

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

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
N° : RE-10



DOMAINE :SCIENCES ET TECHNOLOGIE  
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE  
OPTION : RESEAUX ELECTRIQUES

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

**Par:**

Radhwane TABI

Sohaib MAATOUG

**Intitulé**

**Commande de la machine synchrone à**  
**aimants permanents par la technique DTFC**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Dr. Hani BENGUESMIA	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mr. Miloud BAHIDDINE	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Dr. Abderrahmane BOUGUERRA	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2019/ 2020**

## *Remerciements*

*Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il nous a donnés durant toutes ces longues années pour arriver au terme de ce travail. J'exprime mes vifs remerciements à M. BAHIDDINE Miloud, Docteur à l'Université de M'sila, d'avoir encadré et dirigé ces travaux, et pour la confiance qu'il m'a accordé tout au long de ce mémoire.*

*On tient à exprimer notre gratitude aux membres de jury qui ont bien voulu examiner ce travail.*

*A travers ce mémoire, j'adresse mes reconnaissances aux enseignants qui ont contribué à la formation de notre connaissance depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.*

*Que mes amis soient aussi sincèrement remerciés pour leurs encouragements afin de mener à terme les travaux de cette mémoire.*

# Dédicaces

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées. Je dédie ce modeste travail : A mes très chers parents Said et Alisaoucha Aicha, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

*A mes frères*

*Kaireddine*

*Rami*

*A mes sœurs*

*Khawla*

*Maroua*

*Ma tante Alisaoucha zayneb*

*A tous la famille Maatoug et Alisaoucha*

*A tous les amies*

*étudiées avec moi dans toutes les étapes didactiques.*

*Maatoug Schailb*

# Dédicaces

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m' avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées. Je dédie ce modeste travail : A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu' ils ont endurés.*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A mes chers amis*

*A tous les amies*

*étudiées avec moi dans toutes les étapes didactiques.*

*Tqbi Rqdhane*

Introduction générale.....	01
<b>Chapitre I : Généralité et Modélisation sur la MSAP</b>	
I.1. Introduction .....	03
I.2. Description de la machine synchrone à aimants permanent triphasé MSAP	03
I.3. Structure d'une machine synchrone à aiment permanent MSAP .....	06
I.4.Principe de fonctionnement .....	06
I.5. Domaines d'application .....	07
I.6. Les avantages des machines synchrones à aimants permanentes	07
I.7.Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents .....	08
I.8.Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents .....	08
I.8.1.Hypothèses Simplificatrices .....	08
I.8.2. Mise en équations du modèle de la MSAP .....	09
I.8.3.Transformation triphasé- biphasé .....	13
I.8.4. Transformation de CONCORDIA .....	13
I.8.5. Transformation triphasé- biphasé .....	13
I.8.6. La transformation de Park (d, q) .....	14
I.8.6.1 Matrice de Park qui conserve les amplitudes .....	15
I.8.6.2 Matrice de Park qui conserve les puissances .....	16
I.8.7. Passage du repère $d q$ au repère $\alpha \beta$ .....	18
I.8.8.Choix du référentiel .....	19
I.8.8.1Le repère (x, y) est lié au stator (fixe comme le stator).....	19
I.8.8.2. Le repère ( $\alpha,\beta$ ) est lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor) ..	19
I.8.8.3. Le repère (d, q) est lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant) .....	19
I.8.9 Modèle de la MSAP dans le repère de Park (d,q).....	19
I.8.9.1 Equations des tensions .....	20
I.8.9.2 Equations magnétiques .....	21

I.8.9.3 Expression de la puissance et du couple électromagnétique .....	22
I.8.9.4 Equations d'état de la MSAP .....	24
I.9. Schéma bloc du MSAP dans le repère de Park .....	24
I.10. Système d'alimentation de la MSAP .....	25
I.10.1 les onduleurs triphasés .....	25
I.10.2. Modélisation de l'onduleur de tension .....	25
I.10.3. Stratégies de Commande des onduleurs .....	26
I.10.4. Commande par modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle .....	27
I.11. Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux .....	28
I.11.1 Structure générale de l'onduleur à deux niveaux .....	28
I.11.2 Commande complémentaire des interrupteur .....	29
I.11.3 Etats d'un bras de l'onduleur .....	30
I.11.4 Etats de l'onduleur .....	30
I.12 Schéma bloc de simulation .....	33
I.13 Simulation de l'ensemble onduleur-MSAP .....	38
Conclusion .....	39
<b>Chapitre II : Commande d'une MSAP par la technique DTC</b>	
II.1 Introduction .....	40
II.2 Principe de la Commande DTC .....	41
II.3 Contrôle direct du couple .....	41
II.4 Principe du Contrôle du flux et du Couple .....	43
II.4.1 Contrôle du flux statorique .....	43
II.4.2 Contrôle du couple Electromagnétique .....	45
II.5 Sélection du Vecteur de tension .....	46
II.5.1 Estimateurs .....	48
II.5.1.1 Estimation du flux statorique .....	48
II.5.1.2 Estimation du couple électromagnétique .....	48
II.5.2 Elaboration du vecteur de commande .....	50
II.5.2.1 Correcteur de flux .....	50
II.5.2.2 Correcteur de couple .....	51
II.5.2.3 Elaboration de la table de commande .....	53

II.6 Structure Générale de la DTC Appliquée au MSAP .....	54
II.7 Résultats de la simulation et interprétations .....	55
Conclusion .....	58
<b>Chapitre III : Commande DTC flou d'une MSAP</b>	
III.1 Introduction.....	59
III.2 Logique floue (FL).....	59
III.2.1 Historique.....	59
III.2.2 Commande par logique floue .....	59
III.3 Principe de la logique floue .....	60
III.4 Structure générale d'un système flou .....	60
III.4.1 Constitution d'un système flou .....	61
III.4.3 La base des règles .....	61
III.4.4 Inférence floue .....	62
III.4.5 Défuzzification.....	62
III.5 Eléments de base de la logique floue .....	63
III.5.1 Univers de discours .....	63
III.5.2 Fonction d'appartenances .....	63
III.6 Conception d'une commande floue.....	64
III.7 Contrôleur floue de vitesse à cinq niveaux.....	65
III.7.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse.....	65
III.7.2 Fuzzification .....	67
III.7.3 Table des règles.....	67
III.7.4 Défuzzification.....	68
III.8 Commande floue Directe du Couple (DTC floue) .....	68
III.9 - Résultats de simulation .....	69
Conclusion .....	72
Conclusion générale .....	73
Référence bibliographique.....	75
Résumé	

*Liste des tableaux*

Chapitre I : <b>Généralité et Modélisation sur la MSAP</b> .....	<b>30</b>
Tableau I.1 Etats d'un bras de l'onduleur.....	<b>33</b>
Chapitre II : <b>Commande d'un MSAP par la technique DTC</b> .....	<b>34</b>
Tableau II.1 : Table de commutation de la commande directe du couple. ....	<b>53</b>
Tableau II.2 : Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension non nuls	<b>54</b>
Chapitre III : <b>Commande DTC flou d'un MSAP</b> .....	
Tableaux III.1 : Matrice d'inférence. ....	<b>64</b>
<b>Tableaux III.2</b> : Matrice d'inférence des règles floues	<b>68</b>

**Liste des figures**

<b>Chapitre I : Généralité et Modélisation sur la MSAP</b> .....	
<b>Figure I.1</b> : Rotors des machines synchrones à aimants permanents. ....	<b>04</b>
<b>Figure I.2</b> : Différents types de rotors d'une MSAP. ....	<b>05</b>
<b>Figure I.3</b> : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanent.....	<b>07</b>
<b>Figure I.4</b> : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	<b>09</b>
<b>Figure I.5</b> :Les différents couples qui agissent sur le rotor .....	<b>12</b>
<b>Figure I.6</b> Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (d, q). ....	<b>14</b>
<b>Figure I.7</b> : Décomposition de la transformation de Park .....	<b>18</b>
<b>Figure I.8</b> : Schéma bloc du modèle de la MSAP .....	<b>24</b>
<b>Figure I.9</b> : Représentation schématique d'un onduleur de tension.....	<b>25</b>
<b>Figure I.10</b> : Schéma synoptique d'un MLI .....	<b>27</b>
<b>Figure I.11</b> : M.L.I Sinus-Triangle .....	<b>28</b>
<b>Figure I.12</b> : Structure de l'onduleur à deux niveaux .....	<b>28</b>
<b>Figure I.13</b> : Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	<b>28</b>
<b>Figure I.14</b> : Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension .....	<b>33</b>
<b>Figure I.15</b> : Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension .....	<b>33</b>
<b>Figure I.16</b> : Caractéristique dynamique de la MSAP à vide ( $C_r = 0$ ). ....	<b>35</b>
<b>Figure I.17</b> : Caractéristique dynamique de la MSAP à charge ( $C_r=6$ N.m). ....	<b>35</b>
<b>Figure I.18</b> : Schéma bloc de l'ensemble onduleur-MSAP.....	<b>38</b>
<b>Figure I.19</b> : Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur-MSAP .....	<b>39</b>
<b>Chapitre II : Commande d'une MSAP par la technique DTC</b> .....	
<b>Figure II.1</b> : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.....	<b>42</b>
<b>Figure II.2</b> : Sélection du vecteurs tensions $V_i$ .....	<b>44</b>
<b>Figure II.3</b> : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.....	<b>44</b>
<b>Figure II.4</b> : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage .....	<b>46</b>
<b>Figure II.5</b> : Choix du vecteur tension. ....	<b>47</b>
<b>Figure II.6</b> : a) Sélection des tensions $V_i$ pour contrôler le flux.....	<b>51</b>

b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux .....	<b>52</b>
<b>Figure II.7</b> : Correcteur de couple à trois niveaux. ....	<b>54</b>
<b>Figure II.8</b> : Schéma bloc de la commande DTC.....	<b>54</b>
<b>Figure II.9</b> : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC .....	<b>56</b>
<b>Figure II.10</b> : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC en charge ... ..	<b>57</b>
<b>Chapitre III : Commande DTC flou d'une MSAP</b> .....	
<b>Figure III.1</b> : Structure interne d'un système flou .....	<b>61</b>
<b>Figure III.2</b> : Les fonctions d'appartenance du contrôleur flou. ....	<b>63</b>
<b>Figure III.3</b> : Schéma de base du contrôleur flou.....	<b>64</b>
<b>Figure III.4</b> : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse. ....	<b>66</b>
<b>Figure III.5</b> : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie. ....	<b>67</b>
<b>Figure III.6</b> : Schéma bloc de la commande DTC flou .....	<b>69</b>
<b>Figure III.7</b> : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC flou .....	<b>70</b>
<b>Figure III.8</b> : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC flou a charge .....	<b>72</b>

## Liste de Notations et Symboles

### Acronymes :

- MSAP* Moteur synchrone à aimant permanent.  
*DTC* Direct Torque Control (La commande directe du couple).  
*FOC* Field Oriented Control (commande orientation de flux).  
*MLI* Modulation par Largeur d'Impulsion.  
*PI* Proportionnel Intégral.  
*IGBT* Insolated Gate Bipolar Transistor.  
*Fem* Force électromotrice.  
*Fcem* Force contre électromotrice.  
*AC* Alternative Current.  
*DC* Direct Current.  
*DTC Flou* Commande directe du couple par logique flou.

### Symboles :

- t* Temps.  
*Cr* Couple de charge.  
*Ce* Couple électromagnétique.  
*fr* Coefficient de frottement.  
*ia,b,c* Courants instantanés des phases de la machine.  
*is* Courant statorique.  
*isa* Courant statorique suivant l'axe  $\alpha$ .  
*Is $\beta$*  Courant statorique suivant l'axe  $\beta$ .  
*isd* Courant statorique suivant l'axe direct.  
*Isq* Courant statorique suivant l'axe quadrature.  
*In* Courant nominal.  
*J* Moment d'inertie.  
*P* Nombre de paires de pôles.  
*[P( $\theta$ )]* Matrice de transformation de Park.  
*[C]* Matrice de transformation de Concordia.  
*Te* Période d'échantillonnage.  
*Ts* Période de commutation.  
*Tid, Tiq* Constante de temps électrique des régulateurs de courant.  
*Kid, Kiq* Gain des régulateurs de courant.  
*F(s)* Fonction du transfert.  
*Va,b,c* Tensions instantanées des phases de la machine.  
*Uc* Tensions du bus contenu.

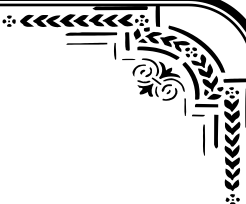
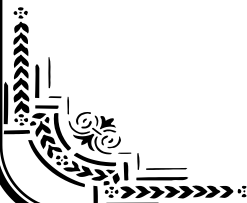
$V_{sd}$	Tension statorique suivant l'axe direct.
$V_{sq}$	Tension statorique suivant l'axe en quadrature.
$R_s$	Résistance statorique.
$L_s$	Inductance statorique
$e$	Erreur entre grandeur réel et de référence.
$\Delta e$	Variation de l'erreur $e$ .
$u$	Vecteur de commande.
$X$	Vecteur d'état.
$K_p$	Coefficient proportionnel du régulateur PI.
$K_i$	Coefficient intégral du régulateur PI.
$\Delta i$	Largeur de la bande d'hystérésis.
$\tau$	La constante de temps.
$S$	Opérateur de LAPLACE.
[T]	Vecteur transposé.
$S_a, S_b, S_c$	Signaux de commande des interrupteurs de puissance.
$T_{sa}, T_{sb}, T_{sc}$	Largeurs des impulsions des signaux MLI.
$\theta_i$	Secteur numéro $i$ .
$\omega_0$	Pulsation propre du système
$\xi$	Coefficient d'amortissement

**Lettres grecques :**

$\alpha, \beta$	Axes correspondant au référentiel fixe par rapport au stator.
$\theta$	Position arbitraire du repère du Park.
$\varphi_{sd}$	Flux statorique suivant l'axe direct.
$\varphi_{sq}$	Flux statorique suivant l'axe en quadrature.
$\varphi_{s\alpha}$	Flux statorique suivant l'axe $\alpha$ .
$\varphi_{s\beta}$	Flux statorique suivant l'axe $\beta$ .
$\varphi_f$	Flux dû à l'aimant.
$\omega$	Vitesse mécanique du rotor.
$\omega_{ref}$	Vitesse mécanique de référence.

**Notations :**

*	Grandeur de commande ( référence ).
^	Grandeur es



*Introduction*

*générale*

### **Introduction générale :**

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [1].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. 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). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine [1].

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 nombreux domaines tels que les servomoteurs [2].

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 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 [3].

La technique de la commande directe du couple (DTC) utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en oeuvre. Cette technique permet de calculer les

grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques avec l'utilisation des capteurs mécaniques [4].

L'objectif vise dans ce travail est d'améliorer des performances de la commande DTC par la logique floue à la machine synchrone à aimants permanents. Cet objectif comprend une amélioration de la réponse dynamique du système, ainsi que les performances en régime statique, particulièrement la minimisation des pulsations du couple électromagnétique de la MSAP.

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres:

- ✓ Le premier chapitre présentera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité avec une étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI.
- ✓ Le second chapitre est consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux.
- ✓ Dans le troisième chapitre, on présente quelque généralité sur la logique floue, ainsi le contrôleur flou. Puis appliqué ce dernier avec la commande DTC.



*Chapitre I :*

*Généralité et Modélisation*

*sur la machine synchrone a aimants  
permanents*



## I.1. Introduction

Les moteurs synchrones à aimants permanents se répandent de plus en plus comme actionneurs dans les industries automatisées où ils remplacent les moteurs à courant continu. Ils présentent sur ces derniers l'avantage d'avoir de meilleures performances (en termes de couple massique, par exemple) et de ne pas avoir de collecteur mécanique (ce collecteur possède problèmes d'entretien et de comportement dans les environnements difficiles). En revanche, ils sont plus exigeants, le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique simple (un redresseur) et une régulation de son courant d'induit permet de maîtriser le couple. Pour le MSAP, la fonction de collecteur est réalisée par un ensemble électronique : un onduleur de puissance, une mesure de position et une commande des courants pour contrôler le couple

La commande non linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément les courants et le couple. Avec cette technique de commande, le modèle du moteur est décomposé en deux sous systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous-système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc.). La dynamique du système linéaire est choisie par une imposition optimale des pôles [1].

## I.2. Description de la machine synchrone à aimants permanent triphasé MSAP

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à  $P$  pair de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique La machine synchrone à aimant permanent comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie égal à  $120^\circ$ , [2]. Les phases du stator sont alimentées 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, [3]. Selon le rotor, il existe plusieurs sortes de machines MSAP, nous avons présenté dans la figure (I.1) les rotors des plus communes d'entre elles.

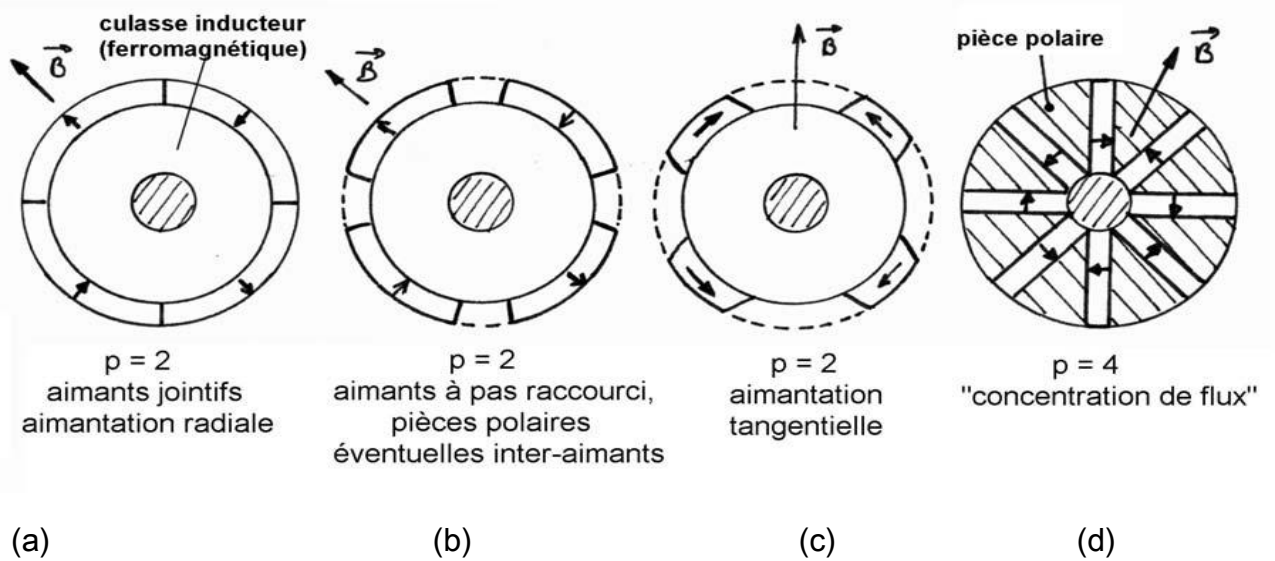


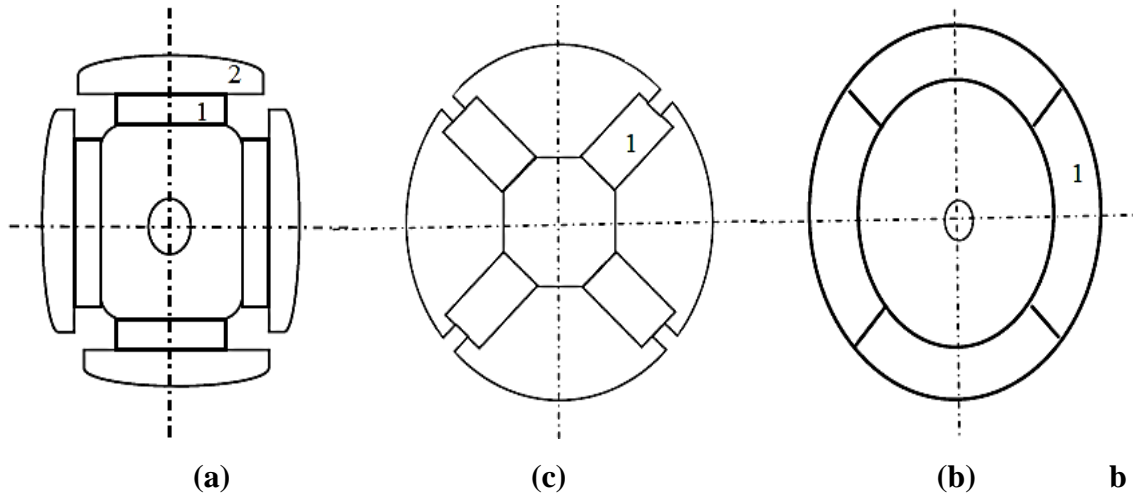
Figure I.1 : Rotors des machines synchrones à aimants permanents.

