

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Ahmed Draïa-Adrar



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département des sciences de technologie

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de Master Académique en
électrotechnique
Spécialité : Commande électrique

Thème

Commande directe du couple DTC-SVM d'un moteur à induction

Réalisé par

MOUSSAOUI Zineb

OUAHAB Ikram

Membres de jury d'évaluation

Mr. MAKHLOUFI Salim	Examineur	Pr	Univ. Adrar
Mr. BELLALI Badreeddine	Examineur	MCB	Univ. Adrar
Mr. BELBEKRI Tahar	Encadreur	MAA	Univ. Adrar

Année Universitaire 2021/2022

UNIVERSITE AHMED DRAIA - ADRAR
BIBLIOTHEQUE CENTRALE
Service de recherche bibliographique
N°B.C/S.R.B/UA/2022



جامعة أحمد دراية - أدرار
المكتبة المركزية
مصلحة البحث الببليوغرافي
الرقم م.م.م.ب.ب.ب.ج.أ. 2022/

شهادة الترخيص بالإيداع

انا الأستاذ(ة): بلبكري الطاهر
المشرف مذكرة الماستر الموسومة — :

Commande directe du couple DTC-SVM d'un moteur à induction

من إنجاز الطالب(ة): موساوي زينب

و الطالب(ة): وهاب أكرام

كلية : العلوم و التكنولوجيا

القسم : علوم التكنولوجيا

التخصص: تحكم كهربائي

تاريخ تقييم / مناقشة: 2022/06/16

أشهد ان الطلبة قد قاموا بالتعديلات والتصحيحات المطلوبة من طرف لجنة التقييم / المناقشة، وان المطابقة بين
النسخة الورقية والإلكترونية استوفت جميع شروطها.
ويامكانهم إيداع النسخ الورقية (02) والإلكترونية (PDF).

- امضاء المشرف:

ادرار في :

مساعد رئيس القسم:



ملاحظة : لا تقبل أي شهادة بدون التوقيع والمصادقة.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

"قَالُوا سُبْحَانَكَ لَا عِلْمَ لَنَا إِلَّا مَا عَلَّمْتَنَا إِنَّكَ أَنْتَ الْعَلِيمُ
الْحَكِيمُ"

سورة البقرة الآية 32

"وَمَا أُوتِيتُمْ مِنَ الْعِلْمِ إِلَّا قَلِيلًا"

سورة الإسراء الآية 85

"وَفَوْقَ كُلِّ ذِي عِلْمٍ عَلِيمٌ"

سورة يوسف الآية 76

"وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا"

سورة طه الآية 114

إهداء

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات وبعد...

أهدي ثمرة هذا العمل المتواضع :

إلى أمي التي كان لها النصيب الأكبر من التضحيات من أجل نجاحي ، بحبها ودعمها..

إلى والدي الذي لطالما قدّم لي الدعم المادي والمعنوي طوال مساري التعليمي..

إلى أخي محسن ، إخوتي وأخواتي..

إلى جدتي ، عمي وعمّاتي ، خالي وخالتي وأبنائهم..

إلى معلمي وأساتذتي المحترمين..

إلى صديقاتي في حياتي الاجتماعية والأكاديمية ، وأخص بالذكر ز.شريفة و ر.كريمة..

إلى كل من ساندي ولو بدعوة صادقة..

إلى كل عائلة وهّاب ، ومن له صلة من قريب أو من بعيد.

إكرام

إهداء

الحمد لله دائماً وأبداً الحمد لله الذي منّ علينا بالتوفيق لإتمام هذا العمل وبعد :

أهدي نجاحي في إتمام هذا العمل إلى من كان كل مسعاهما في هذه الحياة تربيته وتعليمي

" أبي الغالي " "أمي الحبيبة" بارك الله لي فيهما وأطال عمرهما بالصحة والعافية..

إلى أمي الكبرى منبع الدعوات "جدتي الغالية" ..

إلى سندي ورفقائي في هذه الحياة أخواتي وإخواني وأخص بالذكر منهم "إسراء" و"ساجد شريف الدين".

إلى صديقاتي، إلى كل من شاركني وكان عوناً لي في هذا العمل ولو بحرف، كلمة أو دعوة صادقة..

إلى من بفضلهم خطت أناملتي بالقلم حروف الأبجدية معلّمي، أساتذتي الكرام..

إلى كل عائلة موساوي ومن لهم بهم صلة.

زينب

Remerciement

Tout d'abord, nous voudrions remercier Dieu Tout Puissant qui nous a donné volonté, force et patience face aux difficultés que nous avons rencontrées pour accomplir cette humble œuvre.

*Nous tenons à remercier le **Mr. BELBEKRI Tahar** d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre tout au long de la préparation de ce travail, et pour ses conseils avisés.*

*Nous tenons également à remercier tous les professeurs du Département de génie électrique de l'Université Ahmed Draïa d'Adrar en général, et en particulier le **Dr. OULED ALI Omar** qui n'a pas lésiné sur ses informations, son soutien et son expérience.*

De peur d'oublier quelqu'un, nous tenons à remercier toutes les personnes qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce travail.

Enfin, nous ne pouvons que demander à Dieu de nous aider.

Sommaire

SOMMAIRE

Liste des figures

Listes des Tableaux

Liste des abréviations

Introduction Générale 1

CHAPITRE I

Modélisation et simulation du moteur à induction et l'onduleur

I.1 Introduction.....	3
I.2 Généralités sur la machine asynchrone	3
I.2.1 Définition.....	3
I.2.2 La structure principale du moteur à induction triphasé (MAS).....	3
I.2.3 Principe de fonctionnement de moteur à induction (MAS)	5
I.2.4 Hypothèses simplificatrices.....	6
I.2.5 Modèle dynamique de la MAS triphasée	6
I.2.6 Les équations du modèle de MAS dans le repère triphasé (a, b, c).....	7
I.2.7 Modèle de la machine asynchrone dans le repère biphasé.....	9
I.2.7.1 Transformation de Park	9
I.2.7.1.1 Application de la transformation de Park.....	10
I.2.7.2 Les équations du modèle de MAS dans le repère biphasé (d, q)	12
I.2.8 Choix du référentiel	13
I.2.9 Référentiel (α , β).....	13
I.2.9.1 Les équations du modèle de la MAS dans le repère (α , β)	14
I.2.10 Forme d'état du modèle de MAS dans le repère (α , β).....	14
I.2.11 Simulation de la machine asynchrone.....	15
I.2.12 Résultats de simulation de machine asynchrone avec interprétations	16
I.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	19
I.3.1 Stratégie de commande de l'onduleur	21

I.3.1.1 Principe de la commande MLI sinus-triangle	21
I.4 Simulation de la MAS alimentée par onduleur	22
I.4.1 Interprétation des résultats de simulation	22
I.5 Conclusion	25

CHAPITRE II

Commande directe du couple du moteur à induction

II.1 Introduction	27
II.2 Généralité sur la commande directe du couple	27
II.2.1 Définition	27
II.2.2 Principe généraux sur la commande directe de couple	27
II.2.3 Stratégie de la commande DTC	28
II.2.4 Les avantages et les inconvénients de la commande DTC	28
II.3 Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)	29
II.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique	29
II.3.2 Contrôle du couple électromagnétique	30
II.4 Description de la structure de contrôle	31
II.4.1 Sélection du vecteur de tension	31
II.4.2 Estimation du flux statorique	32
II.4.3 Estimation du couple	33
II.5 Elaboration du vecteur commande	33
II.5.1 Correcteur du flux (à deux niveaux)	33
II.5.2 Correcteur du couple électromagnétique (à trois niveaux)	34
II.6 Elaboration de la table de commutation	35
II.7 Structure du DTC classique	35
II.7.1 Résultats de simulation et interprétations	37
II.8 Conclusion	39

