

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A.MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie Département
de Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique
Option : Electrotechnique Industrielle

Thème

**Nouvelle approche de la commande DTC-SVM
modifiée pour les machines à courant alternatif**

Préparé par :

M^{lle} : BOUAMARA Nawal

M^{lle} : IGHIT Nassima

Encadré par :

Mr : AZIB Ahmed

Année Universitaire : 2023/2024

Remerciements

Au terme de cette étude, nous tenons à remercier Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience pour achever ce modeste travail.

*Il nous est agréable d'exprimer nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre promoteur **MR. AZIB Ahmed** de nous avoir encadrés. On lui exprime notre reconnaissance pour ses précieux conseils qui nous ont guidés dans l'élaboration de ce mémoire de fin d'étude. Un grand remerciement pour nos enseignants pour leurs efforts et qui ont contribué à la réussite de notre parcours universitaire.*

Aussi, on se permet d'exprimer tout notre respect aux membres de jury qui nous feront l'honneur d'apprécier et de juger notre travail.

Enfin, on exprime nos vifs remerciements à tous ceux ou celles qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents que nulle dédicace ne puisse exprimer ce que je leur dois, pour leur bienveillance, leur affection et leur soutien trésors de bonté, de générosité et de tendresse, en témoignage de mon profond amour et ma grande reconnaissance « Que Dieu vous garde ».

Ma chère sœur Samiha et son époux Dalil et à mes chers frères Khierdine, Naceredine et son épouse Melaaaz ainsi que toute la famille Bouamara.

Je tiens à dédier ce travail à tous mes amis sans exception.

Et sans oublier ma binôme qui est ma meilleure copine Nassima avec qui j'ai partagé ce modeste travail.

Nawal


Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

Aux être les plus chères dans ma vie : mes parents que nulles dédicaces ne puissent exprimer mes sincères sentiments pour leur patience illimitée, leur encouragement contenu, leur aide, et témoignage de mon profond amour et respect pour leurs grands sacrifices.

Mes frères (Hicham, Habib et son épouse Siham), mes sœurs (Wassila, Zoulikha, Asma et leurs époux) et ma cousine Hafida, qui ont étaient à mes côtés et m'ont toujours soutenu tout au long de ces longues années d'études.

L'expression de ma profonde gratitude pour amis ou proches, tous ceux qu'ils ont consenti d'efforts et de moyens pour me voir réussir dans mes études.

A ma meilleure amie avec qui j'ai partagé beaucoup de moments inoubliables Nawal.

Nassima



Sommaire

Notation	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1	Introduction.....	3
I.2	Modèle Dynamique de la Machine Asynchrone triphasé.....	3
I.3	Principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	4
I.4	Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande.....	5
I.4.1	Mise en équations du modèle de la machine asynchrone.....	5
I.4.1.1	Equations électriques	5
I.4.1.2	Equations magnétiques	6
I.4.1.3	Equations mécaniques	6
I.4.2	Transformation triphasé biphasé	7
I.4.2.1	Transformation de CLARKE.....	7
I.4.2.2	Transformation de CONCORDIA	8
I.4.2.3	Transformation de PARK.....	8
I.4.2.1.1	Matrice de passage	9
I.4.2.1.2	Application de la transformation de Park a la MAS	9
I.4.2.1.1	Equations électriques	10
I.4.2.1.2	Equations magnétiques.....	10
I.5	Simulation de la machine asynchrone	11
I.6	Interprétation des résultats de simulation	12
I.7	Conclusion.....	12

CHAPITRE II

Commande de la machine asynchrone par la DTC -SVM avec un régulateur de vitesse

II.1	Introduction.....	13
II.2	Principe générale de la Commande DTC	13

II.3	Principe de la commande DTC-SVM	14
II.3.1	Structure de la commande DTC-SVM	14
II.4	Structure de l'onduleur de tension	15
II.5	Contrôle du flux et du couple	16
II.5.1	Contrôle du flux	16
II.5.2	Contrôle du couple	17
II.6	Estimateur.....	18
II.6.1	Estimation de flux statorique	18
II.6.2	Estimation du couple électromagnétique	19
II.7	Sélection du vecteur de tension.....	19
II.8	Technique de la commande par SVM	20
II.8.1	Réalisation des blocs SVM	22
II.8.1.1	Détermination $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, V_{ref} et l'angle Φ	22
II.8.1.2	Détermination des temps d'application T_1 , T_2 et T_0	23
II.8.1.3	Création des impulsions de chaque secteur.....	24
II.9	Elaboration du régulateur de vitesse.....	25
II.10	Résultats de simulation.....	27
II.11		
II.12	Conclusion	30

CHAPITRE III

Application de la commande directe du couple par SVM sans capteurs à courant alternatif

III.1	Introduction.....	31
III.2	Méthode de la commande DTC-SVM sans capteur a courant alternatifs.....	31
III.3	Reconstruction les courant de sortie de l'onduleur.....	33
III.4	Les résultats de simulation.....	35
III.5	Interprétation des résultats	39
III.6	Conclusion.....	39
	Conclusion générale.....	40

Annexe

Bibliographie

Notation

f	Fréquence d'alimentation
P	Nombre de paires de pôles
N	Vitesse de rotation
g	Glissement
R_s	Resistance statorique
R_r	Resistance rotorique
V_s	Tension du stator
V_r	Tension du rotor
V_{ds}, V_{dr}	Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d
ϕ_s	Flux statorique
ϕ_r	Flux rotorique
I_s	Courant statorique
I_r	Courant rotorique
i_{ds}, i_{de}	Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d
i_{qs}, i_{qr}	Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q
Ω_s	Pulsation statorique
Ω_r	Pulsation rotorique
Ω	Pulsation mécanique
C_e	Le couple électromagnétique de la machine
C_r	Le couple résistant
J	Le moment d'inertie
Ω	La vitesse angulaire du rotor
F	Coefficient de frottement
l_s	Inductance propre d'une phase statorique
l_r	Inductance propre d'une phase rotorique
L_s	Inductance cyclique du stator

Notation

L_r	Inductance cyclique du rotor
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
M_{sr}	Inductance mutuelle stator par apport au rotor et M_0 est sa valeur maximale
M_{rs}	Inductance mutuelle rotor par apport au stator
$\varphi_{ds}, \varphi_{dr}$	Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d
$\varphi_{qs}, \varphi_{qr}$	Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q
$V_\alpha V_\beta$	Tensions représentées dans l'axe ($\alpha \beta$)
$i_\alpha i_\beta$	Courants représentés dans l'axe ($\alpha \beta$)
$\phi_\alpha \phi_\beta$	Courants représentés dans l'axe ($\alpha \beta$)
$V_{an} V_{bn} V_{cn}$	Les tensions simples des phases (a b c) de l'onduleur
E	Tension d'entrée de l'onduleur
$S_a S_b S_c$	Etats des interrupteurs de l'onduleur
I_{dc}	Courant de reconstruction
Φ_r	Module du vecteur flux rotorique
Φ_s	Module du vecteur flux statorique
K_P	Le gain proportionnel du régulateur
K_i	Le gain intégral du régulateur

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

Figure I. 1 : Représentation schématique de la machine asynchrone.....	04
Figure I. 2 : Passage du système triphasé au système biphasé.....	07
Figure I. 3 : Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone.....	10
Figure I.4 : L'allure des courants de sorties de la machine asynchrone.....	11
Figure I.5 : L'allure de la vitesse de la machine asynchrone.....	11
Figure I.6 : L'allure de couple électromagnétique de la machine asynchrone.....	12

Chapitre II

Commande de la machine asynchrone par la DTC-SVM avec un régulateur de vitesse

Figure II. 1 : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.....	14
Figure II. 2 : Schéma de la structure de la commande DTC-SVM de MAS	15
Figure II. 3 : Onduleur à deux niveaux.....	16
Figure II. 4 : Evolution du vecteur flux dans le plan $[\alpha, \beta]$	17
Figure II. 5 : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites.....	18
Figure II. 6 : Choix du vecteur-tension.....	19
Figure II. 7 : Principe de la SVM.....	20
Figure II. 8 : Composantes du vecteur de référence dans le secteur I.....	21
Figure II. 9 : Vecteurs de tension des états des interrupteurs de l'onduleur.....	22
Figure II.10 : les vecteurs à appliquer pour chaque secteur.....	25
Figure II.11 : Régulateur conventionnelle de vitesse.....	26
Figure II.12 : L'allure de la vitesse.....	27
Figure II.13 : L'allure de couple électromagnétique.....	27
Figure II.14 : L'allure des courants statoriques.....	28
Figure II.15 : L'allure du flux de référence et estimé.....	28
Figure II.16 : Trajectoire du flux statorique DTC-SVM.....	29

Chapitre III

Application de la commande directe du couple par SVM sans capteurs à courant alternatif

Figure III. 1 : Schéma synoptique de la commande DTC-SVM proposé.....	32
Figure III. 2 : Secteurs de la commande DTC-SVM proposée et les vecteurs de tension du l'onduleur	33
Figure III. 3 : Les courants dans l'onduleur de tension.....	33
Figure III. 4 : L'allure de la vitesse.....	36
Figure III. 5 : L'allure couple électromagnétique	36
Figure III.6 : Les trois allures des courants de phase reconstruits et mesurées.....	37
Figure III.7: Les L'allure du flux de référence et estimé.....	38
Figure III.8: Trajectoire du flux statorique.....	38

Chapitre III

Application de la commande directe du couple par SVM sanscapteurs à courant alternatif

Tableau III.1 : Les courant mesurés pour chaque vecteur de tension de la DTC-SVM.....	34
Tableau III.2 : Les courant mesurés pour chaque vecteur de tension de la DTC-SVM proposée.....	34
Tableau III. 3 : Expressions des courants de phase.....	35

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

L'utilisation des machines à courant alternatif et plus particulièrement des machines asynchrones sont de plus en plus répandues dans les milieux industriels, leurs faibles coûts, leurs performances et leurs facilités d'entretien, justifient leurs intérêts particuliers dans l'industrie moderne. Elles sont les plus utilisées comme moteurs et tendent à remplacer les moteurs à courant continu dans plusieurs applications. [1].

La machine asynchrone « MAS » triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique.[2]

La commande directe du couple (DTC) est très utilisée dans le domaine industriel pour la commande des machines, et notamment pour la commande de la machine asynchrone, grâce à sa simplicité et son implantation simple [3], Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. [4]

D'autre part, cette loi de commande présente quelques inconvénients dont le plus important est le fonctionnement à fréquence variable.

Pour obtenir une fréquence constante et minimiser les ondulations du couple et du flux, une commande directe du couple par modulation vectorielle (DTC-SVM) a été mise en œuvre. Cette approche remplace les comparateurs à hystérésis par un régulateur PI et la table de sélection (utilisée dans la DTC classique) par une modulation de largeur d'impulsion (MLI vectorielle). Cette méthode DTC-SVM nécessite au moins deux capteurs de courant alternatif avec isolation galvanique, comme les capteurs à effet hall. Bien que ces capteurs fonctionnent bien, ils présentent des inconvénients en termes de coût, d'encombrement et de non-linéarité du système d'entraînement global.

Introduction générale

L'objectif de ce mémoire est d'étudier l'élimination de ces capteurs de courant alternatif pour la commande directe du couple (DTC-SVM) appliquée à une machine asynchrone triphasée, afin de réduire le cout du système, ensuite on intègre un régulateur de vitesse qui peut ajuster la vitesse de la machine asynchrone.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre nous présenterons la modélisation et la simulation de la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre sera consacré pour la commande directe du couple par la modulation vectorielle (DTC-SVM) appliquée à la machine asynchrone par un onduleur de tension à deux niveaux Puis on ajoute un régulateur de vitesse, une étude par simulation sera réservée pour cette méthode.

Pour le dernier chapitre, nous abordons la commande directe du couple par la modulation (DTC-SVM) sans capteur à courant alternatif. Cette méthode est basée sur la reconstruction des courants de phase à partir du courant d'entrée de l'onduleur.

Enfin ce mémoire sera terminé par une conclusion générale.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone est la machine à courant alternatif la plus utilisée actuellement et surtout que c'est une machine qui n'a pas de collecteur mécanique et donc facile à entretenir. D'autre part cette machine possède une dynamique fortement non linéaire, couplée et dont les paramètres varient au cours du temps. En effet, il est constaté par exemple que les constantes de temps rotorique et statorique varient considérablement avec la température. Ces caractéristiques rendent la synthèse de la commande difficile.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le modèle dynamique de la machine asynchrone qui sera utilisé dans la synthèse de la commande, dans ce qui suit nous introduisons une transformation non linéaire qui met ce modèle sous une forme appropriée sur laquelle nous pouvons appliquer la technique de commande. Ensuite, nous allons effectuer une simulation de notre modèle sous l'environnement Simulink MATLAB, pour étudier le comportement dynamique de la machine.

I.2 Modèle Dynamique de la Machine Asynchrone

Comme le montre le schéma de la figure I.1, la machine asynchrone triphasée comporte une partie fixe dite stator et une partie mobile dite rotor.

Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques (A_s , B_s , C_s) décalées entre elles par un angle de $2\pi/3$ et alimentées par un système de courants triphasés équilibrés. Ces deux conditions sont nécessaires pour la création d'un champ tournant au sein de la machine, Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant. Ces dernières sont montées en étoile et sont accessibles par la plaque à bornes et mises en court-circuit pendant le régime permanent [5].

