



Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:**

MASTER

Filière : Electromécanique
Option : Electromécanique

Thème

**Amélioration des Performances de Fonctionnement
de la Machine Asynchrone Basée sur la Stratégie
de Contrôle Direct du Couple**

Présenté par : -Kenane Bilal

-Foura Mebarek

Devant le jury:

Président : Dr. Reffas Abderrahim

Université de Bordj Bou Arreridj

Examineur 1 : Dr. Talhaoui Hicham

Université de Bordj Bou Arreridj

Examineur 2 : Dr. Zaoui Fares

Université de Bordj Bou Arreridj

Rapporteur : Dr. Aissa Oualid

Université de Bordj Bou Arreridj

Année Universitaire 2020/2021

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Filière :Electromécanique

Option :Electromécanique

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:**

MASTER

Thème

**Amélioration des Performances de Fonctionnement
de la Machine Asynchrone Basée sur la Stratégie
de Contrôle Direct du Couple**

Présenté par :

Etudiant(1).....

Nom Prénom

signature

Etudiant(2).....

Nom Prénom

signature

Avis favorable du Président du Jury

Nom Prénom

Signature

Année Universitaire 2020/2021

Dédicaces

*Louange à « Allah » le tout puissant, prière et salut sur
le prophète Mohamed.*

*Nous tenons à remercier « Allah » qui nous a donné la force
et la puissance d'accomplir ce travail et c'est grâce
à lui que nous sommes arrivés à ce niveau.*

Je dédie ce modeste travail

A ma mère.

A mon père.

A mon frère et ma sœur.

A ma famille.

A mes amis et mes collègues de la promotion 2021

« 2^{ème} année Master électromécanique ».

Kenane Bilal

Je dédie ce travail à :

*A mes parents pour leur : Amour, sacrifice, patience, soutien moral et
matériel depuis mon enfance jusqu'à ce jour.*

*Aujourd'hui et du fond de mon cœur, je vous dis 'MERCI mes parents
'la source de courage.*

A mes frères et mes sœurs.

Et à toute ma famille.

A tous mes amis.

A Toute la promotion 2021.

Foura Mebarek

Remerciements

Louange à Dieu qui nous a donné la foi, le courage, la patience et la volonté pour réaliser ce travail dans des meilleures circonstances.

*Nous tenons à remercier profondément notre encadreur le **Dr. AISSA OUALID** pour son aide et ses conseils précieux, pour ses commentaires intéressants sur ce mémoire et avec lui nous avons beaucoup appris.*

Nous remercions aussi monsieur le président et messieurs les membres du jury d'avoir accepté de juger notre travail.

Nous remercions tous les enseignants du département d'électromécanique de l'université de Mohamed El Bachir El Ibrahimî Bordj Bou Arréridj.

Nos vifs remerciements vont également à tous nos ami(e)s pour leur soutien moral tout le long de la préparation de ce mémoire.

Nous ne pouvons pas clôturer nos remerciements sans se retourner vers les personnes les plus chères à nous : nos parents qui ont un rôle essentiel et permanent dans notre réussite.

Table des matières

– Dédicaces.....	I
– Remerciements.....	II
– Table des Matières.....	III
– Liste des Figures.....	VI
– Liste des Tableaux.....	VIII
– Liste des abréviations.....	IX
– Résumés.....	XI
 Introduction générale.....	 01

Chapitre I

: Modélisation de l'association onduleur-machine asynchrone

I.1. Introduction.....	03
I.2. Modélisation de la machine asynchrone.....	03
I.2.1. Généralités sur la machine asynchrone.....	03
I.2.1.1. Définition.....	03
I.2.2. Constitution de la machine asynchrone.....	03
I.2.2.1 Stator.....	04
I.2.2.2 Rotor.....	04
I.2.2.3. Principe de fonctionnement.....	05
I.3. Hypothèses simplificatrices.....	06
I.4.1. Équations électriques.....	07
I.4.2. Équations magnétiques.....	07
I.4.3. Équation mécanique.....	07
I.5. Modèle biphasé.....	08
I.5.1. Modèle de simulation.....	10
I.6. Résultats de simulation.....	11
I.6.1. Interprétations des résultats de simulation obtenus.....	12
I.7. Conclusion.....	12

Chapitre II

: Présentation de l'étude et de la simulation de la commande DTC pour la machine asynchrone.

II.1. Introduction.....	14
II.2. Modélisation de l'onduleur de tension.....	14
II.3 Principe de la commande directe du couple.....	17
II.3.1. Contrôle du flux statorique.....	18
II.3.2. Correction du flux statorique.....	19
II.3.3 Contrôle du couple électromagnétique.....	20
II.3.4 Correction du couple électromagnétique.....	20
II.4 Estimateurs employés pour la commande DTC du moteur asynchrone	21
II.4.1. Estimateur du module et de la position du flux statorique.....	21
II.4.2. Estimation du couple électromagnétique.....	22
II.5. Elaboration de la table de commutation.....	22
II.6. Avantages et inconvénients de la commande directe du couple de la machine asynchrone.....	23
II.6.1 Avantages de la commande DTC.....	23
II.6.2 Inconvénients de la commande DTC.....	24
II.7. Résultats de simulation et interprétations de la commande DTC.....	24
II.7.1. Interprétation des résultats obtenus.....	27
II.8. Conclusion.....	27

Chapitre III

: Commande directe du couple de la machine asynchrone améliorée

III.1 Introduction.....	28
III.2 Principe de la MLI vectorielle.....	28
III.2.1. Etapes de la réalisation de la MLI vectorielle.....	29
III.3. Structure générale de la DTC-SVM basée sur les régulateurs PI classiques.....	34

III.4. Résultats de simulation avec interprétations de la commande (DTC-SVM) appliquée à la machine asynchrone.....	35
III.5. Étude comparative des deux commandes traitées (DTC classique et DTC améliorée).....	38
III.6. Conclusion.....	39
Conclusion Générale.....	40
Références Bibliographiques.....	41

Liste Des Figures

Chapitre I : Modélisation de l'association onduleur-machine asynchrone.

Figure (I.1) : Moteur asynchrone (à induction).....	04
Figure (I.2) : Stator de la machine asynchrone.....	04
Figure (I.3) : Rotor à cage d'écureuil.....	05
Figure (I.4) : Circuit magnétique.....	05
Figure (I.5) : Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.....	05
Figure (I.6) : Modèle de la machine asynchrone dans le repère biphasé.....	08
Figure (I.7) : Evolution du couple électromagnétique pour le moteur asynchrone chargé de 10 N.m.....	11
Figure (I.8) : Evolution de la vitesse pour le moteur asynchrone chargé de 10 N.m.....	11
Figure (I.9) : Evolution du courant statorique (phase -a-) pour le moteur asynchrone chargé de 10 N.m.....	12

Chapitre II : Présentation de l'étude et de la simulation de la commande DTC pour la machine asynchrone.

Figure (II.1) : Schéma d'un onduleur triphasé.....	15
Figure (II.2) : Schéma structurel de la commande DTC classique étudiée.....	17
Figure (II.3) : Evolution du vecteur flux dans le plan fixe (α, β).....	18
Figure (II.4) : a) Sélection des tensions V_i pour le contrôle du flux; b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.....	19
Figure (II.5) : Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique.....	20
Figure (II.6) : Vitesse de rotation avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.....	25
Figure (II.7) : Couple électromagnétique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.....	25
Figure (II.8) : Module du flux statorique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.....	25
Figure (II.9) : Flux statorique dans le plan fixe (α, β) pour le moteur asynchrone contrôlé	

par la DTC classique.....	26
Figure (II.10) : Trajectoire du flux statorique dans le plan fixe (α,β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.....	26
Figure (II.11) : Courant statorique -phase (a)- pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.....	26

Chapitre III : Commande directe du couple de la machine asynchrone améliorée

Figure (III.1): Principe de la modulation vectorielle.....	28
Figure (III.2): Secteurs de position du vecteur V_{sref}	30
Figure (III.3) : Projection du vecteur de référence pour le secteur S_1	31
Figure (III.4) : Ordres de commande des interrupteurs pour les six secteurs.....	32
Figure (III.5): Schéma bloc sous Simulink de la commande directe du couple par l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM) basée sur les régulateurs PI classiques.....	35
Figure (III.6) : Vitesse de rotation avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.....	35
Figure (III.7) : Couple électromagnétique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.....	36
Figure (III.8) : Module du flux statorique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.....	36
Figure (III.9) : Flux statorique dans le plan fixe (α,β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.....	36
Figure (III.10) : Trajectoire du flux statorique dans le plan fixe (α,β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.....	37
Figure (III.11) : Courant statorique -phase (a)- pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.....	37
Figure (III.12) : Angle θ caractérisant la DTC-SVM.....	37
Figure (III.13) : Tensions statoriques $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$	38

Liste Des Tableaux

Chapitre II : Présentation de l'étude et de la simulation de la commande DTC pour la machine asynchrone.

Tableau II.1 : Combinaison des états des interrupteurs et les vecteurs tensions associées.....	16
Tableau II.2 : Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions à appliquer....	23
Tableau II.3 : Table de commutation définie par Takahashi pour la commande DTC.....	23
Tableau II.4 : Paramètres nominaux de la MAS utilisés en simulation.....	24

Chapitre III : Commande directe du couple de la machine asynchrone améliorée.

Tableau III.1 : Tensions de sorties de l'onduleur pour les différents états de commutations.....	29
Tableau III.2 : Détermination des secteurs.....	30
Tableau III.3 : Calcul des temps d'application des vecteurs de tension pour chaque secteur.....	31
Tableau III.4 : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.....	33
Tableau III.5 : Production des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c	34
Tableau III.6 : Étude comparative entre la DTC classique et DTC-SVM.....	38

Listes des Symboles et Acronymes

Abréviations

MAS	<i>Machine Asynchrone.</i>
DTC	<i>Commande Directe Du Couple « Direct Torque Control ».</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation.</i>
F. M. M	<i>Force Magnétomotrice.</i>
MLI	<i>Modulation De Largeur d'Impulsion.</i>
PI	<i>Correcteur Proportionnel-Intégrateur.</i>
FOC	<i>Commande Vectorielle « Orientation Du Flux Rotorique ».</i>

Symboles

P_n	<i>Puissance nominale [W].</i>
V_n	<i>Tension nominale [V].</i>
V_{ref}	<i>Tension de référence [V].</i>
$V_{s abc}$	<i>Tension statorique phase a, b ou c [V].</i>
$V_{r abc}$	<i>Tension rotorique phase a, b ou c [V].</i>
$V_{s \alpha Q}$	<i>Tension statorique dans le repère α, β [V].</i>
$V_{r \alpha Q}$	<i>Tension rotorique dans le repère α, β [V].</i>
$U_{0 abc}$	<i>Tensions d'entrées de l'onduleur [V].</i>
$U_{n abc}$	<i>Tensions de sorties de l'onduleur [V].</i>
U_{n0}	<i>Tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « 0 » [V].</i>
$I_{s abc}$	<i>Courant statorique phase a, b ou c [A].</i>
$I_{r abc}$	<i>Courant rotorique phase a, b ou c [A].</i>
$I_{s \alpha Q}$	<i>Courant statorique dans le repère α, β [A].</i>
$I_{r \alpha Q}$	<i>Courant rotorique dans le repère α, β [A].</i>
R_s	<i>Résistance statorique [Ω].</i>
R_r	<i>Résistance rotorique [Ω].</i>
L_s	<i>Inductance propre d'une phase statorique [H].</i>
L_r	<i>Inductance propre d'une phase rotorique [H].</i>
L_m	<i>Matrices des inductances mutuelles du couplage stator-rotor [H].</i>
M_{sr}	<i>Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques [H].</i>
M_s	<i>Inductance mutuelle entre phases statoriques [H].</i>
M_r	<i>Inductance mutuelle entre phases rotoriques [H].</i>
C_r	<i>Couple résistant [N.m].</i>
C_{em}	<i>Couple électromagnétique [N.m].</i>
f	<i>Coefficient de frottement [Nm/Rad/s].</i>
J	<i>Moment d'inertie du rotor [Kg.M²].</i>
F	<i>Fréquence nominale [Hz].</i>

Ω_r	Vitesse mécanique rotorique [Rad/s].
Ω_{ref}	Vitesse mécanique de référence [Rad/s].
T_r	Constante de temps rotorique [s].
T_s	Constante de temps statorique [s].
T_e	Période d'échantillonnage [s].
t	Temps [s].
T_{abc}	Temps d'utilisation des vecteurs V_1, V_2, V_3 [s].
m	Vitesse de rotation du référentiel choisi [Rad/s].
m_s	Pulsation électrique statorique [Rad/s].
m_r	Pulsation électrique rotorique [Rad/s].
Φ_s	Flux statoriques [Wb].
Φ_r	Flux rotoriques [Wb].
$\Delta\Phi_s$	Ecart d'hystérésis du contrôleur [Wb].
T_{ij}	Fonction de commutations.
σ	Coefficient de dispersion.
$\zeta(t)$	Variable de prémisses.
K_P	Coefficient proportionnel du régulateur PI.
K_i	Coefficient intégral du régulateur PI.
P	Nombre de paire de pôles.
$[P]$	Matrice de transformation de PARK.
$[C]$	Matrice de transformation de Concordia.
S_{abc}	Signaux de commande des interrupteurs de puissance.
S_{ij}	j^{eme} interrupteur i^{eme} bras.

Repères

(a, b, c)	Axes liés aux enroulements triphasés.
(α, β)	Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au stator.
(x, y)	Axes fixés au rotor.
(d, q)	Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au champ tournant.
θ	Position réelle [Rad].

Notations

s, r	Indices correspondants au stator et rotor.
N	Grandeur nominale.
*	Grandeur de commande de référence.
\wedge	Grandeur estimée.

Résumé

: La commande directe du couple (DTC) du moteur asynchrone est caractérisée par de bonnes performances dynamiques du flux statorique et du couple électromagnétique. Cependant, ces deux dernières grandeurs sont munies d'ondulations remarquables. A cela, s'ajoute encore le problème de la fréquence de commutation variable et difficilement maitrisable spécifique à la commande DTC classique. Le présent mémoire de fin d'études a pour but d'étudier et de simuler par le logiciel MATLAB/Simulink la commande directe du couple améliorée (DTC-SVM) du moteur asynchrone assurant de bonnes performances de fonctionnement qui sont : la minimisation des ondulations du couple électromagnétique, du flux statorique et du courant statorique ainsi que le fonctionnement sous une fréquence de commutation fixe du système étudié.

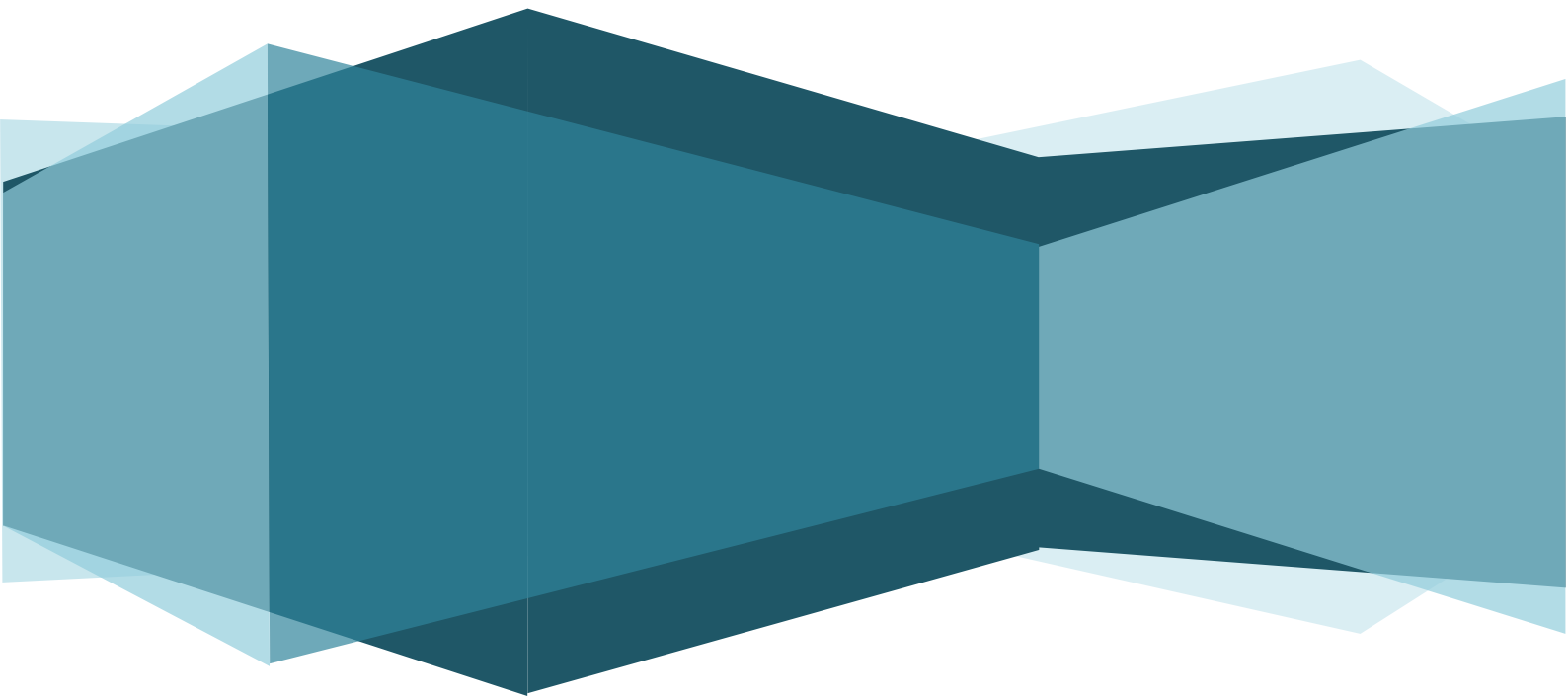
Mots clés : Moteur asynchrone, DTC-SVM, Fréquence de commutation, ondulations du flux et du couple, MATLAB/Simulink.