CHAPITRE III**Commande DTC-SVM du moteur à induction**

III.1 Introduction	41
III.2 Technique MLI vectorielle (SVM).....	41
III.2.1 Principe de la MLI vectorielle	41
III.2.2 Vecteur tension de référence.....	45
III.2.3 Principaux avantages MLI	48
III.3 Principe de la commande DTC-SVM.....	49
III.3.1 Description structure de la technique de commande DTC-SVM	49
III.3.2 Résultats de simulation de commande DTC-SVM sur la MAS.....	51
III.3.3 Interprétations des résultats	52
III.4 Comparaison entre les commandes DTC et DTC-SVM.....	53
III.5 Conclusion.....	54
Conclusion Générale	56
Annexe	58
Références Bibliographiques	60
Résumé	

Liste des figures

CHAPITRE I

Fig I. 1: Structure de la machine asynchrone (MAS).....	4
Fig I. 2: Principe de fonctionnement de MAS	6
Fig I. 3: Représentation électrique de la MAS	7
Fig I. 4: Modèle de Park de la MAS.....	10
Fig I. 5: Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone	16
Fig I. 6: Résultats de simulation de machine asynchrone.....	19
Fig I. 7: Schéma d'un onduleur triphasé	20
Fig I. 8: Principe de la commande MLI sinus-triangulaire.....	21
Fig I. 9: Schéma bloc de simulation de la MAS avec onduleur MLI.....	22
Fig I. 10: Résultats de simulation de la MAS avec onduleur MLI.....	25

CHAPITRE II

Fig II. 1: Exemple de l'évolution de $\overline{\phi_s}$ l'extrémité de pour $R_s \overline{I_s}$ négligeable.....	30
Fig II. 2: Choix du vecteur tension.....	31
Fig II. 3: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions	34
Fig II. 4: Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	35
Fig II. 5: Schéma structurel de la DTC appliquée à une MAS	36
Fig II. 6: Résultats de Simulation du DTC calcique du MAS	39

CHAPITRE III

Fig III. 1: Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension.....	43
Fig III. 2: Représentation des vecteurs de tension dans le plan (α, β)	44
Fig III. 3: Représentation du vecteur moyen (référence) dans le premier secteur	45
Fig III. 4: Description des séquences de conduction des interrupteurs	47
Fig III. 5: Structurel général de la commande DTC-SVM	50
Fig III. 6: Résultats de Simulation du DTC-SVM du MAS	52

Listes des Tableaux

CHAPITRE II

Tableau II. 1: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à 3 niveaux.....	35
----------------------------------------------------------------------------------------	----

CHAPITRE III

Tableau III. 1: Calcul des vecteurs de tension de l'onduleur triphasé idéal.....	44
Tableau III. 2: Les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur.....	48
Tableau III. 3: Comparaison des méthodes de contrôle	53

Liste des abréviations

Abréviation

MAS	Machine asynchrone
DTC	Directe Torque Contrôle
SVM	Space Vector Modulation
PWM	Pulse Width Modulation
GTO	Gate Turn Off
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
FEM	Force électromagnétique
PI	Correcteur Proportionnel-Intégrateur

Symboles

$L_{s,r}$	Inductances cycliques statorique, rotorique	H
M	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor	H
M_s	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator	H
M_r	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor	H
R	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase	Ω
P	Nombre de paire de pôle	
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
C_e^*	Couple de référence	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
w	vitesse angulaire égale à la pulsation	
$\omega_{s,r}$	Pulsations électriques statorique et rotorique.	rd/s
Ω	Vitesse mécanique du rotor	Tr/mn

σ	Coefficient de dispersion	
Φ_s, Φ_r	Flux statorique et rotorique	Web
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Les flux rotorique directes et en quadrature	Web
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Les flux statorique directes et en quadrature	Web
V_{ao}, v_{bo}, v_{co}	Tensions de branche.	V
V_{an}, v_{cn}, v_{cn}	Tensions de phase	V
V_{dc}	Tension de source continu	V
$V_{réf}$	Tension de référence	V
$V_{s\alpha\beta}$	<i>Tension statorique dans le repère α, β</i>	V
$V_{r\alpha\beta}$	<i>Tension rotorique dans le repère α, β</i>	V
U_0	<i>Les tensions entrées de l'onduleur</i>	V
I_{sabc}	<i>Courant statorique phase a, b ou c</i>	A
I_{rabc}	<i>Courant rotorique phase a, b ou c</i>	A
S_a, S_b, S_c	Etats des interrupteurs de l'onduleur	
r	Taux de modulation	
m	L'indice de modulation	
f_p	La fréquence de la porteuse	Hz
f_r	La fréquence de la référence	Hz
T_e	Période d'échantillonnage	s
J	Moment d'inertie	kg.m^2
K_p	gain proportionnel	
K_i	gain intégrateur	

Repères

a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b, c
d, q	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
θ	Angles électriques statoriques et rotoriques
α, β	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator
X, Y	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor

Notations

s, r	Indices correspondants au stator et rotor
n	Grandeur nominale
*	Grandeur de commande
$\hat{}$	Grandeur estimée

Introduction générale

Introduction générale

Les chercheurs dans le domaine du contrôle des machines électriques s'efforcent généralement de développer des machines à courant alternatif et de contrôler leur vitesse en particulier, en raison de la spécification des exigences pour les applications industrielles [1].

le moteur à induction (machine asynchrone) présente un intérêt particulier du fait de sa durabilité, de son faible coût et de sa structure simple par rapport à d'autres types de machines, mais malgré tous ces avantages séduisants, il présente un inconvénient lié aux interactions entre le stator et le rotor, ce qui rend la commande plus complexe et difficile [2].

Mais le développement numérique du traitement du signal a permis aujourd'hui la mise en œuvre d'algorithmes de contrôle qui étaient envisagés il y a dix ans dans de nombreuses applications des industries modernes. Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines asynchrones la technique de commande directe de couple (*DTC*), Proposé par TAKAHACHI depuis 1985. Cependant, cette technique classique, n'est pas complètement sans défauts, elle a donc été développée en une nouvelle technique appelée (*DTC-SVM*).L'objectif principal de ce travail est d'étudier la technique de (*DTC-SVM*) [3].

Le premier chapitre est consacré à la présentation et la modélisation des machines asynchrone MAS dans le référentiel de Clark Concordia de plus, une simulation de la MAS alimentée par une source onduleur de tension triphasée.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande directe du couple (*DTC*) classique les machines asynchrones alimentées par un onduleur triphasé utilisant les tables de vérité.

Le troisième chapitre est consacré à la commande directe du couple dont l'onduleur sera commandé par la technique de modulation vectorielle (*SVM*). pour améliorer les performances de la *DTC* classique.

Finalement une conclusion générale résumé tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

CHAPITRE I

***Modélisation et simulation du moteur
à induction et l'onduleur***

I.1 Introduction

La majorité des applications industrielles sont conçues pour s'adapter à l'utilisation de moteurs à induction à courant alternatif (cage d'écureuil), principalement en raison de leur faible prix, facilité d'entretien, simplicité de structure, et durabilité.

Cependant, la machine se caractérise par un modèle complexe multi variable et non linéaire, car il est nécessaire de prendre en compte des hypothèses simplifiées afin d'obtenir un modèle aussi simple que possible[5], l'étude de son comportement nécessite une bonne connaissance du modèle dynamique en le simulant dans différents modes de fonctionnement.

L'approche actuelle de la modélisation des machines électriques est basée sur la transformation d'un système triphasé en un système équivalent.

Ce chapitre a pour but de présenter la machine asynchrone, puis réaliser des simulations pour valider le modèle, avant et après l'ajout de l'onduleur *MLI*.

I.2 Généralités sur la machine asynchrone

I.2.1 Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, elle se caractérise par la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor tourne à une vitesse différente de celle du synchronisme (d'où son nom « asynchrone », les anglo-saxons disent induction machine) [7], car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [6].