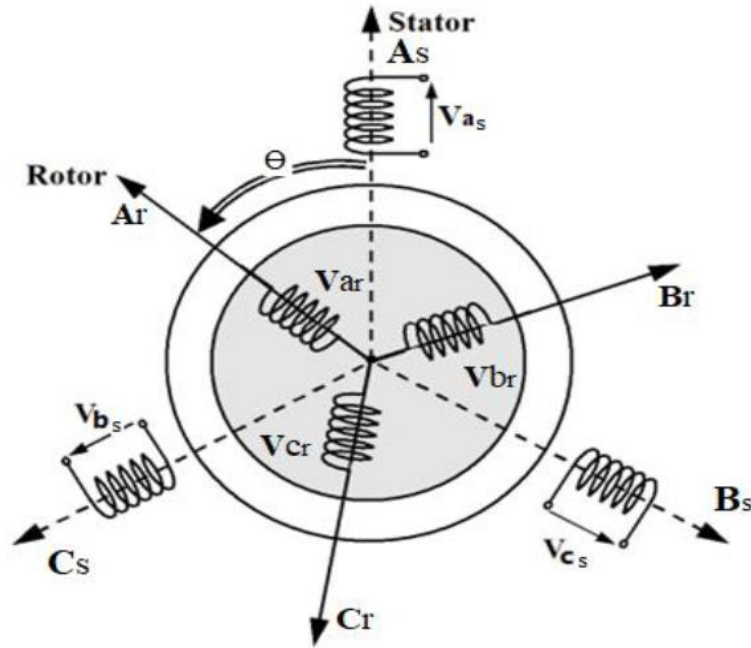


Figure I.1 : Représentation schématique de la machine asynchrone triphasé

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Lors de l'alimentation des phases statoriques, les courants créent un champ magnétique tournant dans l'entrefer. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence de ces courants, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse du champ tournant est appelée « vitesse de synchronisme ». L'enroulement au rotor est donc, soumis à des variations de flux. Par conséquent, une force électromotrice induite apparaît aux bornes de l'enroulement rotorique qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique à une vitesse de rotation N_r inférieur à celle de synchronisme N_s [6].

Cette différence de vitesse de rotation du rotor par rapport à celle du champ tournant, nous ramène à définir un paramètre qui caractérise la machine asynchrone, qu'on appelle « Le glissement ».

I.4 Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

L'étude du fonctionnement de la machine asynchrone consiste à rechercher l'ensemble des équations reliant les variables internes aux grandeurs externes : tensions aux bornes de la machine, courants consommés et couple disponible. Les différentes approches pour l'étude du modèle du moteur asynchrone reposent sur la résolution des équations de l'électromagnétisme, et de la mécanique. Les différences proviennent des hypothèses simplificatrices qu'il est possible de faire, en fonction du domaine de fréquence concernée, et de la topologie (structure physique) du système étudié, c'est-à-dire en fonction des objectifs de la modélisation.

Les hypothèses généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont [7] :

- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- La parfaite symétrie de la machine.
- La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétiques le long de l'entrefer (l'entrefer est constant).
- L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

I.4.1 Mise en Equations du modèle de la machine asynchrone

I.4.1.1 Equations électriques

Au stator :

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} v_{ra} = 0 = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ v_{rb} = 0 = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ v_{rc} = 0 = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Sous forme matricielle :

$$[v_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (I.3)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (I.4)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

I.4.1.2 Equation magnétique

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques comme suit :

:

$$[\phi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [I_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \quad (I.5)$$

$$[\phi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [I_{rabc}] + [M_{sr}]^t \cdot [I_{sabc}] \quad (I.6)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Et :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

L_s : inductance propre d'une phase statorique.

L_r : inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre les phases statoriques et rotoriques.

I.4.1.3 Equations mécanique

L'équation de mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r \tag{I.7}$$

Avec :

C_e : le couple électromagnétique de la machine. [Nm]

C_r : Le couple résistant (statique) à l'arbre de la machine. [Nm]

J : Moment d'inertie. [Kg/m²]

Ω_r : La vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor. [Rad/s]

f : Le coefficient de frottement.

I.4.2 Transformation triphasé biphasé

L'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé $\alpha\beta$.

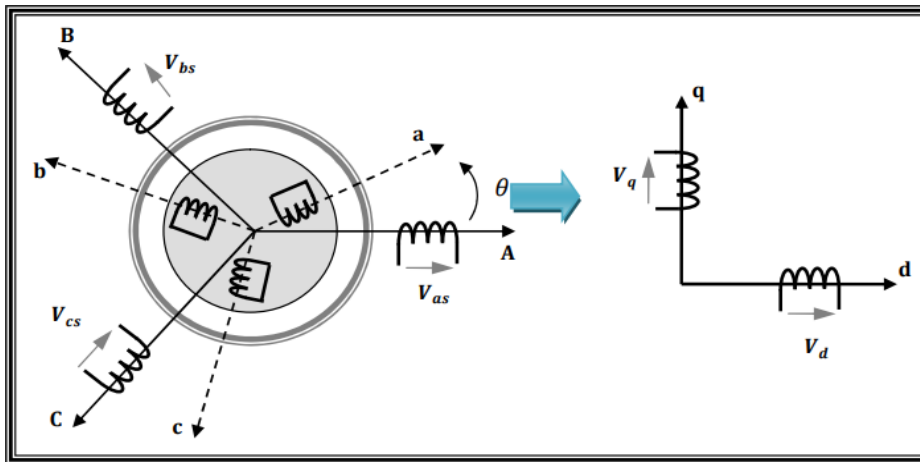


Figure I.2 : Passage du système triphasé au système biphasé

I.4.2.1 Transformation de CLARKE

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE $\alpha\beta$ s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad \text{c à d } [X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}] \tag{I.8}$$

Avec :

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{I.9}$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = C_{32} [X_{\alpha\beta}]$$

Avec :

$$C_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Le choix de la matrice de passage normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq. Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant absorbé par le moteur. [2]

I.4.2.2 Transformation de CONCORDIA

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé $\alpha\beta$ s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad \text{c à d } [X_{\alpha\beta}] = T_{23} [X_{abc}] \quad (I.11)$$

$$\text{Avec :} \quad T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = T_{32} [X_{\alpha\beta}]$$

Avec :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse. [2]

I.4.2.3 Transformation de PARK

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a_s, b_s, c_s) ou du rotor (a_r, b_r, c_r). En effet, on considère

l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d, q) tournant à la vitesse N_s par rapport au stator et à la vitesse N par rapport au rotor La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasé équilibré à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d, q) [8].

I.4.2.3.1 Matrice de passage

La matrice de la transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée est défini comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_o \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Sous forme plus impacte :

$$[X_{odq}] = P(\theta)[X_{abc}] \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

I.4.2.3.2 Application de la transformation de Park à la MAS

La transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques est donnée par les équations suivantes

$$[V_{odq}] = P(\theta)[V_{abc}] \quad (\text{I.17})$$

$$[I_{odq}] = P(\theta)[I_{abc}] \quad (\text{I.18})$$

$$[\Phi_{odq}] = P(\theta)[\Phi_{abc}] \quad (\text{I.19})$$

Cette transformation est schématisée par la figure représentée ci-dessous.

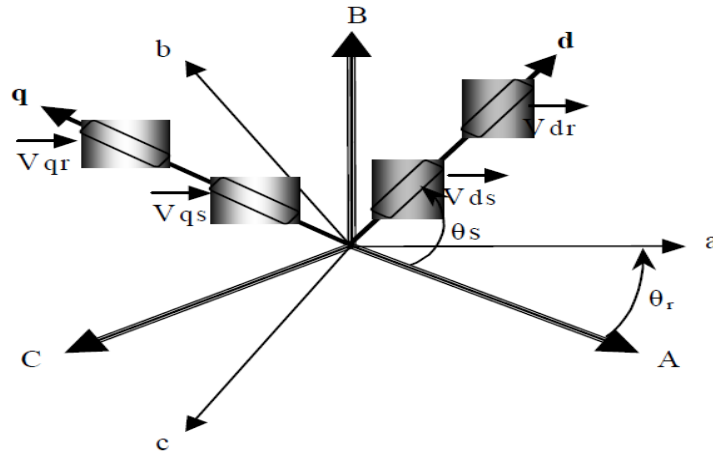


Figure I.3 : Représentation Vectorielle des enroulements de la MAS

I.4.2.3.2.1 Equations électriques

Nous pouvons écrire :

$$V_{ds} = R_s I_{ds0} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \tag{I.20}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \tag{I.21}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \tag{I.22}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \tag{I.23}$$

Avec :

$$\omega_s = \dot{\theta}_s \quad \text{Pulsation statorique (rad/s).}$$

$$\omega_r = \dot{\theta}_r \quad \text{Pulsation rotorique (rad/s).}$$

$$\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = P\Omega \quad \text{Pulsation mécanique.}$$

I.4.2.3.2.2 Equations magnétiques

Nous pouvons écrire :

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \tag{I.24}$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \tag{I.25}$$

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \tag{I.26}$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \tag{I.27}$$

I.5 Simulation de la machine asynchrone

Les équations obtenues après la modélisation de la machine asynchrone, peuvent être employées pour établir un modèle de simulation sous MATLAB/ SIMULINK selon les paramètres qu'on a choisi.

La simulation de ce modèle nous a permis d'obtenir les caractéristiques, du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation, et des courants statoriques.

Dans le but de voir la dynamique du modèle, nous avons inséré un couple résistant (C_r) de 15 N.m à l'instant $t=1.2s$. Avec une alimentation de source triphasée et équilibrée, et de fréquence 50 Hz.

Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.

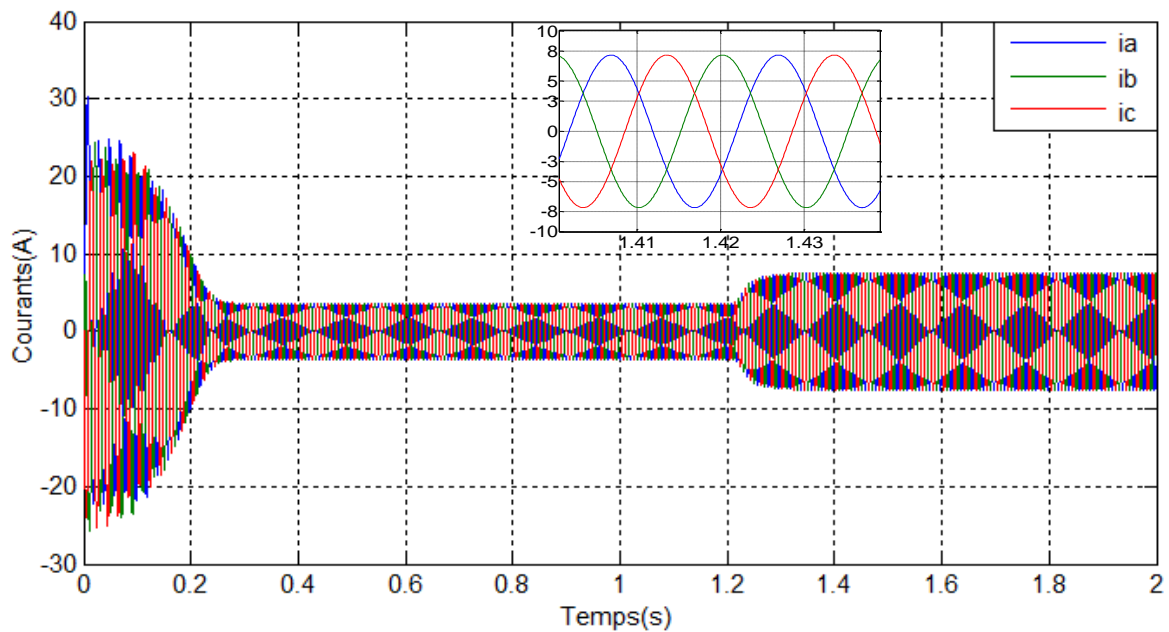


Figure I.4 : L'allure des courants de sorties (i_a , i_b , i_c) de la MAS

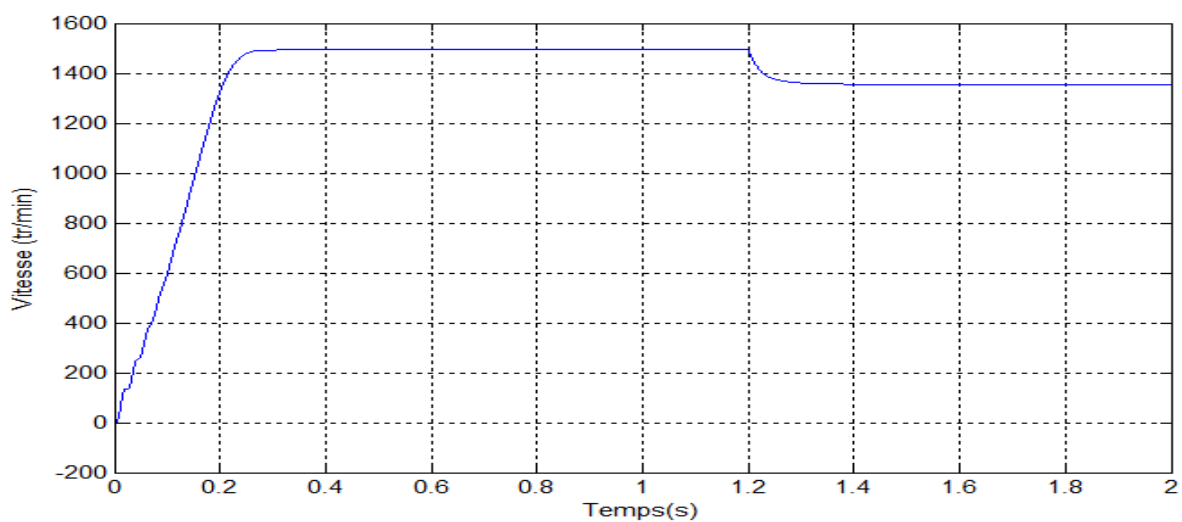


Figure I.5 : L'allure de la vitesse de la MAS

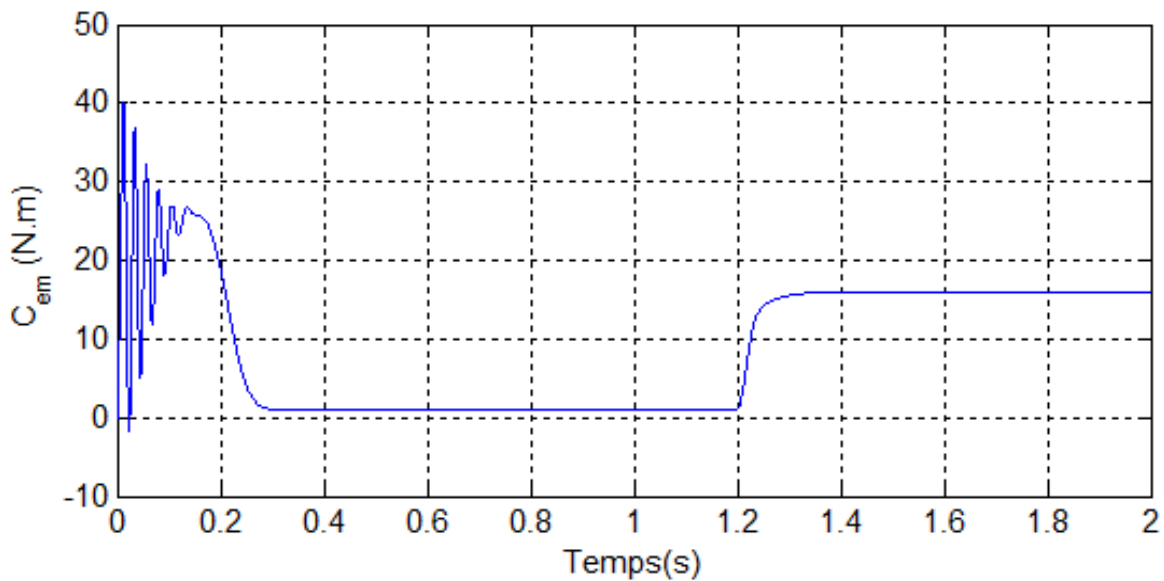


Figure I.6 : l'allure du couple électromagnétique de la machine asynchrone

I.6 Interprétation des résultats de simulation

En appliquant un couple de charge de 15 N.m à l'instant $t=1.2s$ on remarque que :
 Le courant statorique présente des oscillations successives pendant $t=0.25s$ avec une amplitude maximale de 30A, après ce temps le courant est resté constant jusqu'à on appliquant un couple résistant $C_r=15N.m$, il évolue suivant la charge appliquée.
 Pendant le démarrage de la machine, la vitesse augmente jusqu'à atteindre une vitesse nominale. En appliquant le couple de charge elle diminue légèrement.