ملخص

: إن السيطرة المباشرة على الدوران في المحرك غير المتزامن تتسم بالأداء الديناميكي الجيد للتدفق والعزم الكهرومغناطيسي. ومع ذلك ، هذه ال مقادير الأخيرة لها موجات ملحوظة. ويضاف إلى ذلك مشكلة التغير وصعوبة التحكم في ترددات التحويل الخاصة بمراقبة DTC التقليدية. الغرض من أطروحة نهاية الدراسة هذه هو دراسة ومحاكاة برنامج MATLAB/Simulink للتحكم المباشر في الدوران المعزز (DTC-SVM) للمحرك غير المتزامن الذي يضمن أداء تشغيليا جيدا ، وهو: تقليل التموجات لعزم الدوران الكهرومغناطيسي و تدفق الجزء الثابت ، وتموجات تيار الوضع ، والتشغيل تحت تردد تبديل النظام الثابت.

الكلمات المفتاحية: المحرك اللااتزامني، DTC-SVM، تردد التبديل، تموجات التدفق و العزم، MATLAB/Simulink

Introduction générale



Introduction générale

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles [1]. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse [2]. De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important comparativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi, les variations du couple provoquent des variations du flux rendant le modèle de la commande plus complexe [3]. De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone.

L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple [2].

L'objectif de ce mémoire est de donner et de présenter une commande fiable pour le contrôle de la machine asynchrone, et particulièrement la commande directe du couple. La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Cependant cette structure nécessite en général la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance de la grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine [1]. Cependant, la recherche d'autres algorithmes n'a pas cessé et de nouvelles techniques de contrôle sont apparues dans la littérature. La commande dite directe du couple (DTC) est initialement développée pour les machines asynchrones dans les années 1986 et 1988 par les deux savants TAKAHASHI et DEPENDROCK [04]. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation [05]. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent : d'une part, la détermination des états de commutation se base sur les informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis ; d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations au niveau du couple et du flux [1].

Afin de surmonter les contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les performances de la commande DTC classique, une autre technique est développée en

imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique est appelée DTC à fréquence de modulation constante (DTC-SVM). Pour cela, le présent mémoire est subdivisé en trois chapitres :

- Dans le premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone triphasée en vue de sa commande sous le logiciel MATLAB/Simulink.
- Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation du principe du contrôle direct du couple (DTC classique). Aussi, cette commande est simulée par MATLAB/Simulink, dont les résultats de simulation de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, du flux statorique et du courant statorique sont donnés dans ce deuxième chapitre.
- Le troisième chapitre a été réservé à la présentation de l'amélioration des performances de la commande directe de couple classique par l'application de l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM) basée sur les régulateurs standards de type PI pour la réduction des ondulations existantes au niveau du couple et du flux d'une part et pour assurer un fonctionnement de la commande DTC sous une fréquence de commutation fixe d'autre part.
- Enfin, nous avons terminé notre mémoire de fin d'études par une conclusion générale et quelques perspectives envisagées.

Chapitre ↴

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

I.1. Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes en fonction des objectifs recherchés [6],[7]. On développe dans ce chapitre les modèles suivants:

- Les modèles en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park ou de Concordia, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs.

Les lois de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant dans une grande plage de fonctionnement un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire [7].

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1. Généralités sur la machine asynchrone

I.2.1.1. Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [7].

I.2.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles [8],[9].

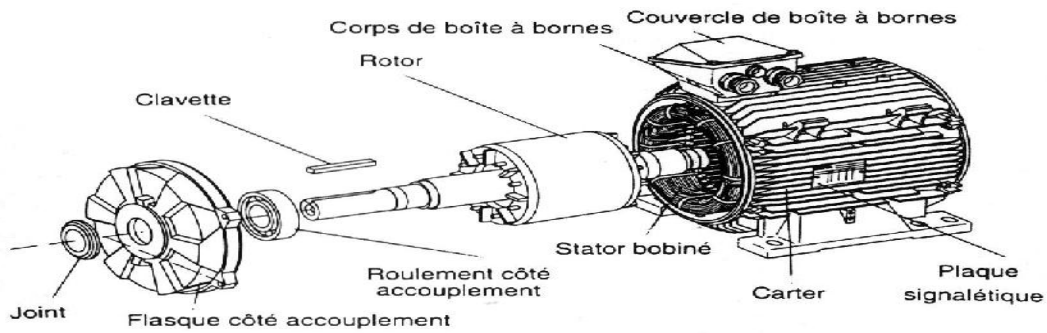


Figure (I.1) : Moteur asynchrone (à induction)

I.2.2.1 Stator

Il est constitué des enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties: les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre [8], [9].



Figure (I.2) : Stator de la machine asynchrone

I.2.2.2 Rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor. Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage

d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables [8],[9].



Figure (I.3) : Rotor à cage d'écreuil

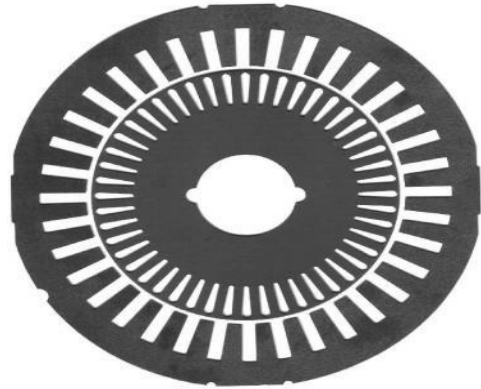


Figure (I.4) : Circuit magnétique

La machine asynchrone peut être représentée schématiquement comme indiqué par la figure (I.5).

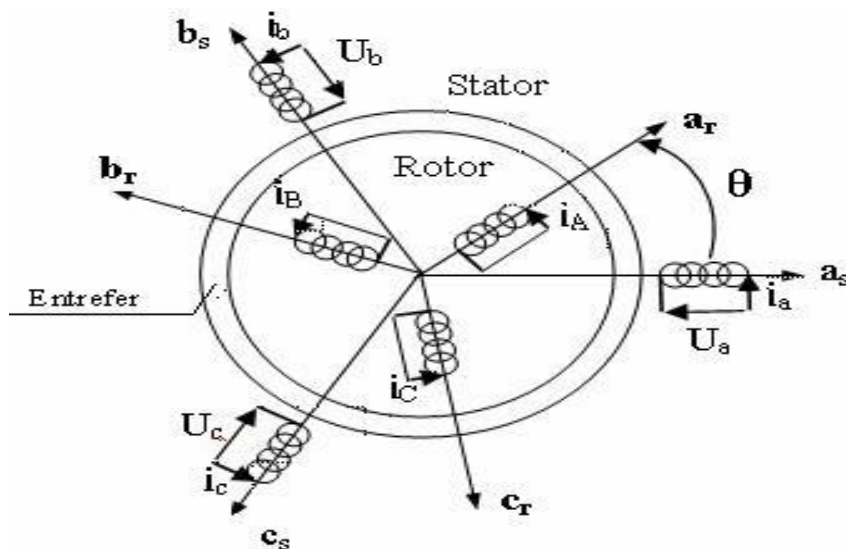


Figure (I.5) : Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

I.2.2.3. Principe de fonctionnement:

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction [11]. La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.

La vitesse de rotation N_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$N_s = 60 \cdot \frac{f_s}{P} \left(\frac{tr}{min} \right) \quad (\text{I. 1})$$

On désigne par "P" le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de *Faraday* aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. D'après la loi de *LENZ*, ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [6]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s , tel que:

$$\Omega_s = W_s / P \quad (\text{I. 2})$$

Cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r , avec:

$$\Omega_r = W_r / P \quad (\text{I. 3})$$

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo-synchrone) ou supérieure (hyper-synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , où un couple résistant tendant à réduire Ω_r . De toute évidence, le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I. 4})$$

I.3. Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [12]:

- L'entrefer constant ;
- L'effet d'encoche négligé;
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale;
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante;
- Les pertes ferromagnétiques sont négligeables;
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes des ces hypothèses on peut citer [13]:

- Les inductances propres sont constantes;
- Le flux magnétique est fonction linéaire du courant;
- L'invariance des résistances statoriques et rotoriques;
- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4.1. Équations électriques

Les équations de la tension statoriques et rotoriques sont données par les équations suivantes :

$$v_{sa}(t) = R_s i_{sa}(t) + \frac{dy_{sa}(t)}{dt} \quad v_{ra}(t) = R_r i_{ra}(t) + \frac{dy_{ra}(t)}{dt} \quad (\text{I.5})$$

$$v_{sb}(t) = R_s i_{sb}(t) + \frac{dy_{sb}(t)}{dt} \quad v_{rb}(t) = R_r i_{rb}(t) + \frac{dy_{rb}(t)}{dt} \quad (\text{I.6})$$

$$v_{sc}(t) = R_s i_{sc}(t) + \frac{dy_{sc}(t)}{dt} \quad v_{rc}(t) = R_r i_{rc}(t) + \frac{dy_{rc}(t)}{dt} \quad (\text{I.7})$$

I.4.2. Équations magnétiques

Les équations du flux statoriques et rotoriques (équations magnétiques) peuvent être exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{aligned} y_s &= L_s I_s + M_{sr} I_r \\ y_r &= L_r I_r + M_{rs} I_s \end{aligned} \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, [M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (\text{I.10})$$

I.4.3. Équation mécanique

On appelle Cem le couple électromagnétique développé par la machine; Cr est le couple résistant de la charge; J l'inertie totale ramenée sur l'arbre de la machine et f_v le coefficient

total de frottement visqueux. Par application du principe fondamental de la dynamique, on obtient l'équation mécanique suivante :

$$C_{em} = C_r + f_v \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.11})$$

I.5. Modèle biphasé

La mise en équation des moteurs asynchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de *Concordia* ou de *Park* permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements *a*, *b*, et *c* [5].

Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases *a*, *b*, et *c* et représente la composante homopolaire. En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de *Park* ou la transformation de *Concordia* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de *Park* (*d*, *q*, *o*) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park*. Tandis que la transformation de *Concordia* conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance [5].

À un système triphasé quelconque (*a*, *b*, *c*) on associe un système biphasé (*d*, *q*, *o*), comme le montre la figure (I.6)

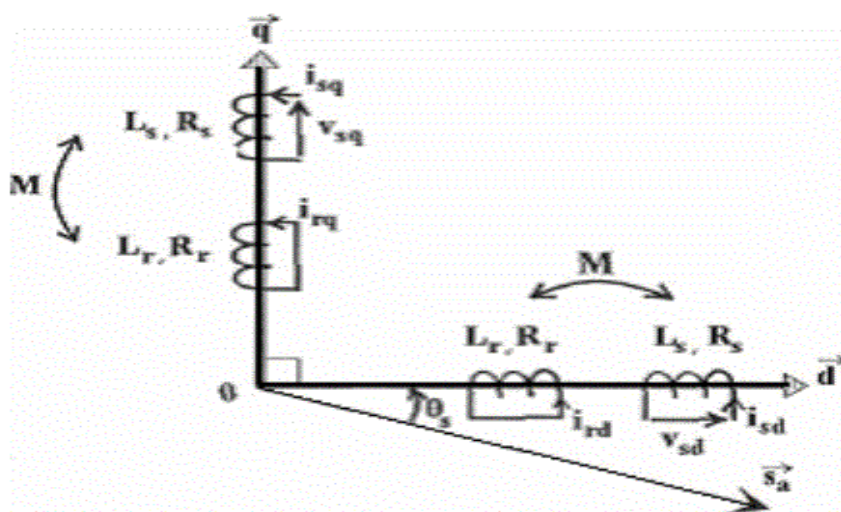


Figure (I.6): Modèle de la machine asynchrone dans le repère biphasé

La matrice $P(\theta)$ de *Park* est donnée sous la forme suivante:

$$[P(q)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

La matrice de *Concordia* (matrice de transformation directe) est donnée par:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axes (d, q, o) et les flux d'axes (a, b, c).

$$\begin{aligned} [y_{sdq0}] &= [P(q_s)] \cdot [L_s] \cdot [P(q_s)]^{-1} \cdot [i_{sdq0}] + [P(q_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P(q_s)]^{-1} \cdot [i_{rdq0}] \\ [y_{rdq0}] &= [P(q_r)] \cdot [L_r] \cdot [P(q_r)]^{-1} \cdot [i_{rdq0}] + [P(q_r)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P(q_r)]^{-1} \cdot [i_{sdq0}] \end{aligned} \quad (\text{I.15})$$

Un calcul long et fastidieux aboutit à la relation matricielle suivante entre les vecteur flux et courants d'axes (d, q, o).

$$\begin{bmatrix} y_{sd} \\ y_{sq} \\ y_{s0} \\ y_{rd} \\ y_{rq} \\ y_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_s - 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r - 2M_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

On constate:

- D'une part, que la transformation de *Park* rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants du temps.
- D'autre part, que le nombre de paramètres électromagnétiques se réduit à cinq qui sont :

$L_s = l_s - M_s$: l'inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: l'inductance cyclique rotorique.

$M = \left(\frac{3}{2}\right)M_{sr}$: l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{os} = l_s + M_s$: l'inductance homopolaire statorique.

$L_{0r} = l_r + 2M_r$: l'inductance homopolaire rotorique.

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques. Par conséquent les composantes d'indice (o) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s , L_r , M , et reliés aux courants par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} y_{sd} \\ y_{sq} \\ y_{rd} \\ y_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l'un est statorique et l'autre est rotorique; ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor . Ce couplage est à la base des non linéarités du moteur asynchrone. Les stratégies de commande modernes telle que la commande vectorielle et la commande directe du couple (DTC) sont utilisées pour découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes [14].

I.5.1. Modèle de simulation

Les expressions finales utilisées dans le modèle sont obtenues à partir de toutes les expressions précédemment présentées et dans un repère lié au stator :

$$V_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \Rightarrow \psi_{sa} = \int (V_{sa} - R_s \cdot i_{sa}) \quad (\text{I. 18})$$

$$V_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} \Rightarrow \psi_{sb} = \int (V_{sb} - R_s \cdot i_{sb}) \quad (\text{I. 19})$$

$$V_{ra} = R_s \cdot i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} + p \cdot \omega \cdot \psi_{r\beta} \Rightarrow \psi_{ra} = \int (V_{ra} - R_s \cdot i_{ra} - p \cdot \omega \cdot \psi_{r\beta}) \quad (\text{I. 20})$$

$$V_{r\beta} = R_s \cdot i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + p \cdot \omega \cdot \psi_{r\alpha} \Rightarrow \psi_{r\beta} = \int (V_{r\beta} - R_s \cdot i_{r\beta} - p \cdot \omega \cdot \psi_{r\alpha}) \quad (\text{I. 21})$$

Le rotor est en court-circuit, donc :

$$\psi_{ra} = \int (-R_r \cdot i_{ra} - p \cdot \omega \psi_{r\beta}) \quad (\text{I. 22})$$

$$\psi_{r\beta} = \int (-R_r \cdot i_{r\beta} - p \cdot \omega \psi_{r\alpha}) \quad (\text{I. 23})$$

$$i_{s\alpha} = \psi_{s\alpha} \frac{L_r}{L_x} - \psi_{r\alpha} \cdot \frac{M_{sr}}{L_x} \quad (\text{I. 24})$$

$$i_{s\alpha} = \psi_{s\alpha} \frac{L_r}{L_x} - \psi_{r\alpha} \cdot \frac{M_{sr}}{L_x} \quad (\text{I. 25})$$

$$i_{s\alpha} = \psi_{s\alpha} \frac{L_s}{L_x} - \psi_{r\alpha} \cdot \frac{M_{sr}}{L_x} \quad (\text{I. 26})$$

$$i_{s\beta} = \psi_{s\beta} \frac{L_s}{L_x} - \psi_{r\beta} \cdot \frac{M_{sr}}{L_x} \quad (\text{I. 27})$$

$$\text{Avec : } L_x = L_s \cdot L_r - M_{sr}^2 \quad (\text{I. 28})$$

I.6. Résultats de simulation

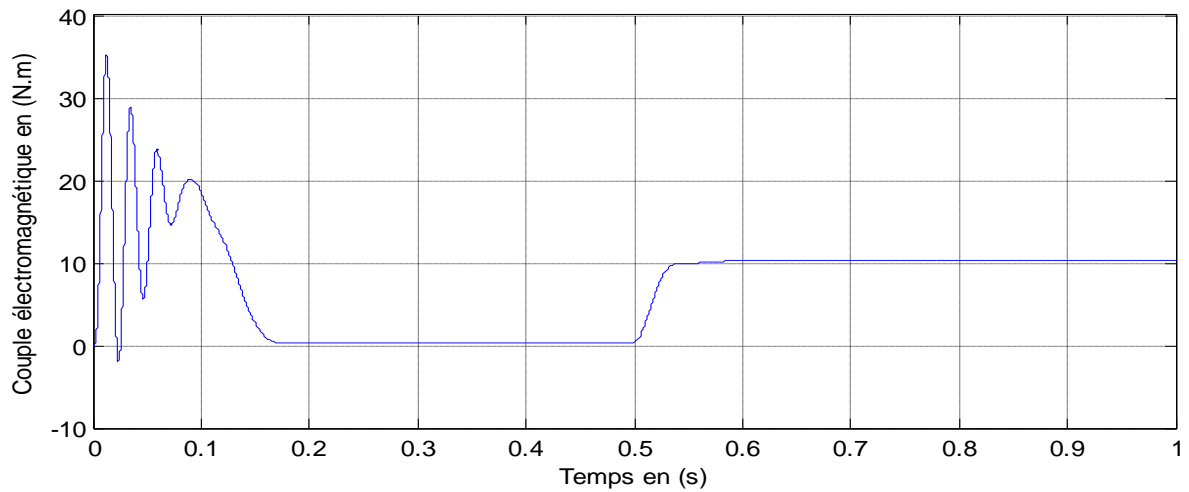


Figure (I.7) : Evolution du couple électromagnétique pour le moteur asynchrone chargé de 10 N.m.