I.2.2 La structure principale du moteur à induction triphasé (MAS)

Les moteurs asynchrones, comportent deux armatures coaxiales à champ tournant, l'une est fixe c'est le stator (induit), l'autre est mobile c'est le rotor (inducteur), voir la Figure I.1:

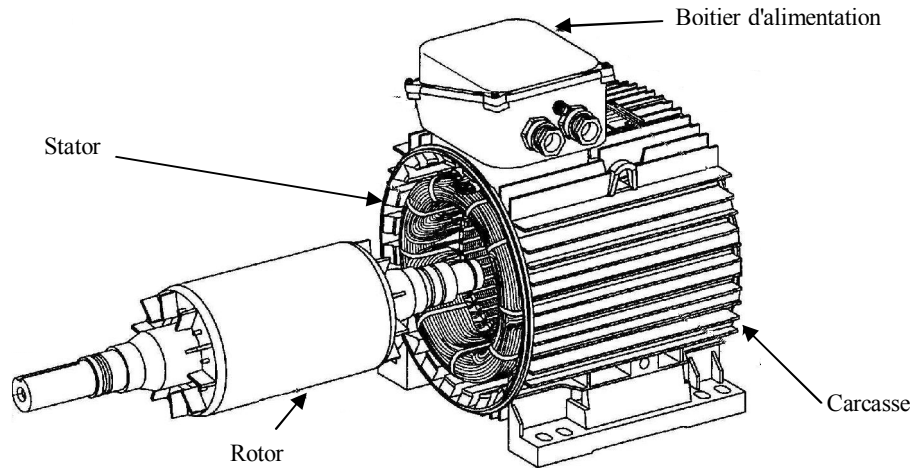


Fig I. 1: Structure de la machine asynchrone (MAS) [42]

stator : Est trois enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de $2\pi/3$

rotor : Est un empilage de tôles magnétique en acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur, il forme la partie mobile du moteur, et il est placé à l'intérieur du stator. parmi les rotors on distingue [8]:

a-Rotor à cage : Les moteurs à cage d'écureuil sont les plus utilisés: ils représentent de 80% à 85% en milieu industriel.

Ce type permet des réglages de la caractéristique couple/vitesse.

b-Rotor à double cage : Ce rotor comporte deux cages, l'une extérieure, assez résistante l'autre intérieure de faible résistance.

c-Rotor bobiné (rotor à bagues) : C'est un cylindre constitué de tôles empilées solidaire sur l'arbre du moteur, les encoches sont percées dans ses tôles. Près de la surface de ce cylindre, des conducteurs passent dans ses encoches et sont réunis a une de leur extrémité en court-circuit, l'autre extrémité est raccordée à 3 bagues permettent une liaison avec un circuit fixe (des résistances).

d-Rotor à encoches profondes : Comporte une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique.

I.2.3 Principe de fonctionnement du moteur à induction (MAS)

Le branchement est très simple, trois fils amènent le courant de la ligne à l'enroulement du stator. Le rotor est en court-circuit.

Dés que le stator est alimenté par du courant triphasé de pulsation ω , Il se produit un champ tournant; si le bobinage statorique comprend $P=2$ paires de pôles ce champ tourne à la vitesse angulaire dite vitesse de synchronisme: $\Omega = \frac{\omega}{P}$

Ce champ balaie les conducteurs du rotor et induit des *FEM* le rotor étant en court-circuit, ces *FEM* y produisent des courants induits.

Le fonctionnement d'un moteur asynchrone s'explique par la loi de *LENZ* (la Figure I.2) si l'on place dans un champ magnétique statorique tournant un; les seuls courants qui traversent le rotor sont les courants de foucault induits par la rotation du champ statorique.

Lors du déplacement relatif du champ tournant par rapport au rotor, les conducteurs vont être le siège de courants induits. Ces courants sont à l'origine d'un champ magnétique secondaire, provoquant ainsi la rotation du disque. d'après la loi de *LENZ*, ces courants sont tels qu'ils s'opposent à la cause qui les a produits. Le rotor mis en rotation tend alors à s'opposer au champ magnétique tournant, mais ne pouvant le faire, il va le suivre en essayant de le rattraper.

Ainsi, le rotor tourne à une fréquence de rotation du rotor n , moins vite que celle du champ magnétique tournant du stator n_s appelée vitesse de synchronisme. La différence entre les deux vitesses est appelée glissement, ainsi définit : $g = (n_s - n)/n_s$.

Un rotor de moteur asynchrone ne tourne donc jamais à la vitesse de synchronisme. Pour produire un couple moteur, il est donc essentiel que la vitesse du rotor soit légèrement inférieure à la vitesse synchrone du champ magnétique tournant [9].

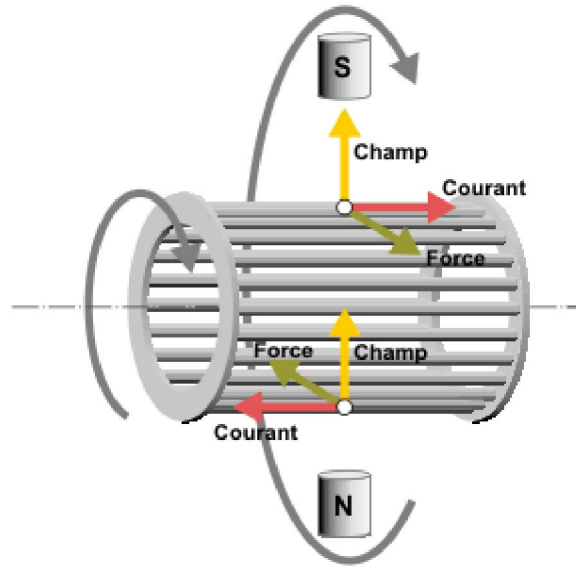


Fig I. 2: Principe de fonctionnement de MAS[43,44]

I.2.4 Hypothèses simplificatrices

Pour faire la modélisation et réduire la complexité du modèle de la MAS, on adopte certaines hypothèses simplificatrices :

- On néglige la saturation, ce qui permet de définir les inductances.
- On ramenant le rotor au stator, c'est-à-dire qu'on suppose que le rotor est triphasé comme le stator, que ses enroulements comptent le même nombre de spires.
- On suppose que bobinages du stator et du rotor sont bipolaires et que leurs phases créent des flux à répartition sinusoïdale.
- On ne tient compte que des fondamentaux des grandeurs alternatives.

I.2.5 Modèle dynamique de la MAS triphasée

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure I.3. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique (s_a) et la phase rotorique (r_a).

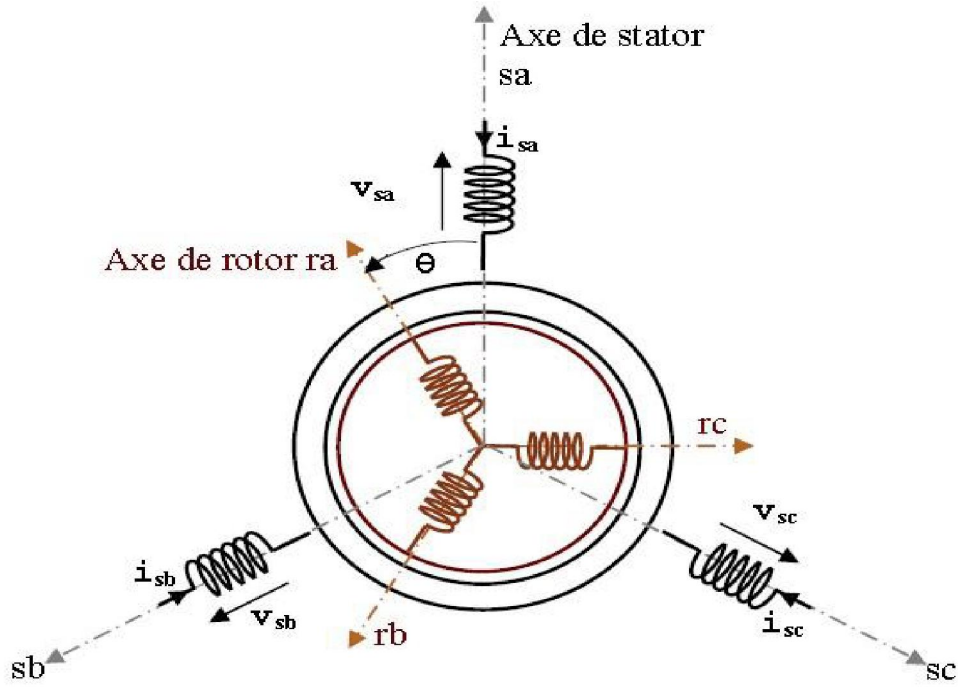


Fig I. 3: Représentation électrique de la MAS

I.2.6 Les équations du modèle de MAS dans le repère triphasé (a, b, c)

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir:

- *Equations électriques*

Pour l'ensemble des phases au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Ou :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.2)$$

De même, au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Ou :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] = [0] \quad (I.4)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

Avec:

V_s : La matrice des tensions par phase au stator.

