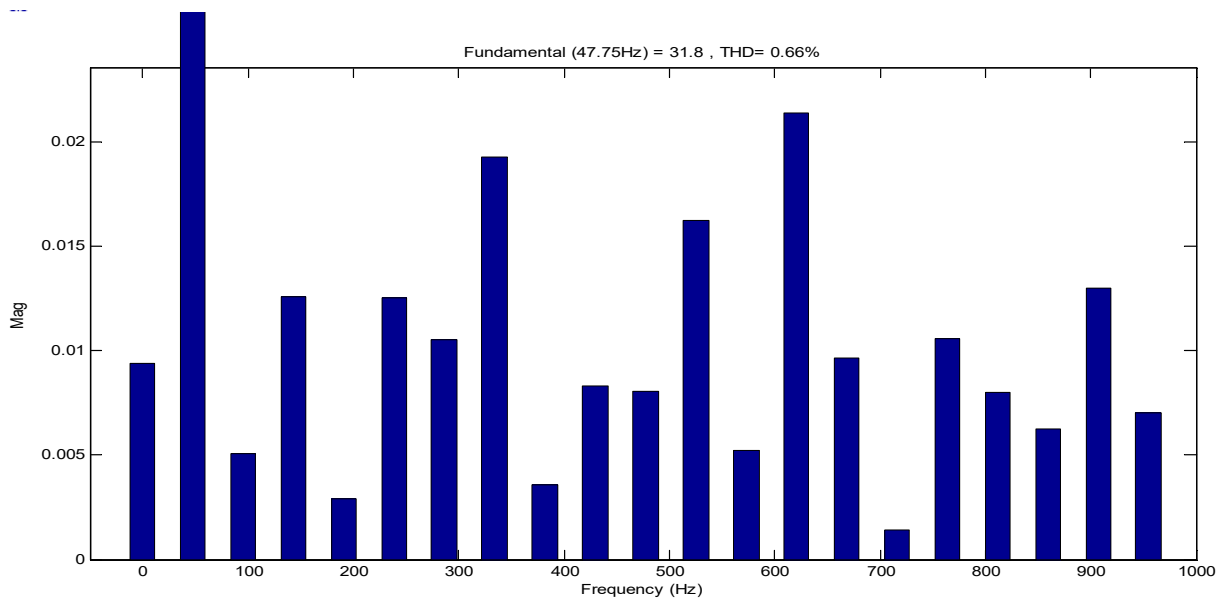
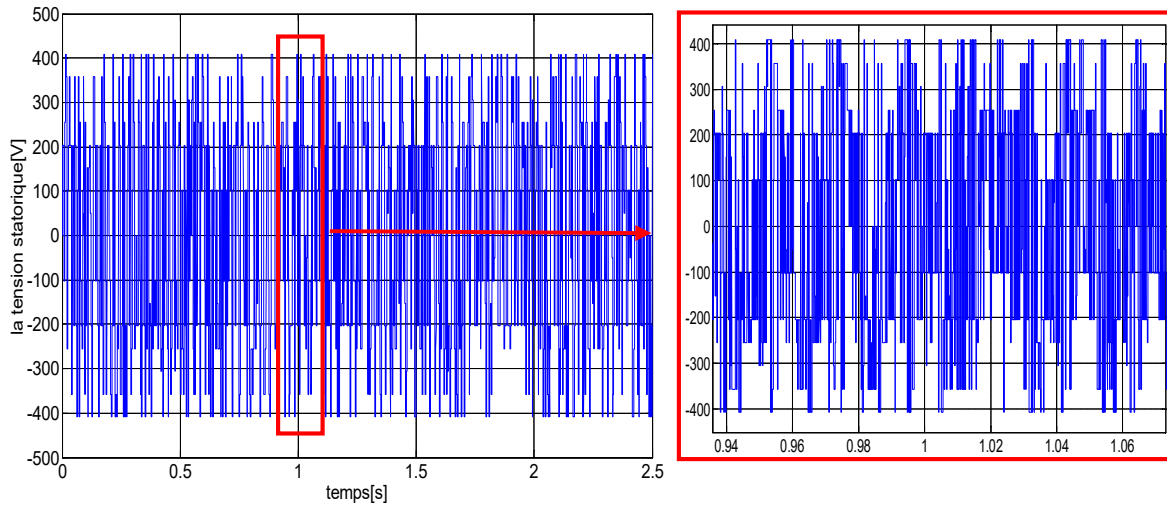
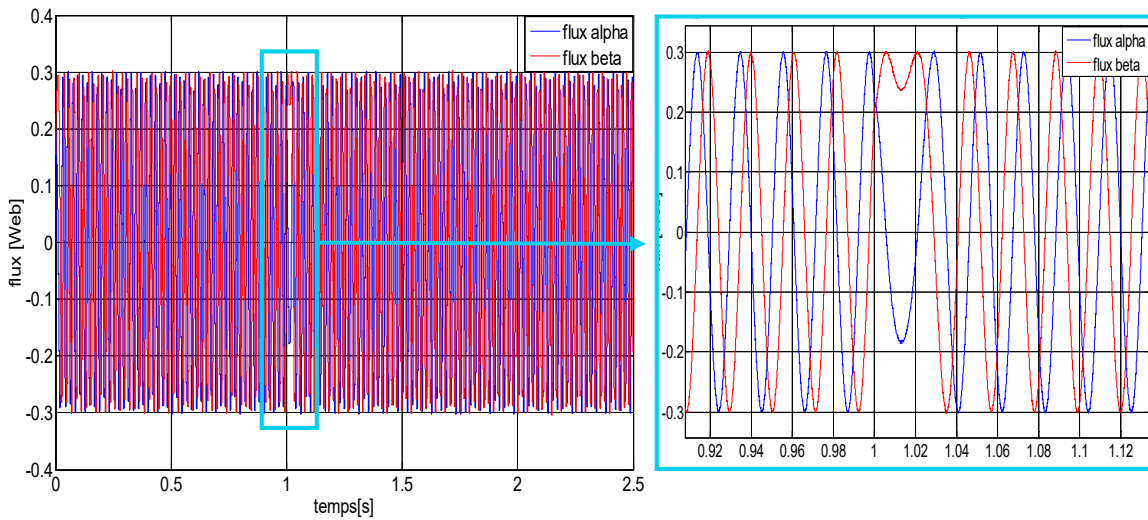


