

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

**FACULTE : TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE**  
**N° : ELM-242**



**DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES**  
**FILIERE : ELECTROMÉCANIQUE**  
**OPTION : ELECTROMÉCANIQUE**

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

**Par : MERABET FOUAD**

**ITAOUA BRAHIM**

**Intitulé**

**Commande de la machine synchrone à aimant permanent par les techniques IRFOC et DTC**

**Soutenu devant le jury composé de:**

M. BEN YETTOU Loutfi	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
M. BAHIDDINE Miloud	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
M. DJERIOUI Ali	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2017 / 2018**

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à : Les deux personnes les plus  
chers au monde que je ne peux les remercier jamais assez de :*

*leur aide, encouragements, soutiens, sacrifices et leur*

*patiences pendant toute ma vie : mes parents :*

*Mon père "Beddar" et ma mère : "Zohra"*

*Sans oublier mon grand père : " ibrahim".*

*Et A mes très chers frères et sœurs*

*A tous les professeurs de "Géné électrique"*

*A tout mes amies*

*A mon binôme "Itaoua Brahim"*

*A mes camarades d'auditoires et tous ceux de la spécialité*

*d'Électromécanique*

*de l'Université de " M'sila*

*Faculté de Technologie"*

*A toute la famille "Merabet "et "Djennad".*

*Merabet Fouad*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à : Les deux personnes les plus  
chers au monde que je ne peux les remercier jamais assez de :*

*leur aide, encouragements, soutiens, sacrifices et leur  
patiences pendant toute ma vie : mes parents :*

*Mon père "Mohamed" et ma mère : "Fatima Zahra"*

*Et A mes très chers sœurs*

*A tous les professeurs de "Géné électrique"*

*A tout mes amies*

*A mon binôme "Fouad Merabet "*

*A mes camarades d'auditoires et tous ceux de la spécialité  
d'Électromécanique*

*De l'Université de " M'sila*

*Faculté de Technologie"*

*A toute la famille "Itaoua "et "Habib".*

*Itaoua brahim*

# *Remerciements*

*Nous remercions Allah le tout puissant, qui nous a donné la foi, la force et la patience pour aller jusqu'au bout de ce travail. Au terme de ce travail de fin d'études nous tenons à exprimer notre gratitude et nos remerciements pour toutes les personnes qui ont contribué à sa réalisation. Nous tenons tout d'abord à remercier notre Encadreur Mr BAHIDDINE MILOUD pour son aide, ses conseils, son encouragement et sa disponibilité dans ce mémoire. Ainsi que tous nos professeurs qui nous ont enseignés durant nos études à la faculté de Technologie Département de Génie Électrique particulièrement Mr KHODJA DJALAL EDDINE. Nos profonds remerciements pour les membres de jury qui ont acceptés d'évaluer ce travail. A la fin nous tenons à remercier tous nos collègues d'études particulièrement notre promotion.*

# Sommaire

# Sommaire

Sommaire.....	I
Liste de Notations et Symboles.....	V
Liste des Figures.....	VI
Liste des Tableau.....	VIII
Introduction générale.....	01

## Chapitre I : Généralité et Modélisation de l'association Convertisseur – MSAP

I.1. Introduction .....	03
I.2. Structure d'une machine synchrone à aimant permanent MSAP.....	03
I.3. Principe de fonctionnement.....	04
I.4. Domaines d'application.....	05
I.5. Les avantage des machines synchrones à aimants permanentes.....	06
I.6. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents.....	06
I.7. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents.....	06
I.7.1. Hypothèses Simplificatrices.....	07
I.7.2. Mise en équations du modèle de la MSAP.....	07
-Équations électriques .....	07
-Équations magnétiques.....	07
I.7.3. Choix du référentiel.....	09
I.7.3.1. Le repère (x, y) est lié au stator (fixe comme le stator).....	09
I.7.3.2. Le repère ( $\alpha$ , $\beta$ ) est lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)	09
I.7.3.3. Le repère (d, q) est lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au	
champ tournant).....	09
I.7.4. Transformation de Concordia.....	09
I.7.5. La transformation de Park (d, q).....	09
I.7.6. Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$ .....	11
I.7.7. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	12
I.7.8. Expression du couple électromagnétique.....	13
I.7.9. Mise Sous Forme D'équation D'état.....	13
I.7.10. Model d'une MSAP dans repère de Park.....	13
I.8. Système d'alimentation de la MSAP.....	14
I.8.1. Onduleur de tension triphasé.....	14

I.8.2.Modélisation de l'onduleur de tension.....	15
I.8.3.Stratégies de Commande des onduleurs.....	16
I.8.4.Commande par modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle.....	16
I.8.5.Modélisation Vectorielle de l'onduleur.....	18
I.8.6.États de l'onduleur.....	19
I.9. Schéma de la MSAP alimentée en tension.....	22
I.9.1.Sans onduleur.....	22
- Résultat de simulations.....	22
- Teste à vide.....	22
- Teste en charge.....	23
I.9.2. Avec onduleur.....	25
- Résultats de simulation.....	25
I.10. Conclusion.....	26

## **Chapitre II : Commande vectorielle d'un moteur synchrone à aimant permanent**

II.1.Introduction.....	27
II.2. Principe de la Commande Vectorielle.....	27
II.3.Choix du référentiel.....	28
II.4. Contrôles vectoriels direct et indirect.....	29
II.4.1 Contrôle direct.....	29
II.4.2 Contrôle indirect.....	29
II.5.Structure globale de la commande.....	29
II.6.Stratégie de commande ids nul.....	30
-Modèle en tension.....	30
II.6.1.Boucles de régulations.....	31
II.6.1.1.Régulateurs de vitesse.....	31
II.6.1.2.Régulateur de courant ids.....	33
II.6.1.3.Régulateur de courant iqs.....	34
II.7.Découplage.....	35
II.8. Validation des Modèles de Simulation.....	37
II.8.1.Interprétation.....	38
II.9.Conclusion.....	39

### **Chapitre III : Commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par la DTC**

III.1.Introduction.....	40
III.2.Principe générale.....	40
III.3.Principe du Contrôle du flux et du Couple.....	42
III.3.1. Contrôle du flux statorique.....	42
III.3.2.Contrôle du couple électromagnétique.....	43
III.4. Choix du vecteur tension.....	44
III.4.1.Estimateurs.....	45
III.4.1.1.Estimation du Flux et du Couple.....	45
III.4.1.2.Estimateur du flux statorique.....	46
III.4.2. Élaboration du vecteur de commande pour la DTC.....	46
III.4.2.1. Le correcteur du flux.....	46
III.4.2.2.Correcteur du couple.....	47
III.4.2.2.1. Le correcteur à deux niveaux.....	48
III.4.2.2.2.Correcteur du couple à trois niveaux.....	48
III.4.2.3. Élaboration de la table de commande.....	49
-Élaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.....	50
-Élaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions actifs.....	50
III.4.3.Régulateur de vitesse.....	51
III.5. Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP.....	52
III.6.Résultats de la simulation et interprétations.....	54
III.7.Conclusion.....	55

### **Chapitre IV : Étude comparative entre la Commande vectorielle et DTC De la MSAP**

IV.1.Introduction.....	56
IV.2. Analyse des résultats de simulation et interprétation.....	56
IV.2.1.Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques.....	56
IV.2.1.1. Par variation de la charge.....	56
IV.2.1.2. Par variation du couple de charge et inversion du sens de rotation.....	58
IV.2.1.3. Par Changement de la référence de vitesse.....	60
IV.2.2.Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques.....	62

IV.2.2.1. Par variation de la résistance statorique.....	62
IV.2.2.2. Par variation de la inductance $L_d$ et $L_q$ .....	64
IV.3 .Comparaison entre la commande vectorielle et la commande directe du couple.....	66
IV.3.1.Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control).....	66
IV.3 .2.Commande directe de couple (DTC : Direct Torque Control).....	66
IV.4.Comparaison entre la commande FOC et la commande DTC.....	67
IV.4.1.Tableaux de comparaison entre FOC et DTC.....	67
IV.4.2.Comparaison entre FOC et DTC aux niveaux des avantages et des inconvénients.	68
IV.4.2.1.Les avantages.....	68
IV.4.2.2.Les inconvénients.....	68
IV.5.Conclusion.....	69
Conclusion Générale.....	70
Annexe.....	72
Bibliographique.....	73

## Liste de Notations et Symboles

### Acronymes :

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

### Symboles :

$t$	Temps.
$C_r$	Couple de charge.
$C_e$	Couple électromagnétique.
$f_r$	Coefficient de frottement.
$i_{a,b,c}$	Courants instantanés des phases de la machine.
$i_s$	Courant statorique.
$i_{s\alpha}$	Courant statorique suivant l'axe $\alpha$ .
$i_{s\beta}$	Courant statorique suivant l'axe $\beta$ .
$i_{sd}$	Courant statorique suivant l'axe direct.
$i_{sq}$	Courant statorique suivant l'axe quadrature.
$I_n$	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.
$T_e$	Période d'échantillonnage.
$T_s$	Période de commutation.
$T_{id}, T_{iq}$	Constante de temps électrique des régulateurs de courant.
$K_{id}, K_{iq}$	Gain des régulateurs de courant.
$F(s)$	Fonction du transfert.
$V_{a,b,c}$	Tensions instantanées des phases de la machine.

$U_c$	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.
$[\cdot]^T$	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 $i$ .
$\omega_o$	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 estimée.

## Liste des Figures

### Chapitre I

<b>Figure (I.1)</b> : Différents types de rotors d'une MSAP.....	04
<b>Figure (I.2)</b> : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanent.....	05
<b>Figure (I.3)</b> : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	07
<b>Figure (I.4)</b> : Représentation équivalente dans le repère de Park.....	10
<b>Figure (I.5)</b> : Le modèle de la machine dans le repère de Park.....	14
<b>Figure (I.6)</b> : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.....	15
<b>Figure (I.7)</b> : Schéma synoptique d'un MLI.....	17
<b>Figure (I.8)</b> : M.L.I Sinus-Triangle.....	17
<b>Figure (I.9)</b> : Schéma équivalent de l'onduleur à MLI.....	18
<b>Figure (I.10)</b> : État des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.....	21
<b>Figure (I.11)</b> : Schéma Simulink de la MSAP alimentée en tension.....	22
<b>Figure (I.12)</b> : Résultat de Simulation de la MSAP alimentée en tension sans couple résistant .....	23
<b>Figure (I.13)</b> : Résultat de Simulation de la MSAP alimentée en tension avec couple résistant. .....	24
<b>Figure (I.14)</b> : Schéma Simulink de la MSAP alimentée par onduleur.....	25
<b>Figure (I.15)</b> : Résultat de Simulation de la MSAP alimente par onduleur en charge...	25

### Chapitre II

<b>Figure (II.1)</b> : Principe du control vectoriel dans un référentiel lié au flux rotorique.....	28
<b>Figure (II.2)</b> : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	30
<b>Figure (II.3)</b> : Modèle de la MSAP parfaitement découplé.....	31
<b>Figure (II.4)</b> : boucle de régulation de la vitesse de la MSAP.....	32
<b>Figure (II.5)</b> : boucle de régulation du courant ids.....	33
<b>Figure (II.6)</b> : Boucle de régulation du courant iqs.....	34
<b>Figure (II.7)</b> : boucle de régulation du courant.....	35
<b>Figure (II.9)</b> : Description des couplages.....	36
<b>Figure (II.10)</b> : Découplage par compensation.....	37
<b>Figure (II.11)</b> : Commande Vectorielle applique à la MSAP sur Matlab Simulink.....	37

<b>Figure (II.12)</b> : résultat simulation MSAP par la commande FOC.....	38
---	----

### Chapitre III

<b>Figure (III.1)</b> : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.....	41
<b>Figure (III.2)</b> : Évolution de l'extrémité des $\overline{\varphi_s}$ pour $R_s \overline{I_s}$ négligeable.....	42
<b>Figure (III.3)</b> : Sélection des vecteurs de tensions $V_i$ correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.....	43
<b>Figure (III.4)</b> : Sélection du vecteur de tension.....	44
<b>Figure (III.5)</b> : Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone.....	45
<b>Figure (III.6)</b> : Sélection des tensions $V_i$ pour contrôler le flux.....	47
<b>Figure (III.7)</b> : Correcteur de couple à trois niveaux.....	48
<b>Figure (III.8)</b> : Boucle de régulation de la vitesse de la MSAP.....	51
<b>Figure (III.9)</b> : le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	52
<b>Figure (III.10)</b> : Structure générale de la commande directe de couple (DTC).....	53
<b>Figure (III.11)</b> : résultat de simulation MSAP par la commande DTC.....	54

### Chapitre IV

<b>Figure (IV.1)</b> : Test de robustesse à la variation de la charge.....	57
<b>Figure (IV.2)</b> : Test de robustesse à la variation de la charge l'inversement de sens de rotation.....	59
<b>Figure (IV.3)</b> : Test de robustesse par changement de la référence la vitesse.....	61
<b>Figure (IV.4)</b> : Test de robustesse par la variation de la résistance statorique.....	63
<b>Figure (IV.5)</b> : Test de robustesse par la variation de la inductance $L_d$ et $L_q$ .....	65

## Liste des Tableau

<b>Tableau (I.1)</b> : Table de vérité d'un onduleur triphasé.....	19
<b>Tableau (III.1)</b> : Table de commutation.....	49
<b>Tableau (III.2)</b> : Table de commande du flux.....	49
<b>Tableau (III.3)</b> : Table de commande du couple.....	49
<b>Tableau (III.4)</b> : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls .....	50
<b>Tableau (III.5)</b> : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.....	50
<b>Tableau(IV.1)</b> : Comparaison entre FOC et DTC.....	67
<b>Tableau(IV.2)</b> : Comparaison entre FOC et DTC aux niveaux des avantages.....	68
<b>Tableau(IV.3)</b> : Comparaison entre FOC et DTC aux niveaux des inconvénients.....	68

# **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 [TZH].

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 [TZH].

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 [AAM].

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [NBO].

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 [BMA].

L'objectif vise dans ce travail est comparaison entre la commande DTC et la commande vectoriel sur la machine synchrone à aimants permanents.

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

- ✓ Le premier chapitre présentera généralité et modélisation de l'association convertisseur - MSAP
- ✓ Le second chapitre la commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par La commande vectorielle
- ✓ Dans le troisième la commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par la DTC.
- ✓ Et dans le chapitre quatre étude comparative entre la commande FOC et DTC.

Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.

**Chapitre I :**  
**Généralité et Modélisation de**  
**l'association**  
**Convertisseur - MSAP**

## 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 linéarisé est choisie par une imposition optimale des pôles [ACH].

## I.2. Structure d'une machine synchrone à aimant permanent

### MSAP :

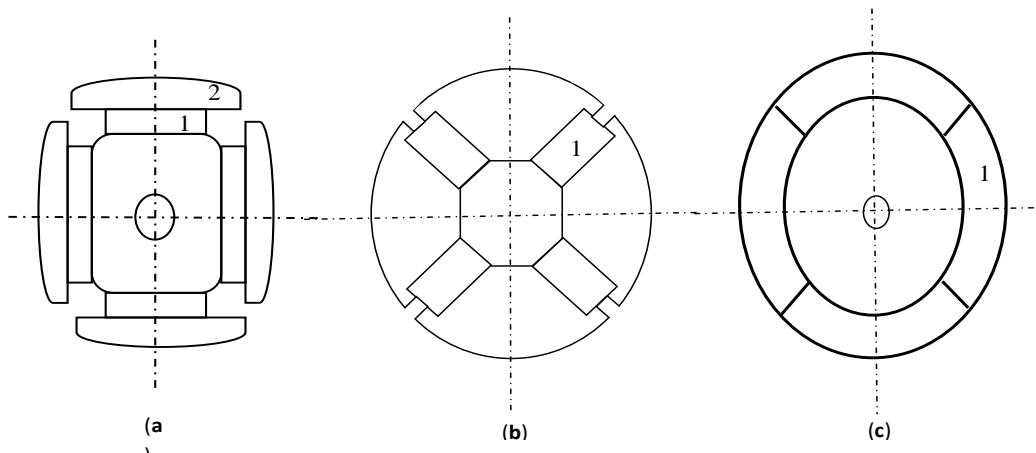
Le moteur synchrone à aimants permanents **MSAP** présente un stator assemblable au rotor de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par désaimant permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant,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



**Figure (I.1) : 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.

### I.3. 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.2** 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  $\theta_p$  comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure  $\theta_p = 90^\circ$ . 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 [MEZ].

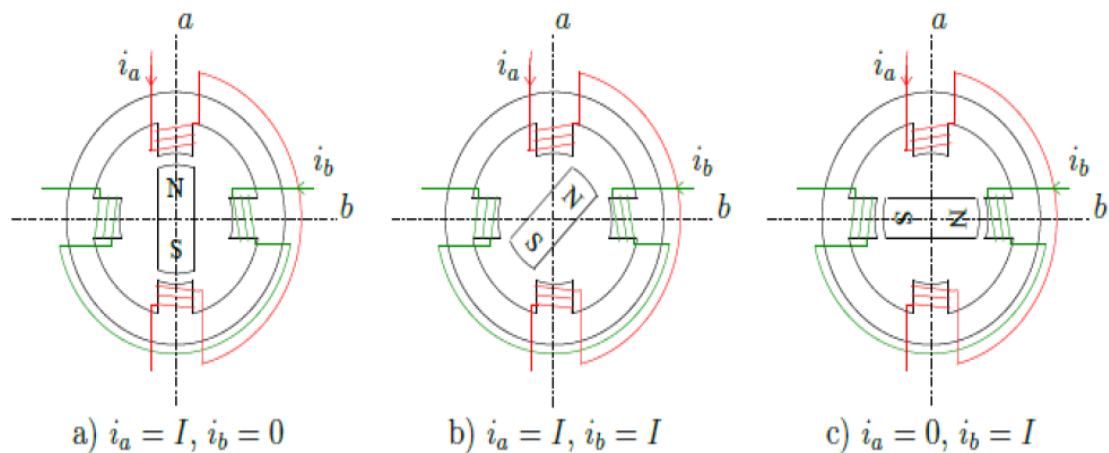


Figure (I.2) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanent

#### I.4. 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) [NBO], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [MEZ] :

- ✓ 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.5. 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 améliorés.
- 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. [NBO], [BOU]

### **I.6. 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.[NBO][BOU]

### **I.7. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents :**

L'étude de tout system 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 déduirons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents [NBO].

### I.7.1. 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). [BAB]

### I.7.2. Mise en équations du modèle de la MSAP :

La figure (I.3) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

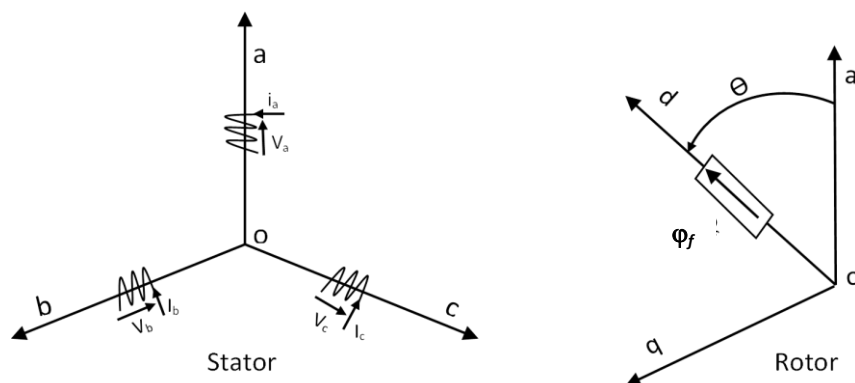


Figure I.3 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique [11], [12]. Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

- **Équations électriques :**

$$[V_{abc}] = [R_s] [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{I.1})$$

- **Équations magnétiques :**

$$[\varphi_{abc}] = [L_s] [i_{abc}] + [\varphi_{f,abc}] \quad (\text{I.2})$$

Ou :

$$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$[i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance du stator}$$

$$[\varphi_{f,abc}] = [\varphi_{af} \varphi_{bf} \varphi_{cf}] \quad : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statoriques.}$$

On désigne par :

$[L_s]$  : Matrice d'inductances statoriques. Elle contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_{s0}]$  et des termes variables dépendant de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[L_{s2}(\theta)]$  : [JPL]

$$[L_{ss}(\theta)] = [L_{ss0}] + [L_{ss2}(\theta)] \quad (\text{I.3})$$

$$[L_{ss0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix};$$

$$[L_{ss2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix};$$

Où :

$M_{s0}$ : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

$L_{s0}$  : Inductance propre d'une phase statoriques,

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

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 :

$$J \frac{d\omega}{dt} + f_r \omega = C_e - C_r \quad (\text{I.4})$$

Avec :

- $J$  : Moment d'inertie de la partie tournante ;
- $\omega$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;
- $C_e$  : Couple électromagnétique de la machine ;
- $C_r$  : Couple résistant, ou de charge ;
- $f_r$  : Coefficient de frottement. [JPL]

### I.7.3.Choix du référentiel :

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

#### I.7.3.1.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.7.3.2.Le repère ( $\alpha, \beta$ ) est lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor) :

Dans cette référence, les axes ( $\alpha\beta$ ) 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.7.3.3.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.7.4.Transformation de Concordia :

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

La transformation de Concordia est défini par :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C][X_{ABC}] \quad (\text{I.5})$$

$$[X_{ABC}] = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{I.6})$$

Où :

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

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

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

### I.7.5. La transformation de Park (d, q) :

Les équations obtenues dans le repère **(a, b, c)** sont fortement non-linéaires et couplées. Elles sont fonctions de la position du rotor  $\theta$ . 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 **d-q** ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel **(a, b, c)** en enroulements orthogonaux d'axes **(d, q)** tournant à une vitesse  $\omega$  par rapport au stator (figure I.4). Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse [MHA].

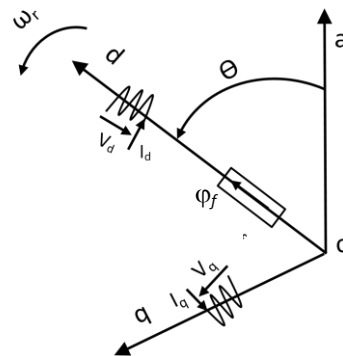


Figure I.4 : Représentation équivalente dans le repère de Park.

La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)] [X_{abc}] \quad (\text{I.5})$$

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).