V_r : La matrice des tensions par phase au rotor.

I_s : La matrice des courants au stator.

I_r : La matrice des courants au rotor.

- **Equations magnétiques**

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases.

$$\begin{bmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Avec:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \text{ Matrice des bobinages au stator.}$$

L_s : est l'inductance d'un bobinage seul .

M_s : l'inductance mutuelle de couplage entre bobinages du stator.

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \text{ Matrice des bobinages au rotor.}$$

L_s : est l'inductance d'un bobinage seul .

M_r : l'inductance mutuelle de couplage entre bobinage du rotor.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisi comme axes de références:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[[L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}]] \quad (I.7)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[[L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}]] \quad (I.8)$$

• **Equation mécanique**

L'étude dynamique d'une machine asynchrone ne se limite pas aux paramètres électriques, mais dépend également des paramètres mécaniques, l'équation s'écrit sous la forme suivante:

$$\frac{Jd\omega}{pdt} = C_{em} - C_r - \frac{f_r}{p}\omega \quad \text{on } \Omega = \omega/p \quad (I.9)$$

Où :

J : Moment d'inertie. [Kgm²]

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

P : Nombre de paire de pôles.

C_{em} : Couple électromagnétique (couple moteur) [Nm].

C_r : Couple de charge (couple résistant) [Nm]

Ω : la vitesse de rotation mécanique de la MAS.

I.2.7 Modèle de la machine asynchrone dans le repère biphasé

Le modèle de machine asynchrone dans le référentiel (a, b et c) est très complexe, et conduit à des équations différentielles à coefficients variables, nous utilisons donc des transformations matricielles, pour un système à coefficients simples et constants.

I.2.7.1 Transformation de Park

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé c'est à-dire transformer le système d'enroulements triphasés statoriques et rotorique disposés sur trois axes (a, b et c) en un système équivalent à deux enroulements diphasés d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice, présentés dans la figure .I.4.

Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique[11].

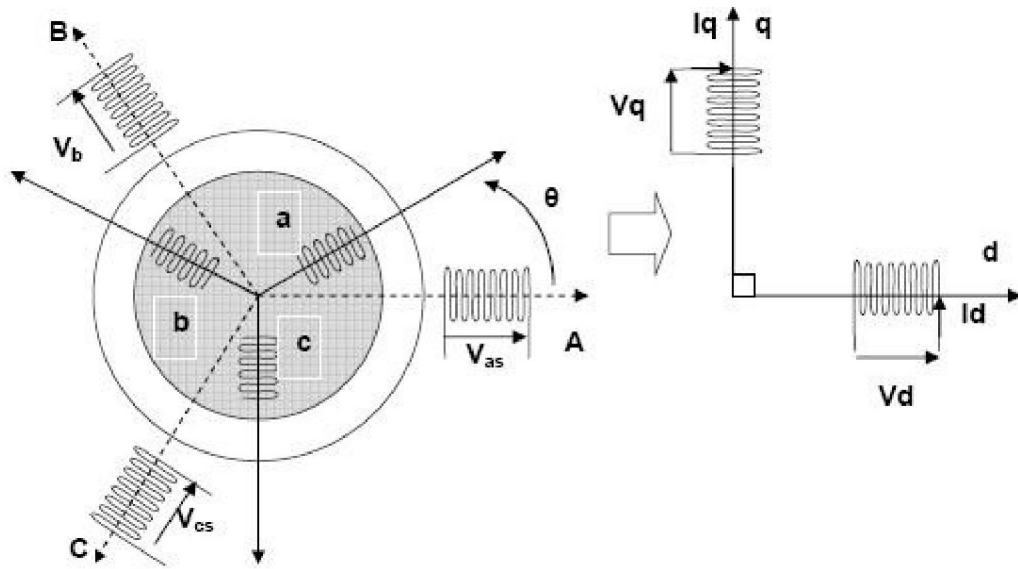


Fig I. 4: Modèle de Park de la MAS[13]

I.2.7.1.1 Application de la transformation de Park

la forme générale de l'équation de la transformée de Park est donnée comme suit [10] :

$$[X_{dq0}] = [p(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I.10})$$

Tel que :

X : peut-être: la tension, le courant ou le flux;

$[P(\theta)]$: est la matrice de la transformation de Park définie par:

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$[p(\theta)]^{-1}$: est la matrice inverse de Park définie par

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

pour un système d'alimentation de trois tension réels v_a , v_b et v_c s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} v_a = V_{\max} \sin(2\pi f t) \\ v_b = V_{\max} \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c = V_{\max} \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

en appliquant la transformée de Park on trouve:

$$[v_{0dq}] = [p(\theta)][v_{abc}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

θ : Angles électriques statoriques et rotoriques.

donc :

$$\begin{cases} v_d = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_a \cos(\theta) + v_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_c \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) \\ v_q = -\sqrt{\frac{2}{3}} (v_a \sin(\theta) + v_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_c \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Ou inversement :

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

$$[v_{abc}] = [p(\theta)]^{-1}[v_{0dq}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\text{On obtient : } \begin{cases} v_a = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_d \cos(\theta) - v_q \sin(\theta)) \\ v_b = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_d \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - v_q \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})) \\ v_c = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_d \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - v_q \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

I.2.7.2 Les équations du modèle de MAS dans le repère biphasé (d, q)

- **Equations électriques**

dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire ω

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.19)$$

Avec:

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r \quad \text{Où} \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad \text{et} \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$(\omega_s - \omega) = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

- **Equations magnétique**

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.20)$$

Avec :

L_s : est l'inductance cyclique propre statorique.

L_r : l'inductance cyclique propre rotorique.

M : l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor

- **Equation mécanique**

$$\frac{J d\omega}{P dt} = C_{em} - C_r - \frac{f_r}{P} \omega \quad \text{on} \quad \Omega = \omega / p \quad (I.21)$$

$$C_{em} = P [\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}] \quad (I.22)$$

Où :

J : Moment d'inertie du rotor.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

P : Nombre de paire de pôles.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

I.2.8 Choix du référentiel

A partir du système d'axe (d, q) on peut avoir d'autres axes qui sont des cas particuliers. comme le suite :

- ✓ Référentiel lié au stator d'axe (α, β) : $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$
- ✓ Référentiel lié au rotor d'axe (x, y) : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$
- ✓ Référentiel lié au champ tournant d'axe (d, q) : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$

I.2.9 Référentiel (α, β)

Le repère (α, β) est toujours fixe par rapport au repère (abc) ; par contre le repère (d, q) est mobile, la vitesse de rotation des axes (α, β) est donc nulle ($\omega=0$). Ce qui permet de réduire la complexité des équations (I.13) et (I.14).

Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de Clark Concordia:

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

L'application de la transformation de Clark Concordia aux courant, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

I.2.9.1 Les équations du modèle de la MAS dans le repère (α, β)

L'application de la transformation de Clark Concordia aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (I.25) permet d'obtenir:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.25)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (I.26)$$

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions suivantes :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} [\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}] \quad (I.27)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_r \Omega) \quad (I.28)$$

I.2.10 Forme d'état du modèle de MAS dans le repère (α, β)

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielle non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimenté en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques[6].