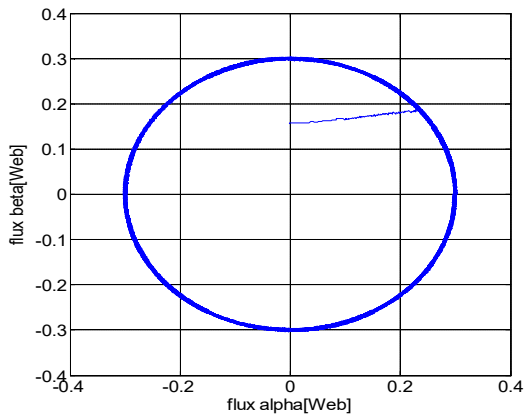
Figure III.24 : Spectre de fréquence du courant statorique et THD (%)



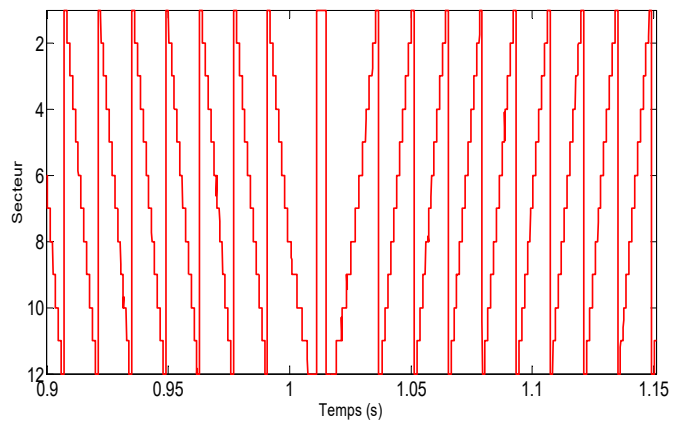
**Figure III.25 :** Evolution de la tension statorique en fonction du temps



**Figure III.26 :** Evolution du flux alpha et flux beta en fonction du temps



**Figure III.27 :** Trajectoire de vecteur du flux statorique



**Figure III.28 :** Evolution du secteur de flux statorique en fonction du temps

### III.4.9 Interprétation des résultats

Les figures (III.21-28) illustrent les résultats de simulation du DTC avec onduleur à cinq niveaux de type NPC :