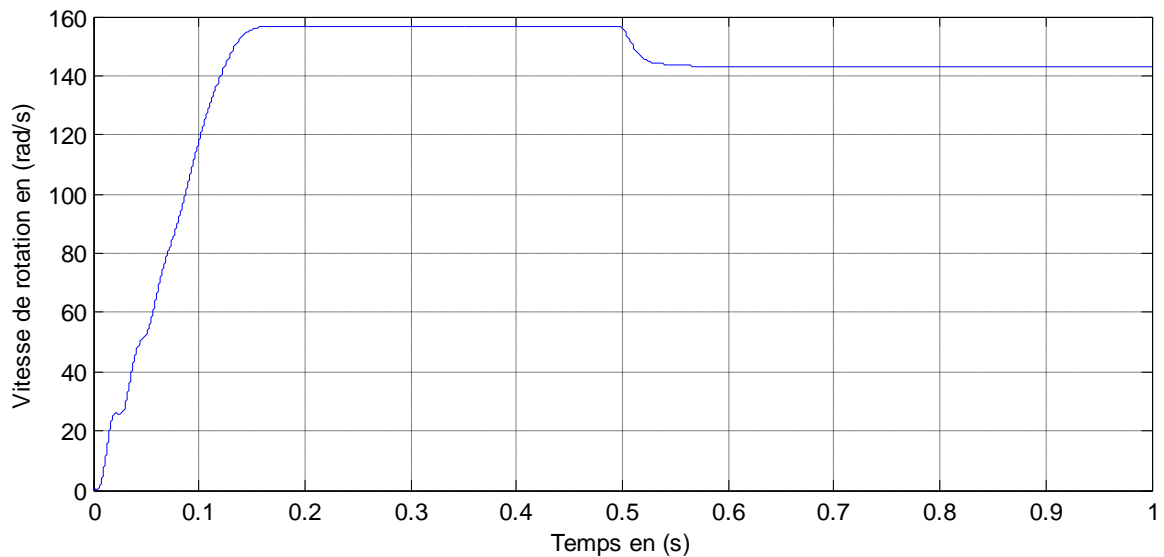


Figure (I.8) : Evolution de la vitesse pour le moteur asynchrone chargé de 10 N.m

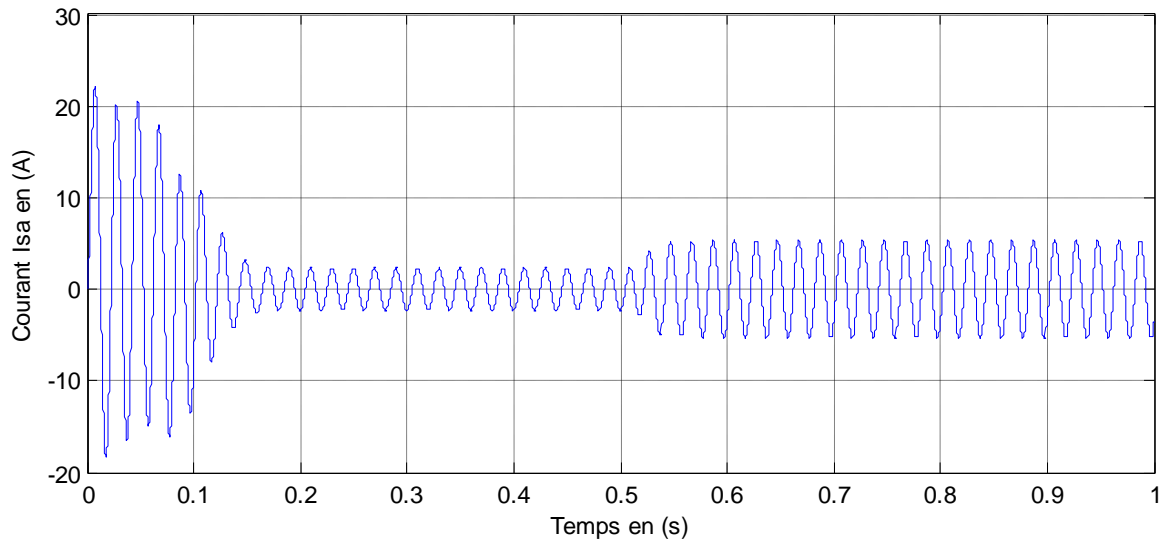


Figure (I.8) : Evolution du courant statorique (phase -a-) pour le moteur asynchrone chargé de 10 N.m

Interprétations des résultats de simulation obtenus :

- La figure I.7 représente l'évolution du couple électromagnétique du moteur asynchrone en fonction du temps. Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie où il atteint la valeur 35 N.m, puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide. L'application de la charge a montré l'apparition d'une valeur de 10 N.m qui correspond au couple résistant appliqué.
- L'allure de la vitesse de la figure I.8 présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Ensuite, la vitesse se stabilise à la valeur nominale de 157 rad/s. En appliquant une charge à l'instant $t=0.5s$, on constate une légère diminution de la vitesse.
- La figure I.9 montre le courant statorique en fonction du temps. on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à 9 fois environ le courant nominal. Au démarrage le courant statorique est excessif, vu qu'il est de courte durée et la machine pourrait donc le supporter sans risquer d'échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante caractérisant le courant statorique du moteur asynchrone. A l'instant $t=0.5s$, on constate que ce courant augmente à cause de l'application du couple résistant (de charge).

I.7. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite nous avons abordé sa modélisation. La transformation de Park est

introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ces comportements en régime transitoire. Les résultats obtenus dans cette première simulation sont satisfaisants. Ils répondent bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone. Le deuxième chapitre sera réservé à l'étude et la simulation de la commande directe du couple du moteur asynchrone modélisé dans ce premier chapitre.

Chapitre ↴

*Présentation de l'étude et de
la simulation de la commande
DTC pour la machine
asynchrone*

II.1. Introduction

La difficulté du contrôle de la machine asynchrone (MAS) a restreint pendant longtemps son utilisation dans le domaine de la vitesse variable. Cette difficulté réside essentiellement dans le couplage des grandeurs de contrôle à savoir le flux et le couple électromagnétique. Depuis une vingtaine d'années, des contrôles spécifiques assurent un découplage de ces grandeurs de contrôles par l'utilisation de repères appropriés [15]. Ces méthodes appelées vectorielles assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Bien qu'elles donnent des performances élevées à la machine asynchrone, les structures de contrôle vectoriel classique restent très sensibles aux variations des paramètres de la machine et surtout à celles de la résistance rotorique, délicate à identifier en cours de fonctionnement [16].

Au cours des dernières décennies, le développement des nouvelles techniques de traitement des signaux a permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement performantes. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique [17]. Deux principales stratégies ont été développées quasiment en même temps dans deux centres de recherche différents en 1985 [18]. Ces deux stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la régulation à structures variables du flux statorique et du couple électromagnétique. Ces lois de commande sont connues sous les noms de [17],[19]:Contrôle Vectoriel Direct du Flux Statorique (Direct Self Control) développé par M. Depenbrock et Contrôle Direct du Couple (Direct Torque Control) développé par L. Takahashi.

Dans ce chapitre nous présentons l'étude et la simulation de la commande directe du couple pour le moteur asynchrone.

II.2. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et à fréquences variables à partir d'un réseau standard (220/380V, 50Hz) après redressement où la tension filtrée U_0 est appliquée à l'onduleur. Ce dispositif est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [20].

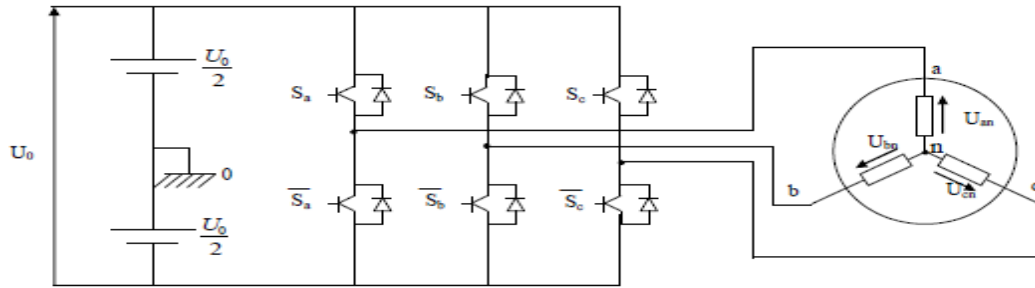


Figure (II.1) : Schéma d'un onduleur triphasé.

La figure II.1 représente le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine (MAS). Pour cet onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors booléenne identifiée comme suit [21]:

- ✚ S a, b, c = 1 : Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) est fermé.
- ✚ S a, b, c = 0: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) est ouvert.

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

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

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{ab}=U_{ao}-U_{bo} \\ U_{bc}=U_{bo}-U_{co} \\ U_{ca}=U_{co}-U_{ao} \end{array} \right. \quad \text{(II.1)}$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues). Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{ao}=U_{an}+U_{no} \\ U_{bo}=U_{bn}+U_{no} \\ U_{co}=U_{cn}+U_{no} \end{array} \right. \quad \text{(II.2)}$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} ont les tensions simples de la machine et U_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad \text{(II.3)}$$

La substitution de (II.2) dans (II.3) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant (II.3) dans (II.4), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3} U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

On peut écrire le système d'équations (II.5), en utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on aura :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Pour un onduleur de tension triphasé (à six interrupteurs commandés), il existe huit (2^3) combinaisons possibles des états de commutations des interrupteur (S_a, S_b, S_c) correspondants à huit vecteurs de tensions comme indiqué par le tableau II.1 [20],[22].

Tableau II.1 : Combinaison des états des interrupteurs et les vecteurs tensions associées.

S_a	S_b	S_c	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	\vec{V}_s
0	0	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0 = 0$
1	0	0	$\frac{2U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$\sqrt{2/3} U_0$	0	$\vec{V}_1 = \sqrt{2/3} U_0$
1	1	0	$\frac{U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$-\frac{2U_0}{3}$	$\frac{U_0}{\sqrt{6}}$	$\frac{U_0}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_2 = \sqrt{2/3} U_0 e^{j\pi/3}$
0	1	0	$-\frac{U_0}{3}$	$\frac{2U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{\sqrt{6}}$	$\frac{U_0}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_3 = \sqrt{2/3} U_0 e^{j2\pi/3}$
0	1	1	$-\frac{2U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$\sqrt{2/3} U_0$	0	$\vec{V}_4 = \sqrt{2/3} U_0$
0	0	1	$-\frac{U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$\frac{2U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U_0}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_5 = \sqrt{2/3} U_0 e^{j4\pi/3}$
1	0	1	$\frac{U_0}{3}$	$-\frac{2U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$\frac{U_0}{\sqrt{6}}$	$-\frac{U_0}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_6 = \sqrt{2/3} U_0 e^{j5\pi/3}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7 = 0$

II.3 Principe de la commande directe du couple

La commande directe du couple dite DTC a été introduite en 1986 par Takahashi. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines asynchrones d'une manière découplée. La commande DTC conventionnelle a été largement utilisée dans les applications industrielles. Pour étudier cette stratégie, on commence par présenter et mettre en œuvre la structure DTC de Takahashi. Le principe de la commande DTC est basé sur une détermination directe des impulsions de commande appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de tension et ce, pour maintenir le couple électromagnétique et le flux statorique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis prédéfinies. Une telle application de cette technique permet d'assurer un découplage entre le contrôle du couple et le flux [23]. Les seules grandeurs mesurées pour cette stratégie de contrôle sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine asynchrone. Ainsi, le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures. L'onduleur de tension permet d'atteindre sept positions dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. Le schéma bloc représente le synoptique de la commande DTC classique en vitesse appliquée à la machine asynchrone.

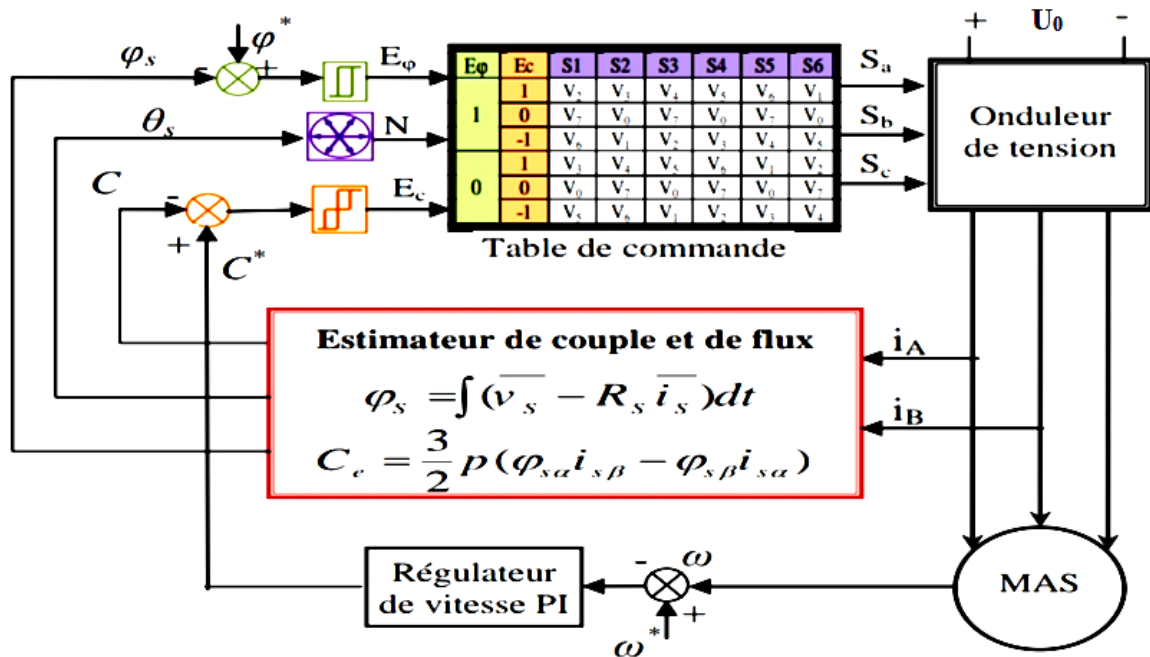


Figure (II.2) : Schéma structurel de la commande DTC classique étudiée.

Les principaux éléments constitutifs de la commande DTC classique sont énumérés comme suit :

- 1/ Deux estimateurs du flux statorique et du couple électromagnétique ;
- 2/ Une table de commutation (de commande) de Takahashi ;

3/ Deux comparateurs à hystérésis ;

4/ Un régulateur de vitesse de type proportionnel-Intégral (PI), assurant la délivrance du couple électromagnétique de référence.

