

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : **INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANQUES**

THÈME :

**Amélioration de la commande directe du couple
appliquée à une machine synchrone à aimants
permanents**

Proposé et dirigé par :

➤ M. BAHIDDINE Miloud

Présenté par :

➤ TABI Mohammed

Année Universitaire : 2013/2014

N° d'ordre : ISE-115

Remerciements

*A l'issue de ce projet de fin d'études nous adressons nos remerciements à **Dieu** tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donné toutes ces longues années d'études.*

Nos remerciements vont aussi à nos parents qui nous ont soutenus le long de notre cycle d'étude.

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **M. BAHIDDINE Miloud** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour leur suivi continué tout au long de la réalisation de ce mémoire et qui n'ont pas cessé de nous donner leurs conseils.*

Nous remercions tous les membres du jury qui acceptent de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils l'ont porté.

Un grand merci à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception.

Dédicace

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

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

*A mes frères
A mes sœurs
A mes chers amis*

*A tous les amis d'études surtout ceux d'électromécanique
promotion 2014*

TABI MOHAMMED

Sommaire

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I: Généralité sur la machine synchrone à aimants permanents

I.1. Introduction	4
I.2. Description d'une machine synchrone.....	4
I.2.1. Le stator	4
I.2.2. Le rotor.....	5
I.3. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	6
I.4. Les avantages des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	7
I.5. Les inconvénients des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	7
I.6. Domaine d'application.....	8
I.7. Alimentation des (MSAP) par onduleur triphasé	8
I.7.1. Définition d'un onduleur.....	8
I.7.1.1. Les onduleurs autonomes (ou oscillateurs).....	8
I.7.1.2. Les onduleurs non autonomes.....	8
I.8. Association de l'ensemble onduleur - MSAP	9
I.9. Stratégies de commande d'un onduleur triphasé	10
I.9.1. Commande pleine onde	11
I.9.2. Commande par hystérésis.....	11
I.9.3. MLI sinus - triangulaire.....	12
I.9.3.1. Caractéristique de la MLI triangulo - sinusoidale.....	12

I.9.4. MLI vectorielle	13
I.10. Conclusion.....	13

Chapitre II: Modélisation et simulation de MSAP

II.1. Introduction.....	15
II.2. Modélisation de la MSAP.....	15
II.2.1. Hypothèses simplificatrices.....	15
II.2.2. Equations électriques	16
II.2.3. Equations magnétiques.....	16
II.2.4. Equations mécanique	17
II.2.5. La transformation de park	17
II.2.6. Transformation de concordia.....	19
II.2.7. Application de la transformation de park à la (MSAP)	20
II.2.7.1. Equations électriques	20
II.2.7.2. Equations magnétiques.....	20
II.2.7.3. Expression du couple électromagnétique	21
II.2.7.4. Le modèle du MSAP dans le repère de park	22
II.2.8. Modèle de la MSAP sous forme d'équation d'état.....	23
II.2.9. Bloc de simulation du MSAP	24
II.2.10. Résultats de simulation	25
II.2.10.1. Interprétation des résultats de simulation	26
II.3. Conclusion	27

Chapitre III: Contrôle direct Du couple de la MSAP

III.1. Intrduction	29
III.2. Principes généraux de la commande directe de couple.....	29
III.3. Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé	30
III.4. Stratégie de commande directe du couple et du flux	32
III.5. Contrôle du flux statorique	33
III.6. Contrôle du couple électromagnétique.....	34
III.7. Sélection du vecteur tension	35
III.8. Les estimateurs	37
III.8.1. Estimation du flux statorique	37
III.8.2. Estimation du couple électromagnétique	38
III.9. Elaboration des contrôleurs de flux et du couple.....	39
III.9.1. Elaboration des contrôleurs du flux statorique.....	39
III.9.2. Elaboration du contrôleurs du couple	40
III.10. Elaboration des tables de commutation.....	41
III.10.1. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions actives	42
III.10.2. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.....	43
III.11. Structure générale du contrôle direct du couple	43
III.12. Régulateur de vitesse.....	45
III.13. Résultats de la simulation	46
III.13.1. Schéma de simulation	47
III.13.2. Simulation en charge après un démarrage à vide	47

III.13.3. Test avec inversion de sens de rotation	49
III.13.4. Simulation avec variation de la charge	50
III.14. Avantages de la commande directe de couple	51
III.15. Inconvénients de la commande directe de couple.....	52
III.16. Conclusion	52

Chapitre IV: La commande DTC à fréquence de modulation constante (DTC-SVM)

IV.1. Introduction	54
IV.2. Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux.....	54
IV.2.1. Structure générale de l'onduleur à deux niveaux.....	54
IV.2.2. Commande complémentaire des interrupteurs.....	55
IV.2.3. Etats d'un bras de l'onduleur	55
IV.2.4. Etats de l'onduleur	56
IV.2.5. Description de l'algorithme de la modulation vectorielle ou (MLI vectorielle)	58
IV.2.5.1. Déterminations des secteurs.....	59
IV.2.5.2. Calcul des temps d'application des états de l'onduleur	60
IV.2.5.3. Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur	61
IV.2.5.4. Distributions des instants de commutations.....	62
IV.2.6. La DTC par la technique de la MLI vectorielle basée sur le régulateur PI	64
IV.2.7. Résultats de la simulation	66
IV.2.8. Interprétation des résultats	70
IV.3. Etude comparative entre les deux techniques de commande	70
IV.4. Conclusion.....	71

Concluion générale 72

Annexe

Références bibliographiques

Table des figures

Figure (I.1) : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents (pôles lisses)	5
Figure (I.2) : Formes simplifiées d'un moteur synchrone à aimants permanents (pôles saillants)	6
Figure (I.3) : Moteur est accroché.	7
Figure (I.4) : Onduleur de courant alimentant un MSAP	9
Figure (I.5) : Onduleur de tension alimentant un MSAP	10
Figure (I.6) : Classification de la commande d'un onduleur triphasé	10
Figure (I.7) : Signale sinusoïdal et onde carrée.....	11
Figure (I.8) : Schéma de commande par hystérésis.....	12
Figure (I.9) : Principe de la commande de la technique M.L.I. sinus – triangle.....	12
Figure (II.1) : Décomposition de la transformation de Park.....	18
Figure (II.2) : Schéma bloc du modèle de la MSAP.....	22
Figure (II.3) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension.....	25
Figure (II.4) : Résultats de simulation de la MSAP avec l'application d'une charge de 6N.m	26
Figure (III.1) : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP	30
Figure (III.2) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux	32
Figure (III.3) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module(Φ)..	34
Figure (III.4) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module(Φ).	34
Figure (III.5) : Application d'un vecteur actif.....	35
Figure (III.6) : Application d'un vecteur actif.....	35
Figure (III.7) : Application d'un vecteur nul.....	35
Figure (III.8) : Choix du vecteur de la tension	36
Figure (III.9) : Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone	37
Figure (III.10) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux	39

Figure (III.11) : Trajectoire du flux statorique	40
Figure (III.12) : Correcteur du couple à trois niveaux	41
Figure (III.13) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple	44
Figure (III.14) : Régulation de la vitesse	45
Figure (III.15) : Le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse	46
Figure (III.16) : Schéma de simulation de la DTC	47
Figure (III.17) : Les résultats de simulation de la DTC du MSAP en charge	48
Figure (III.18) : Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec inversion de sens de rotation	50
Figure (III.19) : Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec variation de la charge	51
Figure (IV.1) : Structure de l'onduleur à deux niveaux	54
Figure (IV.2) : Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux	55
Figure (IV.3) : Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension	58
Figure (IV.4) : Les vecteurs tensions de référence dans les plans (α , β)	59
Figure (IV.5) : Définition du vecteur d'espace	60
Figure (IV.6) : Forme des fonctions logiques S_{ij} pour les six secteurs	63
Figure (IV.7) : DTC avec SVM basée sur des régulateurs PI	65
Figure (IV.8) : Résultats de la simulation de la DTC-SVM à vide	66
Figure (IV.9) : Résultats de la simulation de la DTC-SVM lors de l'application d'une charge	67
Figure (IV.10) : Inversion de sens de rotation en charge de vitesse (100/-100 rad/s à $t=0.25s$)	68
Figure (IV.11) : Résultats de la simulation de la DTC-SVM en charge par un changement de vitesse	69

Liste des Tableaux

Tableau (III.1) : Table de vérité d'un onduleur triphasé	31
Tableau (III.2) : Table de commutation généralisée	41
Tableau (III.3) : Table de commande du flux.....	42
Tableau (III.4) : Table de commande du couple.....	42
Tableau (III.5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tensions non nulles	42
Tableau (III.6) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tensions nulles	43
Tableau (IV.1) : Etats d'un bras de l'onduleur	56
Tableau (IV.2) : Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls	61
Tableau (IV.3) : Calcul des rapports cycliques	62
Tableau (IV.4) : Etude comparative des performances de la DTC classique et la DTC-SVM.....	71

Tables des notations et symboles

MSAP : Machine synchrone à aimants permanent.

DTC : Commande directe de couple (Direct Torque Control).

MLI : Modulation de largeur d'Impulsion.

SVM : Space vector modulation (la modulation vectorielle).

PI : Correcteur proportionnel intégral.

C_{em} [N.m] : Le couple électromagnétique.

C_r [N.m] : Couple résistant.

R_s [Ω] : Résistance statorique.

P : Nombre de pair de pôles.

J [$kg.m^2$] : Moment d'inertie.

F [$N.m.s/rad$] : Coefficient de frottement visqueux.

Ω [rad/s] : La vitesse de rotation de la machine.

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

V_d [V] : Tension statoriques d'axe direct.

V_q [V] : Tension statoriques quadrature.

V_α [V] : Tension statorique selon l'axe α .

V_β [V] : Tension statorique selon l'axe β .

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

I_d [A] : Courant statorique selon l'axe d.

I_q [A] : Courant statorique selon l'axe q.

I_α [A] : Courant statorique selon l'axe α .

I_β [A] : Courant statorique selon l'axe β .

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

φ_f [**Wb**] : Flux constante du aux aimants permanents.

φ_d [**Wb**] : Flux statorique direct.

φ_q [**Wb**] : Flux statorique inverse.

φ_α [**Wb**] : Flux statorique selon l'axe α .

φ_β [**Wb**] : Flux statorique selon l'axe β .

[**C**] : Concordia.

[**P**(θ)] : Park.

M : Mutuelle inductance entre phases du stator.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

ξ : Coefficient d'amortissement.

θ [**rad**] : Position angulaire du vecteur (\bar{V}_s).

S_{1j} : Les interrupteurs de l'onduleur.

T_m [**ms**] : représente la période de modulation.

T₀, T₁, T₂ : Durées d'application des vecteurs.

T_s [**ms**] : Période d'échantillonnage de l'onduleur.

A, B, C : Axes liés aux enroulements triphasés.

d, q : Axes de référentiel de Park.

α, β : Axes de référentiel statorique.

Introduction générale

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil de temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, Actuellement constitue la majeure partie de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice [1]. L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est obtenu grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processus numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul.

La machine synchrone à aimants permanents (**MSAP**) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.

La commande directe du couple « **DTC** » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [2].

L'objectif principal de cette mémoire est d'appliquer la technique de (DTC –SVM) sur la MSAP et de relever les résultats de la simulation.

Nous sommes partis de l'idée de développer une commande DTC sur une MSAP, après une étude de cette technique, nous avons trouvé quelques aspects améliorables, lié à la fréquence variable de commutation de l'onduleur qui provoque des oscillations de couple et des bruits acoustiques.

Nous avons ainsi cherché à concevoir un système de commande qui ne soit pas affecté par ces problèmes, la nouvelle méthode présentée ici est basée sur la commande DTC, mais elle travaille avec une fréquence de commutation constante de l'onduleur.

Ce mémoire est structuré comme suit :

- **Dans le premier chapitre**, on présentera une étude générale des machines synchrones à aimants permanents ainsi que les domaines d'applications et après on prend quelques définitions sur l'alimentation de la MSAP.
- **Dans le second chapitre**, est consacré à une modélisation de la MSAP, après avoir posé les hypothèses simplificatrices nécessaires, via la transformation correspondante du modèle

mathématique ou bien diverses équations différentielles représentent le modèle de la machine synchrone à aimants permanents.

- ***Dans le troisième chapitre***, on décrira en détail la mise en œuvre de la partie théorique du contrôle direct du couple appliqué à la commande de la machine. On présentera également les résultats de simulation obtenus.
- ***Dans le quatrième chapitre***, on montrera une autre technique c'est la modulation vectorielle de l'onduleur pour contrôler le couple de la machine en utilisant des régulateurs (PI) on présentera les résultats de simulation obtenus.
- ***Finalement***, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

Chapitre I :
Généralité sur la machine
synchrone à aimants
permanents

I.1 Introduction

La machine synchrone est une machine triphasée destinée à être alimentée au stator par des courants alternatifs sinusoïdaux de pulsation $\omega = 2\pi f$, et Le rotor est monophasé et il contient un enroulement d'excitation alimenté par un courant Continu. Ce dernier peut être remplacé par un aimant. Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse angulaire de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant (ou pulsation du courant alternatif).

Cette évolution technologique a permis à la MSAP de venir occuper la place jusqu'alors dévolue à la machine à courant continu, et bien sûr sans les inconvénients liés à la présence du système balais collecteur. Par conséquent, le domaine d'application des machines synchrone à aimants permanents s'est considérablement étendu.

Le moteur synchrone à aimants permanents s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement, dans les systèmes embarqués (par exemple en aéronautique et dans le domaine aérospatial) en raison de son rapport puissance/masse élevé. Dans la littérature, on rencontre des applications allant de l'ordre d'une centaine de Watts (servomoteurs) à plusieurs Mégawatts (systèmes de propulsion des navires) pour les machines synchrones à aimants permanents.

Dans ce premier chapitre, on présentera une étude générale des machines synchrones à aimants permanents et on prend quelques définitions sur l'alimentation de la MSAP.

I.2 Description d'une machine MSAP

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

I.2.1 Le stator

Le stator d'une machine synchrone est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôles magnétiques qui contiennent des encoches dans lesquelles sont insérées les bobines triphasé décalés de 120° électriques dans l'espace, alimenté en courant alternatif (C'est un bobinage triphasé, généralement couplé en étoile) pour produire un champ tournant. L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- ✓ Un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique,
- ✓ Les enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau.

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant le long de l'entrefer à la vitesse de synchronisme. La vitesse de

synchronisme est fonction de la fréquence du réseau (la pulsation des courants statoriques) d'alimentation et du nombre de pair de pôles de la machine. Vu que la fréquence est fixe, la vitesse du moteur peut varier en fonction du nombre de paires de pôles [3].

On note :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

Avec :

ω : La pulsation des courants électriques statoriques.

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

Ω : La vitesse de rotation de la machine.

I.2.2 Le rotor

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

1- Rotor dit “à pôles lisses”, lorsque sa périphérie est parfaitement lisse (l'exception des encoches, naturellement). C'est alors un tambour, sur lequel le bobinage est réalisé de telle sorte que l'axe magnétique soit radial (et non pas longitudinal). Dans ce cas la réluctance du circuit magnétique, entre rotor et stator, est pratiquement constante et indépendante de la position du rotor. la Figure (I-1) suivante, présente une machine synchrone à aimants permanents en surface.

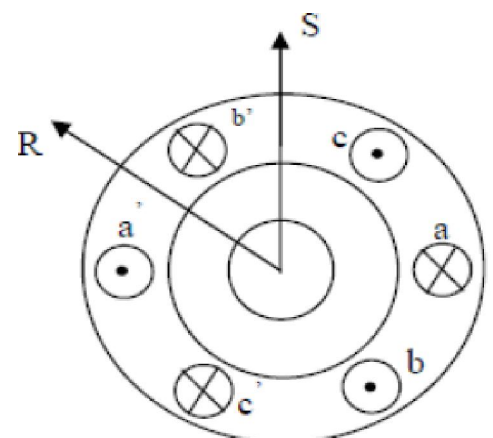


Figure (I-1) : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents (pôles lisses)

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

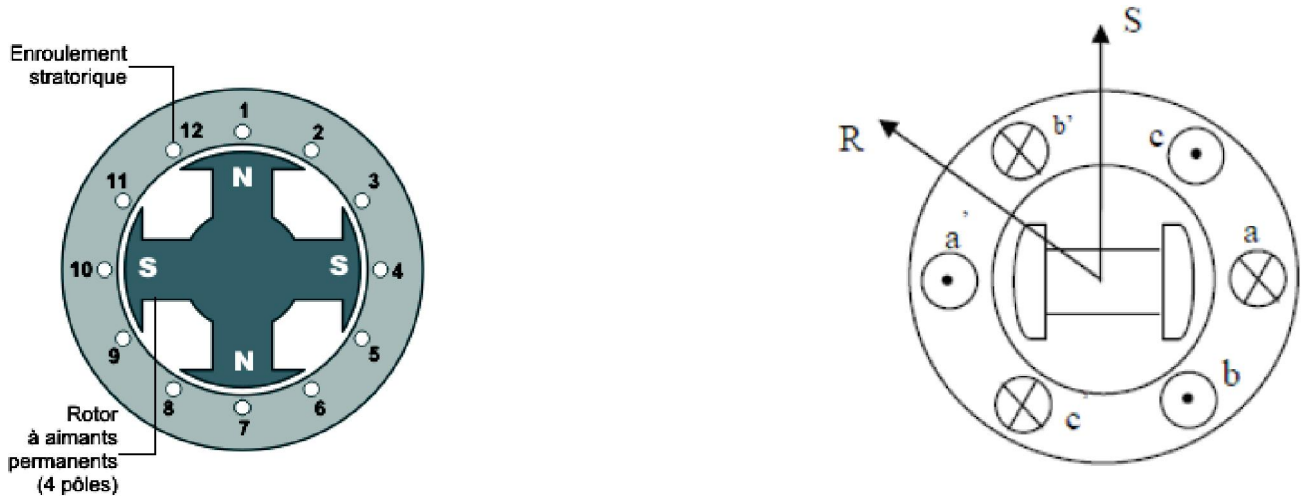


Figure (I-2) : Formes simplifiées d'un moteur synchrone à aimants permanents (pôles saillants)

I.3 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante \mathbf{B}_n . Le champ d'induction \mathbf{B}_n a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction \mathbf{B}_r .

Une force d'attraction s'exerce évidemment entre les pôles N du rotor et les pôles S du stator. Les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance. [4]

Les pôles du rotor se trouvent alors entraînés par les pôles du stator et ils se déplacent nécessairement à la même vitesse. Le moteur tourne donc à la vitesse synchrone.

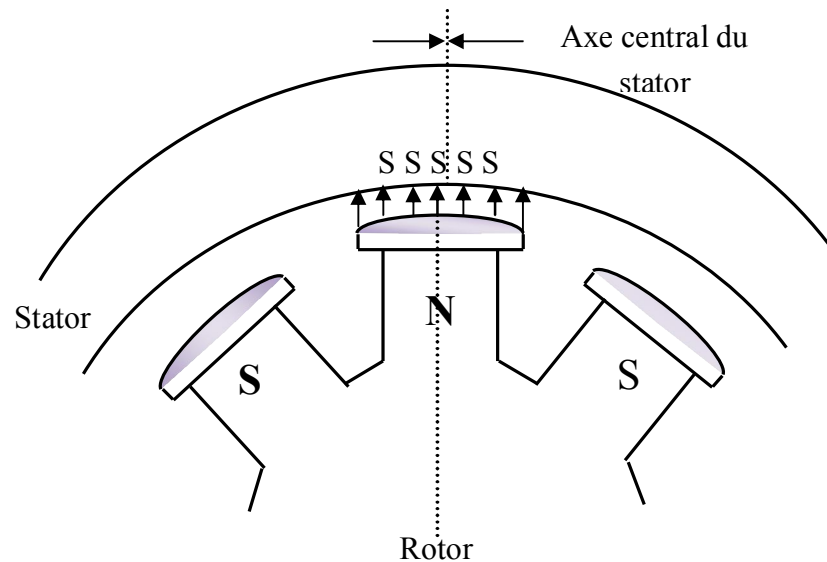


Figure (I-3) : moteur est accroché

I.4 Les avantages des MSAP

- ✓ Moins de pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré il supérieur à tous les autres types des moteurs.
- ✓ Il peut, soit fonctionner comme moteur avec un bon facteur de puissance. Sait fournir (ou absorber) de l'énergie réactive au réseau sur lequel il est branché.
- ✓ On peut l'alimenter directement à des tensions élevées
- ✓ Construction et maintenance plus simple
- ✓ Une faible inertie et un couple massique élevé.
- ✓ Une meilleure performance dynamique.
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du contact bague – balais dans ces machines [5].

I.5 Les inconvénients des MSAP

- ✓ Il peut décrocher dans le cas d'une surcharge brusque ou d'une chute de tension important du réseau. Ce ci nécessite une surveillance particulière avec l'utilisation de dispositifs de sécurité.
- ✓ Son coût de fabrication est relativement important à cause du prix des aimants permanents (aimants à base de terres-rares).

- ✓ L'absence de possibilité de réglage du flux d'excitation.
- ✓ Le flux inducteurs de la machines à aimant est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieur en particulier dans le cas d'inducteur à pôles saillants. [5]

I.6 Domaine d'application des MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance allant de quelques centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs MEGA watts (systèmes de propulsion des navires). Dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [6].

- ✓ Il fonctionne comme compensateur synchrone
- ✓ Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

I.7. Alimentation des MSAP par onduleur triphasé

I.7.1. Définition d'un onduleur

Un onduleur sert à convertir une puissance continue en puissance alternative. Il existe deux grandes catégories d'onduleurs :

I.7.1.1. Les onduleurs autonomes (ou oscillateurs)

L'onduleur autonome à thyristors transforme une puissance à C.C. Pour alimenter à C.A. Une charge. Il existe une grande variété d'onduleurs autonomes à thyristors, mais ils utilisent tous le principe de la commutation forcée, cette méthode de commutation consiste à provoquer le blocage des thyristors par la décharge d'un condensateur ou par tout autre moyen convenable [7].