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

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}; \quad (\text{I.6})$$

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

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

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt$$

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:

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}; \quad (\text{I.7})$$

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.7.6. Passage du repère $d q$ au repère $\alpha \beta$ :

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

$$[X_{\alpha\beta}] = [R] [X_{dq}]; \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$[\mathbf{R}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}; \quad (\text{I.9})$$

### I.7.7. Application de la transformation de Park à la MSAP:

On choisissant le référentiel de Park ( $\mathbf{d}, \mathbf{q}$ ) lié au rotor et en appliquant la transformation (I.5) au système (I.1), on obtient :

$$[\mathbf{V}_{dq}] = [\mathbf{P}(\theta)][\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{P}(\theta)][\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{P}(\theta)] \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\varphi}_{abc}]; \quad (\text{I.10})$$

Ensuite, en se basant sur (I.7) et (I.1) on obtient:

$$[\mathbf{V}_{dq}] = [\mathbf{P}(\theta)] [\mathbf{R}_s] [\mathbf{P}(\theta)]^{-1} [\mathbf{i}_{dq}] + [\mathbf{P}(\theta)] [\mathbf{P}(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\varphi}_{dq}] + [\mathbf{P}(\theta)] \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{P}(\theta)]^{-1} \right) [\boldsymbol{\varphi}_{dq}] \quad (\text{I.11})$$

Du moment que  $[\mathbf{R}_s]$  est diagonale, alors :

$$[\mathbf{P}(\theta)][\mathbf{R}_s][\mathbf{P}(\theta)]^{-1} = [\mathbf{R}_s]$$

En utilisant :

$$[\mathbf{P}(\theta)] \left( \frac{d}{dt} [\mathbf{P}(\theta)]^{-1} \right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Et à l'aide de (I.11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit:

$$[\mathbf{V}_{dq}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_{dq}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\varphi}_{dq}] + p\omega [\boldsymbol{\varphi}_{dq}^*] \quad (\text{I.13})$$

Ou :

$$[\mathbf{V}_{dq}] = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_d \\ \mathbf{V}_q \end{bmatrix}, [\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_s \end{bmatrix}, [\mathbf{i}_{dq}] = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_d \\ \mathbf{i}_q \end{bmatrix},$$

$$[\boldsymbol{\varphi}_{dq}] = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_d \\ \boldsymbol{\varphi}_q \end{bmatrix}, [\boldsymbol{\varphi}_{dq}^*] = \begin{bmatrix} -\boldsymbol{\varphi}_q \\ \boldsymbol{\varphi}_d \end{bmatrix}$$

Et la transformation (I.6) appliquée à (I.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_d \\ \boldsymbol{\varphi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_d \\ \mathbf{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_f \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

### I.7.8. Expression du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique  $C_e$  est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants du rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer généré par les courants statoriques [FBO]. Ce couple développé par les machines synchrones à f.é.m. sinusoïdale et sans amortisseur peut être exprimé par :

$$C_e = \left(\frac{3}{2}\right) p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (\text{I.15})$$

Ou :

$p$  : nombre de paires de pôles.

Dans le cas où la machine est à pôles lisses ( $L_d = L_q$ ), cette équation se simplifie en:

$$C_e = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q \quad (\text{I.16})$$

### I.7.9. Mise Sous Forme D'équation D'état:

Considérons les tensions ( $V_d$ ,  $V_q$ ) comme grandeurs de commande, les courants statoriques ( $i_d$ ,  $i_q$ ) comme variables d'état. A partir des équations (I.13), (I.14), on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} p \omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p \omega}{L_q} \end{bmatrix} [\varphi_f] \quad (\text{I.17})$$

Ce système se simplifie dans le cas d'une MSAP à rotor lisse ( $L_d = L_q = L_s$ ) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p \omega \\ -p \omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p \omega}{L_s} \end{bmatrix} [\varphi_f] \quad (\text{I.18})$$

### I.7.10. Model d'une MSAP dans repère de Park :

En développant le système d'équations on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel ( $d$ - $q$ ):

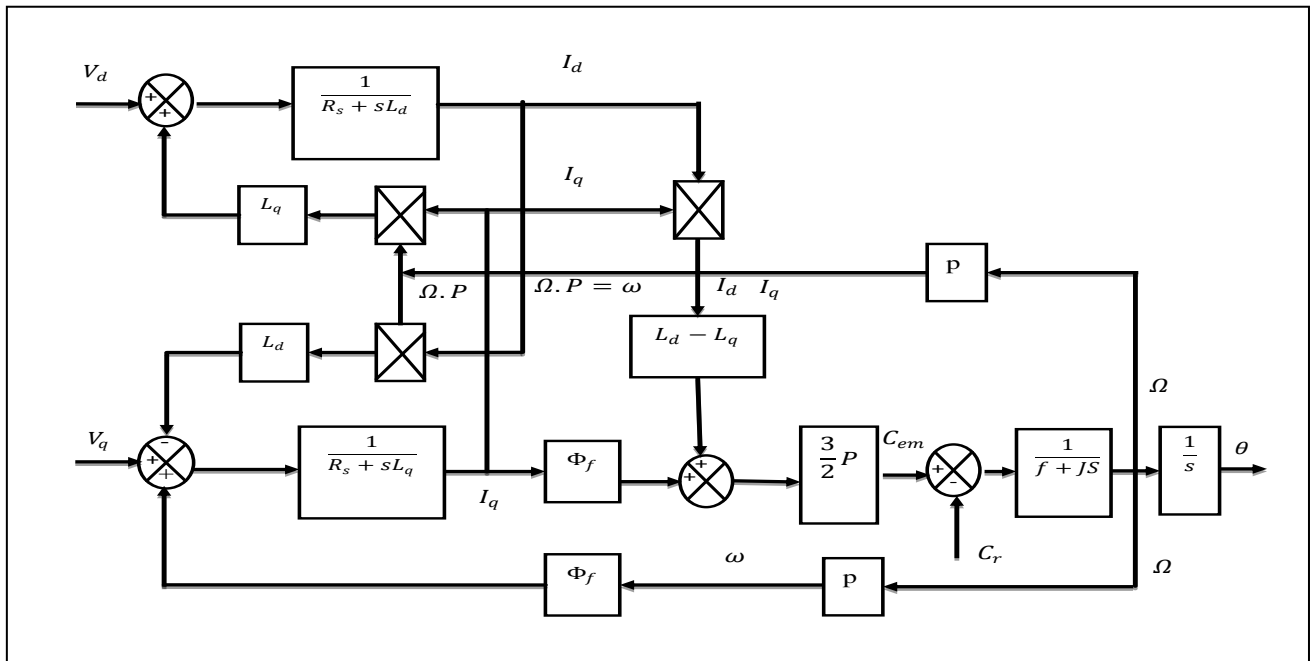
$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} p \omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_r}{J} \omega_r \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

$$\triangleright C_e = \frac{3P}{2} [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (\text{I.20})$$

À noter que si le moteur est à entrefer constant sans pièces polaires ( $L_d = L_q$ ), Le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - p\omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} p\omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} \varphi_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_e}{J} \omega_r \end{cases} \quad (I.21)$$

$$C_e = \frac{3P}{2} [\varphi_f i_q] \quad (I.22)$$



La figure I.5 : Le modèle de la machine dans le repère de Park.

## I.8. Système d'alimentation de la MSAP :

### I.8.1. Onduleur de tension triphasé:

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.6) [SCH].

### I.8.2. 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 [SCH].

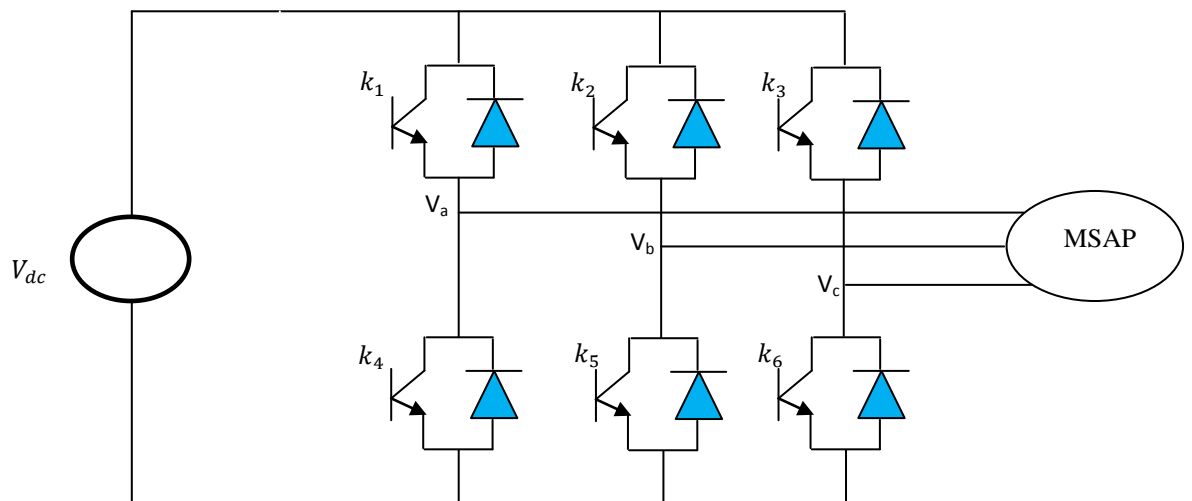


Figure I.6: Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

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  $c_1$ ,  $c_2$  et  $c_3$ . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras  $i$  est la suivante [BTA] :

Si  $\mathbf{c}_i = \mathbf{1}$  : L'interrupteur du haut  $\mathbf{K}_i$  est fermé et l'interrupteur de bas  $\mathbf{K}_{i+3}$  est ouvert.

Si  $\mathbf{c}_i = \mathbf{0}$  : L'interrupteur du haut  $\mathbf{K}_i$  est ouvert et l'interrupteur de bas  $\mathbf{K}_{i+3}$  est fermé.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée ( $\mathbf{V}_{a0} + \mathbf{V}_{b0} + \mathbf{V}_{c0} = \mathbf{0}$ ), les tensions phase - neutre s'expriment comme suit :

$$\mathbf{V}_{no} = \frac{1}{3} (\mathbf{V}_{a0} + \mathbf{V}_{b0} + \mathbf{V}_{c0}) \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{cases} \mathbf{v}_a = \frac{E_c}{3} (2 \cdot \mathbf{c}_1 - \mathbf{c}_2 - \mathbf{c}_3) \\ \mathbf{v}_b = \frac{E_c}{3} (2 \cdot \mathbf{c}_2 - \mathbf{c}_1 - \mathbf{c}_3) \\ \mathbf{v}_c = \frac{E_c}{3} (2 \cdot \mathbf{c}_3 - \mathbf{c}_2 - \mathbf{c}_1) \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Sous forme matricielle :

$$[\mathbf{C}_k] = [\mathbf{c}_1 \ \mathbf{c}_2 \ \mathbf{c}_3]^T ; [\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{v}_a \ \mathbf{v}_b \ \mathbf{v}_c]^T \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_a \\ \mathbf{v}_b \\ \mathbf{v}_c \end{bmatrix} = \frac{E_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 \\ \mathbf{c}_2 \\ \mathbf{c}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E_c \cdot [\mathbf{T}_s] \cdot [\mathbf{C}_k] \quad (\text{I.26})$$

### I.8.3. Stratégies de Commande des onduleurs :

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- la commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

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

### I.8.4. 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 [ZES]:

- 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 [ZES]:

- L'indice de modulation « m » égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = \frac{f_p}{f_{ref}}$ ).
- 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 ( $r = \frac{V_{ref}}{V_p}$ ).

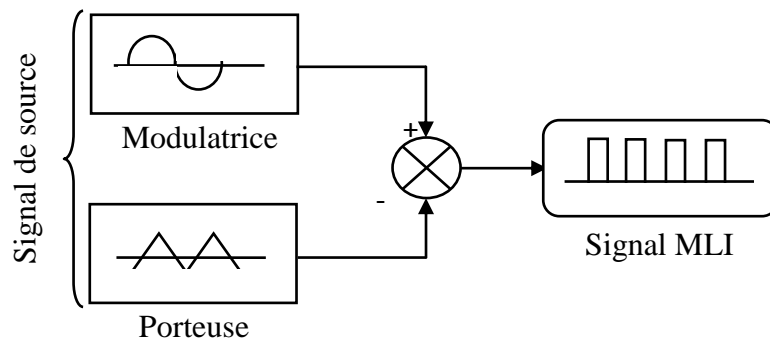


Figure (I.7) : Schéma synoptique d'un MLI.

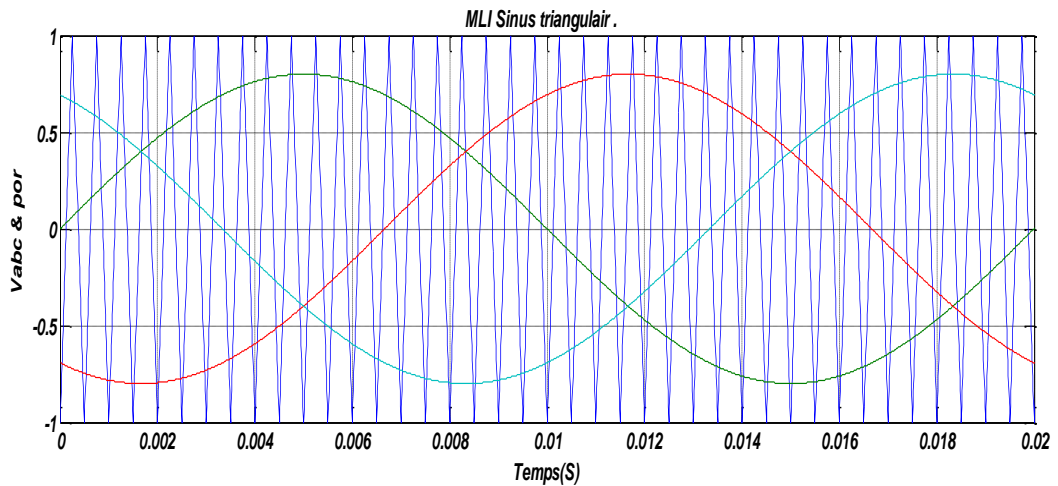


Figure (I.8) : M.L.I Sinus-Triangle.

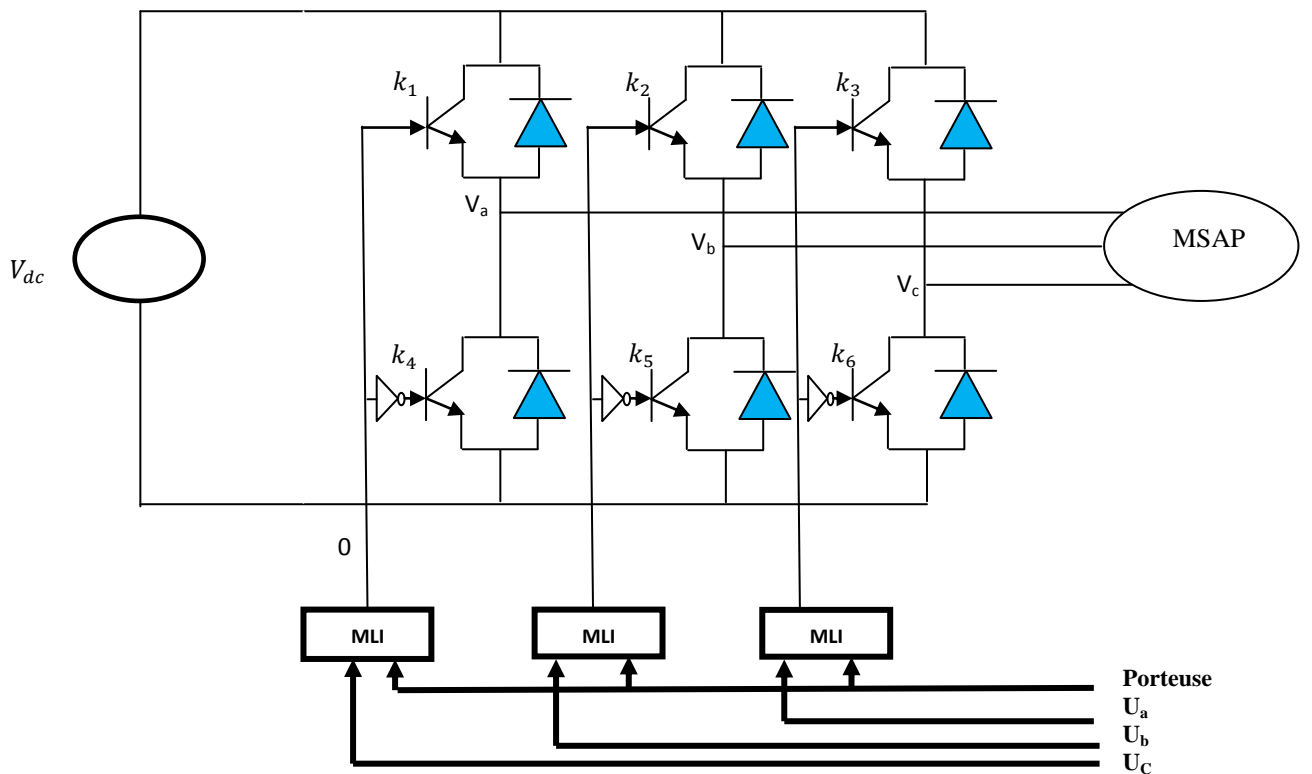


Figure (I.9) : Schéma équivalent de l'onduleur à MLI.

### I.8.5. Modélisation Vectorielle de l'onduleur :

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

$$\vec{V}_s = V_{sa} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (I.27)$$

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \mathbf{E} \left[ T_a + T_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + T_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (I.28)$$

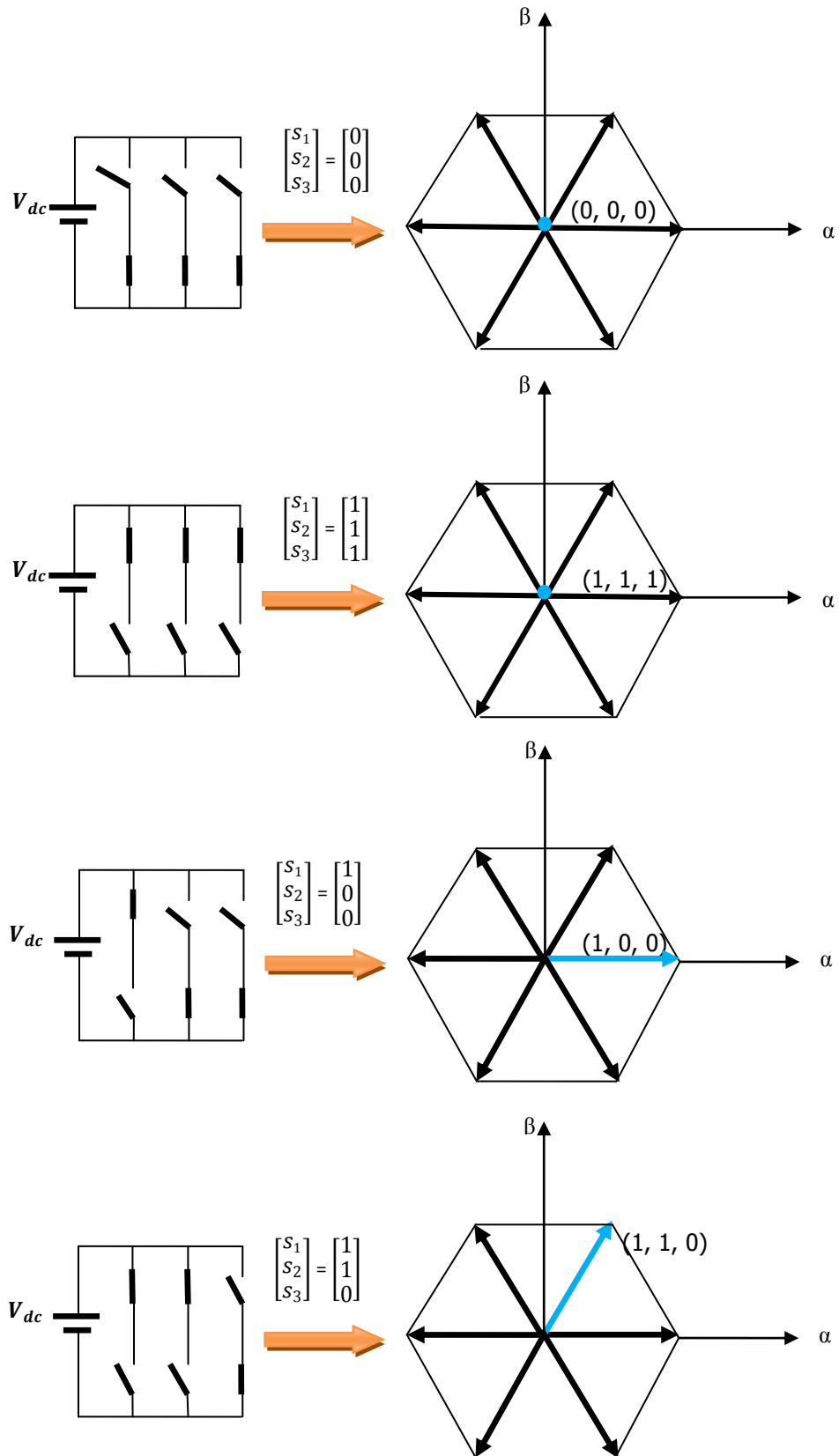
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} \mathbf{E} \quad (I.29)$$