II.3.1. Contrôle du flux statorique

On se place dans un repère fixe (α, β) lié au stator de la machine asynchrone, le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [24]:

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II. 7})$$

Où le vecteur $\overline{\varphi}_s$ est exprimé comme suit :

$$\overline{\varphi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt + \overline{\varphi}_{s0} \quad (\text{II. 8})$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance, l'équation (II. 8) devient:

$$\overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_{s0} + \int_0^t \overline{V}_s dt \quad (\text{II. 9})$$

Durant une période d'échantillonnage (T_e) le vecteur de tension appliqué reste constant, on peut écrire donc :

$$\overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_{s0} + \overline{V}_s T_e \quad (\text{II. 10})$$

Si on pose :

$$\Delta \overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_s - \overline{\varphi}_{s0} \quad (\text{II. 11})$$

On aura :

$$\Delta \overline{\varphi}_s \approx \overline{V}_s T_e \quad (\text{II. 12})$$

Où :

- $\overline{\varphi}_s(k)$: représente le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\overline{\varphi}_s(k+1)$: représente le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

A travers la figure (II.3), on remarque que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit une droite parallèle au vecteur de tension appliqué à partir de son état initial.

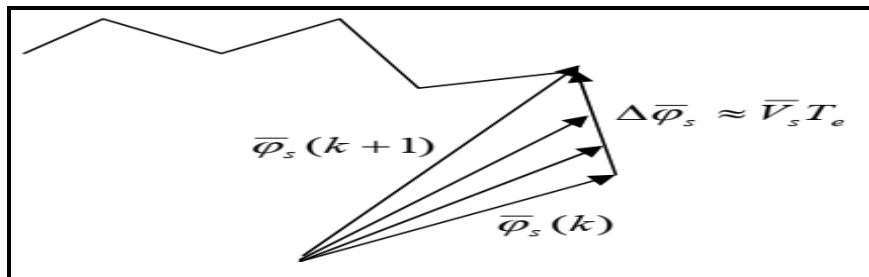


Figure (II.3): Evolution du vecteur flux dans le plan fixe (α, β) .

Par le choix d'une séquence correcte du vecteur V_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_c , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur φ_s la trajectoire désirée. Pour cela, un régulateur à hystérésis à deux niveaux permettra de maintenir l'extrémité du vecteur φ_s dans une couronne circulaire [24].

II.3.2. Correction du flux statorique

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.4) [3]. La sortie du correcteur utilisé doit indiquer le sens d'évolution du module du flux statorique contrôlé. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique. On peut écrire alors [25]:

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\varphi_s/dt > 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\varphi_s/dt < 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.13})$$

Avec :

- φ_{sref} : représente la référence du flux statorique ;
- $\Delta\varphi_s$: représente la largeur du comparateur à hystérésis;
- $K_\phi = 0$: signifie qu'il faut réduire le module du flux ;
- $K_\phi = 1$: signifie qu'il faut augmenter le module du flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir de bonnes performances dynamiques [10],[18].

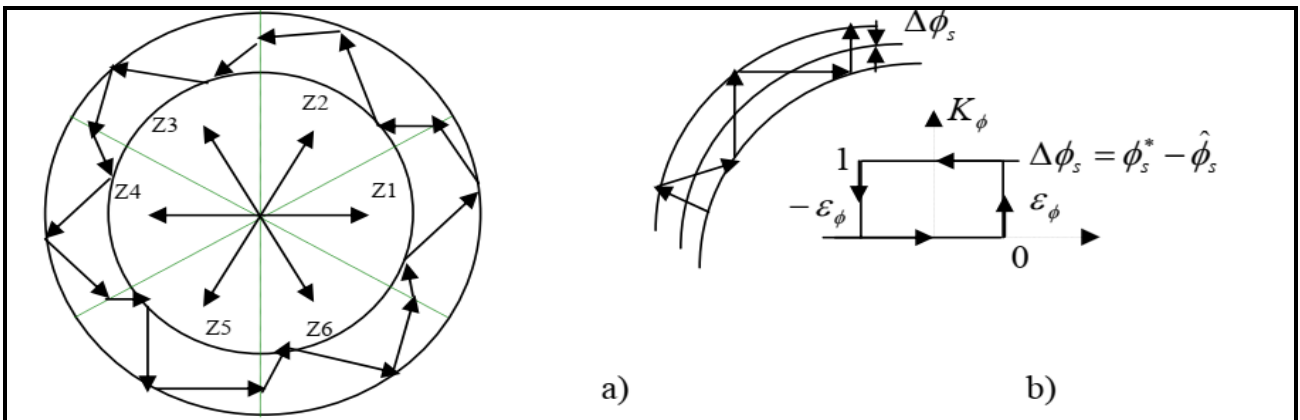


Figure (II.4) : a) Sélection des tensions V_i pour le contrôle du flux; b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.

II.3.3 Contrôle du couple électromagnétique

Dans un repère fixe (α, β) lié au stator de la machine asynchrone et par l'application de la transformation de Park avec la conservation de puissance, l'expression du couple électromagnétique durant l'intervalle de commande peut être donnée par la relation suivante [2]:

$$C_e = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \varphi_r \sin \gamma \quad (\text{II.14})$$

Où :

- $\gamma = \theta_s - \theta_r$ est l'angle entre les vecteurs du flux statorique et du flux rotorique ;
- φ_s représente le module du vecteur flux statorique ;
- φ_r représente le module du vecteur flux rotorique.

A partir de l'équation (II.14), on peut confirmer que le couple électromagnétique dépend des amplitudes des deux vecteurs φ_s et φ_r ainsi que de l'angle γ . Sachant que le flux rotorique est défini constant et admettant que l'amplitude du flux statorique est maintenue constante, on peut dire que la maîtrise de l'écart angulaire entre le flux statorique et le flux rotorique nous permettra de réguler convenablement le couple électromagnétique [26].

II.3.4 Correction du couple électromagnétique

Le correcteur du couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple. Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux [16]. Ce correcteur permet de commander convenablement la machine asynchrone dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

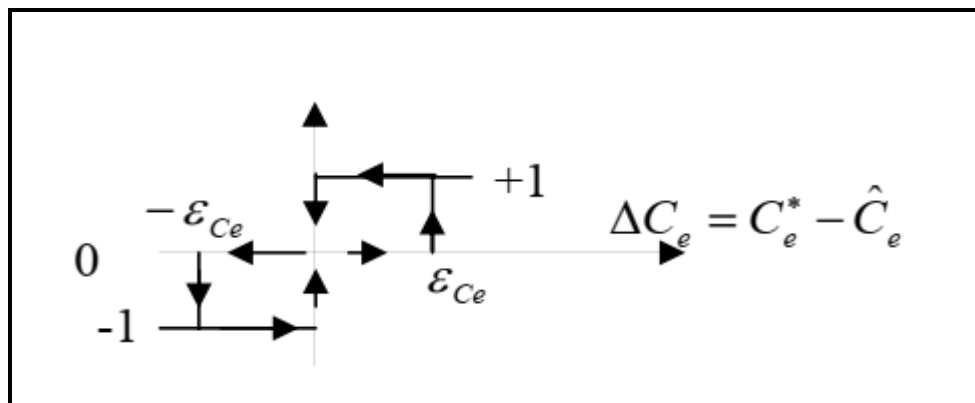


Figure (II.5) : Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant [4]:

$$|C_{\text{ref}} - C_e| \leq \Delta C_e$$

$$\left\{ \begin{array}{ll}
\text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = 1 \\
\text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\
\text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = 1 \\
\text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = -1 \\
\text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\
\text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } K_c = -1
\end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

Avec :

- C_{eref} : représente la référence du couple électromagnétique;
- ΔC_e : représente la largeur du comparateur à hystérésis;
- $K_c = 1$ signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande à hystérésis et il faut donc l'augmenter ;
- $K_c = -1$ signifie que le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande à hystérésis et il faut donc le diminuer ;
- $K_c = 0$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande à hystérésis et il faut donc le maintenir.

On note aussi que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter [7].

De plus, en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute pas et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquent, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [27].

II.4 Estimateurs employés pour la commande DTC du moteur asynchrone

II.4.1. Estimateur du module et de la position du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques des courants et des tensions de la machine asynchrone. A partir de l'équation suivante :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.16})$$

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

$$\varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.17})$$

$$\varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (\text{II.18})$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont déterminées à partir des commandes $(S_\alpha S_\beta S_c)$, de la mesure de la tension U_o et par l'application de la transformée de Concordia:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \quad (\text{II.19})$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_o \left(S_\alpha - \frac{1}{2} (S_\beta + S_c) \right) \quad (\text{II.20})$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_o (S_\beta - S_c) \quad (\text{II.21})$$

De même, les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} transformés par Concordia comme suit:

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta} \quad (\text{II.22})$$

$$I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \quad (\text{II.23})$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \quad (\text{II.24})$$

Le module du flux statorique s'écrit de la manière suivante [28]:

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{sa}^2 + \varphi_{sb}^2} \quad (\text{II.25})$$

La zone N_i dans laquelle se trouve le vecteur φ_s , pour un intervalle de $[0-2\pi]$ est déterminée par le calcul de l'argument de ce vecteur comme suit [29]:

$$\angle \bar{\varphi}_s = N_i = \arctg \frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_{s\beta}} \quad (\text{II.26})$$

II.4.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique du moteur asynchrone est calculé à partir de l'estimation du flux statorique et de la mesure des courants statoriques par la relation suivante [27]:

$$C_\epsilon = P \left(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha} \right) \quad (\text{II.27})$$

Où : P est le nombre de paires de pôles du moteur asynchrone.

II.5. Elaboration de la table de commutation

La table de commutation de la commande DTC est construite à partir du comportement du système donné par les variables K_φ , K_c et le secteur N_i localisant la position du flux statorique. L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i-1} , V_{i-2}

qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur N_i est montrée sur le tableau II.2 suivant [30]:

Tableau II.2 : Table généralisée pour le choix des vecteurs de tensions à appliquer

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
\varnothing_s	↑	↓	↑	↓
C_e	↑	↑	↓	↓

Lorsque le flux se trouve dans une zone N_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants [31]:

- Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croît et C_e croît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s décroît 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 décroît ;
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, la rotation du flux φ_s est arrêtée d'où une décroissance du couple alors que le module du flux φ_s reste inchangé.

En se basant sur ces principes, on peut établir la table de commutation proposée par Takahashi de la manière suivante [21]:

Tableau II.3 : Table de commutation définie par Takahashi pour la commande DTC.

K_\varnothing	K_C	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

II.6. Avantages et inconvénients de la commande directe du couple de la machine asynchrone

II.6.1 Avantages de la commande DTC

Parmi les avantages offerts par la commande DTC du moteur asynchrone on peut citer [32], [35]:

- L'excellente dynamique du couple ;
- La non nécessité de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont placés dans un repère lié au stator ;
- L'utilisation d'un modèle simplifié du moteur à induction ;
- L'absence des blocs qui calculent la modulation de la tension (MLI) ;
- La Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques ;
- La non nécessité d'utilisation d'un capteur de vitesse ou de position.

II.6.2 Inconvénients de la commande DTC

Parmi les inconvénients de la commande DTC du moteur asynchrone on peut citer [25-29]:

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif) ;
- La nécessité de disposer des estimations du flux statorique et du couple électromagnétique;
- L'existence des oscillations au niveau du flux et du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante due à l'utilisation des régulateurs à hystérésis conduisant à un contenu riche en harmoniques. Cette situation augmente les pertes et provoque des bruits accoustiques et des oscillations du couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

II.7. Résultats de simulation et interprétations de la commande DTC

Le programme de simulation développé pour la commande DTC est établi sous l'environnement MATLAB/Simulink. Cette simulation nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des diverses grandeurs électriques et mécaniques du moteur asynchrone.

Le tableau II.4 comporte les grandeurs nominales et les paramètres physiques de la machine asynchrone utilisés en simulation.

Tableau II.4 : Paramètres nominaux de la MAS utilisés en simulation.

Vitesse nominale	1500 tr/min
Nombre de paires de pôles	2
Résistance statorique (R_s)	6.75 Ω
Résistance rotorique (R_r)	6.21 Ω
Inductance statorique (L_s)	0.5192 H
Inductance rotorique (L_r)	0.5192 H
Inductance mutuelle (M)	0.4957 H
Moment d'inertie (J)	0.0140 kg.m ²

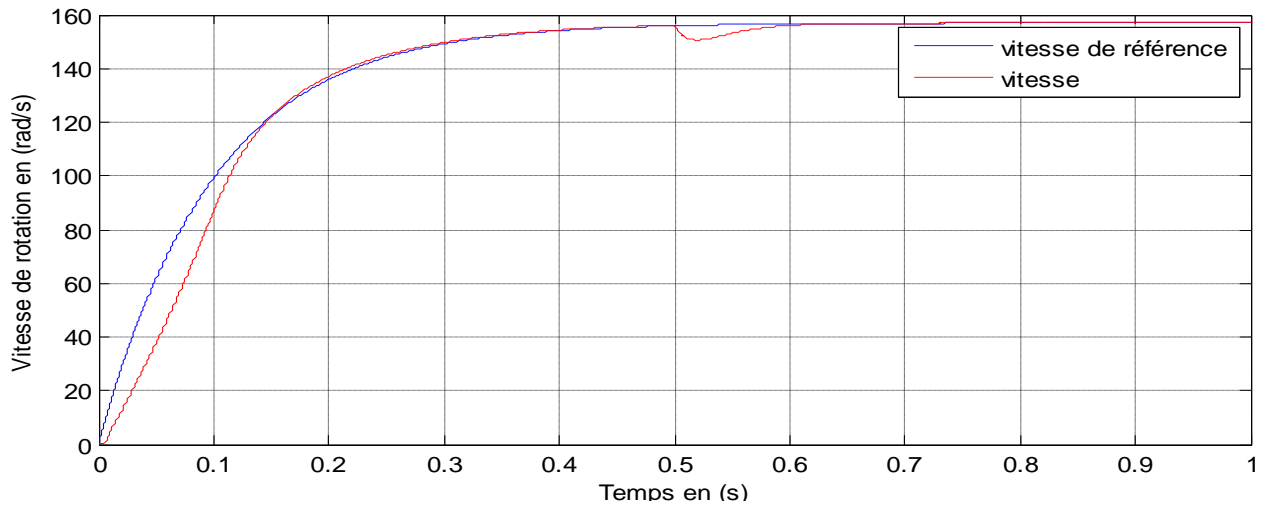


Figure (II.6) : Vitesse de rotation avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

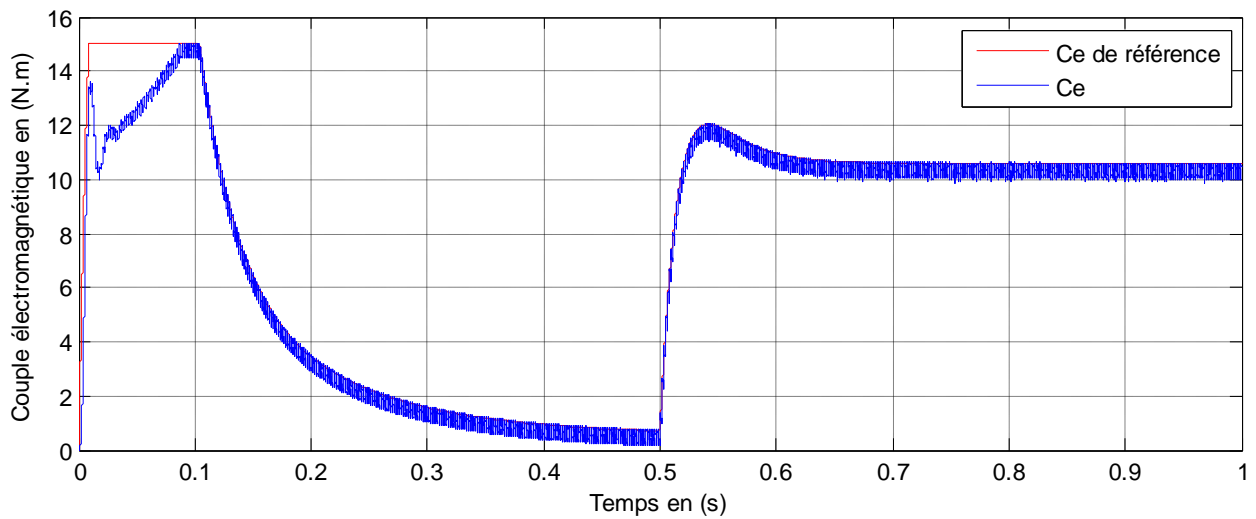


Figure (II.7) : Couple électromagnétique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