I.7.1.2. Les onduleurs non autonomes

Dont la fréquence et la tension alternative sont imposées par le réseau qu'ils alimentent. Dans ces onduleurs la commutation est naturelle. Elle est naturelle en ce sens que ce sont les tensions alternatives du réseau qui effectuent le transfert du courant d'un thyristor à l'autre.

Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par

Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon). On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
 - onduleurs de tension.
 - onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),

I.8 Association de l'ensemble onduleur – MSAP

Lorsque le moteur est alimenté par un onduleur du courant. Dans ces conditions, le système d'entraînement du type redresseur /onduleur de courant ne convient pas car il tend à fournir un courant constant au moteur, indépendamment de leur charge mécanique respective. Pour cette raison, on doit alors utiliser un onduleur alimenté par une source de tension [7].

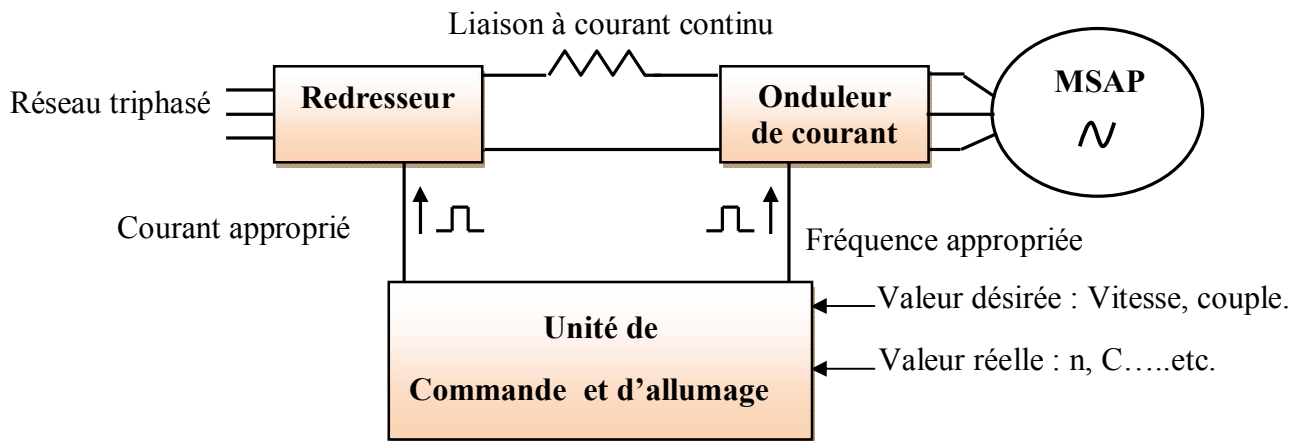


Figure (I-4) : Onduleur de courant alimentant un MSAP

Un onduleur est toujours alimenté par une source à courant continu. Généralement, on l'obtient en redressant la tension. La sortie du redresseur est reliée à l'entrée de l'onduleur par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de circuits: la liaison à source de courant voir Figure (I-4) et la liaison à source de tension voir Figure (I-5). La source en question est le redresseur qui agit comme source de courant ou comme source de tension selon la nature du signal envoyé à ses gâchettes. L'onduleur est alors appelé onduleur de courant ou onduleur de tension.

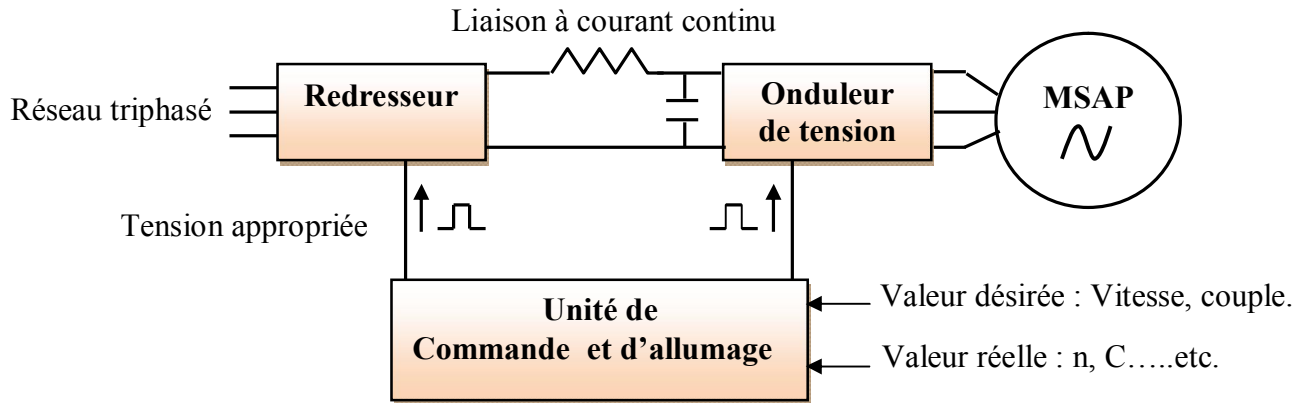


Figure (I-5) : Onduleur de tension alimentant un MSAP

I.9 Stratégies de commande d'un onduleur triphasé

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode). [8]. Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs. Nous étudierons les stratégies suivantes la Figure (I-6) :

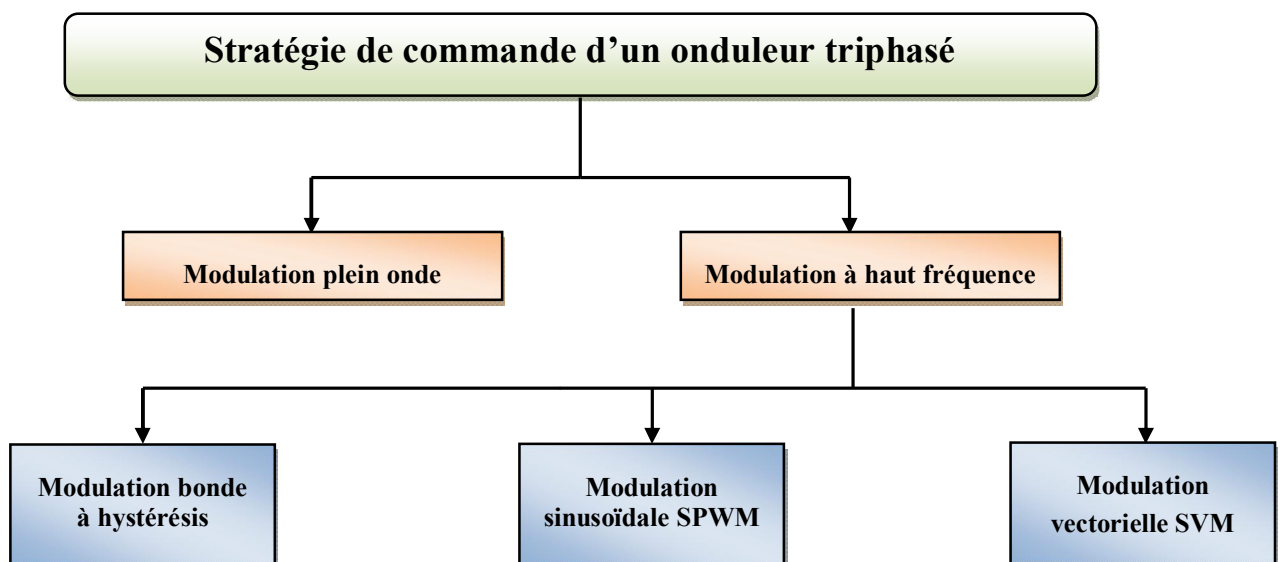


Figure (I-6) : Classification de la commande d'un onduleur triphasé

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage r et le taux d'harmonique des tensions de sorties [9].

I.9.1 Commande pleine onde

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant [10]. :

$$\text{Si } \begin{cases} \sin(\omega t) > 0 & \leftrightarrow & S(t) = 1 \\ \sin(\omega t) < 0 & \leftrightarrow & S(t) = 0 \end{cases}$$

Où :

$\sin(\omega t)$: est le signal sinusoïdal.

$S(t)$: est le signal carré résultant de la commande.

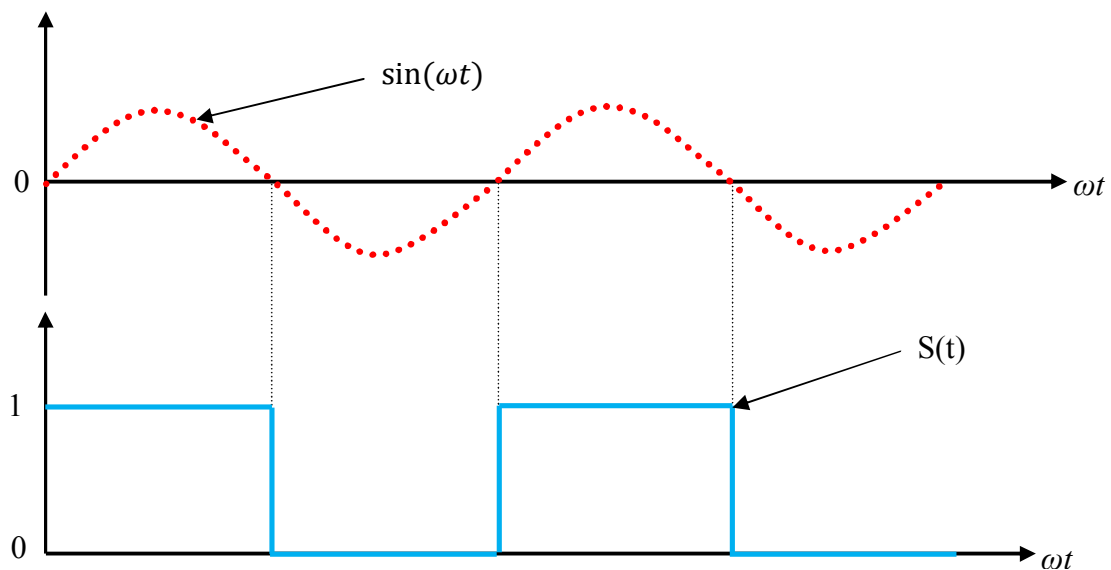


Figure (I-7) : Signale sinusoïdal et onde carrée

I.9.2 Commande par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant. le principe de contrôle des courant par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande en développant les courant référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation, de manière à rester à l'intérieur de la bande.

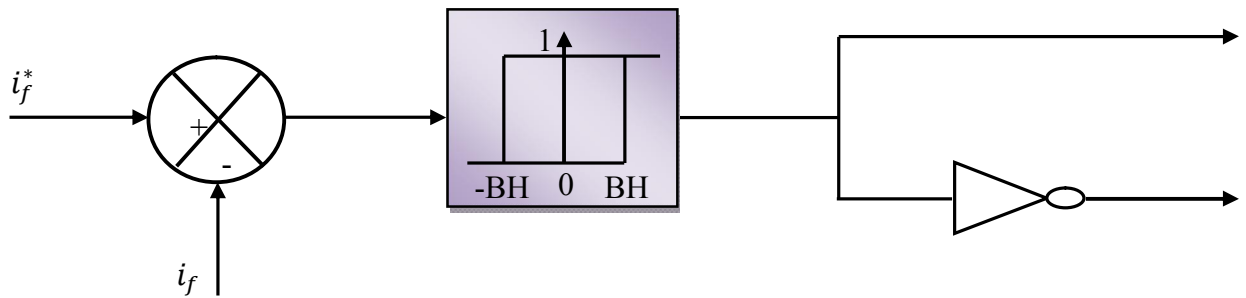


Figure (I-8) : Schéma de commande par hystérésis

I.9.3 MLI sinus – triangulaire

Les techniques de commandes MLI permettent la génération de tension alternative possédant une fondamentale proche de la tension de référence et le reste des harmoniques repoussées vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage. Pour la commande MLI triangulo-sinusoidal les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur sont obtenus après comparaison de la tension de référence à une onde porteuse à haute fréquence de forme triangulaire [11].

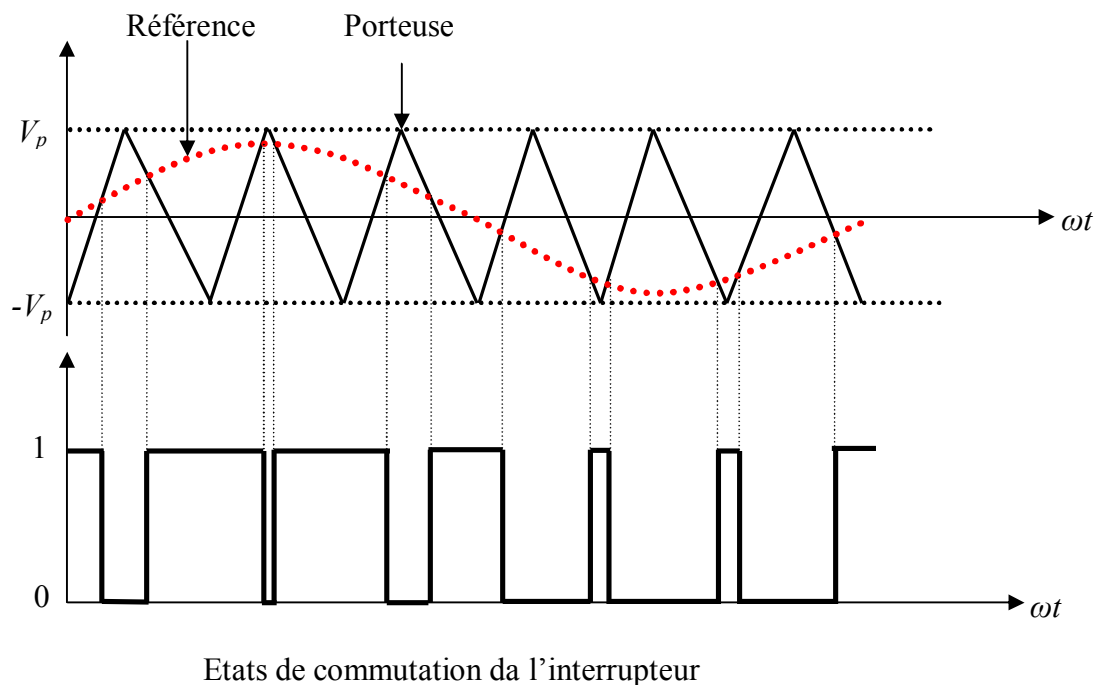


Figure (I-9) : Principe de la commande de la technique M.L.I. sinus – triangle

I.9.3.1 Caractéristique de la MLI triangulo – sinusoidal

Deux paramètres caractérisent la commande MLI triangulo – sinusoidal :

L'indice de modulation (m) et le taux de modulation (r). L'indice de modulation (m) est égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de la référence. La valeur de cet indice est sujette à un compromis entre un bon rejet des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur qui se détériore à cause des pertes de commutation.

$$m = \frac{f_p}{f}$$

Où:

f : est la fréquence de la tension de référence et f_p est celle de la porteuse.

Le taux de modulation (r) est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur de crête de la porteuse.

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p}$$

Où :

V_{ref} : est l'amplitude de la tension de référence et V_p est celle de la porteuse.

I.9.4. MLI vectorielle

Utilisée dans les commandes modernes des machines synchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vectrices tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toutefois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLI est séparée des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique.

Pour obtenir une commande plus performante, la MLI doit en outre être précise et rapide. Ceci est généralement difficile à combiner avec les nombreuses fonctions de calculs de la "commande algorithmique" liées, de surcroît, à un modèle complexe de la machine dans le cas d'une commande vectorielle [12].

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone, ces types, ces avantages et inconvénients et ces domaines d'application.

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

II.1. Introduction

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

Dans ce chapitre, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de Park, en vue d'une modélisation de la machine synchrone à aimants permanents triphasée en machine biphasée équivalente.

II.2. Modélisation de la MSAP

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi le mécanisme 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. Dans notre cas, nous en déduisons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents [4].

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes [4].

- ✓ Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- ✓ Les f.m.m sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine.
- ✓ L'effet de la température sur les résistances est négligeable.
- ✓ On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.
- ✓ L'effet de Peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable.
- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

On distingue trois types d'équations Les équations électriques, Les équations magnétiques, Les équations mécaniques.

II.2.2. Equations électrique

$$\begin{cases} V_a = R_s I_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R_s I_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R_s I_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Où :

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

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

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

R_s : Résistance des enroulements statoriques.

II.2.3. Equations magnétique

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

$$\begin{cases} \varphi_a = L_a * I_a + M_{ab} * I_b + M_{ac} * I_c + M_{af} * I_f \\ \varphi_b = L_b * I_b + M_{ba} * I_a + M_{bc} * I_c + M_{bf} * I_f \\ \varphi_c = L_c * I_c + M_{ca} * I_a + M_{cb} * I_b + M_{cf} * I_f \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

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

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

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

Où :

M : Mutuelle inductance entre phases du stator.

L : Inductance propre d'une phase statorique.

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

II.2.4. Equations mécanique

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

$$C_{em} - C_r - C_f = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

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

P : Nombre de paire de pole.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inerte.

II.2.5. La transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (A, B, C) vers (α, β, o) , puis (d, q, o) . Le référentiel (α, β, o) est toujours fixe, par rapport à (A, B, C) , par contre le référentiel (d, q, O) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β, o) un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park [13].

On désigne par : (d) l'axe direct et par (q) l'axe en quadrature arrière. La rotation dans le sens horaire est introduite par la matrice suivante.

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Donc :

$$[X_{dqo}] = [R(\theta)] \cdot [X_{\alpha\beta o}] \tag{II.7}$$

La Figure (II-1) montre le principe de la transformation de Park.

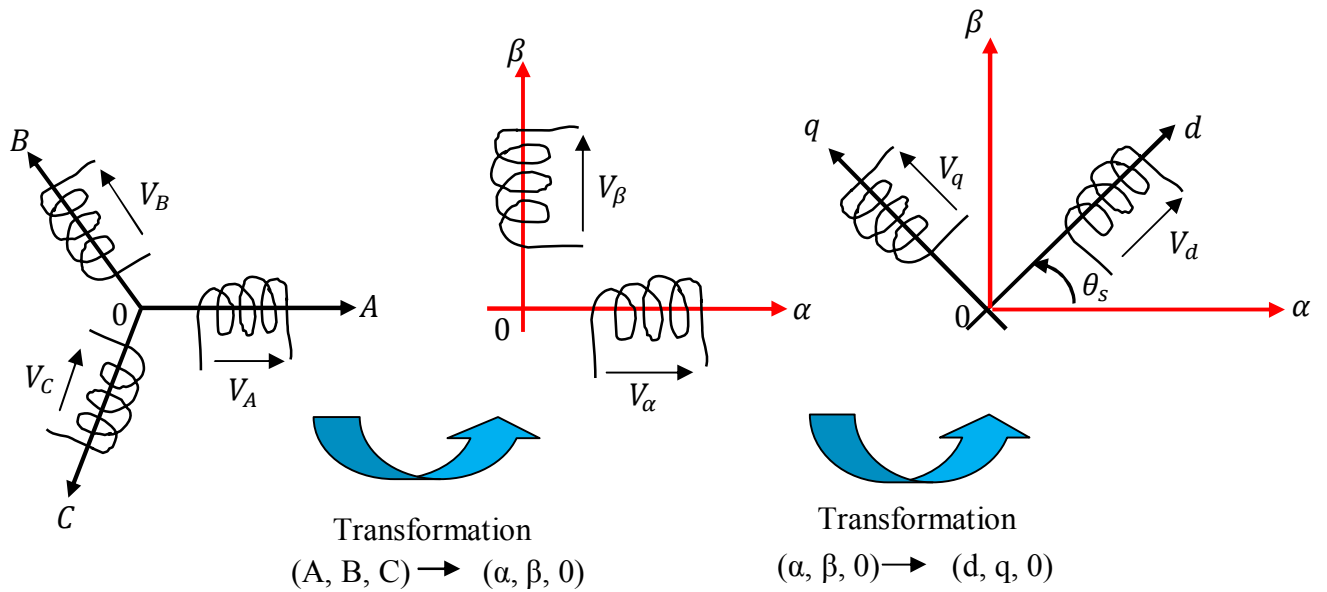


Figure (II-1) : Décomposition de la transformation de Park

Pour conserver l'invariance de la puissance instantanée on utilise la transformation de Concordia associée à la matrice de rotation. La transformation de Park est alors définie de la manière suivante :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)] \cdot [X_{ABC}] \tag{II.8}$$

Où :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \tag{II.9}$$

Les nouvelles variables X_d et X_q sont appelées respectivement composantes directe et en quadrature.

La transformation inverse est définie par :

$$[X_{ABC}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dqo}] \tag{II.10}$$

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$: représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park.

On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante :

$$[P(\theta)] \cdot [P(\theta)]^T = [1]$$

La composante homopolaire (O) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d, q).

II.2.6. Transformation de Concordia

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

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [C][X_{ABC}] \quad (\text{II. 12})$$

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

Où :

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

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

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

II.2.7. Application de la transformation de Park à la MSAP

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

II.2.7. 1 Equations électriques

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + d/dt \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15})$$

Dans le système (d, q) :

$$P^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} P^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + dP^{-1}(\theta)/dt \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + [P](\theta) \frac{d\theta}{dt} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (\text{II. 17})$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (\text{II. 18})$$

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II. 19})$$

Finalement on obtient :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

II.2.7. 2 Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 21})$$

$$P^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

On multiplie par la matrice [P (θ)] on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \varphi_f [P(\theta)] \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 23})$$

Après développement :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 24})$$

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

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II. 25})$$

II.2.7.3. Expression du couple électromagnétique

La puissance développée par la machine est :

$$P = V_A I_A + V_B I_B + V_C I_C \quad (\text{II. 26})$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression. On obtient l'expression suivant de la puissance :

$$P = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q + 2V_o I_o) \quad (\text{II. 27})$$

Pour un système équilibré on a : $I_o = 0, \quad V_o = 0$

$$P = \frac{3}{2} [V_d I_d + V_q I_q] \quad (\text{II. 28})$$

$$P = \frac{3}{2} \left[P\omega \left((\varphi_d + \varphi_f) I_q - \varphi_q I_d \right) + R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) \right] \quad (\text{II. 29})$$

Tell que :

$$P = \frac{3}{2} [P\omega(\varphi_d + \varphi_f)I_q - \varphi_q I_d] : \text{Puissance électromagnétique.}$$

$$P = R(I_d^2 + I_q^2) : \text{Les pertes joules.}$$

$$P_V = (I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt}) : \text{Variation d'énergie magnétique.}$$

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega} \tag{II. 30}$$

Finalement on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(\varphi_d + \varphi_f)I_q - \varphi_q I_d] \tag{II. 31}$$

II.2.7.4. Le modèle du MSAP dans le repère de Park

Le modèle du MSAP dans le repère de Park peut être schématisé par la Figure (II-2).