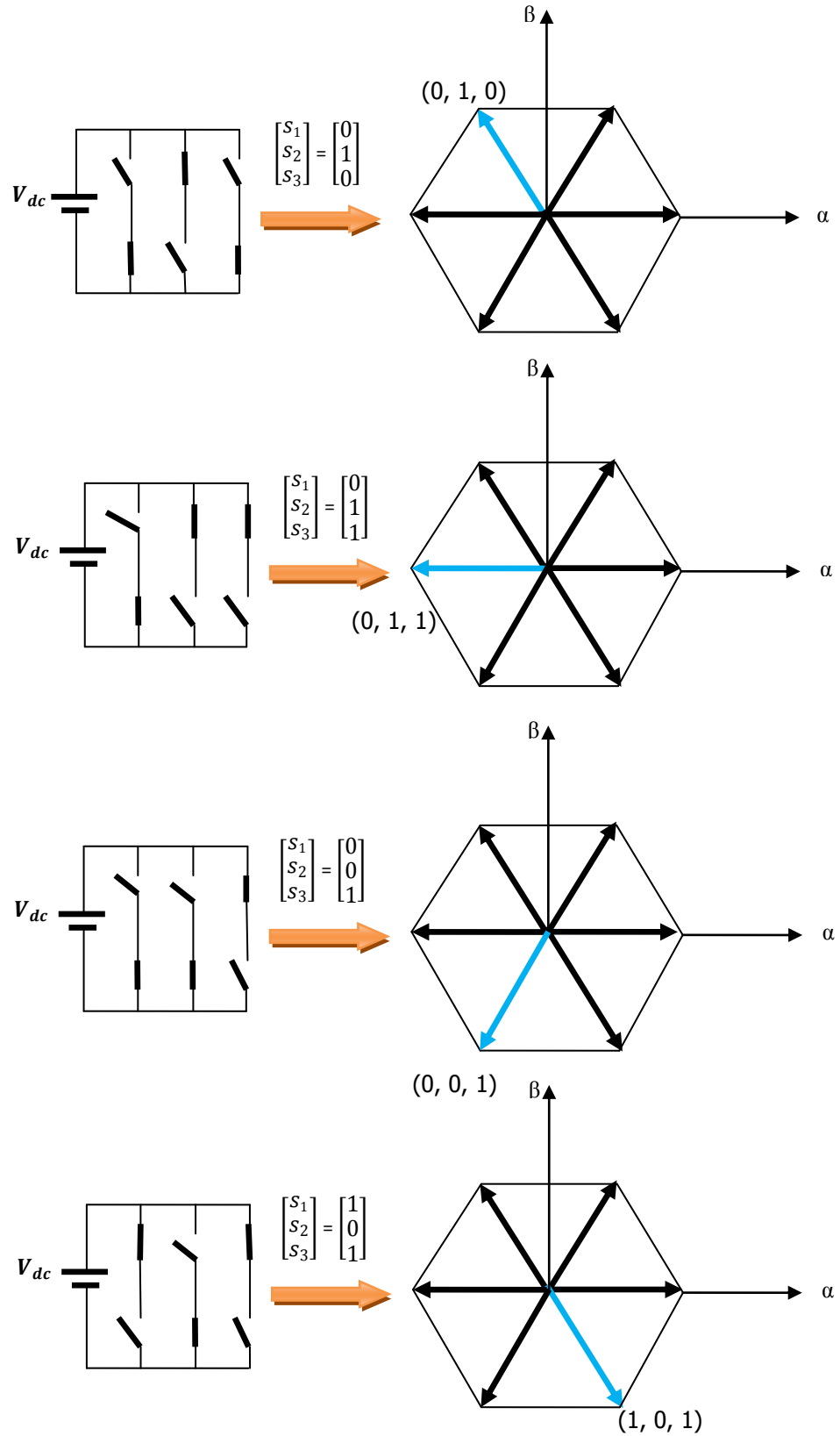
Vecteur	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	V <sub>sa</sub>	V <sub>sb</sub>	V <sub>sc</sub>	V <sub>sα</sub>	V <sub>sβ</sub>	V <sub>s</sub>
V <sub>0</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V <sub>1</sub>	1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} E$
V <sub>2</sub>	1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$\frac{1}{\sqrt{2}} E$	$\sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j\frac{\pi}{3}}$
V <sub>3</sub>	0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$\frac{1}{\sqrt{2}} E$	$\sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V <sub>4</sub>	0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} E$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}} E$
V <sub>5</sub>	0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} E$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V <sub>6</sub>	1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} E$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V <sub>7</sub>	1	1	1	0	0	0	0	0	0

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

### I.8.6. États de l'onduleur :

Étant 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.8) [ZES] :





La Figure (I.10) : État des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

## I.9. Schéma de la MSAP alimentée en tension :

### I.9.1. Sans onduleur:

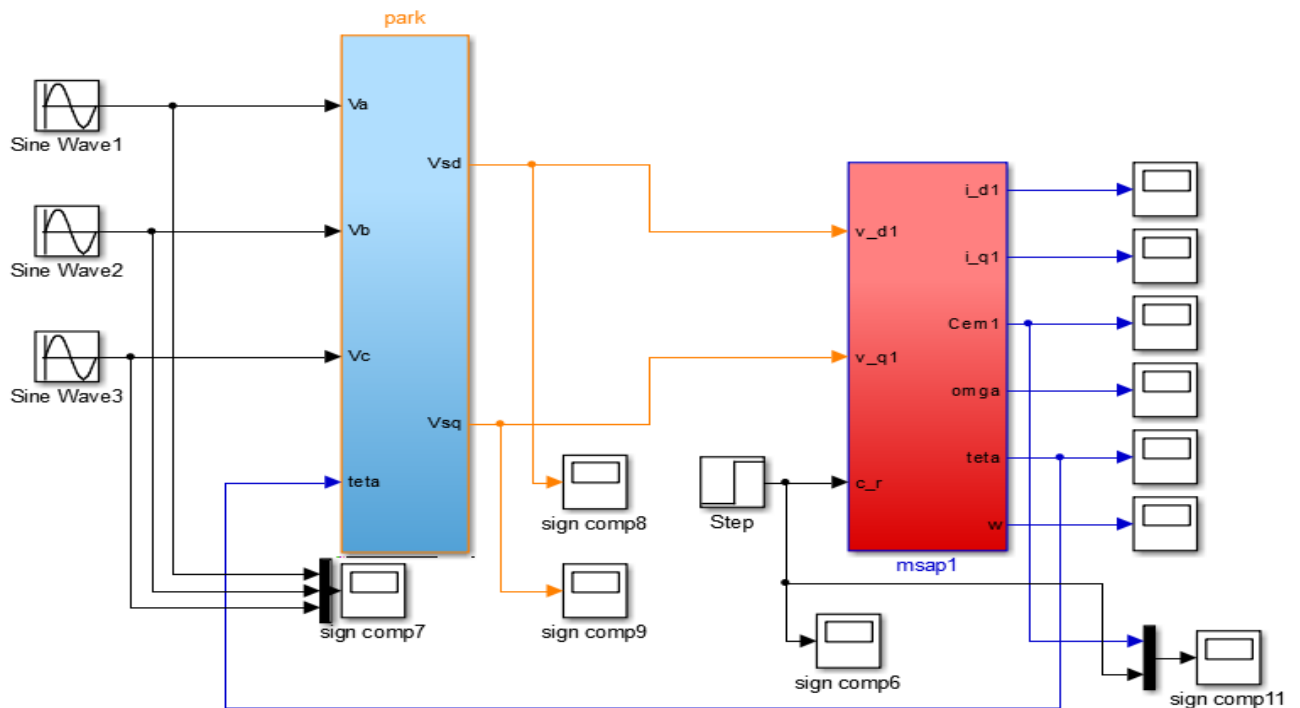


Figure (I.11) : Schéma Simulink de la MSAP alimentée en tension

### Résultat de simulations:

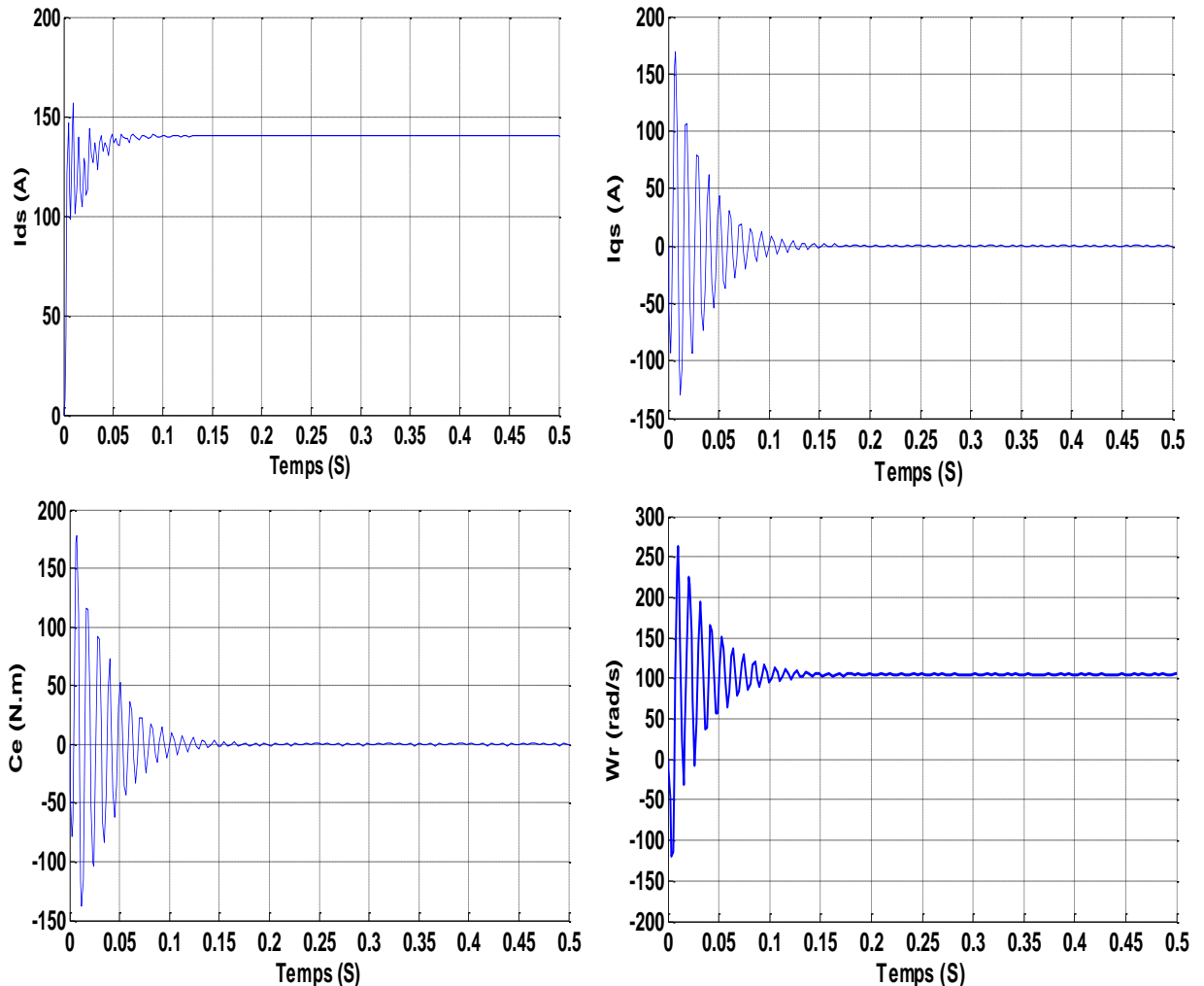
En pratique, la MSAP est toujours associée, lors de son fonctionnement à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillation dans les caractéristiques de couple et de courant ne sont pas observés. Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de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

### Teste à vide :

La figure (I.11) montre le comportement du MSAP lors d'un démarrage à vide. On remarque qu'après un régime transitoire de **0.15 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 à des oscillations puis elle se stabilise après **0,15s** 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.é.m. liée à la valeur de la vitesse au démarrage



**Figure (I.12) : Résultat de Simulation de la MSAP alimentée en tension sans couple résistant**

#### Teste en charge :

La figure (I.12) montre le comportement du MSAP lors de l'application d'une charge de 10 N.m à l'instant 0.25 s . 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.

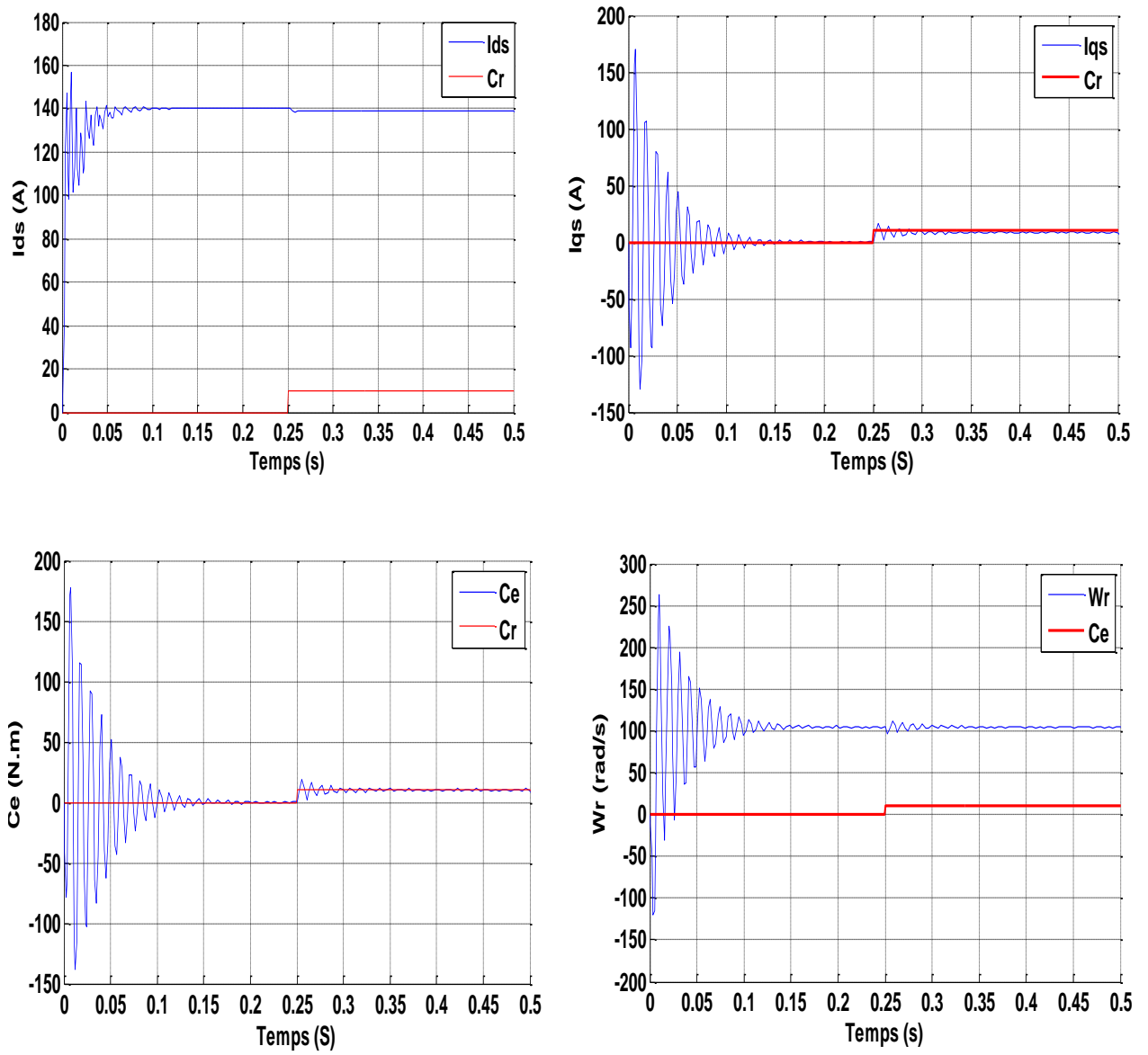


Figure (I.13) : Résultat de Simulation de la MSAP alimentée en tension avec couple résistant

I.9.2. Avec onduleur:

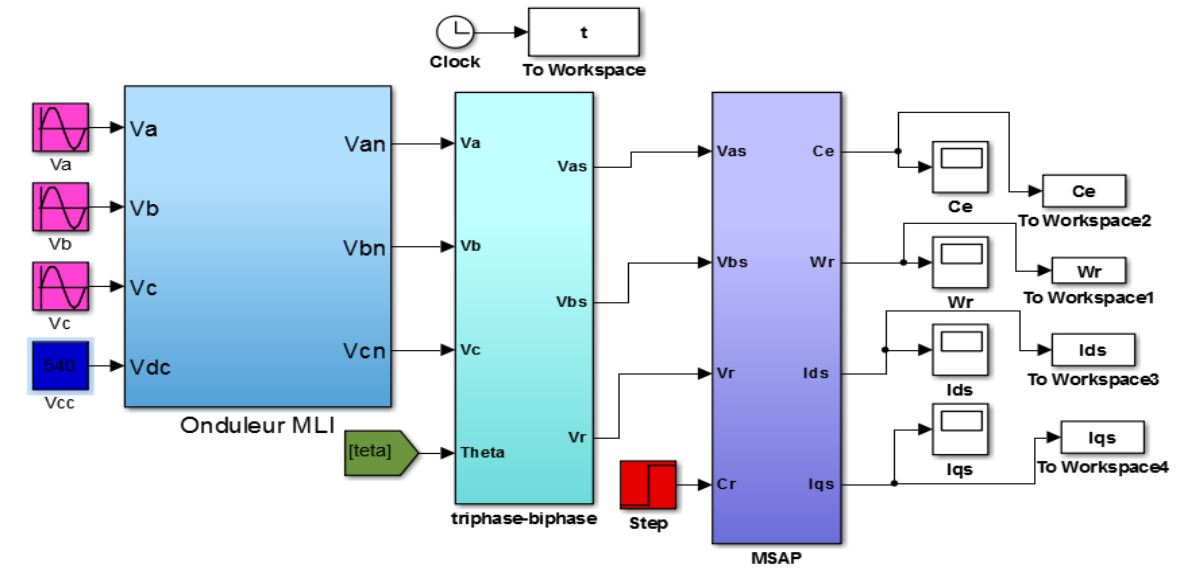


Figure (I.14) : Schéma Simulink de la MSAP alimentée par onduleur

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.

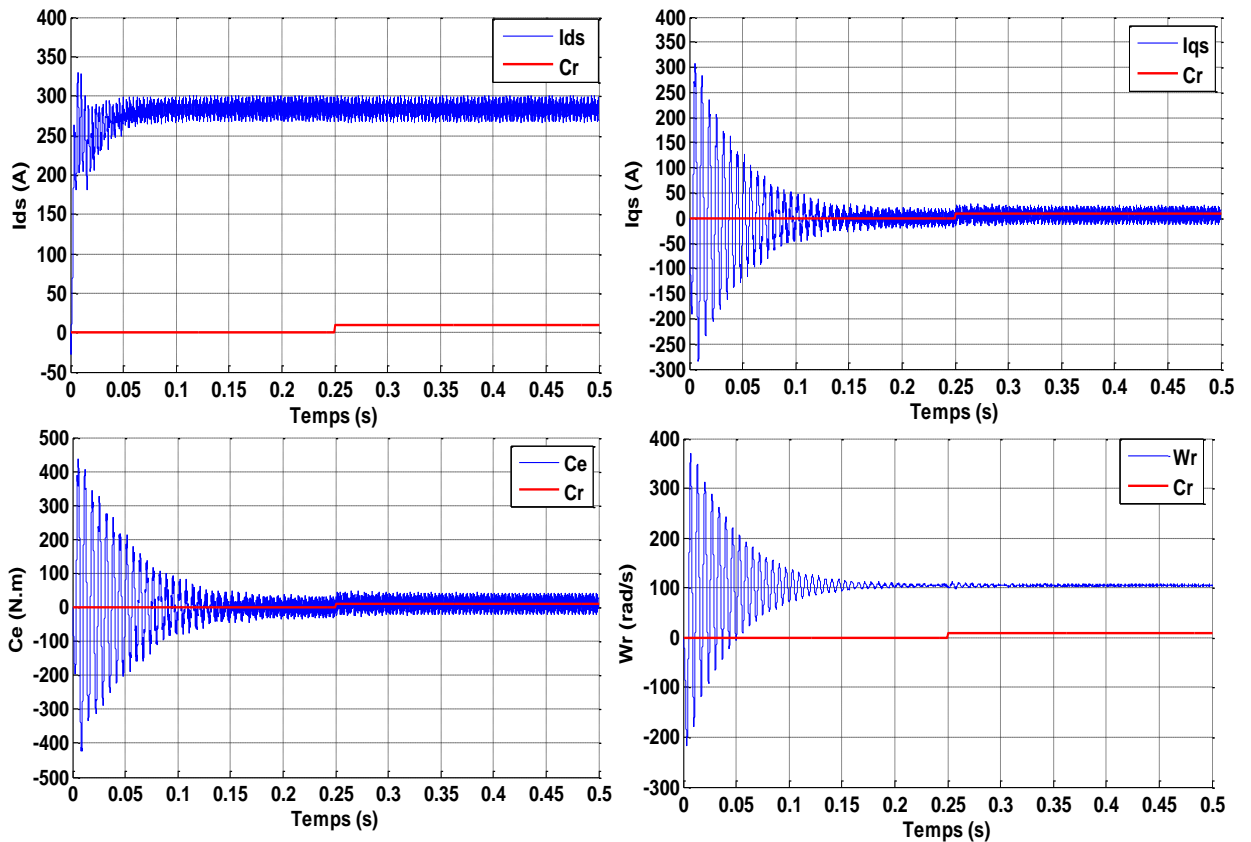


Figure (I.15) : Résultat de Simulation de la MSAP alimente par onduleur en charge

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 **0,15 s**, puis elle atteint en régime permanent d'environ **100 rad/s**.

Alors que le couple présente des oscillations importantes lors de démarrage et se stabilise pour une valeur finale **10 N.m** pour un couple de charge **10 N.m**.

### **I.10. 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.

Pour améliorer le comportement dynamique et statique de la MSAP, une deux commandes est introduite, c'est la commande FOC et la commande DTC, ces deux commandes fera l'objet des chapitres suivant.

**Chapitre II :**  
**Commande vectorielle d'un moteur**  
**synchrone à aimant permanent**

## II.1.Introduction :

La commande vectorielle introduite dès 1971 par **Blaschke** est basée sur l'électromagnétisme, elle est définie par : « une force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ ». Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera en quadrature avec le vecteur champ. Si ce principe est applicable aux machines électriques à courant continu qui sont naturellement découplés, il n'en est pas de même pour le MSAP où l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge. Ceci induit des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes [KKE].

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant

- Le contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions de la tension.
- Le contrôle des courants par des régulateurs d'hystérésis.

## II.2. Principe de la Commande Vectorielle :

Le principe de la commande vectorielle est modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant  $I_{ds}$  nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant  $I_q$  via la tension  $V_q$ . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique [NCH].

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'obtenir un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c.-à-d. un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Les variables d'état dans l'équation du couple (II.1) sont les courants direct et en quadrature  $i_d$  et  $i_q$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_d i_q + \varphi_f \cdot i_q] \quad (\text{II.1})$$

Les stratégies de commande utilisées consistent à maintenir la composante directe du courant  $i_d$  égale à zéro. Nous contrôlons le couple uniquement par la composante  $i_q$ . On règle ainsi la vitesse par la composante  $i_q$  [NKH].

### II.3.Choix du référentiel :

On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer et vérifier le degré de découplage entre le flux et le couple selon ce choix [FBE].