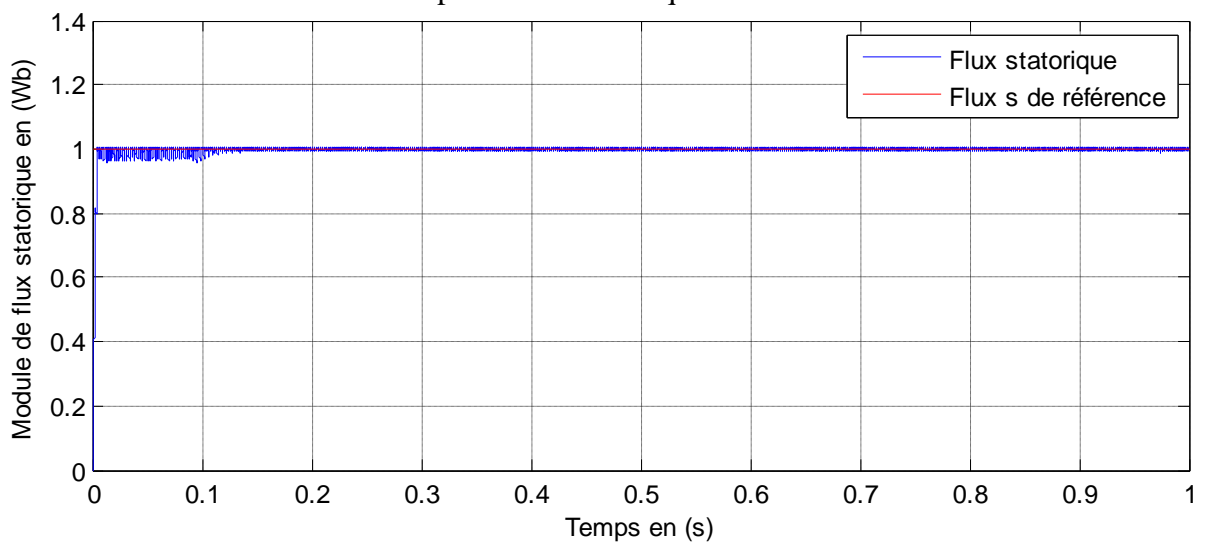


Figure (II.8) : Module du flux statorique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

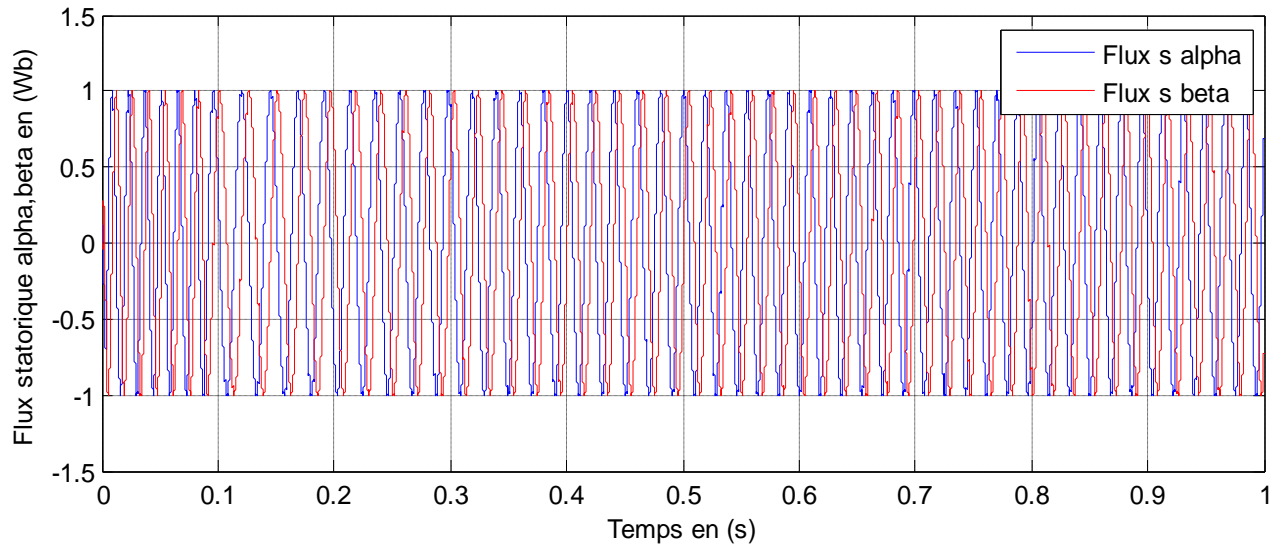


Figure (II.9) : Flux statorique dans le plan fixe (α, β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

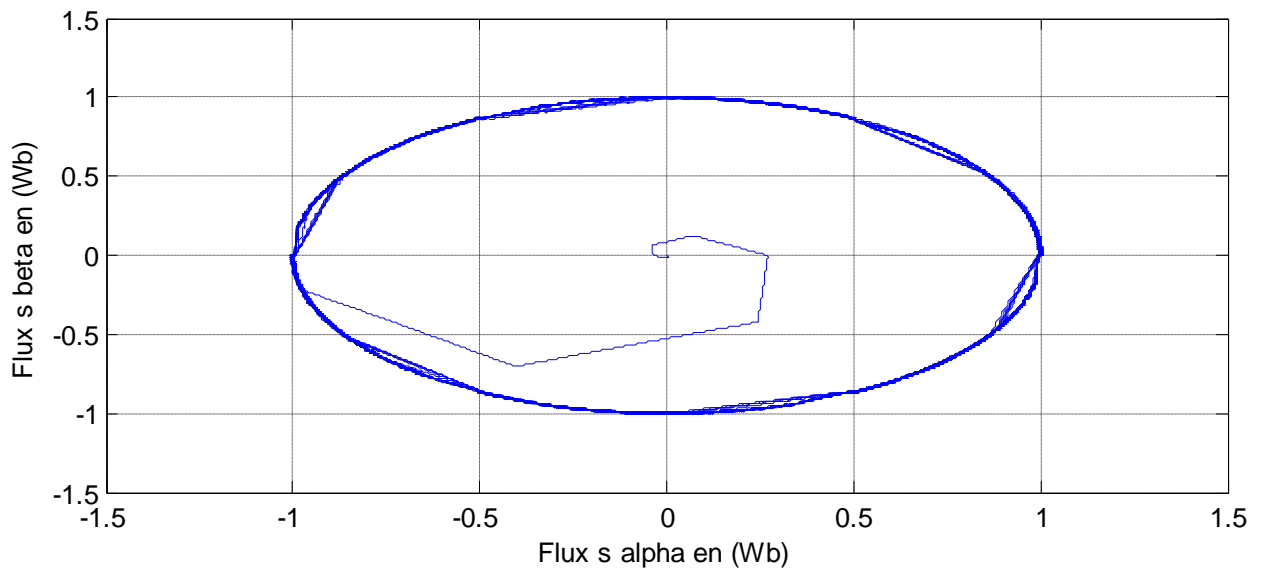


Figure (II.10) : Trajectoire du flux statorique dans le plan fixe (α, β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

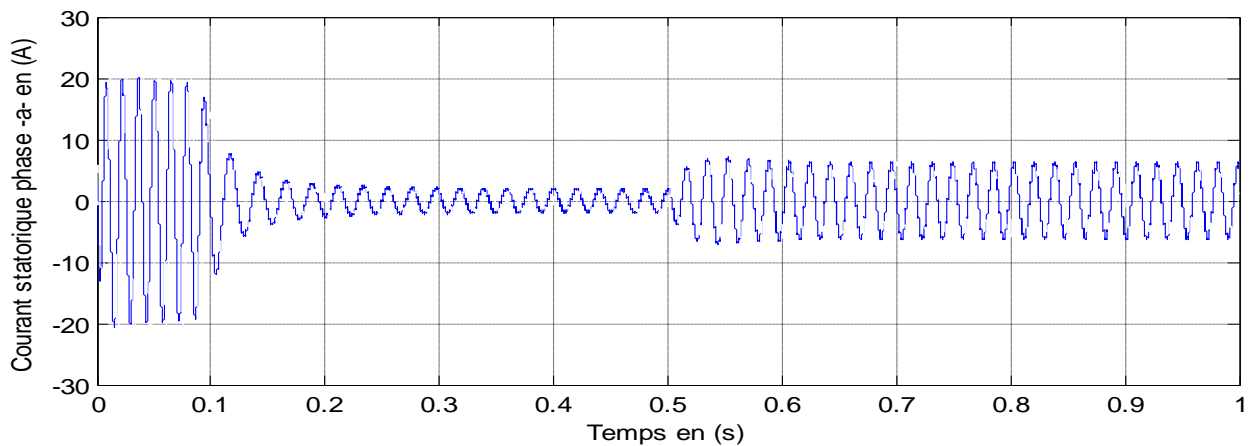


Figure (II.11) : Courant statorique -phase (a)- pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

II.7.1. Interprétation des résultats obtenus

Sur la figure (II.6), on remarque que la réponse de la vitesse de rotation du moteur asynchrone de 157 rad/sec présente une bonne performance dynamique sans présence du dépassement au démarrage. En plus, la DTC est moins sensible au couple de charge appliqué à l'instant $t=0.5$ sec, ce qui est traduit par le rejet rapide de la perturbation imposée.

La figure (II.7) présente le résultat de simulation de la réponse du couple électromagnétique du moteur asynchrone pour un couple de charge de 10 N.m appliqué à l'instant $t=0.5$ sec. A travers cette simulation, on s'aperçoit que le couple suit parfaitement sa valeur de consigne.

S'agissant du module du flux statorique représenté par la figure (II.8), on remarque qu'il est toujours maintenu à sa valeur de référence de 1 Wb. D'autre part, cette même grandeur contrôlée du flux statorique se présente par des allures de formes sinusoïdales (figure (II.9)). En plus, la trajectoire du flux statorique dans le plan fixe est sous la forme d'une couronne circulaire comme donnée par la figure (II.10).

Concernant la figure (II.11), il est clairement visible que le courant statorique de la phase (a) est présenté par une forme d'onde sinusoïdale avec une réaction positive vis-à-vis des conditions de fonctionnement du moteur asynchrone.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes de base de la commande DTC classique. De même, la modélisation mathématique de l'onduleur de tension, les modalités de contrôles et d'estimations du flux statorique et du couple électromagnétique, l'élaboration de la table de commutation ainsi que la présentation des avantages et inconvénients ont été discutés dans ce chapitre. Les résultats de simulation obtenus confirment que cette stratégie peut piloter aisément le moteur asynchrone. Néanmoins, la DTC classique présente des inconvénients comme la présence d'ondulations au niveau du couple et du flux d'une part et la variation de la fréquence de commutation de l'onduleur d'autre part. Pour y remédier à ces problèmes, la commande DTC-SVM intervient comme solution efficace. Cette technique caractérisée par une fréquence de commutation constante, sera étudiée dans le prochain chapitre.

Chapitre III

Commande directe du couple de la machine asynchrone améliorée

III.1 Introduction

Dans cette partie nous présentons une méthode évoluée de la commande directe du couple. Cette méthode diffère de la commande classique par l'utilisation d'un étage de modulation à MLI vectorielle qui assure un fonctionnement à fréquence de commutation constante de l'onduleur de tension. Les régulateurs à hystérésis et la table de commutation sont éliminés dans cette approche proposée et le couple est régulé par un régulateur PI classique. Cette méthode que nous avons appelé DTC à fréquence de commutation constante permet de réduire les oscillations du couple et du flux [9].

III.2 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension V_{sref} à partir de huit vecteurs de tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs de l'onduleur de tension triphasé. Un vecteur tension de référence V_{sref} est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_e par un vecteur tension moyen V_{smoy} . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs de tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 [36],[37].

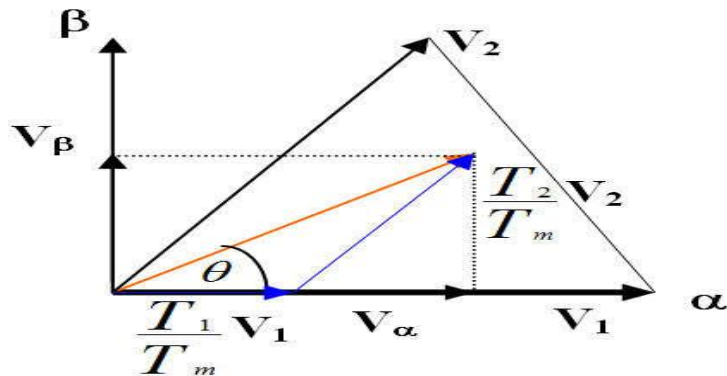


Figure (III.1): Principe de la modulation vectorielle.

La figure (III.1) représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique référence V_{sref} désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs et T le temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_e de commutation de l'onduleur [14], [33].

Dans le cas du secteur 1 représenté par la figure (III.1), le vecteur de tension référence V_{sref} moyen est donné comme suit [6]:

$$\begin{cases} \overline{V_{sref}} * T_e = T_1 \overline{V_1} + T_2 \overline{V_2} \\ T_e = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (III.1)$$

Où :

T_e : représente la période de commutation ;

T_1 : temps d'application du vecteur V_1 ;

T_2 : temps d'application du vecteur V_2 ;

T_0 : temps d'application des vecteurs nuls (la séquence de roue-libre).

En supposant qu'initialement le vecteur $V_{sréf}$ 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_1 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur $V_{sréf}$ s'éloigne du vecteur V_1 et s'approche du vecteur V_2 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur $V_{sréf}$, atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 sera maximal [38].

III.2.1. Etapes de la réalisation du MLI vectorielle

Étape 1: Détermination des tensions de références V_α , V_β

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont déterminées par la projection des tensions triphasées (V_a , V_b , V_c) dans le référentiel fixe (α - β) en effectuant la transformation de Concordia. La table suivante présente le calcul de ces tensions pour les différents états de l'onduleur [39].

Tableau III.1: Tensions de sorties de l'onduleur pour les différents états de commutations.

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0$	0
1	1	0	$\frac{U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$-\frac{2U_0}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_0$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_0$
0	1	0	$-\frac{U_0}{3}$	$\frac{2U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_0$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_0$
0	1	1	$-\frac{2U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_0$	0
0	0	1	$-\frac{U_0}{3}$	$-\frac{U_0}{3}$	$\frac{2U_0}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_0$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_0$
1	0	0	$\frac{U_0}{3}$	$-\frac{2U_0}{3}$	$\frac{U_0}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_0$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_0$
1	1	1	0	0	0	0	0

Étape 2: Détermination des secteurs

Généralement le secteur est déterminé selon la position du vecteur V_{sref} dans le plan complexe (α, β) tel que cette position présente la phase φ de ce vecteur défini comme suit:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}}\right) \quad (\text{III.2})$$

La table suivante détermine le secteur S_i ($i= 1, 2, 3, 4, 5, 6$) dans lequel se trouve le vecteur de tension pour les différents angles φ .

Table III.2 : Détermination des secteurs.

φ	$0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \varphi \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \varphi \leq \pi$	$\pi \leq \varphi \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \varphi \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \varphi \leq 2\pi$
Secteur S_i	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6

La représentation dans le plan (α, β) des vecteurs de tensions équitablement répartis tous les 60° , permet de déterminer un hexagone (figure III.2) à l'intérieur duquel le vecteur tension de référence doit se trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande [40].

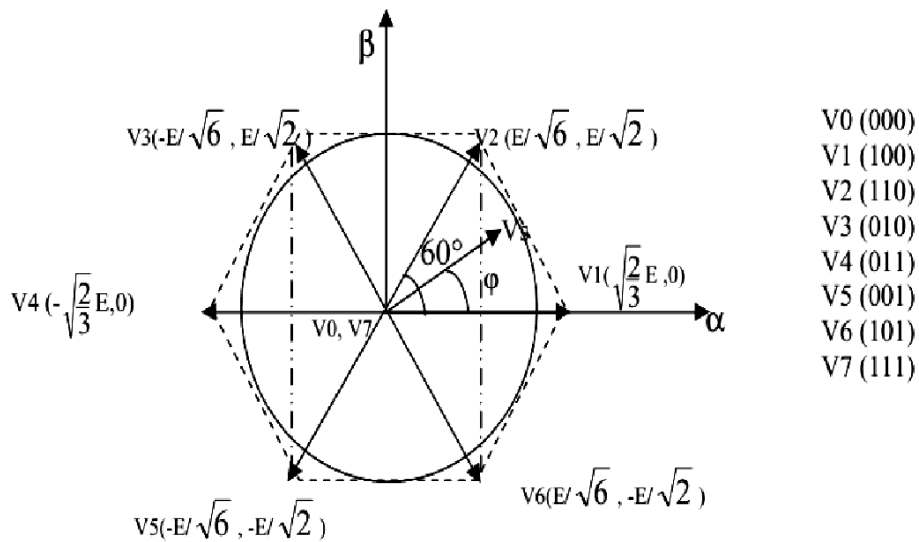


Figure (III.2): Secteurs de position du vecteur V_{sref} .