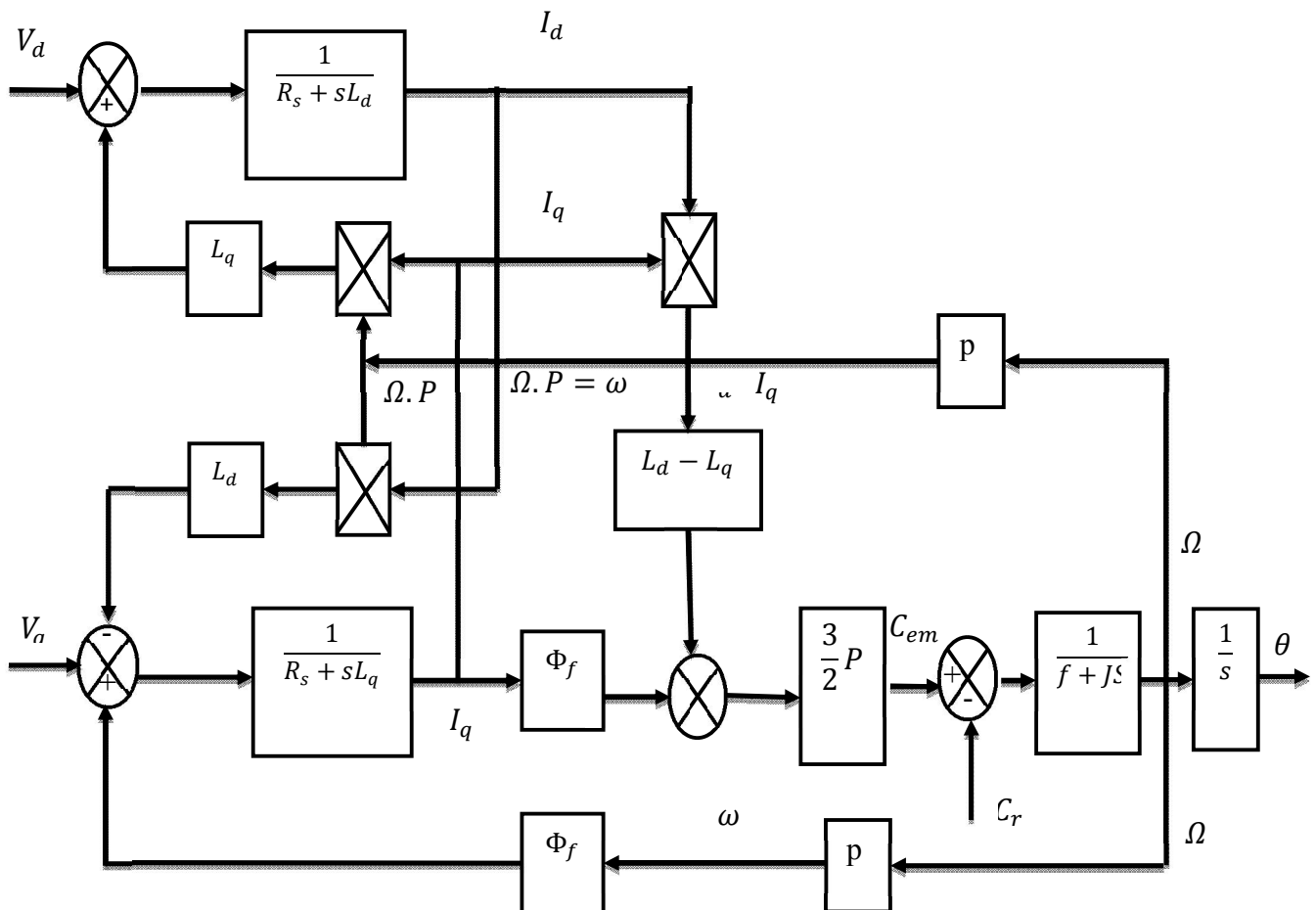


Figure (II-2) : Schéma bloc du modèle de la MSAP

II.2.8. Modèle de la MSAP sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions (V_d, V_q) et le flux d'excitation Φ_f comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) comme variable d'état et le couple résistant C_r comme perturbation. A partir des équations (II.20) on peut écrire le système d'équation suivant [11]. :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] + [D][V] \end{cases} \quad (\text{II. 32})$$

Où :

[A]: Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B]: Matrice d'entrée .

[V]: Vecteur de commande

[X]: Vecteur d'état (posons, $[X] = [I_d \quad I_q]^T$).

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (II.20) comme suit :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][V] \quad (\text{II. 33})$$

Avec:

$$[X] = [I_d \quad I_q]^T \quad (\text{II. 34})$$

$$[V] = [V_d \quad V_q \quad \Phi_f]^T \quad (\text{II. 35})$$

et:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II. 36})$$

ET on pose:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice [A] comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \omega \quad (\text{II.37})$$

De la forme:

$$[A] = [A_{01}] + \omega[A_{02}] \quad (\text{II.38})$$

$$[A_{01}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad [A_{02}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

et:

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \omega$$

De la forme:

$$[B] = [B_{01}] + \omega[B_{02}] \quad (\text{II.39})$$

Tel que :

$$[B_{01}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, \quad [B_{02}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

II.2.9. Bloc de simulation du MSAP

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

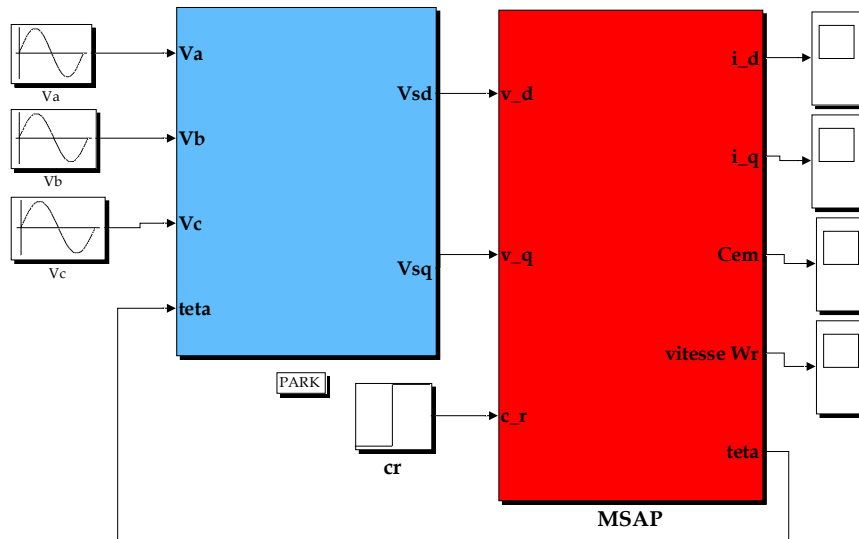
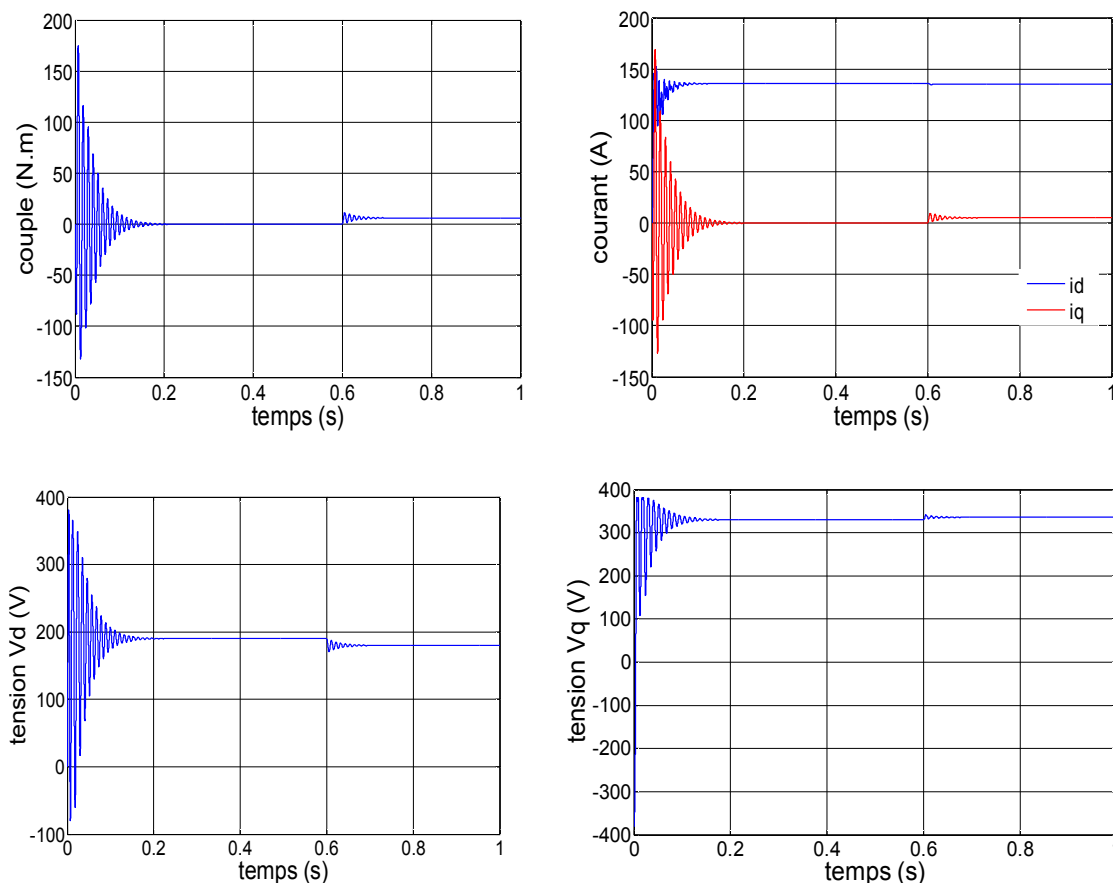


Figure (II-3) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension

II.2.10 Résultats de simulation

On démarrer la machine synchrone à aiment permanent à vide et après un $t=0.6s$ en charge cette machine à une couple résistif ($C_r = 6 \text{ N.m}$), on obtient les caractéristique (I_d , I_q , couple, vitesse...) suivants:



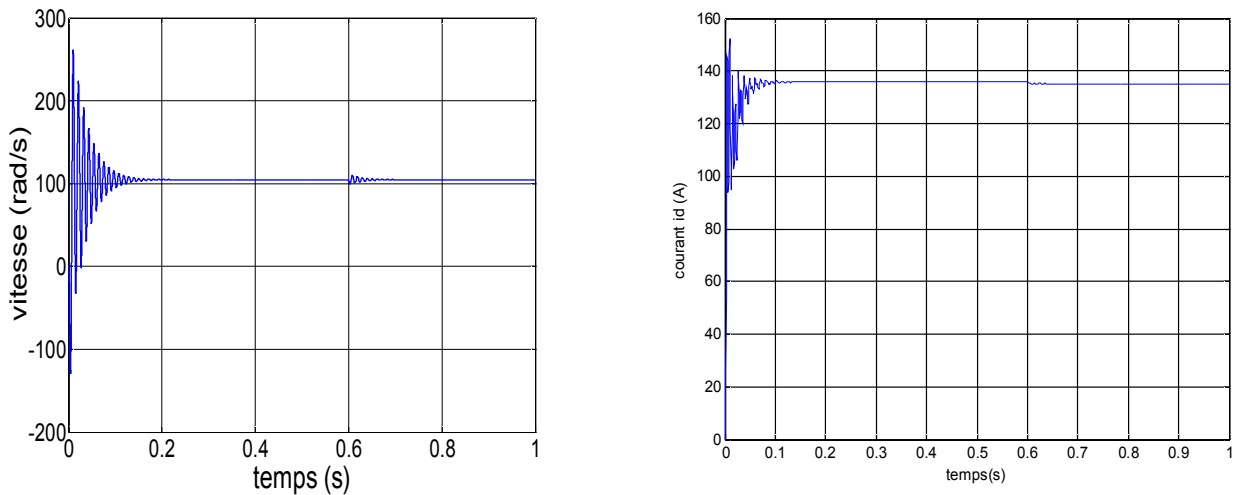


Figure (II-4) : Résultats de simulation de la MSAP avec l'application d'une charge de 6N.m a $t=0.6s$

II.2.10.1 Interprétation des résultats de simulation

Nous avons simulé le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents par un MATLAB, Pour étudier les caractéristiques et les paramètres de cette machine sont indiqués au niveau de l'annexe. Par les étapes suivantes.

Les résultats précédant représente la réponse de la MSAP alimenté par un réseau triphasée 220/380V, 50HZ qui on démarrant à vide puis on appliquant un couple résistant de ($C_r=6N.m$) à l'instant ($t=0.6 s$).

On remarque des battements importants représente dans courbe de la vitesse tels que prend des valeurs négatives à cause de la contre réaction des masses qu'il ramène le moteur à l'état de repos au démarrage. Mais Après le régime transitoire, la vitesse se stabilise à une valeur nominale de 105 rd/s.

Au démarrage l'allure de couple électromagnétique (C_e) présente une allure identique à celle du courant (I_q), du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs, et l'allure des deux paramètres stabilise à zéro puisque la machine à vide. Et d'après l'application de la charge les deux courbes ils se stabilisent à une valeur nominale.

On observe des pics importants dans l'allure de courant (I_d) au démarrage, et cela s'explique par la Fem qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite elle se stabilise à une valeur nominale. Et après l'application de la charge le courant il garde la même valeur.

L'allure des tensions V_d , V_q coïncident à l'allure de courant I_d , I_q respectivement, à cause de couplage entre l'inducteur et l'induit

II.3. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, en se basant sur un ensemble hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation du Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

Chapitre III :
Contrôle direct du couple de la
machine synchrone à aimants
permanents

III.1 Introduction

La méthode du Contrôle Direct du Couple (DTC) a été introduite en 1985 par I. TAKAHASHI et M. DEPENBROCK, spécialement pour les machines asynchrones. Ensuite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande. Cette technique de commande a été appliquée aussi aux machines synchrones.

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux stator et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés, et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs. Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique de la machine.

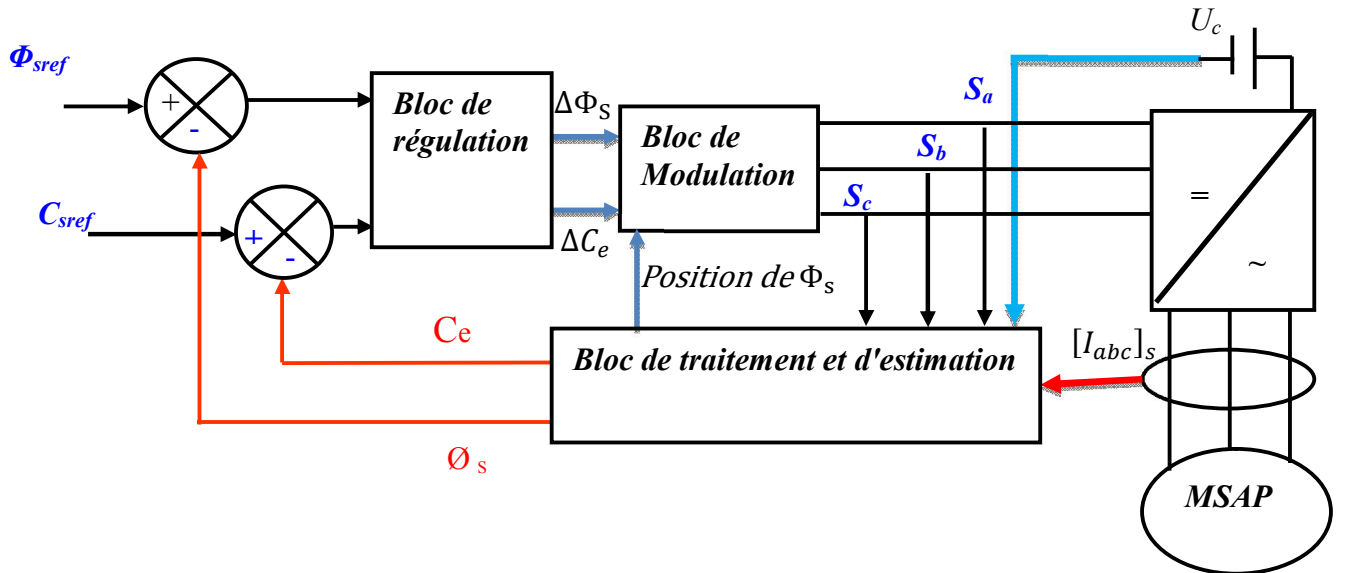
L'application de la commande aux interrupteurs a pour but d'orienter le vecteur flux électromagnétique selon une direction déterminée. Dans ce chapitre, nous présenterons les concepts de bases du contrôle direct du couple et l'application de cette méthode à la machine synchrone à aimant permanent [14].

III.2 Principes généraux de La commande directe du couple

La commande **DTC** d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

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

La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs. La commande par DTC du MSAP, peut être schématisée par la Figure (III-1) [15].



Figure(III-1) : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP

III.3 Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé

A partir de la structure de l'onduleur et son principe, nous constatons qu'il existe huit combinaisons possibles de $(S_1 S_2 S_3)$. A partir de ces combinaisons nous déterminons six séquences de tension active $(V_1... V_6)$ délivrées par l'onduleur pour alimenter le stator de la machine, et deux séquences de tension nulle $(V_0$ et $V_7)$. le vecteur tension complexe est ainsi définie par la transformation de Concordia suivante [16].

$$\vec{V}_s = V_\alpha + j \cdot V_\beta$$

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} - \frac{1}{2} \cdot V_{sb} - \frac{1}{2} \cdot V_{sc} \right] \tag{III. 1}$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [V_{sb} - V_{sc}]$$

Où :

$V_{sa} V_{sb} V_{sc}$: sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande

$S_j (j = 1,2,3)$ telle que :

$S_j = 1$ Si l'interrupteur du haut est fermé et du bas est ouvert

$S_j = 0$ Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé

Les tensions d'alimentation V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} sont estimées en fonction de la tension continue U_c et des états de commutation des bras de l'onduleur (S_1 , S_2 , S_3). Donc les tensions d'alimentations de la MSAP sont déterminées comme suit :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= \frac{U_c}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_{sb} &= \frac{U_c}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_{sc} &= \frac{U_c}{3} (2S_3 - S_2 - S_1) \end{aligned} \tag{III. 2}$$

Où: U_c La tension continue

S_1 S_2 S_3 : Etats de commutation de bras de l'onduleur

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

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[S_1 + S_2 \exp\left(j\frac{2\pi}{3}\right) + S_3 \exp\left(j\frac{4\pi}{3}\right) \right] \tag{III. 3}$$

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant:

Vecteur	S_a	S_b	S_c	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	V_s
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$\sqrt{2/3} U_c$
V_2	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$\sqrt{2/3} U_c \cdot e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$\sqrt{2/3} U_c \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$\sqrt{2/3} U_c \cdot e^{j\pi}$
V_5	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$\sqrt{2/3} U_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_6	1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$\sqrt{2/3} U_c \cdot e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0

Tableau (III-1) : Table de vérité d'un onduleur triphasé

La Figure (III-2) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

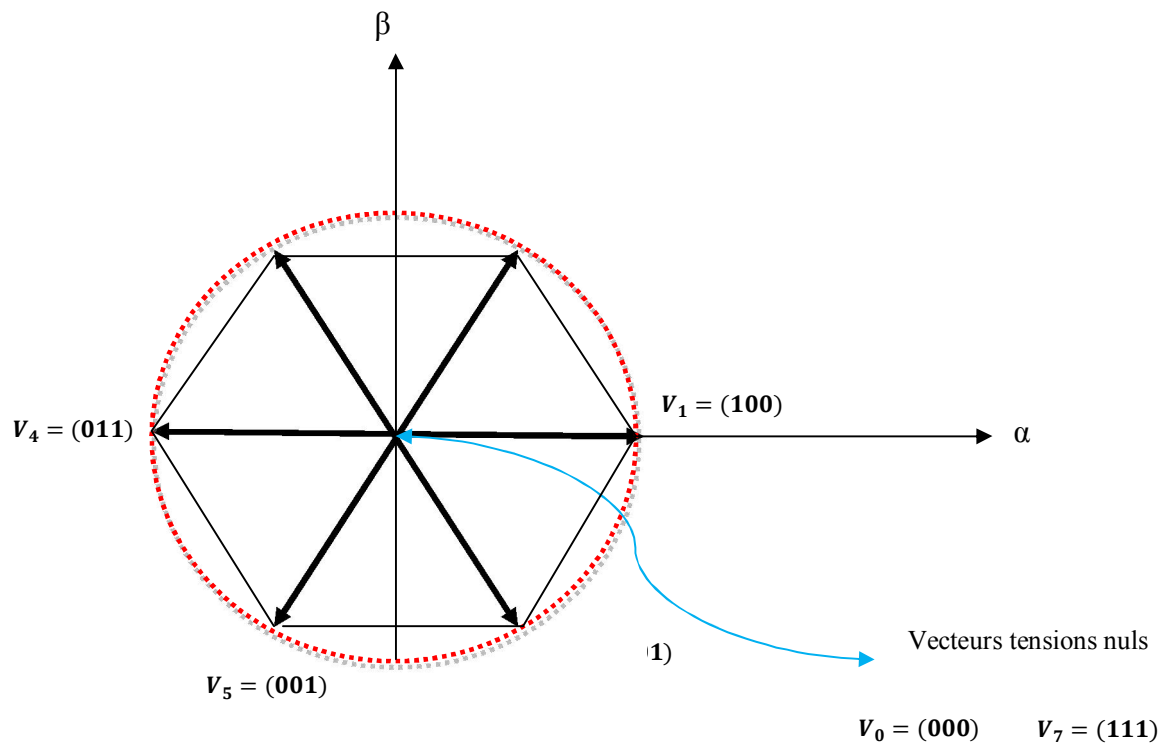


Figure (III-2) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

III.4 Stratégie de commande directe du couple et du flux

Takahashia proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme e suivant [4]:

- ✓ Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e .
- ✓ Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine synchrone à aimant permanent.
- ✓ On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- ✓ On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- ✓ On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique

III.5 Contrôle du flux statorique

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{III.4})$$

On obtient :

$$\bar{\Phi}_s(t) = \bar{\Phi}_s(0) + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \cdot \bar{I}_s) \cdot dt \quad (\text{III.5})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors:

$$\bar{\Phi}_s(t) \approx \bar{\Phi}_s(0) + \int_0^t \bar{V}_s \cdot dt \quad (\text{III.6})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué à la MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\Phi}_s(K+1) \approx \bar{\Phi}_s(K) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{III.7})$$

On encore:

$$\Delta \bar{\Phi}_s \approx \bar{V}_s T_e, \quad \bar{V}_s \in \{ \bar{V}_0, \dots, \bar{V}_7 \} \quad (\text{III.8})$$

Où

$\bar{\Phi}_s(K)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k.