Dans ces conditions si on choisit :

- **Référentiel lié au flux statorique :**

$$\Rightarrow \varphi_{ds} = \varphi_s ; \varphi_{qs} = 0$$

- **Référentiel lié au flux rotorique :**

$$\Rightarrow \varphi_{dr} = \varphi_r ; \varphi_{qr} = 0$$

- **Référentiel lié au flux dans l'entrefer :**

$$\Rightarrow \varphi_{sdm} = \varphi_m ; \varphi_{sqm} = 0$$

Dans les trois référentiels, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composante est l'image du couple. Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. [FBE]

Ce référentiel est choisi pour obtenir de fonctionnement de la MSAP comparable à ceux de la machine à courant continu.

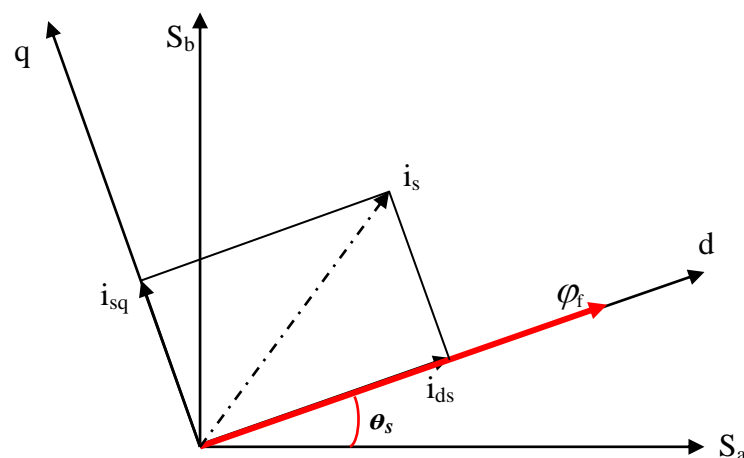


Figure (II.1): Principe du control vectoriel dans un référentiel lié au flux rotorique.

## II.4. Contrôles vectoriels direct et indirect :

La régulation du flux peut être soit directe soit indirecte [FBE] :

### II.4.1 Contrôle direct :

Dans ce type de contrôle, le flux est réglé par une contre- réaction, il doit donc être mesuré (capteur) ou estimé. La pulsation statorique  $\omega_s$  est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator [FBE].

### II.4.2 Contrôle indirect :

Dans ce type de contrôle, le flux n'est ni mesuré ni reconstruit, en s'affranchit de la connaissance de ce flux. On considère donc le flux  $\varphi_r$  et le couple électromagnétique comme références de commande [FBE].

Le découplage entre le flux et le couple est assuré par un bloc qui s'appel (F.O.C) (Field oriented contrôl) ou bloc de contrôle du flux orienté. Dans ce travail, le contrôle vectoriel indirect est adopté.

## II.5. Structure globale de la commande :

La référence du courant direct  $I_d^*$  est fixée égale a zéro et la sortie du régulateur de vitesse  $I_q^*$  constitue la référence du couple  $C_{em}^*$ . Les références des courants  $I_q^*$  et  $I_d^*$  sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine  $i_d$  et  $i_q$ .

Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références  $V_d^*$  et  $V_q^*$ .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant  $I_q^*$ . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant  $I_d^*$  est imposé nul dans ce cas.

Les sorties du Bloc de découplage  $V_d^*$  et  $V_q^*$  passent par une transformation biphasé vers triphasé se qui nous donne les trois tensions de référence  $V_a^*$ ,  $V_b^*$  et  $V_c^*$  de la commande MLI, et qui doit comparés avec une porteuse triangulaire pour générer les signaux de l'onduleur à MLI [NKH].

La figure (II.2) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère  $(d, q)$ .

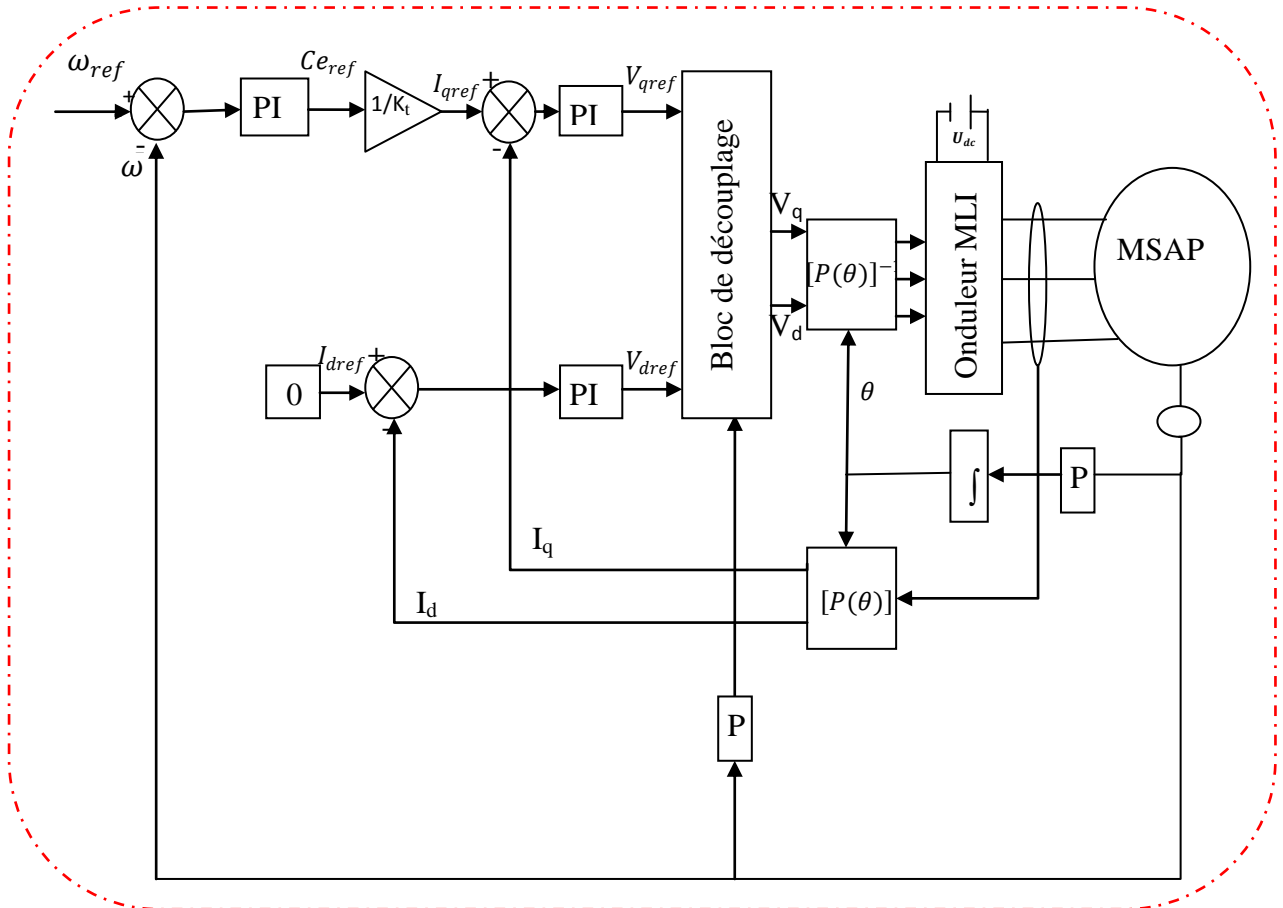


Figure (II.2): Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

## II.6.Stratégie de commande $i_{ds}$ nul :

### ❖ Modèle en tension :

La commande vectorielle permet de réaliser une commande indépendante du flux et du couple de la MSAP. Les méthodes utilisées pour assurer cette commande consistent pour une machine synchrone à pôles lisses, à maintenir le courant  $i_{ds}$  à une valeur nulle et à contrôler la vitesse et/ou la position en agissant sur le courant  $i_{qs}$ , c'est-à-dire sur le couple développé par la machine. L'objectif de cette commande est d'assurer le découplage des axes d et q comme le montre la figure(II.2). La commande de la vitesse est assurée par un régulateur **PI** qui fournit la valeur de référence du couple  $C_{ref}$ . Le courant de référence  $i_{q_{sref}}$  est calculé à partir de  $C_{ref}$ . Les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  appliquées à la machine sont calculées à partir des boucles de régulation des courants de référence  $i_{dsref}$  et  $i_{qsref}$ . Le découplage des courants est calculé soit à partir des courants mesurés  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , soit à partir des courants de référence  $i_{dsref}$  et  $i_{qsref}$ .

Lorsque le courant  $i_{ds}$  est nul, le modèle du système se réduit à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante et est représenté dans la figure (II.3). Comme l'indique la figure (II.2).

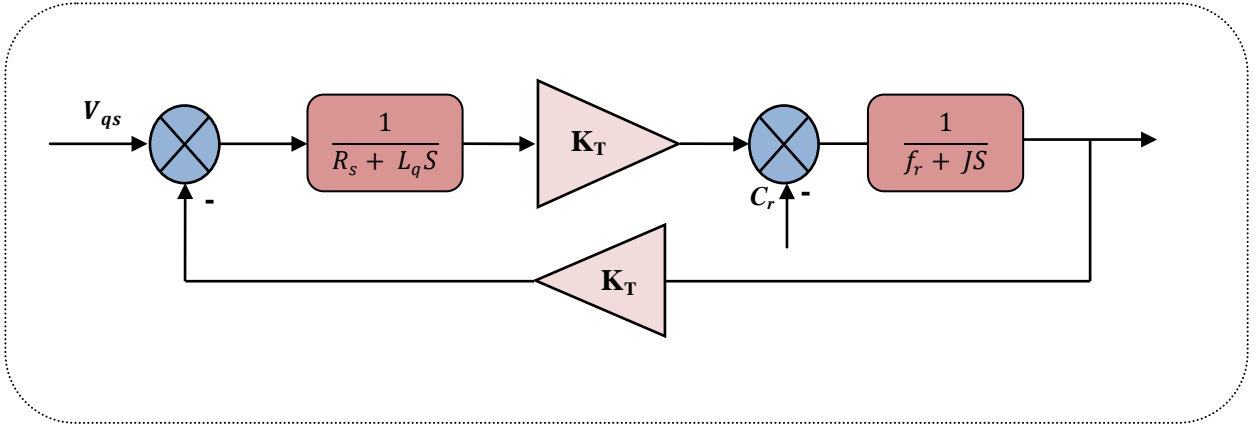


Figure (II.3) : Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents parfaitement découplé.

### II.6.1. Boucles de régulations :

Le trait important d'une régulation ou d'un asservissement est d'assurer la meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations des paramètres. Pour la MSAP, la commande par orientation du champ découple les interactions entre les deux axes d et q. Ainsi l'expression du couple montre que sa variation peut être obtenue en annulant le courant suivant l'axe d, et en faisant varier la composante en quadrature  $I_{qs}$ . Ce découplage, nous a permet d'étudier séparément les boucles de régulation du courant et de la vitesse.

Le rôle d'un régulateur est de maintenir une grandeur de sortie égale à sa grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes. Parmi les critères de performances des régulateurs, il y a essentiellement.

- ❖ La précision statique et dynamique, temps de réponse rapide, limitation de processus (courant maximal admissible) [HME].

#### II.6.1.1. Régulateurs de vitesse :

$$\text{A partir de l'équation du mouvement : } J \frac{d\omega}{dt} + f_r \omega = C_e - C_r \quad (\text{II.2})$$

Le régulateur de vitesse prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée et il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence).

Après transformation de Laplace de l'équation du mouvement on trouve :

$$\omega = \frac{1}{s + \frac{f_r}{J}} (C_e - C_r) \Rightarrow \omega = \frac{K}{\tau s + 1} (C_e - C_r) \quad (\text{II.3})$$

Avec :  $K = \frac{1}{f}$  ;  $\tau = \frac{J}{f}$

Le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse (régulateur PI) sera donc :

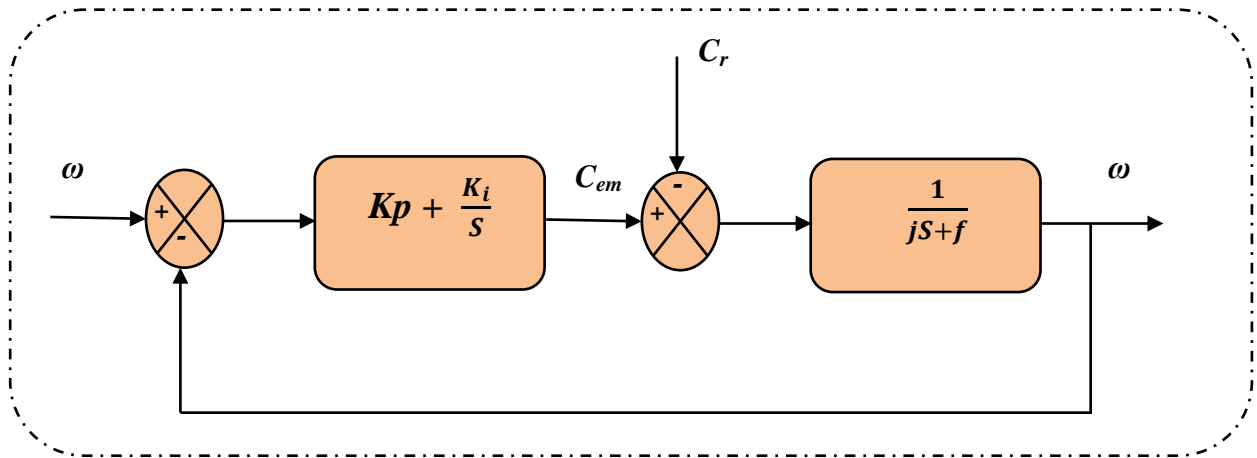


Figure II.4 : boucle de régulation de la vitesse de la MSAP.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(S) = \frac{\left(Kp + \frac{K_i}{S}\right) \cdot \left(\frac{K}{\tau S + 1}\right)}{1 + \left(Kp + \frac{K_i}{S}\right) \left(\frac{K}{\tau S + 1}\right)} \tag{II.4}$$

$$H(S) = \frac{\frac{K_p \cdot K}{\tau} S + \frac{K_i \cdot K}{\tau}}{S^2 + \left(\frac{K_p \cdot K + 1}{\tau}\right) S + \frac{K_i \cdot K}{\tau}} \tag{II.5}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2<sup>ème</sup> ordre.

La stabilité d'un système ne fait intervenir que les pôles donc le dénominateur de H(S), par suite l'étude de la stabilité de notre système se fait en identifiant la fonction de transfert obtenue à la transmittance [FBE]

$$H(S) = \frac{N(S)}{S^2 + 2\xi \omega_o S + \omega_o^2} \tag{II.6}$$

Avec :

$\omega_o$  : Pulsation propre du système

$\xi$  : Coefficient d'amortissement

Par analogie on obtient :

$$\Rightarrow \begin{cases} 2\xi \omega_o = \frac{K_p \cdot K + 1}{\tau} \\ \omega_o^2 = \frac{K_i \cdot K}{\tau} \end{cases}$$

$$\Rightarrow K_p = \frac{2\xi\omega_o\tau-1}{K} \quad K = \frac{1}{f} \quad ; \quad \tau = \frac{J}{f}$$

$$\Rightarrow K_i = \frac{\omega_o^2 \cdot \tau}{K}$$

**II.6.1.2. Régulateur de courant  $i_{ds}$  :**

Il prend en entrée le courant  $i_{ds}$  de référence et sa mesure, il agit sur la tension de référence  $V_{ds}$ . Réglé ce courant à une valeur constante [AHAW]:

$$FTBO = \frac{1+ST_{1d}}{ST_{2d}(R_s+SL_d)} \tag{II.7}$$

$$FTBF = \frac{1+ST_{1d}}{ST_{2d}R_s(1+S\frac{L_d}{R_s})} \tag{II.8}$$

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO}$$

$$FTBF = \frac{1}{(1+SR_sT_{2d})} \text{ de la forme: } \frac{1}{(1+S\tau_d)} \tag{II.9}$$

$$\frac{L_d}{R_s} T_{1d} = \tau_d \tag{II.10}$$

$\tau_d$  : Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

On impose le temps de référence :

$$T_r = 3\tau_d \Rightarrow \tau_d = \frac{T_r}{3} \tag{II.11}$$

$$\tau_d = R_s \cdot T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \tag{II.12}$$

On remplace l'équation (II.11) dans (II.12) on obtient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \tag{II.13}$$

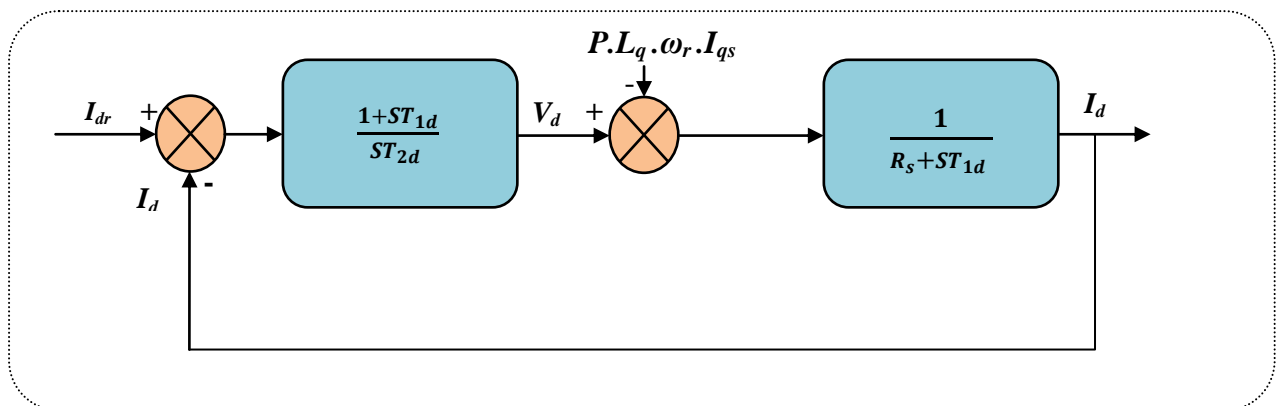


Figure (II.5) : boucle de régulation du courant  $i_{ds}$

II.6.1.3. Régulateur de courant  $i_{qs}$  :

Le terme  $(P \cdot L_d \cdot \omega_r \cdot i_{qsref})$  a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le couplage des deux axes d et q. Le schéma de la boucle du courant  $i_{qs}$  est représenté sur la figure (II.6) [HME]

La fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) est [AHAW]:

$$FTBO = \frac{1 + ST_{1q}}{ST_{2q}(R_s + SL_q)} \tag{II.14}$$

$$FTBO = \frac{1 + ST_{1q}}{ST_{2q}R_s(1 + S\frac{L_q}{R_s})} \tag{II.15}$$

$$FTBF = \frac{1}{(1 + SR_s T_{2q})} \text{ de la forme : } \frac{1}{(1 + S\tau_q)} \tag{II.16}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \tag{II.17}$$

$\tau_q$  : Constante de temps électrique de l'axe q de la machine.

$$T_r = 3\tau_q \Rightarrow \tau_q = \frac{T_r}{3} \tag{II.18}$$

$$\tau_q = R_s \cdot T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_q}{R_s} \tag{II.19}$$

On remplace l'équation (II.18) dans (II.19) on obtient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \tag{II.20}$$

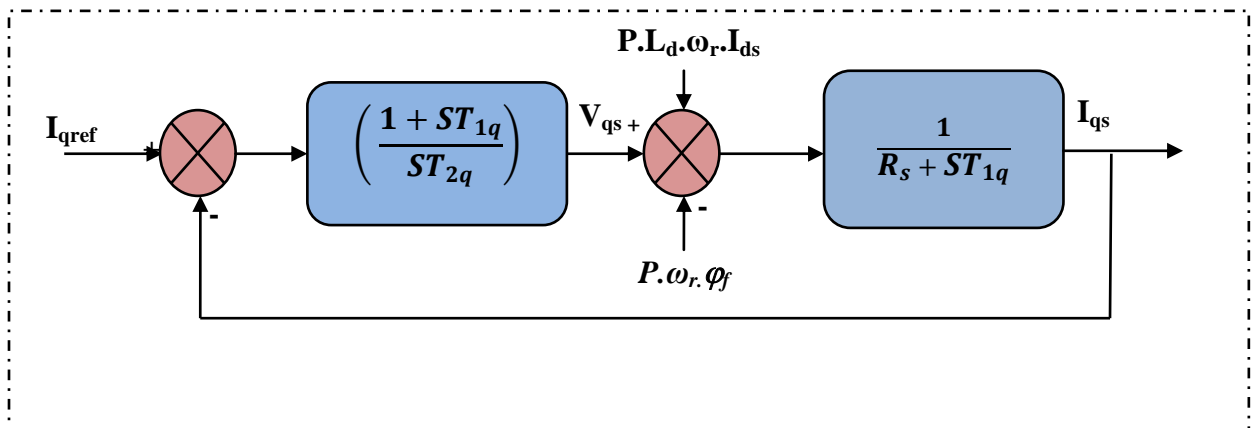


Figure (II.6) : Boucle de régulation du courant  $i_{qs}$

De la même manière que pour le courant  $i_{ds}$  les termes  $(P \cdot L_d \cdot \omega_r \cdot i_{dsref})$  et  $(P \cdot \omega_r \cdot \phi_f)$  sont utilisés pour éliminer le couplage. Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.é.m. sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément. La boucle de régulation des courants devient comme suit [HME] :

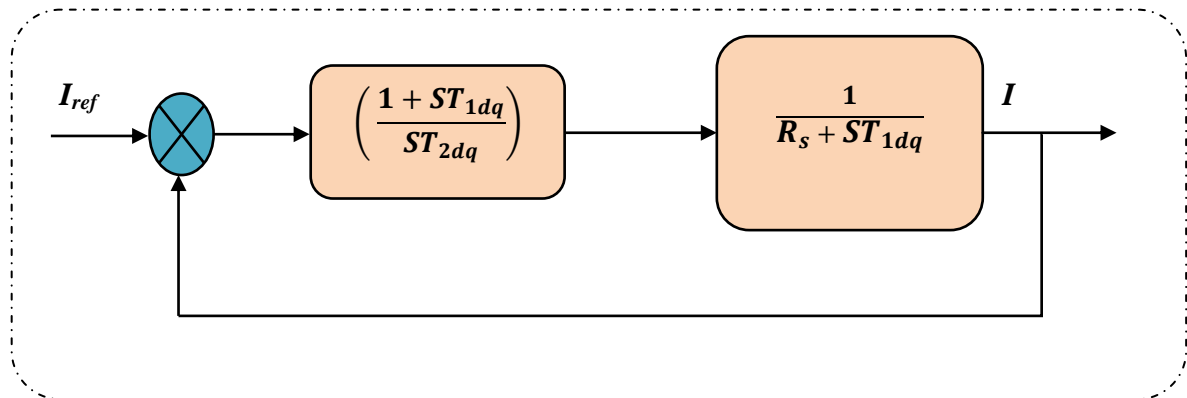


Figure II.7 : boucle de régulation du courant.