Au démarrage le couple électromagnétique présente une pulsation, après environ $t=0.2s$ tend vers une valeur de 1N.m, ensuite il augmente suivant la valeur de couple résistant appliqué.

I.7 Conclusion

Nous avons présenté à travers ce chapitre, la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone, cette modélisation est basée sur l'application de la transformation de Park sur les enroulements statoriques et rotoriques, l'intérêt primordial de cette transformation et de simplifier le modèle triphasé en un modèle biphasé.

Nous avons effectué la simulation sur la base du modèle mathématique de la machine asynchrone sous l'environnement Simulink MATLAB pour étudier le comportement du moteur asynchrone et les résultats obtenus suite à cette simulation apparaissent satisfaisantes.

Chapitre II

**Commande de la machine asynchrone
par la DTC-SVM avec régulateur de
vitesse**

II.1 Introduction

La commande directe de couple (DTC) et la modulation de vecteur spatial (SVM) sont deux techniques avancées d'une commande d'un moteur asynchrone qui ont connu une popularité croissante, ces dernières années en raison de leurs performances élevées. [9] La DTC-SVM combine ces deux techniques pour fournir une commande de moteur asynchrone à haute performance en termes de couple, de vitesse et de stabilité. La DTC-SVM permet également une réponse dynamique rapide aux perturbations du système, ainsi qu'un contrôle précis de la vitesse et du couple. Cette méthode de commande est utilisée dans de nombreuses applications industrielles, notamment les systèmes de transport, les machines-outils et les systèmes de production d'énergie éolienne. [10] [11].

Pour vérifier les performances de la technique. On procédera à une simulation sur l'environnement Matlab/Simulink de la DTC de la (MAS) alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à modulation vectorielle (SVM).

II.2 Principe général de la commande DTC

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [12],[13].

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure suivante (Figure II.1). Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculé à partir de leurs composantes dans le plan complexe $\alpha\beta$.

Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi. [13]

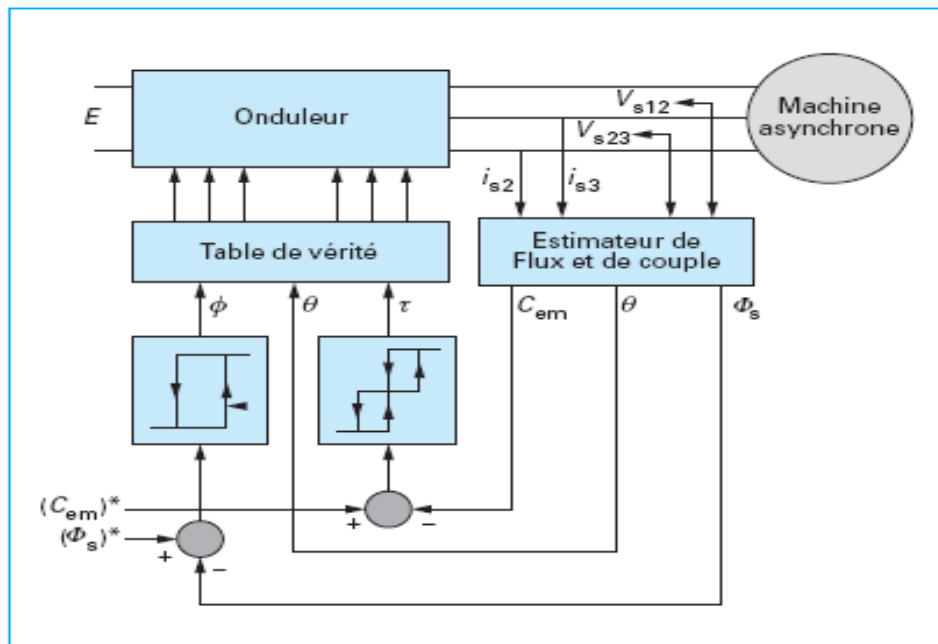


Figure II.1 : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

II.3 Principe de la commande DTC-SVM

La commande DTC-SVM est une méthode de commande avancée pour les moteurs électriques qui combine deux techniques de commande : la commande directe du couple (DTC) et la modulation de vecteur spatial (SVM). [14]

Le principe de la DTC est de contrôler le couple et la vitesse du moteur en temps réel en utilisant une table de commutation pour sélectionner le meilleur état de commutation du convertisseur de puissance afin de produire le couple souhaité. Cette méthode de commande permet une réponse rapide et précise du moteur, mais elle peut également entraîner des pertes de commutation importantes et des ondulations de couple. [15]

La technique de la SVM est utilisée pour minimiser les pertes de commutation et améliorer l'efficacité énergétique du système. Cette technique utilise un algorithme de classification non linéaire pour déterminer les vecteurs de tension optimaux à appliquer aux phases du moteur, en fonction de la charge et de la vitesse du moteur. Cela permet d'optimiser l'efficacité énergétique du système, tout en réduisant les pertes de commutation et en minimisant les ondulations de couple. [16] [17].

II.3.1 Structure de la commande DTC-SVM

Cette technique maintient l'idée de base de la technique de contrôle DTC classique.

Les tensions de contrôle peuvent être générées par les régulateurs PI de couple et de flux de stator et imposées par le vecteur PWM (SVM). [1]

Le schéma synoptique de la technique de commande DTC-SVM appliquée à la machine asynchrone est représenté sur la figure (II.2). Dans cette structure, deux régulateurs PI sont utilisés pour le contrôle du couple et du flux stator à la place des régulateurs à hystérésis (cas de la structure de commande DTC classique). Ces régulateurs calculent les composantes de tension de référence requises, V_{dref} et V_{qref} dans le repère (d-q). Ces composantes sont ensuite transformées dans le repère stationnaire (α - β), et les composantes $V_{\alpha ref}$ et $V_{\beta ref}$ obtenues seront ensuite injectées dans le bloc de modulation vectorielle SVM qui à son tour génère les ordres de commande de l'onduleur. [18]

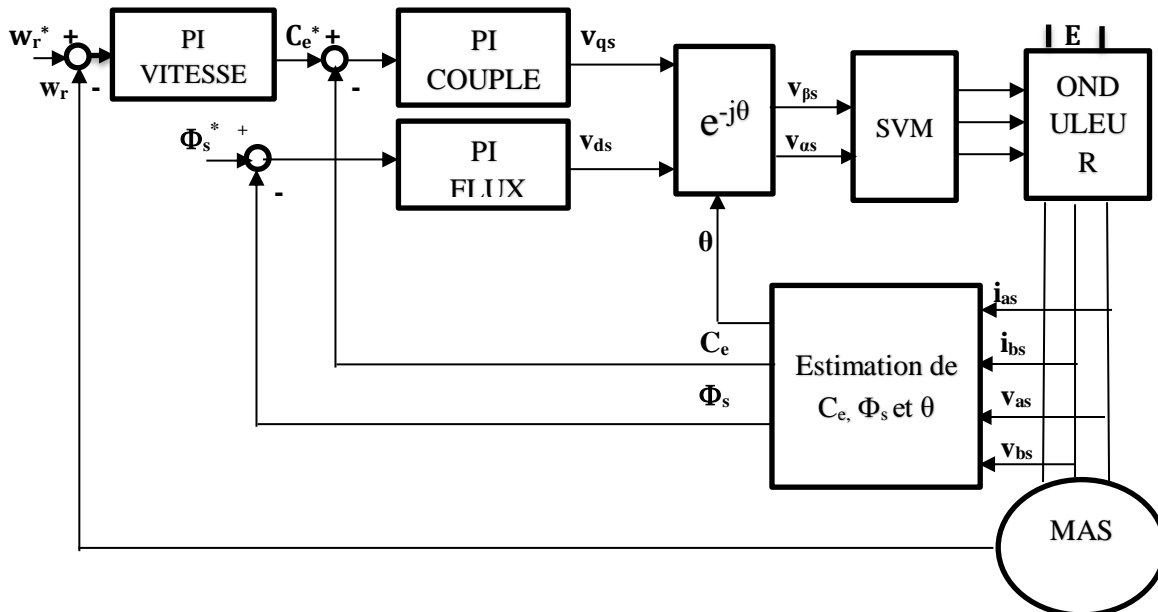


Figure II.2 : Schéma de la structure de la commande DTC-SVM de MAS

II.4 Structure de l'onduleur de tension

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque le moteur. On fait appel à l'onduleur de tension présenté par la figure II.3, on considère son alimentation comme une source de tension parfaite supposée être constituée de deux générateurs de force électromotrice égale à $E/2$. [8]

Il est à noter que les interrupteurs d'un même bras ne doivent jamais être fermés simultanément. Chaque interrupteur n'est donc enclenché qu'une seule fois par période, c'est à dire que si : $S_j=1$, alors $S_j'=0$

Avec $j = a, b, c$.

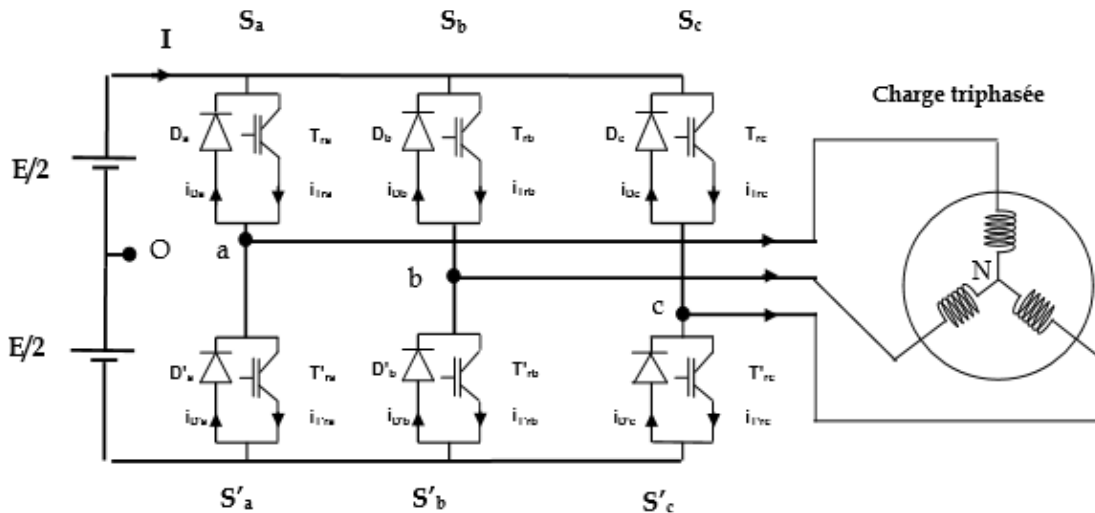


Figure II.3 : Onduleur à deux niveaux

II.5 Contrôle du flux et le couple

II.5.1 Contrôle du flux

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

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (II.1)$$

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

$$\bar{\Phi}_s(k+1) \approx \bar{\Phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \bar{\Phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (II.2)$$

- $\bar{\Phi}_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel
- $\bar{\Phi}_s(k+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant
- $\Delta \bar{\Phi}_s = \bar{\Phi}_s(k+1) - \bar{\Phi}_s(k)$: vecteur variation de flux statorique
- T_e : période d'échantillonnage

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle au vecteur tension appliqué (voir Figure II.4).[13]

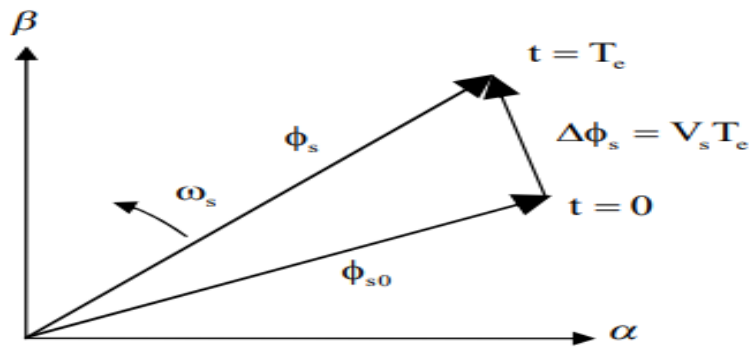


Figure II.4 : Evolution du vecteur flux dans le plan $[\alpha, \beta]$

La relation (II.2) montre que la vitesse de rotation du flux est égale à la tension appliquée. L'application d'un vecteur tension colinéaire avec le vecteur flux agit directement sur l'amplitude de ce dernier. En revanche, si on applique un vecteur tension en quadrature avec le flux, il agit sur la phase du flux et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux. Enfin, si on applique une tension nulle (V_0 ou V_7), le vecteur flux reste fixe.