Le couple instantané dans n'importe quelle machine est la somme de trois couples élémentaires, [4].

$$C_{\text{total}} = C_{\text{reluctant}} + C_{\text{hybride}} + C_{\text{det}} \quad (\text{I.1})$$

Le couple réluctant est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux statorique, en fonction de la position du rotor. Le couple hybride résulte lui de l'interaction du flux statorique avec le flux rotorique. Enfin, le couple de détente est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position du rotor. Ce dernier possède une valeur moyenne nulle, mais il peut être responsable d'ondulations de couple gênantes, [4]

Selon le type de machine, la valeur d'un des couples élémentaires peut être faible ou constituer la composante essentielle du couple total, [5] :



**Figure I.2 :** Différents types de rotors d'une MSAP.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).
- (b) aimants permanents (1) noyés.
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

La figure I.1.a représente une machine à aimants en surface, le couple total dans cette machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride et d'un couple de détente. Le couple réluctant est nul, le rotor ne présentant aucune saillance quand il tourne, cette machine est dite à pôles lisses.

Sur les figures I.1.b et c sont représentées des machines à aimants enterrés. Le couple total dans ce type de machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réluctant. Pour la machine de la figure I.1.b, les aimants sont justes insérés en surface, alors que la machine de la figure I.1.c, les aimants sont complètement enterrés dans le rotor. Ces machines sont dites à pôles saillants, il en est de même pour la machine de la figure I.1.d. Pour les machines des figures I.1.a, b et c, l'aimantation des aimants est essentiellement radiale.

La figure I.1.d montre une machine dite à concentration de flux le couple total, ici aussi, est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réluctant.

### I.3. Structure d'une machine synchrone à aimant permanent MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents MSAP présente un stator assemblable au rotor de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par désaimant permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu.

Le rotor possède différentes configurations, La figure I.1 montre trois cas : Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure I.1.a. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial. Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor), Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure I.1.b. Enfin la figure I.1.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance  $L_d$  sur l'axe direct est égale à l'inductance  $L_q$  sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas. [6]

### I.4.Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure I.3 représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. En définit un " pas " élémentaire comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure égale  $90^\circ$ . Ceci correspond au passage de la Figure (I.2.a) à la Figure (I.2.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.2.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [6].

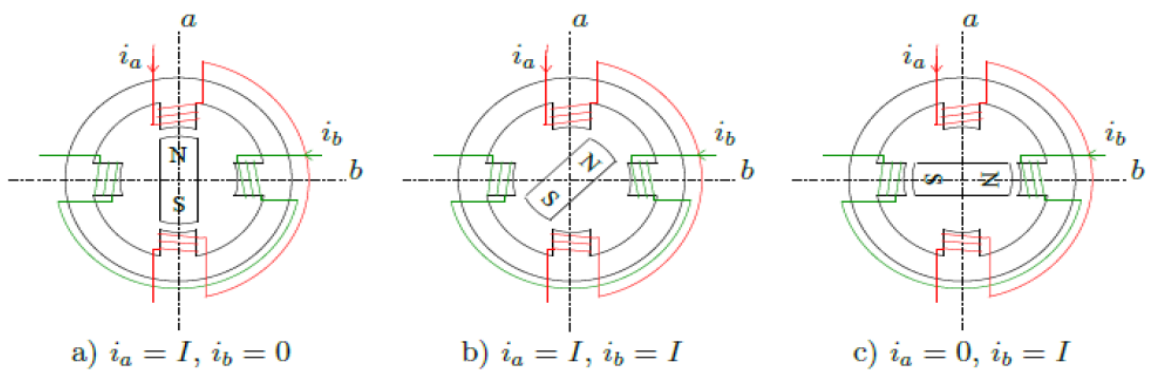


Figure I.3 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanent

### I.5. Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) [7], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [6]:

- ✓ Les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- ✓ Les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- ✓ Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- ✓ Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- ✓ Les applications robotiques,
- ✓ La production d'électricité,
- ✓ Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins,
- ✓ Les applications de l'énergie de l'éolienne,

### I.6. Les avantages des machines synchrones à aimants permanentes

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) l'utilisation des aimants permanents a la place des bobinages d'excitation offre beaucoup d'avantage :

- ✓ Commutateur mécanique remplacé par une autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu,
- ✓ suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balais).
- ✓ moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator.
- ✓ facteur de puissance et rendement du moteur est améliorées.
- ✓ une faible inertie et un couple massique élevé.

- ✓ une meilleure performance dynamique.
- ✓ construction et maintenance plus simple.
- ✓ pas d'échauffement au rotor, et absence des pertes joules. [7] , [8]

### **I.7. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents**

- ✓ Prix des aimants le rend plus cher.
- ✓ La présence de pulsation de couple.
- ✓ Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contraintes comme la température max, courant max...etc.
- ✓ Pertes par courant de Foucault dans les aimants.[7][8]

### **I.8. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents**

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire. Dans notre cas, nous en déduisons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents [7].

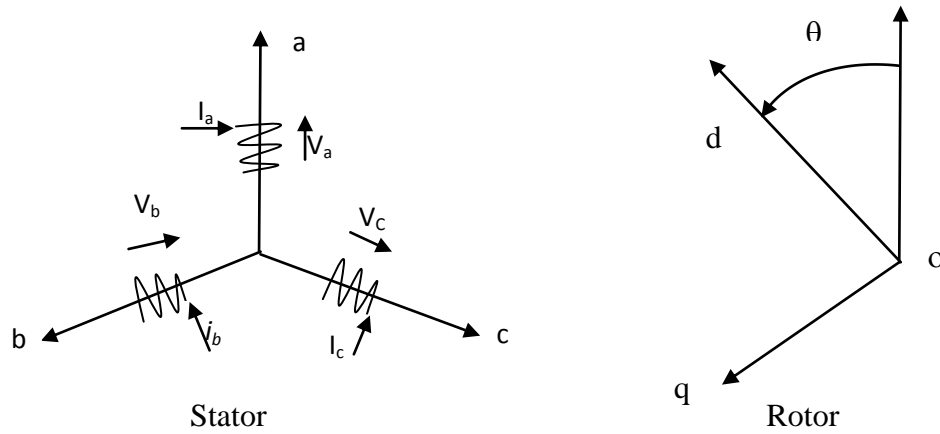
#### **I.8.1.Hypothèses Simplificatrices**

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont:

- ✓ Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux comme fonction linéaire des courants.
- ✓ Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées
- ✓ Les couplages capacitifs entre les enroulements ainsi que l'effet de peau sont négligés.
- ✓ La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- ✓ Il n'existe pas d'enroulement amortisseur au rotor.
- ✓ Le système de tension est équilibré (composante homopolaire nulle). [9]

### I.8.2. Mise en équations du modèle de la MSAP

La figure (I.4) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone aimants permanents :



**Figure I.4:** Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique

[10], [11]. Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

• **Équations électriques :**

**Les tensions statoriques**

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R_s I_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R_s I_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Où :

$V_a, V_b, V_c$  : Les tensions des phases statoriques.

$I_a, I_b, I_c$  : Les courants des phases statoriques.

$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$  : Les flux des phases statoriques.

$R_s$  : Résistance des enroulements statoriques.

### Les tensions rotoriques

$$V_f = R_f I_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \quad (I.4)$$

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

### • Equations magnétique

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

$$\begin{cases} \varphi_a = L_a * I_a + M_{ab} * I_b + M_{ac} * I_c + M_{af} * I_f \\ \varphi_b = L_b * I_b + M_{ba} * I_a + M_{bc} * I_c + M_{bf} * I_f \\ \varphi_c = L_c * I_c + M_{ca} * I_a + M_{cb} * I_b + M_{cf} * I_f \end{cases} \quad (I.5)$$

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

$$M_{af} = M_f \cos(\theta), \quad M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad M_{cf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + M_f I_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Où :

$M$ : Mutuelle inductance entre phases du stator.

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

$M_f I_f$  : Flux constante du aux aimants permanents ( $\varphi_f$ ).

La dernière relation importante complétant le modèle de la MSAP, est l'équation fondamentale

de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

• **Les flux rotoriques**

$$\varphi_f = L_f I_f + \frac{d}{dt} [M_{sf}] [I_s] \quad (I.7)$$

$$M_{sf} = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

• **Équation mécanique**

La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$C_{em} - C_r - C_f = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (I.9)$$

Avec :

$\Omega_r = \frac{\omega}{p}$  : Vitesse de rotation de la machine.

$p$  : Nombre de paire de pole.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

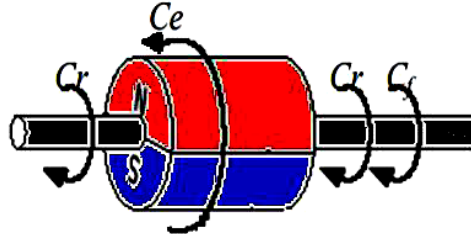
$C_f$  : Couple de frottement.

$J$  : Moment d'inertie.

L'équation mécanique s'écrit comme suite :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (I.10)$$

$$C_f = f_c \cdot \omega \quad (I.11)$$



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

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$  : Vitesse mécanique de rotation de la machine.

$C_r$ : Couple résistant.

$C_{em}$ : Couple électromagnétique.

$C_f$ : Couple de frottement.

$J$  : Moment d'inertie.

$f_c$ : Coefficient de frottement.

$p$ : Nombre de paires de pôles.

$\omega_r$ : Vitesse électrique du rotor.

### I.8.3. Transformation triphasé- biphase

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants [12].

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocity des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, [13] :

#### I.8.4. Transformation de CONCORDIA

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice  $[C]$ . Aux vecteurs originaux  $[V_{ABC}][i_{abc}][\varphi_{abc}]$ , la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs  $[V_{\alpha\beta 0}][i_{\alpha\beta 0}][\varphi_{\alpha\beta 0}]$ . Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C][X_{ABC}] \quad (I.12)$$

$$[X_{ABC}] = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta 0}] \quad (I.13)$$

Où :

$[X]$  Peut-être un courant, une tension ou un flux.

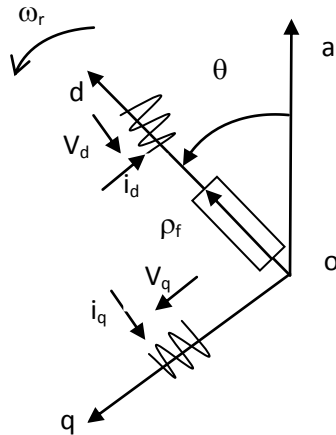
$[C]$  : La matrice de transformation directe, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

#### I.8.6. La transformation de Park (d, q)

Les équations obtenues dans le repère  $(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c})$  sont fortement non-linéaires et couplées.

Elles sont fonctions de la position du rotor. Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel  $(\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c})$  en enroulements orthogonaux d'axes  $(\mathbf{d}, \mathbf{q})$  tournant à une vitesse par rapport au stator (figure I.6). Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse[14].



**Figure I.6** Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (d, q).

La transformation de Park est définie comme suit:

$$\begin{aligned} [X_{dqo}] \\ = [P(\theta)] [X_{abc}] \end{aligned} \quad (I.15)$$

Où  $X$  peut-être un courant, une tension ou un flux et  $\theta$  représente la position du rotor.

Les termes  $X_d$ ,  $X_q$  représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

### I.8.6.1 Matrice de Park qui conserve les amplitudes

Matrice de Park  $[P(\theta)]$  qui conserve les amplitudes est la suivante:

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}; \quad (I.16)$$

Où  $\theta$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

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

$$\begin{aligned} \theta(t) \\ = \int_0^t \omega(t) dt \end{aligned} \quad (I.17)$$

Tel que :

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

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

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation

Dont la matrice inverse a pour forme:

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Avec  $\theta = \theta_s$  pour le stator et  $\theta = \theta_r$  pour le rotor.

Le moteur est supposé être connecté en étoile et forme donc un système équilibré  $I_a + I_b + I_c = 0$ .

Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I.6) est nulle.

### I.8.6.2 Matrice de Park qui conserve les puissances

La matrice de Park normalisée nous permet de conserver les puissances et elle est comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Et Park inverse :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Le cas particulier :  $\theta = 0$  cette matrice va nous conduire à la matrice de Concordia et Concordia inverse respectivement qui permettent le passage entre les deux référentiels abc et  $\alpha\beta$  qui est un repère diphasé orthogonal mais qui est fixe comme l'indique le système d'équation suivant:

$$\begin{aligned} [X_{\alpha\beta 0}] \\ = [T][X_{abc}] \end{aligned} \quad (I.21)$$

$$\begin{aligned} [X_{abc}] \\ = [T]^{-1} \end{aligned} \quad (I.22)$$

$$\begin{aligned} [T] &= [P(0)] \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{2}{3}} & -\sqrt{\frac{2}{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.23)$$

$$\begin{aligned} [T]^{-1} &= [T]^T = [P(0)]^T \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.24)$$

### I.8.7. Passage du repère $dq$ au repère $\alpha\beta$ :

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation [14]:

$$[X_{\alpha\beta}] = [R][X_{dq}] \quad (I.25)$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}; \quad (I.26)$$

$[C_k]$

La Figure (I-7) montre le principe de la transformation de Park.

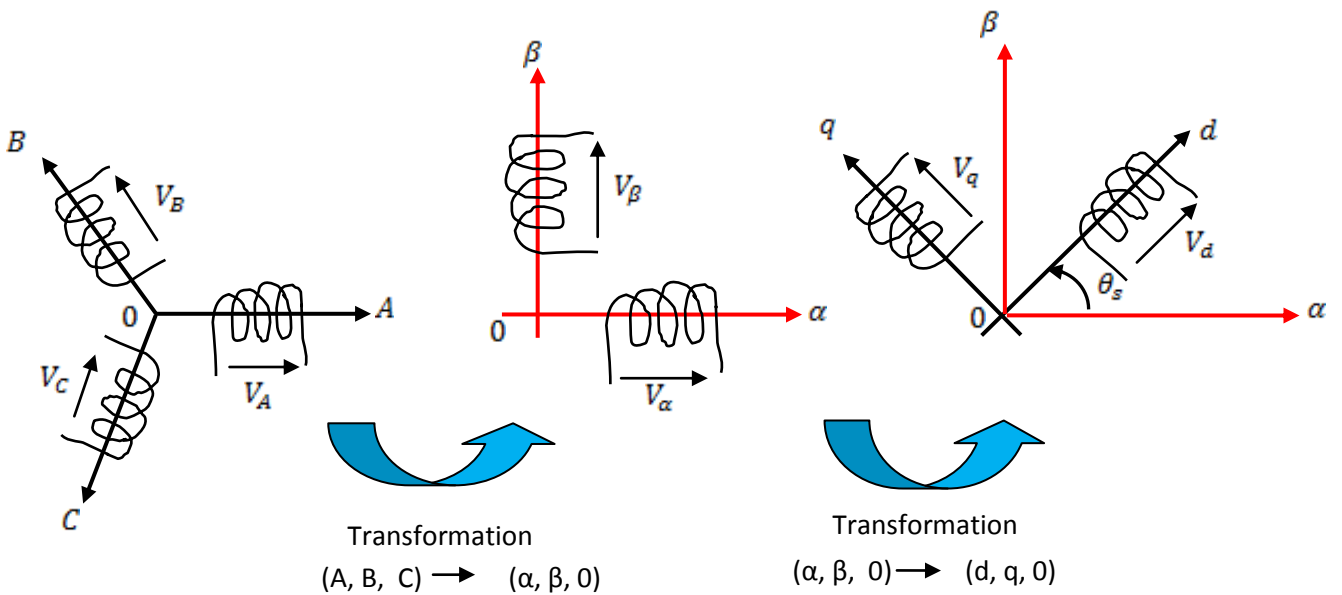


Figure I.7 : Décomposition de la transformation de Park

### I.8.8.Choix du référentiel

Les équations de la MSAP triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

#### I.8.8.1 Le repère (x, y) est lié au stator (fixe comme le stator)

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas le référence x et y 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.

#### I.8.8.2. Le repère (α, β) est lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)

Dans cette référence, les axes (α,β) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une

vitesse  $\omega$ . L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

### **I.8.8.3. Le repère (d, q) est lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant)**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique 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 continu.

### **I.8.9 Modèle de la MSAP dans le repère de Park (d,q)**

L'étude des machines électriques a partir de la transformée de Park a déjà été longuement traitée dans plusieurs ouvrages et publications spécialisées (Chatelain 1983 [15] ; Krause et al 1995 [16] ; Barret 1987 [17]; Le senne et al 1981 [18], Boldea et al 1986 [19] Kundur 1994 [20]) La mise en équation de la machine synchrone triphasée conduit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors complexe, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. La transformation de Park permet d'obtenir un système équivalent forme de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a, b, et c. Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a, b, et c et représente la composante homopolaire.

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park ou la transformation au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de Park (d, q, o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park [21].

#### **I.8.9.1 Equations des tensions**

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + d/dt \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Dans le système (d, q) :

$$\begin{aligned} [P]^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} [P]^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} \\ &+ d[P]^{-1}(\theta)/dt \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.28)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + [P](\theta) \frac{d\theta}{dt} [P]^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \varphi_d \end{cases} \quad (I.31)$$

Finalement on obtient :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (I.32)$$

En remplaçant les expressions des flux  $\varphi_q$  et  $\varphi_d$  dans le système (II.20) nous obtenons

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.33)$$

### I.8.9.2 Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

$$\begin{aligned} [P]^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P]^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} \\ &+ \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.35)$$

On multiplie par la matrice  $[P(\theta)]$  on obtient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} &= [P(\theta)] \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} \\ &+ \varphi_f [P(\theta)] \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.36)$$

Après développement :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

Les équations du flux d'axe directe (d) et en quadratique (q) s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (I.38)$$

### I.8.9.3 Expression de la puissance et du couple électromagnétique :

La connaissance du couple électromagnétique  $C_{em}$  de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P(t) = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (I.39)$$

Dans le référentiel de Park, cette puissance s'écrit :

$$P(t) = \frac{3}{2} (v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q) \quad (I.40)$$

Pour un système équilibré :  $i_0 = 0, V_0 = 0$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans

Le système (d, q), la puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot \left[ R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2) + \left( i_d \cdot \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \cdot \frac{d\varphi_q}{dt} \right) \right] \quad (I.41)$$

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot \left[ R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2) + \left( i_d \cdot \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \cdot \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + (i_q \cdot \varphi_d - i_d \cdot \varphi_q) \cdot \omega \right] \quad (I.42)$$

Avec :

$$\frac{3}{2} \cdot R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2) \quad : \text{représente les pertes par effet Joule}$$

$$\frac{3}{2} \cdot \left( i_d \cdot \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \cdot \frac{d\varphi_q}{dt} \right) \quad : \text{Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.}$$

$$\frac{3}{2} \cdot (i_q \cdot \varphi_d - i_d \cdot \varphi_q) \cdot \omega \quad : \text{représente la puissance électromagnétique}$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} P(t) &= C_{em} \cdot \omega \\ &= \frac{3}{2} \cdot P \left[ i_q \cdot \varphi_d - i_d \cdot \varphi_q \right] \end{aligned} \quad (I.43)$$

On peut l'écrire en fonction des inductances  $L_d$  et  $L_q$  directe et en quadrature comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \left[ (L_d - L_q) I_q \cdot I_d + \varphi_f \cdot I_q \right] \quad (I.44)$$

p : nombre de pair de pôles.