## II.7.Découplage :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q.

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [MME].

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent [MME]:

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d P)I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = (R_s + L_q P)I_q + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

La Fig. II.9 représente le couplage entre les axes d et q :

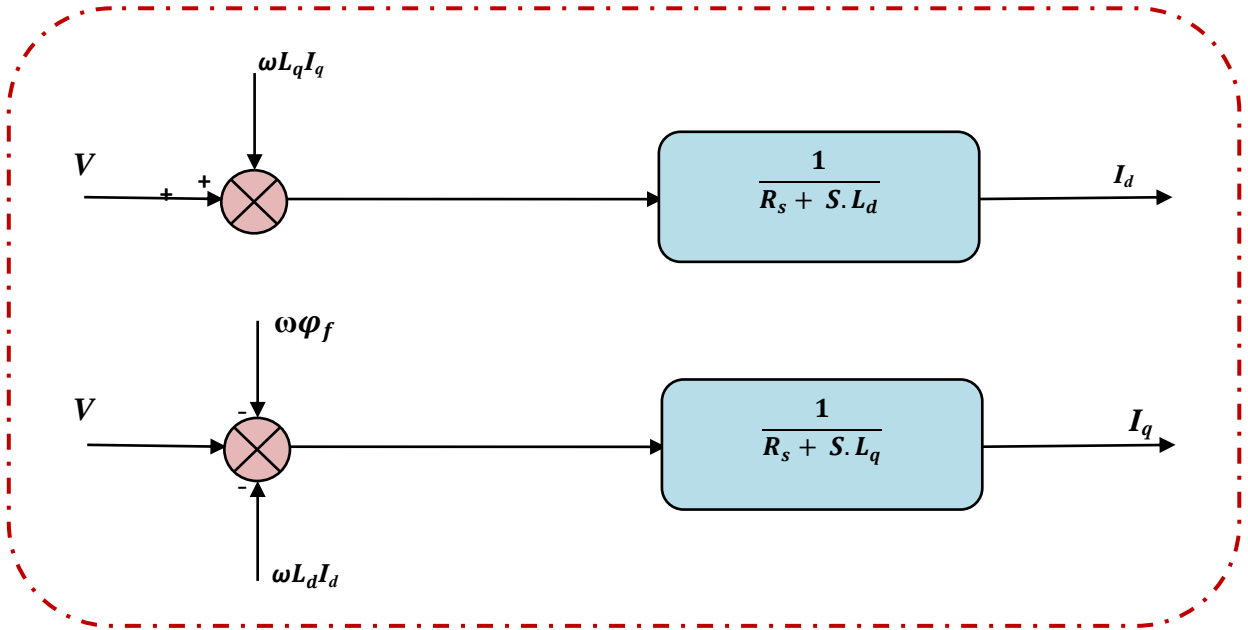


Figure III.9 : Description des couplages.

A partir des équations (II.8), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions Fig. II.10 [MME]

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe en deux parties :

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega_r \cdot L_q \cdot I_q \end{cases} \quad \text{(II.9)}$$

Alors :

$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + PL_d} \quad \text{(II.10)}$$

La perturbation  $e_d$  est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir [MME]:

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad \text{(II.11)}$$

De la même façon, le terme  $e_q$  est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + SL_q} \quad \text{(II.12)}$$

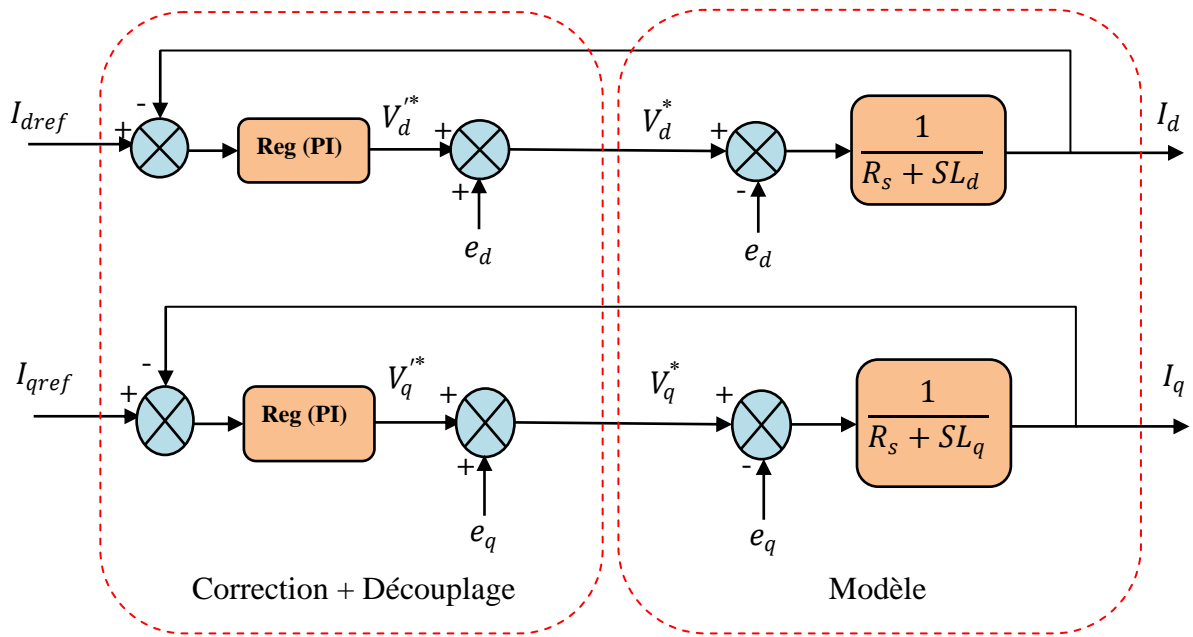


Figure. II.10 : Découplage par compensation.

II.8. Validation des Modèles de Simulation :

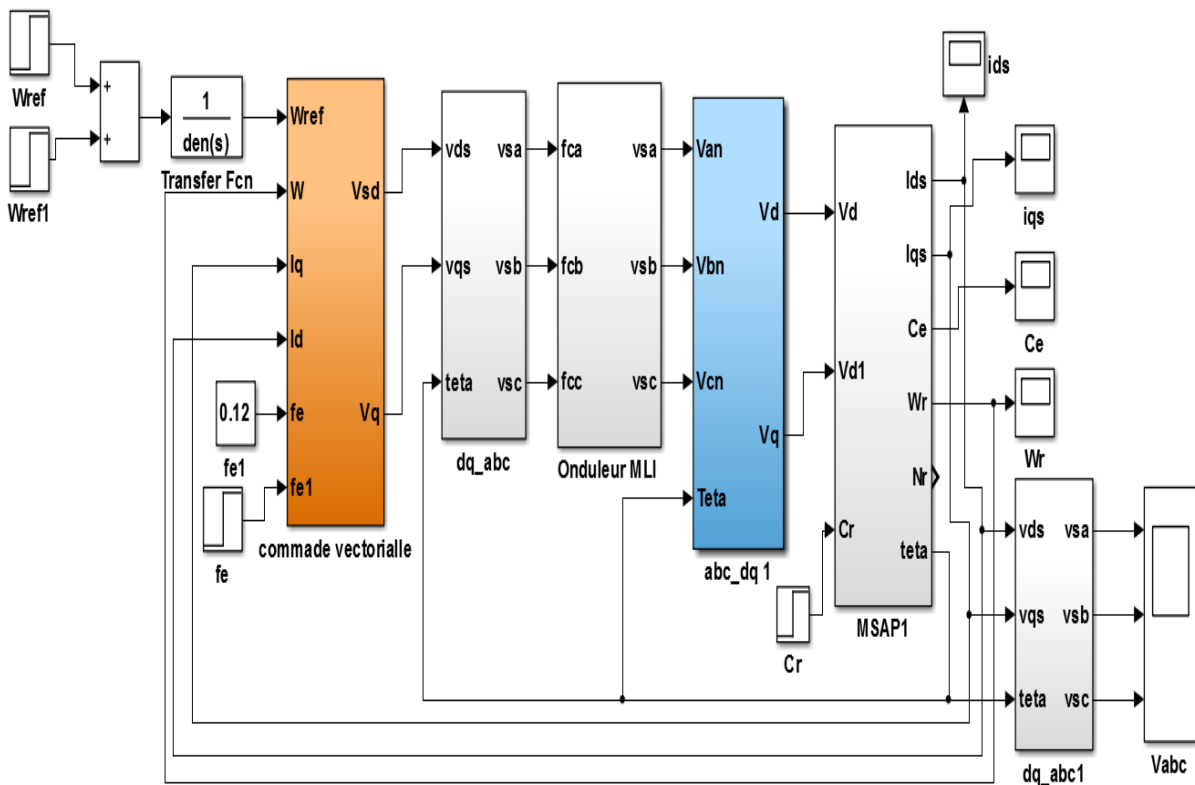


Figure (II.11) : Commande Vectorielle appliquée à la MSAP sur Matlab Simulink.

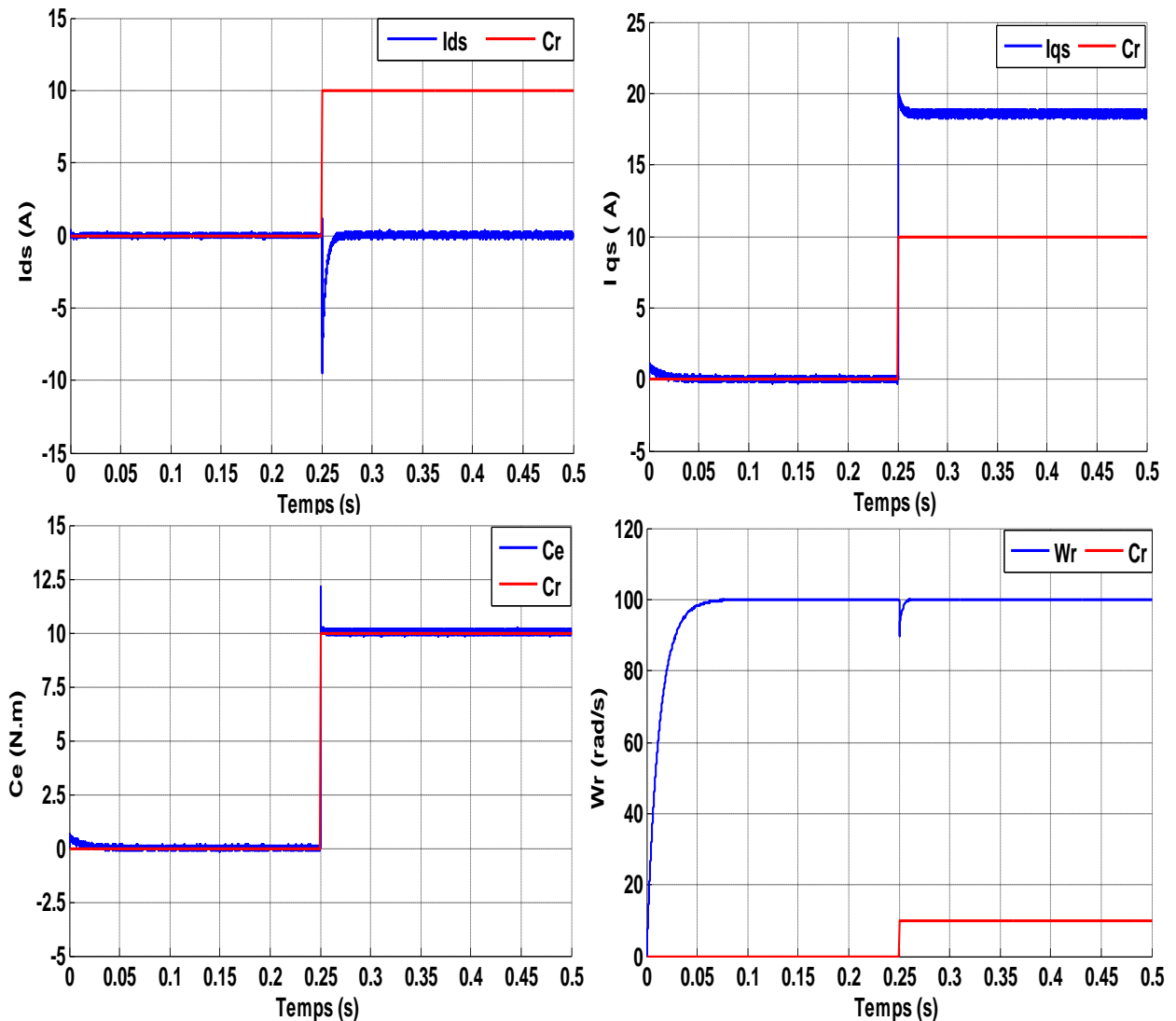


Figure (II.12) : résultat simulation MSAP par la commande FOC.

### II.8.1. Interprétation :

On remarque d'après la figure (II.12) que, lors du démarrage à vide de la (MSAP) pour un échelon de consigne de 157rad/s, suivie d'une application de charge de 10N.m à partir de  $t=0.25s$  que :

- L'allure de la vitesse suite parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rigoureusement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 10 N.m
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la (MSAP), ainsi le courant  $I_d=0$ .
- Le courant  $I_q$  est l'image du couple.

**II.9. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude de la commande vectorielle appliquée à l'association Onduleur deux niveaux – MSAP. La simulation de cette dernière montre un très bon découplage se traduisant par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique. Ceci nous permet l'approche des performances analogiques à celle du moteur à courant continu.

Pour notre cas, le modèle est à paramètres constants et l'état de la machine est supposé entièrement mesurable, par conséquent la commande permet de réaliser des boucles de régulations indépendantes pour le couple et le flux statorique. La commande non linéaire est directement affectée par le couple de charge et les variations paramétriques; ce qui nécessite l'élaboration d'une commande non linéaire adaptative, dite "dynamique" avec une estimation du couple résistant afin de rendre la commande plus robuste.

Nous remarquons que quelque soient les plages de fonctionnement de la (MSAP), les réponses avec cette commande proposée sont plus rapides et plus performantes lors des perturbations représentées par le couple de charge nominal et la variation paramétrique du moteur.

**Chapitre III:**  
**Commande d'un moteur synchrone**  
**à aimant permanent par la DTC**

### III.1.Introduction :

La commande directe de couple, consiste en une approche directe de la commande qui permet de déterminer directement des commutations du convertisseur (onduleur) à partir d'un objectif de commande. La commande DTC (Direct Torque Control) est apparue dans les années 1980 depuis une grande variété d'algorithmes a été proposée reposante sur de raffinement de l'heuristique de choix des commutations.

Les commandes directes se distinguent des commandes classiques et permettant d'obtenir des temps de réponses beaucoup plus rapides. En effet, lors d'une commande scalaire ou vectorielle, le système à commander est défini par une modèle continu ou discret, le convertisseur étant considéré comme un simple gain. L'algorithme de commande détermine alors, a chaque pas de calcul, les tensions à appliquer au moteur qui, via une technique de modulations de largeur d'impulsion(MLI), assure le choix des commutations du convertisseur.

Nous allons ici nous intéresser à la commande directe de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) par des approches différentes. Après un rappel historique de la commande DTC, nous améliorerons ses performances en calculant les configurations de l'onduleur sur un horizon de calcul constant. [JPL]

### III.2.Principe générale :

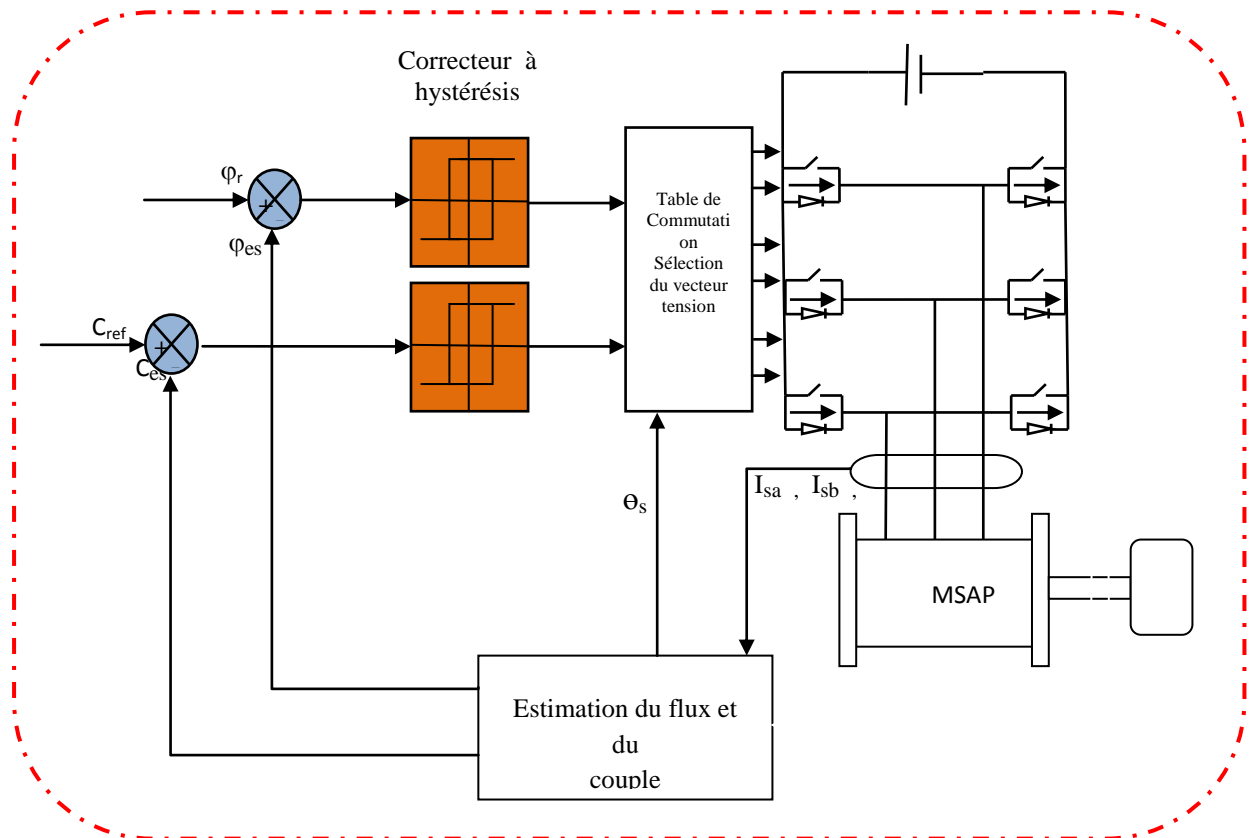
La commande directe de couple DTC est basée sur une détermination directe de la configuration du convertisseur à partir d'informations sur les évolutions du couple et de flux de la machine vis-à-vis des références fixées par l'utilisateur.

La commande DTC est basée sur une historique qui détermine l'état de commutation du convertisseur à partir de signaux de tendances issues de contrôleur a hystérésis qui mesurent les écarts entre le couple et le flux de référence et leurs valeurs estimées.

A partir des travaux de DEPENDROCK et TAKAHACHI en 1985, des nombreuses techniques de choix des commutations peuvent être faites. Notre propose n'étant pas ici de présenter les dernières évolutions de la commande DTC, mais de situer simplement son principe de base.

Pour utilise ce type de commande, considérons un convertisseur (onduleur) classique a deux niveaux pour lequel nous noterons  $v_i$   $i \in \{0...7\}$ . [JPL]

Le schéma bloc de la commande DTC est alors le suivant :



**Figure III.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 préférentiellement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [HNA].

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 [HNA].

### III.3.Principe du Contrôle du flux et du Couple :

#### III.3.1. 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 [HNA] :

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

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

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

Ou:

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

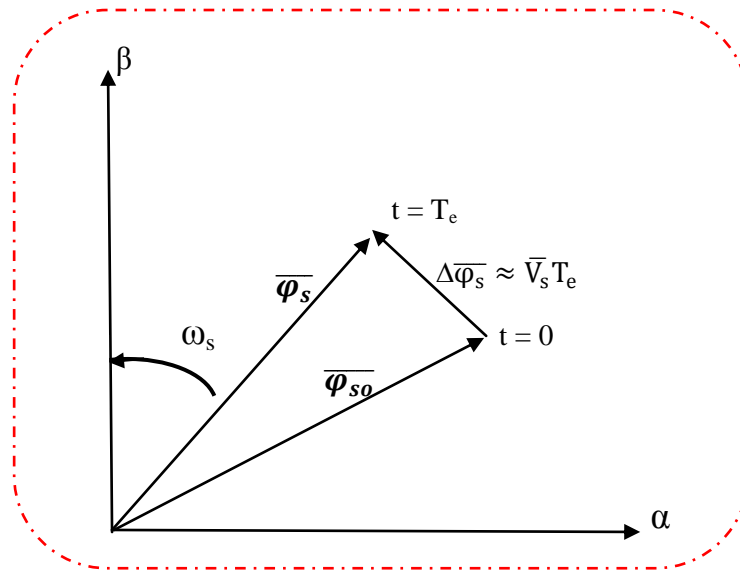


Figure (III.2) : Évolution de l'extrémité des  $\overline{\varphi}_s$  pour  $R_s \overline{I}_s$  négligeable.

La figure (III.3) montre que la sélection des tensions  $\mathbf{V}_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique  $\varphi_s$  dans le plan  $(\alpha\beta)$ . L'équation (III.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  $\mathbf{V}_s$  à une vitesse égale à son amplitude [HNA].

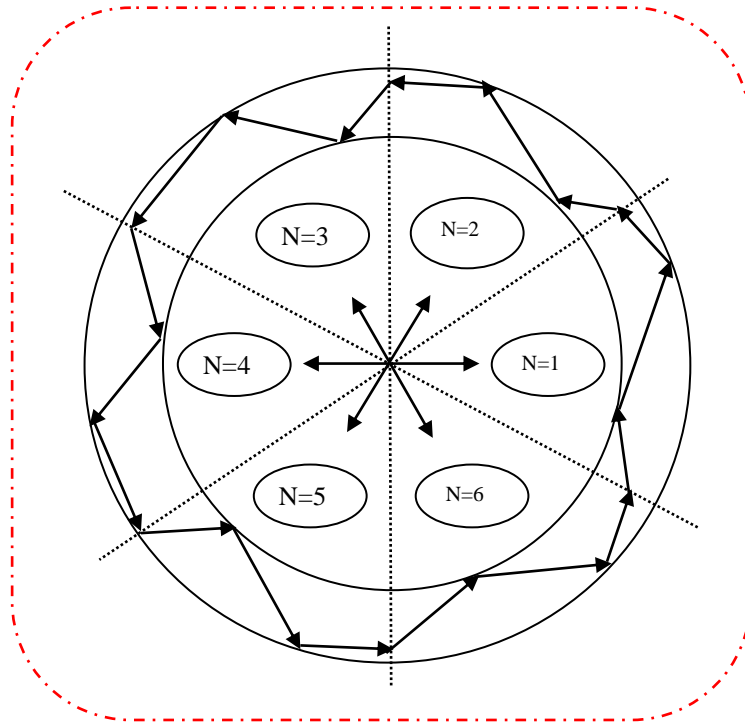


Figure III.3 : Sélection des vecteurs de tensions  $V_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.