II.5.2 Contrôle du couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique. (Voir la Figure II.5)

$$C_e = k (\overline{\Phi}_s \wedge \overline{\Phi}_r) = k |\overline{\Phi}_s| |\overline{\Phi}_r| \sin \delta \quad (\text{II.3})$$

Avec $k = \frac{PM}{L_s L_r \sigma}$

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

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes : [20], [19]

- Le flux de fuites à une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles.
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ 0.1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit $|\overline{\Phi}_s| \sin(\delta)$.

Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle δ .

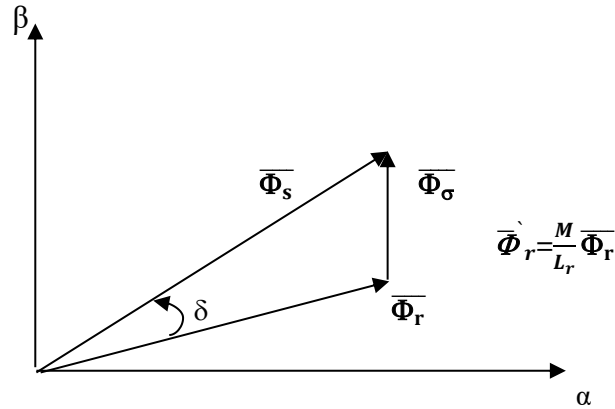


Figure II.5 : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites.

II.6 Estimateur

II.6.1 Estimation du flux statorique

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

A partir de l'équation :

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (II.4)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\bar{\Phi}_s$:

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (II.5)$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (II.6)$$

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

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (II.7)$$

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

De même les courants sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} en appliquant la transformée de Concordia :

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (II.9)$$

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

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (II.11)$$

II.6.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (II.12)$$

II.7 Sélection du vecteur tension

Une sélection appropriée de vecteur du tension V_s par (S_a , S_b et S_c) permet de déplacer le vecteur flux Φ_s de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique Φ_s du sens de rotation de Φ_s , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de Φ_s dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones $N=i$, avec $i = [1,6]$, déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α , β) comme indiqué sur la Figure II.6.

- Si V_{i+1} sélectionné alors Φ_s croît et C_e croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et C_e décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e décroît ;

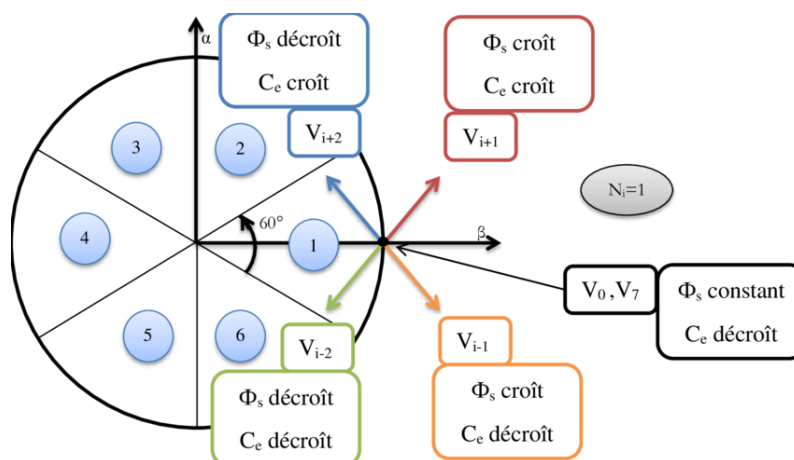


Figure II.6 : Choix du vecteur-tension

II.8 Technique de la commande par SVM

La SVM est basée sur la représentation, par des vecteurs obtenus des états des interrupteurs de l'onduleur. Le système triphasé de tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans un plan (α β). Elle propose un calcul direct des temps de commutation de l'onduleur, en considérant que le vecteur tension à obtenir tourne dans le plan (α β). En modulation sinusoïdale, cette commande donne des résultats similaires à la MLI naturelle à porteuse triangulaire. Néanmoins, elle peut être plus facile à implanter dans un microcontrôleur, et, disjointe d'harmonique 3, elle permet de maximiser la puissance disponible, ce qui justifie son usage [21] .

La technique SVM est basée sur six secteurs de fonctionnement. Les tensions V_a , V_b et V_c sont converties en un vecteur d'espace, et placées dans un système de coordonnées polaires, les six secteurs correspondent aux vecteurs \vec{V}_1 à \vec{V}_2 .

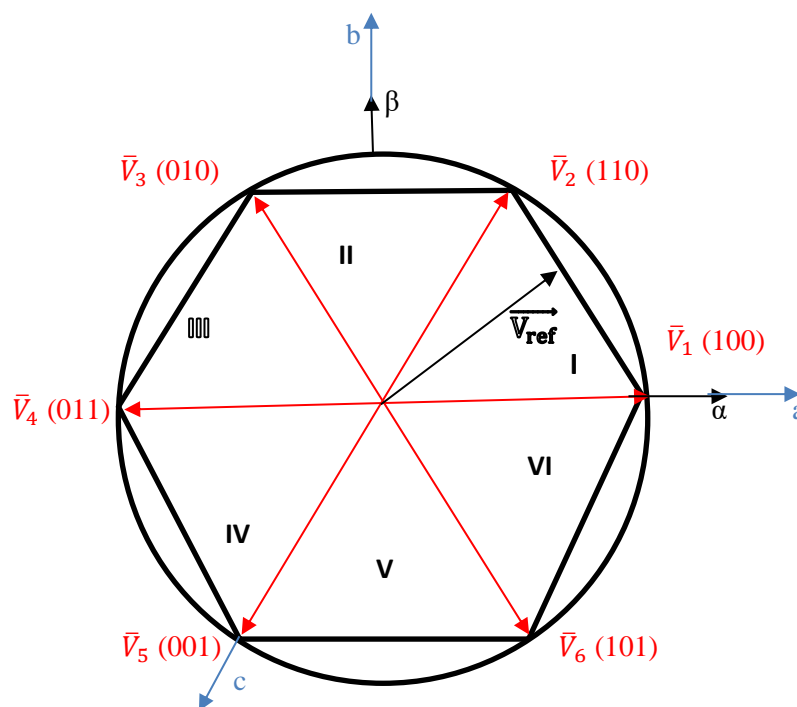


Figure II.7 : Principe de la SVM

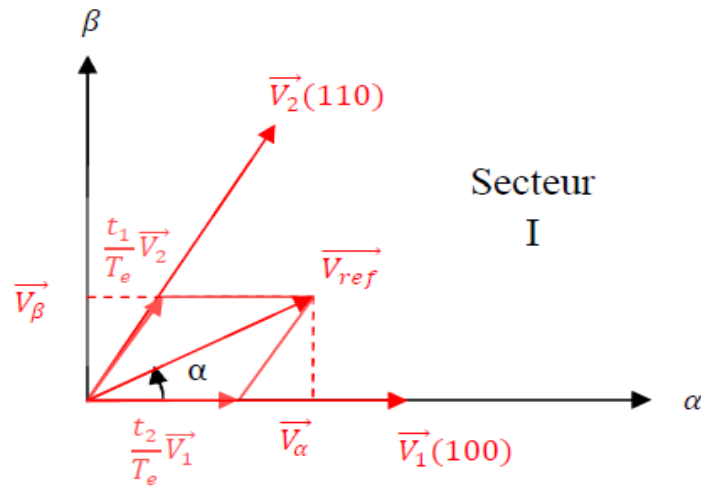


Figure II.8 : Composantes du vecteur de référence dans le secteur I

Nous calculons les coordonnées du vecteur tension dans la base formée par les vecteurs adjacents (vecteurs délimitant le secteur) grâce à l'équation :

$$\vec{V}_{ref} = \frac{t_1}{T_e} \vec{V}_1 + \frac{t_2}{T_e} \vec{V}_2 \quad (\text{II.12})$$

Avec T_e : la période d'échantillonnage.

Pour généraliser cette étude à tous les secteurs, la notation t_1 représente le temps d'application du vecteur limitrophe avec le secteur précédent. Il en est de même pour t_2 du vecteur limitrophe avec le secteur suivant. Et les expressions de t_1 et de t_2 définies par l'équation, peuvent être déduites de la Figure II.8 [19]:

$$\begin{cases} \frac{t_1}{T_e} = m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ \frac{t_2}{T_e} = m_v \sin(\alpha) \\ m_v = \frac{\sqrt{3}V_m}{\sqrt{2}E} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

m_v : L'indice de modulation de la tension.

Le schéma PWM de la SVM génère une commande dédiée à la commutation, l'onduleur à deux niveaux possède six interrupteurs, il y a donc huit états de commutations possibles.

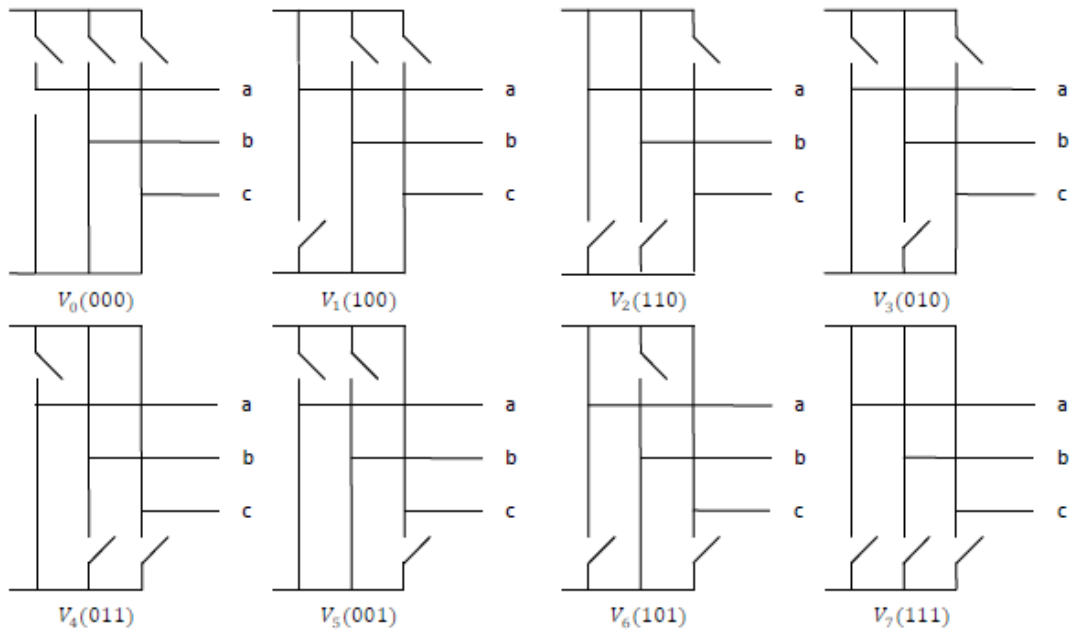


Figure II.9 : Vecteurs de tension des états des interrupteurs de l'onduleur

Les vecteurs tensions des états \vec{V}_1 à \vec{V}_6 sont appelés **vecteurs actifs**, tandis que \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont appelés **vecteurs nuls**, parce qu'ils n'ont aucun angle ni aucune phase. Chaque bras de commande a besoin d'être complémentaire. Cela veut dire d'avoir, sur un même bras, lorsque le transistor de l'étage supérieur est fermé, celui du bas doit obligatoirement être ouvert, et vice versa. Chaque état conduit le courant dans les trois phases du moteur, produisant les vecteurs de tensions.

II.8.1 Réalisation des blocs SVM

Le bloc PWM (SVM) peut être implémenté en suivant les étapes suivantes :

- Détermination $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, V_{ref} et l'angle θ .
- Détermination des temps d'applications T_1 , T_2 et T_0
- Création des impulsions de chaque secteur

II.8.1.1 Détermination $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, V_{ref} et l'angle θ

Les équations $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, V_{ref} et l'angle Φ peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (\text{II.15})$$

$$\theta = \text{tang}^{-1} \left(\frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}} \right) \quad (\text{II.16})$$

II.8.1.2 Détermination des temps d'applications T_1 , T_2 et T_0

A partir de la figure II.8, les temps de commutation peuvent être calculés comme suit :

Durée de commutation au secteur 1

$$\frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} \vec{V}_{ref} dt = \frac{1}{T_e} \left[\int_0^{T_0} \vec{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_e} \vec{V}_0 dt \right] \quad (\text{II.17})$$

$$T_e \cdot \vec{V}_{ref} = T_1 \cdot \vec{V}_1 + T_2 \cdot \vec{V}_2 \quad (\text{II.18})$$

$$T_e \cdot |\vec{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Phi) \\ \sin(\Phi) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Ou ($0 \leq \Phi \leq 60^\circ$)

$$T_1 = T_e \cdot a \cdot \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \Phi\right) / \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right) \quad (\text{II.20})$$

$$T_2 = T_e \cdot a \cdot \left(\sin(\Phi) / \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right) \quad (\text{II.21})$$

$$T_0 = T_e - (T_1 + T_2), \left(\text{ou } T_e = \frac{1}{2}, a = \frac{|\vec{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \right) \quad (\text{II.22})$$

Le temps d'application à tous les secteurs

$$T_1 = \sqrt{3} \cdot T_e \cdot \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \Phi + \frac{1}{2}\right) \right) \quad (\text{II.23})$$

$$= \sqrt{3} \cdot T_e \cdot \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi - \Phi\right) \right) \quad (\text{II.24})$$

$$= \sqrt{3} \cdot T_e \cdot \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cos(\Phi) - \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin(\Phi) \right) \quad (\text{II.25})$$

$$T_2 = \sqrt{3} \cdot T_e \cdot \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\Phi - \frac{n-1}{\pi}\right) \right) \quad (\text{II.26})$$