- La figure (III.21) présente l'allure de la vitesse, nous constatons que la vitesse suit sa valeur de référence dans les deux sens de rotation.
- La figure (III.22) permet de constater l'évolution du couple électromagnétique, Le démarrage à vide nous a permis d'avoir un temps d'établissement d'environ (0.06s), à l'instant 1 (sec) on a inversé le sens de rotation ou le couple atteint environ (-13.6 Nm) et retourne vers sa valeur de consigne.
- La figure (III.23) montre le signal du courant statorique, au démarrage à vide, Il atteint environ 18.35A, après l'application d'une charge de 5Nm, augmente vers la valeur 18.88A.
- La figure (III.24) présente le spectre des harmoniques de courant, ainsi la valeur de THD (0.66%), on remarque que cette valeur est meilleure que celle de l'onduleur à deux niveaux.
- La figure (III.25) illustre l'évolution de la tension statorique, on constate qu'il y'a une brève amélioration sur son allure par rapport à celle de l'onduleur à trois niveaux.
- D'après la figure (III.26), on remarque que les deux composantes du flux  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$  sont en quadrature.
- La figure (III.27) présente que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire.
- La figure (III.28) présente le déplacement du vecteur flux entre les douze secteurs.

### III.5 COMPARAISONS ENTRE LES TROIS CONVERTISSEURS

Pour connaître la meilleure méthode de commande de la MSAP, le tableau (III.8), résume les valeurs de THD obtenus pour les différents types d'onduleurs.

**Tableau (III.8) : Taux de distorsion des harmoniques pour chaque commande.**

| Type de convertisseur               | THD du Courant statorique<br>Isa(%) |
|-------------------------------------|-------------------------------------|
| Onduleur de tension à deux niveaux  | 2.05                                |
| Onduleur de tension à trois niveaux | 1.46                                |
| Onduleur de tension à cinq niveaux  | 0.66                                |

### III.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons développé deux algorithmes de la commande DTC de la MSAP, le premier est destiné pour l'onduleur à deux niveaux et le deuxième pour l'onduleur à cinq niveaux.

On constate que plus le niveau de tension augmente plus les performances de la DTC s'améliorent.

On peut conclure que la commande DTC par un onduleur à cinq niveaux donne meilleurs résultats par rapport à celles des onduleurs à deux et à trois niveaux.

---

## *Conclusion générale*

---

## *Conclusion générale*

Ce présent travail, nous a permis d'établir la technique de la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée en premier lieu, par un onduleur classique à deux niveaux. Ensuite, dans le but de minimiser les ondulations du couple et de flux et par conséquent améliorer la forme du courant de sortie nous avons opté à l'alimentation de la MSAP par utilisation d'un onduleur à cinq niveaux.

Pour ce faire, nous avons évoqué dans le premier chapitre, la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents basée sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la Machine. Nous avons pu élaborer un modèle d'état non linéaire de la MSAP, exprimé dans le repère de Concordia liée au stator et commandée en tension. En outre, la simulation numérique de ce modèle a mise en évidence l'évolution temporelle des différentes grandeurs électromécaniques de la MSAP, à savoir la vitesse rotorique, le couple électromagnétique et le courant statorique. Par la suite, nous avons étudié et simulé sous l'environnement Matlab/Simulink, l'association alimentation-machine réalisée d'abord par un onduleur de tension à deux niveaux en régime de fonctionnement à vide puis avec application d'un couple de charge nominal. A partir des résultats de simulation obtenus, nous avons constaté que la présence de l'onduleur engendre des ondulations sur la vitesse, le couple et les courants. Ces ondulations sont dues essentiellement aux harmoniques provenant de la nature non-linéaire de l'onduleur.

Dans le deuxième chapitre, nous avons accompli une étude approfondie sur la commande directe du couple en présence de la boucle de réglage de vitesse par un régulateur classique PI. Les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, en expliquant le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. La mise en œuvre de cette commande nécessite l'estimation des variables d'état notamment, le flux et le couple. La commande directe du couple de la MSAP a été appliquée et validée par simulation. Les résultats de simulation obtenus dévoilent plusieurs avantages de cette commande à savoir la simplicité et la robustesse vis-à-vis la variation paramétrique. Néanmoins, elle souffre du non constance de la fréquence de commutation ce qui a conduit à un courant riche en harmoniques et par conséquent un couple ondulé. Pour surmonter ces inconvénients, nous nous sommes orientés à une nouvelle stratégie basée sur l'utilisation d'onduleurs multi-niveaux.