$\bar{\Phi}_s(K+1)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k+1.

$\Delta \bar{\Phi}_s$: La variation du flux statorique.

T_e : C'est la période d'échantillonnage.

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique. Figure (III-3) et Figure (III-4) [17].

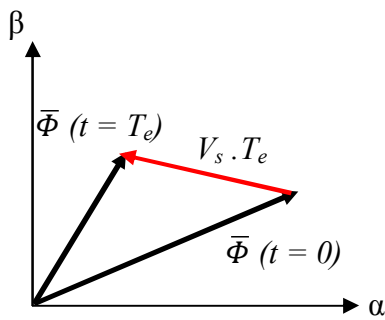


Figure (III-3): Application d'un vecteur Tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

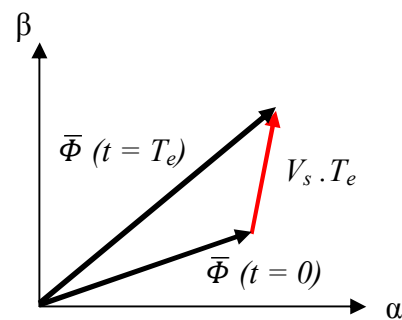


Figure (III-4): Application d'un vecteur Tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

III.6 Contrôle du couple électromagnétique

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

$$\bar{C}_{em} = K \cdot \bar{\Phi}_s \bar{\Phi}_f \sin(\gamma_0) \tag{III.9}$$

Tel que :

$$K = \frac{p}{L_q} \tag{III.10}$$

Avec :

$\bar{\Phi}_s$: Le vecteur de flux statorique.

$\bar{\Phi}_f$: Le vecteur de flux rotorique (aimant) ramené au stator.

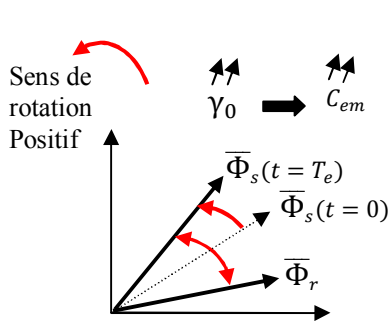
γ_0 : L'angle le entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Lorsque le flux est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants [18]. L'équation (III.9) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle (γ_0), entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

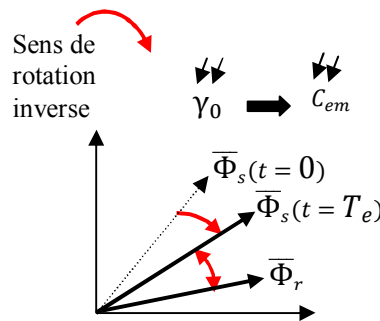
Afin d'augmenter rapidement l'angle (γ_0), et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En Figure (III-5), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être

obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard Figure (III-6).

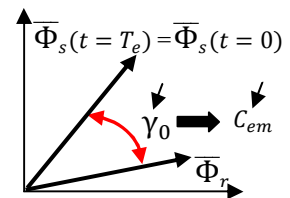
l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement Figure (III-7)



Figure(III-5)
Application d'un vecteur actif



Figure(III-6)
Application d'un vecteur actif



Figure(III-7)
Application d'un vecteur nul

III.7 Sélection du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_s$, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée.

Le choix de V_s dépend de la variation souhaité pour le module du flux $\bar{\Phi}_s$, 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 $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles.

On décompose généralement le plan d'évolution du vecteur $\bar{\Phi}_s$ en six secteurs (numérotés de 1 à 6) symétriques par rapport aux directions des six vecteurs tensions non nuls de l'onduleur Figure (III-8) Lorsque $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans une zone d'indice i , les deux vecteurs tensions V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante (composante radiale). Cependant leurs composantes respectives de couple (composante transversale) ne sont pas très significatives [19]. On préfère alors utiliser les quatre autres vecteurs tensions qui permettent d'agir sur les deux grandeurs simultanément.

La sélection de ces vecteurs s'effectue donc comme suit :

- ✓ Si V_{i+1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- ✓ Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- ✓ Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- ✓ Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- ✓ Si V_0 ou V_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangée.

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

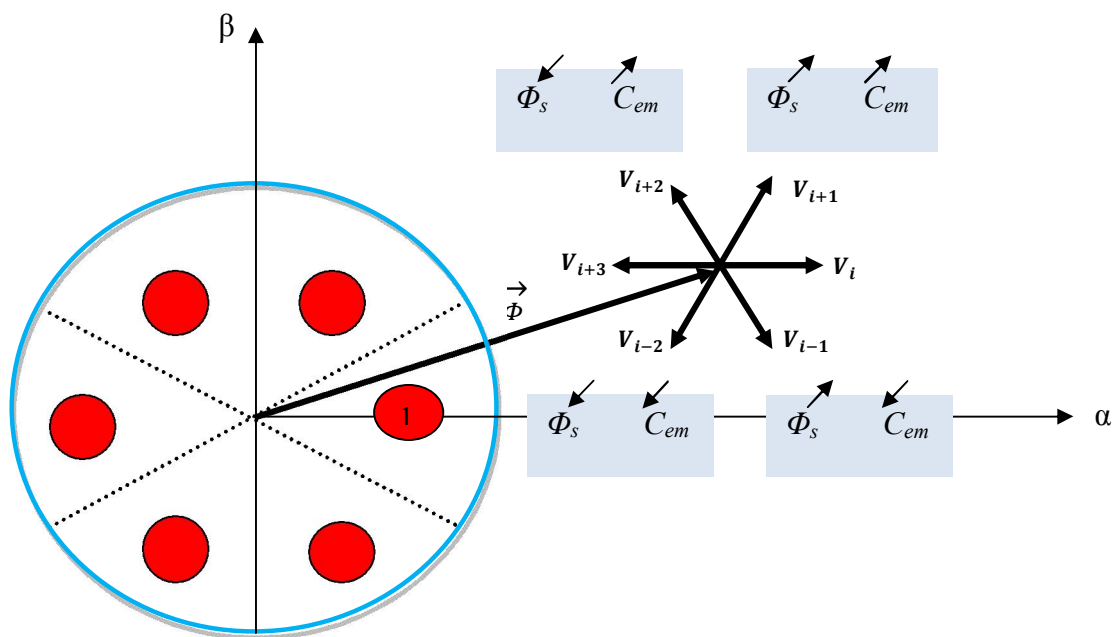


Figure (III-8) : choix du vecteur de la tension.

En effet, au début de la zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\Phi}_s$, d'où une évolution rapide du couple et l'amplitude du flux ne change pas, alors qu'à la fin de la zone, évolution rapide de l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ et évolution lente du couple. Tandis qu'aux vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ au début de la zone i , alors qu'à la fin de la zone, l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ ne change pas mais une évolution rapide du couple Figure (III-9).

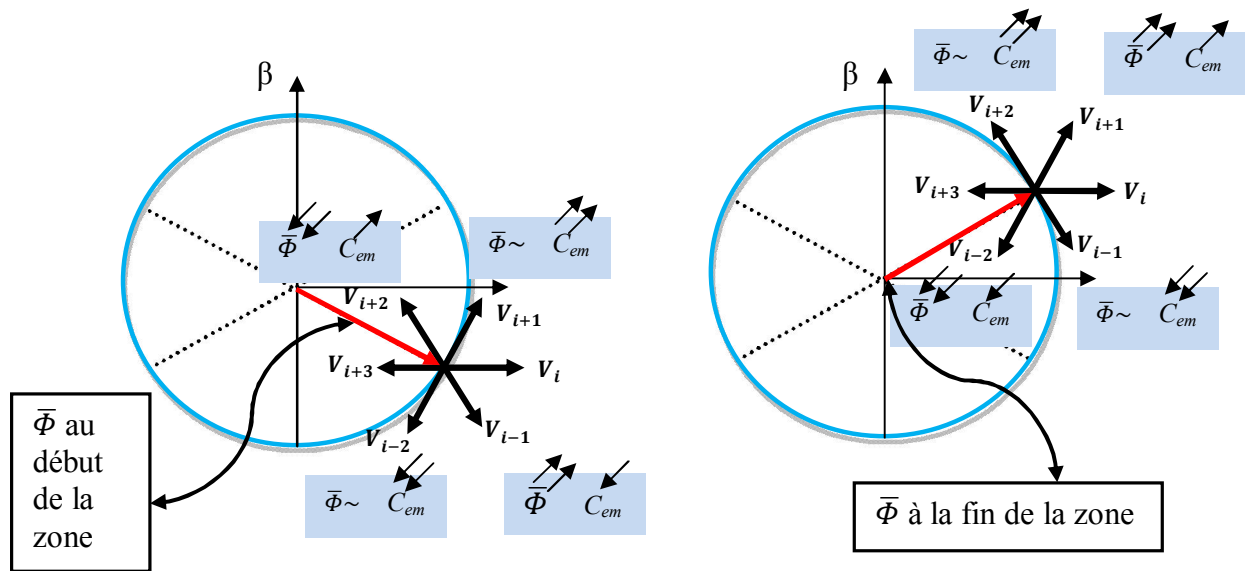


Figure (III-9) : différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans la zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux $\bar{\Phi}_s$.

Un estimateur de vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

III.8 Les Estimateurs

III.8.1 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes (α, β) . A partir de l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \tag{III. 11}$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que:

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \tag{III. 12}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \tag{III. 13}$$

Avec :

$$\begin{aligned}\Phi_{s\alpha} &= \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} &= \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt\end{aligned}\quad (\text{III. 14})$$

Les composantes du vecteur courant $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenues à partir de la transformation de Concordia, des courants de ligne mesurés :

$$I_{s\alpha} = \sqrt{3/2} [I_{sa}] \quad (\text{III. 15})$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} [I_{sb} - I_{sc}] \quad (\text{III. 16})$$

Les composantes des vectrices tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont obtenues à partir de la transformation de Concordia, des tensions de ligne mesurés :

$$V_{s\alpha} = \sqrt{3/2} [V_{sa}] \quad (\text{III. 17})$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_{sb} - V_{sc}] \quad (\text{III. 18})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\bar{\Phi}_{s\alpha}$ et $\bar{\Phi}_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\Phi_{s\alpha}}{\Phi_{s\beta}} \quad (\text{III. 19})$$

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

III.8.2 Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple électromagnétique uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux $\Phi_{s\alpha}$, $\Phi_{s\beta}$ et courant $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$), le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot (\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{III. 20})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

III.9 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple

III.9.1 Elaboration du contrôleur du flux statorique

Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence $\bar{\Phi}_{sref}$ et le flux estimé $\bar{\Phi}_s$. Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé $\bar{\Phi}_s$, on va calculer l'écart qui existe entre le flux de la machine et sa valeur de référence :

$$\varepsilon_f = \bar{\Phi}_{sref} - \bar{\Phi}_s \quad (III. 21)$$

On place un contrôleur à hystérésis à 2 états pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta\Phi_s$ Figure (III-10).

Si : $\varepsilon_f < -\Delta\Phi_s$ ou si : $\varepsilon_f > \Delta\Phi_s$, cela signifie que le flux statorique est en train de sortir de la bande, d'hystérésis. Dans le premier cas, il va falloir imposer un vecteur tension qui aura pour action de diminuer le module de flux statorique. Dans le second cas, on imposera un vecteur tension qui aura pour action d'augmenter le module du flux statorique.

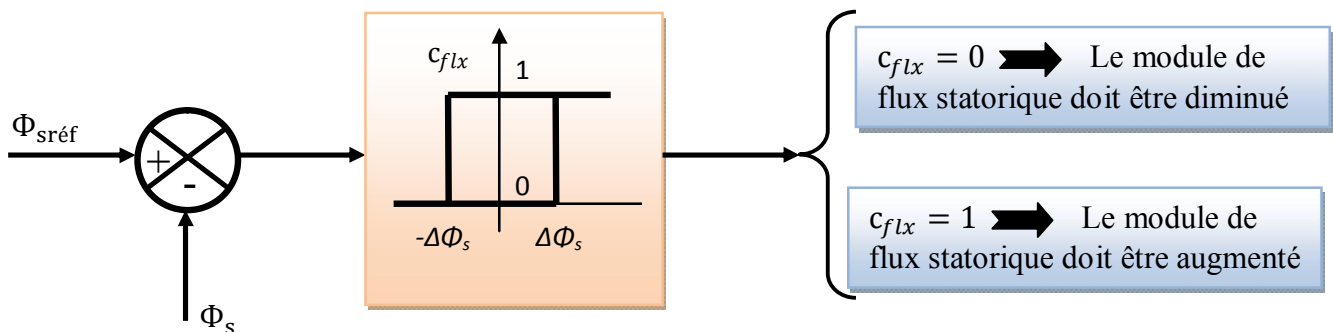


Figure (III-10) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence comme le montre la Figure (III-11).

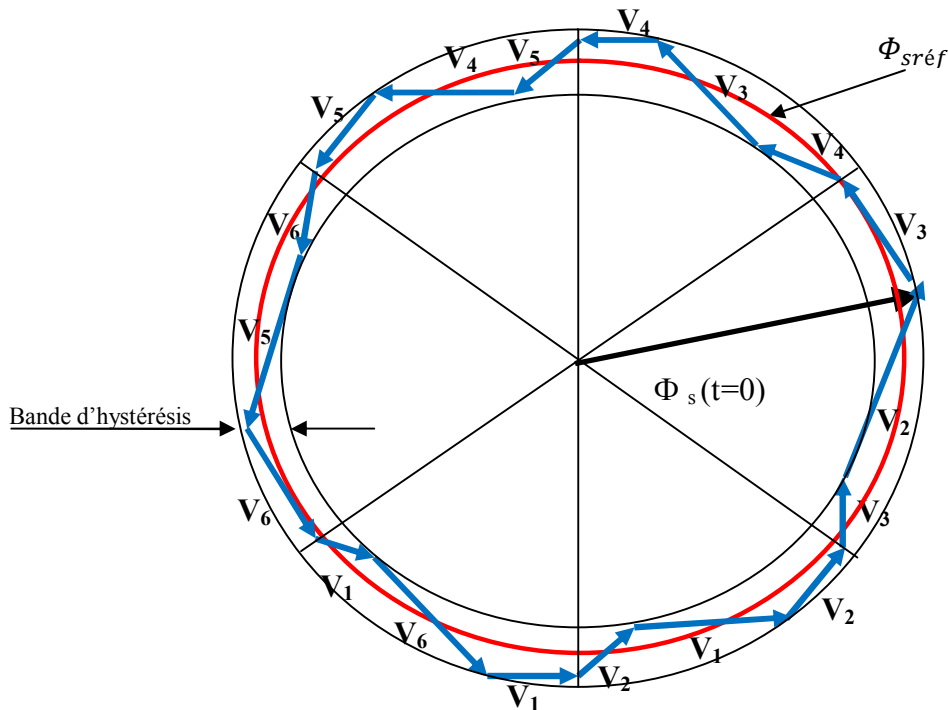


Figure (III-11) : Trajectoire du flux statorique

III.9.2 Elaboration du contrôleur du couple

La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique Figure (III-10), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux 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 logique booléenne c_{cpl} :

$$\begin{cases} 1 \text{ si } \varepsilon_c > \Delta C_{em} \\ 0 \text{ si } -\Delta C_{em} < \varepsilon_c < \Delta C_{em} \\ -1 \text{ si } \varepsilon_c < -\Delta C_{em} \end{cases} \quad (III. 22)$$

La Figure (III-12), montre ce type de correcteur.

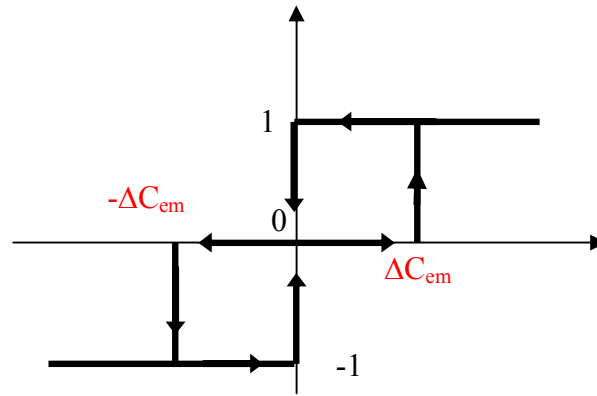


Figure (III-12) : Correcteur du couple à trois niveaux.

III.10. Elaboration des tables de commutation

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux (c_{flx}) et de couple (c_{cpt}) et du secteur où se trouve le vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_s$ dans le plan (α, β), afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies.

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

Le tableau Table (III-2) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	Aaugmentation	Diminution
Φ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_e	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tableau (III-2) : Table de commutation généralisée.

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
$\ \Phi_s\ \uparrow$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
$\ \Phi_s\ \downarrow$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

Tableau (III-3): Table de commande du flux.

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

Tableau(III-4) : Table de commande du Couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande de module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une table de commande.

III.10.1. Elaboration de la Table de commutation avec les vecteurs tensions actives

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

	N_i	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$C_{cpl} = 0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$C_{cpl} = 0$	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

Tableau (III-5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tensions non nulles.

III.10.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radial l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux $\bar{\Phi}_s$ dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul.

N_i		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$c_{flx} = 1$	$c_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$c_{cpl} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$c_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$c_{flx} = 0$	$c_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$c_{cpl} = 0$	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

Tableau(III-6) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tensions nulles.

III.11 Structure générale du contrôle direct du couple

La Figure (III-13) représente le schéma global de la commande directe de couple avec l'utilisation des tables basées sur des tensions nul. Il y'a deux boucles de régulation l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduits dans des régulateurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande [6].