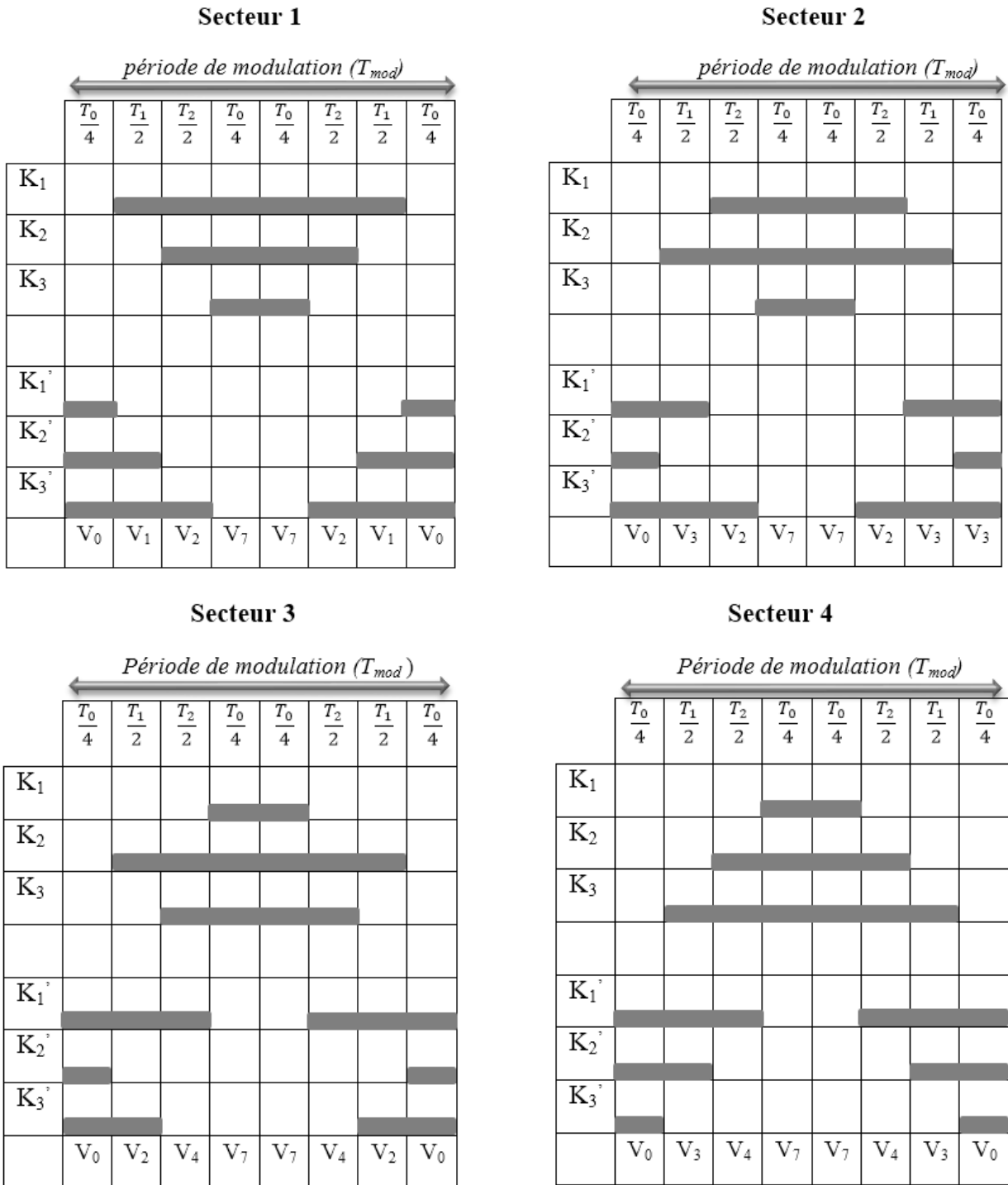
$$= \sqrt{3} \cdot T_e \cdot \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\cos(\Phi) \sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) - \sin(\Phi) \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \quad (\text{II.27})$$

$$T_0 = T_e - T_1 - T_2 (\text{Ou, } n=1 \text{ à travers } 6 (\text{secteurs } 1 \text{ vers } 6))$$

Ou ($0 \leq \Phi \leq 60^\circ$)

II.8.1.3 Création des impulsions de chaque secteur

La figure II.10 les vecteurs à appliquer pour chaque secteur.



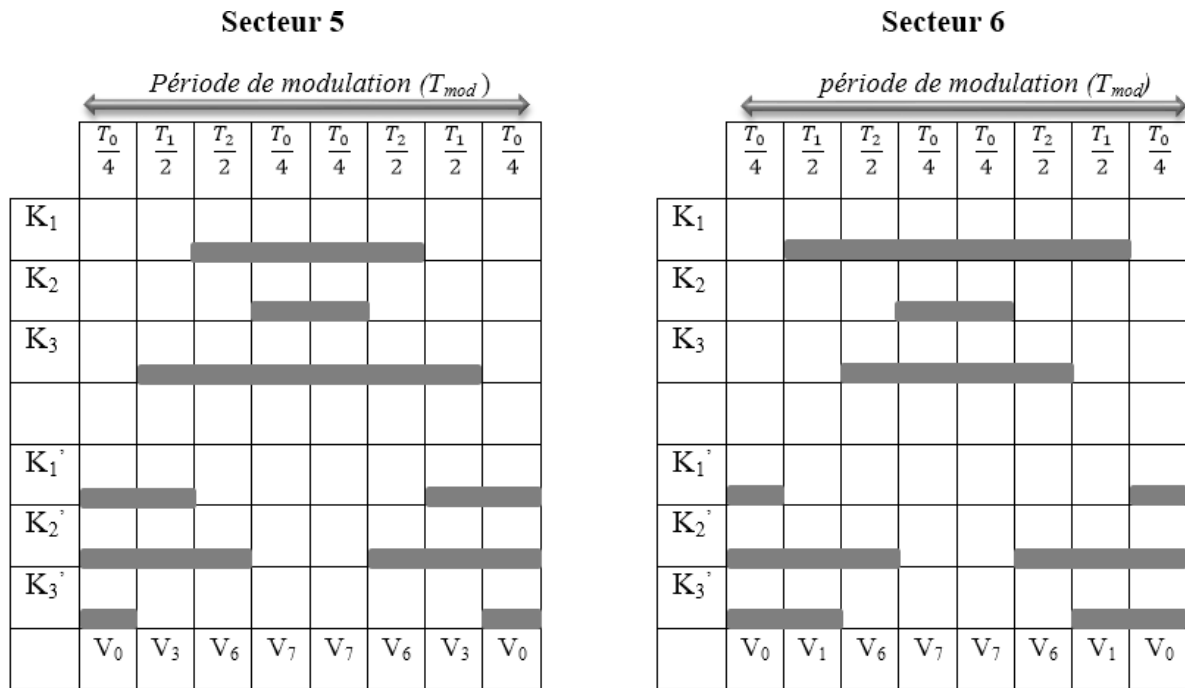


Figure II.10 : les vecteurs à appliquer pour chaque secteur

II.9 Élaboration du régulateur PI de vitesse

Le contrôle de la vitesse est un besoin essentiel dans l'industrie contre les variations indésirables de la charge. Pour ce contrôle en boucle fermée, nous utilisons un correcteur de type (PI), qui combine l'action proportionnelle et intégrale pour améliorer la réponse de la vitesse en régime transitoire et permanent. La (figure II.11) montre le schéma synoptique du régulateur PI de vitesse. [4]

L'équation dans le mode temporel de ce modèle est donnée ci-dessous :

$$u(t) = K_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d(\tau) \quad (\text{II.28})$$

Où $u(t)e(t)K_p$ et K_i indiquer respectivement l'erreur à l'instant, la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$PI(s) = K_p + \frac{k_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right) \quad (\text{II.29})$$

Où s est l'opérateur de Laplace dérivée, $\tau = \frac{k_p}{k_i}$: constante de temps.

La fonction de transfert en boucle fermée ($C_r=0$) est donnée par :

$$FTBF = \frac{PI(s) \frac{1}{js+f}}{1+PI(s) \frac{1}{js+f}} \quad (\text{II.30})$$

Nous avons [4] :

$$G_{\omega} = \frac{1}{j_s + f}$$

j :Facteur du moteur

f : coefficient de frottement

La substitution de (II.29) dans (II.30) , avec $C_r=0$ après simplification s'obtient comme suit

$$FTBF = \frac{(1+\tau s)}{\frac{1}{k_i} s^2 + \left(\frac{f+k_p}{k_i}\right) s + 1} \quad (II.31)$$

Pour contrôler le système en boucle fermée, il est nécessaire de choisir les coefficients et, dans ce cas on utilise la méthode de l'imposition des pôles. La fonction de transfert d'un système en boucle fermée du second ordre est caractérisé par :

$$F(s) = \frac{K}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (II.32)$$

L'équation caractéristique est : $1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} S + \frac{1}{\omega_n^2} S^2$

Où : ε : le coefficient d'amortissement et ω_n la fréquence angulaire naturelle du système. En identifiant la relation (1.32) on aura le système suivant :

$$\frac{1}{\omega_n^2} = \frac{J}{K_i} \rightarrow K_i = J\omega_n^2$$

$$\frac{2\varepsilon}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \rightarrow K_p = \frac{2\varepsilon k_i}{\omega_n} - f$$

Les Gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique consiste à imposer des valeurs d'amortissement et de pulsation ε et ω_n pour déterminer les coefficients K_p et K_i .

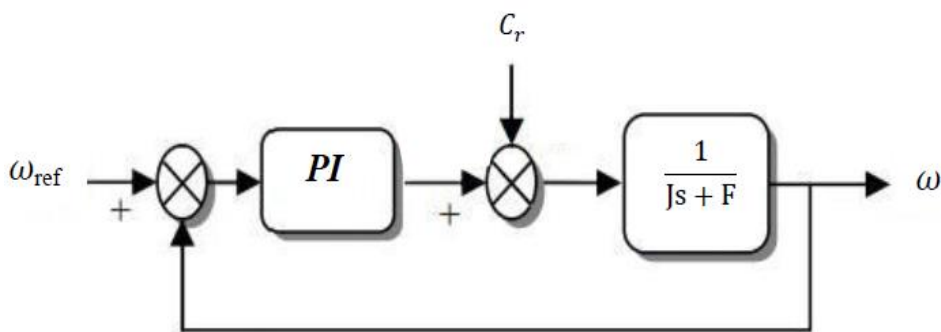


Figure II.11 : Régulateur conventionnelle de vitesse

II.10 Résultats de simulation

Nous avons simulé notre moteur alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Les simulations ont été réalisées sous MATLAB/SIMULINK. A l'instant $t=1.2s$ on applique un couple de référence de 15 Nm.