Pour une MSAP bipolaire (p=1) et a rotor lisse ( $L_s = L_d$ ) on aura le couple suivant :

$$\begin{aligned}
 C_{em} &= \frac{3}{2} \cdot \varphi_f \cdot i_q \\
 &= \frac{3}{2} \varphi_f \cdot i_d \quad (I.45)
 \end{aligned}$$

#### I.8.9.4 Equations d'état de la MSAP dans repère de Park

Suivant le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le vecteur d'état peut être constitué de trois ou de quatre variables d'état. Dans le cas d'une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le repère tournant d-q est décrit par le système ci-dessous:

Les équations de la MSAP dans le repère de PARK sont regroupées dans le système suivant :

$$\begin{cases}
 \frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s I_d}{L_d} + \omega_r L_q \frac{I_q}{L_d} \\
 \frac{dI_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s I_q}{L_q} + \omega_r L_d \frac{I_d}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \varphi_f \\
 J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \\
 C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q]
 \end{cases} \quad (I.46)$$

#### I.9. Schéma bloc du MSAP dans le repère de Park

A partir de (I.45), et (I.41), le modèle de le MSAP dans le repère de Park peut être schématisé par la figure (I.8).

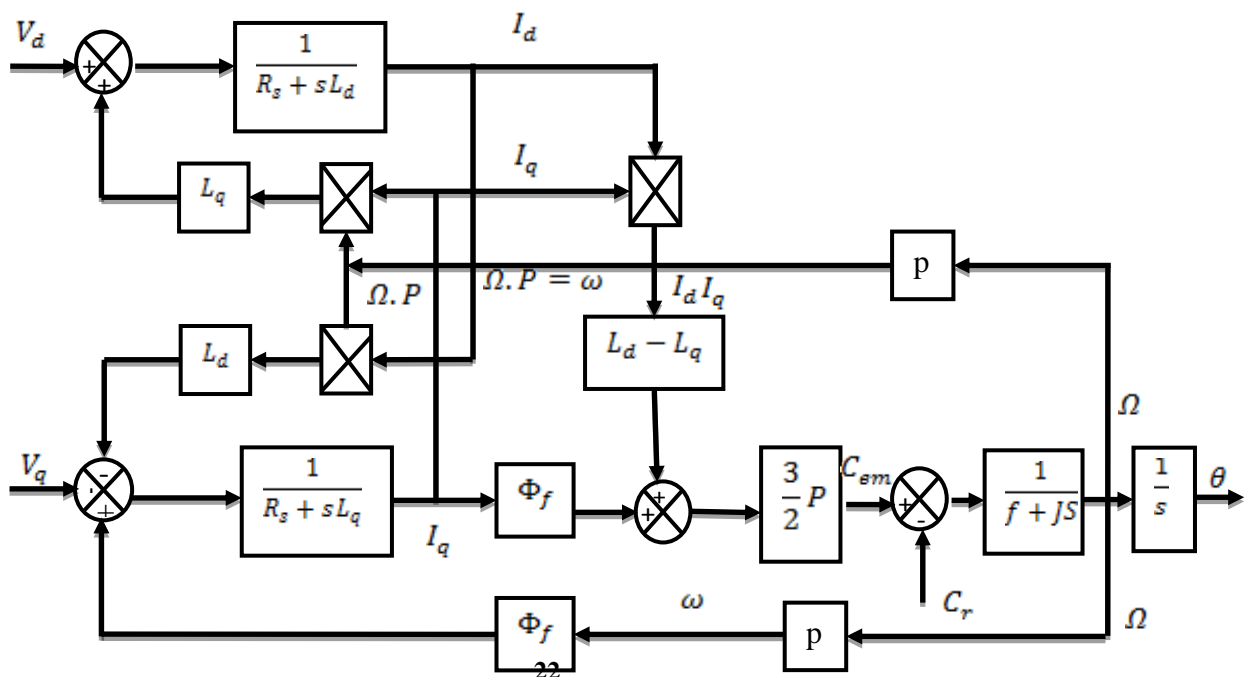
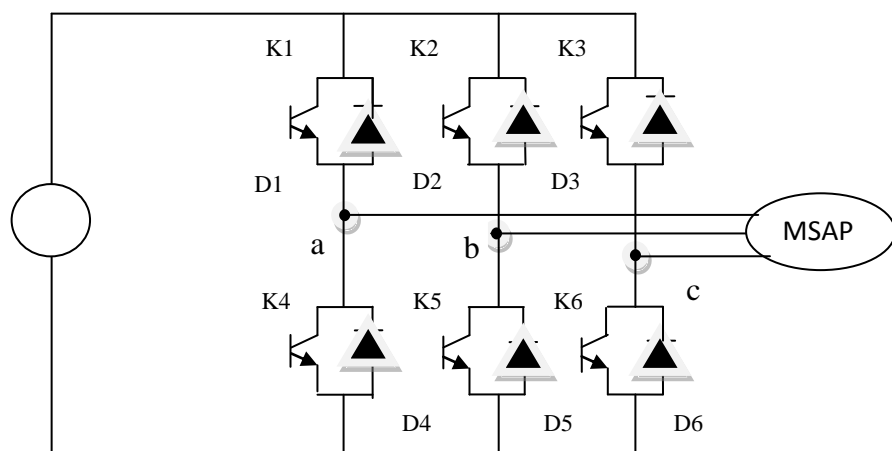


Figure I.8 : Schéma bloc du modèle de la MSAP

## I.10. Système d'alimentation de la MSAP

### I.10.1 les onduleurs triphasés

Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu /alternatif. Il est normalement alimenté à partir d'une source de tension continue  $E$ . La source continu impose la tension à l'entrée de l'onduleur. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres du récepteur, dans notre cas, la machine synchrone à aimants permanents. Nous pouvons trouver plusieurs structures d'onduleur de tension existantes, chacune est adaptée à une application ou à un cahier des charges spécifique. Dans notre étude, nous privilégions l'emploi d'un onduleur de tension triphasé classique à deux niveaux. Il est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler et la fréquence de commutation désirée, avec des transistors MOS, des IGBTs ou des GTOs associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant (Figure I.9) [8].



**Figure I.9** : Représentation schématique d'un onduleur de tension.

### I.10.2. Modélisation de l'onduleur de tension

Nous considérons que la machine synchrone est couplée en étoile. Les tensions d'entrée de l'onduleur ( $V_{A0}$ ,  $V_{B0}$ ,  $V_{C0}$ ), sont référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée O. Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu O de l'onduleur, par conséquent la somme des courants des phases statoriques est nulle. Dans ce cas la mesure de deux courants de phase suffit [13].

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- 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 Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande C1,C2 et C3. La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante [9] :

Si  $c_i = 1$  : L'interrupteur du haut  $K_i$  est fermé et l'interrupteur de bas  $K_{i+3}$  est ouvert. Si  $c_i = 0$  : L'interrupteur du haut  $K_i$  est ouvert et l'interrupteur de bas  $K_{i+3}$  est fermé. Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée ( $V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} = 0$ ), les tensions phase - neutre s'expriment comme suit :

$$V_{n0} = \frac{1}{3} \cdot [V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}] \quad (I.47)$$

$$\begin{cases} V_a = \frac{Ec}{3} \cdot [2c_1 + c_2 + c_3] & (I.48) \\ V_b = \frac{Ec}{3} \cdot [2c_2 + c_1 + c_3] & (I.49) \\ V_c = \frac{Ec}{3} \cdot [2c_3 + c_2 + c_1] & (I.50) \end{cases}$$

Sous forme matricielle :

$$[C_k] = [c_1 \ c_2 \ c_3]^T ; [V_{abc}] = [V_1 \ V_2 \ V_3]^T \quad (I.51)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{Ec}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} Ec \cdot [T_S] \cdot [C_k] \quad (I.52)$$

### I.10.3. Stratégies de Commande des onduleurs

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- ✓ La commande à créneaux de largeur variable.
- ✓ La commande à paliers (en marche d'escalier).

- ✓ La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).
- ✓ la commande à onde rectangulaire.

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

#### I.10.4. Commande par modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux [11]:

- ❖ Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- ❖ Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commande des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs La commande de MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants [11]:

- ❖ L'indice de modulation « m » égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence (  $m = f_b/f_{ref}$  )
- ❖ Le coefficient de réglage en tension « r » égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation (  $r = V_{ref}/V_p$  ).

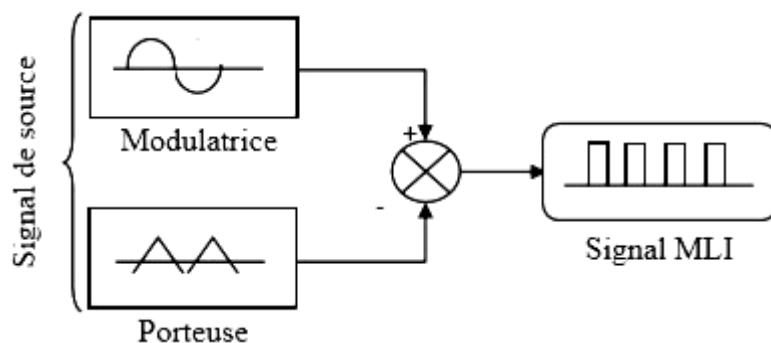


Figure I.10 : Schéma synoptique d'un MLI

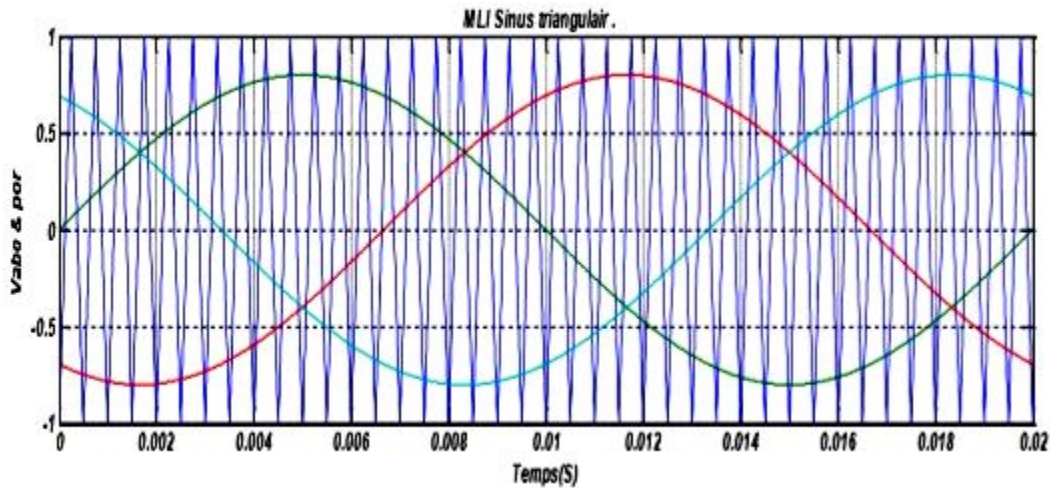


Figure I.11 : M.L.I Sinus-Triangle

## I.11. Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

### I.11.1 Structure générale de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur triphasé est un convertisseur statique qui transforme l'énergie électrique à partir d'une source de tension continue en une énergie électrique alternative, il est très utilisé dans l'industrie, comme les variateurs de vitesse. L'onduleur triphasé possède trois bras (trois demi- pont) identiques figure I.12.

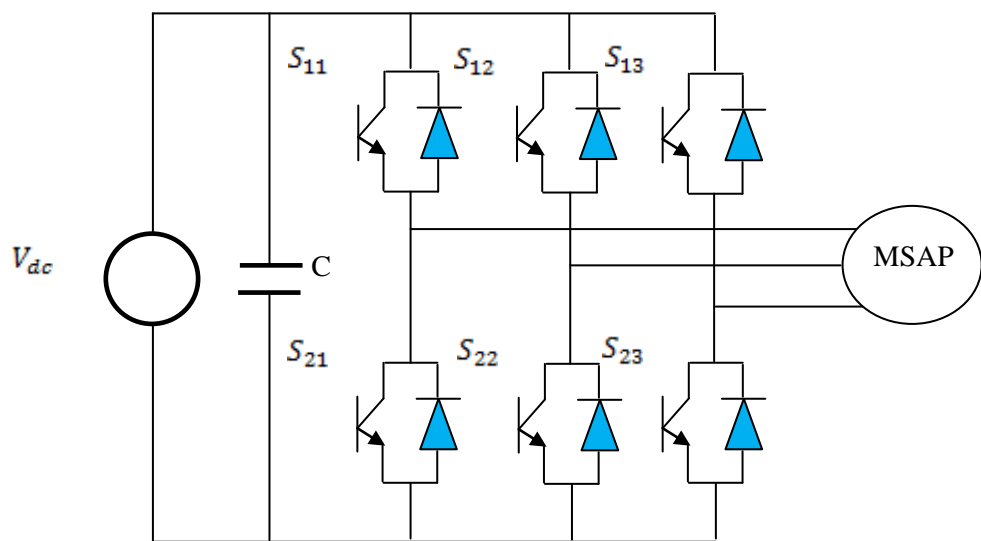


Figure I.12: Structure de l'onduleur à deux niveaux

Les interrupteurs  $S_{ij}$  ( $i=1, 2, 3$  ;  $j=1, 2, 3$ ), sont bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension, en plus on peut les commander à la fermeture et à l'ouverture, grâce au technique de modulation de largeur d'impulsion. Dans le cas idéal, qu'on le suppose pour faciliter la tâche, les commutations des semi conducteurs étant instantanée, et on peut associer à chaque bras de l'onduleur une fonction logique définie comme suit :

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

Avec :  $j = 1, 2, 3$ : Indicateur de phase.

$i = 1, 2$  : Numéro de l'interrupteur du bras  $j$ .

### I.11.2 Commande complémentaire des interrupteurs

Sachant que la fermeture où l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs  $S_{1j}$  et  $S_{2j}$  ce qui conduit à la relation logique suivante :

$$S_{2j} = 1 - S_{1j} \quad , \quad j = 1 \dots 3$$

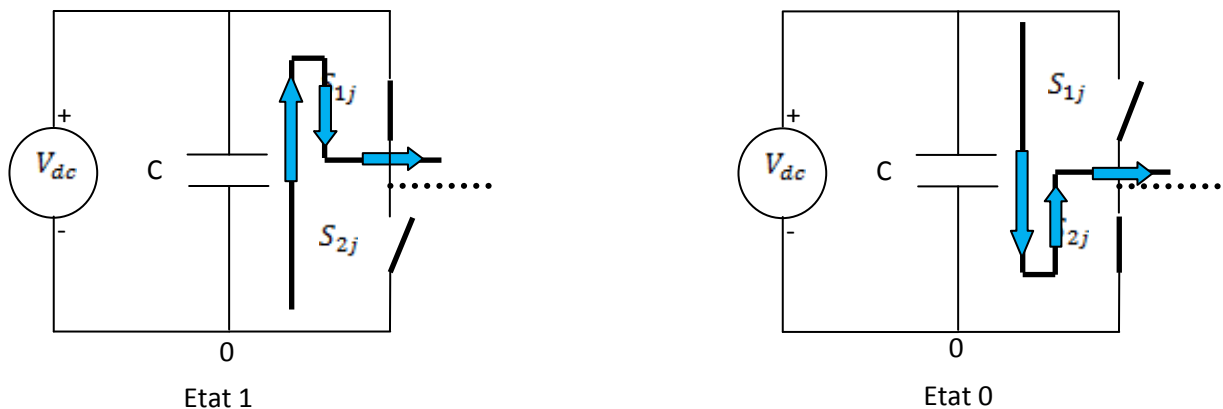


Figure I.13 Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

### I.11.3 Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles Figure (I-11) :

**Etat 1** : l'interrupteur du haut  $S_{1j}$  ( $j = 1, 2, \text{ou } 3$ ) est fermé, tandis que l'interrupteur du bras

$S_{2j}$  ( $j = 1, 2, \text{ou } 3$ ) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (0) de la source est  $V_{j0} = V_{dc}$

**Etat 2** : l'interrupteur du bras  $S_{2j}$  ( $j = 1, 2, \text{ou } 3$ ) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut  $S_{1j}$  ( $j = 1, 2, \text{ou } 3$ ) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (0) de la source est  $V_{j0} = 0$

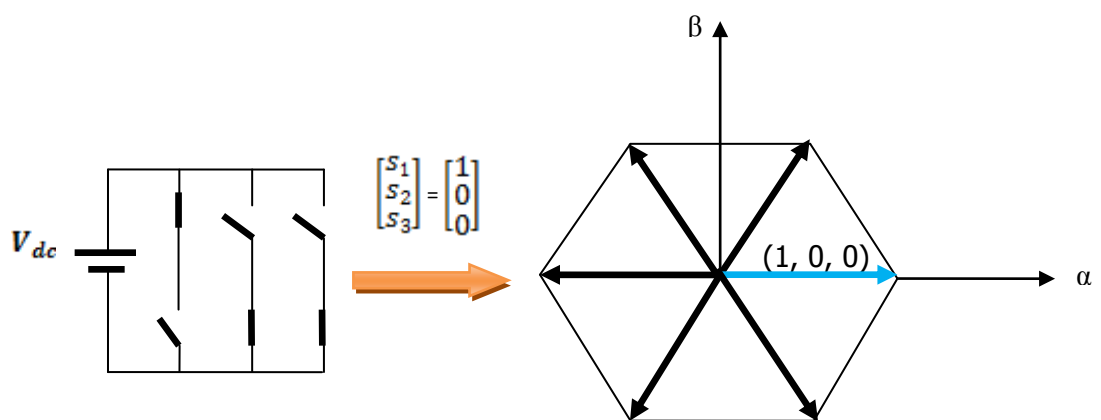
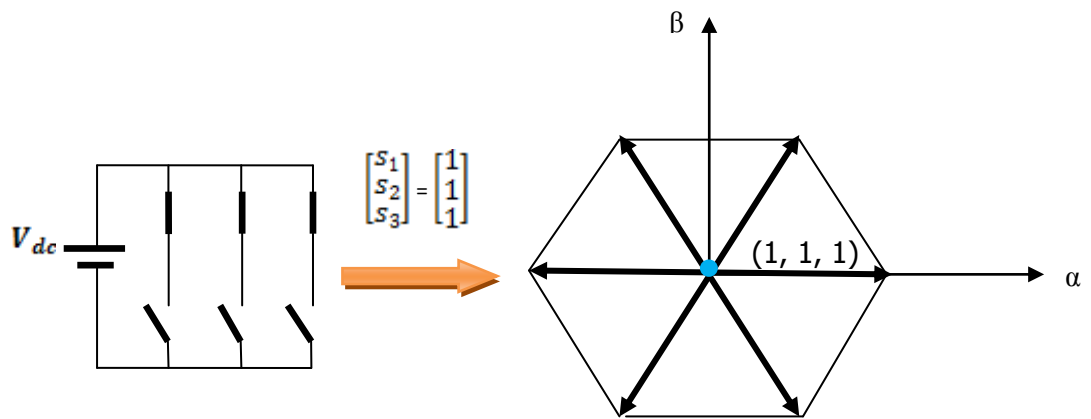
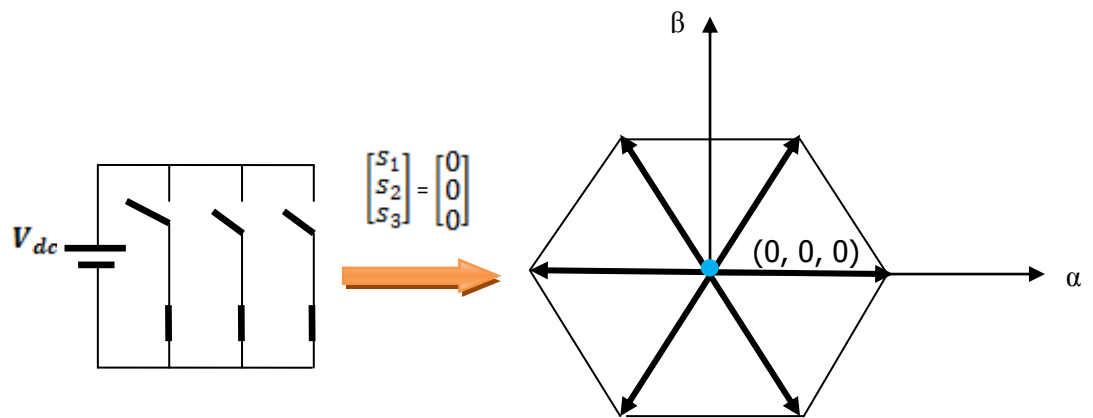
Etat	Bars 1		Bars 2		Bars 3		Tension de Sortie		
	$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{12}$	$S_{22}$	$S_{13}$	$S_{23}$	$V_{10}$	$V_{20}$	$V_{30}$
1	1	0	1	0	1	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