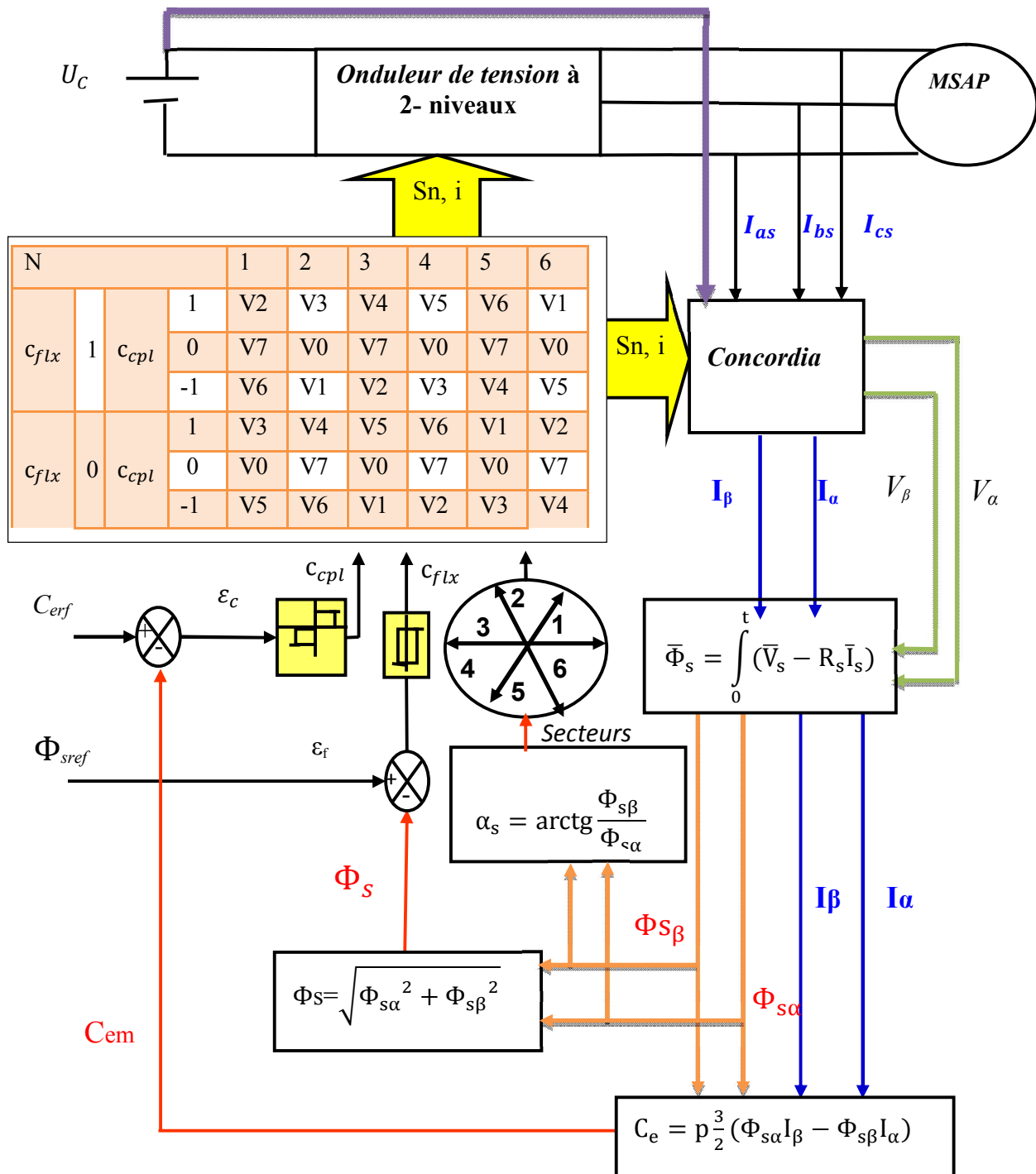


Figure (III-13) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

III.12. Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel, représenté par la Figure (III-14):

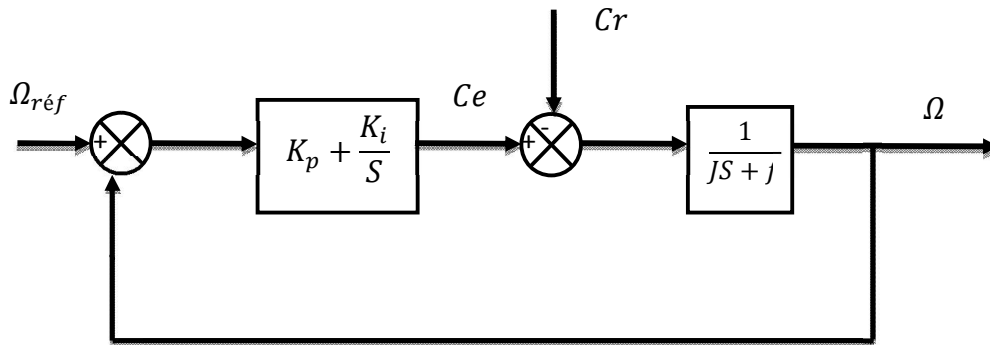


Figure (III-14) : Régulation de la vitesse

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 :

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + f} [Ce(s) - Cr(s)] \quad (\text{III. 23})$$

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

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{J} \cdot s + \frac{K_i}{J}}{s^2 + \left(\frac{f + K_p}{J}\right) \cdot s + \frac{K_i}{J}} \quad (\text{III. 24})$$

$$F(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (\text{III. 25})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

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

ω : Fréquence propre d'oscillation

ξ : 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.

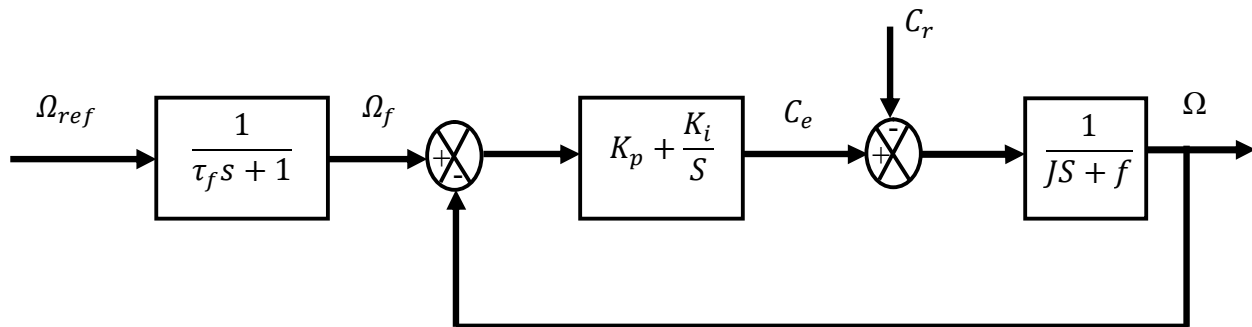


Figure (III-15) : Le schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

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

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \quad (\text{III. 26})$$

τ_f : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne

III.13. Résultats de la simulation

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée au modèle du MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux en présence de la boucle de réglage de vitesse. On a effectuée des simulations pour les régimes de fonctionnements suivants:

- ✓ Fonctionnement en charge nominale après un démarrage à vide.
- ✓ Fonctionnement en charge avec variation du sens de rotation.
- ✓ Variation de la charge avec une consigne de vitesse constante.

La simulation ont été faite avec une consigne de flux $\Phi_s \text{ réf} = 0.3 \text{ Wb}$, une bande d'hystérésis pour le correcteur de flux de 0.01 [Wb] , et une bande d'hystérésis pour le correcteur de couple de 0.01 [Nm] . Nous avons utilisé la table de sélection (Tableau(III.6) avec vecteurs nuls.

III.13.1 Schéma de simulation

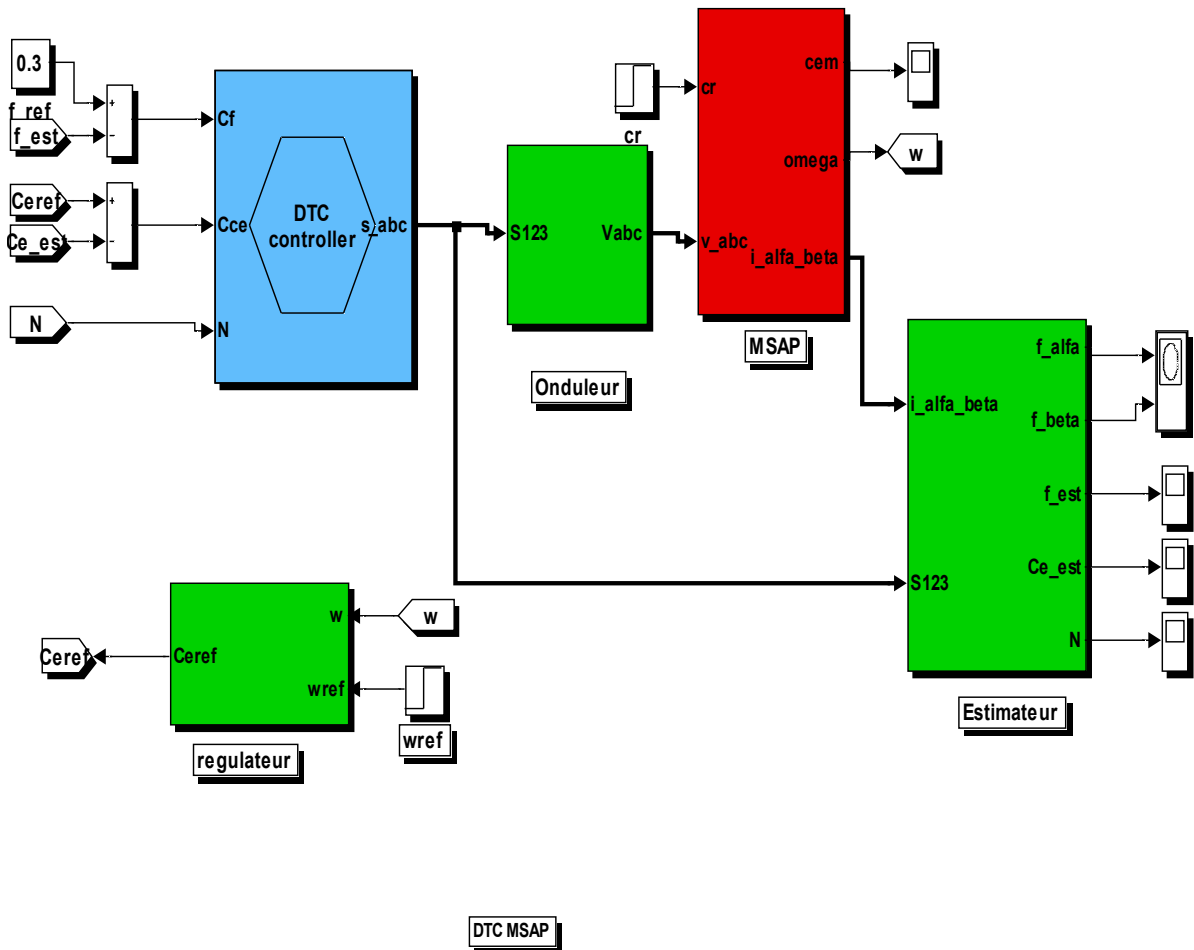


Figure (III-16) : Schéma de simulation de la DTC

III.13.2. Simulation en charge après un démarrage à vide

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=6$ Nm) Appliqué à l'instant $t = 0.15$ sec. Nous avons représenté l'évolution des grandeurs: couple (Ce), vitesse(w), le courant statorique ($I_{s\alpha}$), le flux statorique ($\Phi_{s\alpha}$), le module du flux statorique et la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique.

Les résultats de cette simulation montrent que, pour le fonctionnement en charge nominale (6Nm), Figure. (III-17), les grandeurs tels que vitesse, flux statorique estimé ont suivi leurs consignes d'où le système est parfaitement commandé. Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant statorique suit parfaitement la variation de la charge.

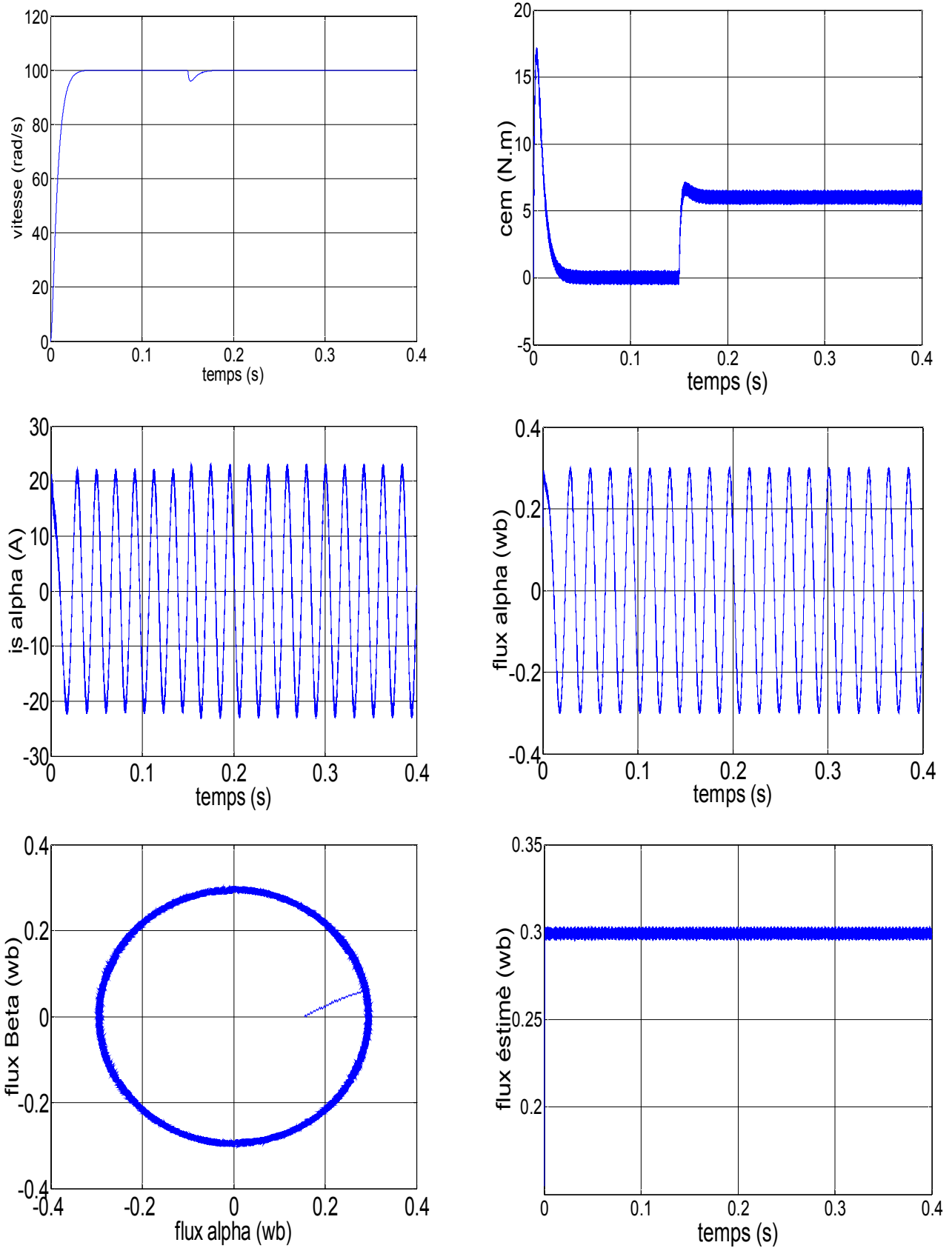
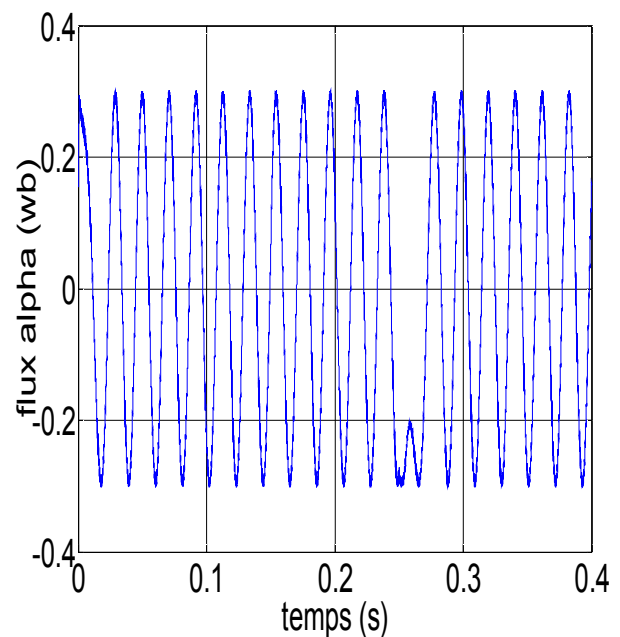
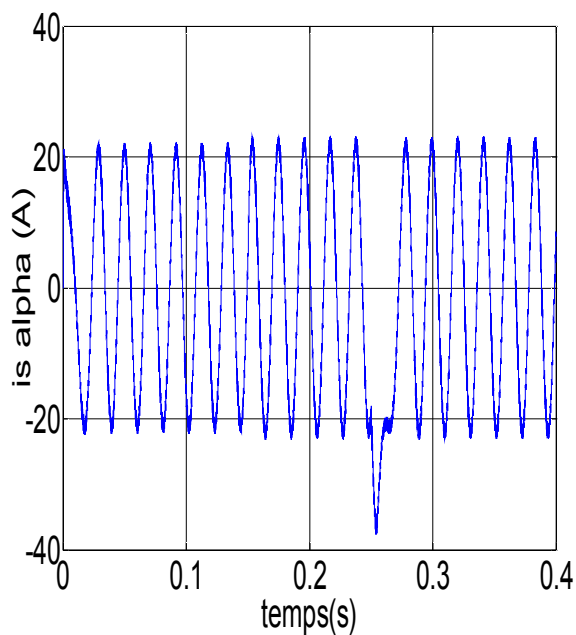
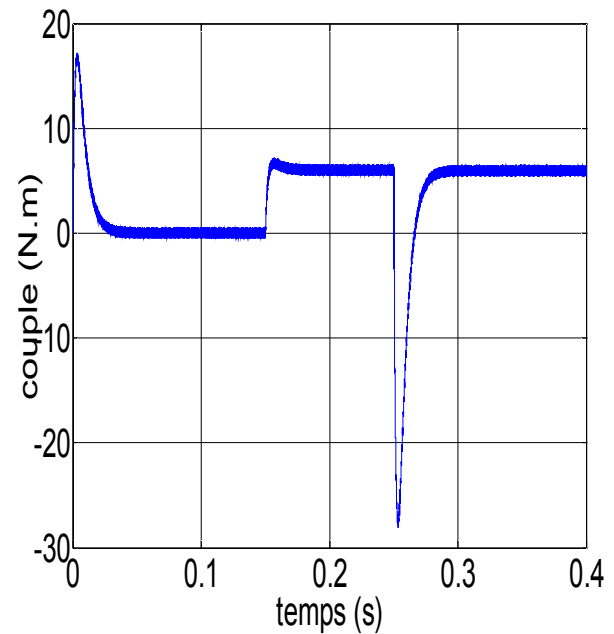
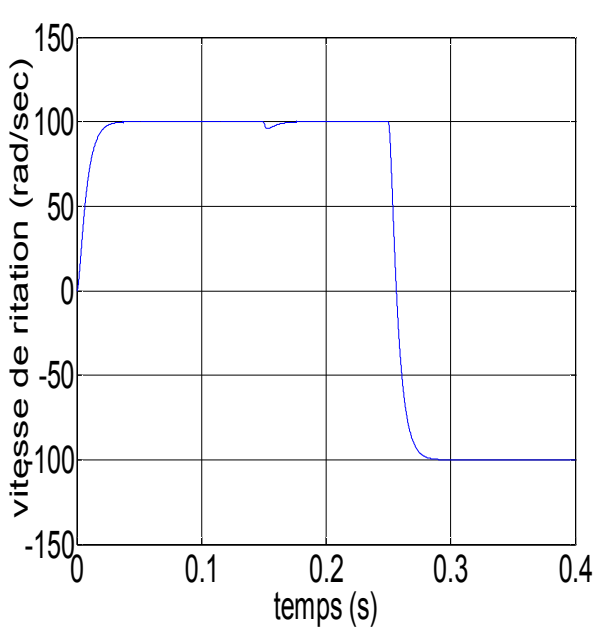


Figure (III-17) : Les résultats de simulation de la DTC du MSAP en charge après un démarrage à vide

III.13.3. Test avec inversion de sens de rotation

La Figure (III-18) présente les résultats de simulation du système pour l'inversion de sens de rotation de la machine lors d'une variation de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant 0.25s après un démarrage à vide.

Le couple subit un pic lors du passage d'un mode à l'autre puis regagne sa valeur sans erreur. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la DTC est robuste par rapport à ce test.



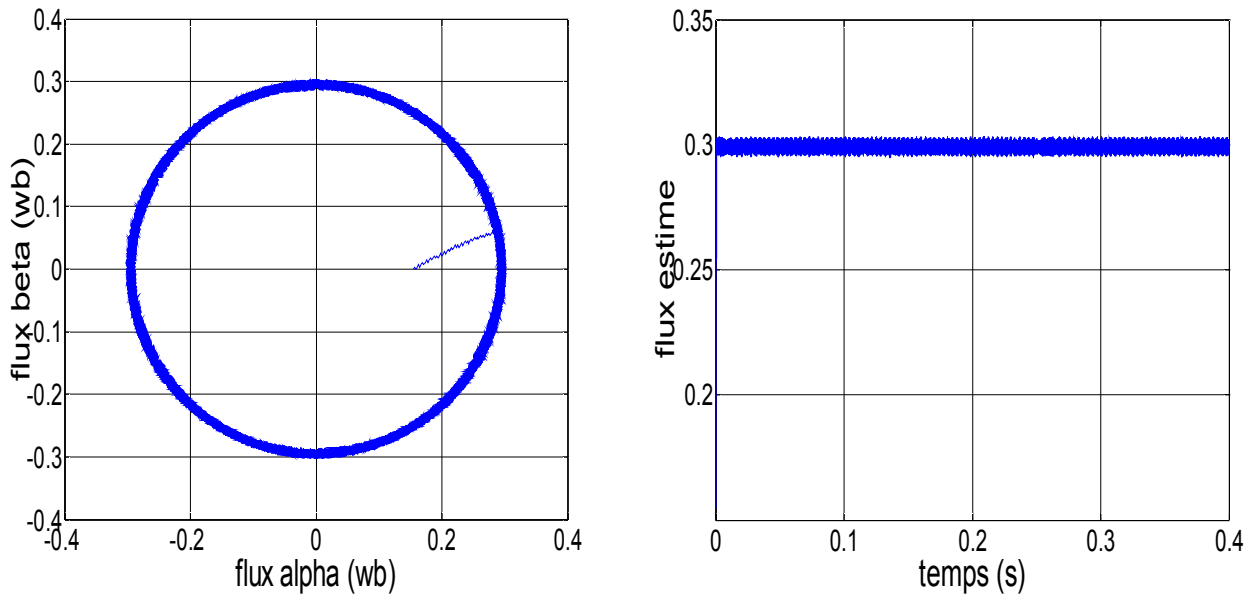
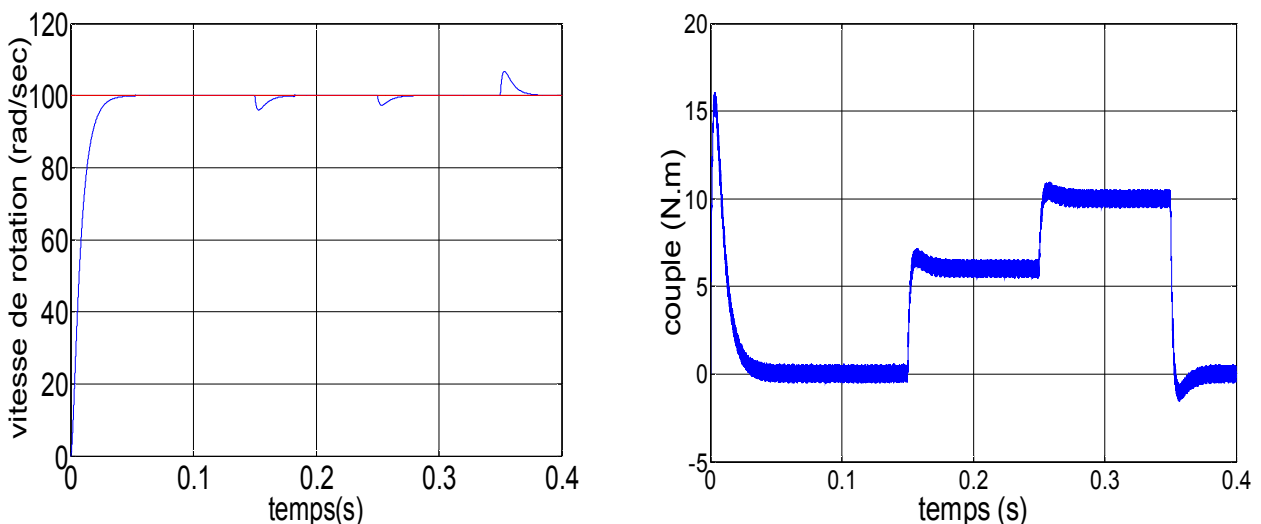


Figure (III-18) : Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec inversion de sens de rotation.