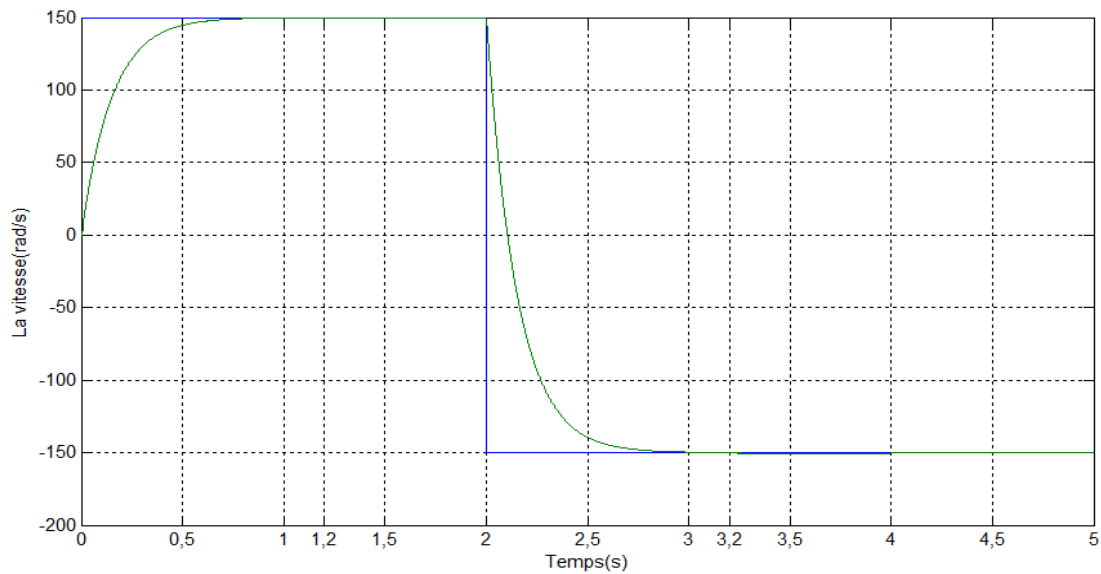


Figure II.12 : l'allure de la vitesse

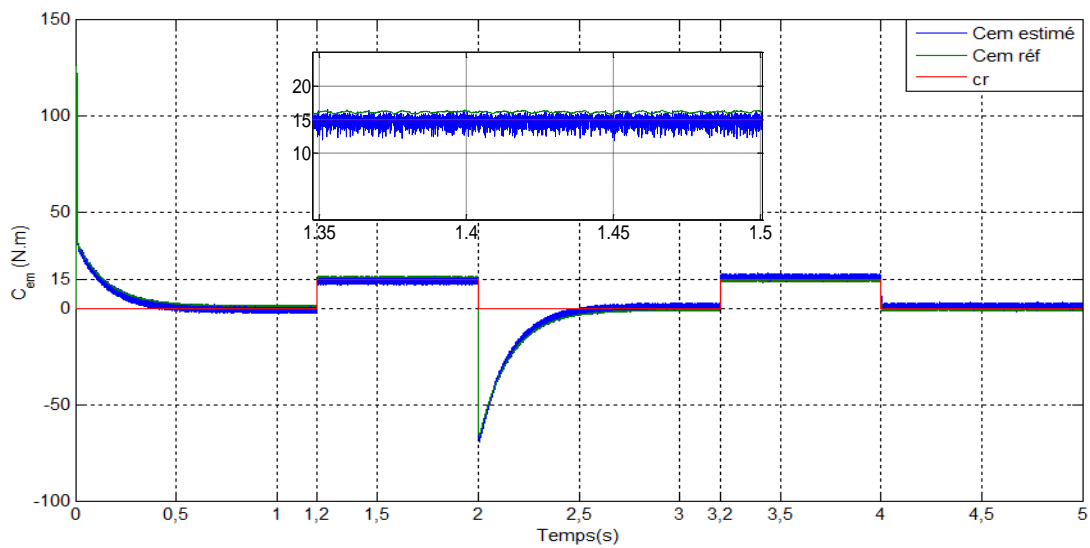


Figure II.13 : l'allure du couple électromagnétique

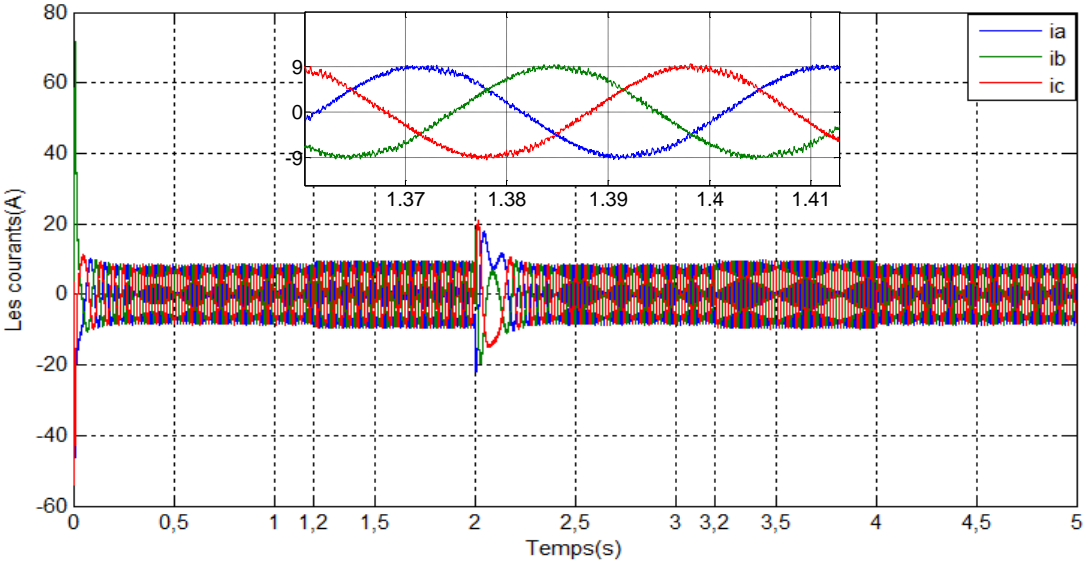


Figure II.14 : l'allure des courants statoriques

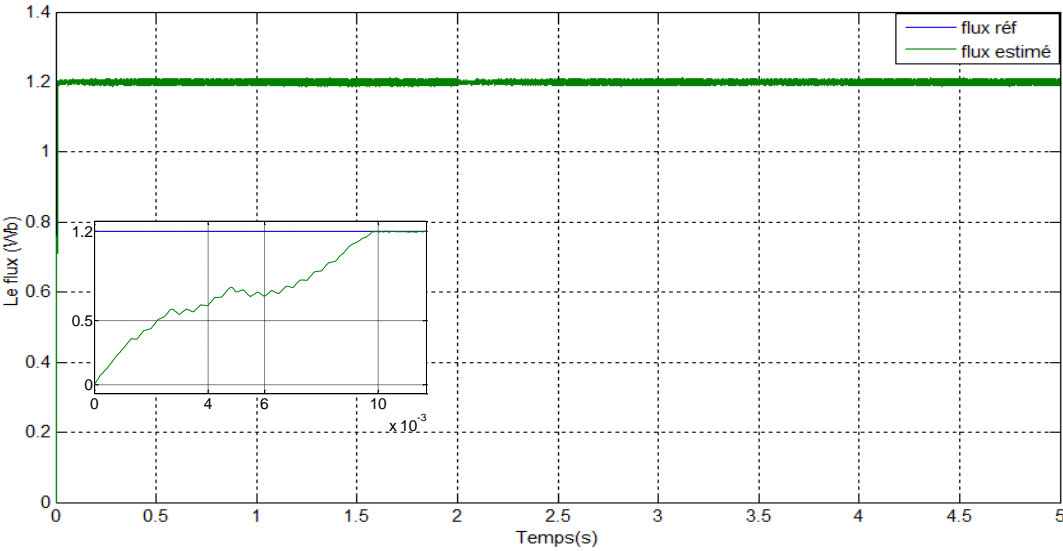


Figure II.15 : l'allure du flux de référence et estimé

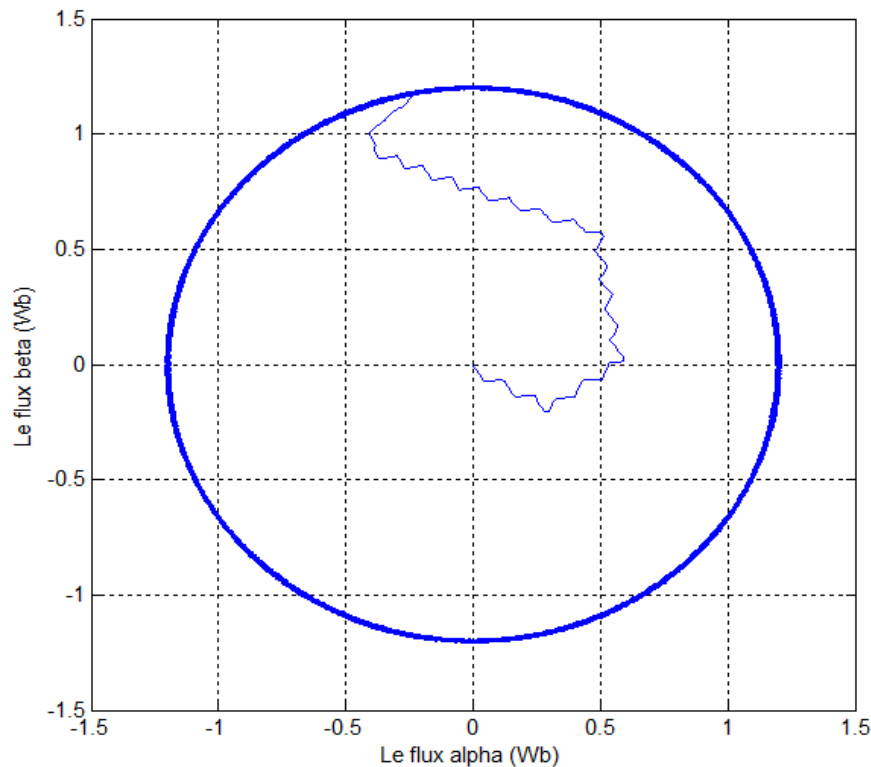


Figure II. 16 : Trajectoire du flux Statorique DTC-SVM

II.11 Interprétation des résultats

On note qu'au démarrage, la vitesse augmente jusqu'à atteindre la valeur de la vitesse imposée 150rad/s, une petite perturbation sera observée lors de l'application du couple de charge 15N.m à l'instant $t=1.2s$, puis la vitesse sera inversée et suit parfaitement la valeur de la vitesse imposée (-150rad/s).

On remarque que le couple estimé suit parfaitement le couple référent. Dans la période $t=1.2s$ à $t=2s$ ils atteignent la valeur du couple de charge 15N.m, à l'inversion de la vitesse ils déminues jusqu'à la valeur -70 N.m, puis ils atteignent la valeur du couple de charge à l'instant $t=3.2s$ à $t=4s$.

Le flux estimé suit le flux référent, avec un temps de réponce de $t=0.01s$.

Les formes des courants sont sinusoïdales pour tous les types de simulations.

Le flux statorique dans le plan $(\alpha.\beta)$ d démarre du point (0 0) et décrit une trajectoire circulaire pour suivre un cercle de rayon 1,2Wb.

II.12 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande directe de couple de moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension à SVM. Afin d'améliorer les performances de la DTC classique et surtout contrôler la variation de fréquence de commutation et réduire les ondulations du couple et de flux. L'approche DTC-SVM a été développée par les chercheurs, ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nul.

Les résultats de simulation de la commande DTC-SVM ont montrés des bonnes performances.

Chapitre III

**Application de la commande directe
du couple par SVM sans capteurs à
courant alternatif**

III.1 Introduction

La commande directe de couple DTC-SVM (modulation vectorielle de l'espace) sans capteur a courant alternatif, elle permet de reconstruire les courants statoriques nécessaire pour estimer le flux statorique et le couple électromagnétique, cette approche améliore l'efficacité de système d'entraînement.

On présentera dans ce chapitre un nouvel algorithme sans capteur a courant alternatif pour la reconstruction des courants de phase de la machine asynchrone, commander par la technique de la commande directe du couple par l'utilisation d'une MLI vectorielle (SVM), ensuite on a intégré un régulateur de vitesse au système pour ajuster la vitesse de la machine asynchrone.

III.2 Méthode de la commande DTC-SVM sans capteur de courant alternatifs

Cette méthode de commande directe du couple par SVM est basée sur la reconstruction des courants statoriques nécessaire à l'estimation de flux statorique et du couple électromagnétique de la machine qui nécessite au moins deux capteurs du courant. Le schéma proposé de la commande DTC-SVM décrit dans ce chapitre utilisé un simple capteur du courant continu pour mesurer la grandeur du courant du bus continu à l'entrée de l'onduleur (figure III.1).

Une technique pour reconstruire les courants et les tensions de phase est développée en modifiant légèrement la technique de la DTC-SVM en utilisant une stratégie simple de décalage des secteurs du flux statorique..

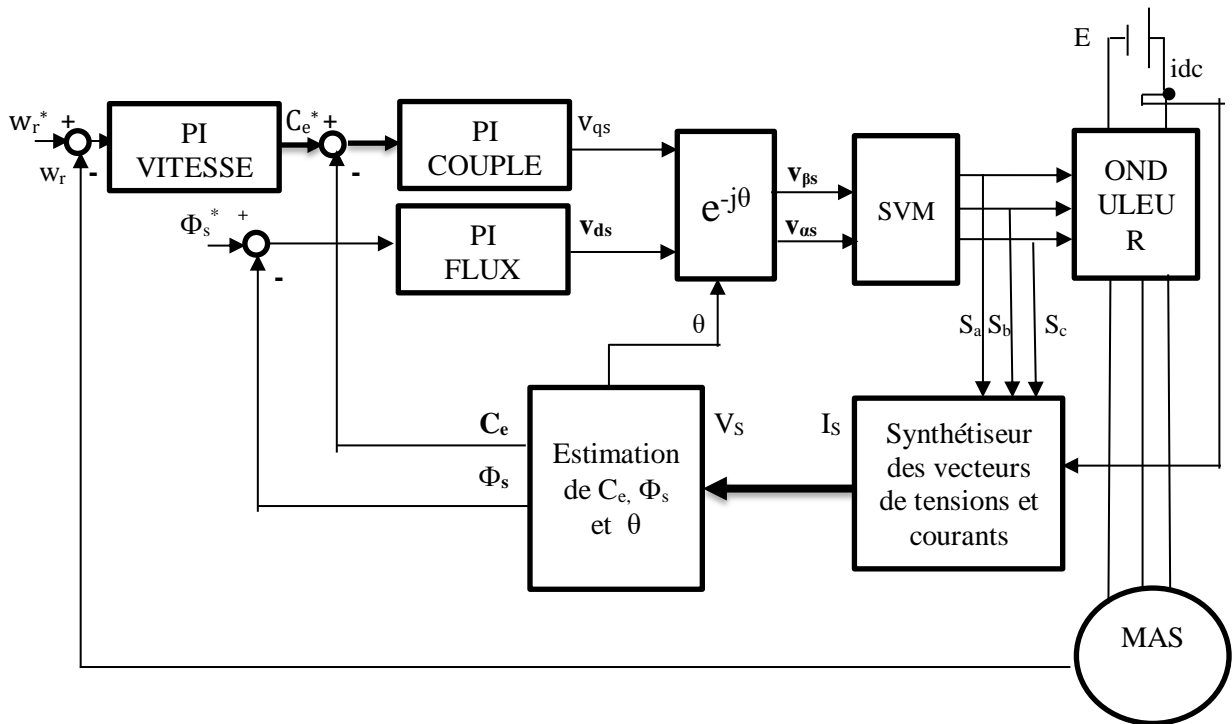


Figure III. 1 : Schéma synoptique de la commande DTC-SVM proposé

Deux modifications de la commande DTC-SVM permettent d'estimer les trois courants de phase en utilisant un seul capteur de courant placé à l'entrée de l'onduleur. Dans la première modification, le système de contrôle doit pouvoir générer des vecteurs de tension supplémentaires. Cela peut être réalisé en appliquant différents vecteurs de tension à chaque période dans des intervalles de temps prédéterminés. Avec la technique de commande DTC-SVM, de nouveaux vecteurs de tension peuvent être synthétisés par rapport à ceux utilisés dans la technique DTC classique. Il a été vérifié que la subdivision de la période d'échantillonnage en deux intervalles de temps égaux réduit le nombre de capteurs de courant nécessaires, éliminant ainsi le besoin de tables de commutation plus complexes. De plus, 12 nouveaux vecteurs de tension peuvent être générés, dont seulement six sont utilisés dans l'algorithme DTC proposé, comme illustré dans la figure III.2. Les vecteurs en rouge représentent les vecteurs de tension synthétisés.[8] [22]

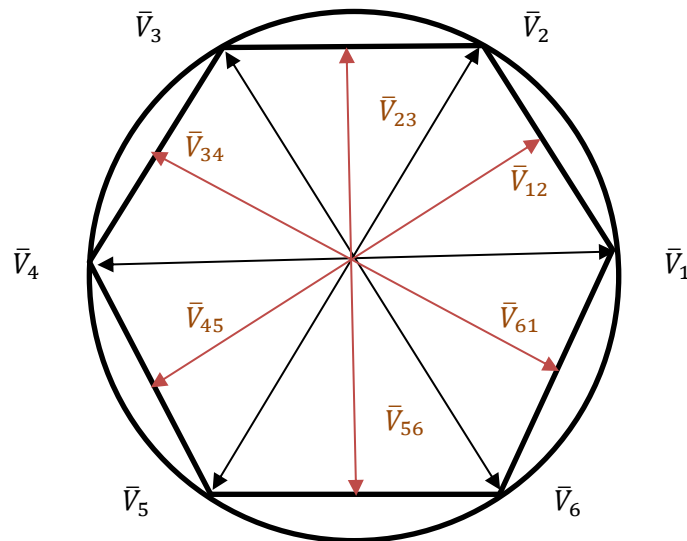


Figure III. 2 : Secteurs de la commande DTC-SVM proposée et les vecteurs de tension de l'onduleur

Une autre modification a pour effet d'améliorer la DTC-SVM en utilisant une nouvelle table de commutation et en ajustant les six vecteurs de flux statorique du DTC-SVM (voir la figure III.2). Le premier vecteur est pris de 0° à 60° .