Dans le troisième chapitre, deux algorithmes DTC ont été développés avec une

alimentation à trois et à cinq niveaux, en améliorant la procédure de détection de la position du flux et du couple en définissant douze secteurs symétriques dans l'espace d'évolution de ces grandeurs. Ainsi, nous avons établi des tables de commutation avec plus de règles, et le vecteur de tension appliqué à la machine est plus optimal. Cette méthode est une extension de l'approche DTC classique, avec un onduleur à deux niveaux. Avec cette approche développée nous avons pu réduire les ondulations du couple et du flux ainsi que les harmoniques du courant. Les résultats de simulation obtenus ont confirmés l'efficacité du dernier algorithme d'onduleur à cinq niveaux proposés, surtout de point de vue meilleure qualité spectrale du courant d'alimentation de la machine. Dans la fin de ce chapitre, nous avons effectué une comparaison entre les trois cascades convertisseur-machine en termes de THD du courant. Les résultats obtenus montrent que l'augmentation du nombre de niveaux d'onduleur commandé s'accompagne par une réduction du taux d'harmoniques des courants et par la suite une amélioration de la forme du couple, flux et tensions statoriques à cause de diminution considérable des ondulations.

Par conséquent, toutes nos études nous ont amenés au fait que sans le terrain et la réalisation pratique, le travail ne sera pas complet et nous devons rechercher d'autres techniques intelligentes associées à la commande DTC qui peuvent remplacer les régulateurs classique de type PI, et aussi la table de commutation des vecteurs tensions.

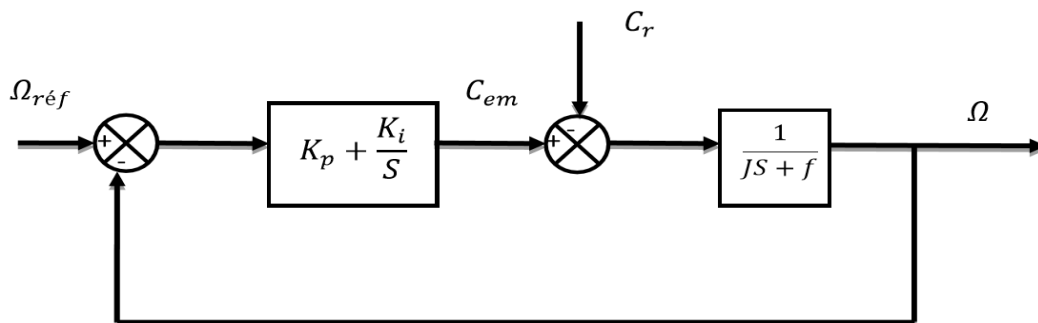
## Annexe

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont Les suivants :

|   |                         |
|---|-------------------------|
| Tension nominale                          | $V = 220/380v$          |
| Puissance nominale                        | $P_n=1500W$             |
| Couple nominale                           | $C_n=5 N.m$             |
| Résistance statorique                     | $R_s=1.4 \Omega$        |
| Inductance cyclique sur l'axe directe     | $L_d=0.0066 H$          |
| Inductance transversale (a pole lisse)    | $L_q=L_d=0.0066 H$      |
| Nombre de pair de pôles                   | $P= 3$                  |
| Amplitude des flux des aimants permanents | $\Phi_{pm}= 0.1546Wb$   |
| Moment d'inertie                          | $J = 0.00176 Kg.m^2$    |
| Coefficient de frottement                 | $f=0.00038 N. m. s/rad$ |

### Régulateur de vitesse PI :

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués. Le plus simple est le réglage classique avec un régulateur PI.



**Figure III.29:** Boucle fermée d'un Régulateur de vitesse PI

$K_i=35.1964, K_p= 0.4978$

---

## *Références bibliographiques*

---

## Références bibliographiques

- [CHE04]: L. Chédot, Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur, *La société Valeo Systèmes Electriques*, Thèse de doctorat, *etc*, France, 2004.
- [BOU14]: BOUDJEMA ABDE RAOUF, Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP, Mémoire de Master, *Université Mohamed Khider*, Biskra, 2014.
- [BER 18]: BERRABAH Ahmed Bahaeddine et HAMZA Oussama, Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent, Mémoire de Master, *Université de Mohamed Boudiaf*, M'sila, 2018.
- [SEN 15] SENHADJI Nawel et CHALABI Ammaria, Commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping, Mémoire de Master, *Université Abou BekrBelkaid*, Tlemcen, 2015.
- [ADE 17] BOUCHAHED ADEL, Commande non linéaire des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents, Mémoire de Master, *Université de Badji Mokhtar*, Annaba, 2017.
- [SAAD 16] Saad KHADAR, Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par DTC, Mémoire de Master, *Université de Mohamed Boudiaf*, M'sila, 2016.
- [AIT 14] AIT AMARA Nassim, Etude Comparative des Machines Synchrones Excitées par Aimants et courants électriques, Mémoire de Master, *Université A. Mira*, Bejaia, 2014.
- [BEN 16] BEN AISSA Kosseila et HANICHE Boualem, Etude de la MSAP alimentée par deux configurations d'onduleurs multiniveaux, Mémoire de Master, *Université Mouloud Mammeri*, TIZI-OUZOU, 2016.
- [NES 16] HOUICHE Nasma, Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant permanent, Mémoire de Master, *Université de Mohamed Boudiaf*, M'sila, 2016.