III.13.4. Simulation avec variation de la charge

La Figure (III-19) présente le résultat de simulation lors de l’application de trois échelons de consigne à ($t = 0.15s$, $Cr = 6N.m$, à $t = 0.25 s$ $Cr = 10N.m$ à $t = 3.5s$, $Cr = 0N.m$). Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement les valeurs de consigne et reste dans la bande d’hystérésis définie auparavant. Par ailleurs, l’évolution du flux statorique est pour une référence de (0.3 Wb). On remarque que le module de flux statorique n’est pas affecté par la variation de la charge.

le couple estimé suit sa valeur de référence sans erreur statique, le courant statorique suit aussi parfaitement la variation de la charge. On peut dire la DTC présente de bonnes performances.



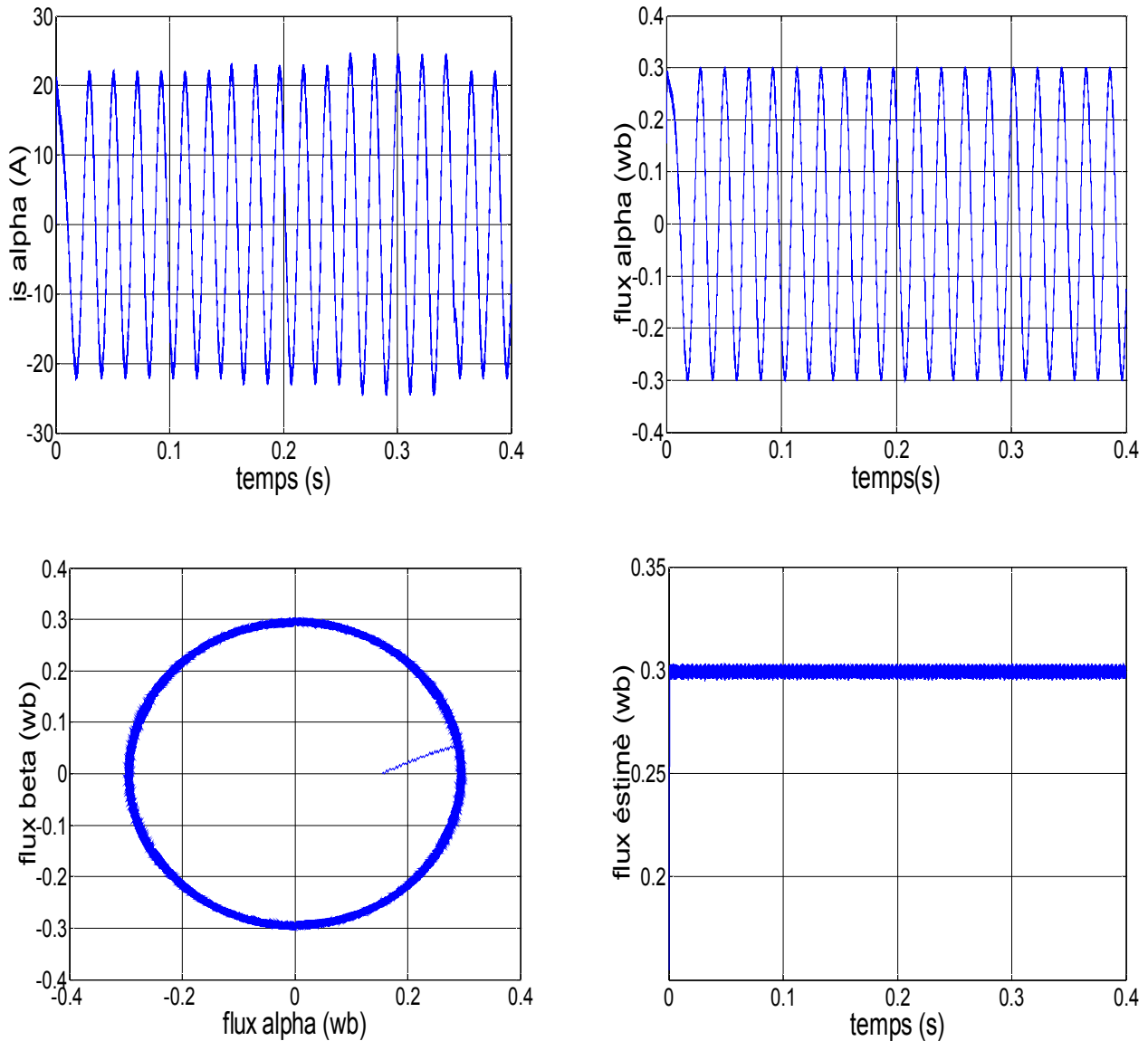


Figure (III-19) Les résultats de simulation de la DTC du MSAP avec variation de la charge.

III.14. Avantages de la commande directe de couple

- ✓ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ✓ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ✓ Absence de circuits de découplage.
- ✓ Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- ✓ La dynamique rapide de couple et du flux.

III.15. Inconvénients de la commande directe de couple

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

III.16. Conclusion

Dans ce chapitre, on présente le principe de la commande directe du couple et flux appliqué au moteur synchrone à aimants permanents. On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension, en absence et en présence du réglage de vitesse par correcteur PI. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances et dynamiques et statiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présentent des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes.

Chapitre IV :
La commande DTC à
fréquence de modulation
constante (DTC-SVM)

IV.1. Introduction

Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible, pour l'onduleur de notre système de commande nous utilisons la technique de la modulation vectorielle [20].

Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage, cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées à la machine, pour un entraînement à courant alternatif performant on préfère une stratégie de commande évoluée.

Dans ce chapitre, on présentera la méthode DTC à fréquence de modulation constante qui sera appliquée à une machine synchrone à aimant permanent, Cette nouvelle méthode à savoir la DTC à fréquence constante améliore d'une façon significative les oscillations du couple, tout en réduisant les contraintes de calcul en temps réel par rapport à une commande DTC classique.

IV.2. Modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

IV.2.1. Structure générale de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur triphasé est un convertisseur statique qui transforme l'énergie électrique à partir d'une source de tension continue en une énergie électrique alternative, il est très utilisé dans l'industrie, comme les variateurs de vitesse. L'onduleur triphasé possède trois bras (trois demi-pont) identiques Figure (IV-1).

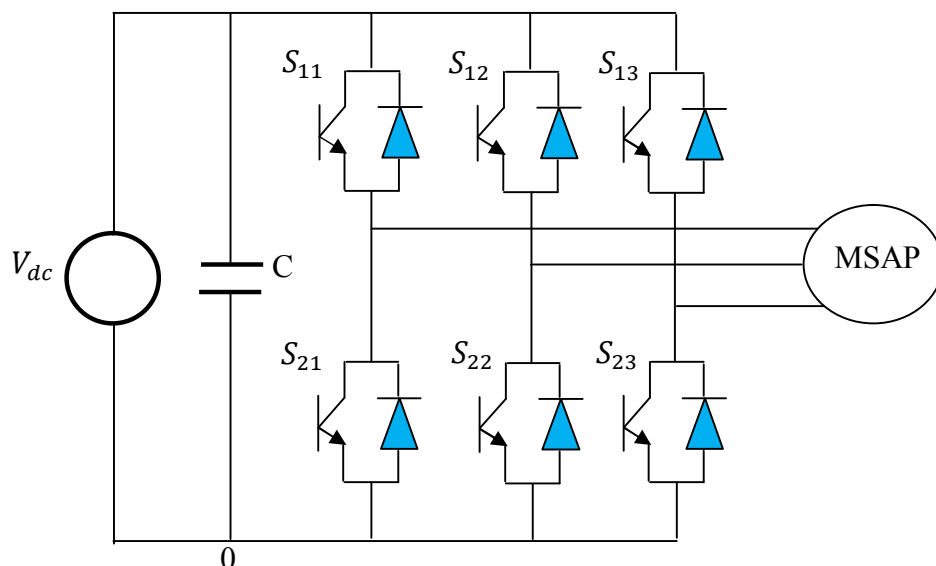


Figure (IV-1) : Structure de l'onduleur à deux niveaux

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

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

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

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

IV.2.2. Commande complémentaire des interrupteurs

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

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

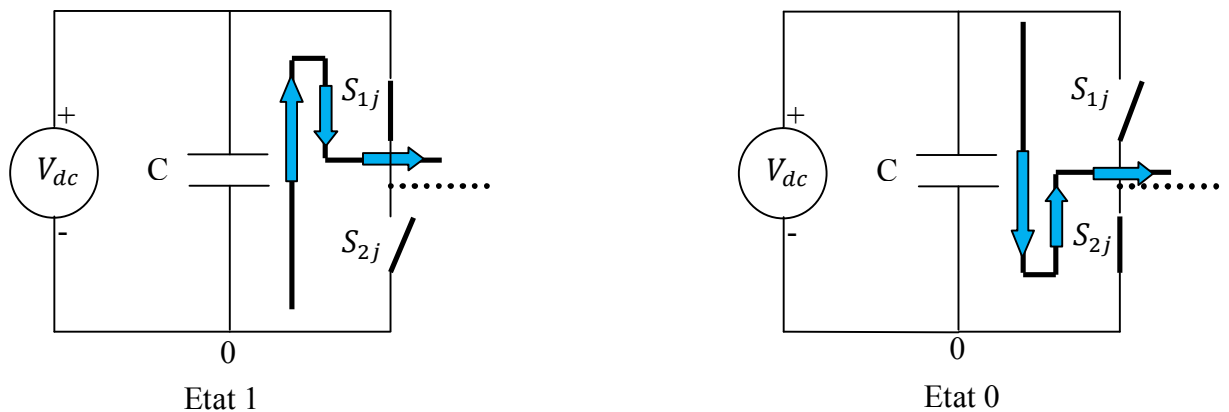


Figure (IV-2) : Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

IV.2.3. Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles Figure (IV-2) :

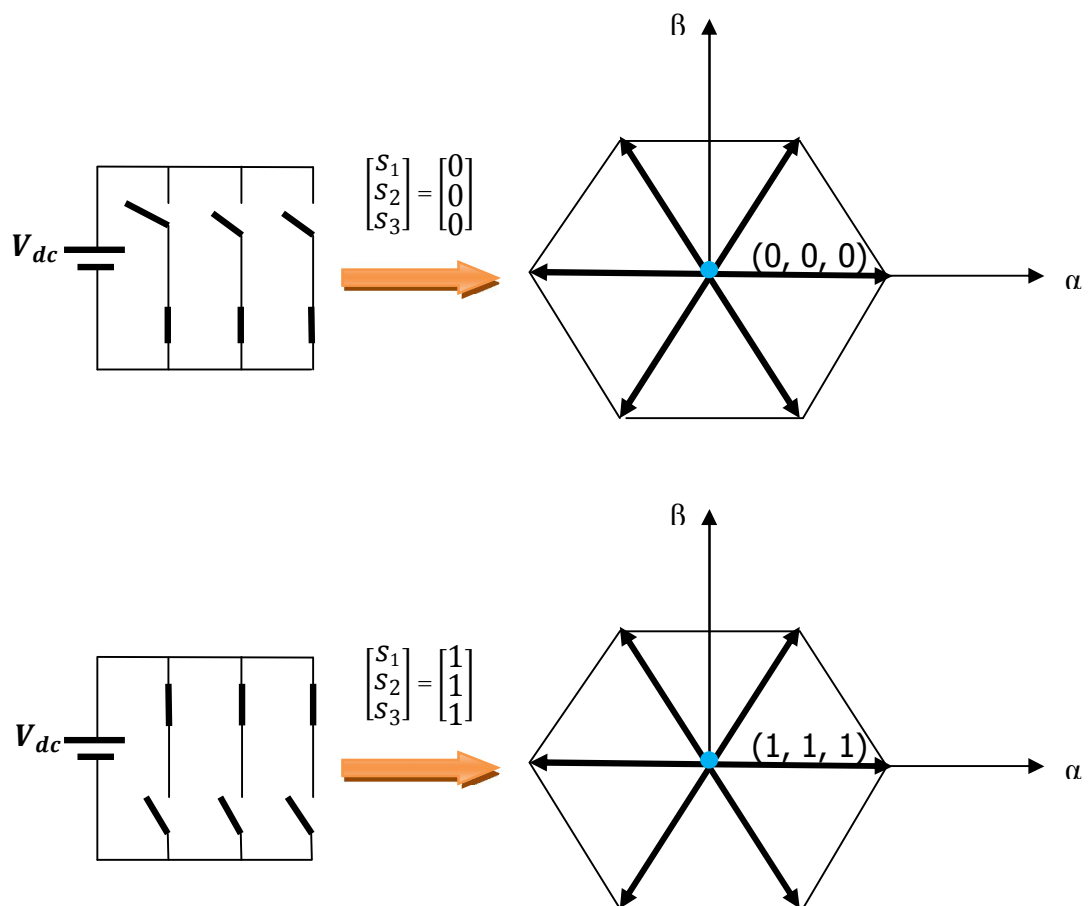
- Etat 1 :** l'interrupteur du haut S_{1j} ($j = 1, 2, \text{ou } 3$) est fermé, tandis que l'interrupteur du bras S_{2j} ($j = 1, 2, \text{ou } 3$) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (0) de la source est $V_{j0} = V_{dc}$
- Etat 2 :** l'interrupteur du bras S_{2j} ($j = 1, 2, \text{ou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

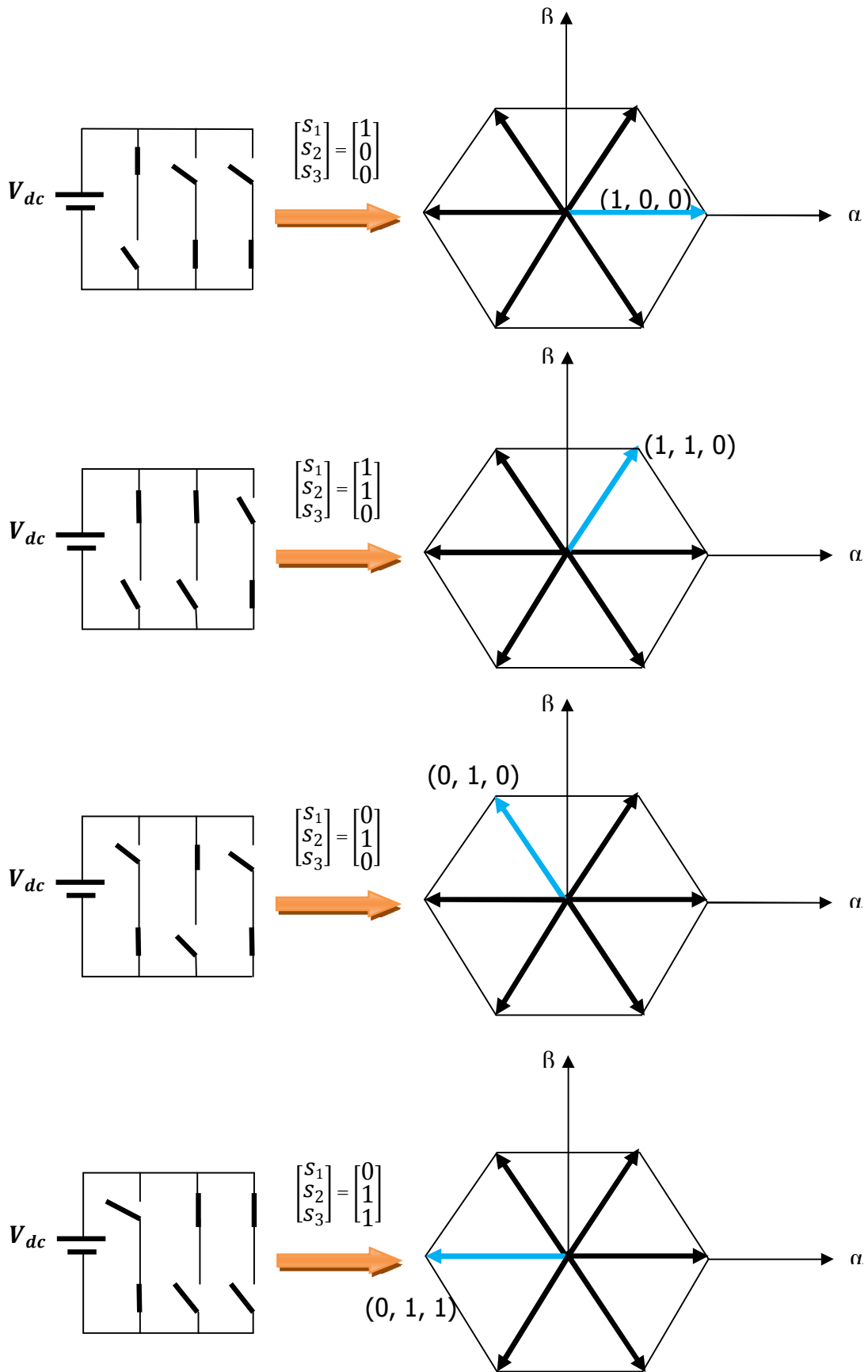
Etat	Bars 1		Bars 2		Bars 3		Tension de Sortie		
	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}	S_{13}	S_{23}	V_{10}	V_{20}	V_{30}
1	1	0	1	0	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau (IV-1) Etats d'un bras de l'onduleur

IV.2.4. Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états: 111, 110, 100, 101, 000, 001, 011 et 010. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état 1 ou état 0). Par exemple, l'état (100) indique que le premier bras est à l'état 1 ($V_{10} = V_{dc}$), le deuxième est à l'état (0) ($V_{20} = 0$) et le troisième est à l'état (0) ($V_{30} = 0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la Figure (IV-3).





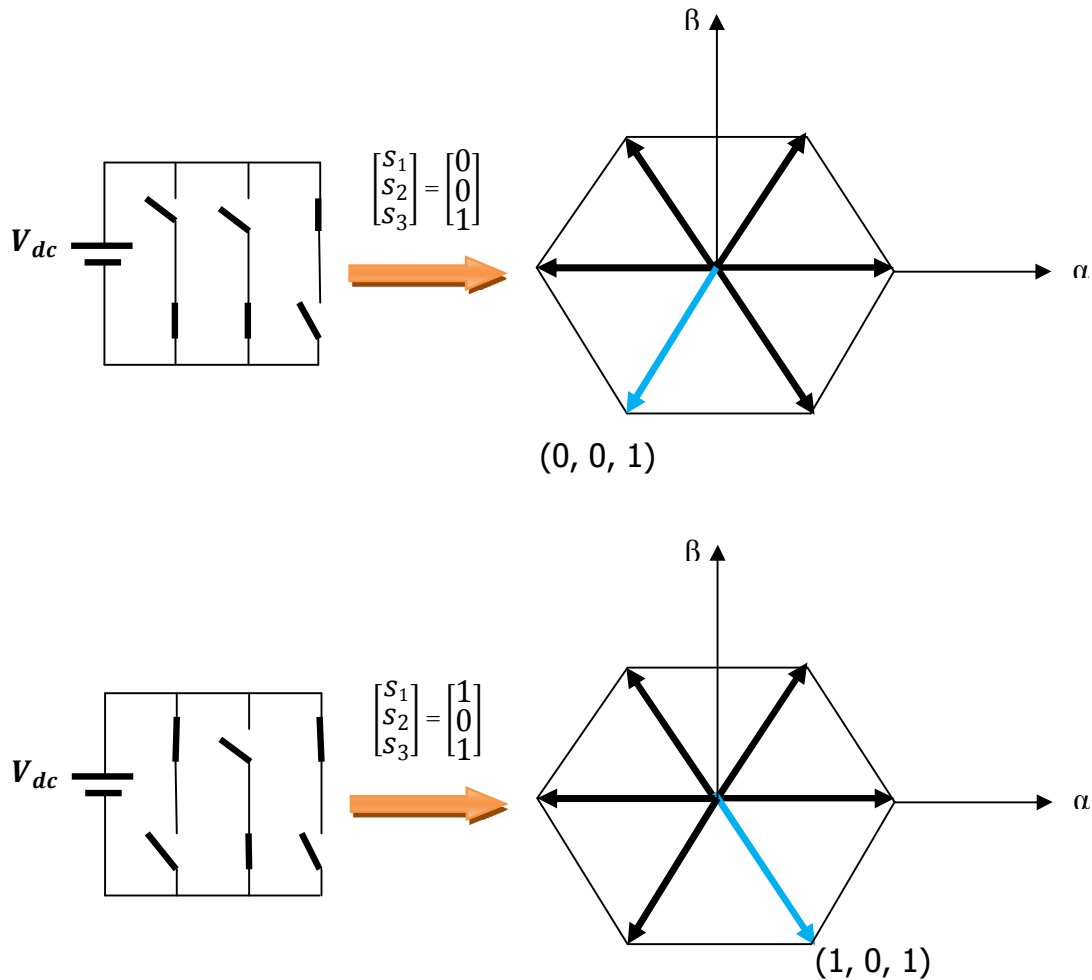


Figure (IV-3) : Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

IV.2.5. Description de l'algorithme de la modulation vectorielle ou (MLI vectorielle).