III.3 Reconstruction des courants de sortie de l'onduleur

Dans la DTC-SVM, pour chaque vecteur de tension actif, il existe un seul courant circulant dans le circuit intermédiaire, qui peut être mesuré. (Le tableau III.1) présente selon le vecteur de tension appliqué la relation entre le courant du circuit intermédiaire du bus continu et des courants de phases.

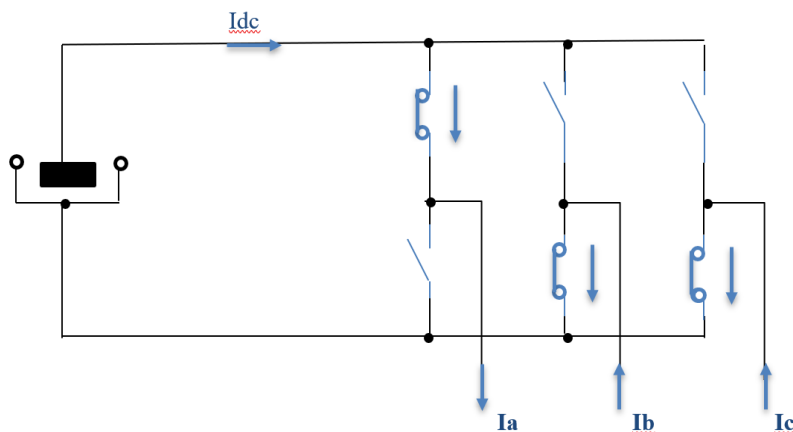


Figure III. 3 : Les courants dans l'onduleur de tension

Tableau III. 1 : Les courants mesurés pour chaque vecteur de tension de la DTC-SVM

Vecteur de tension appliqué	Le courant du bus continu
V_1	$+I_a$
V_2	$-I_c$
V_3	$+I_b$
V_4	$-I_a$
V_5	$+I_c$
V_6	$-I_b$

En utilisant la modulation vectorielle discrète à deux intervalles pour chacun des six nouveaux vecteurs actifs on peut reconstruire les courants triphasés du moteur (tableau III.2).

Tableau III. 2 : Les courants mesurés pour chaque vecteur de tension de la DTC-SVM proposé

Le vecteur de tension appliqué	Courant du bus contenu dans le 1 ^{er} intervalle	Courant du bus contenu dans le 2 ^{er} intervalle
V_{12}	$+I_a$	$-I_c$
V_{23}	$-I_c$	$+I_b$
V_{34}	$+I_b$	$-I_a$
V_{45}	$-I_a$	$+I_c$
V_{56}	$+I_c$	$-I_b$
V_{61}	$-I_b$	$+I_a$

D'après le tableau III.2, il est clair qu'en connaissant les états des interrupteurs de l'onduleur dans les deux intervalles de chaque période, les courants réels pour deux phases peuvent être obtenus facilement. En supposant que, I_{dc1} est le courant du bus continu mesuré à la fin du premier intervalle et I_{dc2} est celui mesuré lors du second intervalle, les trois courants de phase du moteur I_a , I_b , I_c sont donnés en fonction du vecteur de tension et le courant du circuit continu intermédiaire dans le tableau III.3.

Tableau III. 3 : Expressions des courants de phase

Le vecteur de tension appliqué	I_a	I_b	I_c
V_{12}	I_{dc1}	$I_{dc2}-I_{dc1}$	$-I_{dc2}$
V_{23}	$I_{dc1}-I_{dc2}$	I_{dc2}	$-I_{dc1}$
V_{34}	$-I_{dc2}$	I_{dc1}	$I_{dc2}-I_{dc1}$
V_{45}	$-I_{dc1}$	$I_{dc1}-I_{dc2}$	I_{dc2}
V_{56}	$I_{dc2}-I_{dc1}$	$-I_{dc2}$	I_{dc1}
V_{61}	I_{dc2}	$-I_{dc1}$	$I_{dc1}-I_{dc2}$

III.4 Les résultats de simulation

La simulation de schéma proposé de la commande DTC-SVM décrit dans ce chapitre est réalisée sous MATLAB/SIMULINK.

La valeur de l'intervalle d'échantillonnage de l'algorithme de DTC adoptée dans la simulation est de $T_e=1/2000$.