### III.3.2. Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [HME].

$$C_e = k(\overline{\varphi_s} \wedge \overline{\varphi_r}) = k \|\overline{\varphi_s}\| \|\overline{\varphi_r}\| \sin(\delta) \quad (\text{III.3})$$

Tel que :  $k = \frac{p}{L_q}$

Avec :

- $\overline{\varphi_s}$  : le vecteur de flux statorique.
- $\overline{\varphi_r}$  : le vecteur de flux rotorique ramené au stator.
- $\delta$  : l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

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

### III.4. Choix du vecteur tension :

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de  $\bar{V}_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple

On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\bar{\varphi}_s$  dans le référentiel fixe (stator), en décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [HME].

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée  $k$ , les deux vecteurs  $V_k$  et  $V_{k+3}$  ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (III.4) : [HME]

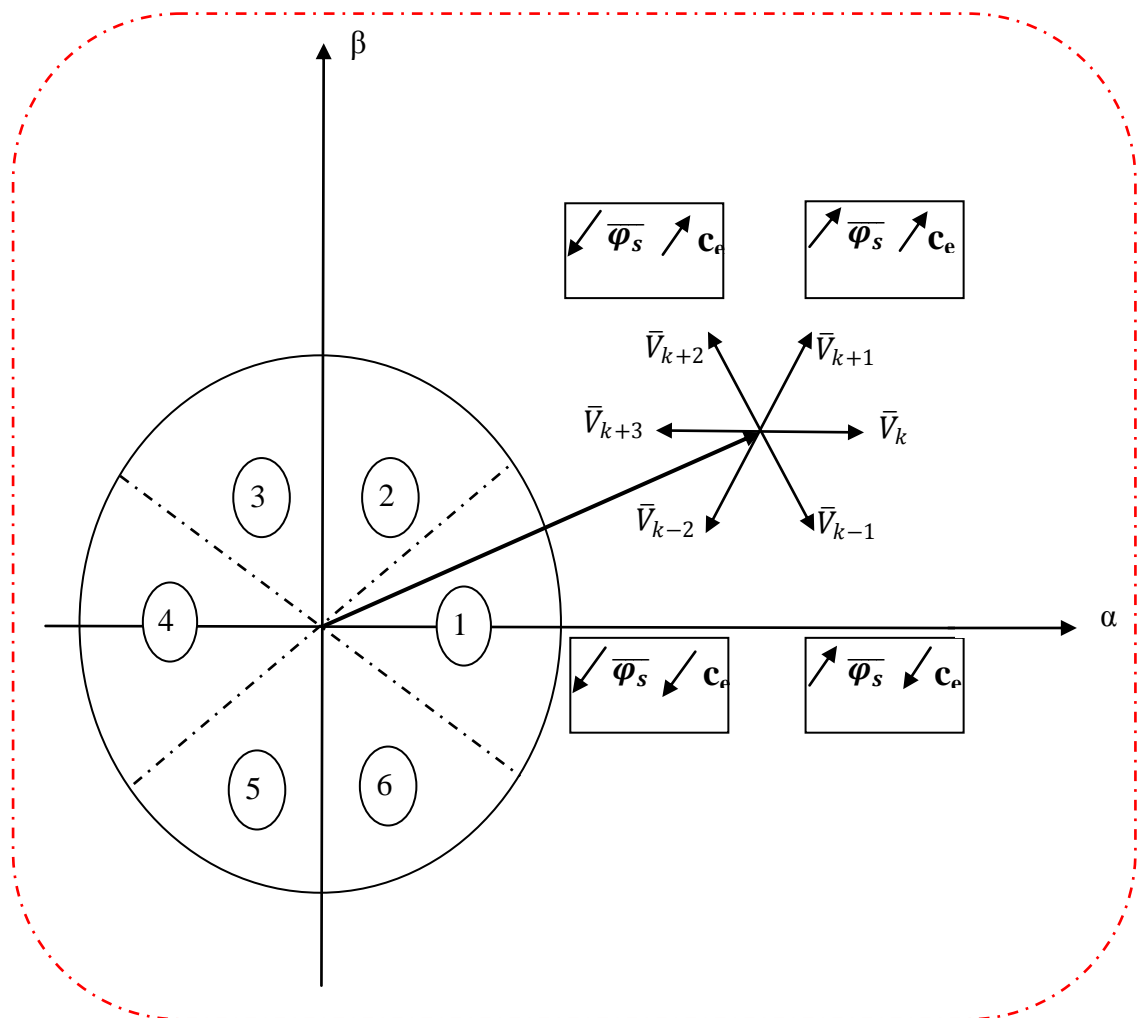


Figure (III.4) : Sélection du vecteur de tension.

- Si  $\bar{V}_{k+1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.

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

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $k$ . En début de zone  $k$ , les vecteurs  $\bar{V}_{k+1}$  et  $\bar{V}_{k-2}$  sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre  $\bar{V}_{k-1}$  et  $\bar{V}_{k+2}$  et le vecteur flux sont de  $150^\circ$  et de  $30^\circ$  respectivement. Donc leur composante de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et changements de couple sont très faibles [HME].

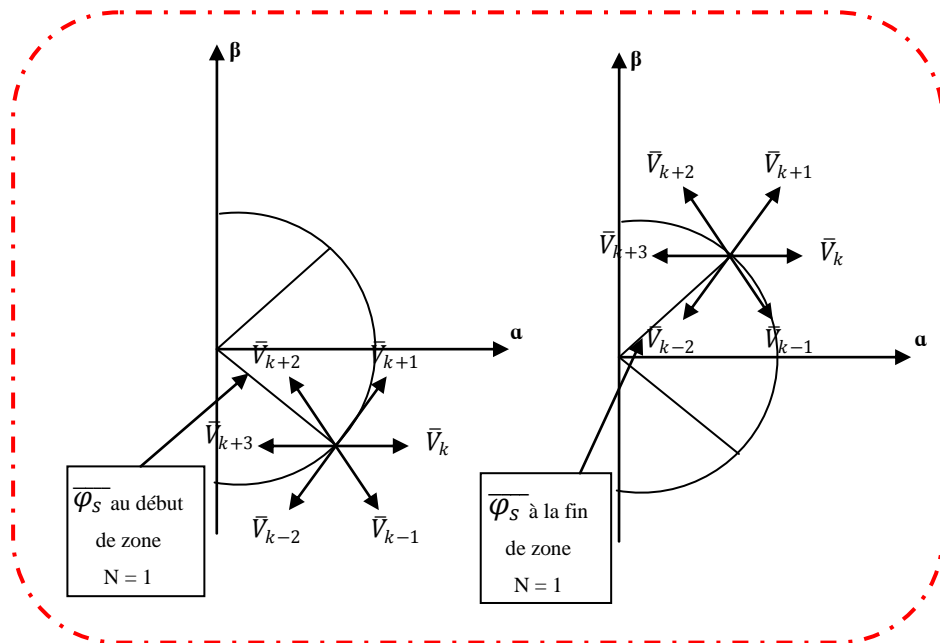


Figure (III.5) : Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone.

### III.4.1. Estimateurs :

#### III.4.1.1. Estimation du Flux et du Couple :

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [HME].

#### III.4.1.2. Estimation du flux statorique :

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes  $(\alpha, \beta)$  à partir de l'équation suivante :

$$\overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\varphi_s}}{dt} \quad (\text{III.4})$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$   $V_s$ , composantes de à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur  $U_c$ , des états de commande ( $C_{K1}$ ,  $C_{K2}$ ,  $C_{K3}$ ) et en utilisant la transformation de *CONCORDIA*, on obtient :

$$\overline{V_s} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.5})$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\angle \hat{\varphi}_s = \sqrt{\hat{\varphi}_{s\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{s\beta}^2}$$

La zone dans lequel se situe le vecteur  $\overline{\varphi_s}$  est déterminée à partir de composantes  $\hat{\varphi}_{s\alpha}$  et  $\hat{\varphi}_{s\beta}$ .

L'angle entre le référentiel statorique et le vecteur  $\overline{\varphi_s}$  est égal à :

$$\theta = \arctg \frac{\hat{\varphi}_{s\beta}}{\hat{\varphi}_{s\alpha}} \quad (\text{III.7})$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$\hat{c}_e = \frac{3}{2} p [\hat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{III.8})$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée au MSAP en particulier et surtout la commande par DTC [HME]

### III.4.2. Élaboration du vecteur de commande pour la DTC :

#### III.4.2.1. Le correcteur du flux :

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(III.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 :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & \text{alors } k_\varphi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 0 \end{cases}$$

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

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

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

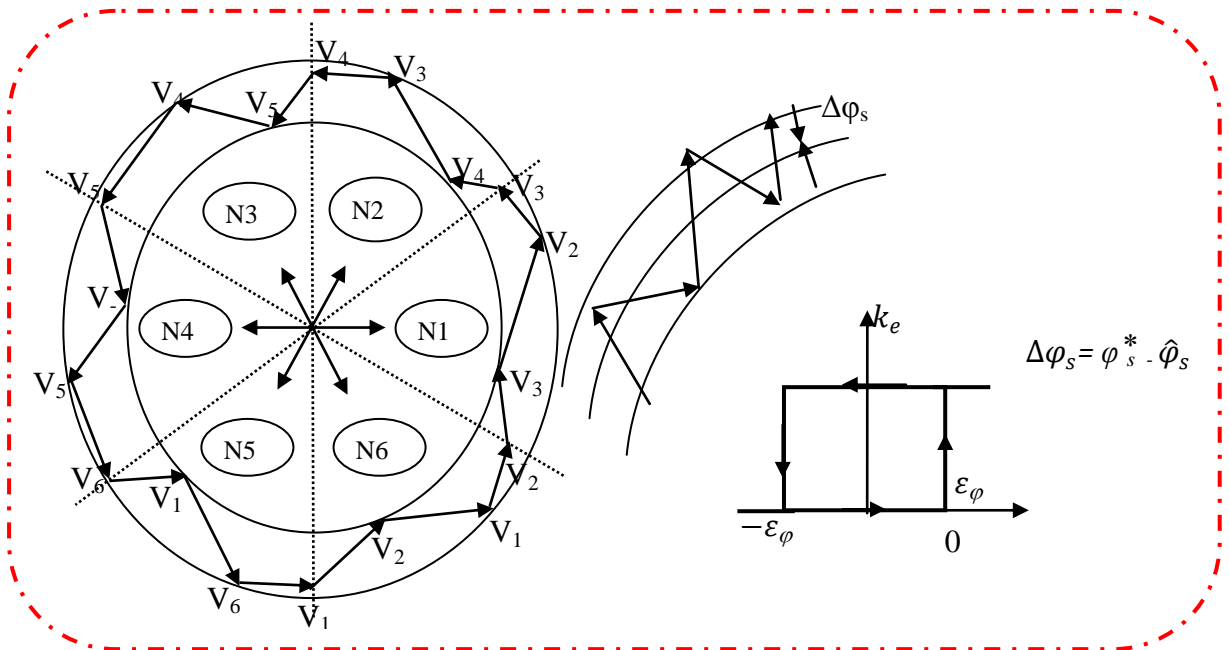


Figure (III.6) : a) Sélection des tensions  $V_i$  pour contrôler le flux.  
b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.

#### III.4.2.2. Correcteur du couple:

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

$$|\hat{c}_e - c_e^*| \leq \varepsilon_{c_e}$$

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.

Deux solutions peuvent être envisagées:

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

#### II.4.2.2.1. Le correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\overline{\varphi}_s$ . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\overline{V}_{k+1}$  et  $\overline{V}_{k+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. 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 [HME].

#### II.4.2.2.2. 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 ( $C_{cpl} = 0$ ) [HME].

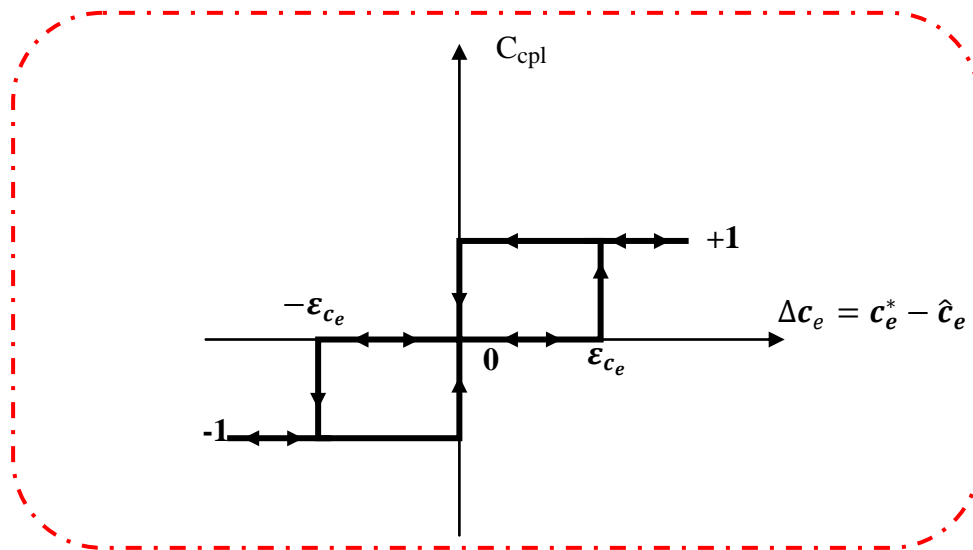


Figure (II.7) : Correcteur de couple à trois niveaux.

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

#### III.4.2.3. Élaboration de la table de commande :

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\varphi_s$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position du vecteur de flux statorique ( $N=1,\dots,6$ ). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (III.7) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des

grandeurs de contrôle  $\Delta\varphi_s$  et  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique [HME].

	Augmentation	Diminution
$\varphi_s$	$V_{K-1}, V_K$ et $V_{K+1}$	$V_{K-2}, V_{K+2}$ et $V_{K+3}$
$C_e$	$V_{K+1}$ et $V_{K+2}$	$V_{K-1}$ et $V_{K-2}$

Tableau (III.1) : Table de commutation.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\uparrow \varphi_s$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\downarrow \varphi_s$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$

Tableau (III.2) : Table de commande du flux.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\uparrow C_e$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$\downarrow C_e$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

Tableau (III.3) : Table de commande du couple.

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

- **Élaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles :**

Flux	Couple	N =1	N =2	N =3	N =4	N =5	N =6	Correcteur
$C_{flux} = 0$	$C_{cpl} = 1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	$C_{cpl} = -1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 niveaux
$C_{flux} = 1$	$C_{cpl} = 1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	$C_{cpl} = -1$	$V_6$	$V_5$	$V_4$	$V_3$	$V_2$	$V_1$	3 niveaux

**Tableau (III.4): Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.**

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêté et entraîne aussi une décroissance du couple, nous choisissons  $V_0$  ou  $V_7$  de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur [HME].

- **Élaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions actifs :**

Flux	Couple	N =1	N =2	N =3	N =4	N =5	N =6	Correcteur
$C_{flux} = 0$	$C_{cpl} = 1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	
	$C_{cpl} = -1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 niveaux
$C_{flux} = 1$	$C_{cpl} = 1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	
	$C_{cpl} = -1$	$V_6$	$V_5$	$V_4$	$V_3$	$V_2$	$V_1$	3 niveaux

**Tableau (III.5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls**

### III.4.3. Régulateur de vitesse :

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel, représenté par la figure (III.8.): [HME]

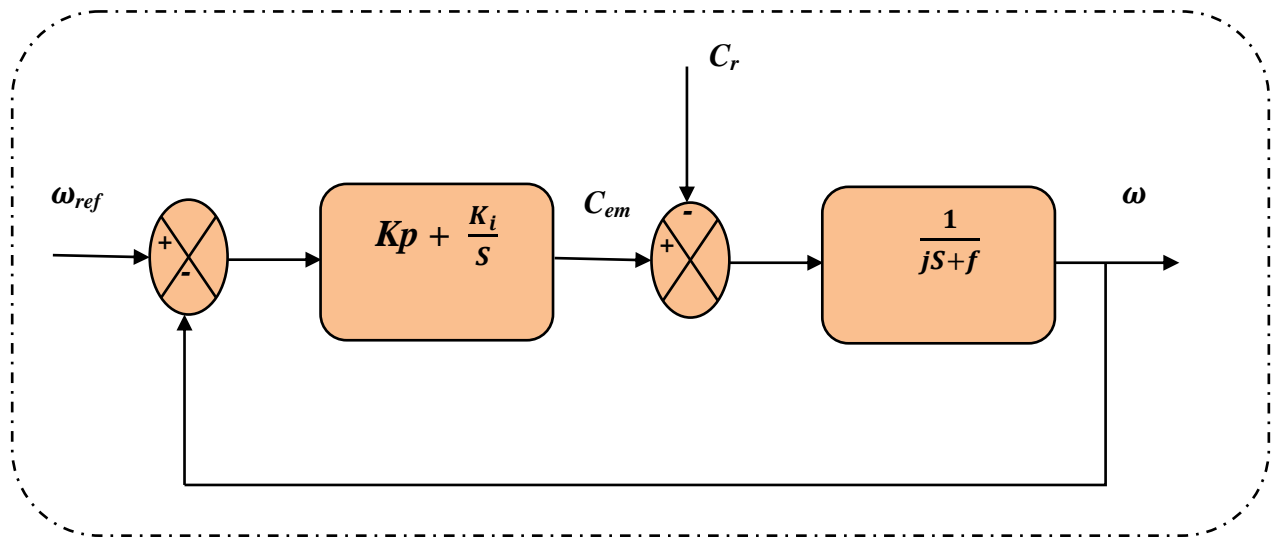


Figure (III.8) : Boucle de régulation de la vitesse de la MSAP.

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par:  $K_p + \frac{K_i}{s}$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace :

$$\omega(s) = \frac{1}{jS+f} [Ce(s) - Cr(s)] \quad (\text{III.9})$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique,  $\Omega$  s'écrit alors ( $Cr(s)=0$ ):

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p s + K_i}{J}}{s^2 + \left(\frac{f + K_p}{J}\right)s + \frac{K_i}{J}} \quad (\text{III.10})$$

$$F(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (\text{III.11})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$K_i = \omega_0^2 J \quad , \quad K_p = 2\xi\omega_0 J - f$$

$\omega_0$ : Fréquence propre d'oscillation

$\xi$  : Coefficient d'amortissement

$J$  : Moment d'inertie

Pour un amortissement critique ( $\xi = 0.8$ ) et ( $\omega = 240$ ) on obtient :

$$K_i = 101,37 \quad , \quad K_p = 0.67$$

Le réglage PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brutal de cette dernière. Le dépassement peut être amorti, en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

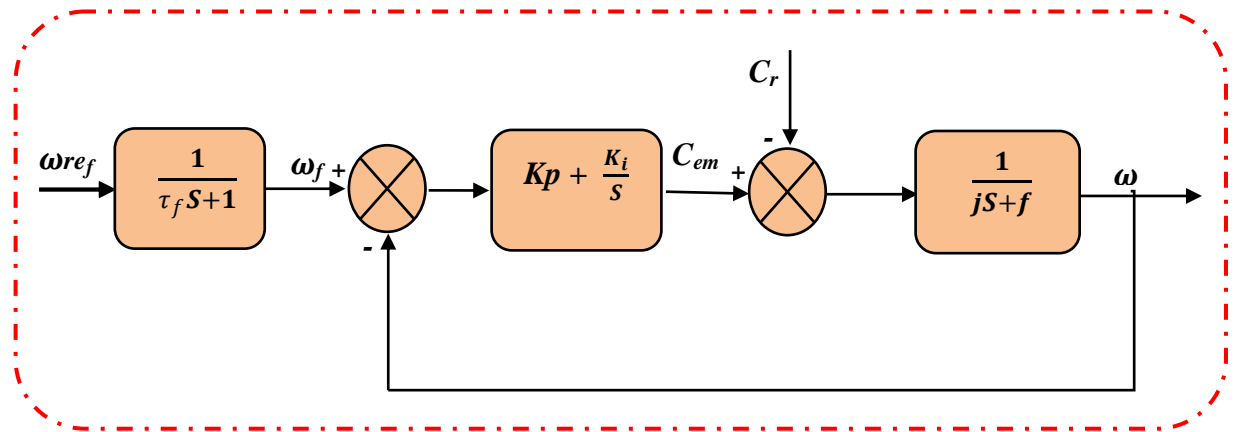


Figure (III.9):le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par :

$$\frac{\omega_f}{\omega_{ref}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \quad (III.12)$$

$\tau_f$  : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne.

### III.5. Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP :

La Figure (III.8) représente la structure générale du contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension.