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tension de sortie V_1 V_2 V_3 aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales V_1^* , V_2^* et V_3^* ,

Pour atteindre cet objectif, à partir des tension de référence V_1^* , V_2^* et V_3^* , on définit le vecteur tension de référence V_s^* par l'équation suivante.

$$V_s = V_1^* e^{j0} + V_2^* e^{-j2\pi/3} + V_3^* e^{j2\pi/3} \tag{IV. 1}$$

$$\bar{V}_s = V_\alpha + jV_\beta \tag{IV. 2}$$

Où

$$V_1^* = V_{MAX} \cos(\omega_0 t) \tag{IV. 3}$$

$$V_2^* = V_{MAX} \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) \quad (IV.4)$$

$$V_3^* = V_{MAX} \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) \quad (IV.5)$$

$$V_\alpha = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{MAX} \cos(\omega_0 t) \quad (IV.6)$$

$$V_\beta = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{MAX} \sin(\omega_0 t) \quad (IV.7)$$

$$\theta = \omega_0 t = \tan^{-1} \frac{V_\alpha}{V_\beta} \quad (IV.8)$$

V_α, V_β : Composantes du vecteur \bar{V}_s dans le plan (α, β)

θ : Position angulaire du vecteur (\bar{V}_s).

Le vecteur \bar{V}_s tourne dans le plan (α, β) à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions V_1^*, V_2^* et V_3^* , sur le diagramme de la (figure IV-4)

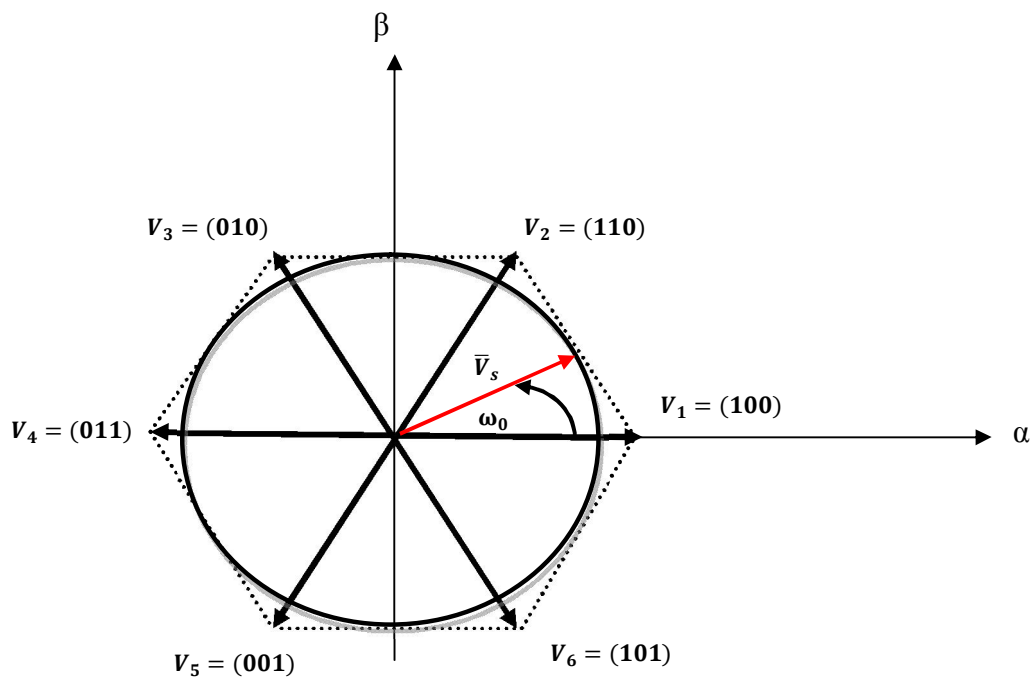


Figure (IV-4) : Les vecteurs tensions de référence dans les plans (α, β)

IV.2.5.1. Déterminations des secteurs

à partir de l'équation (IV.8) on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante :

$$secteur = \begin{cases} 1 \text{ si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 \text{ si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 \text{ si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 \text{ si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 \text{ si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 \text{ si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases}$$

IV.2.5.2. Calcul des temps d'application des états de l'onduleur

A chaque période de modulation de l'onduleur que nous noterons T_m , le vecteur V_s , projeté sur ses deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation Figure (IV-5) La somme des temps de conduction T_i et T_{i+1} doit être inférieur à la période de modulation T_m de l'onduleur.

Soit par exemple V_s entre (V_1 et V_2) alors V_s sera composé d'un morceau de V_1 , et d'un autre de V_2 soit, T_1 et T_2 les temps d'applications de V_1 et de V_2 soit T_0 le temps d'application d'une tension nulle avec une contrainte qui sera $T_1 + T_2 + T_0 = T_m$ Pour déterminer les temps T_1 et T_2 il faut que :

$$\bar{V}_s = \frac{T_1}{T_m} \bar{V}_1 + \frac{T_2}{T_m} \bar{V}_2 + \frac{T_0}{T_m} \bar{V}_0$$

Tel que $(T_1/T) = d_1$, $(T_2/T) = d_2$, $(T_0/T) = d_0$ Où

T_m : représente la période de modulation

$T_1 T_2$: sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs V_1 et V_2 .

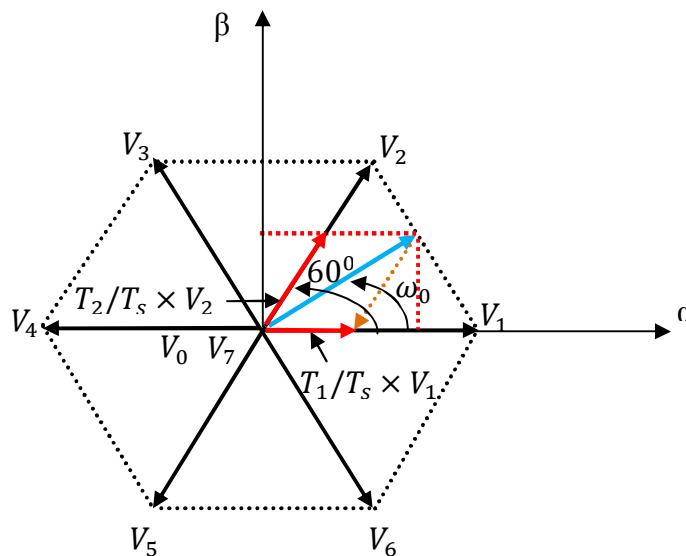


Figure (IV-5) : Définition du vecteur d'espace

Pour illustrer la méthodologie, considérons ici le vecteur de tension \bar{V}_s entre les vecteurs \bar{V}_1 et \bar{V}_2 qui correspondent aux commutations V_1 et V_2 .

$$\bar{V}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j \cdot 0} \quad \text{et} \quad \bar{V}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j \cdot \frac{\pi}{3}} \quad (\text{IV. 9})$$

On exprimant le vecteur tension dans le plan (α, β) nous aurons :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \frac{T_1}{T_m} \bar{V}_1 + \frac{T_2}{T_m} \bar{V}_2 \quad (\text{IV. 10})$$

$$V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \frac{T_1}{T_m} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (\cos(0) + j \sin(0)) + \frac{T_2}{T_m} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (\cos(\frac{\pi}{3}) + j \sin(\frac{\pi}{3})) \quad (\text{IV. 11})$$

Après résolution nous obtenons :

$$T_1 = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}} \quad \text{et} \quad T_2 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}} \quad (\text{IV. 12})$$

Si nous faisons les mêmes calculs pour les six secteurs, les temps de conduction obtenus sont les suivants :

Secteur (i = 1)	Secteur (i = 2)	Secteur (i = 3)
$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$	$T_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$	$T_3 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}}$
$T_2 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}}$	$T_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$	$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$
Secteur (i = 4)	Secteur (i = 5)	Secteur (i = 6)
$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$	$T_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$	$T_6 = -\sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}}$
$T_5 = -\sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}}$	$T_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$	$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$

Tableau (IV-2) : Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

IV.2.5.3. calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur

Le calcul des commutations sera défini à partir des rapports cycliques :

$$d_i = \frac{T_i}{T_m} \quad (\text{IV. 13})$$

Par exemple, pour le secteur 1 les relations du tableau (IV-2) donnent :

$$\left(\begin{array}{l} T_1 = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}} \\ d_1 = \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{V_{dc}} \end{array} \right) \quad et \quad \left(\begin{array}{l} T_2 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}} \\ d_2 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{1}{V_{dc}} \end{array} \right) \quad (IV. 14)$$

En opérant de la même façon pour les autre secteurs les résultats sont donnes par :

Secteur (i = 1)	Secteur (i = 2)	Secteur (i = 3)
$d_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{V_{dc}}$ $d_2 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{1}{V_{dc}}$	$d_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{V_{dc}}$ $d_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{V_{dc}}$	$d_3 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{1}{V_{dc}}$ $d_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{V_{dc}}$
Secteur (i = 4)	Secteur (i = 5)	Secteur (i = 6)
$d_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{V_{dc}}$ $d_5 = -\sqrt{2} V_{s\beta} \frac{1}{V_{dc}}$	$d_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{V_{dc}}$ $d_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{V_{dc}}$	$d_6 = -\sqrt{2} V_{s\beta} \frac{1}{V_{dc}}$ $d_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{1}{V_{dc}}$

Tableau (IV-3) : Calcul des rapports cycliques

IV.2.5.4. distributions des instants de commutations

Durant une période de modulation, l'onduleur aura trois états distincts, les deux premiers correspondent aux temps de conduction assurant l'obtention de la tension, la somme de ces deux temps doivent être inférieur à T_m .

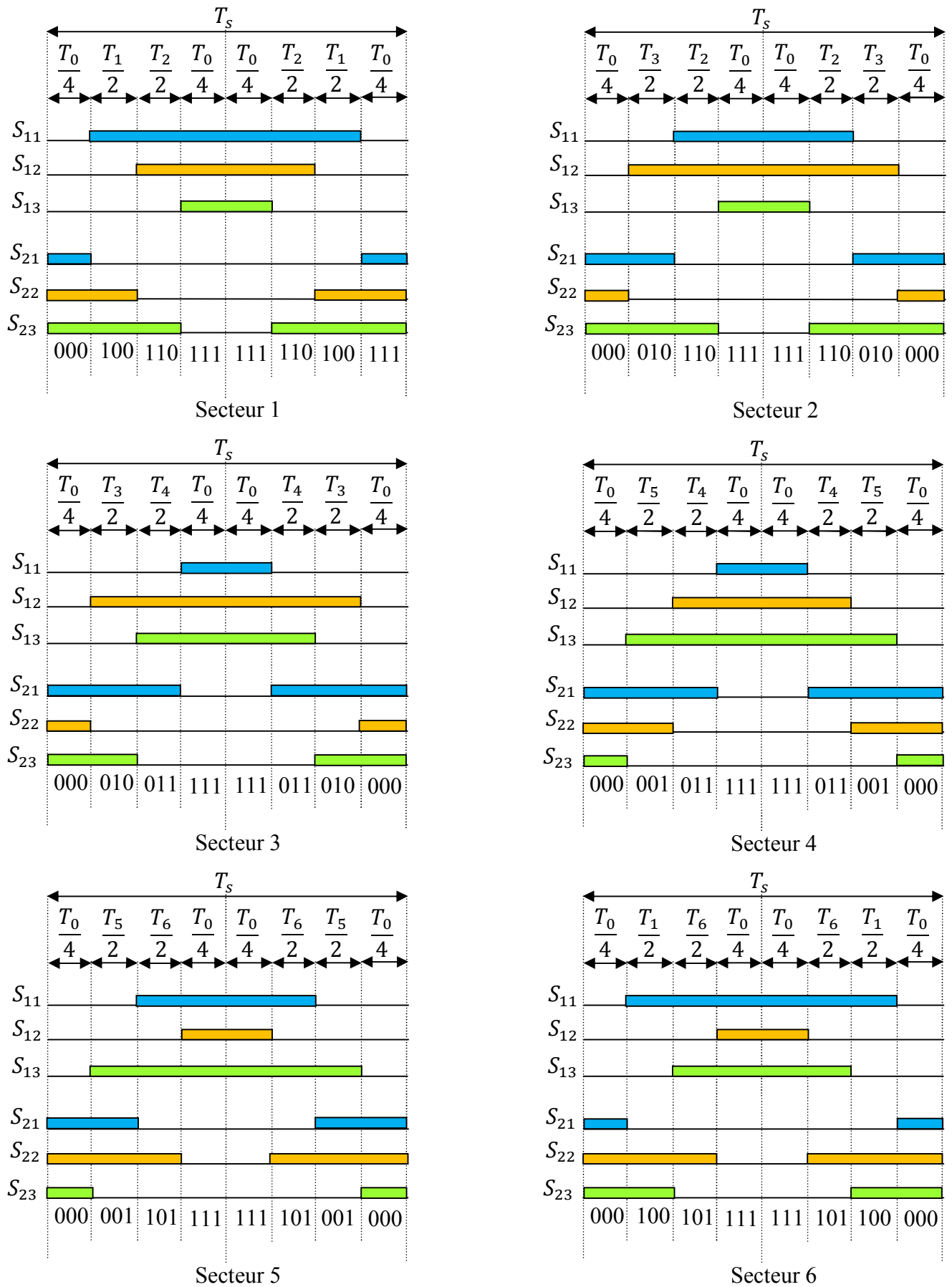


Figure (IV-6) : Forme des fonctions logiques S_{ij} pour les six secteurs.

Le complément à la période de commutation T_m sera assuré par les commutations nulles V_0 et V_7 ,

Les temps d'application des vecteurs de tension V_1 et V_2 sont inférieurs à la période de modulation, ce qui conduit à $d_1 + d_2 < 1$, pour compléter la période de modulation nous appliquerons un vecteur nul (V_0 ou V_7).

En supposant qu'initialement le vecteur V_s coïncide avec le vecteur V_1 deux séquences sont actives, la séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue libre est appliquée durant la durée T_0 , la séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle.

Au fur et à mesure que le vecteur V_s s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_2 , T_1 diminue et T_2 augmente quand le vecteur V_s atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 sera maximale.

Une fois les durées d'application des vecteurs calculées, il faut déterminer les instants de commutation des interrupteurs, le problème étant de déterminer plusieurs séquences de commutations des interrupteurs qui correspondent aux temps calculés.

Pour une même fondamentale de sortie, chaque séquence produit des harmoniques et des pertes en commutation différentes, la diversité de ces séquences est causée par la façon de distribuer le temps d'application des vecteurs nuls V_7, V_0 et le positionnement de ces vecteurs sur une période de modulation.

Vu le nombre important de ces séquences, notre choix était limité aux séquences minimisant les pertes de commutation, ou on garde un bras sans commutation pendant chaque période de modulation [21].

Comme les vecteurs V_7, V_0 donnent la même dynamique, la réalisation du vecteur nul est sélectionnée comme suit :

- ❖ \bar{V}_0 est utilisé avant ou après les vecteurs impaires $\{\bar{V}_1, \bar{V}_3, \bar{V}_5\}$ dans le sens trigonométrique.
- ❖ \bar{V}_7 est utilisé avant ou après les vecteurs paires $\{\bar{V}_2, \bar{V}_4, \bar{V}_6\}$ dans le sens trigonométrique.

IV.2.6. La DTC par la technique de la MLI vectorielle basée sur le régulateur PI.

Cette partie est consacrée pour l'implantation de la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents par la technique de vecteur d'espace de tension.

Pour réduire les ondulations du flux et du couple électromagnétique on utilise une nouvelle approche c'est la DTC avec la technique de la MLI vectorielle (SVPWM), ce système de contrôle est similaire au contrôle classique, mais on a utilisé un régulateur proportionnel intégral après les comparateurs de flux et du couple respectivement, à la sortie de chaque contrôleur on génère les deux

tensions V_{sd} l'image de la composante flux et V_{sq} l'image de la composante du couple ces deux dernières sont transformées du référentiel (d, q) au référentiel (α, β) Figure (IV-7)