Étape 3: Détermination des temps d'application des vecteurs

Dans le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 (Figure III.3), la détermination de T_1 et T_2 est donnée par la projection du vecteur V_{sref} sur les axes (α, β) [41] :

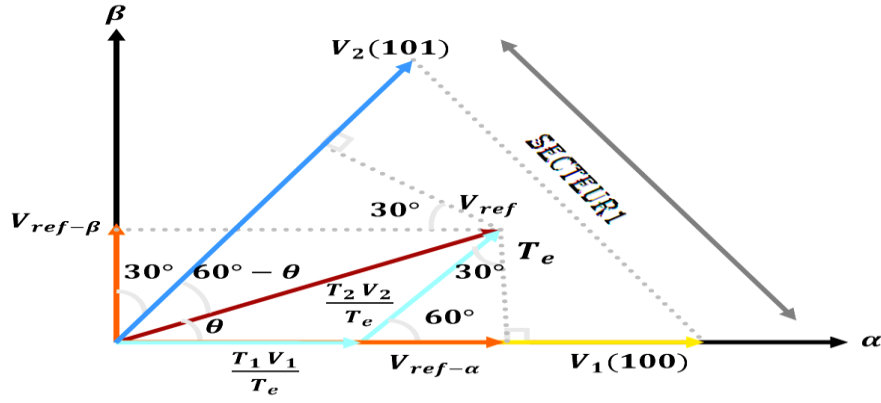


Figure (III.3) : Projection du vecteur de référence pour le secteur S_1 .

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{T_1}{T_2} |\bar{V}_1| + x \cos(30^\circ) \\ V_{s\beta} = \frac{T_2}{T_1} |\bar{V}_2| \\ x = \frac{V_{s\beta}}{\tan g(60^\circ)} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

D'après le tableau (III.1), les périodes d'application de chaque vecteur adjacent sont données par:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_e}{2U_0} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha\text{réf}} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta\text{réf}}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{U_0} V_{s\beta\text{réf}} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Le tableau suivant montre le calcul des différents temps d'application des vecteurs V_i pour les différents secteurs (de $N_{i=1}$ à $N_{i=6}$) [42],[43]:

Tableau III.3 : Calcul des temps d'application des vecteurs de tension pour chaque secteur.

Secteur N_i	Temps d'application
Secteur $N_{i=1}$	$T_1 = \frac{T_e}{2U_0} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha\text{réf}} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta\text{réf}})$ $T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2U_0} V_{s\beta\text{réf}}$ $T_0 = T_e - T_1 - T_2$
Secteur $N_{i=2}$	$T_2 = \frac{T_e}{2U_0} (\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha\text{réf}} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta\text{réf}})$ $T_3 = \frac{T_e}{2U_0} (-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha\text{réf}} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta\text{réf}})$ $T_0 = T_e - T_2 - T_3$

Secteur $N_{i=3}$	$T_3 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2U_0} V_{s\beta ref}$ $T_4 = \frac{-T_e}{2U_0} \left(-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha ref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref} \right)$ $T_0 = T_e - T_3 - T_4$
Secteur $N_{i=4}$	$T_4 = \frac{T_e}{2U_0} \left(-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha ref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref} \right)$ $T_5 = -\sqrt{2} \frac{T_e}{2U_0} \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref}$ $T_0 = T_e - T_4 - T_5$
Secteur $N_{i=5}$	$T_5 = \frac{-T_e}{2U_0} \left(-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha ref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref} \right)$ $T_6 = \frac{T_e}{2U_0} \left(-\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha ref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref} \right)$ $T_0 = T_e - T_5 - T_6$
Secteur $N_{i=6}$	$T_6 = \sqrt{2} \frac{T_e}{2U_0} V_{s\beta ref}$ $T_4 = \frac{T_e}{2U_0} \left(\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha ref} + \sqrt{2} \cdot V_{s\beta ref} \right)$ $T_0 = T_e - T_6 - T_4$

La figure (III.4) illustre la séquence des vecteurs appliqués et les impulsions de commande délivrées pour chaque secteur [41].

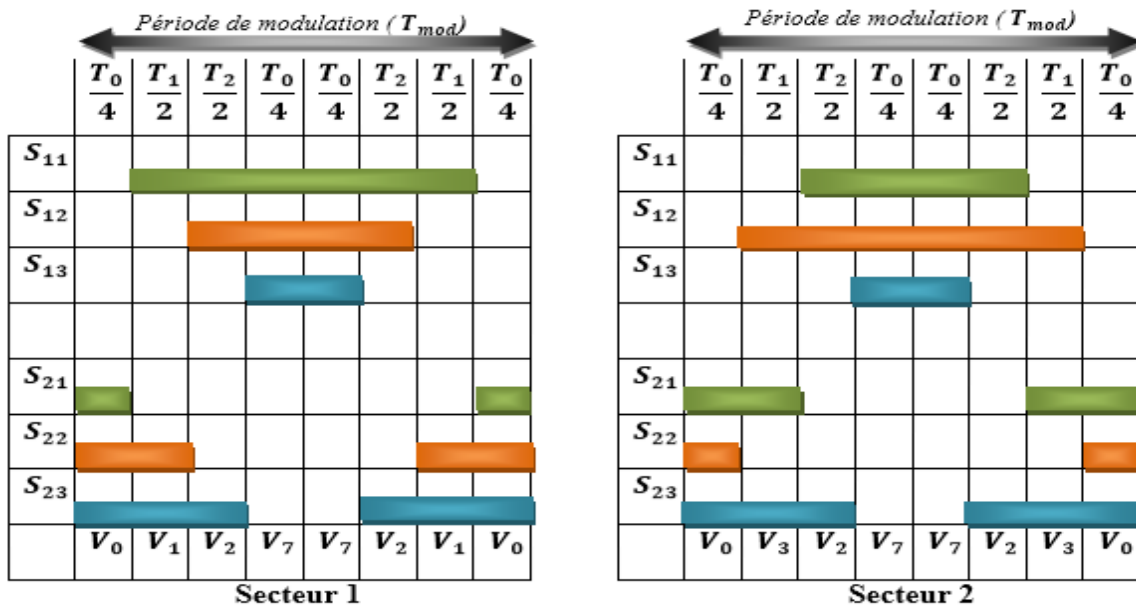
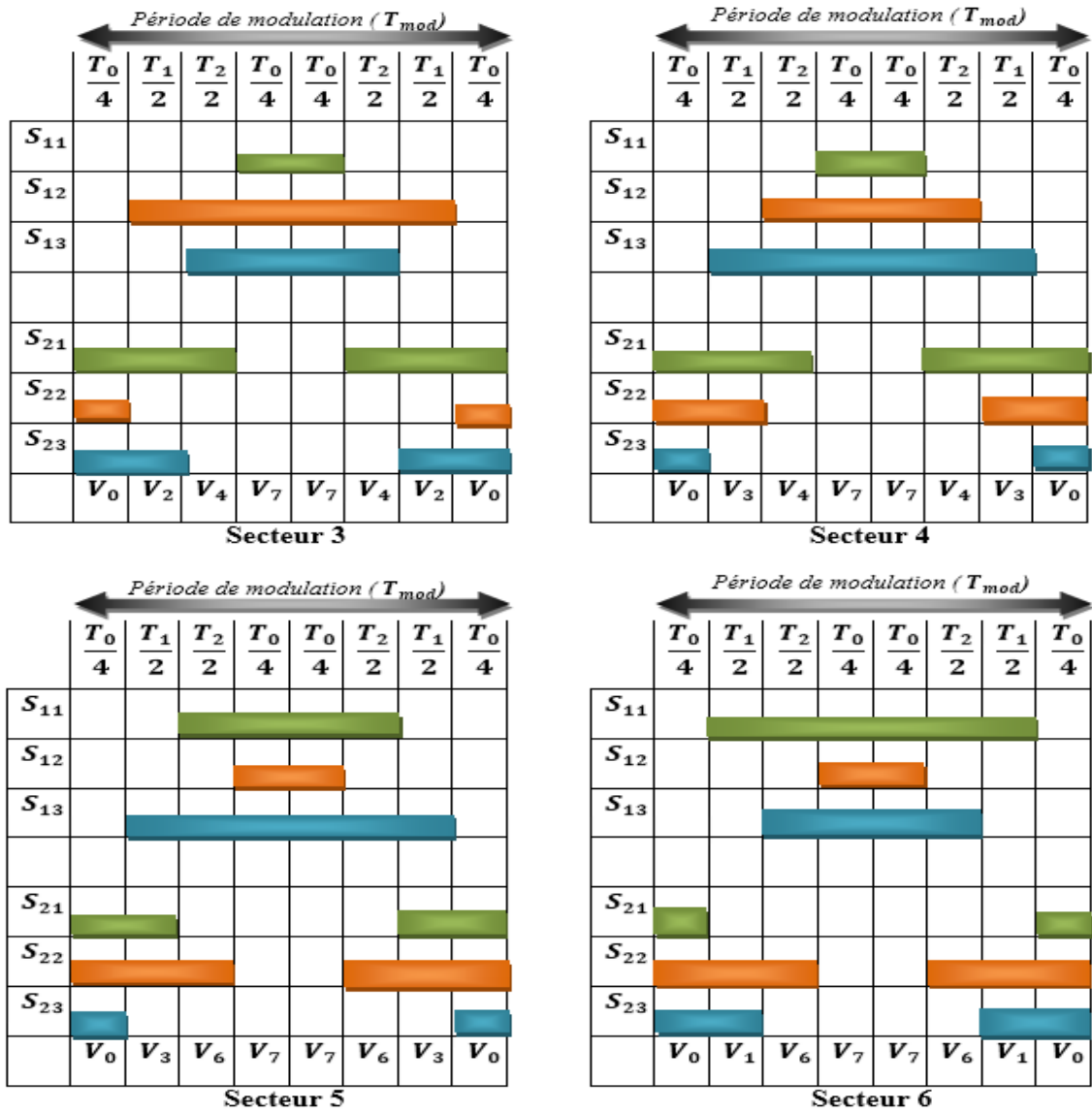


Figure (III.4) : Ordres de commande des interrupteurs pour les six secteurs.



Suite Figure (III.4).

A partir de la figure (III.4), on en déduit la durée de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_e , dans chacun des six secteurs [44].

Tableau III.4 : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.

Secteur N_i	Interrupteurs du haut S_{11}, S_{12}, S_{13}	Interrupteurs du bas S_{21}, S_{22}, S_{23}
Secteur $N_{i=1}$	$S_{11} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
Secteur $N_{i=2}$	$S_{11} = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$

Secteur $N_{i=3}$	$S_{11} = \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = T_1 + \frac{T_0}{2}$
Secteur $N_{i=4}$	$S_{11} = \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = \frac{T_0}{2}$
Secteur $N_{i=5}$	$S_{11} = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = \frac{T_0}{2}$
Secteur $N_{i=6}$	$S_{11} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{12} = \frac{T_0}{2}$ $S_{13} = T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_{21} = \frac{T_0}{2}$ $S_{22} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_{23} = T_1 + \frac{T_0}{2}$

Étape 4: Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} et T_{con}

Les signaux modulateurs sont générés d'après les formules suivantes [44]:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{aon} = \frac{T_e - T_1 - T_2}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_1 \\ T_{con} = T_{bon} + T_2 \end{array} \right. \quad (III.5)$$

Étape 5: Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b , S_c) en fonction de T_{xon} est donnée par le tableau suivant [45]:

Tableau III.5 : Production des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c .

Secteurs \ Signaux	1	2	3	4	5	6
S_a	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

III.3. Structure générale de la DTC-SVM basée sur les régulateurs PI classiques

Cette partie est consacrée à l'étude et à la simulation de la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone par la technique SVM. En vue de réduire les ondulations du flux et du couple électromagnétique, on utilise une approche améliorée qui est la DTC avec la technique de la MLI vectorielle (SVM), ce système de contrôle est similaire au contrôle classique, caractérisé par l'utilisation de régulateurs de type proportionnels intégrals en remplacement aux comparateurs à hystérésis du flux et du couple. A la sortie de chaque

contrôleur on génère les deux tensions V_d l'image de la composante flux et V_q l'image de la composante du couple. Le schéma bloc de la commande DTC-SVM de la MAS basée sur les régulateurs PI est présenté par la figure suivante :

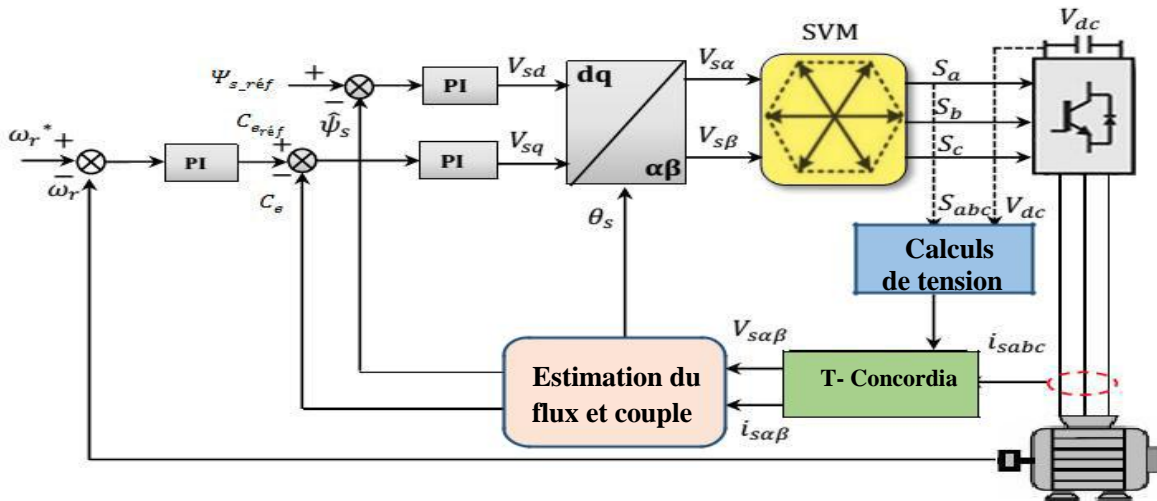


Figure (III.5): Schéma bloc sous Simulink de la commande directe du couple par l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM) basée sur les régulateurs PI classiques.

III.4. Résultats de simulation avec interprétations de la commande (DTC-SVM) appliquée à la machine asynchrone

Notre commande DTC-SVM a été appliquée à la machine asynchrone pour un fonctionnement à vide avec une vitesse de rotation de 157 rad/sec puis chargée avec un couple résistant de 10 N.m à l'instant $t = 0.5$ sec. Les figures suivantes présentent les résultats de simulation obtenus par la commande DTC-SVM du moteur asynchrone.

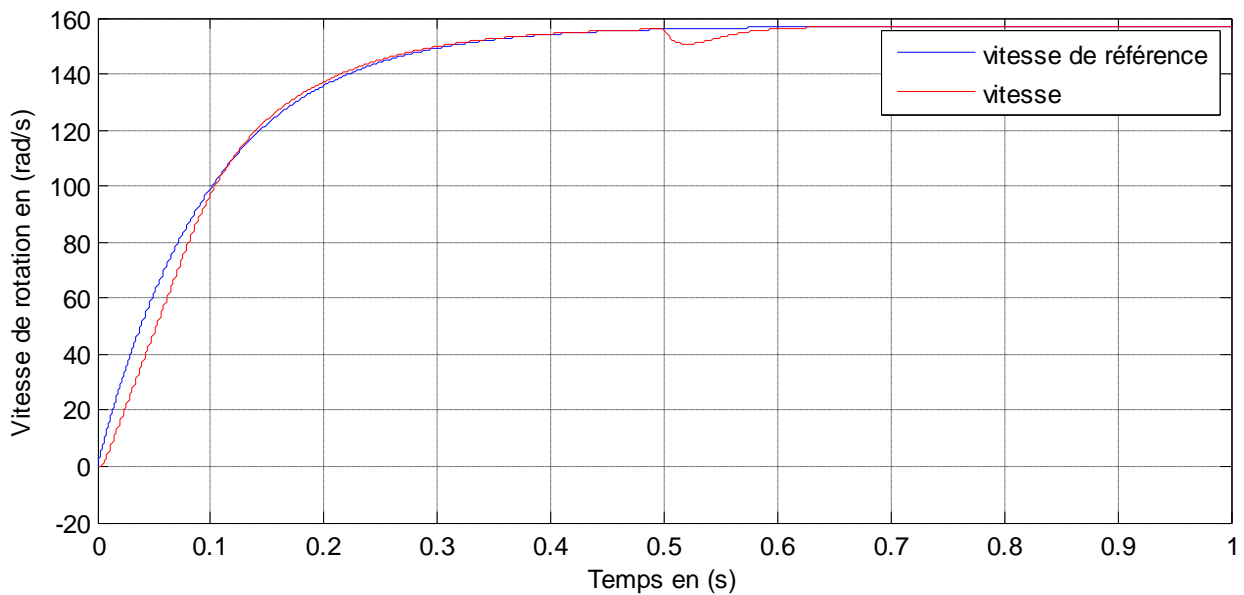


Figure (III.6) : Vitesse de rotation avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.