A chaque période d'échantillonnage  $T_e$  on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé. [HME]

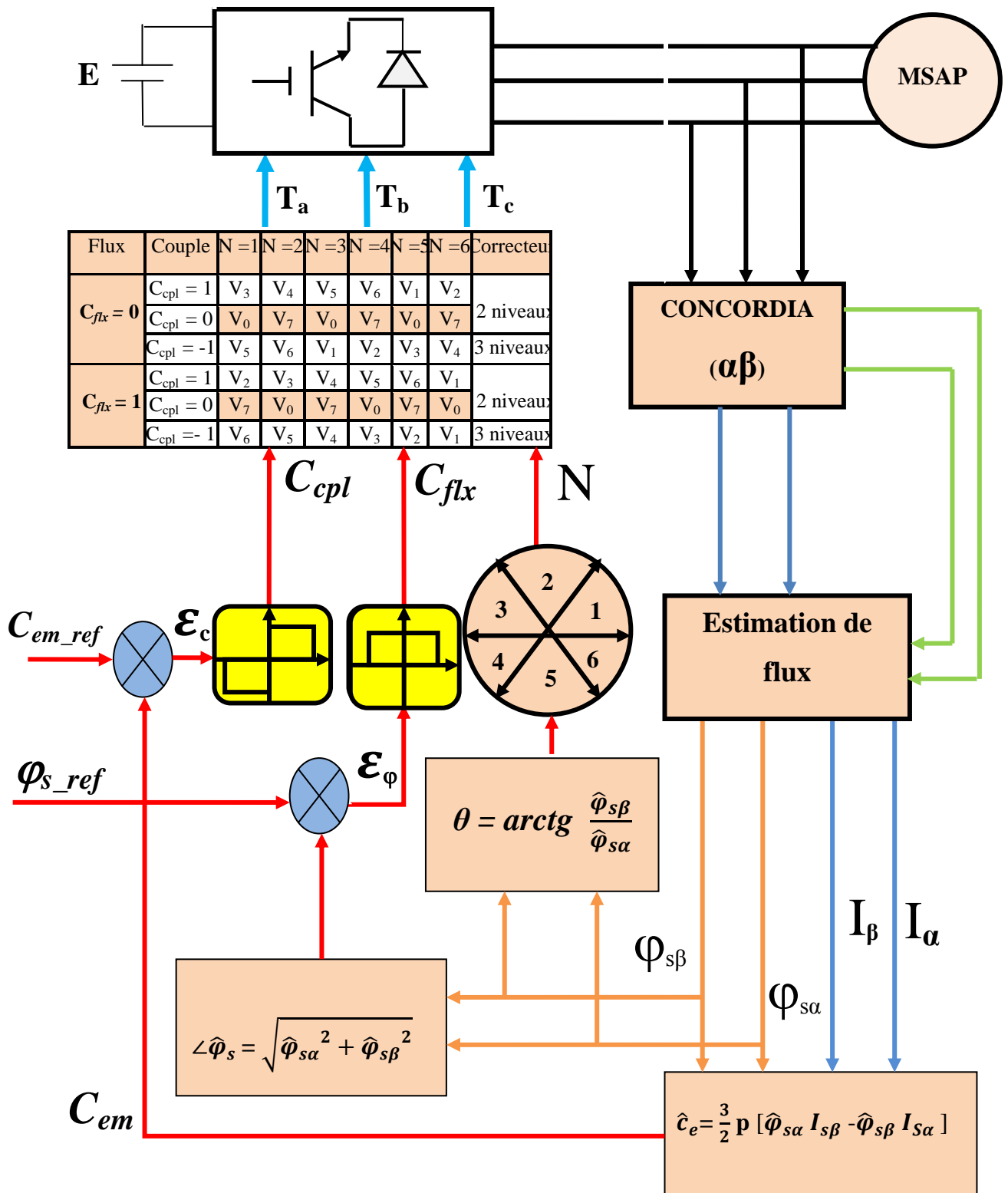


Figure (III.9) : Structure générale de la commande directe de couple (DTC)

III.6.Résultats de la simulation et interprétations :

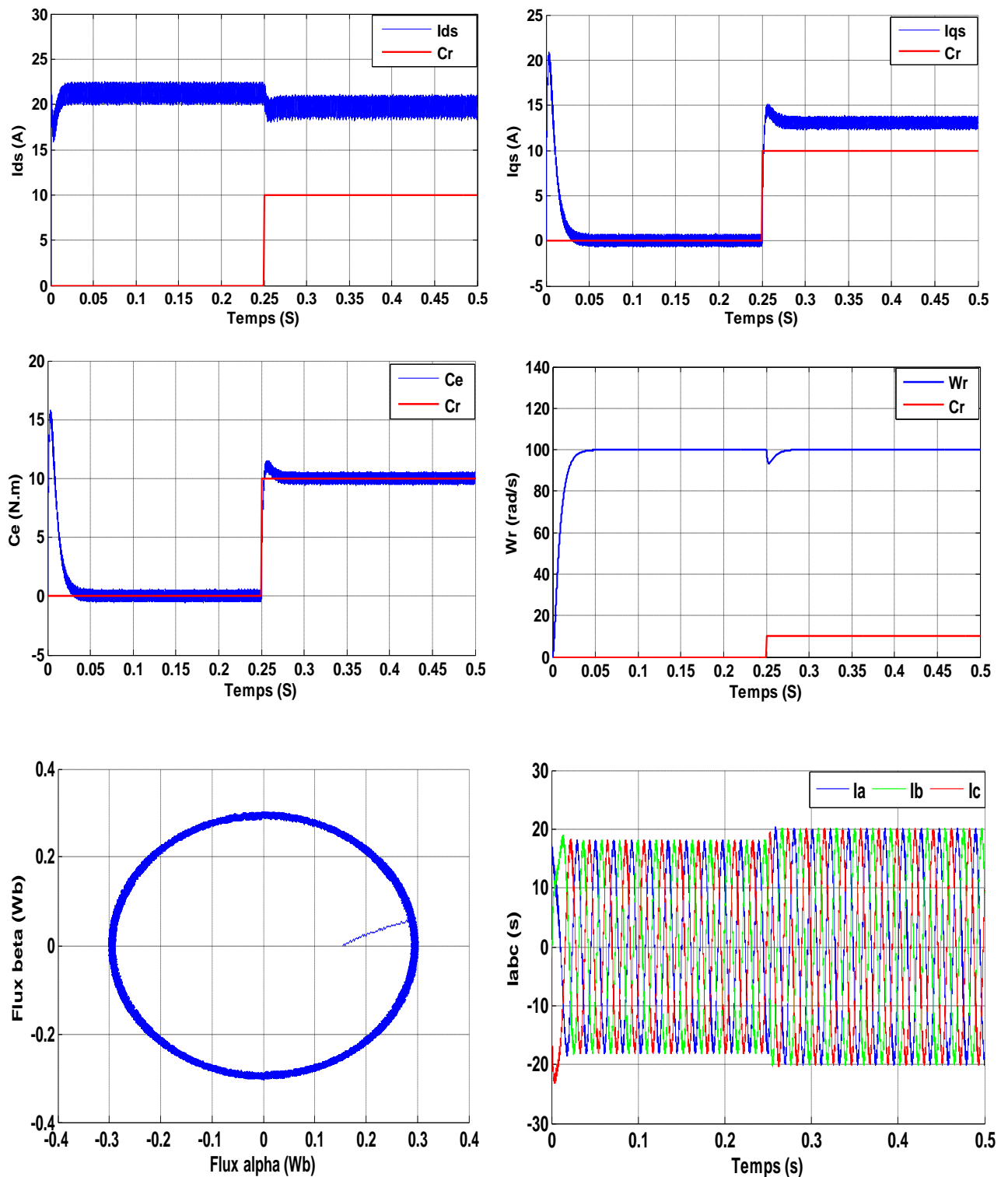


Figure III.11. : Résultat simulations MSAP par la commande DTC.

### III.7.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents. Puis, nous avons abordé une structure de commande par DTC appliqué à un modèle d'une MSAP alimenté par onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation de la MSAP pour une période d'échantillonnage donnée.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger de la qualité de la commande. La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement ou d'oscillations transitoires. Par conséquent cette commande apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse.

Le choix d'un correcteur à hystérésis malgré sa simplicité est une solution bien adaptée pour la commande directe du couple. L'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple.

En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présente des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande.

**Chapitre IV :**  
**Étude comparative entre la**  
**Commande vectorielle et DTC**  
**De la MSAP**

## IV.1.Introduction :

Après avoir étudié les principales techniques de la commande vectorielle (FOC) et la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimant permanent. Le présent chapitre sera consacré à la présentation d'une multitude de tests sur les deux méthodes de commande présentées précédemment afin de pouvoir faire une comparaison aux niveaux des performances, notamment celles relatives à la robustesse vis-à-vis de la variation de la charge, du couple de charge et inversion de sens de rotation.[TAY]

## IV.2. Analyse des résultats de simulation et interprétation :

Les résultats de simulation sont basées en premier lieu sur une comparaison entre la commande FOC et la commande DTC, Pour illustrer les performances dynamiques et la robustesse des deux commandes, on a fait des tests de simulation pour les cas suivants : [TAY]

❖ Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques :

- Par variation de la charge.
- Par variation de la charge et inversion du sens de rotation.
- Par Changement de la référence de vitesse.

❖ Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques :

- Par variation de la résistance statorique.
- Par variation de l'inductance  $L_d$  et  $L_q$ .

### IV.2.1.Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques :

#### IV.2.1.1. Par variation de la charge :

Les courbes de la figure(IV.1) ont été obtenues suite à une opération de démarrage à vide puis on fait subir à la machine une charge représentant un seul échelon (10 N.m à l'instant 0.15s jusqu'à l'instant 0.35s).On notera pourtant que la convergence est sensiblement plus rapide dans le cas de la commande directe du couple. On remarque aussi que les oscillations en couple, obtenu dans le cas de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sont sensiblement plus grandes par rapport au cas du contrôle direct du couple. Au contraire, les ondulations du couple sont importantes dans le cas de la commande DTC par rapport à la FOC.

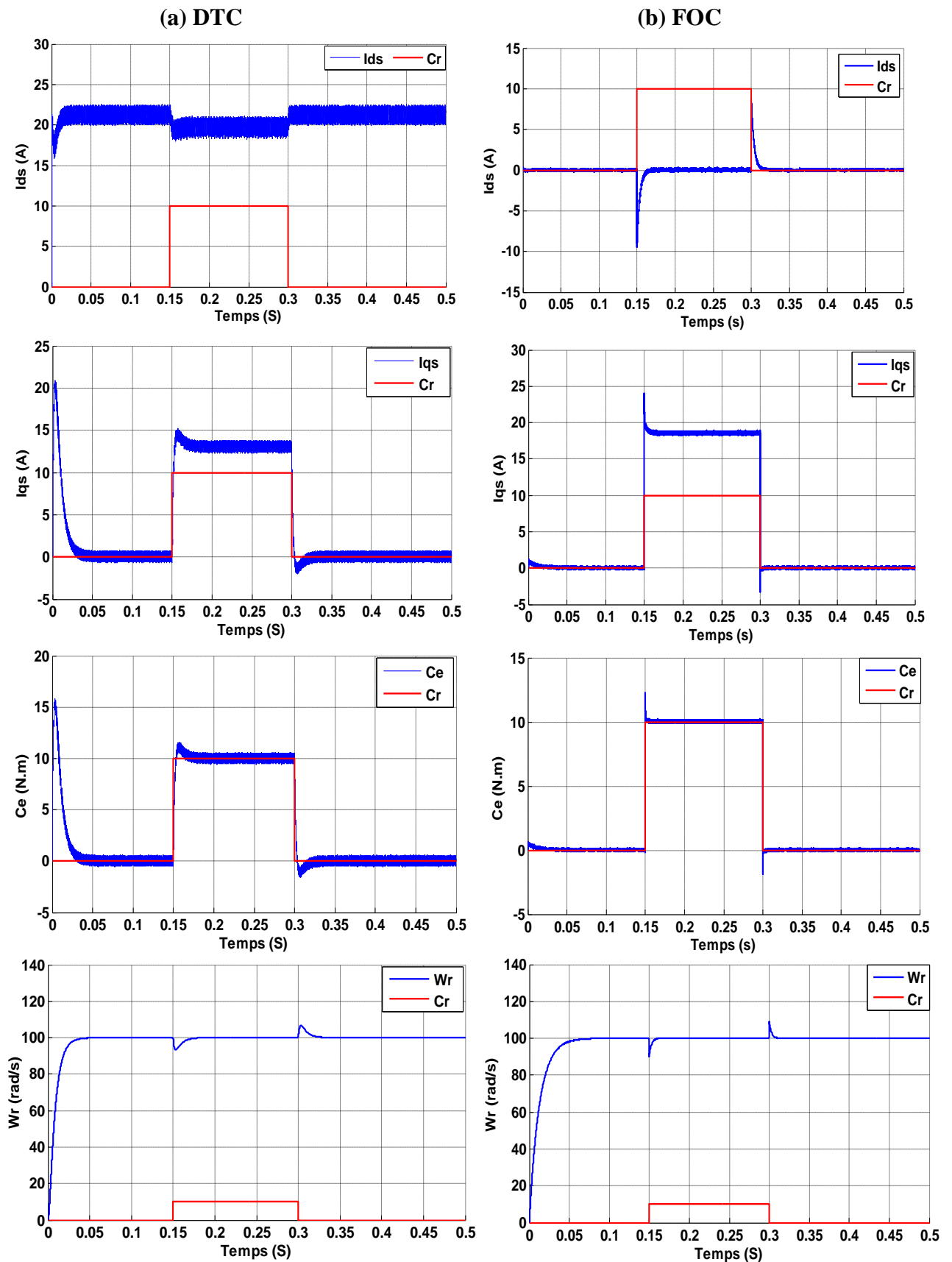


Figure (IV.1) : Test de robustesse à la variation de la charge.

**IV.2.1.2. Par variation de charge et inversion du sens de rotation:**

Nous avons simulé les deux commandes pour un changement de consigne de vitesse de +100 rad/s à -100 rad/s, à partir de l'instant  $t = 0.25$  s avec variation la charge dans les deux sens. Les résultats de simulations sont illustrés par la figure (IV.2). Des appels de courant assez forts sont enregistrés à l'instant du changement du sens de rotation tout en restant dans la limite des contraintes de la machine observées lors de fonctionnement en charge, pour les deux types de commande.

La vitesse revient à la vitesse de référence (100 rad/s). On remarque que les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec la commande (DTC) est plus robuste par rapport au réglage par (FOC).

On remarque que le temps de réponse est plus rapide DTC, que pour la FOC.

D'autre part, les résultats de la figure (IV.2) montrent aussi que le couple obtenu par la FOC diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la DTC est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de changement du sens de rotation.

De ce fait on peut expliquer la grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la DTC.

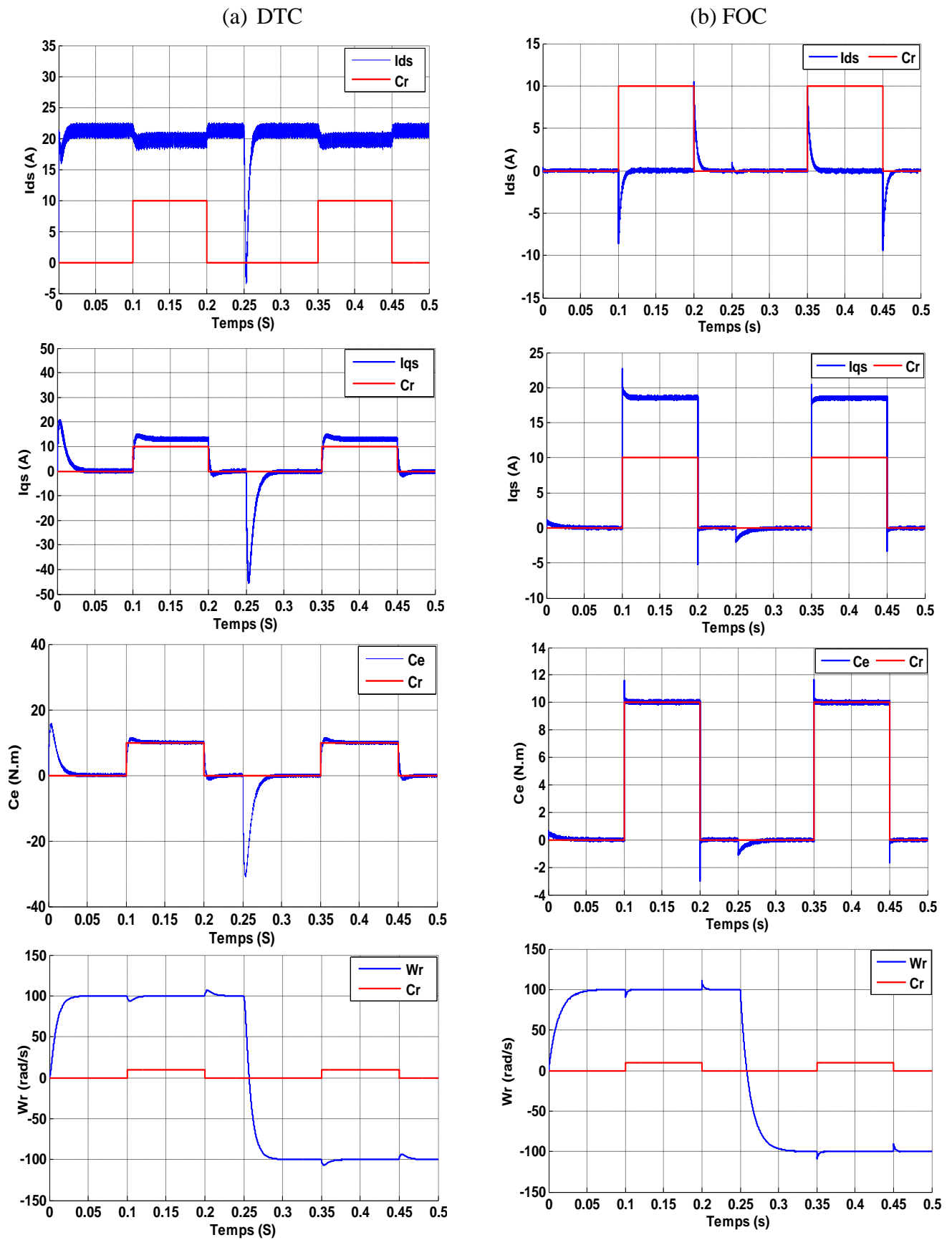


Figure (IV.2.): Test de robustesse par la variation de la charge et l'inversement de sens de rotation.

**IV.2.1.3. Par Changement de la référence de vitesse :**

Deux cas sont à réaliser: la commande directe du couple et la commande vectorielle, La validation est faite pour la commande avec boucle de vitesse. Le but est de choisir la meilleure réponse qui nous donne une meilleure qualité d'établissement du couple dans les deux cas de contrôles. pour diverses valeurs de vitesse ( $\omega = 100, 50, 150$  rad/sec), voir figure (IV.3).

On constate que le temps d'établissement du couple dans la commande directe du couple est inférieur à celui donné par la commande vectorielle. Ceci peut être expliqué par la présence des régulateurs PI (commande à flux orienté) qui provoquent un retard dans la réponse du couple, Notre choix s'est porté sur les résultats de la commande directe du couple étant donné qu'elle fournit la meilleure réponse.

Tu dois mentionner que les ondulations du couple dans le cas de la commande DTC sont sensiblement élevées par rapport à la commande FOC.

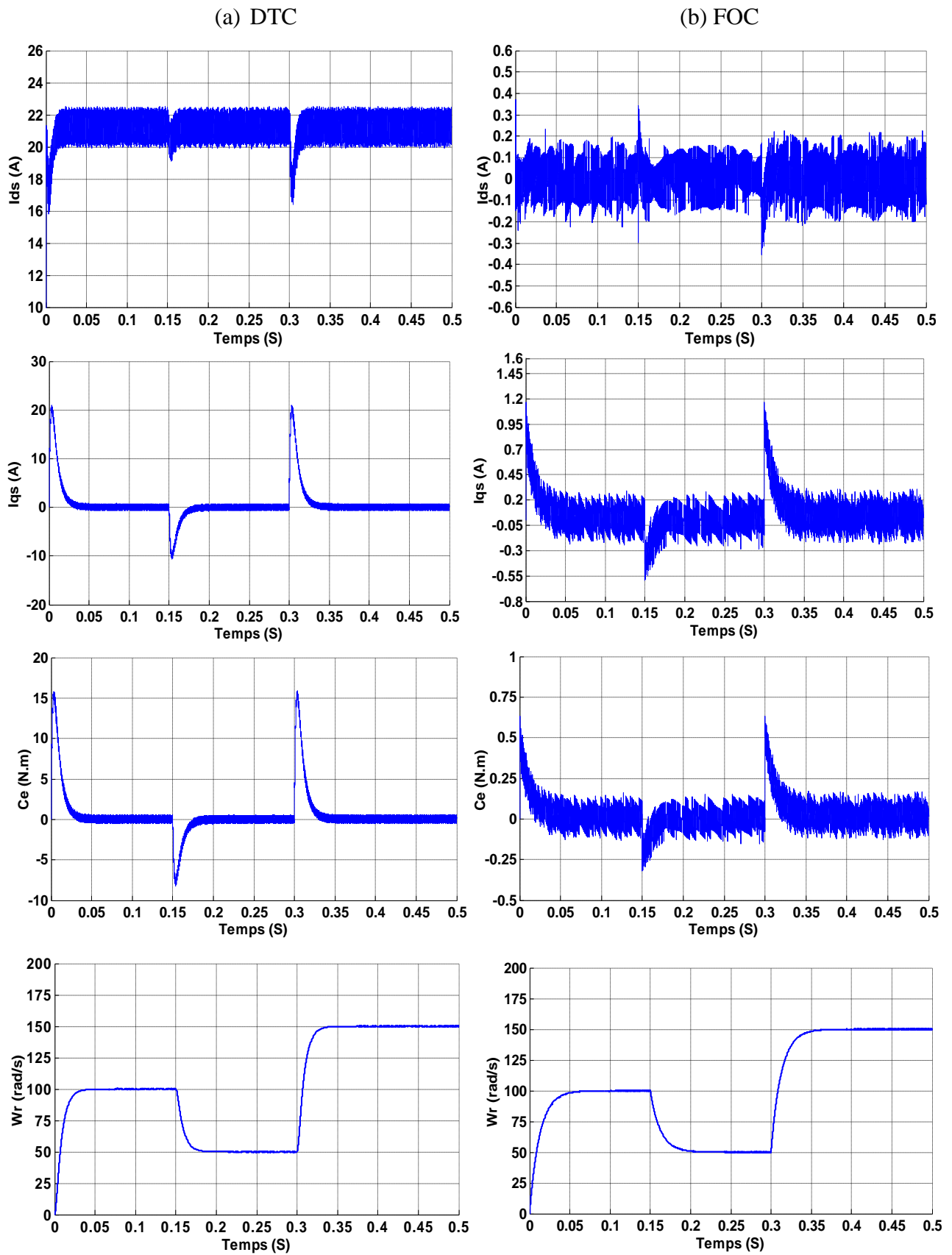


Figure (IV.3) : Test de robustesse par changement de la référence la vitesse.

## IV.2.2. Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques :

### IV.2.2.1. Par variation de la résistance statorique :

Dans cette partie, nous avons testé la robustesse vis à vis des variations paramétriques du moteur les à savoir : la résistance statorique ( $250\% R_s = 2.5 * 1.4 = 3.5$ ), le résultat de simulation est trouvé dans la figure (IV.4).

On remarque que le régime d'établissement des courants « Ids et Iqs » en variation «  $250\%R_s$  » est plus rapide par rapport l'état initial dans la commande FOC.

On constate que le temps de réponse de la vitesse, dans le cas de la commande vectorielle pour ( $250\%R_s$ ), est beaucoup plus rapide par rapport à l'état initial( $R_s$ ).