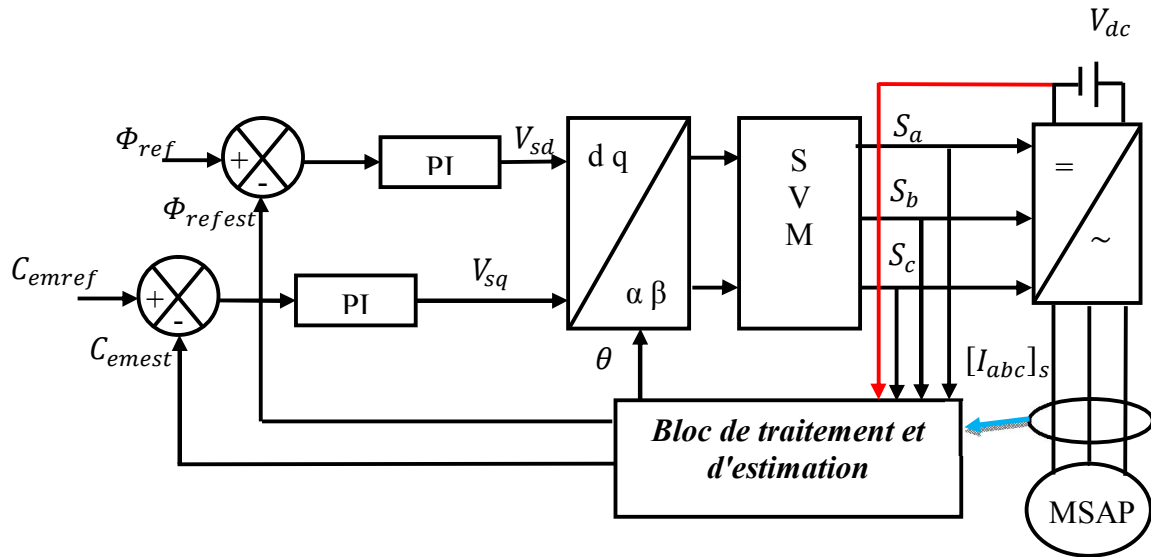


Figure (IV-7) : DTC avec SVM basée sur des régulateurs PI

IV.2.7 Résultats de la simulation

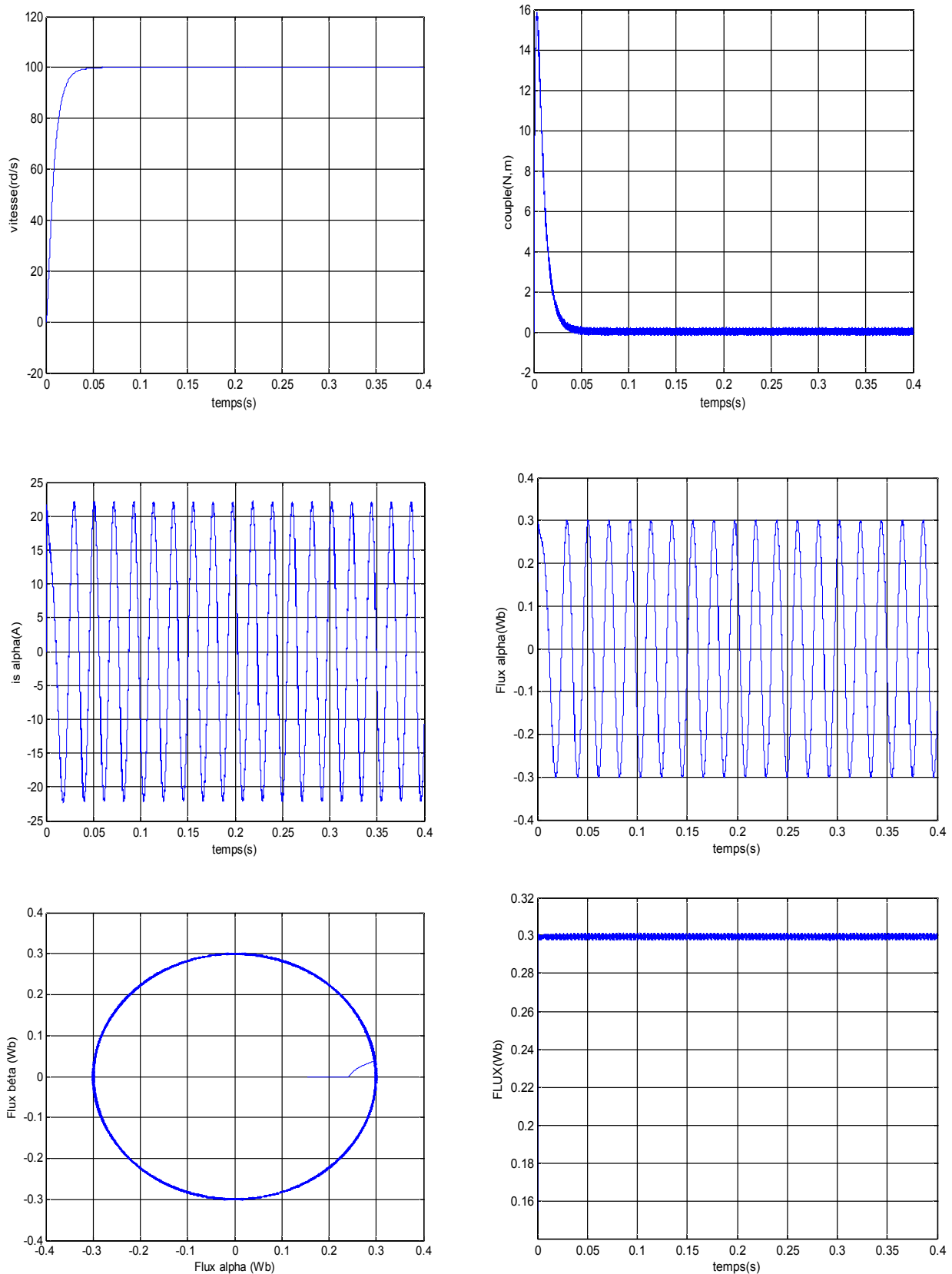


Figure (IV-8) : Résultats de la simulation de la DTC-SVM à vide

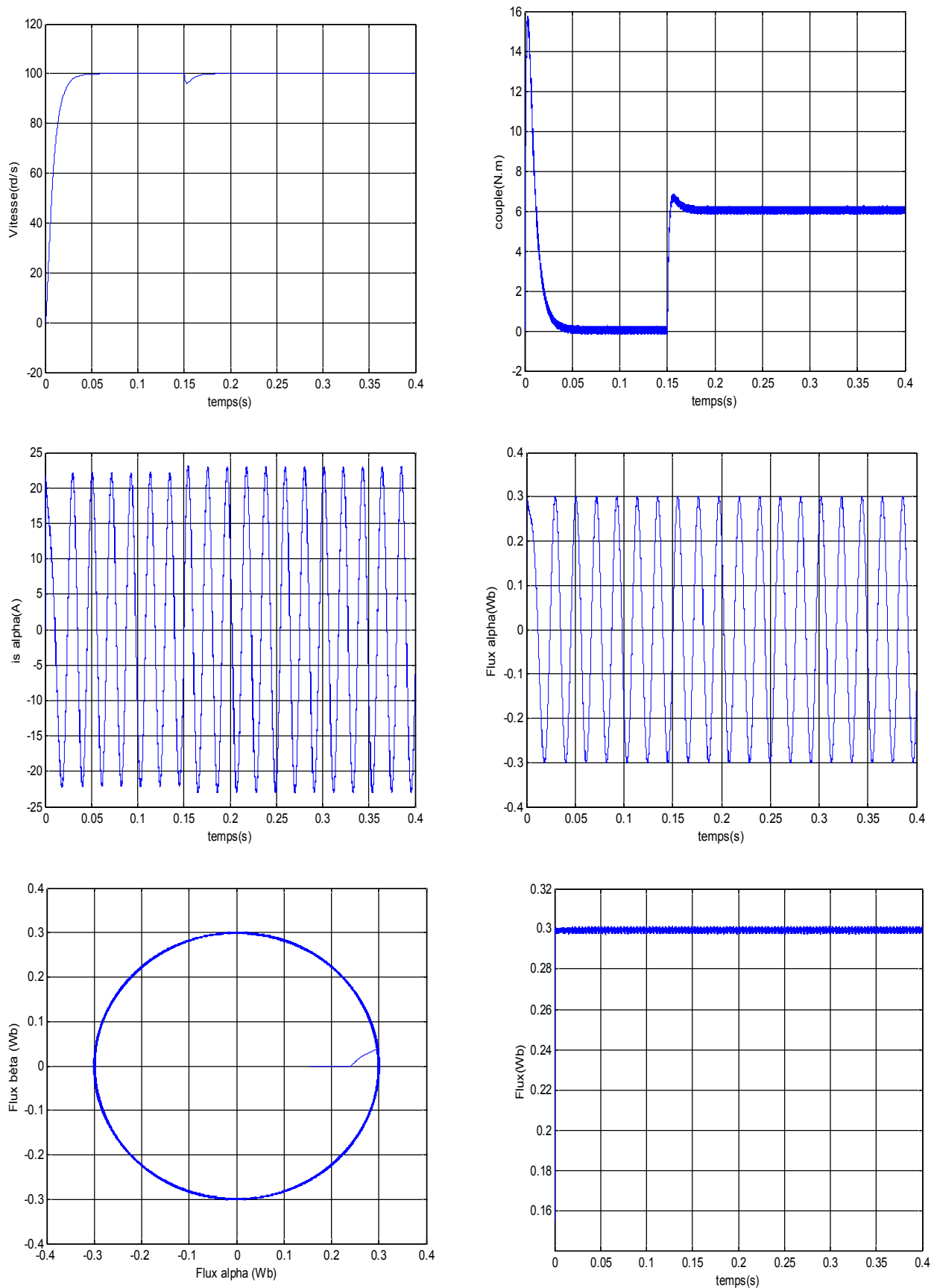


Figure (IV-9) : résultats de la simulation de la DTC-SVM lors de l'application d'une charge ($C_r=6N.m$ à $t=0.15s$)

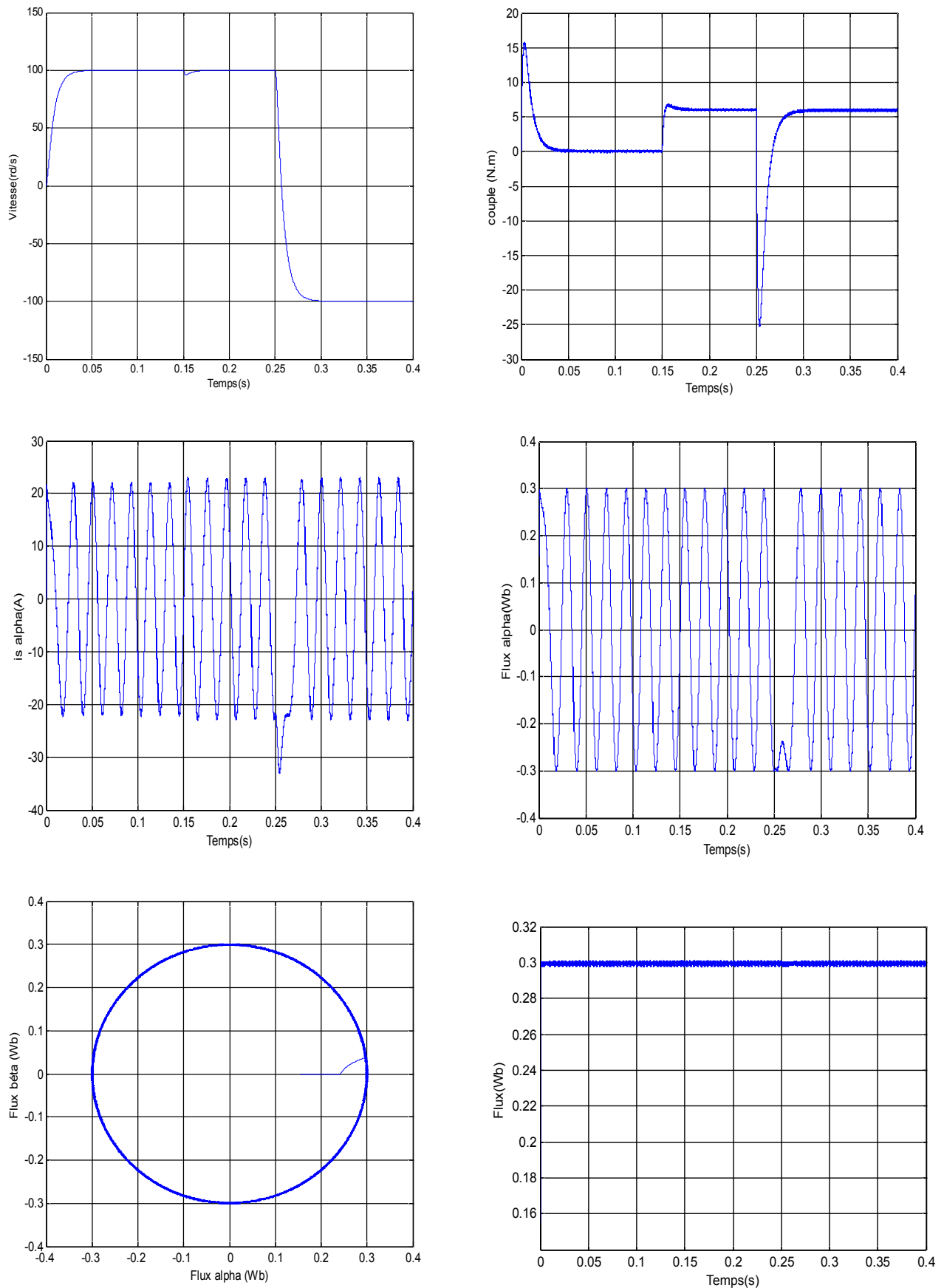


Figure (IV-10) : Inversion de sens de rotation en charge de vitesse (100/-100 rad/s à $t=0.25$ s)

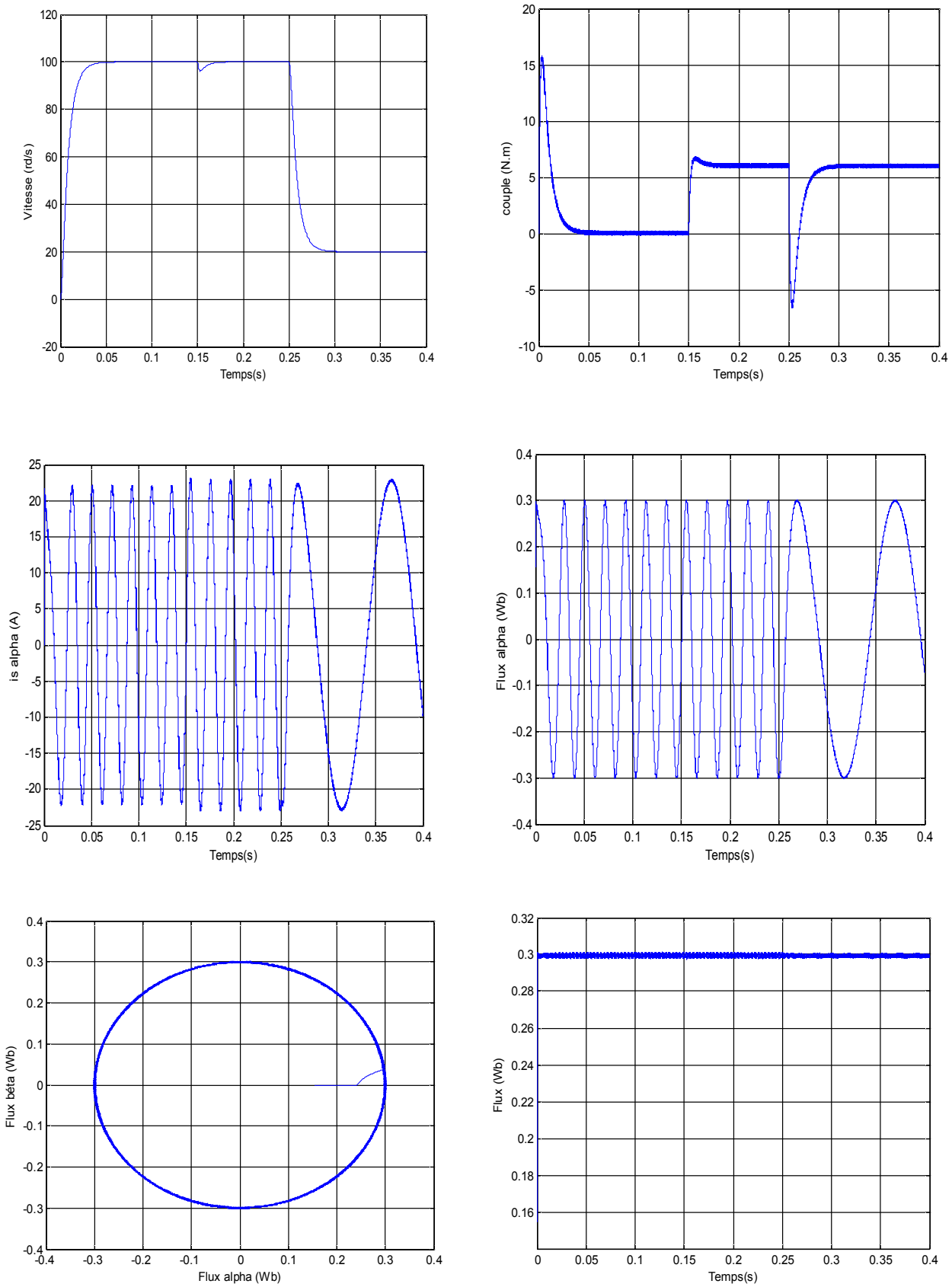


Figure (IV-11) : Résultats de la simulation de la DTC-SVM en charge par un changement de vitesse de (100/20 rad/s à t=0.25s)

IV.2.8 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus en simulation mettent en évidence les performances du système de commande à vide et en charge on note que la vitesse atteint rapidement le régime permanent et que l'ondulation de couple est sensiblement réduite comparativement au cas de la DTC classique. On remarque que les performances de la commande sont nettement améliorées avec l'introduction de la modulation vectorielle SVM. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire. Figure (IV.8-9).

Pour un changement de sens de rotation à charger à $t = 0.25s$ Figure (IV-10) on constate que la vitesse atteint sa référence rapidement et le couple électromagnétique atteint sa valeur nulle après la petite perturbation dans la période de l'inversion de vitesse. La Figure (IV-11) c'est la simulation en charge mais dans ce cas on a fait une dégradation de vitesse à $t = 0.25s$ (100/20 rad/s) pour voir est ce que notre machine fonctionne à des faibles vitesses, après la simulation on a tiré que la machine fonctionne mais il y a des ondulations au niveau du flux.

La fréquence elle est constante contrairement à la commande DTC classique. Pour une meilleure étude de notre machine on va changer les types des régulateurs pour aboutir à des différents résultats avec différents types de régulateur.

IV.3. Etude comparative entre les deux techniques de commande

On résume ce qu'on a fait comme différentes stratégie dans un tableau, chaque type de commande il a des avantages et inconvénients, à travers ça on peut choisir quelle est la commande adaptable à un objectif voulu.

Le Tableau (IV.4) résume les principales différences entre la commande directe du couple (DTC) et la commande (DTC-SVM).

Une simple inspection visuelle révèle de ce tableau, montre que la commande DTC-SVM est la mieux adaptée pour être universellement implanté.

Type de commande	La commande directe du couple	La commande DTC-SVM
Comportement a basse vitesse	Médiocre	Bon
Fréquence de commutation	Variable	Constante
Pertes de commutation	Elevées	Basses
Fréquence d'échantillonnage	Elevées	Basses
Régulateurs	Deux régulateur (à hystérésis) pour le flux et le couple	Deux régulateur PI pour le flux et le couple
Variation des paramètres	Moyenne	Faible

Tableau (IV-4) : Etude comparative des performances de la DTC classique et la DTC-SVM

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la commande DTC à fréquence de modulation constante (**DTC-SVM**) de la machine synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur de tension, et on a établi le modèle de la (**DTC-SVM**) avec MATLAB/SIMULINK, la technique de la (**SVM**) est généralement compliqué dans la théorie et difficile dans l'exécution pratique. L'essentiel est de vérifier la validité de notre stratégie de commande et cet objectif est atteint dans le cadre de la simulation. Ensuite pour cette stratégie nous avons fourni les relations génériques permettant le calcul des différents rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur durant une période de modulation et cela pour tous les secteurs parcourus le vecteur tension.

La robustesse de la méthode MLI vectorielle a été également validée une étude de sensibilité de la méthode de commande vis-à-vis des paramètres de la machine a été réalisé en outre, cette flexibilité avec plusieurs principes de fonctionnement montre la robustesse de la méthode d'un autre point de vue. Cette dernière nous permet de mieux contrôler la fréquence de commutation, de plus cette stratégie de commande est caractérisée par des pertes de commutation réduites, en plus la MLI vectorielle et naturelle permet de mieux contrôler la fréquence de commutation.

Conclusion générale

On peut conclure que la machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.

Le travail, dans ce cadre de mémoire, a permis d'élaborer l'étude détaillée de la commande directe de couple (**DTC**) de la machine synchrone à aimants permanents MSAP et l'amélioration par la technique (**SVM**). C'est une commande qui présente de hautes performances par rapport aux autres techniques de commandes classiques.

Les volets principaux de notre travail et les perspectives futures envisageables peuvent être résumés comme suit:

La première partie de ce travail est consacrée à la représentation des généralités sur la machine synchrones et leurs structures et après on prend quelques définitions sur l'alimentation de la MSAP.

Dans la deuxième partie nous avons abordé par la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents en se basons sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la MSAP. On a pu aussi élaborer un modèle d'état non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension dans le repère de Park liée au rotor.

Dans la troisième partie, consiste à une analyse théorique de principe du contrôle direct de couple avec une validation de sa structure par une simulation sous Matlab. La (**DTC**) est réalisée avec le réglage de vitesse en utilisant un régulateur du type (**PI**). Les résultats de simulation obtenus montrent les hautes performances dynamiques de la commande (**DTC**).

Malgré ses avantages, la (**DTC**) possède un inconvénient majeur qui est la non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur ainsi que La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple; L'existence des oscillations de couple ; La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation de régulateurs à hystérésis).

La dernière partie, on a présenté La nouvelle méthode (DTC-SVM) cette stratégie est basée sur les régulateurs PI ainsi que la technique SVM. Ce dernier est propose dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique. Avec une validation de sa structure par une simulation sous Matlab. Les résultats de simulation obtenus être meilleur par rapport la DTC classique.

La comparaison entre cette stratégie et la (**DTC**) classique montre que la fréquence de commutation dans la (**DTC**) est variable par contre dans la (**DTC-SVM**) elle est set constante, ainsi cet algorithme à l'avantage de réduire les harmoniques, ce qui réduit largement les pertes de

commutation dans l'onduleur, le choix des composants de puissance à utiliser, d'un autre côté, cela réduit les pertes d'harmoniques et l'échauffement dans la machine électrique.

Finalement, nous recommandons la poursuite des recherches sur la commande par DTC, ou plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail à savoir:

- ✓ l'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- ✓ L'application des méthodes d'intelligences artificielle pour son implantation en temps réel
- ✓ La recherche d'un observateur robuste de l'état électromagnétique et de la vitesse, via l'utilisation du filtre de kalman étendu.

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

$P_n = 1500W$	Puissance nominale.
$R_s = 1,4\Omega$	Résistance de phase.
$L_d = 0,0066H$	Inductance cyclique sur l'axe directe.
$L_q = 0,0058H$	Inductance cyclique sur l'axe transverse.
$P = 3$	Nombre de paire de pôles.
$\varphi_f = 0,1546Wb$	Amplitude des flux des aimants permanents.
$J = 0,00176Kg.m^2$	Moment d'inertie.
$F = 0.00038818N.m/rd$	Coefficient de frottement visqueux

Bibliographie

- [1] **C. Carlos**, «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande Des Moteurs Asynchrone», Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [2] **A. Chebabhi, N.E. Rouabah, E. Guerbai**, « Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'un MSA» Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.
- [3] **A. Boutadara**, «Commande basée sur la passivité associée au formalisme d'euler-lagrange d'un moteur synchrone à aimants permanents», Mémoire de magister, Université Djillali liables de sidi bel-abbes, 2010.
- [4] **F. Belazoui**, «contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents», mémoire d'ingénieur d'état, Université de M'sila ,2006/2007.
- [5] **ZEDONG Zheng**, «Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents», Thèse de doctorat, l'université de Tsinghua, 30 mai 2008.
- [6] **AMEUR Aissa**, «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone a aimants permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle», Thèse doctorat, Université de Batna, 23/05/2012
- [7] **H. Foch, F. Forest et T. Meynard** «Onduleurs de tension : Structures. Principes. Applications» Technique d'ingénieur, D3176.
- [8] **Ayad Boubakeur, Benkhaouda Soufyane**, «étude et implémentation des techniques mil appliquées aux onduleurs multiniveaux hybrides», Mémoire de fin d'études, école militaire polytechnique, 2009.
- [9] **Khoudiri Abdelkader**, «Fonctionnement en mode dégradé d'un Onduleur Multiniveaux en Cascade», Mémoire de Magistère, école militaire polytechnique, 2009.
- [10] **Bezzalla Amel, Mohamdi Souad**, «Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimenté un moteur à cage (étude de comparative entre la modulation à séquence Alignée à droit et celle à séquence symétrique)», Mémoire de fin d'études, Université de M'sila, 2009.
- [11] **BENBRAHIM Amel**, «Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents», Mémoire magister, Université de Batna 18/06/2009.
- [12] **Toufouti Riad**, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de Constantina, 02/06/2008.

- [13] **Z. Boudjemaa** « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran, Algérie, 2009.
- [14] **ZEKKOUR Abdelhamid** «Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associé à un observateur adaptatif», Mémoire de magister, Université de Batna, 11/07/2010
- [15] **A. Berkani**, «Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux basé sur la logique floue et l'apprentissage par renforcement», Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.
- [16] **ZEGUEB Boubaker**, «Commande d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse. Utilisation d'un observateur non linéaire», Mémoire de magister, Université de Batna 30/06/2008.
- [17] **A. Chebabhi , N.E. Rouabah , E. Guerbai**, «Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS», Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.
- [18] **C.DE Almeida martins**, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée», Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.
- [19] **M. Meddah T. Kheffache**, «Etude et validation expérimentale de la commande d'une machine asynchrone double étoiles», mémoire d'ingénieur de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, 2007.
- [20] **L. Cristian and M. Anderzej**, «combining the principles of sliding mode, direct torque control, and space –vector modulation in a high-performance sensorless ac drive», transactions on industry application vol 40 pp. 170-177 IEEE jan/fev 2004.
- [21] **M. Pacas and J. Weber**, «Prédicative direct torque control for the PM Synchronous machines», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp.1350–1356, Oct. 2005.

**MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par :

M. BAHIDDINE Miloud

Présenté par :

TABI Mohammed

THÈME :

**Amélioration de la commande directe du couple appliquée à une
machine synchrone à aimants permanents**

Résumé :

Malgré ses avantages, la DTC possède un inconvénient majeur qui est la non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur ainsi que La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple; L'existence des oscillations de couple ; La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation de régulateurs à hystérésis).

La nouvelle méthode (DTC SVM) présente une alternative de contrôle directe du couple, cette stratégie est basée sur les régulateurs PI ainsi que la technique SVM. Cette dernière est proposée dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique, basée sur la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux. Suivant les résultats obtenus, la DTC SVM proposée offre une solution de rechange évitant les inconvénients de la DTC classique.

Mots Clés :

Aimant permanent, Moteur synchrone, contrôle du couple, régulateur, estimation, convertisseur statique, commande MLI, SVM: Space vector modulation (la modulation vectorielle).

N°d'ordre : ISE-115