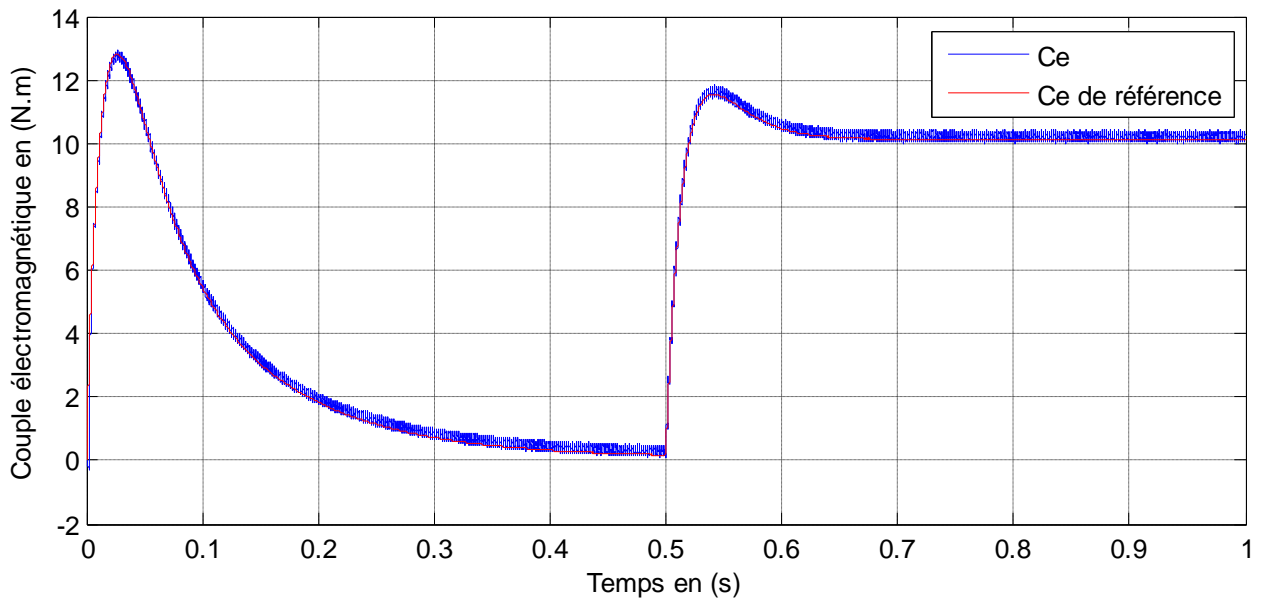


Figure (III.7) : Couple électromagnétique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.

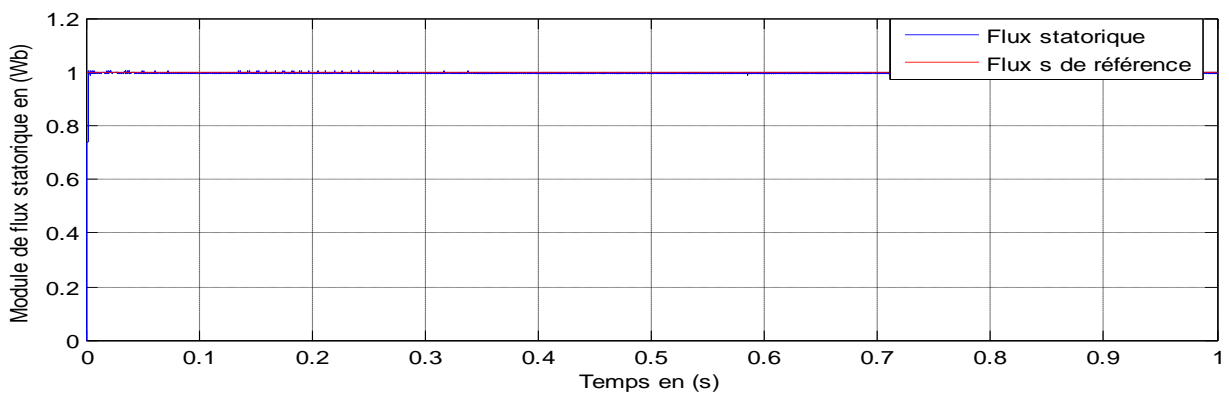


Figure (III.8): Module du flux statorique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.

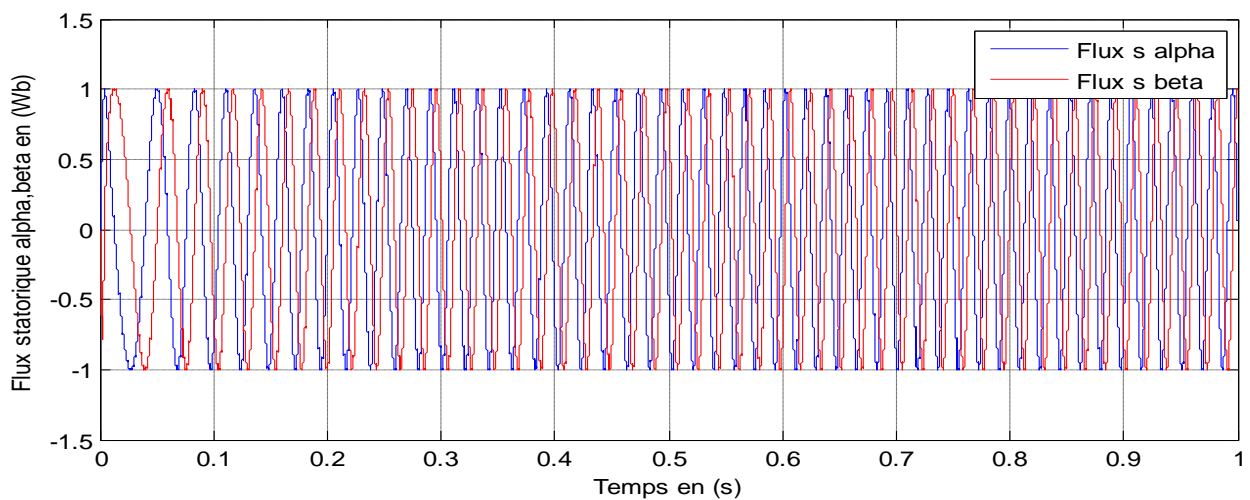


Figure (III.9): Flux statorique dans le plan fixe (α, β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.

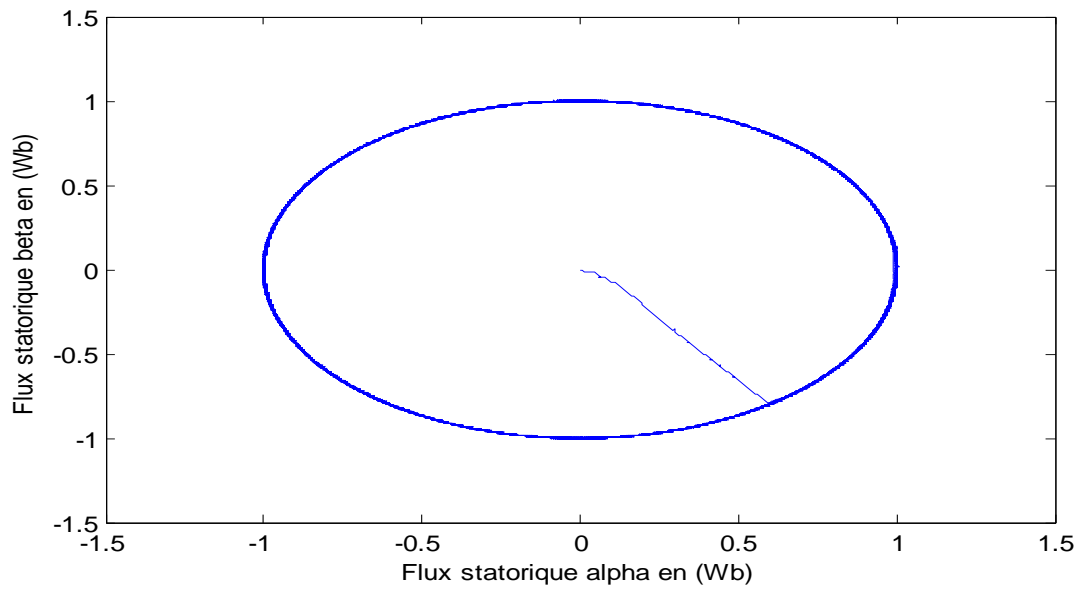


Figure (III.10) : Trajectoire du flux statorique dans le plan fixe (α, β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.

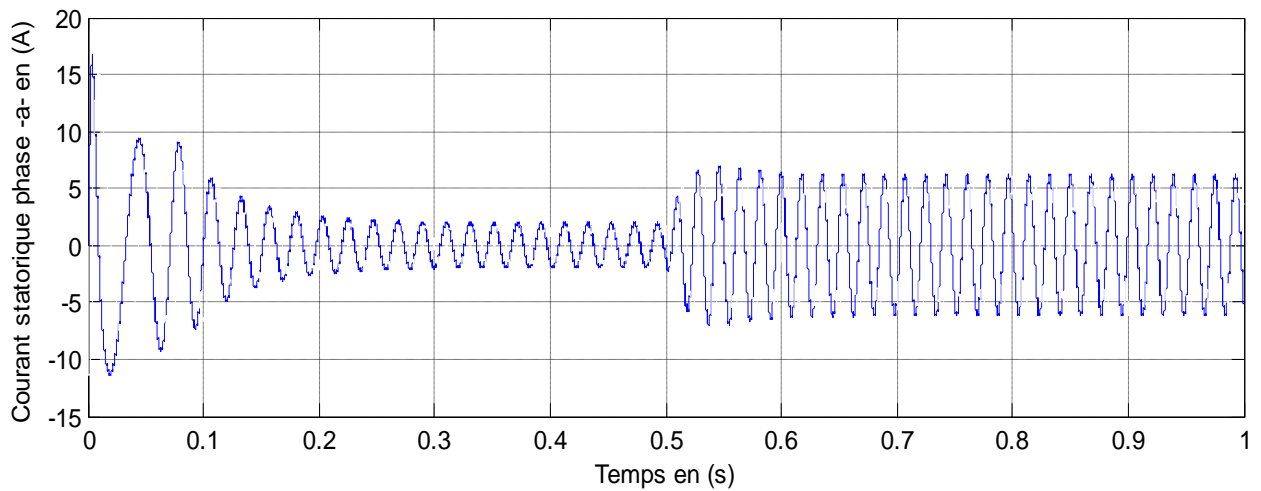


Figure (III.11) : Courant statorique -phase (a)- pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.

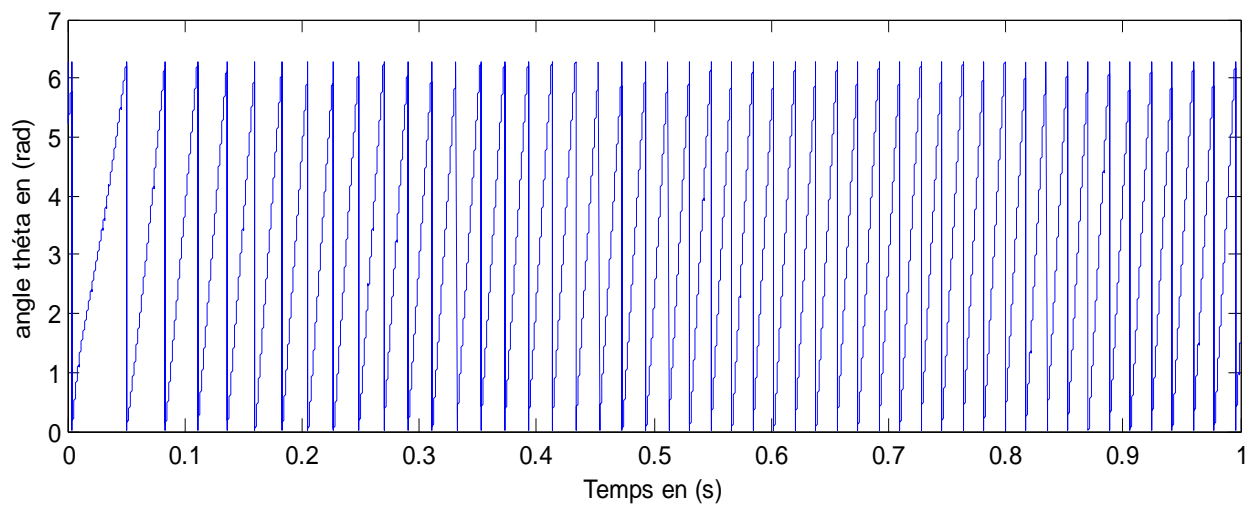


Figure (III.12): Angle θ caractérisant la DTC-SVM.

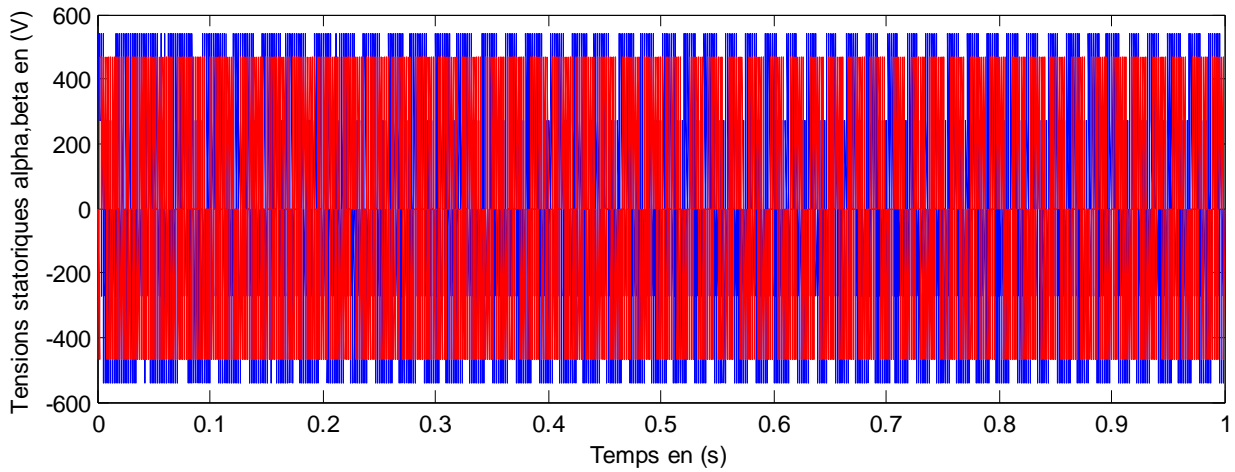


Figure (III.13) : Tensions statoriques V_{α} et V_{β} .