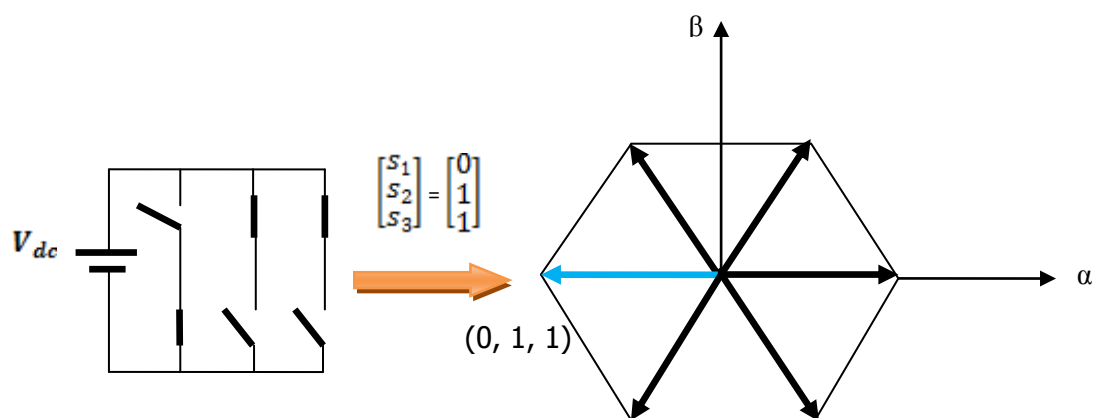
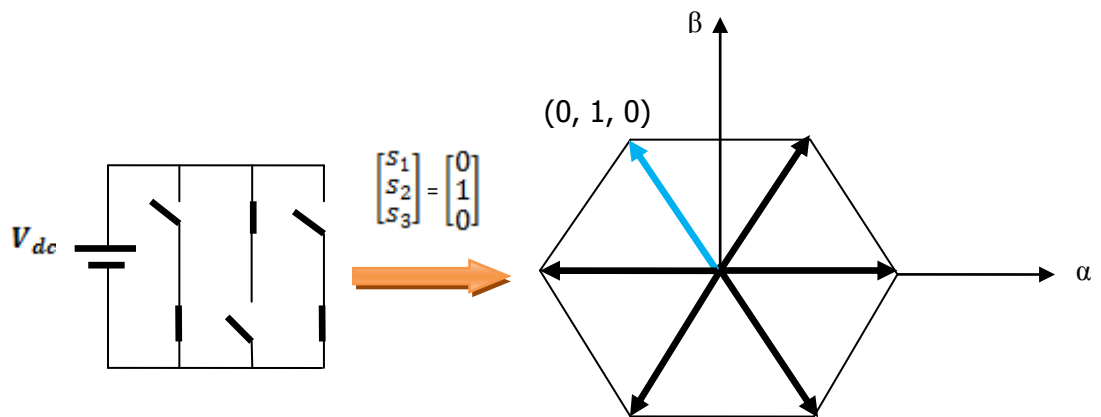
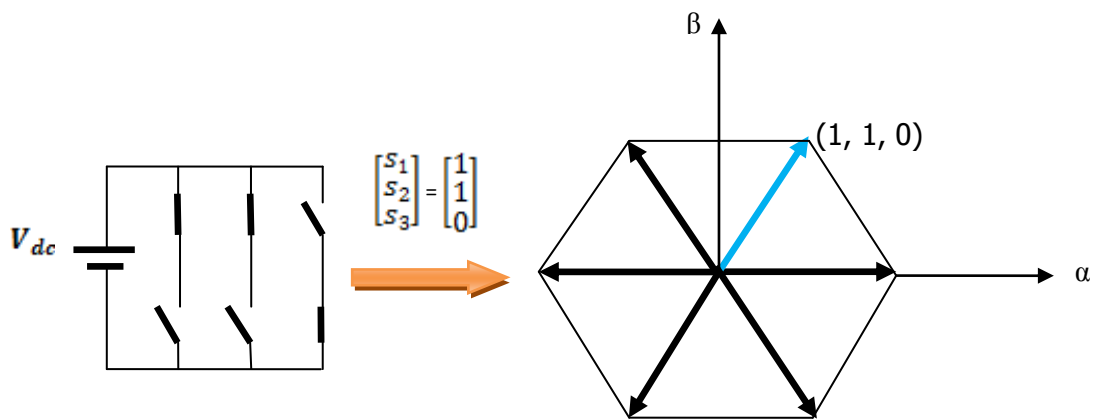
Tableau I.1 Etats d'un bras de l'onduleur

### I.11.4 Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède  $2^3 = 8$  états:

111, 110, 100, 101, 000, 001, 011 et 010. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état 1 ou état 0). Par exemple, l'état (100) indique que le premier bras est à l'état 1 ( $V_{10} = V_{dc}$ ), le deuxième est à l'état (0) ( $V_{20} = 0$ ) et le troisième est à l'état (0) ( $V_{30} = 0$ ). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la figure I.12.





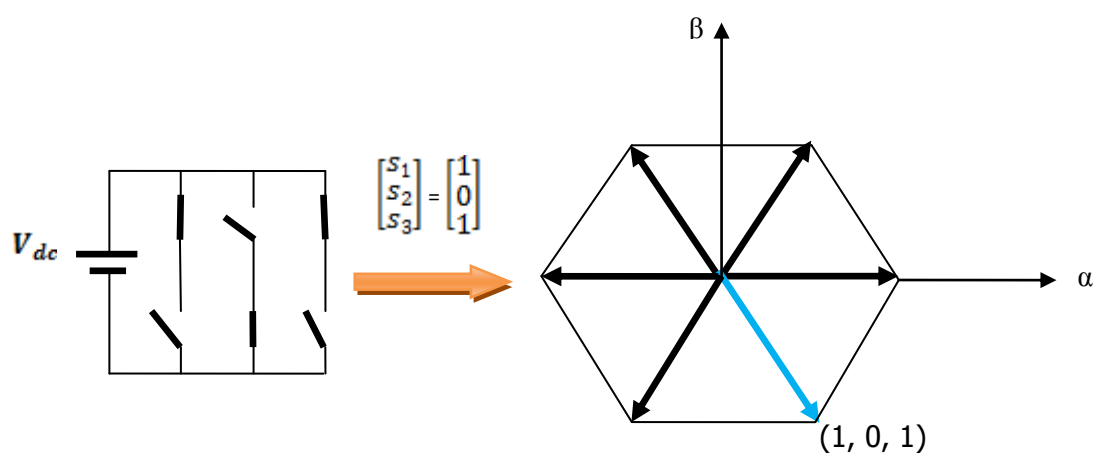
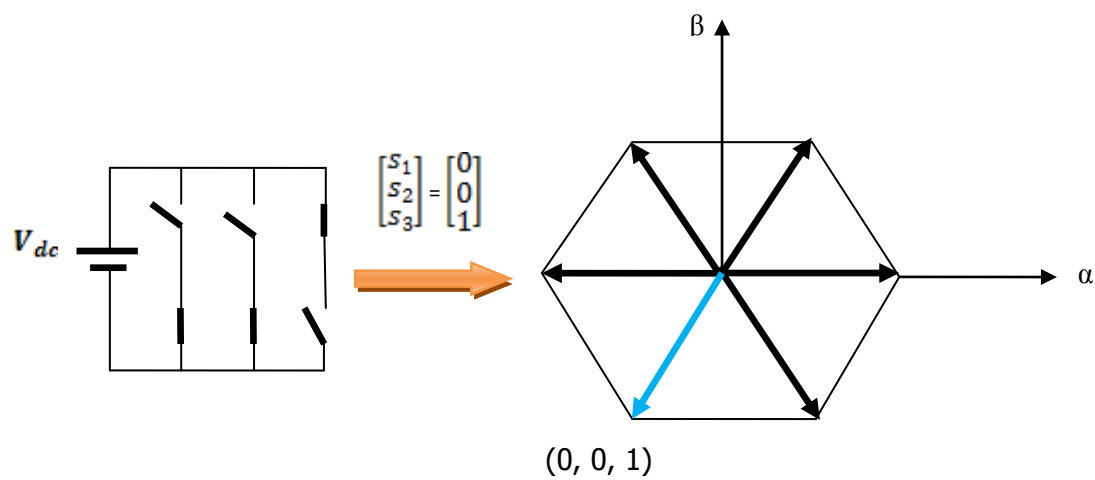
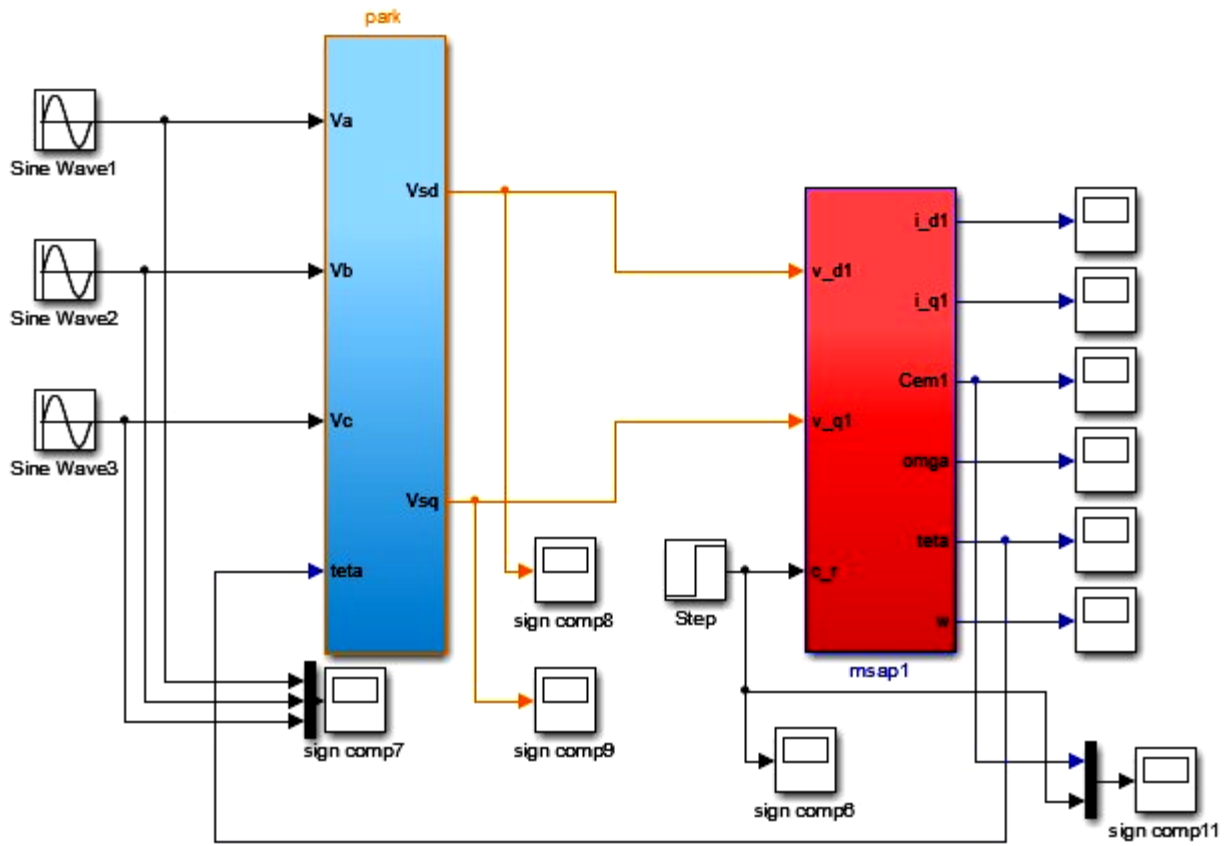


Figure I.14 Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

### I.12 Schéma bloc de simulation



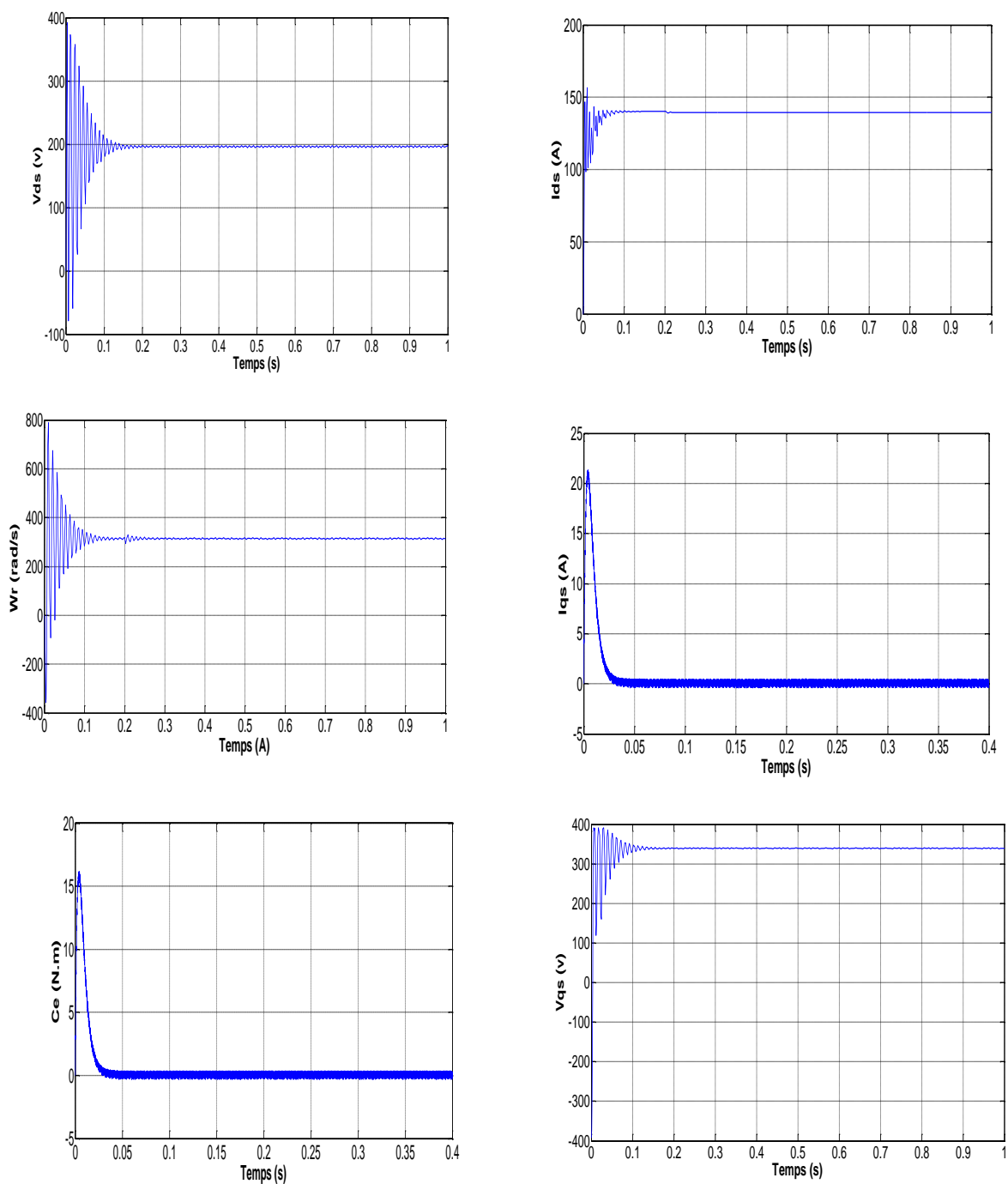
**Figure I.15 :** Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension

#### -Teste à vide :

La figure (I.16) montre le comportement du MSAP lors d'un démarrage à vide. On remarque qu'après un régime transitoire de 0.2 s, le couple ramène le rotor à la vitesse du synchronisme où il se stabilise voisine de zéro puisque il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés. La vitesse subit des oscillations puis elle se stabilise après 0,2 s dans la valeur de la vitesse de synchronisme. Au démarrage, les courants directs et quadrature  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont caractérisés par des oscillations très importantes qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales. Ces oscillations s'expliquent par une faible f.c.e.m liée à la valeur de la vitesse au démarrage.

#### -Résultats de simulation

En pratique, la MSAP est toujours associée, lors de son fonctionnement à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillation dans les caractéristiques de couple et de courant ne sont pas observés. Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.



**Figure I.16 :** Caractéristique dynamique de la MSAP à vide ( $C_r = 0$ ).

**-Teste en charge :**

La figure (I.18) montre le comportement du MSAP lors de l'application d'une charge de 6 N.m. On voit que la vitesse prend des oscillations plus importantes que

précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge.

A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime à vide. Cela est tout à fait vrai car, pour toute machine électrique, ces valeurs ne sont pas proportionnelles aux charges appliquées.

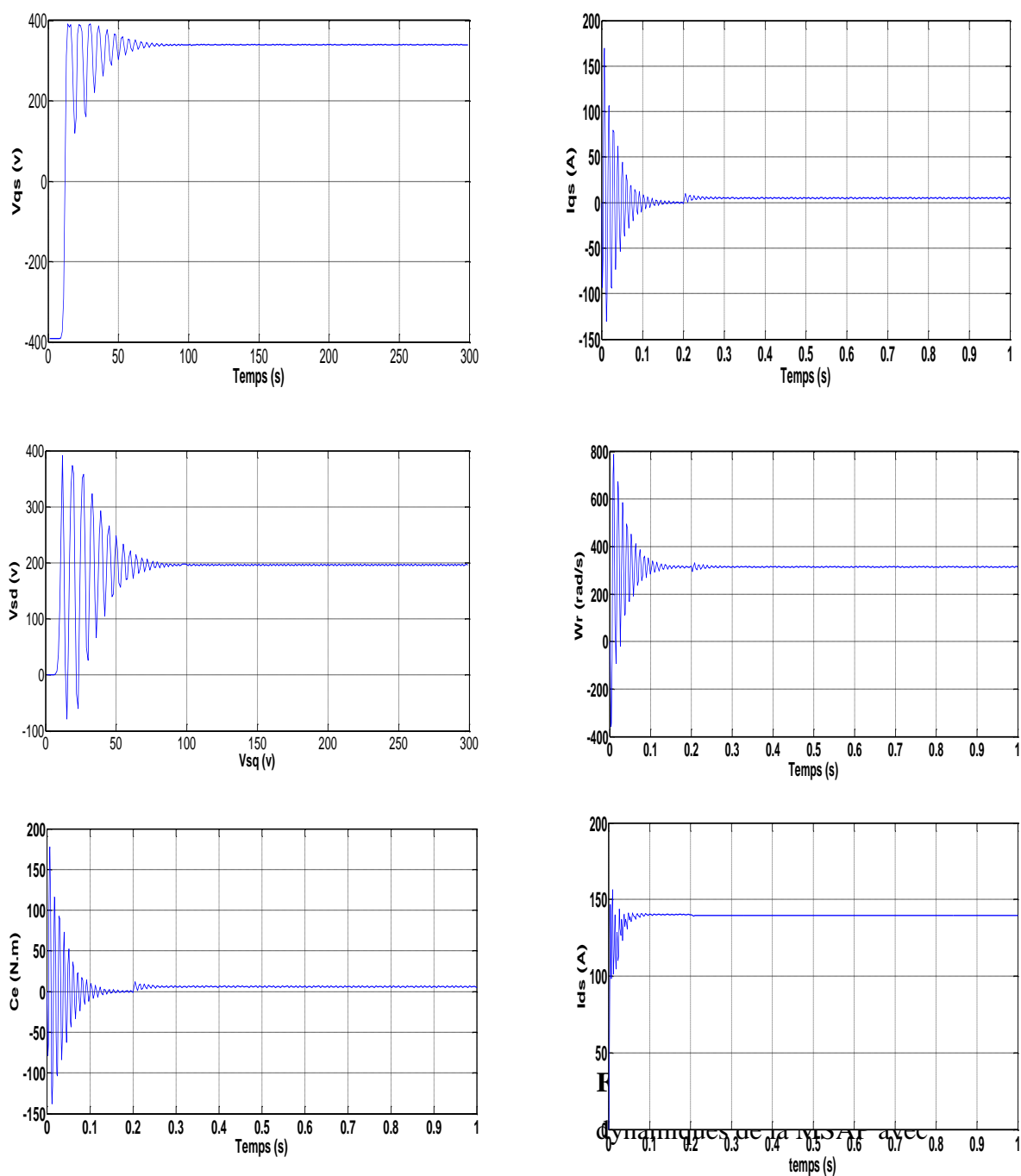


Figure I.17 : Caractéristique dynamique de la MSAP en charge ( $C_r = 6\text{N.m}$ ).