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivantes:

$$[\dot{X}] = \frac{d[X]}{dt} = [A][X] + [B][U] \quad (I.28)$$

Avec :

[X] : le vecteur d'état.

[U] : le vecteur de commande.

[A] : la matrice de d'état.

[B] : la matrice d'application des commandes.

Où:

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \frac{-1}{T_r} & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [A] = [A1] + \omega[A2]$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M_{rs}^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ et } T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ est la constante de temps rotorique, statorique.}$$

$$[A1] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \frac{-1}{T_r} & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad [A2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1-\sigma}{M\sigma} \\ 0 & 0 & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

I.2.11 Simulation de la machine asynchrone

La simulation est une méthode couramment utilisée qui facilite les études préliminaires de modèles. Pour effectuer une simulation de machine asynchrone, nous traduisons le modèle mathématique de la machine à l'aide de blocs de simulation par le logiciel Matlab/Simulink.

La figure I.5. montre Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone sous MATLAB pour un dispositif asynchrone alimenté directement par un réseau triphasé (220/380 V, 50 Hz). Les paramètres de la machine utilisée sont notés dans l'annexe.

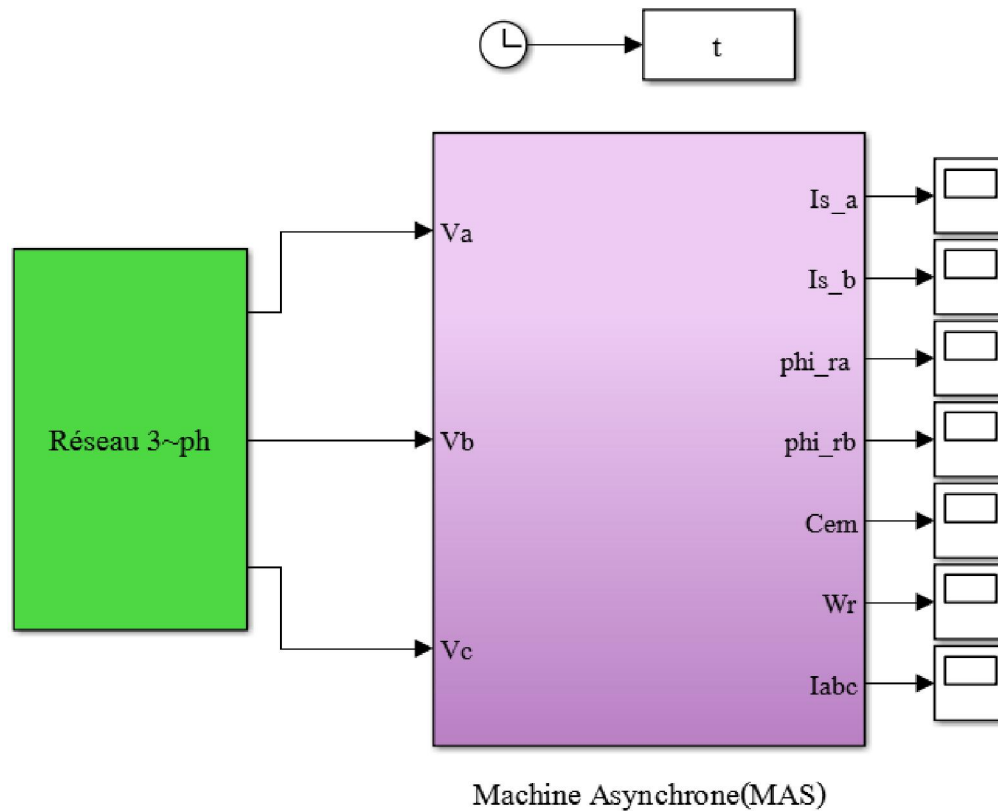


Fig I. 5: Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone

I.2.12 Résultats de simulation de machine asynchrone avec interprétations

Nous avons effectué deux tests différents, le premier cas étant le démarrage à vide de la machine, et le second cas, nous avons appliqués un couple résistant ($C_r = 10\text{Nm}$) à l'instant $t \in (1.5 : 2.5)\text{s}$.

Les courbes montrent l'évolution dans le temps, dans les états transitoires et stationnaires où l'on observe dans les figures I.6:

- **La vitesse W_r**

Au démarrage, la courbe de vitesse présente une oscillation inclinée avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2s se stabilise à 314.2 rad/s dans l'état de vide.

Lorsque la charge mécanique la vitesse de la machine diminue à la valeur 298.5 rad/s .

- **Le couple électromagnétique C_{em}**

Lorsque la machine fonctionne sans charge, dans les premiers instants du démarrage, le couple électromagnétique en régime transitoire est fortement oscillant, puis alors il se stabilise dans le valeur zéro.

Lorsque l'appareil fonctionne avec la charge dans la plage de $t \in [1.5 : 2.5]$ s, la valeur du couple électromagnétique augmente.

Le couple est directement proportionnel à la valeur de la charge.

- **Les Flux rotorique $\phi_{r-\alpha}$ et $\phi_{r-\beta}$**

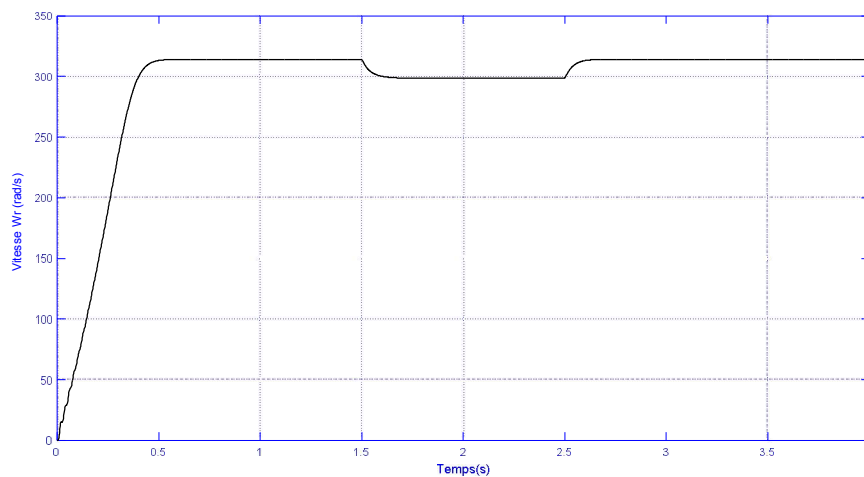
Au premier instant d'émergence, l'écoulement présente de faibles flux de sur amplitude, mais ils disparaissent pour prendre la forme d'une onde sinusoïdale d'amplitude constante à la valeur (1,14 web).

Pendant que l'appareil se charge, le flux baisse légèrement.

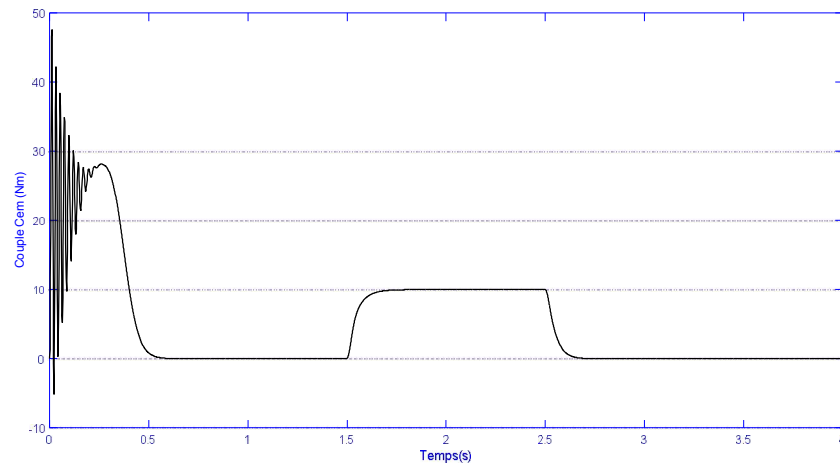
- **Les Courants Statorique $I_{s-\alpha}$ et $I_{s-\beta}$**

La consommation de courant de la machine est importante lors du démarrage dans les premières secondes, la valeur du courant atteint de 5 à 6 fois le courant nominal, puis il se stabilise dans le temps 0,3s avec une valeur de 4.4 A .