Notre choix s'est porté sur les résultats de la commande vectorielle étant donné qu'elle fournit la meilleure réponse dans le cas d'augmentation de la résistance statorique.

On peut signaler que la commande directe de couple reste indépendante que la variation paramétrique pour la résistance statorique.

A partir de ces observations on dit que la commande vectorielle est dépendant à l'effet de la variation de la résistance «  $R_s$  » par contre la commande direct de couple qui ne dépend pas à la variation de la résistance «  $R_s$  » ce qui caractérise la robustesse de la commande DTC.

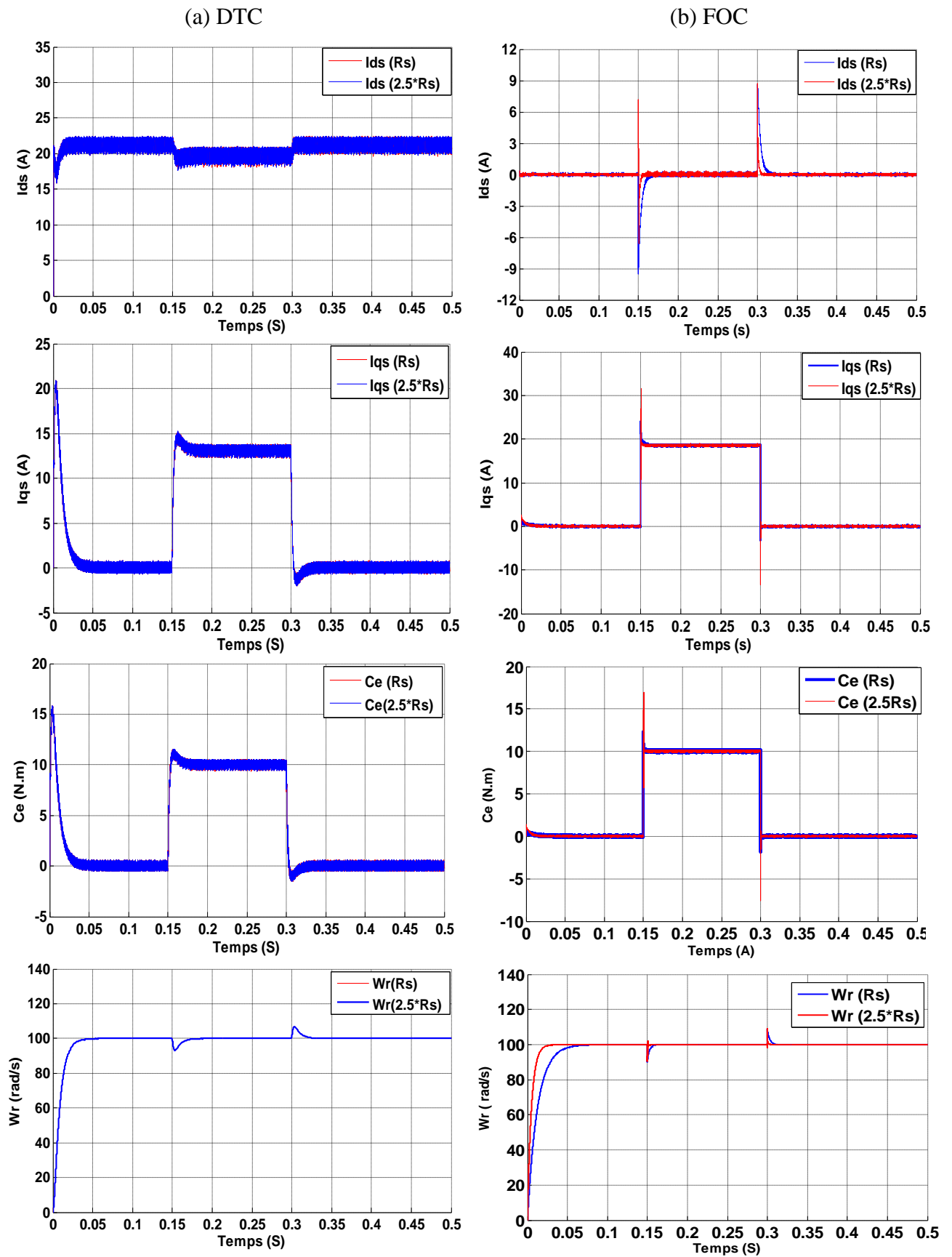


Figure (IV.4) : Test de robustesse par la variation de la résistance statorique.

**IV.2.2.2. Par variation de la inductance  $L_d$  et  $L_q$ :**

Dans cette partie, nous avons testé la robustesse vis à vis des variations paramétriques du moteur les à savoir : l'inductance «  $L_d$  » statorique ( $250\% L_d = 2.5 * 0.0066 = 0.0165$ ) et l'inductance «  $L_q$  » statorique ( $250\% L_q = 2.5 * 0.0058 = 0.0145$ ), le Résultat simulation dans la figure (IV.5).

On remarque que la marge de la variation des courants «  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  » en état «  $250\% L_{dq}$  » plus grande par rapport l'état initial dans la période d'application de la charge «  $0.15s$  jusque  $0.30s$  ».

On remarque que le temps de réponse de la vitesse, dans le cas de la commande vectorielle sans variation des paramètres ( $L_d$ ,  $L_q$ ), est beaucoup plus rapide que dans le de changement le paramètre  $L_{dq}$ .

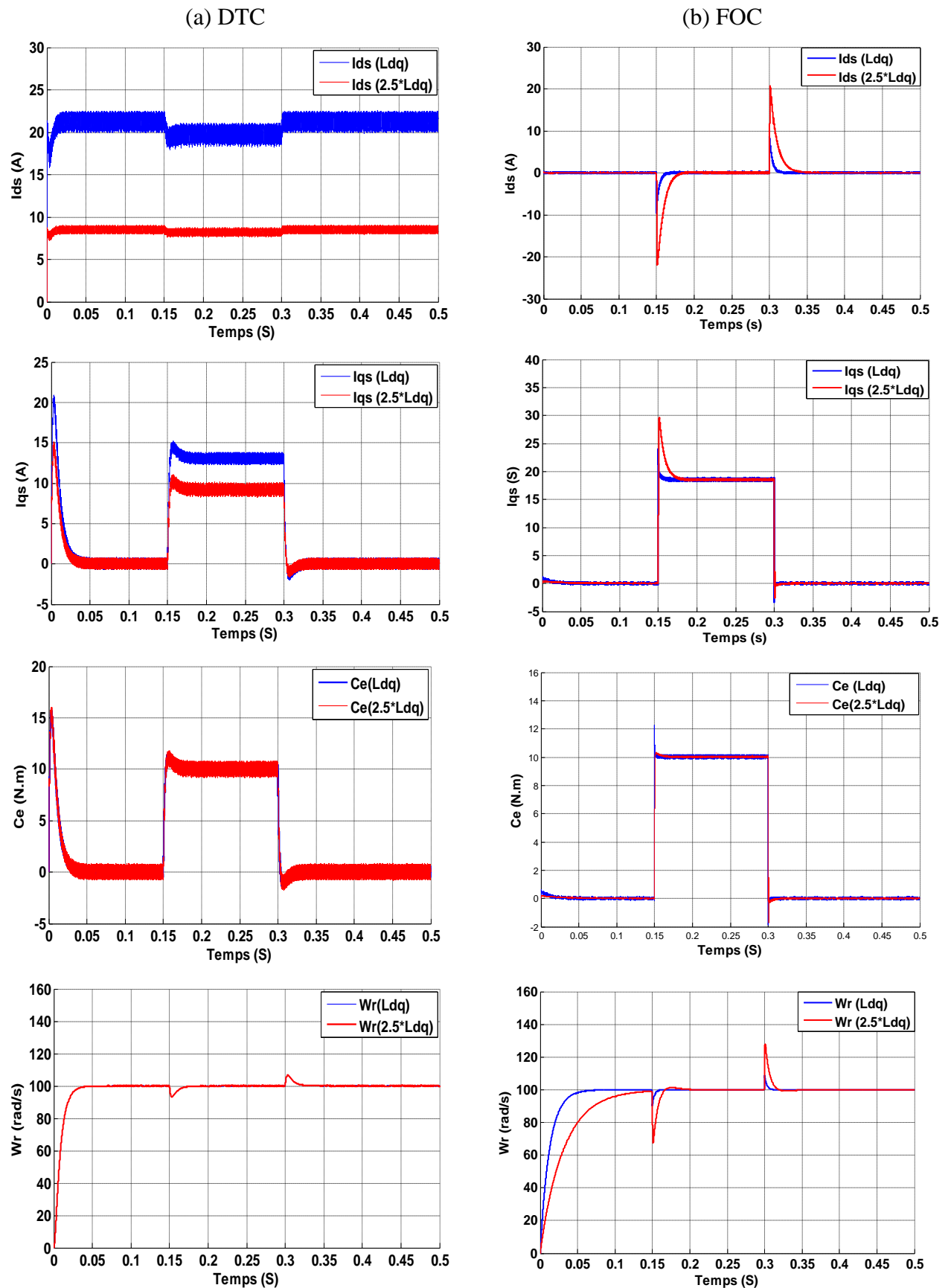
Notre choix supporté sur les résultats de la commande vectorielle étant donné qu'elle fournit la meilleure réponse dans le cas réduire l'inductance statorique «  $L_d$  et  $L_q$  ».

On constate que le temps de réponse de la vitesse, dans le cas de la commande vectorielle pour l'état initial ( $L_{dq}$ ), est beaucoup plus rapide par rapport à l'état ( $250\%L_{dq}$ ).

On remarque aussi dans la commande DTC aucune variation dans les grandeurs mécanique sauf les grandeurs électriques «  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  » ils sont différent puisque si on augment l'inductance par «  $250\%L_{dq}$  » nous notons la diminution des deux courant «  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  » à l'instant «  $0.15s$  jusque  $0.30s$  ».

Notre choix supporté sur les résultats simulation de la vitesse et le couple de la commande direct de couple ne dépend pas à la variation de l'inductance statorique.

A partir de ces observations on dit que la commande vectorielle est dépendent a l'effet de variation de l'inductance statorique «  $L_{dq}$  » par contre la commande direct couple ne dépend pas à la variation l'inductance statorique «  $L_{dq}$  ».



Figure(IV.5) : Test de robustesse par la variation de la inductance  $L_d$  et  $L_q$ .

### **IV.3 .Comparaison entre la commande vectorielle (FOC) et la commande directe du couple (DTC) : [BIA]**

#### **IV.3.1.Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control):**

- ❖ Introduite par Blaschke en 1972.
- ❖ Consiste à ramener le comportement de la MSAP, a celui du la MCC, en effectuant Un découplage entre le flux et le couple. Cependant elle:
  - Ne Nécessite pas la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MSAP.
  - Reste sensible vis-à-vis des variations paramétriques notamment la résistance Rotorique, induisant une perte de découplage.
- ❖ Le principe de la FOC repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlé indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.

#### **IV.3 .2.Commande directe de couple (DTC: Direct Torque Control) :**

- ❖ Proposée au milieu des années 80 par I. Taka hashi.
- ❖ Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine.
- ❖ Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- ❖ La dynamique rapide de couple et du flux.

#### IV.4. Comparaison entre la commande FOC et la commande DTC :

Comparaison au niveau de variation des variables commandées, régulateurs, contrôle du couple et du flux, Les avantages et les inconvénients :

##### IV.4.1. Tableaux de comparaison entre FOC et DTC :

	Commande vectorielle (FOC)	Commande directe du couple(DTC)
Variables commandées	Couple	Couple Flux statorique
Variables senties	Vitesse mécanique Courant statorique	Tension statorique Courant statorique
Variables estimées	Fréquence	Couple et Flux statorique
Régulateurs	Trois régulateurs de courants statorique (hystérésis)	Régulateur de couple (hystérésis) Régulateurs du flux Statorique (hystérésis)
Contrôle du couple	Directement contrôlé par le courant statorique Haute dynamique Faible ondulations du couple (les ondulations de couple sont négligées par rapport à DTC)	Contrôle directement Haute dynamique Contrôlées les ondulations du couple
Contrôle du flux	Indirectement contrôle par le courant statorique. Dynamique lente	Contrôle directement Dynamique rapide
Complexité d'implémentation	Complexité élevée	Complexité moyenne
Référence	d-q Tournant	$\alpha \beta$ Stationnaire

Tableau(IV.1) : comparaison entre FOC et DTC.

## IV.4.2. Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des avantages et des inconvénients :

### IV.4.2.1. Les avantages :

	FOC	DTC
<b>Les avantages</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Assez bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent.</li> <li>- Basse fréquence d'échantillonnage.</li> <li>- Moins d'ondulations de couple et de courant.</li> <li>- Bon comportement à basse vitesse.</li> <li>- Nécessite MLI.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Commande issue directement des comparateurs, pas de transformation entre repères.</li> <li>- Pas de boucles de régulations de courants, et pas de circuits de découplages.</li> <li>- Suppression de l'étage MLI.</li> <li>- Une dynamique excellente du couple et de la vitesse.</li> <li>- Pas de capteur de vitesse.</li> <li>- Très simple à mettre en œuvre.</li> <li>- Robustesse à la variation paramétrique</li> </ul>

Tableau(IV.2) : Comparaison entre FOC et DTC aux niveaux des avantages.

### IV.4.2.2. Les inconvénients :

	FOC	DTC
<b>Les inconvénients</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Plus de temps de calcul (transformations de repères et découplage).</li> <li>- Sensible aux variations paramétriques du stator.</li> <li>- Modulateur.</li> <li>- Plusieurs boucles de Régulations.</li> <li>- Nécessite un capteur de vitesse.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Fréquence de commutation grande et variable.</li> <li>- Dépendance à la résistance statorique, et à la bande d'hystérésis des comparateurs.</li> <li>- Ondulations dans le courant et le Couple.</li> <li>- Estimation du couple et du flux peu robuste.</li> <li>- Bruis acoustique.</li> </ul>

Tableau(IV.3) : Comparaison entre FOC et DTC aux niveaux des inconvénients.

## IV.5.Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une étude comparative des performances statique et dynamiques des deux types de commande FOC et la DTC.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec le FOC sont plus robustes lors des variations des charges. Elles permettent en outre, un découplage parfait entre le contrôle du flux et du couple.

La DTC comparée à la commande vectorielle, parait plus simple à mettre en œuvre et ne nécessite pas de capteur de vitesse.

La DTC qui, à partir de références externes telles comme le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes vectorielles les tensions à appliquer à la machine, mais recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire aux exigences de l'utilisateur. Ce type de commande requiert des éléments non linéaires de type hystérésis.

En effet, si nous considérons comme objet de la commande l'ensemble convertisseur machine, il s'agit à un instant donné de choisir un état de commutation et sa durée pour approcher au mieux des références représentées par des grandeurs électriques.

# **Conclusion Générale**

## Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une étude comparative entre deux méthodes de commande appliquée à la MSAP (la commande vectorielle) (FOC) et la commande directe de couple(DTC).

Dans le premier chapitre, nous avons modélisé un système machine synchrone a aimant permanent, plus onduleur de tension. 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.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté la commande vectorielle. La commande vectorielle par orientation du flux (FOC), cette technique (FOC) qui est basée sur le principe de découplage équivalent au découplage naturel de la machine à courant continu à l'aide de variables de commande similaires. Qui est actuellement la technique la plus utilisée pour contrôler la vitesse. Grâce à cette technique de commande on peut réaliser le découplage entre le flux et le couple de la machine, par conséquent le contrôle de la vitesse sera plus simple.

Dans la troisième technique(DTC) qui est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix généralement basé sur l'utilisation de régulateur à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici, l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

Dans le troisième chapitre, on a présenté la commande directe du couple (DTC), pour mettre en œuvre cette commande (DTC) il est nécessaire de connaître l'estimation des variables d'état flux et couple. La DTC, est aussi simple, son algorithme de calcul est, par ailleurs, simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique.

Afin d'avoir une meilleur appréciation des résultats obtenus, par les deux techniques de commande, on a développé une étude comparative des performances statiques et dynamiques pour pouvoir, par la suite, faire un choix du type de commande suivant les spécifications de l'application envisagée. Ou on à donner une contribution pour une comparaison détaillée entre ces deux techniques de contrôle, en insistant sur leurs avantages et leurs inconvénients.

En conclusion, en tenant compte des composants utilisés dans les deux arrangements analysés de commande, nous pouvons conclure que les temps d'établissement de la stratégie du contrôle directe

du couple sont inférieurs par rapport à ceux de la commande vectorielle directe. Pour une conception spécifique d'application, la stratégie appropriée peut être employée en tenant compte du résultat des comparaisons faites en ce mémoire.

Les résultats obtenus montrant le bon choix des modèles.

### ANNEXE :

#### Paramètres de la machine utilisée

$P_n = 1500 \text{ wt}$	Puissance nominale
$C_n = 14.33 \text{ N.m}$	Couple nominale
$R_s = 1.4 \text{ ohm}$	Résistance du stator
$L_d = 0.0066 \text{ H}$	Inductances cycliques directe
$L_q = 0.0058 \text{ H}$	Inductances cycliques quadrature
$P = 3$	Nombre de paire de pôle
$V_r = 0.1546 \text{ Wb}$	Amplitude des flux des aimants permanents
$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0.0003881 \text{ N.m/Rd/s}$	Coefficient de frottement

# **Références bibliographiques**

## Références bibliographiques

- [TZH] **T.Ziane, H. Rekioua** « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur», 3<sup>ème</sup> Séminaire National en Génie Électrique 29-31/10/2002, Université de Batna.
- [AAM] **A. Ameur** « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [NBO] **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.
- [BMA] **B. Malika** « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [ACH] **A.Chebak** « Modélisation, conception et optimisation des machines sans encoches à aimants permanents à haute vitesse», Thèse de Doctorat, Université LAVAL QUÉBEC, 2013.
- [FBE] **F. Benchabane** « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring » Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [MEZ] **M. Ezzat** « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents » Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [BOU] **C. Bouchereb** « Contrôle direct du couple des machines synchrones ». Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [BAB] **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.
- [AKA] **A. Kaddouri** « Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [MCH] **M. Chakir** « Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP » Thèse de magistère, École nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [JPL] **Jean –Paul louis** « Commandes classiques et avancées des actionneurs synchrones » livre éditions hermès, Paris, 2010.

## Références bibliographiques

---

- [MHA] **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.
- [ANS] **A. Nait Seghir** « Contribution a la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de doctorat, École nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [FBO] **F. Bouchafaa** « Étude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP », Thèse de doctorat, École nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [DLA] **D. Lahouel** « Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [HTA] **H. Tamrabet** « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine Asynchrone », Thèse de magistère, Université de Batna, 2006.
- [LBE] **L. Benalia** « Commande en tension des moteurs à induction double alimentes », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [SCH] **S. Chekroun** « Commande Neuro-Floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magistère, Université d'Oran, 2009.
- [BTA] **B Tahri** « Commande vectorielle sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2012.
- [HNA] **H Nasma** « Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant permanent» Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2016.
- [HME] **H Mesloub** «Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » Thèse doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra.
- [KKE] **M<sup>me</sup> k KENDOUCI** «Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents» Thèse doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran.
- [NCH] **Mr N CHOUG** « Étude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel» Mémoire de magister université Hadj Lakhdar Batna.
- [NKH] **N Khalil** « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone » Magister en électrotechnique de l'université Mentouri de Constantine.

## Références bibliographiques

---

[FBE] **F BERREZZEK** «Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone » Magister en électrotechnique de l'université Annaba-2006-.

[MME] **M Merzoug** «Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)»

[AHAW] **AID Housseem** et **AINA Wafaa** «Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents» Mémoire de Master Automatique Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen.

[ZES] **ZEGHOUDI Souhila** «commande par passivité de la machine synchrone a aimants permanent » Mémoire de Master électrotechnique Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen.

[TAY] **TEGGAR Ayoub** « Étude Comparative Entre la Commande Vectorielle a Flux Oriente et la Commande Directe du Couple de la machine Asynchrone» Mémoire master professionnel électronique Université de KASDI MERBAH OUARGLA.

[BIA] **Biou Abdelkrim** « Étude comparative de la commande vectorielle et la commande directe du couple de la machine asynchrone », Mémoire Master Université Ferhat Abbas —Sétif (Algérie).

## الملخص:

تعتبر المحركات المتزامنة المغناطيسية من بين أفضل المحركات المعروفة في المجال الصناعي ، هذا بفضل مزاياها و كفاءتها في الأداء ، و مع التطور الذي يمس مجال الإلكترونيات الكهربائية ، و المنفذات الكهربائية ، فقد وجد العلم الكثير من استراتيجيات للتحكم ومراقبة هذه المحركات .

في هذه المذكرة، درسنا و حاكينا نوعين من التحكم الأكثر شيوعا بين المحركات التحكم الشعاعي و التحكم المباشر في العزم بالإضافة إلى ذلك أجرينا أيضًا مقارنة بين التحكمين السابقين، من خلال مراقبة استجابة المحركات المغناطيسية المتزامنة لكل أمر بعد تغيير خصائص المحرك، من أجل معرفة مدى قوة و فعالية كل من هذين التحكمين بشكل أفضل.

**الكلمات المفتاحية :** المحركات المتزامنة المغناطيسية، التحكم الشعاعي، التحكم المباشر في العزم، التثمين ، التفكيك

## *Résumé :*

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont considérés parmi les moteurs les plus connus dans le domaine industriel, grâce à ces avantages et ces efficacités de la performance, avec le développement qui touche le domaine d'électronique de puissance, et des actionneurs électriques, la science a trouvé beaucoup des stratégies qui permette de commande et surveiller ces moteurs.

Dans cette mémoire, en a étudié et simulé les deux types de commande la MSAP les plus utilisées commande vectoriel (FOC) et commande direct de couple (DTC).

Et en a fait aussi une comparaison entre les deux commandes précédentes, par la surveillance de la réaction de la MSAP pour chaque commande après le changement des caractéristiques de moteur, pour mieux connaître la robustesse et l'efficacité de chacune de ces commandes.

**Mots Clés :** Machin synchrone aimant permanent, FOC, DTC, MSAP, Estimation, découplage

## *Summary :*

Permanent magnet synchronous motors are considered among the best known motors in the industrial field, thanks to these advantages and efficiencies of the performance, with the development that touches the field of power electronics, and electric actuators, science has found a lot strategies to control and monitor these engines.

In this memory, studied and simulated the two types of command the most used MSAP control vector (FOC) and direct torque control (DTC).

And also made a comparison between the two previous commands, by monitoring the response of the MSAP for each command after the change of engine characteristics, to better know the robustness and effectiveness of each of these commands.

**Keywords :** Synchronous permanent magnet machine, FOC, DTC, MSAP, Estimate, decoupling