### - Interprétation des résultats de simulation

Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe. Nous avons simulé le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents par un programme MATLAB. Les résultats précédant représente la réponse de la MSAP alimenté directement par un réseau triphasée équilibré 220/380 V, de fréquence fixe 50 HZ qui on démarrant à vide puis on appliquant un couple résistant de ( $C_r=6$  N. m) à l'instant ( $t=0.2$  s). L'examen des courbes de la figure (I.18) montre: On remarque des battements importants représente dans la courbe de la vitesse tels que prend 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 (366rad/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 (118 N.m), avant de se stabiliser par la suite sur une valeur (6 N.m). Comme on remarque aussi au début du démarrage Le courant  $I_d$  augmente rapidement puis se stabilise à sa valeur(142A) après un temps assez court. les tensions  $V_d$ ,  $V_q$  coïncident à l'allure de courant  $I_d$ ,  $I_q$  respectivement, à cause de couplage entre l'inducteur et l'induit, cette partie définit la transformation de Park.

- Remarque : A  $t= 0.2$  s, on applique un couple de charge de 6 N.m, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

### I.13 - Simulation de l'ensemble onduleur-MSAP

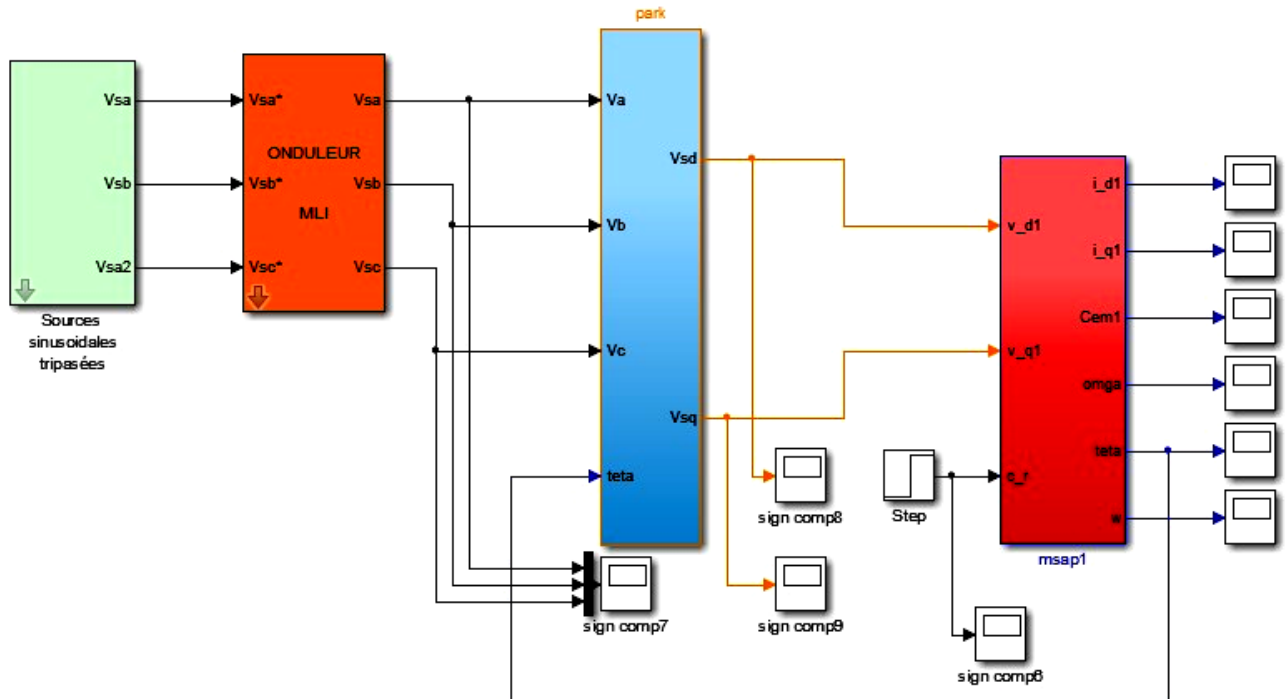
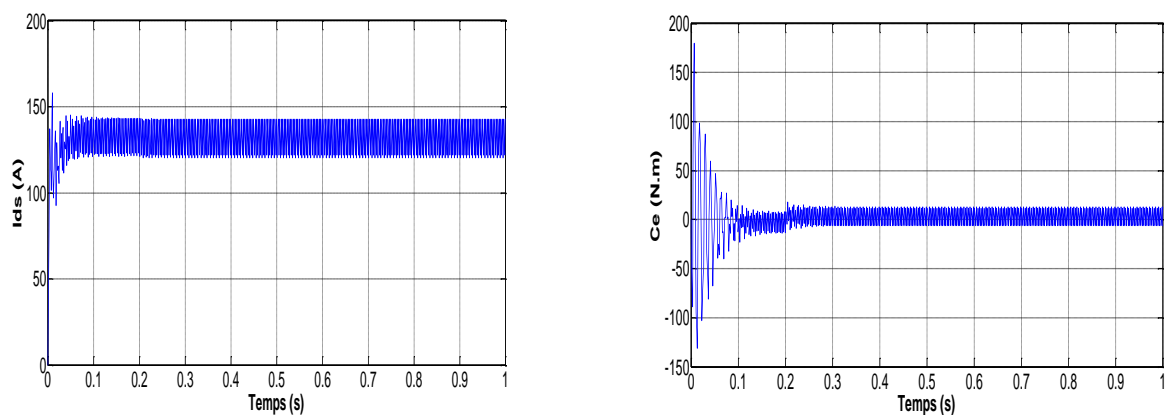


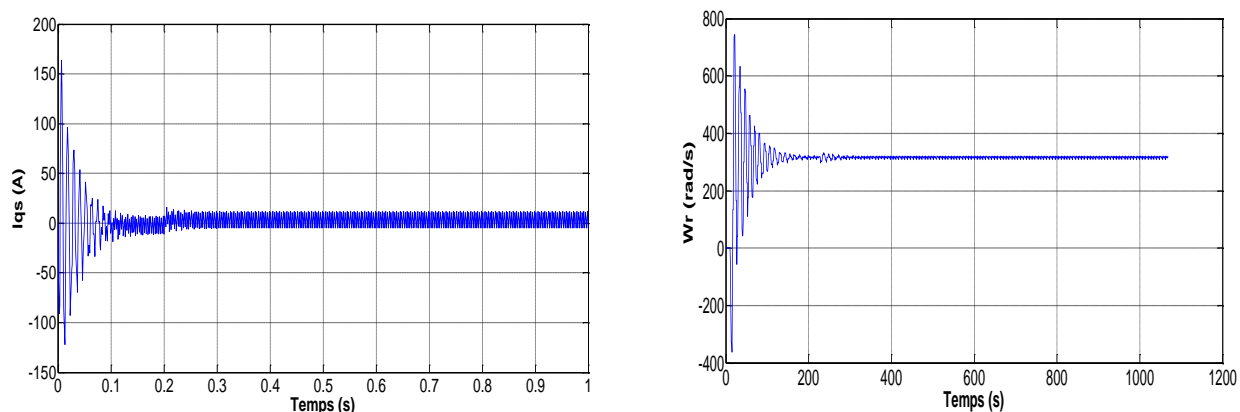
Figure I.18 : Schéma bloc de l'ensemble onduleur-MSAP

#### -Résultats de simulation

Nous constatons des ondulations autour des grandeurs de la machine qui sont dues aux harmoniques au niveau de la tension générée par l'onduleur.

Les résultats de simulation dans la figure (I.19) (fonctionnement en charge)





**Figure I.19:** Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur-MSAP avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ( $C_r = 6 \text{ N.m}$ ).

### **-Interprétation des résultats de simulation**

Lors du démarrage de la MSAP avec un onduleur, on remarque qu'avec ce type d'alimentation que la machine passe par un régime transitoire et se stabilise après un temps de démarrage d'environ 0,6 s, puis elle atteint en régime permanent d'environ 366.72 rad/s. Alors que le couple présente des oscillations importantes lors de démarrage et se stabilise pour une valeur finale 5 N.m pour un couple de charge 6 N.m

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de PARK lié au rotor. Dans ce référentiel, les équations électromagnétiques de la MSAP ont considérablement simplifiés et nous permettent d'aborder aisément à la commande vectorielle pour l'asservissement de la vitesse. On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à MLI sinus triangle. Pour améliorer le comportement dynamique et statique de la MSAP, une commande est introduite, c'est la commande DTC, cette commande fera l'objet du chapitre suivant.

## *Chapitre II :*

*Commande d'un moteur synchrone à aimants permanents par la technique dtc*

## II.1 Introduction :

Le contrôle directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») et basé sur l'orientation du flux statorique, à été développé par chercheur Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux à la machines à courant alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour [22].

Trois techniques des commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes de DTFC [22].

- Commande par une table de commutation.
- Commande automatique directe (DSC: Direct Self Control).
- Commande directe par modulation de vecteur (DVMC: Direct Vector Modulation Control).
- Modulation Control).

Dans ce qui suit, on s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux. Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en oeuvre une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulation du MSAP commandé par DTC et alimenté par un onduleur de tension, seront présentés, en absence et en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI.

## II.2 - Principe de la Commande DTC

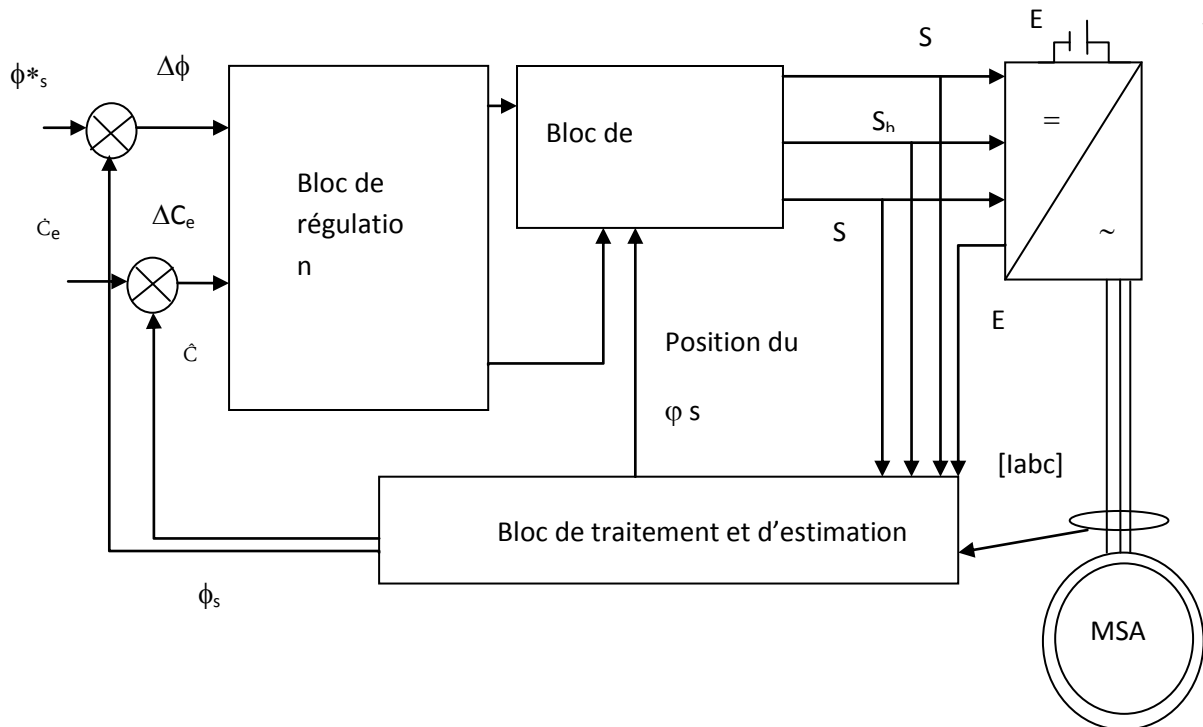
Plusieurs travaux ont été réalisés, telles que la commande vectorielle par l'orientation de flux qui permet le découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique, pour s'affranchir de la complexité de la commande de la machine synchrone. Bien qu'elles donnent des performances élevées à la machine synchrone, ces structures de commande restent très sensibles aux variations des paramètres de la machine notamment la résistance rotorique, délicate à identifier en cours de fonctionnement [23, 24].

Au cours des dernières années, plusieurs techniques d'entraînements à vitesse variable ont été développées. De nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement inédites. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique. Deux principales stratégies ont été développées par plusieurs centres de recherche. Ces stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la régulation à structures variables du flux statorique et du couple électromagnétique, leur simplicité, bonnes performances et robustesse [23]. Elles sont connues sous les noms de:

- Contrôle direct du couple : (*Direct Torque Control DTC*).
- Contrôle vectoriel direct du flux statorique: (*Direct Self Control DSC*)

## II.3 Contrôle direct du couple

Le DTC a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu [25]. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur [23]. La structure de base du contrôle direct du couple est présentée sur la figure (II.1) :



**Figure II.1** : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.

La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible. Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférablement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [23].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable  $C_{cpl}$  à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire  $C_{flx}$ , représentative de l'évolution souhaité pour le flux. La variable  $\theta_s$  correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur [23].

## II.4 Principe du Contrôle du flux et du Couple :

### II.4.1 Contrôle du flux statorique:

On se place dans un repère fixe  $\alpha\beta$  lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [26] :

$$\begin{aligned}\bar{V}_s &= R_s \bar{I}_s + \frac{d \bar{\phi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\phi}_s \\ &= \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt\end{aligned}\quad (\text{II.1})$$

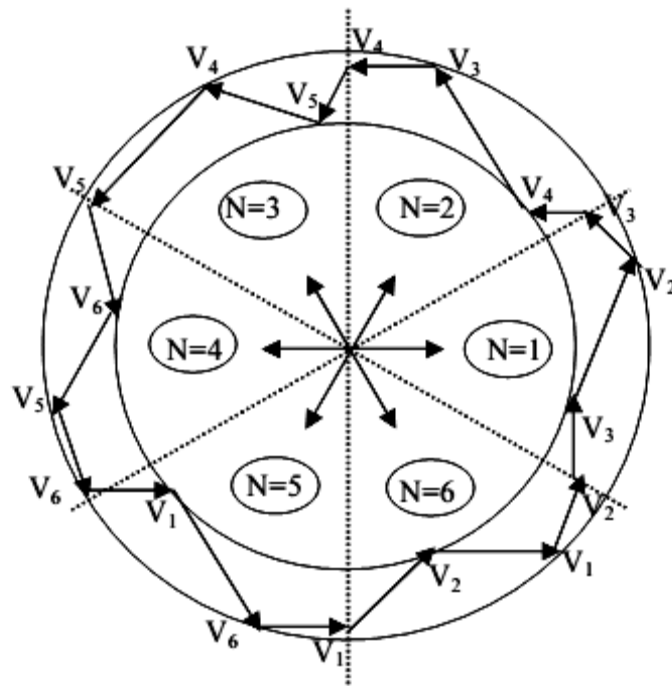
Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (2.1) devient :

$$\begin{aligned}\bar{\phi}_s &= (k+1) \approx \bar{\phi}_s(K) \\ &+ \bar{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e\end{aligned}\quad (\text{II.2})$$

Ou :

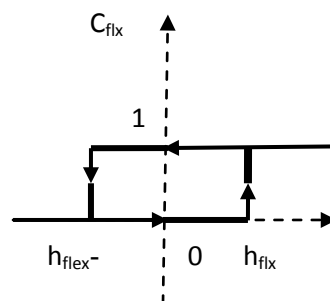
- $\bar{\phi}_s(k)$  : Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\bar{\phi}_s(k+1)$  : Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(k+1) - \bar{\phi}_s(k)$  : Vecteur variation de flux statorique.
- $T_e$  : Période d'échantillonnage.

La figure (II.2) montre que la sélection des tensions  $V_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique  $\phi_s$ , dans le plan  $(\alpha\beta)$ . L'équation (2.2) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant dans la direction du vecteur tension statorique  $V_s$  à une vitesse égale à son amplitude [23].



**Figure II.2** : Sélection du vecteur tension  $V_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique  $\phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.3), la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques [23].



**Figure II.3** : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique

On peut écrire ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\phi_s > h_{flx} & \text{alors } C_{flx}=1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq h_{flx} \text{ et } d\Delta\phi_s/dt > 0 & \text{alors } C_{flx}=0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq h_{flx} \text{ et } d\Delta\phi_s/dt < 0 & \text{alors } C_{flx}=1 \\ \text{Si } \Delta\phi_s < -h_{flx} & \text{alors } C_{flx}=0 \end{array} \right. \quad (\text{II.2})$$

#### II.4.2 - Contrôle du couple Electromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique [26].

$$C_e = k(\bar{\phi}_s \wedge \bar{\phi}_r) = |\bar{\phi}_s| |\bar{\phi}_r| \sin(\theta) \quad (\text{II.4})$$

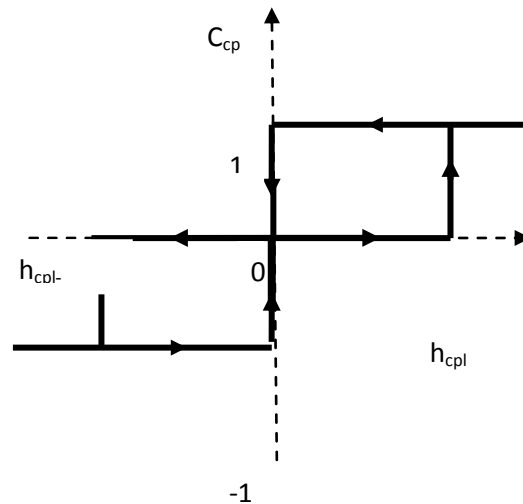
L'angle  $\theta$  est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes :

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion  $\sigma$  dont la valeur moyenne est d'environ 0,1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit  $|\phi_s| \sin(\theta) S$ . Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle  $\theta$  [26].

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (II.4) : Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation (2.3), tels que 'Ccpl' représente l'état de sortie du comparateur et 'hcpl' la limite de la bande d'hystérésis [26].



**Figure II.4 :** Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

## II.5 Sélection du Vecteur de tension [22] :

Le choix du vecteur  $V_s$  dépend de la position du  $\phi_s$  dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$ , de la variation souhaitée pour le module de  $\phi_s$ , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de  $\phi_s$ .

L'espace d'évolution de  $\phi_s$  dans  $(\alpha, \beta)$  est décomposé en six zones  $i$ , avec  $i = [1,6]$ , tel qu'il est représenté sur la figure (II.5).