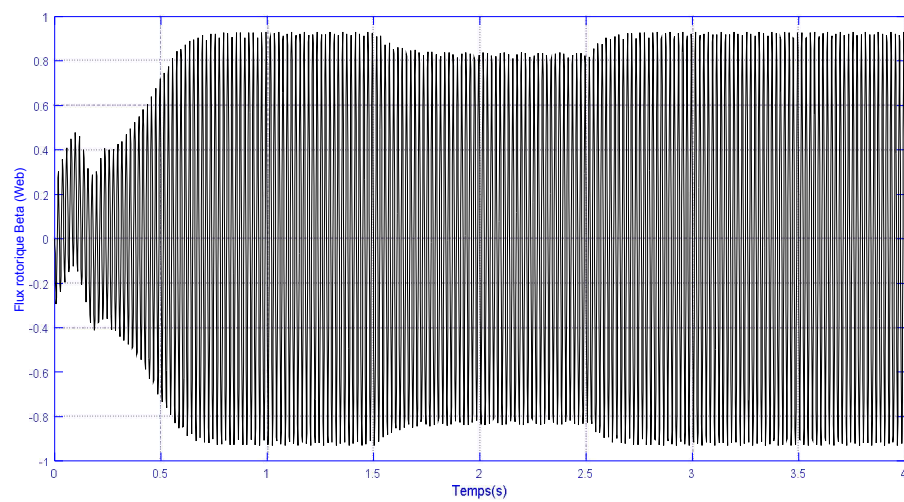
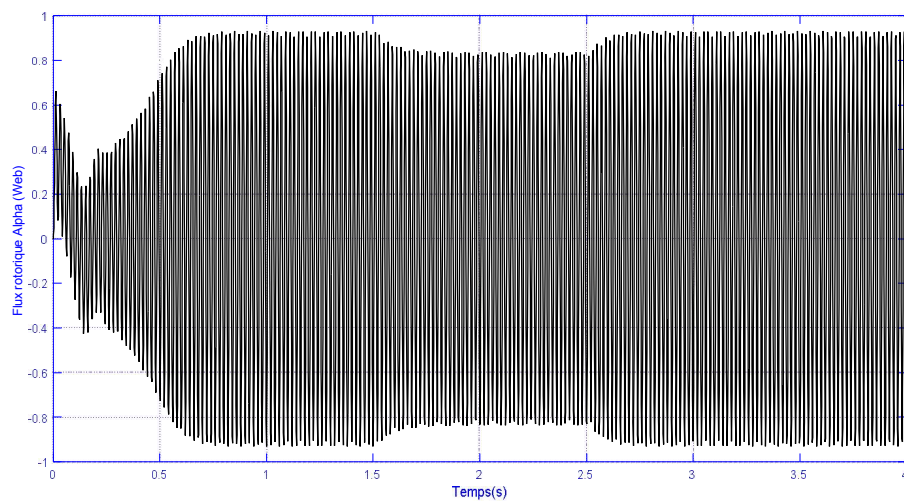
Après ajout d'une charge ($C_r = 10\text{Nm}$), la consommation de courant de la machine augmente à la valeur 6.2 A.



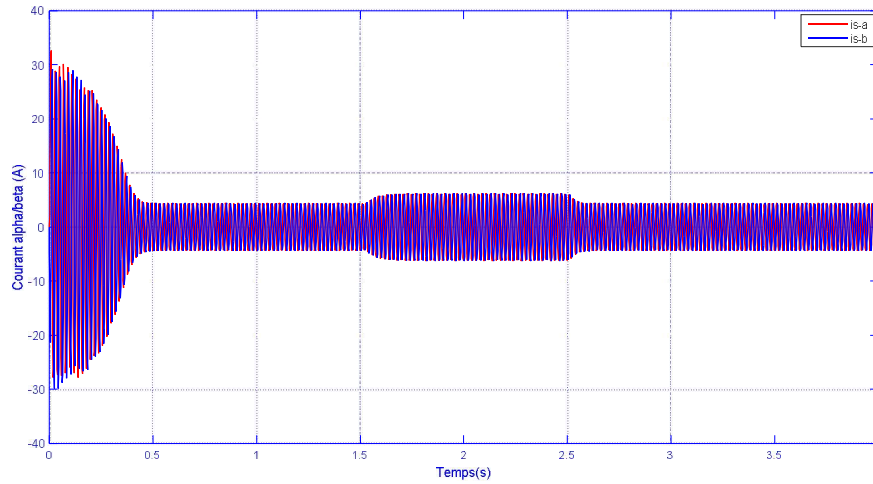
(a) Vitesse de rotation



(b) Couple électromagnétique



(c) Flux rotorique alpha /beta



(d) Les courants Statoriques I_s alpha/beta

Fig I. 6: Résultats de simulation de machine asynchrone

I.3 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 fréquence variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. Après redressement, la tension filtrée V_{dc} est appliquée à l'onduleur [1].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants ces deux états peuvent être considérés comme suivante:

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.

$\bar{S}_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) ouvert.

La Figure I.7 représente le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine (*MAS*):

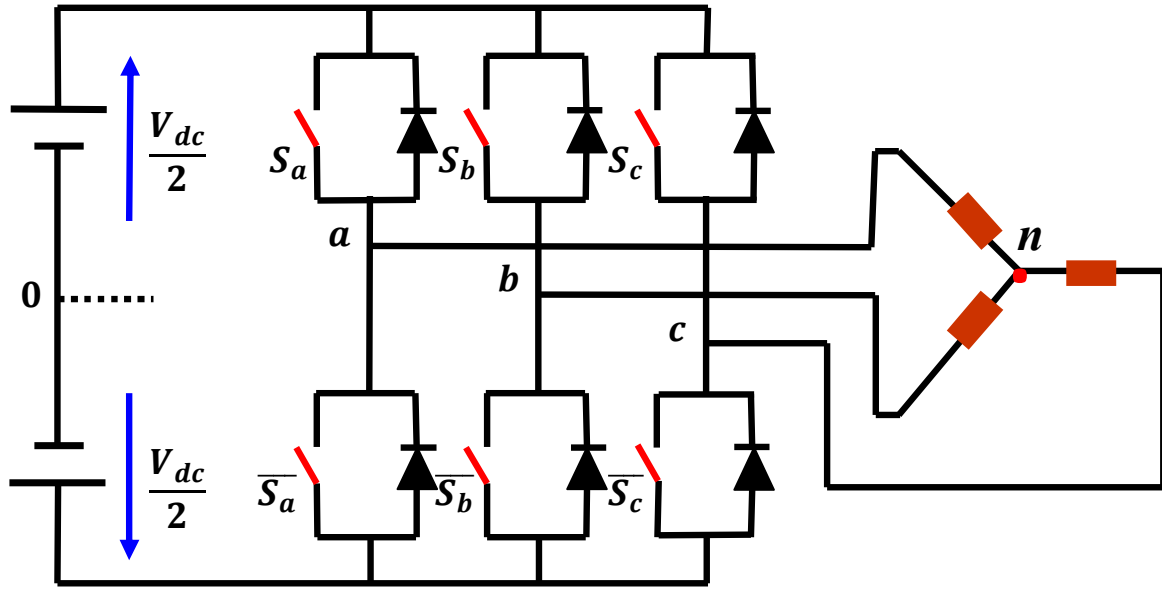


Fig I. 7: Schéma d'un onduleur triphasé

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif « 0 » de l'onduleur.