- [MES 16] MESLOUB Hayette, Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchronne à Aimants Permanents, Thèse de doctorat, *Université Mohamed Khider*, Biskra, 2016.
- [SAE 18] SaeedAfsharnia, Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple, *Institut National Polytechnique de Lorraine*, France, 2018.
- [ACH 15] Achour GUETTAF et Sofiane FELLAH, Commande sans capteur mécanique de la MSAP par la méthode d'injection d'une tension rotationnelle directe et inverse de haute fréquence, Mémoire de Master, *Université Mouloud Mammeri*, TIZI-OUZOU, 2015.
- [AZE 18] AZEGAGH Hassen, Stockage inertiel à base de la machine synchronne à aimants permanents, Mémoire de Master, *Université A.Mira*, BEJAIA, 2018.
- [ANN 10] AnnaneAdel, Analyse du comportement du moteur synchronne dans les entraînements électriques à vitesse variable, Mémoire de Master, *UniversiteBadji Mokhtar*, ANNABA, 2010.
- [ZEG 08] Zegueb Boubaker, Commande d'une Machine Synchronne à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire, Mémoire de Master, *Université de Batna*, 2008.
- [SAB 20] SaberLaamiri, Commande des systèmes électriques : machines synchrones et convertisseurs multi-niveaux, Thèse de doctorat, *École centrale de Nantes*, Français, 2019.
- [HOU 17] HOUARA Belkacem, Commande DTC Prédicative de la MSAP, Mémoire de Master, *Université Larbi Ben M'hidi*, Oum El Bouaghi, 2017.
- [HAM 15] HamichiAzedine et Benkerrou Farid, Etude et modélisation d'une machine synchronne à aimant permanent, Mémoire de Master, *Université Abderrahmane Mira*, Bejaia, 2015.
- [BELL 17] BEKRAOUI Fatiha et TAHIRI Fadila, Commande directe du couple (DTC) d'un MSAP alimenté par un onduleur à Z-source, Mémoire de Master, *Université Ahmed Draia*, Adrar, 2017.
- [BEN 18] CHOUITER ELAMINE et BENARIB ABDENNOUR, Contrôle Direct

- du Couple basé sur la Logique Floue d'une Machine Asynchrone Double Etoile, Mémoire de Master, *Université Mohamed Boudiaf*, M'SILA, 2018.
- [ALI 09] ALI CHEBABHI, NEDJM EDDINE ROUABAH et EL HASSEN GUERBAI, application des techniques de l'intelligence artificiel pour le contrôle direct du couple d'une MAS, Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrotechnique, *Université Mohamed Boudiaf*, M'SILA, 2009.
- [LAK 19] Lakhdar REBAII et Aissa MEKIDECHE, Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile MSDE, Mémoire de Master, *Université Mohamed Boudiaf*, M'SILA, 2019.
- [ALL 14] ALLAOUA Hakim et ALLAOUA Bilal, Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue, Mémoire de Master, *Université Abderrahmane Mira*, BEJAIA, 2014.
- [MEH 17] MEHENNI Hicham et MOUHOUAB Abdellatif, Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect, Mémoire de Master, *Université A/Mira*, Bejaia, 2017.
- [SED 09] SEDDIKI Arezki, Contribution au contrôle direct du couple(DTC) d'une machine Asynchrone à cage Alimentée par un onduleur multiniveaux, Mémoire de Magister, *Université M'hamed Bougara*, BOUMERDES, 2009.
- [KHE 18] KHELIF Ibtissam, La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP), Mémoire de Master, *Université Kasdimerbah*, OUARGLA, 2018.
- [ABD 18] Abdelli Ahmed et Issellal Abdelfetah Omar Abdelkodouss, Commande DTC d'une MAS à l'aide d'un onduleur cinq niveaux, Mémoire de Master, *Université Saad Dahlab*, BLIDA, 2018.
- [KAC 18] KACEMI Nadjib et LADJAL Smail, Commande DTC-SVM D'un Moteur Asynchrone Alimenté Par Un Onduleur à Cinq Niveaux, Mémoire de Master, *Université Mohamed Boudiaf*, M'SILA, 2018.
- [AME 05] AMEUR AISSA, Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants, Mémoire de Magister, *Université*

Batna, 2005.