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

Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  croit et  $C_e$  croit ;

Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  croit et  $C_e$  décroît ;

Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  décroît et  $C_e$  croît ;

Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  décroît et  $C_e$  décroît ;

Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnées, alors la rotation du flux  $\phi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\phi_s$  reste inchangée.

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

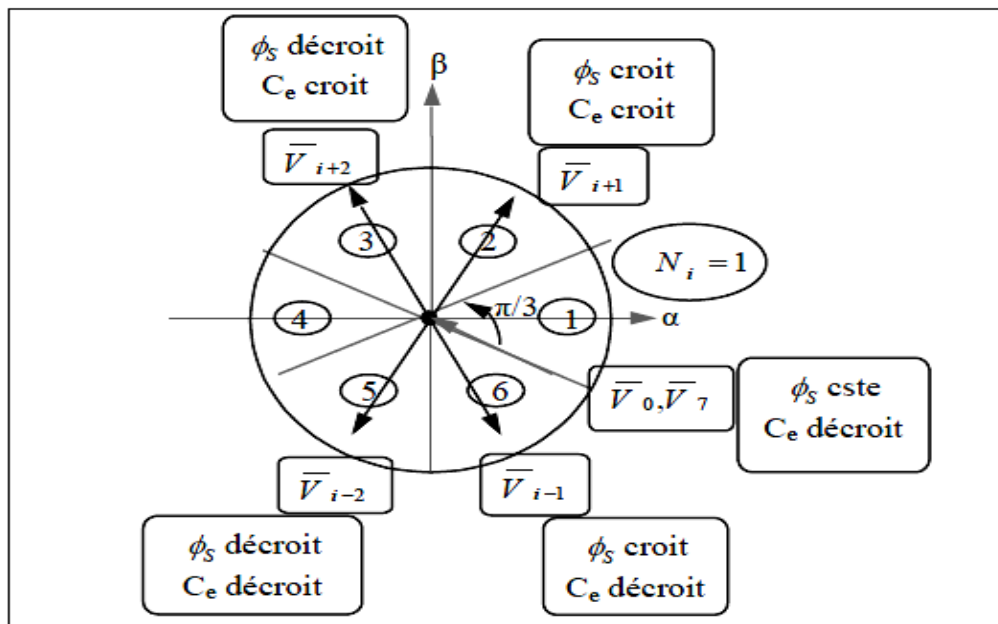


Figure II.5 : Choix du vecteur tension.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ . En effet, en début de zone, les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\phi_s$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\phi_s$ , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i+2}$ , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\phi_s$  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  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$

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  $\phi_s$  dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

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

Un estimateur de  $\phi_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

## II.5.1 Les estimateurs:

### II.5.1.1 Estimation du flux statorique [22]

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

$$\text{A partir de l'équation : } \bar{\phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s i_s) dt \quad (\text{II.5})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_s \alpha - R_s i_s \alpha) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_s \beta - R_s i_s \beta) dt \end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

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

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E [S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

De même les courants  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$

( $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ) et par application de la transformation de Concordia:

$$\bar{i}_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (\text{II. 9})$$

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II. 11})$$

La zone Ni dans laquelle se situe le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est déterminée à partir des composantes  $\phi_{s\alpha}$

$\phi_{s\beta}$  L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel  $(\alpha, \beta)$  est le vecteur  $\phi_s$  est égal à :

$$\alpha_s = \arctang \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{II. 12})$$

### II.5.1.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation (2.11) :

$$\begin{aligned} C_e \\ = p [ \phi_{s\alpha} i_{s\beta} + \phi_{s\beta} i_{s\alpha} ] \end{aligned} \quad (\text{II. 13})$$

## II.5.2 Elaboration du vecteur de commande :

### II.5.2.1 Correcteur de flux [26] :

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.6).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } \Delta\phi_S > \varepsilon_\phi \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_S \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\phi_S/dt > 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_S \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\phi_S/dt < 0 \\ \text{Si } \Delta\phi_S < -\varepsilon_\phi \end{array} \right. \begin{array}{l} \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{alors } K_\phi = 0 \end{array} \quad (\text{II. 14})$$

$k_\phi = 0$  Signifier qu'il faut réduire le flux.

$k_\phi = 1$  Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

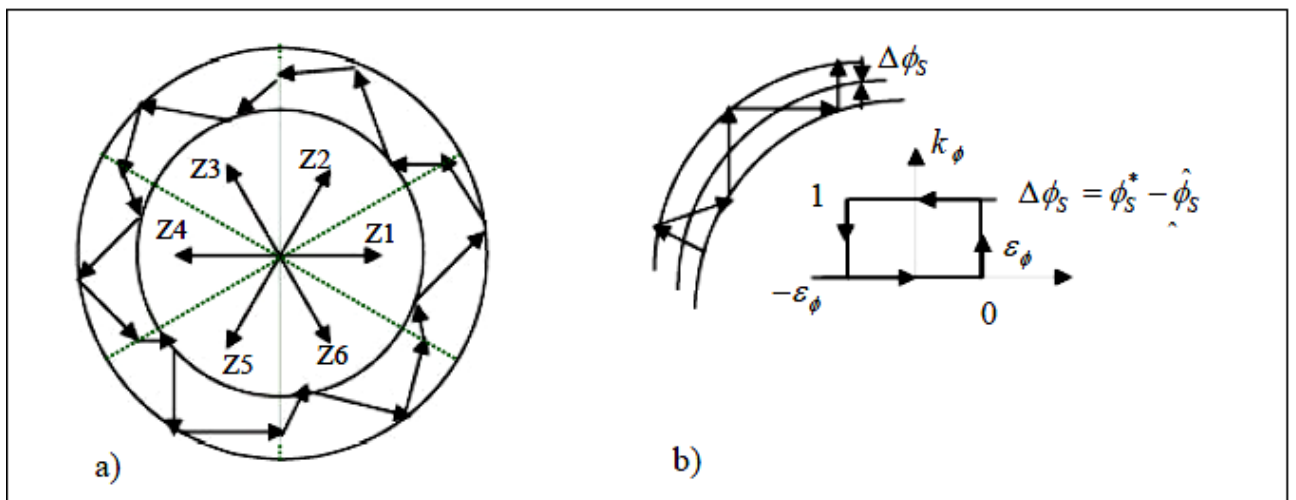


Figure II.6 : a) Sélection des tensions  $V_i$  pour contrôler le flux.

b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux

### II.5.2.2 Correcteur du couple [27] :

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

$$|C_e^* - C_e^{\wedge}| \leq \varepsilon_{C_e} \quad (\text{II.15})$$

Avec :  $C_e$  la consigne du couple.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [27].

Deux solutions peuvent être envisagées:

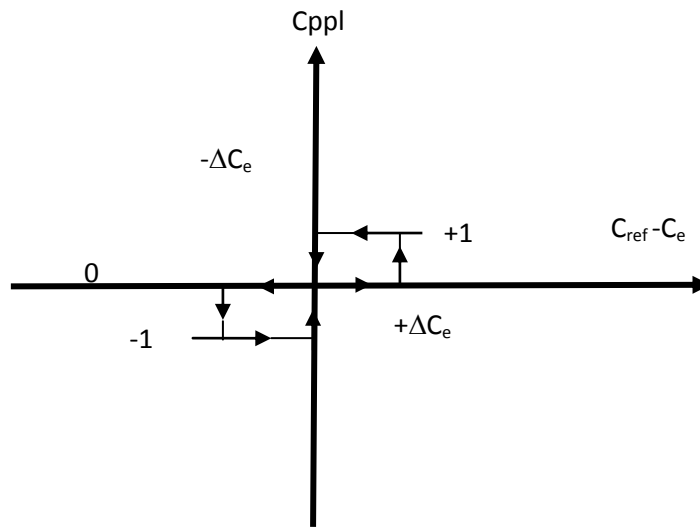
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux,
- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

#### II.5.2.2.1 Correcteur du couple à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\phi_s$ . 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  $\phi_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [22].

#### II.5.2.2.2 Correcteur du couple à trois niveaux :

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne  $C_{cpl}$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl} = 1$  pour une consigne positive et  $C_{cpl} = -1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $C_{cpl} = 0$ ) [22].



**Figure II.7** : Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

### II.5.2.3 Elaboration de la table de commande :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $c_{flx}$  et  $c_{cpl}$ , et de la zone N de position de  $\phi_s$  [22]. Elle se présente donc sous la forme suivante :

	N	1	2	3	4	5	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=0	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=1	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

**Tableau II.1 :** Table de commutation de la commande avec les vecteurs de tension nuls [22].

	N	1	2	3	4	5	6	correcteur
Cflx=1	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>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</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
Cflx=0	Ccpl=0	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=1	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</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

**Tableau II.2 :** Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension non nuls

II.6 - Structure Générale de la DTC Appliquée au MSAP

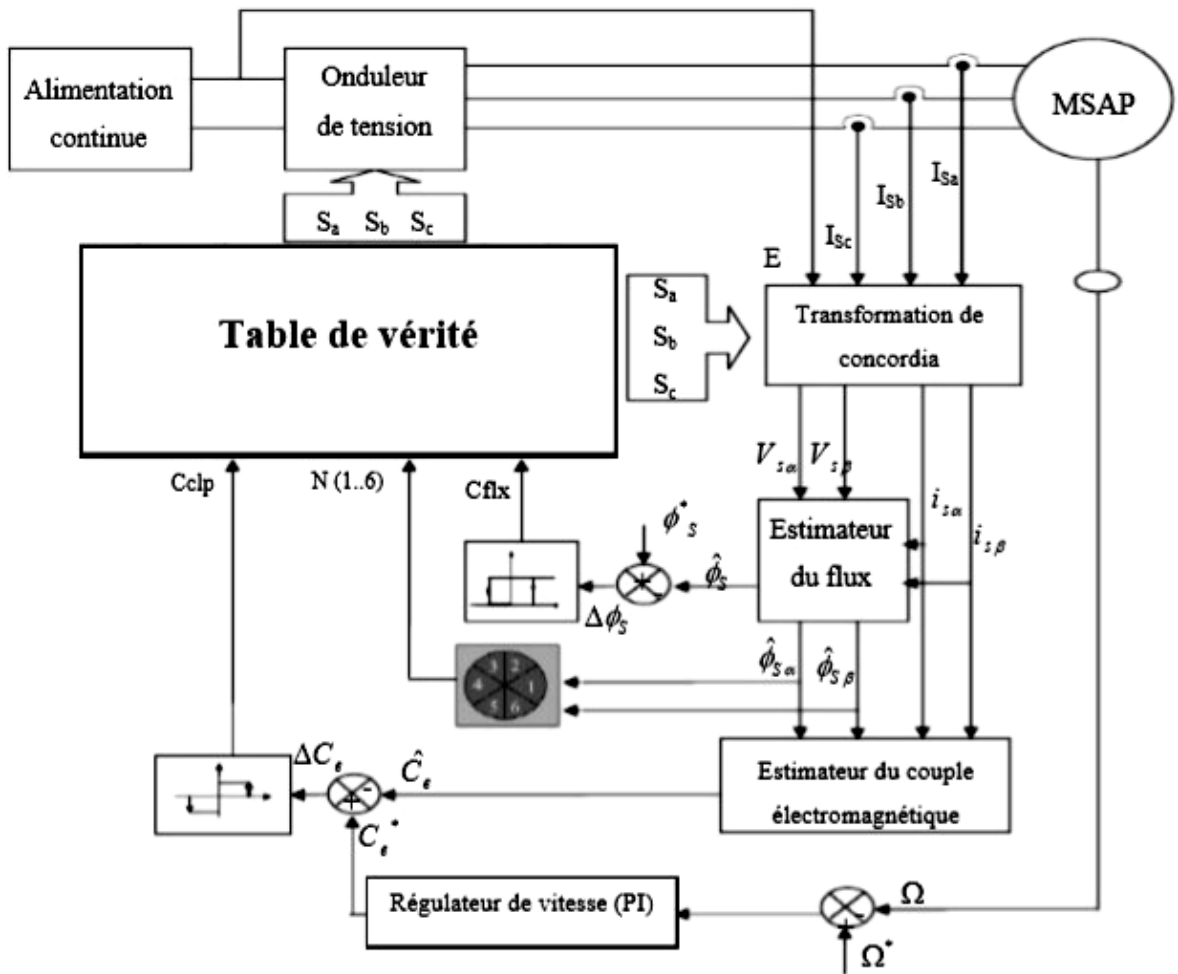
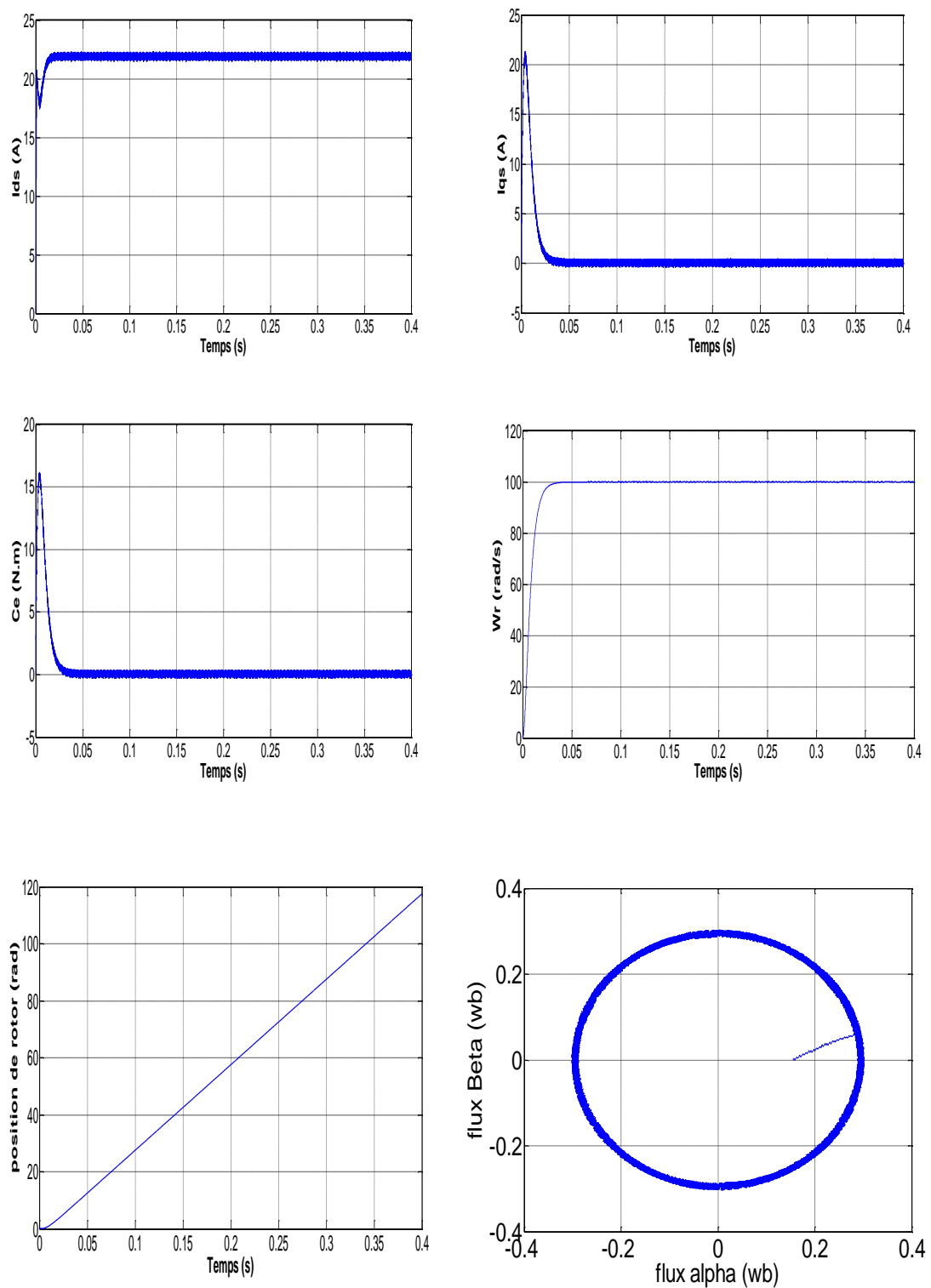


Figure II.8 : Schéma bloc de la commande DTC.

II.7 - Résultats de la simulation :

-Teste à vide :

Les figures ci-dessous présentes les résultats de simulation sur 0.2s pour un flux de référence à 0.3 Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.1$  N.m et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.025$ Wb.



**Figure II.9** : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC

(à vide  $C_r=0$ ,  $w=100$  rad/s).

**- Interprétation des résultats de simulation :**

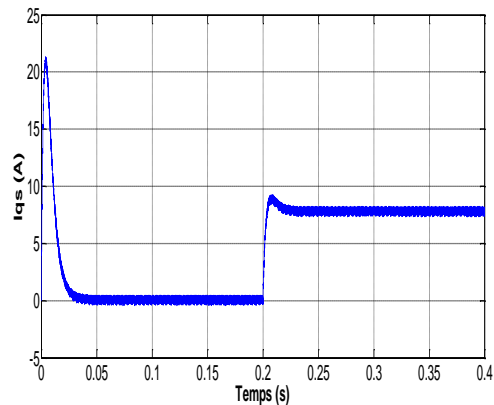
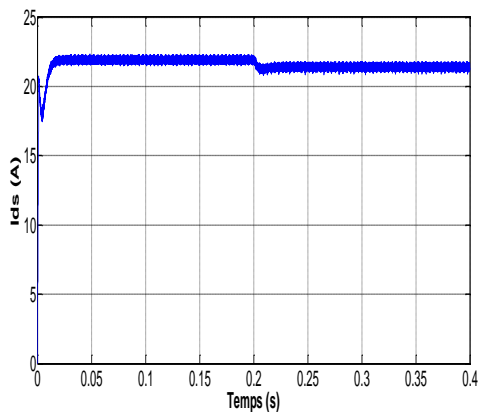
La figure (II.9) représente les résultats de simulation du contrôle direct de couple d'une MSAP lors d'un démarrage à vide avec une vitesse de référence 100 rad/s.

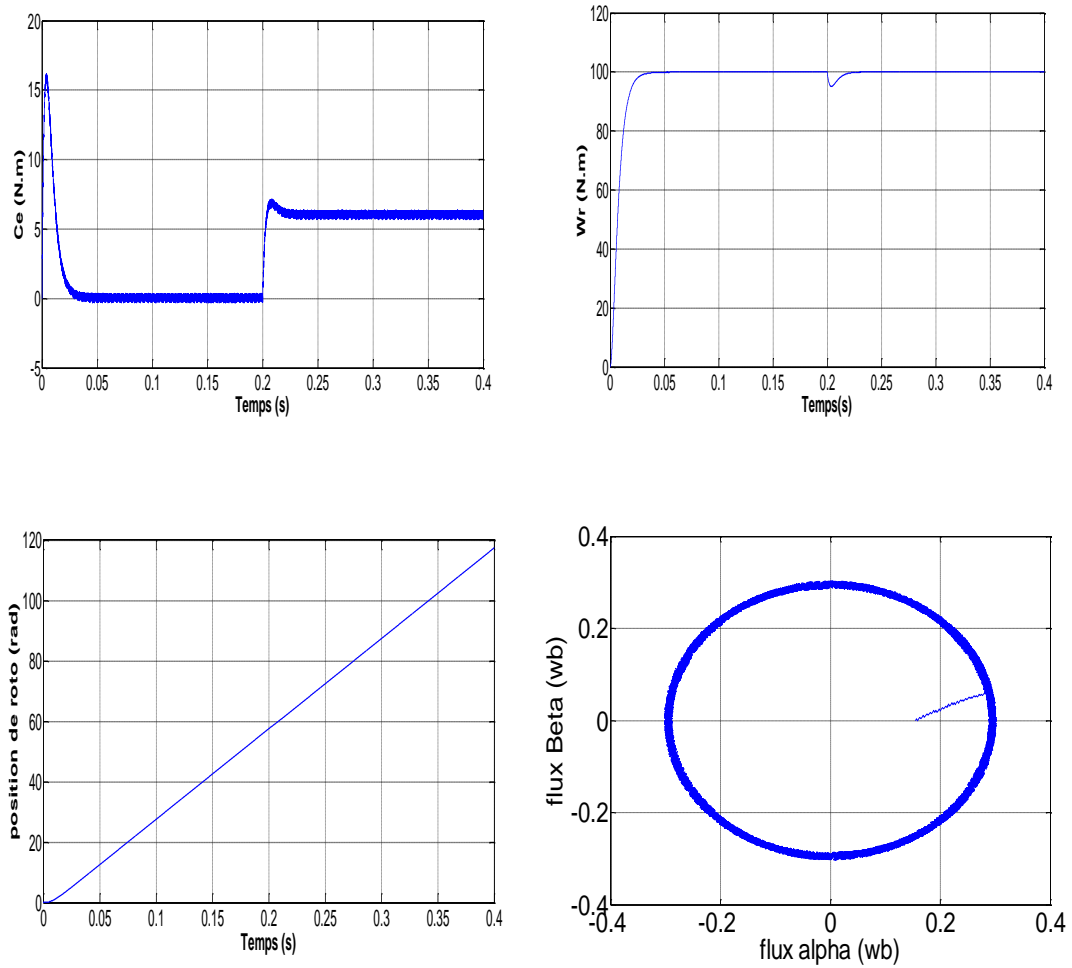
Après le démarrage de la machine on remarque qu'une augmentation du couple jusqu'à 6N.m puis diminue et stabilisé au voisinage de zéro avec une oscillation, après 0.03s puisque il n'ya pas de charge. Au démarrage le courant statorique est maintenu constant.