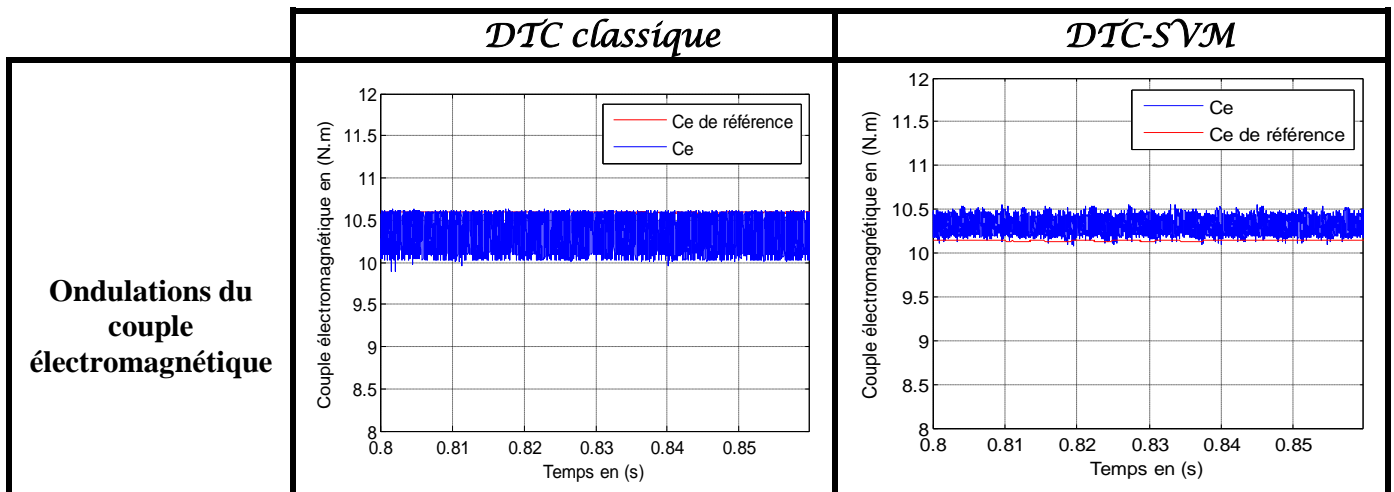
Interprétation des résultats :

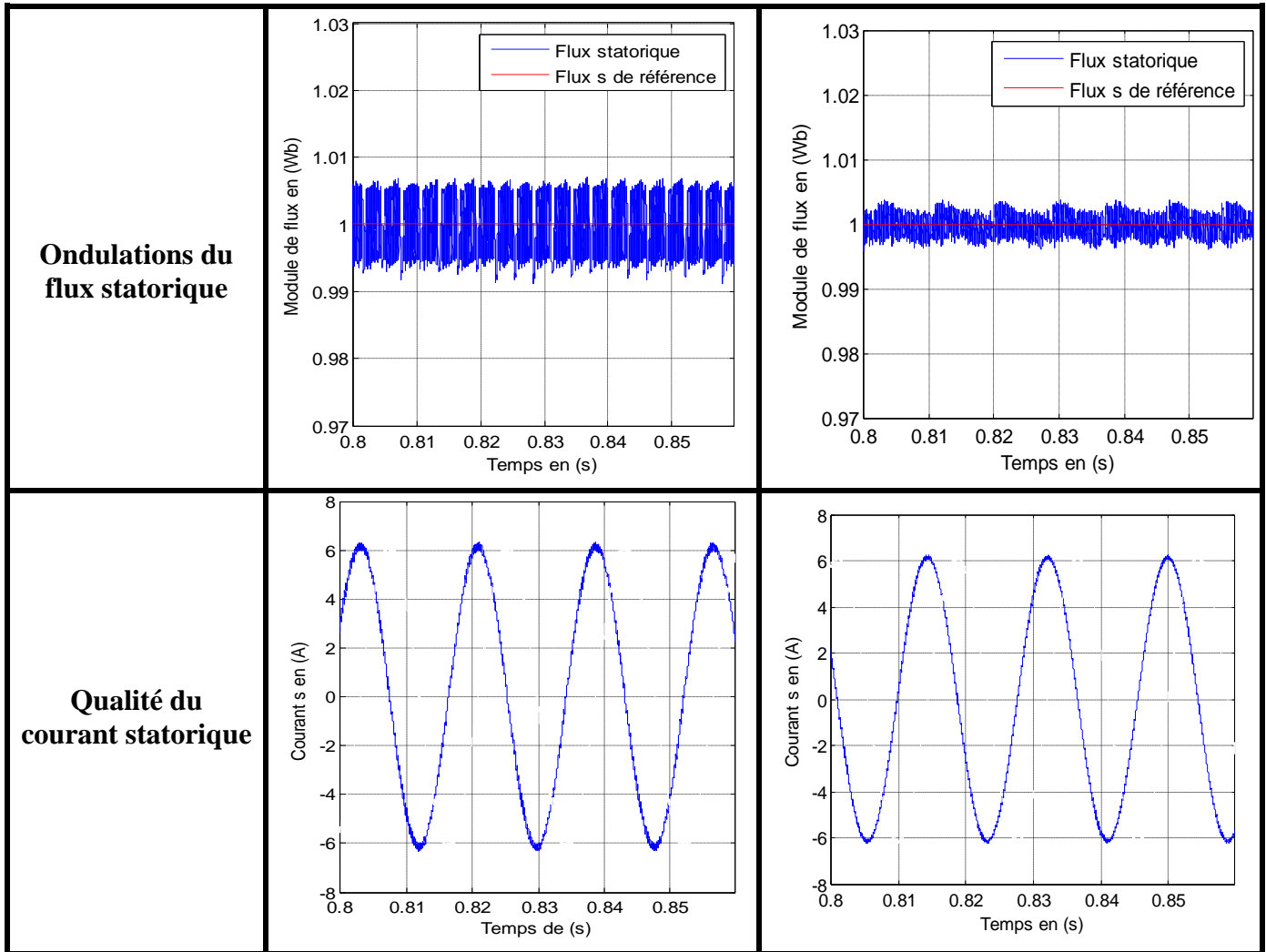
Sur la courbe de la vitesse on remarque que le bon suivi de la référence est très visible ce qui implique que la DTC-SVM présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage. L'analyse de la courbe du couple (figure III.7), montre qu'il suit parfaitement la valeur de sa consigne, il atteint une valeur maximale puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire. Enfin, il se stabilise à la valeur de couple résistant.

Selon la figure (III.8), on remarque que le flux à une bonne réponse dynamique et statique avec un régime transitoire un peu plus rapide que celui de la DTC classique, et il suit convenablement sa référence. En outre, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire (figures (III.9) et (III.10)). Pour la figure (III.11), le courant statorique de la première phase présente moins de pics au démarrage, avec une forme sinusoïdale qui contient moins d'oscillations. Les six secteurs et les deux tensions statoriques alpha et beta sont représentés respectivement par les figures (III.12) et (III.13).

III.5. Étude comparative des deux commandes traitées (DTC classique et DTC améliorée)

Tableau III.6 : Étude comparative entre la DTC classique et DTC-SVM.





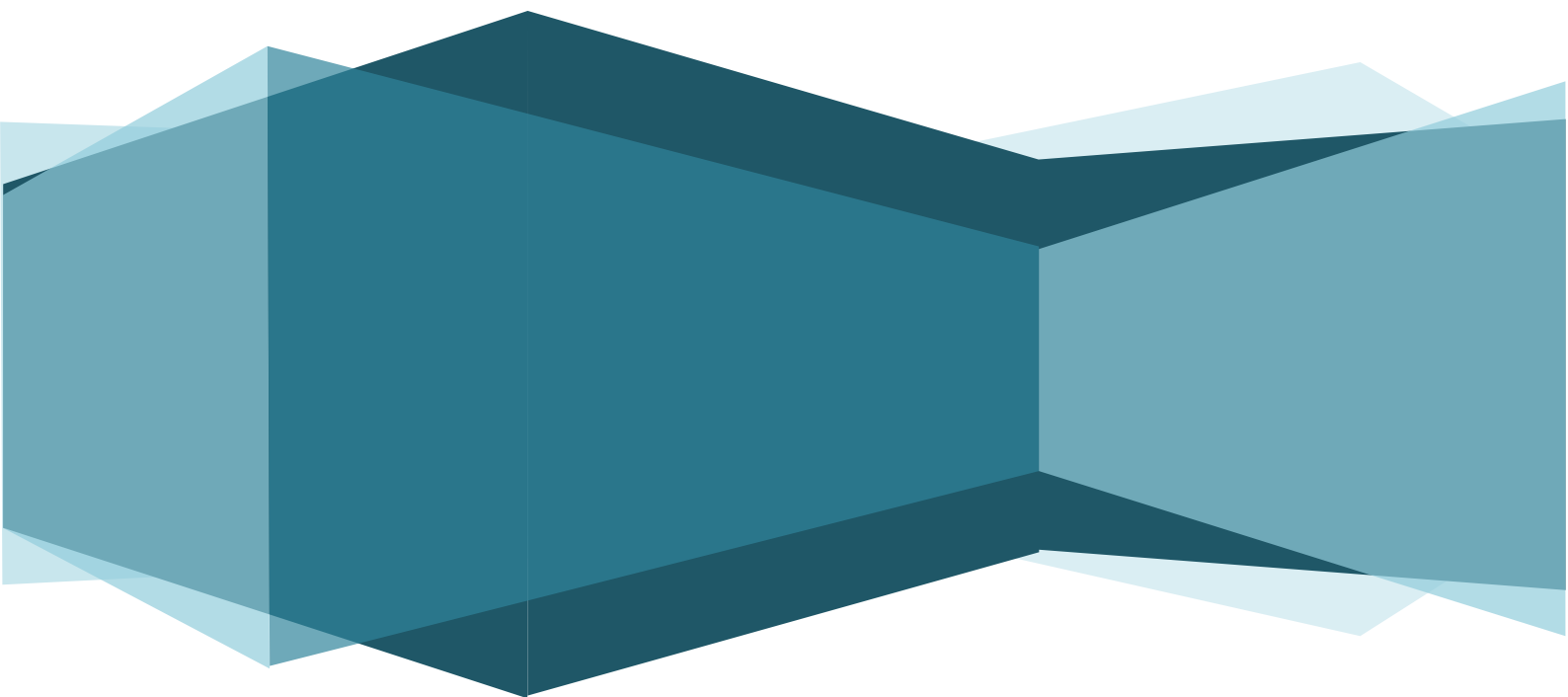
Le tableau III.6 représente une étude comparative entre les deux approches étudiées dans ce mémoire de fin d'études. Le but de cette comparaison réside en la présentation en régime statique des ondulations des trois grandeurs qui sont : le couple électromagnétique, le flux statorique et le courant statorique du moteur asynchrone. Il est clairement visible que la DTC-SVM présente de bons résultats comparativement à la DTC classique.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, une approche de contrôle a été étudiée et simulée qui est la commande directe du couple du moteur asynchrone basée sur la stratégie SVM. Cette commande utilise un bloc de modulation vectorielle qui a pour but de fixer la fréquence de commutation moyenne de l'onduleur, afin de réduire les ondulations du couple, du flux et des courants statoriques.

Les résultats de simulation obtenus par la DTC-SVM et la comparaison effectuée avec la DTC classique ont confirmé l'objectif d'amélioration des performances de la DTC classique.

CONCLUSION GENERALE



Conclusion générale

La commande des machines asynchrones affronte deux problèmes majeurs qui sont la robustesse vis-à-vis des variations des conditions de fonctionnement et la robustesse par rapport aux variations des paramètres.

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire a permis d'étudier une structure de commande de type DTC-SVM en vue d'améliorer les performances de la DTC classique destinée pour le contrôle du moteur asynchrone triphasé.

En première partie, nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone puis la présentation du modèle mathématique de la machine donnée d'après la modélisation de Park afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone. Dans la seconde partie, la commande directe du couple (DTC) a été présentée comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. Outre sa simplicité et sa robustesse face aux variations paramétriques de cette machine, la DTC présente l'avantage de la non nécessité d'une mesure en temps réel de la vitesse, ni d'une commande en largeur d'impulsion MLI qui est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation. Cependant, les inconvénients majeurs de cette commande sont la présence des ondulations et la non constance de la fréquence de commutation. La dernière partie est consacrée à l'utilisation de la technique DTC-SVM, assurant un fonctionnement du système étudié avec des ondulations réduites du couple, du flux et des courants sous une fréquence de commutation fixe. Dans ce mémoire de fin d'études, les résultats de simulation présentés par cette technique améliorée ont été confirmés et prouvés à travers une étude comparative avec la DTC classique où l'objectif de l'amélioration des performances de la DTC classique du moteur asynchrone est atteint.

Enfin, en ce qui concerne nos aspirations futures, nous espérons valider pratiquement la commande DTC-SVM du moteur asynchrone étudiée dans ce travail.

Bibliographie

- [1] Abdelhakim BelHbib, «Commande DTC-SVM de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation des régulateurs PI du flux et du couple», Mémoire de master, Université Mohamed Khider, Biskra, 2018.
- [2] J. Belhadj, «Commande directe de couple d'une machine asynchrone -structures d'observation- application aux systèmes multi machines multi convertisseurs», Thèses de doctorat, L'institut national polytechnique de Toulouse, 7 juillet 2001.
- [3] F. Bensmaine, N. Ameghchouche, «Commande par DTC d'un moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Mémoire d'ingénieur, Université de Batna, 2010.
- [4] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone», Mémoire de magister d'électrotechnique, Université de Biskra, 2007.
- [5] Nabti Khalil, «Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue», Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [6] B-Rabia Sofiane et B- Azzedine, «Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multi-niveaux», Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2003.
- [7] F. Naceri, «La commande vectorielle indirecte et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'études, Université de Batna, 2000.
- [8] R. Fadli et N. Amrani, « Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone», Mémoire d'ingénieur, Université de Sétif, 2000.
- [9] M.Med Ibrahim et Redouni Med mokhtar, «Contrôle directe du couple d'une machine asynchrone», Mémoire de master académique, Université d'El-Oued, 2014.
- [10] N. Brahim et R. Benhamimid, «Commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones», Mémoire d'ingénieur en électromécanique, Université de M'sila, Juin 2006.
- [11] S. Hadad, M. Charif, «Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone», Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf M'sila, 2005.

- [12] M. Omar et bakouche Boubacar, «Contrôle de la vitesse de la machine asynchrone par différents régulateurs en utilisant la commande directe du couple (DTC)» Mémoire de master académique, Université Hama lakhdar d'El-Oued, 2016.
- [13] Benaissa Malika, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande, directe du couple DTC d'une machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique, université de Batna.
- [14] L. Bessouf, « Etude comparative des performances dynamiques et statoriques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénieur, Université de Batna 2005.
- [15] F. Michael, «Digital control of a three phase induction motor», Thèse de doctorat, Université de Queensland, Octobre 2002.
- [16] Y. Chapuis et D. Roye, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique», J. Phys. III, vol. 5, pp. 863-880, 1995.
- [17] D. A. M. Carlos, «Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi-niveaux à fréquence imposée», Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.
- [18] G. Ragi, «Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation», Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 05 octobre 2001.
- [19] Benaissa Malika, «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de magister, Université de Batna, 2007.
- [20] M. Med Ibrahim et Redouni Med mokhtar, «Contrôle directe du couple d'une machine asynchrone », Mémoire de master, Université d'El-Oued, 2014.
- [21] N. Debbache, A. haddouche, L.rahmani, «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de magister, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2007.
- [22] Abdenour Dissa, «Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire», Mémoire de magister, Université de Batna, 2010.
- [23] M. Omar, Bakouche Boubacar, «Contrôle de la vitesse de la machine asynchrone par différents régulateurs en utilisant la commande directe du couple (DTC)», Mémoire de master, Université Hama Lakhdaire d'El-Oued, 2016.
- [24] Akkouchi Kamel, «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de magister, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2007.

- [25] Bennour Cherif, «Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation», Mémoire de magister, Université Mohamed Khider, Biskra, 2012.
- [26] A. Rahal, M. Fedjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone», Mémoire d'ingénieur, Université M'sila, 2004.
- [27] T. Lameche, «Développement et implémentation par logique floue d'une commande DTC d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension PWM», Mémoire de magister, Université de Sétif, 2003.
- [28] Bernard Fornel, «Contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts», Mémoire de magister, Université d'El-Oued, 2010.
- [29] Kechida Ridha, «Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts», Mémoire de magister, Université d'El-Oued, 2010.
- [30] Abdelkarim Hamza, Elgharbi Kamel, «Commande directe du couple DTC-SVM d'une machine asynchrone (MAS)», Mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2017.
- [31] M. Med Ibrahim, Redouni Med Mokhtar, «Contrôle directe du couple d'une machine asynchrone», Mémoire de master, Université d'El-Oued, 2014.
- [32] H. Mohammed, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi-Bel-Abbès, 2017.
- [33] M. Abd elkebir, N. Merzoug, «Contrôle direct de couple d'une machine à induction», Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, juin 2005.
- [34] Ridha Zaiter, «Commande direct du couple DTC d'une machine asynchrone avec défaut», Mémoire de magister, Université Mohamed Khider, Biskra, 2013.
- [35] Sebti Bouhafna, «Commande par DTC d'un moteur asynchrone apport des réseaux de neurones», Mémoire de magister, Université de Batna, 2013.
- [36] A. Hesna, «Commande directe du couple de la MAS basée sur la technique SVM», Mémoire de master, Université Larbi Ben M'Hidi, Oum El Bouaghi, 2016.
- [37] Hamid Chaikhy, «Contribuion au développement et à l'implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones», Thèse de doctorat, Université-Royaume du Maroc, 2013.
- [38] Carlos Canudas, «Commande des moteurs asynchrones volume modélisation, contrôle vectoriel et DTC», Hermes science Europe, pp. 183-213, 2000.

- [39] B. P. Panigrahi , Dinkar Prasad , S. Senguptu, «A simple hardware realization of switching table based direct torque control of induction motor», *Electric power systems research*, 77, pp. 181-190, 2007.
- [40] Messai Ahmed Abdurrahman, Naoui Mohammed Seghir, «Application de la MLI vectorielle à la Commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone triphasées», *Mémoire de master*, Université d'El-Oued, 2017.
- [41] Korichi Ahmed, «Commande DTC-SVM prédictive d'un moteur asynchrone à cage sans capteur mécanique», *Mémoire de master*, Université de Ouargla, 2013.
- [42] Slimani Imane, Saad Saoud Hadjila, «Commande directe du couple DTC-SVM d'une machine asynchrone (MAS)», *Mémoire de master*, Université Mohamed Khider, Biskra, 2020.
- [43] M. Chiali El Mehdi, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone pilotée par un convertisseur matriciel», *Thèse de doctorat*, Université de Sidi-Bel-Abbes, 2017.
- [44] Nadjib Kasmi, Smail Ladjal, «Commande DTC-SVM d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à cinq niveaux», *Mémoire de master*, Université Mohamed Boudiaf, M'silla, 2018.
- [45] A. Hamza, «Commande directe du couple DTC-SVM d'une machine asynchrone (MAS)», *Mémoire de master*, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2017.