- [FOUA 16] Abdelmalik Bendaikha, Saad Salah et Fouad Berrabah, Comparative study of the multilevel inverters controlled by space vector pulse width modulation, Article, April 2016.
- [SAL 12] Salmi Salem, Commande par MLI vectorielle d'un onduleur à sept niveaux alimentant un moteur à cage, Mémoire de Master, *Université Mohamed Boudiaf*, M'sila, 2012.
- [BEND 18] Bendaikha Abdelmalik, Commande par MLI vectorielle d'un onduleur multi-niveaux, Thèse de doctorat, *Université Badji Mokhtar*, Annaba, 2018.
- [OBB 13] O.Chandrasekhar et K.Chandrasekhar, Five-level SVM inverter for an induction motor with direct torque controller, Article in Journal of Electrical Engineering, *KL University*, India, December.2013.
- [MER 18] Merabet Fouad et Itoua Brahim, Commande de la machine synchrone à aimant permanent par les techniques IRFOC et DTC, Mémoire de Master, *Université Mohamed Boudiaf*, M'SILA, 2018.
- [TAH 15] TAHIR Nassim et MERABTINE Khaled, Etude des différentes stratégies de commande de l'onduleur 5 niveaux à structure NPC, Mémoire de Master, *Université A. Mira*, Bejaïa, 2015.

## Abstract:

Direct torque control is a technique used to achieve high performance torque control. This technique has been very successful in permanent magnet synchronous machine control (PMSM).

Permanent magnet synchronous motors are considered among the most famous engines in the industrial field.

In order to make a comparative study, three control algorithms have been developed: classic DTC of the MSAP with a PI speed regulator using respectively two, three and five level inverters.

Based on the simulation results obtained, it was found that the DTC control of the PMSM using a five-level inverter provided good performance such as low torque ripple, flux and current THD.

**Keywords:** Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM), Direct Torque Control (DTC), Inverter, Hysteresis Comparator, Switching Table, THD.

## ملخص

التحكم المباشر في عزم الدوران هو تقنية تستخدم لتحقيق تحكم عالي الأداء في عزم الدوران. لقد كانت هذه التقنية ناجحة جداً في التحكم في الماكينة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAP).

تعتبر المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم من بين أفضل المحركات المعروفة في المجال الصناعي، من أجل إجراء دراسة مقارنة، قمنا بتطوير 3 خوارزميات تحكم DTC كلاسيكية لـ MSAP مع منظم سرعة PI باستخدام موجات ذات مستويين، ثلاثة مستويات وخمسة مستويات.

اعتماداً على النتائج التي تم الحصول عليها، استخلصنا أنه عند استخدام موج من خمسة مستويات مع تقنية تحكم DTC كلاسيكية لـ MSAP نتحصل على أداء جيد، المتمثل في انخفاض تموج عزم الدوران والتدفق وقيمة الـ THD الخاصة بالتيار الكهربائي

## كلمات مفتاحية:

المحركات المتزامنة ذات مغناطيس دائم، التحكم المباشر في العزم، المموج، مقارن التباطؤ، جدول التبديل، THD.

## Résumé :

Le contrôle direct du couple est une technique utilisée pour obtenir un contrôle du couple à hautes performances. Cette technique a connu un grand succès dans le contrôle des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont considérés parmi les moteurs les plus connus dans le domaine industriel.

Dans le but de faire une étude comparative, on a développé trois algorithmes de commande : DTC classique de la MSAP avec un régulateur PI de vitesse en utilisant respectivement des onduleurs à deux, à trois et à cinq niveaux.

Suivant les résultats de simulation obtenus, il s'avère que la commande DTC de la MSAP en utilisant un onduleur à cinq niveaux fournit de bonnes performances telles que des ondulations du couple, de flux et un THD de courant réduits.

**Mots clés :** MSAP, Commande directe du couple (DTC), Onduleur, Comparateur à hystérésis, Table de commutation, THD.