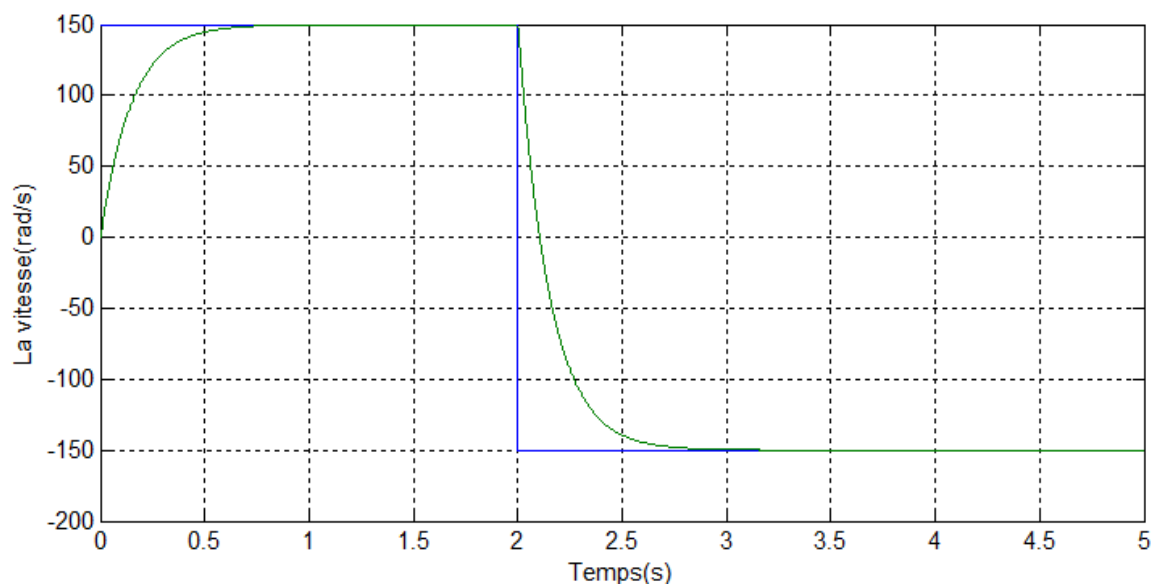


Figure III. 4 : l'allure de la vitesse

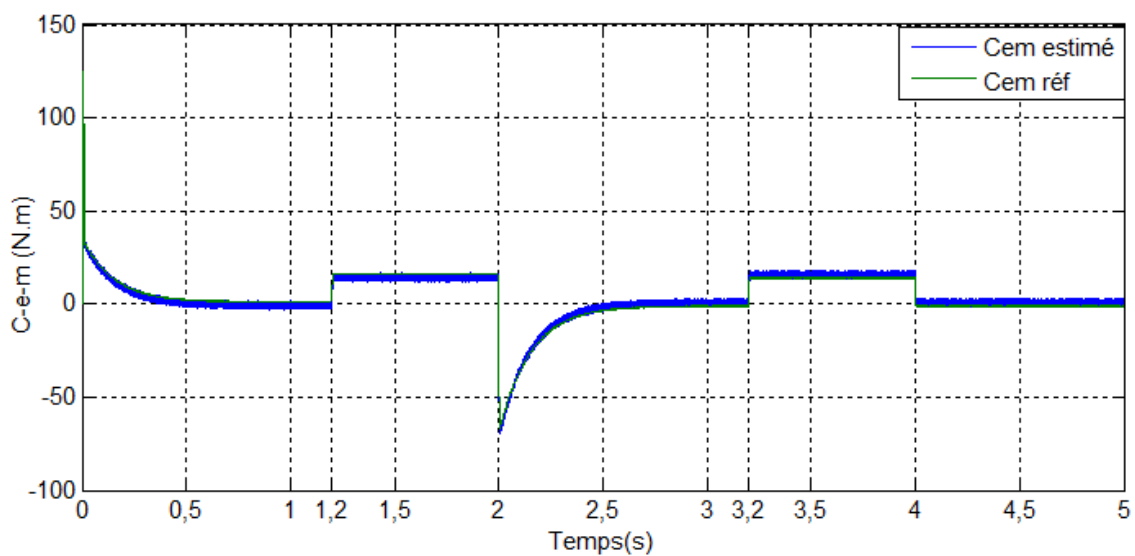


Figure III. 5 : l'allure du couple électromagnétique

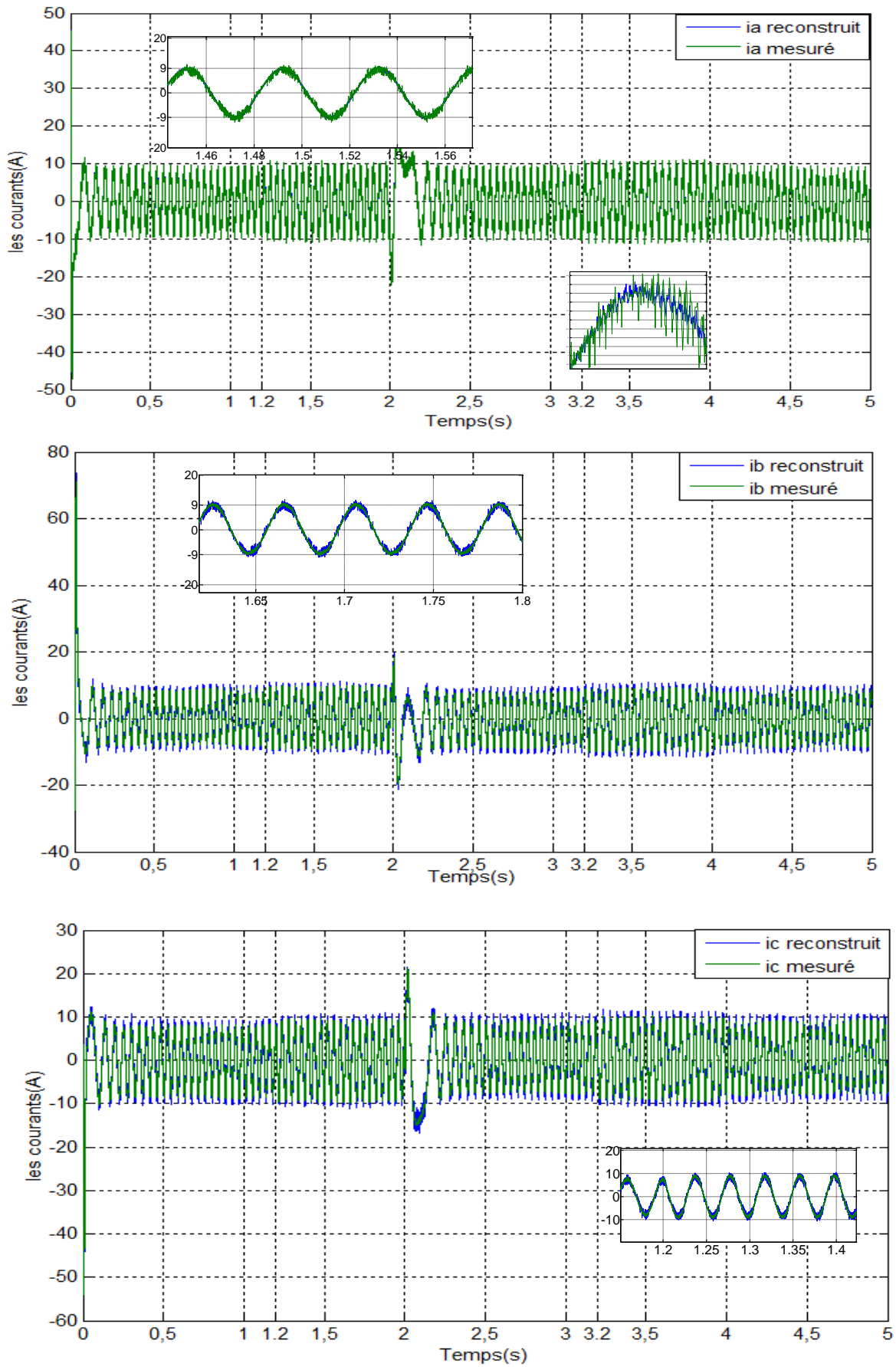


Figure III. 6 : les trois allures des courants de phase mesurés et reconstruits

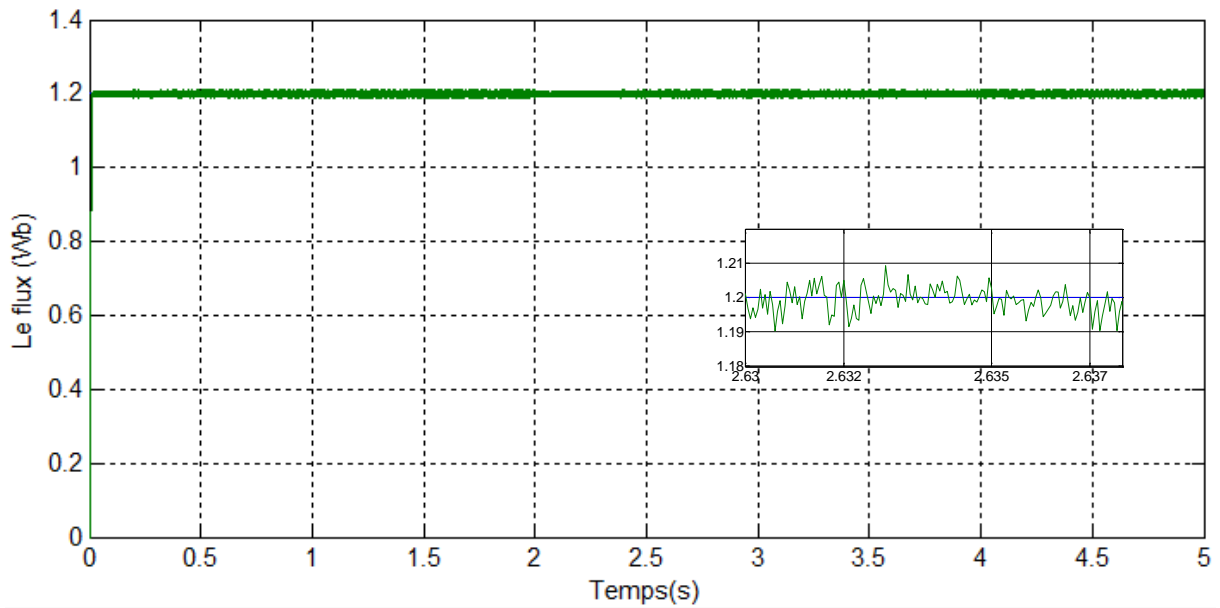


Figure III. 7 : l'allure du flux de référence et estimé

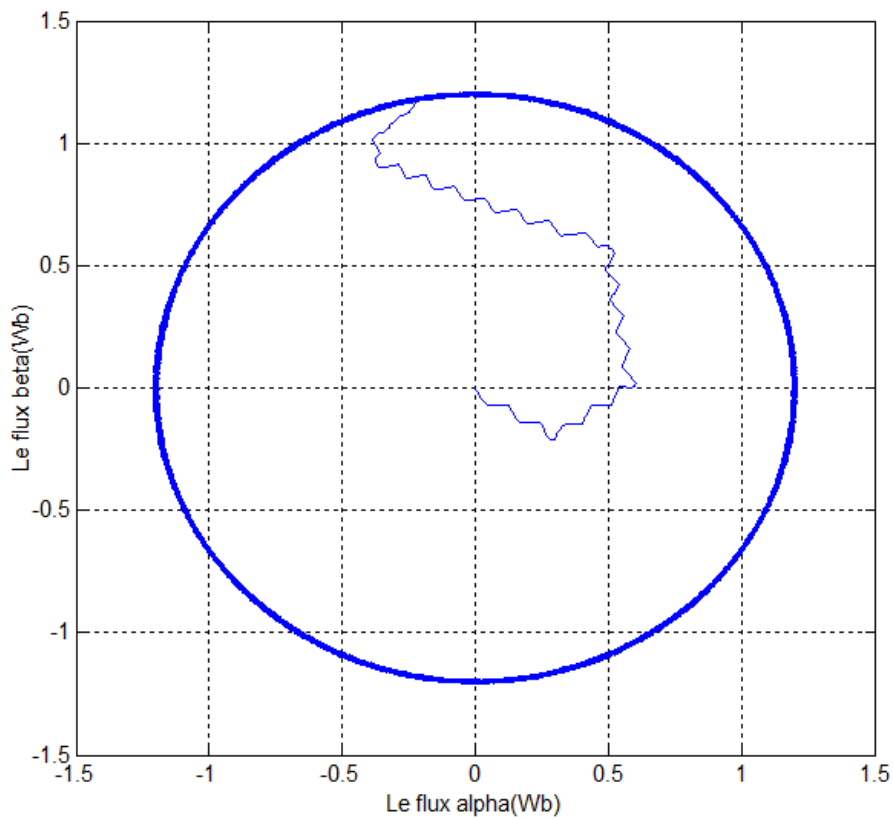


Figure III. 8 : Trajectoire du flux statorique

III.5 Interprétations des résultats

On remarque dans la figure III.4 que la vitesse augmente jusqu'à atteindre la valeur de la vitesse imposée 150rad/s, puis la vitesse sera inversée et suit parfaitement la valeur de la vitesse imposée (-150rad/s).

La Figure III.5 montre les résultats du couple électromagnétique. On remarque qu'il présente une bonne dynamique.

Les résultats obtenus pour les trois courants reconstruits et mesurés montrent que les formes d'ondes sont semblables.

Le flux estimé suit parfaitement le flux référent.

Le flux statorique dans le plan ($\alpha.\beta$), il décrit une trajectoire circulaire.

III.6 Conclusion

Ce chapitre présente la commande DTC utilisant la modulation vectorielle DTC-SVM Sans capteurs à courant alternatif.

Cette méthode consiste à reconstruire le courant statorique nécessaire pour estimer la valeur absolue du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. En modifiant le schéma proposé pour la DTC-SVM, par l'application de la stratégie de décalage de zone de 30°. Pour générer les six vecteurs actifs de tension nécessaire pour la mesure du courant sans modifier la stratégie DTC-SVM, la technique de modulation vectorielle discrète a deux intervalles est utilisée.

Les résultats de simulation montrent que les courants de phases reconstruits sont très proches des courants de phases mesurés, avec une bonne performance du système d'entraînement, presque similaire à celle obtenue avec le programme de la commande DTC-SVM.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le moteur asynchrone est de loin le moteur le plus utilisé par l'industrie. L'objectif principal de ce travail était de modéliser et de simuler un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux par la commande directe du couple par SVM sans capteur à courant alternatif sur le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Afin d'atteindre cet objectif, nous avons d'abord commencée par un modèle dynamique de la machine asynchrone en présentant son principe de fonctionnement Par la suite, en se basant sur un ensemble d'hypothèses, et le modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park qui a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude, et à la fin les résultats de simulation de cette machine sont présentées.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la structure de la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone qui a pour but de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statoriques. Puis on a développé la commande DTC-SVM qui est capable de travailler avec une fréquence de commutation constante et avec des bonnes performances, Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nul. Avec cette technique, les oscillations du couple sont notablement réduites.

Ensuite on a intégré un régulateur de vitesse PI et qui donne des bonnes résultats grâce à l'action proportionnelle qui améliore la rapidité, l'intégrale pour la précision.

Pour le troisième chapitre nous avons suggéré une nouvelle technique de commande DTC-SVM sans capteurs à courant alternatif pour l'entraînement des machines asynchrones, cette méthode est basée sur la reconstruction des courants statoriques nécessaires à l'estimation de la valeur absolue de flux statorique et du couple électromagnétique de la machine .

Selon les résultats obtenus, nous pouvons conclure que Ces observations soulignent les avantages de l'approche de la commande DTC-SVM sans capteur à courant alternatif pour améliorer les performances de la commande de la machine asynchrone. Cette approche offre une meilleure adaptabilité aux variations de vitesse.

Bibliographie

- [1] K. AKKOUCHI, « commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » Mémoire Magister, Département Electrotechnique, Université Annaba, 2007.
- [2] Z. BELKASMI, R. AISSAT, « Commande directe du couple de la machine asynchrone sans capteurs à courant alternatif », Mémoire de Master, Département de génie électrique, Université de Bejaia, 2019/2020.
- [3] D. EL HOURI, H. DJOUDI, « Simulation et étude expérimentale d'une commande DTC-SVPWM d'une machine asynchrone à cage » Mémoire de Master, Département des sciences de technologie, Université de Adrar 2021/2022.
- [4] A. DEBBOUNE, M. MERIEM « Développement d'une Commande DTC-SVM de la Machine Asynchrone par Logique Floue » Mémoire Master, Département d'électronique et des télécommunications, Université Ouargla 2022/2023.
- [5] M. HASSENI « Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone » Mémoire Master, Département de génie électrique, Université de Biskra, 6 juillet 2019.
- [6] N. CHEKILLA, A. CHANNA « Commande DTC-SVM angle de charge de la machine asynchrone à cage. Simulation et implémentation numérique autour de la dspace 1104 » Mémoire de Master, Département de génie électrique, Université de Biskra, 27 juin 2022.
- [7] T. BENMILOUD « Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variation paramétriques » thèses de Doctorat, Département Electrotechnique, Université d'Oran, 13 décembre 2012.
- [8] A. TARZOUTI, Z. OUYAHIA « Application de la commande (DTC-SVM) sans capteur à courant alternatif à la conduite de la machine asynchrone » Mémoire de Master, Département de génie électrique, Université de Bejaia, 2020/2021.

Bibliographie

- [9] F. Kadri, M. A. Hamida, « Neural Direct Torque Control for Induction Motor under Voltage Source Inverter Open Switch Fault», *Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering (Formerly Recent Patents on Electrical & Electronic Engineering)* 13.4 (2020): 571-579.
- [10] A.Kerrache, A. Korichi «Commande DTC-SVM Prédicative D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique" », Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2013.
- [11] H. Bensaadi « Commande DTC-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents " Ingénieur d'état En Electrotechnique Université de Batna, 2012.
- [12] A. Ameer « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005.
- [13] Bernard de Fornel « Techniques de l'ingénieur » D3 623.
- [14] A.Hamza, K.Elgharbi «Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS)» diplôme de Master Université Mohamed Boudiaf - M'SILA, 2017.
- [15] F. Kadri, S.Drid, F.Djeffal,et L. Chrifi-Alaoui, « Neural Classification Method in Fault Detection and Diagnosis for Voltage Source Inverter in Variable Speed Drive with Induction Motor », *Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER'13, 27-30 March/2013, Monte Carlo, Monaco.*
- [16] M. KHELALFA Rabah, M.BOULAHIA Youcef « Techniques de commande DTC-SVM appliquées à la machine asynchrone», Mémoire de Master, Université Ferhat Abbas –Sétif-1, 2019.
- [17] H. ABU-RUB. D. Stando, M.P. Kazmierkowski «Simple speed sensorless DTC-SVM scheme for induction motor drives » Article, *BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES*, Vol. 61, No. 2, 2013.

Bibliographie

- [18] Z.Tir «Commande D'un Moteur Asynchrone Par Logique Floue », Mémoire de Master, Université d'EL-Oued, 2014.

- [19] Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC ».

- [20] Bernard de Fornel « Techniques de l'ingénieur » D3 623.

- [21] S. L. CAPITANEANU, “Optimisation de la Fonction MLI d'un onduleur de Tension Deux-niveau”, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.

- [22] B.Metidji, « Commande robuste des moteurs à courant alternatif alimentés par un convertisseur matriciel », Thèse Doctorat, Département de Génie Electrique, Université de Bejaia, 11/06/2013.

Les paramètres de la machine asynchrone :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	Resistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_s	Inductance statorique	0.0054	H
L_r	Inductance rotorique	0.0054	H
M	Inductance mutuelle cyclique	0.15	H
J	Moment d'inertie	0.07	Kg. M ²
f	Coefficient de frottement	0	N.m/rad/sec
p	Nombres de pair de pôles	2	/
C_n	Couple nominal	15	N.m
Ω_n	Vitesse nominal	156	Rad/sec
N_n	Vitesse nominal	1493	Tr-min
P_n	Puissance nominal	2.355	Kw
K_{pc}	Le gain proportionnel du régulateur du couple	33.21	/
K_{ic}	Le gain intégral du régulateur du flux	0.00045	/
K_{pQ}	Le gain proportionnel du régulateur du couple	2531	/
K_{iQ}	Le gain intégral du régulateur du flux	0.00074	/
K_{pc}	Le gain proportionnel du régulateur du couple	33.21	/
K_{ic}	Le gain intégral du régulateur du flux	0.00045	/

Nouvelle approche de la commande DTC-SVM modifiée pour les machines à courant alternatif

Résumé

Le moteur asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est le moteur le plus utilisé en industrie. Toutefois le développement des systèmes utilisant les moteurs asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances, qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. L'introduction de la commande directe du couple DTC au milieu des années quatre-vingt a ouvert un nouvel horizon dans le domaine de la commande. Cependant, dans la commande DTC classique, la fréquence de l'onduleur change et ceci conduit à des oscillations de couple et de flux indésirables.

Pour accomplir cet objectif nous avons développé la méthode DTC classique, nous travaillerons à une fréquence constante dans le convertisseur car une modulation MLI vectorielle (SVM) est utilisée. Afin de réduire le cout du système on élimine les capteurs de courant alternatif, Cette méthode est basée sur la reconstruction des courants de phase à partir du courant d'entrée de l'onduleur. Le travail proposé dans ce mémoire porte sur la commande DTC-SVM sans capteurs à courant alternatif.

Mot clés :DTC , SVM , Moteur asynchrone.

New Approach to Modified DTC-SVM Control for AC Machines

Abstract:

The asynchronous motor, due to its undisputed advantages (simplicity of design and maintenance, low cost, and above all absence of the brush-collector assembly), is the most used motor in industry. However, the development of systems using asynchronous motors operating at variable frequency has been possible thanks to high-performance power semiconductors, which constitute the static converters associated with control systems. The introduction of DTC direct torque control in the mid-eighties opened a new horizon in the field of control. However, in conventional DTC control, the inverter frequency changes and this leads to unwanted torque and flux oscillations.

To accomplish this goal we have developed the classic DTC method, we will work at a constant frequency in the converter because vector PWM modulation (SVM) is used. In order to reduce the cost of the system, the alternating current sensors are eliminated. This method is based on the reconstruction of the phase currents from the input current of the inverter. The work proposed in this dissertation focuses on DTC-SVM control without alternating current sensors

Keywords: DTC, SVM, Asynchronous motor