Sachant que $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$

nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} & (1) \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} & (2) \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} & (3) \end{cases} \quad (I.29)$$

En faisant la somme des équations (1), (2) et (3) du système (I.29) on obtient :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on} = 0 \quad (I.30)$$

d'où :

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = -3V_{on} \quad (I.31)$$

$$V_{on} = -\frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.32)$$

En substituant l'équation (I.28) dans le système (I.25) on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

A partir de l'équation (1.27) on peut modéliser l'onduleur utilisé dans notre simulation.

$$\text{Avec : } V_{io} = V_{dc} (S_i - 0.5), i = (a, b, c)$$

S_i Signaux logiques [0, 1]

Les tensions simples à la sortie de l'onduleur deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

I.3.1 Stratégie de commande de l'onduleur

I.3.1.1 Principe de la commande MLI sinus-triangle

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique *MLI* (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante [12].

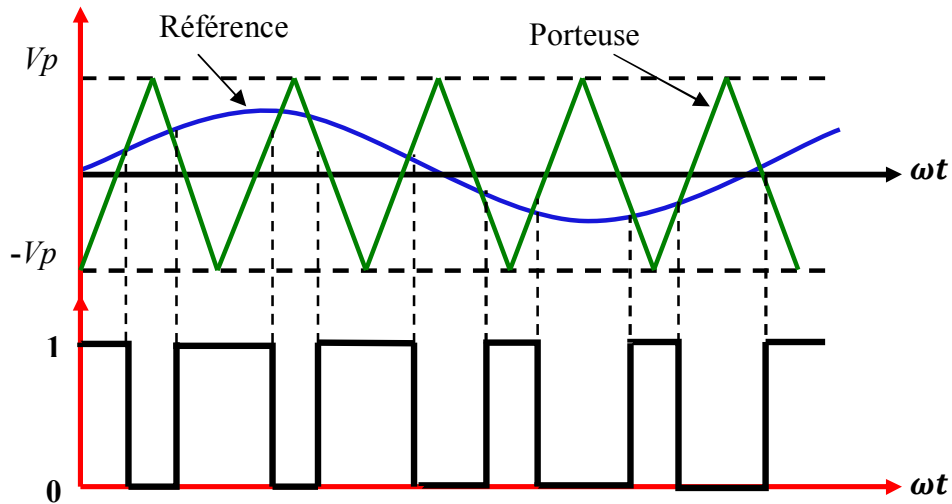


Fig I. 8: Principe de la commande MLI sinus-triangulaire

➤ **propriétés**

Cette technique est caractérisée par deux paramètres principaux:

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la

fréquence f de la référence : $m = \frac{f_p}{f}$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante $V_{réf}$ à la valeur crête V_p

de la porteuse: $r = \frac{V_{réf}}{V_p}$

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant

$$V_{ref} \geq V_p \Rightarrow Si = 1 \quad \text{Sinon} \quad Si = 0$$

Avec :

V_{ref} : Tension de référence

V_p : Tension de la porteuse

Si : Signaux logiques

I.4 Simulation de la MAS alimentée par onduleur

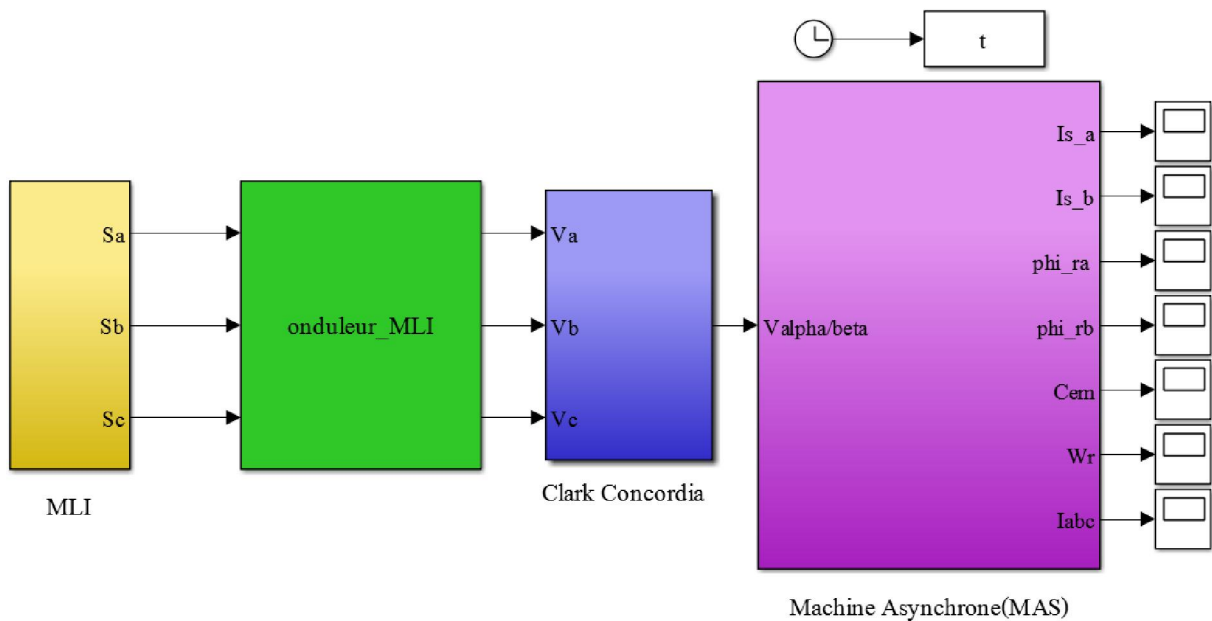


Fig I. 9: Schéma bloc de simulation de la MAS avec onduleur MLI

I.4.1 Interprétation des résultats de simulation

Les mêmes conditions de test avec l'ajout de l'onduleur *MLI*, avec La fréquence de porteuse est $f_r = 1kHz$

D'après les résultats de la simulation, nous remarquons dans les figures I.10 :

- **La vitesse de rotation W_r**

augmenter Temps de réponse par rapport à l'alimentation direct à partir du réseau triphasé.

- **Le couple électromagnétique C_{em}**

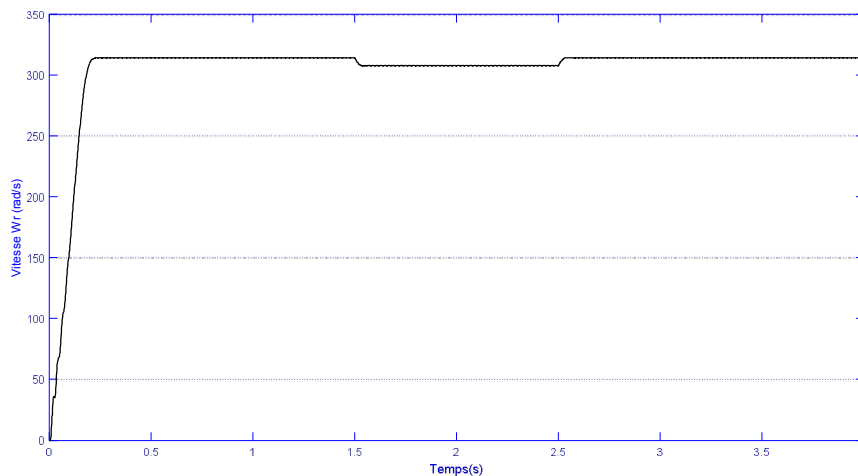
Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanent avec des ondulations à cause de harmonique.

- **Les Flux rotorique ϕ_r (α , β)**

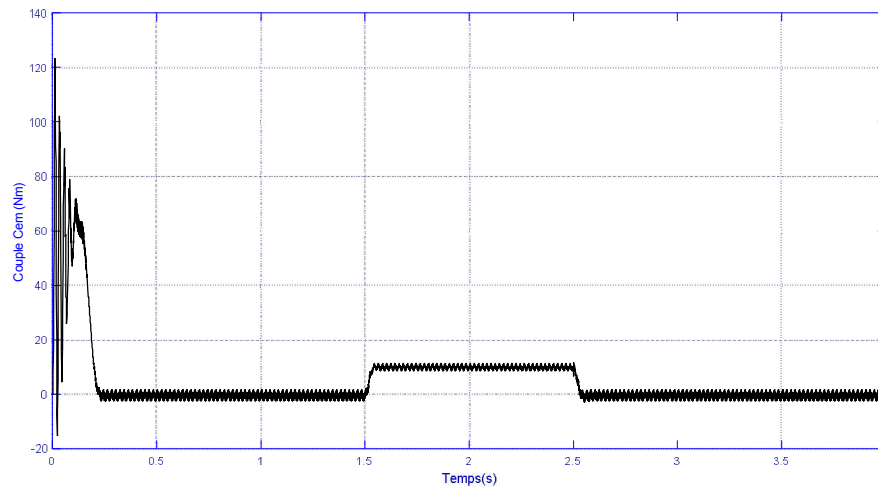
amplitude des oscillations et vitesse du flux magnétique est faible.