Le parcour flux trace un cercle, ainsi que la vitesse croit linéairement avec le temps jusqu'à point de stabilité puis il reste stable a la valeur désirée (100 rad/s).

**-Teste en charge :**

Les figures ci-dessous présentes les résultats de simulation sur 0.5s pour un couple de référence de 5N.m et un flux de référence à 0.3Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.1$  N.m et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.025$ Wb .





**Figure II.10** : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC

(En charge  $C_r=6\text{N.m}$ ,  $w=100\text{ rad/s}$ ).

**Interprétation des résultats de simulation :**

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 6N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage 0.2s puis stabilise pour une valeur finale 6 N.m avec une oscillation importante pour couple de charge 5N.m ; En plus en remarque que la vitesse suivre la valeur de référence après 0.05s avec un pic à 0.2s c'est-à-dire l'application de la charge.

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous allons constitués une approche théorique de la DTC, ainsi qu'une vérification avec la MSAP par simulation sous Matlab.

On peut conclure après les résultats de simulation que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux.

Pendants ces circonstances on va utiliser la commande DTC par logique floue dans le chapitre suivant.

## *Chapitre III :*

*Commande d'un moteur synchrone a aimants permanents par la technique dtc-Floue*

### III.1 Introduction

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur [28].

Pour cela, on va étudier dans ce chapitre la commande directe du couple basée sur la technique intelligente (flou type1). Des simulations numériques sont présentées pour tester les performances de régulateur flou.

### III.2 Logique floue (FL)

#### III.2.1 Historique

La logique floue (*fuzzy logic*) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "*logique à valeurs multiples*" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe *Max Black* a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies  $\{0, 1/2 \text{ et } 1\}$ , pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur *Lotfi A. Zadeh* de l'université de Californie de Berkeley [29].

A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle [23]. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme. A partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [23, 29].

#### III.2.2 Commande par logique floue

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques. Dans ce qui suit, nous allons

présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un régulateur flou utilisé dans la stratégie DTC [30, 31, 32].

### **III.3 Principe de la logique floue**

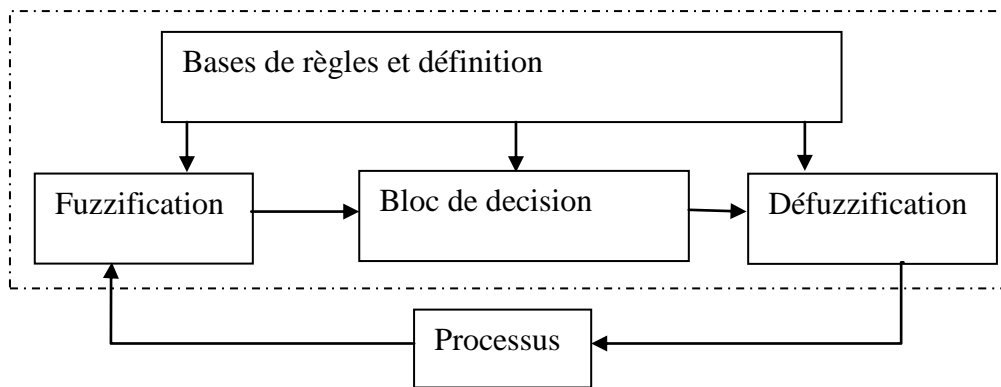
Le principe du réglage par logique floue part du constat suivant : dans les problèmes de régulation auxquels il est confronté, l'homme ne suit pas, à l'image de ses inventions, un modèle mathématique fait de valeurs numériques et d'équations. Au contraire il utilise des termes tels que « un peu trop chaud, allé beaucoup plus vite, freiner à fond, etc... » ainsi que ses propres connaissances qu'il a dans le domaine. Celles-ci sont, le plus souvent, acquises de façon empirique. Le principe du réglage par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire ou booléenne) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe, différentes réalisations ont vu le jour et, actuellement, on trouve deux types d'approche pour le réglage par logique floue. Dans l'une de ces approches, les règles sont appliquées aux variables à l'aide d'une procédure numérique par le biais d'un microprocesseur ou d'un ordinateur. Dans l'autre approche, les règles sont appliquées aux variables de façon analogique. Ces deux approches permettent de développer des organes de contrôle par logique floue que l'on désigne par processeur digital flou ou par processeur analogique flou [33].

### **III.4 Structure générale d'un système flou**

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux [25] :

- Une base de connaissance sous forme de règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance ;
- Un bloc de décision ou moteur d'inférence ;
- Une fuzzification qui consiste en la transformation des entrées précises en degrés d'appartenance ;
- Une défuzzification qui consiste en la transformation des résultats flous en des sorties

Précis



**Figure III.1** : Structure interne d'un système flou [30].

Il faut transformer les variables réelles à l'entrée du régulateur flou, c'est à dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape la fuzzification. On utilise alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance [34, 31].

Enfin, on opère à la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence [23].

#### III.4.1 Constitution d'un système flou

Un système flou est composé de quatre parties essentielles:

- ✓ La base de connaissance constituée d'une base de données et d'une base de règles,
- ✓ Le système d'inférence,
- ✓ L'interface de fuzzification.
- ✓ Une défuzzification.

#### III.4.2 Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. La fuzzification comprend l'adaptation des variables d'entrées et l'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée. La dernière étape de la fuzzification est la génération des degrés d'appartenance à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance. Dans le cas du réglage par logique floue, on utilise en général des fonctions d'appartenance trapézoïdale ou triangulaire. Il s'agit des formes les plus

simples, composées par morceaux de droites. Cependant, il existe d'autres formes telles que la forme de cloche, gaussienne, sigmoïde [23, 30, 31].

### III.4.3 La base des règles

C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: "**IF THEN**" ou "**SI-ALORS**", elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directe numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance.

### III.4.4 Inférence floue

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, elles lient les grandeurs mesurées, qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) aux variables de sorties. Dans le cas du réglage par logique floue, il s'agit d'inférences avec plusieurs règles. Les inférences souvent prennent la forme suivante:

- **SI** (l'ensemble des conditions sont satisfaites),
- **ALORS** (l'ensemble des conséquences peuvent être supposées).

Un moteur d'inférence est un ensemble de plusieurs règles. L'opérateur '**ET**' s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur '**OU**' lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence. Nous distinguons une variété importante d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter quatre types.

L'inférence de Max-min (Mamdani), Max-prod, (Som-prod et Sugeno). Les quatre inférences diffèrent par la manière les sorties sont déterminées [31].

### III.4.5 Défuzzification

Comme on l'a vu à la section précédente, les méthodes d'inférence fournissent une information floue pour la variable de sortie du contrôleur, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée défuzzification (concrétisation) [23, 29]. La méthode de la défuzzification la plus utilisée est

celle de la détermination du centre de gravité. Si les bases de règles de la partition triangulairesont utilisées, les univers de discours des entrées et sorties sont subdivisés utilisant lesfonctions d'appartenance triangulaire. Il est à signaler que le choix des fonctionsd'appartenances de même type, symétriques et équitables facilitera considérablement le processus de défuzzification [31].

**III.5 Éléments de base de la logique floue**

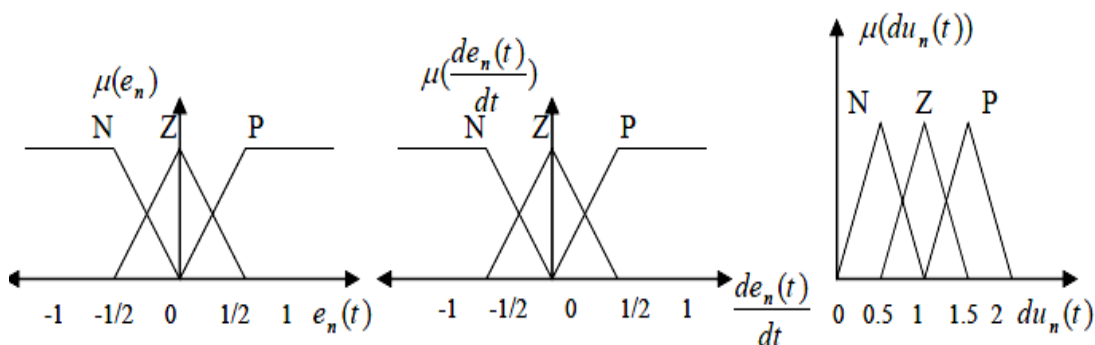
**III.5.1 Univers de discours [35]**

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue  $x$  et  $\mu_A(t)$  est le degré d'appartenance de l'élément  $x$  à l'ensemble flou  $A$ . Plus généralement, le domaine de définition de  $\mu_A(t)$  peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue  $x$ .

**III.5.2 Fonction d'appartenances**

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par  $\mu(t)$ . L'argument  $x$  se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice  $A$  indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [35].

La figure (III.2) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées  $e_n(t)$ ,  $de_n(t)/dt$  et  $du_n(t)$  respectivement :



**Figure III.2 :** Les fonctions d'appartenance du contrôleur floue.

La matrice d'inférence utilisée est décrite par le tableau suivant :

e	U	de		
		N	Z	P
	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableaux III.1 : Matrice d'inférence.

Les classes sont notées comme suit : **Z** : zéro ; **N** : négatif ; **P** : positif.

### III.6 Conception d'une commande floue

Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à La différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

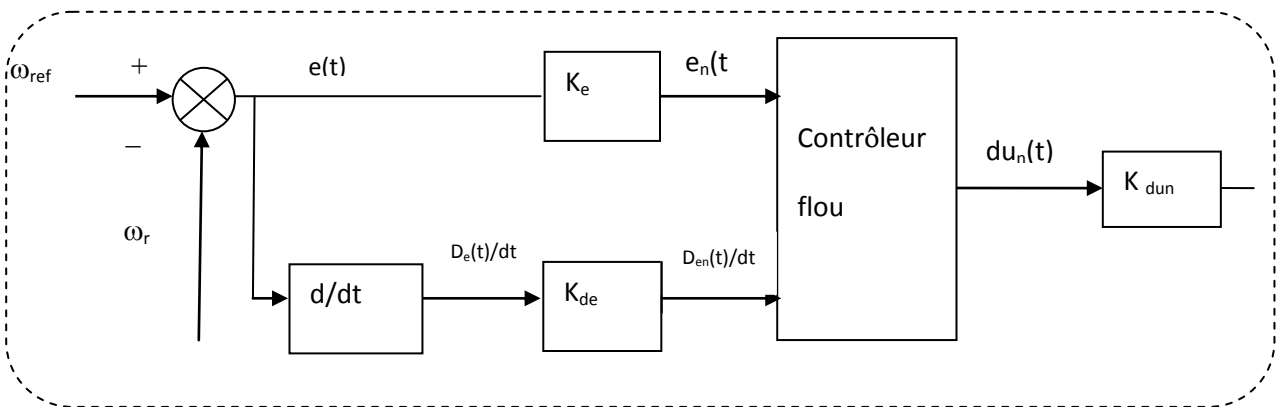


Figure III.3 : Schéma de base du contrôleur floue.

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées  $e(t)$  et  $e_n(t)$  et l'inférence des règles floues. En général,  $e(t)$  représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne :

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t) \quad (III.1)$$

La variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$\begin{aligned} \frac{de(t)}{dt} &= e \\ &\cong \frac{e(t+1) - e(t)}{Te} \end{aligned} \quad (III.2)$$

### III.7 Contrôleur floue de vitesse à cinq niveaux

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents avec l'utilisation du contrôleur à cinq niveaux.

#### III.7.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse [36]

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants :

- ✓ Choix des variables linguistiques ;
- ✓ Choix des fonctions d'appartenance ;
- ✓ Choix de la méthode d'inférence ;
- ✓ Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la Figure (III.4)

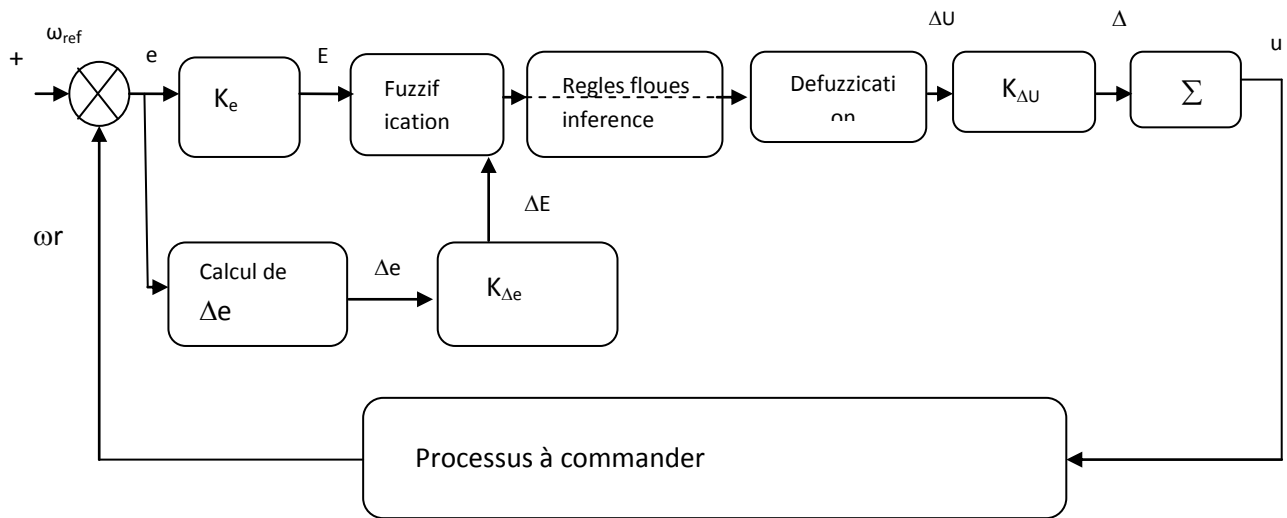


Figure III.4 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée  $e$  est définie par :

$$\begin{aligned} e &= \Delta\omega \\ &= \omega_{ref} - \omega_r \end{aligned} \quad (III. 3)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée  $\Delta e$  est définie par :

$$\begin{aligned} \Delta e &= e(t + \Delta t) - e(t) \\ &= e(k + 1) - e(k) \end{aligned} \quad (III. 4)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée  $\Delta u$  :

Les trois grandeurs  $e$ ,  $\Delta e$  et  $\Delta u$  sont normalisées comme suit :

$$E = K_e \cdot e, \quad \Delta E = k_{\Delta e} \cdot \Delta e, \quad \Delta U = K_{\Delta U} \cdot \Delta u$$

Où  $k_e$ ,  $k_{\Delta e}$  et  $k_{\Delta u}$  sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

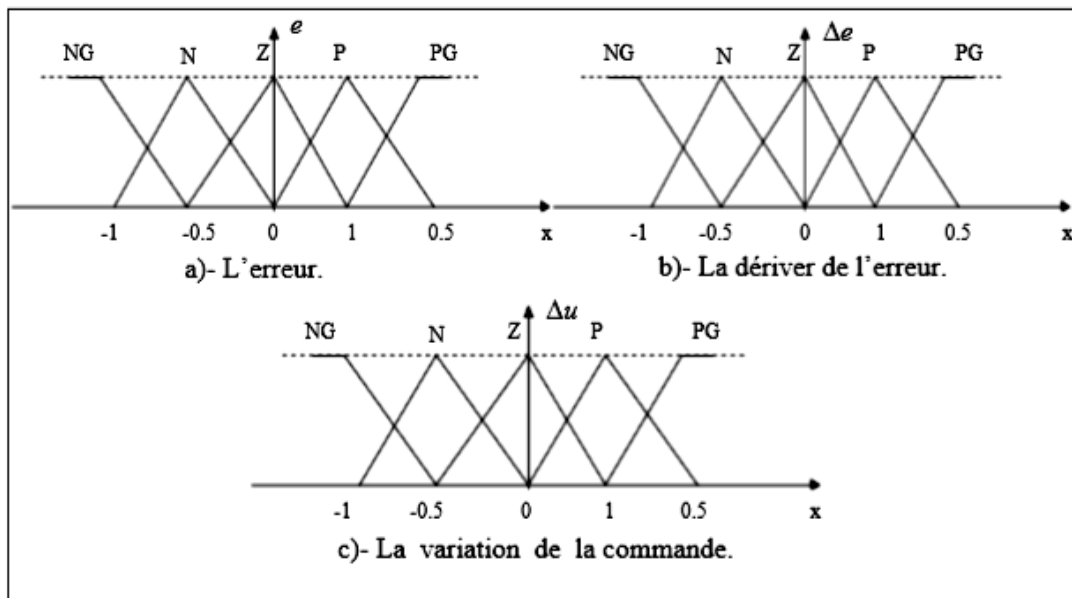
Le régulateur flou représenté par la Figure(III.4) est composé de :

- ✓ Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse  $\Delta e$  au cours de temps ;

- ✓ Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- ✓ Un bloc de fuzzification ;
- ✓ Des règles floues ;
- ✓ Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- ✓ Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

### III.7.2 Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentés comme suit :



**Figure III.5** : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.

Les classes sont nommées : N : Négative, Z : Zéro ou nulle, P : Positif, PG : positif grand, et NG pour négatif grand.

### III.7.3 Table des règles

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

e	U	de				
		NG	N	Z	P	PG
	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Tableaux III.2 : Matrice d'inférence des règles floues

**III.7.4 Défuzzification**

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation [35]. La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle du centre de gravite, notre choix est porte sur cette dernière du fait qu'elle est facile à implémenter et ne nécessite pas beaucoup de calcul.

**III.8 Commande floue Directe du Couple (DTC- floue)**

Le schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTC floue) d'une machine synchrone est présenté par la figure (III.6). Pour obtenir les meilleures performances de la DTC, un contrôleur flou a été introduit pour remplacer le contrôleur PI classique [27, 28].

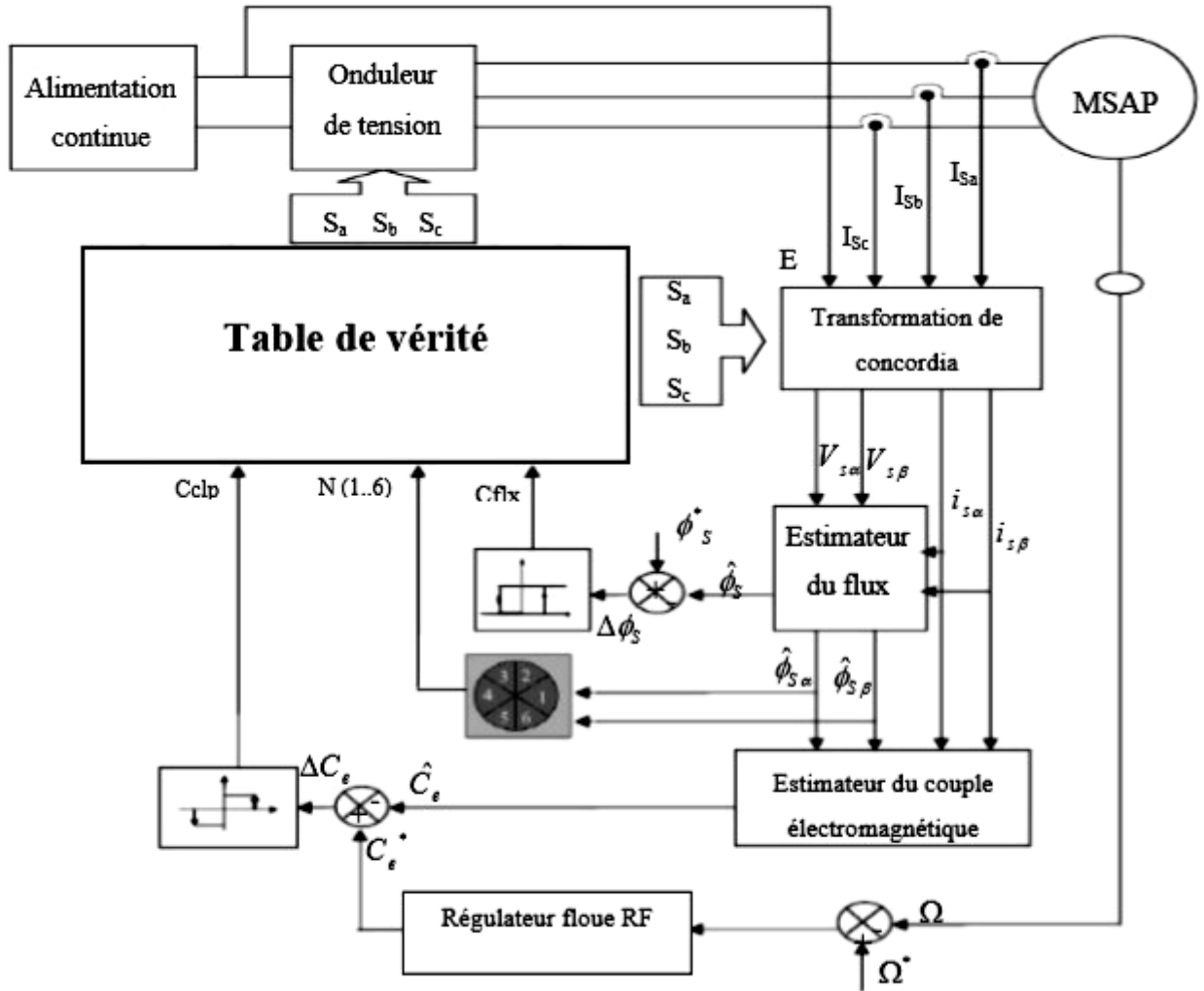
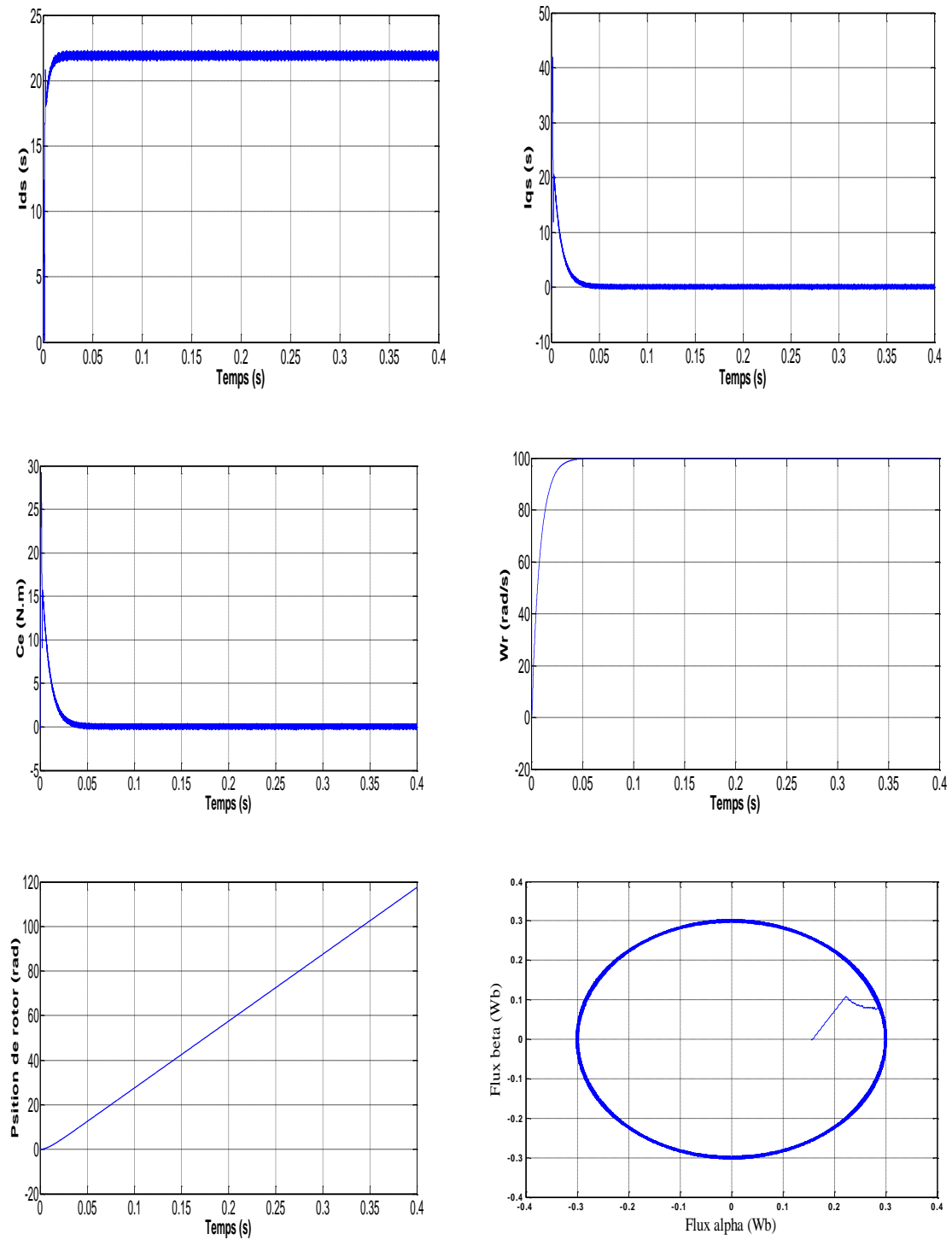


Figure III.6 : Schéma bloc de la commande DTC floue

### II.9 Résultats de simulation

#### -Test à vide :

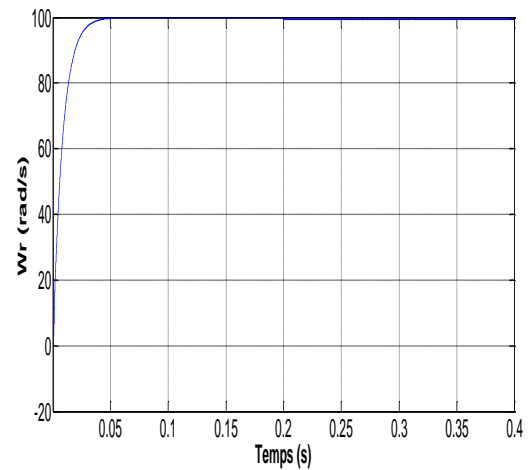
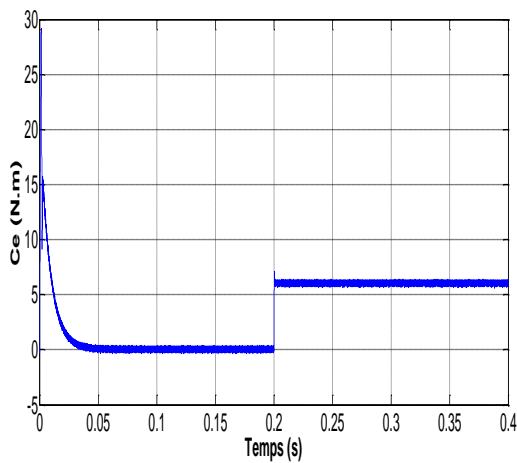
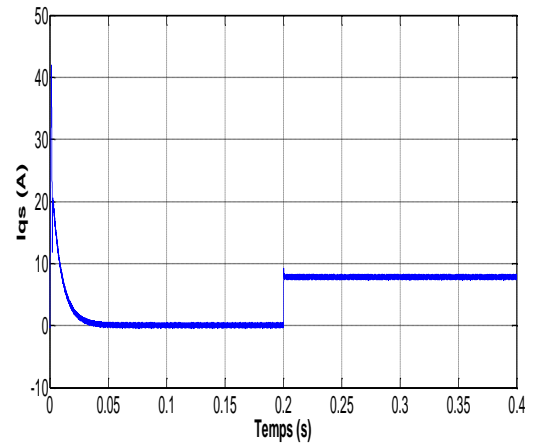
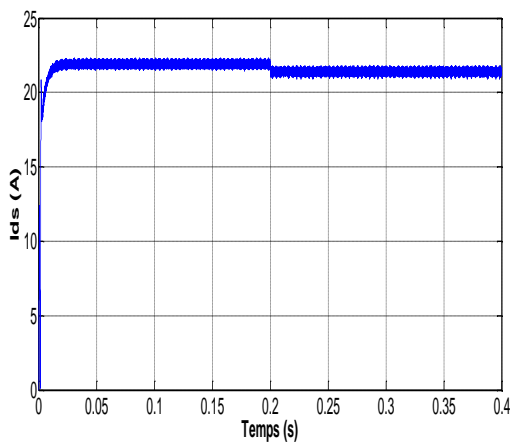
On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma de bloc de la figure (III.6), pour  $100 / \text{ref rad/ s}$ , lord d'un démarrage à vide, ce qui nous a permis d'établir les caractéristiques dynamiques illustrées par la figure (III.7).

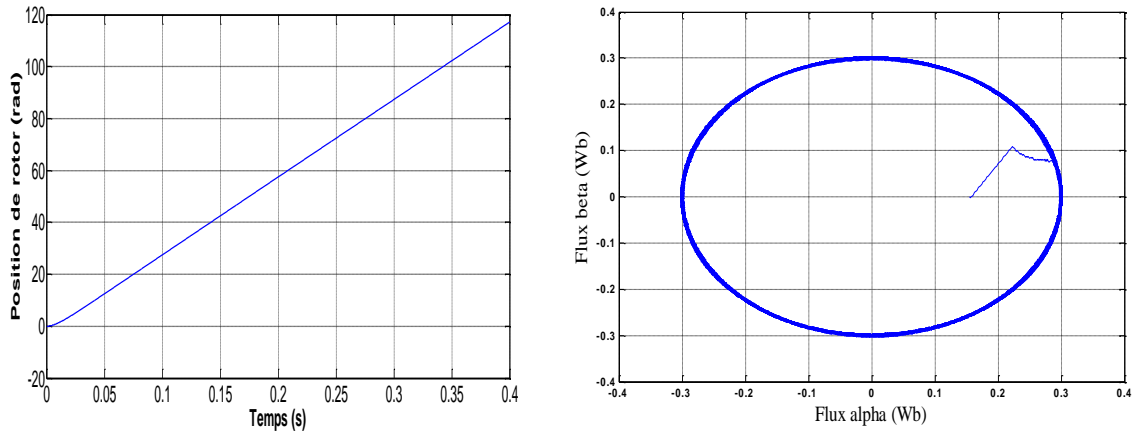


**Figure III.7 :** Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC- floue à vide  $C_r=0$

**-Test en charge :**

Pour tester la robustesse du réglage de la MSAP par un régulateur flou, on a introduit un couple de charge de 5N.m à l'instant  $t=0.2s$ . On constate que la vitesse atteint sa référence 100 / ref rad/ s sans dépassement et que les rejets de perturbation dus le consigne de charge appliqué à l'instant  $t=0.2s$ . On note aussi que l'effet de régulation persiste toujours, en effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre le consigne de charge introduite. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par cette application.





**Figure III.8 :** Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC Flou  
En charge  $C_r = 6 \text{ N.m}$ ,

### Conclusion

Dans ce chapitre nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse.

On peut conclure le contrôleur flou est assuré la réponse rapide, le petit dépassement et la précision fine de la vitesse dans haut et à vitesse réduite.



*Conclusion générale*

## **Conclusion Générale**

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire apporté sur. La commande (DTC) et (DTCF) est présentée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de MSAP. La compte tenu de sa simplicité, elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle MSAP.

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de PARK pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. En suite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté les notions de la stratégie de la commande directe du couple. . Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de Park ont permis de simplifier considérablement le modèle de la MSAP triphasée à la fin de ce chapitre on a testé la MSAP alimentée directement par un réseau triphasé et alimentée par l'onduleur. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique. Nous avons également introduis la régulation de la vitesse en boucle fermée en utilisant un régulateur PI. Les résultats de simulation montrent bien les performances de la commande DTC : la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable.

Pour développer et améliorer cette technique de commande, on s'intéresse à étudier et d'utiliser d'autres techniques intelligentes tels que la logique flou qu'on peut associer à cette commande, on remplace le régulateur PI de la vitesse par un régulateur flou, cette stratégie donne très bonne performance au niveaux des ondulations de la vitesse, du couple et du flux, avec un temps de réponse court par rapport au DTC classique.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose:

- L'utilisation des régulateurs mixtes (modes glissant, logique floue).
- Pour la commande DTC, plusieurs améliorations peuvent être apportées, à savoir :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le
- nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple
- électromagnétique et la fréquence de commutation.
- L'utilisation d'un observateur d'ordre réduit, pour réduire la dimension de l'observateur et donc du temps de calcul qui facilitant l'implantation de l'opération d'observation sur un dispositif en temps réel
- l'amélioration de l'effet des oscillations sur les grandeurs de contrôle de la DTC par l'usage d'une stratégie de supervision floue, ou neuro- floue.
- l'utilisation du filtre de Kalman étendu d'ordre réduit (afin de réduire les exigences de calcul des algorithmes du filtre de Kalman étendu d'ordre complet) pour obtenir des améliorations notables, l'application du principe de la DTC à d'autres machines asynchrones (double alimentation, polyphasée.....), synchrone ( à reluctance variable ....).



*BIBLIOGRAPHIE*

## Références bibliographiques

- [1] **A.Chebak** « Modélisation, conception et optimisation des machines sans encoches à aimants permanents à haute vitesse », Thèse de Doctorat, Université LAVAL QUÉBEC, 2013.
- [2] **H. Terrafi**, « Commande directe du couple douze secteurs d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension a trois niveaux », Mémoire mester, Université de M'sila, 2015.
- [3] **B.Ali** « Contribution à l'étude de système de commande d'une éolienne », Mémoire de Magister, l'université de Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2011
- [4] **N. Bianchi, S,Bolognani** « Reducing Torque Ripple in PM Synchronous Motors by Pole Shifting », International Conference on Electrical Machines, Helsinki, Finland, August, 2000, vol. 3, pp.1222-1226.
- [5] **N.Khalil** « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », Mémoire magister, l'université Mentouri, CONSTANTINE, 2010.
- [6] **M. Ezzat** « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents »Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [7] **N.BOUNASLA** « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de magistère, Université de Ferhat ABBAS Sétif-1 2014.
- [8] **C. Bouchereb** « Contrôle direct du couple des machines synchrones ». Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [9] **Babak NAHID MOBARAKEH** «Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines synchrones a Aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification En ligne » Des Paramètres». Thèse de doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine : décembre 2001.
- [10] **M. Chakir** « Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP » Thèse de magistère, École nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [11] **Jean –Paul louis** « Commandes classiques et avancées des actionneurs synchrones » livre éditions hermès, Paris, 2010.
- [12] **A. Kaddouri**, « Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de doctorat, Université laval québec Canada, 2000.
- [13] **M.Hammami** « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un

observateur de vitesse à mode glissant » Thèse de magistère, Université Mohamed Khider – Biskra.

[14] **J.Chatelain.** «Machine Electriques », Georgi, Suisse, 1985.

[15] **P.C.Krausse,O.Wasynczuk and S.D.Sudhoff.** « Analysis of Electric Machinery » IEEE Press, New York, 1995.

[16] **P. Barret.** “ Régimes Transitoires des M achines Tournantes électriques », Eyrolles, Paris, 1987.

[17] **J. Lesenne, F. Notelet, G. Seguiet.** «Introduction à l' électrotechnique approfondie» Lavoisier Technique & Documentation., Paris, 1981.

[18] **I. Boldea, S. A. Nasar** «Electric Machine Dynamics, Mac Millan Publishing company, New york, 1986.

[19] **P. Kundur.** «Equivalent Circuit of Electric Machinery» McGraw-Hill, 1994.

[20] **]SaadMuftahZeid** “An Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, » a thesis for the degree of Master, Memorial University of Newfoundland, December 1998.

[21] **G. Sturtzer** «Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Ellipses Edition, Markty. S. A, 2000.

[22] **Ameur Aissa,** « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanent en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat en sciences en électrotechnique, Université de Batna, 2012.

[23] **Benaissa Malika,** « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.

[24] **Mohammed Ilyes Hemmami,** « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.

- [25] **Riad Toufouti**, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [26] **O. Ouledali, A. Meroufel, P. Wira**, « Commande floue directe du couple d'un MSAP basée sur MLI vectorielle », Article, Laboratoire L.D.D.I, Université d'Adrar, PP-06, 2015.
- [27] **Akkouchi Kamel**, « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [28] **Nassir Mansouri**, « Commande par DTC à base de technique d'intelligence artificielle », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2015.
- [29] **Mokeddem Diab**, « Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas de setif, 2010.
- [30] **MINH TA CAO**, « Commande numérique de machines asynchrones par logique floue », Thèse de Doctorat, Université Laval QUÉBEC de Canada, 1997.
- [31] **Kheldoun Aissa**, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de Doctorat, Université Boumerdès, 2007.
- [32] **Lotfi Baghli**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [33] **Miloudi Abdallah**, « Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone », Thèse de Doctorat, Université d'Oran, 2006.
- [34] **Boufateh Messaoudi**, « Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone », Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider De Biskra, 2007.
- [35] **Latreche Mohammed Tahar**, « Commande floue de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, 2012.
- [36] **Nabti Khalil**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue », Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2006.



*Annexe*

**ANNEXE :**

Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Tension nominale	$V = 220/380\text{v}$
Puissance nominale	$P_n = 1500 \text{ W}$
Couple nominale	$C_n = 14.33 \text{ N.m}$
Résistance de phase	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
Nombre de paire de pôles	$p = 3$
Amplitude des flux des aimants permanents	$f = 0.1546\text{Wb}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$

### ***Résumé :***

Ce mémoire, présente une étude de la modélisation, de la commande en vitesse de la machine synchrone MSAP alimentée par onduleurs de tension. Deux commandes sont appliquées pour régler la vitesse de la machine ; l'une DTC et l'autre DTC floue. Des résultats de simulation sont présents pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

### ***Summary :***

This thesis presents a study of the modeling, of the speed control of the synchronous machine MSAP supplied by voltage inverters. Two commands are applied to adjust the speed of the machine ; one DTC and the other Fuzzy DTC. Simulation results are present to show the robustness of these control techniques.

### **المخلص :**

تقدم هذه الرسالة دراسة للنمذجة والتحكم في سرعة الجهاز المتزامن MSAP المزود بمحولات الجهد يتم تطبيق أمرين لضبط سرعة الماكينة ؛ الأول غامض DTC والآخر DTC نتائج المحاكات موجودة لإظهار متانة تقنيات التحكم .

الكلمات المفتاحية : التسرب ،شبكات التوزيع،الكشف