- **Les Courants Statorique I_s**

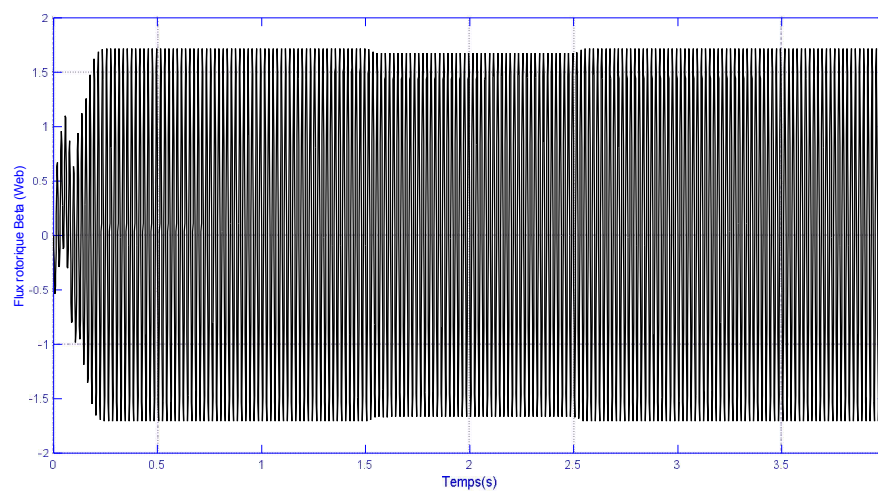
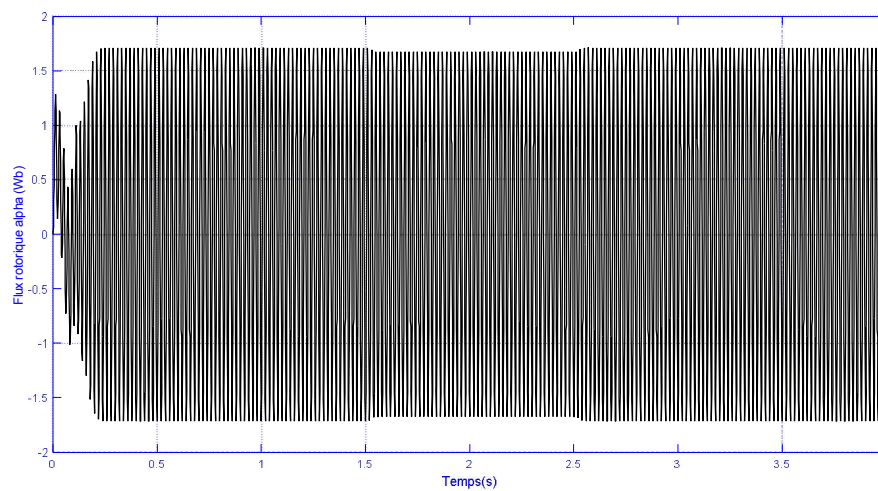
La présence des ondulations sur les courbes de courant.



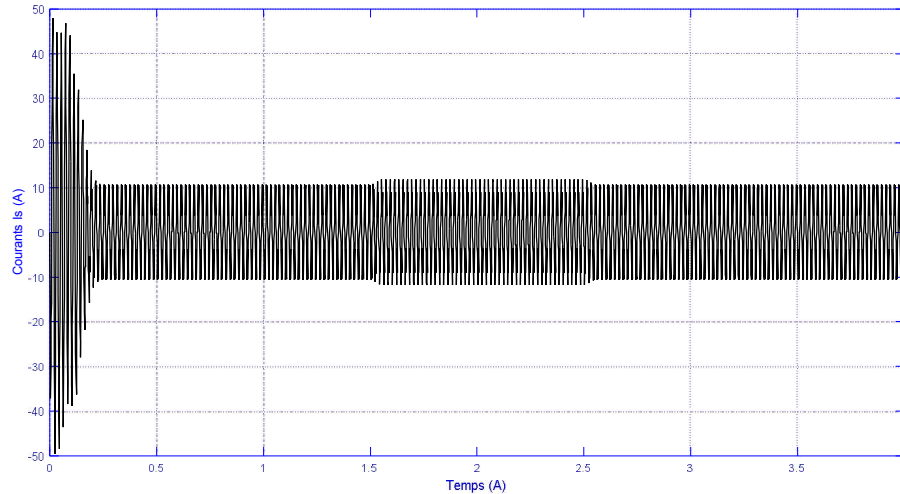
(a) *Vitesse de rotation*



(b) *Couple électromagnétique*



(c) *Flux rotorique alpha /beta*



(d) Courants Statorique I_s

Fig I. 10: Résultats de simulation de la MAS avec onduleur MLI

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une définition générale d'un moteur à induction. puis nous avons ensuite validé le modèle mathématique, par une simulation du démarrage de machine asynchrone qui est alimenté directement par un réseau équilibré triphasé, étant un modèle triphasé non linéaire, nous utilisons la transformée de Clark Concordia (α, β) pour simplifier l'analyse des comportements de la machine. et éviter la complexité des équations différentielles. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte l'onduleur *MLI* pour le commander.

Les résultats de la simulation montrent la précision du modèle lorsque la machine fonctionne à vide et en charge, la charge joue un rôle dans la variation de l'amplitude du flux électromagnétique et du couple de la machine, car la machine seule ne suffit pas à contrôler les systèmes à vitesse variable, c'est pourquoi dans le chapitre suivant nous introduirons le contrôle direct du couple (*DTC*) pour améliorer le travail des machines asynchrones et leur vitesse de réponse dans le domaine transitoire.

CHAPITRE II

Commande directe du couple du moteur à induction

II.1 Introduction

Depuis une trentaine d'années, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle de la machine à induction. Méthodes appelées "commandes vectorielles" assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée. Les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d'améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine et on ne nécessitant pas de capteur mécanique de position. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple et du flux statorique [13]. La méthode de contrôle direct du couple appelée la commande *DTC* (Direct torque control) a été proposée par Depenbrock et Takahashi dans la moitié de l'année 80 pour la conduite des machines asynchrones, en basée sur un choix approprié du vecteur tension imposé par l'onduleur pour développer le couple désiré [4].

Dans ce chapitre, on apprend le contrôle direct du couple (le principe, les avantages et les inconvénients de commande) et règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple), en plus de la structure de commande directe du couple de la MAS. Et enfin, les résultats de simulation de la commande directe du couple.

II.2 Généralité sur la commande directe du couple

II.2.1 Définition

La commande directe du couple « Direct Torque Control (*DTC*) en anglais », est une technique permettant de contrôler indirectement les changements de vitesse. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique. La *DTC* est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et simple à mettre en œuvre, présente des avantages déjà bien connus par rapport aux autres techniques classiques[14,19].

II.2.2 Principe généraux sur la commande directe de couple

La commande directe du couple et de flux est basée principalement sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur. Elle permet de commander indirectement les intensités et les tensions statoriques de la machine. Les flux et les courants statoriques proches de formes sinusoïdales. Ainsi, que la réponse dynamique de la machine est très rapide

de plus, la *DTC* est caractérisée par la présence des oscillations du couple qui dépend de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis qui influent aussi sur la fréquence de commutation de l'onduleur.

Il repose également sur le réglage du flux statorique car il présente généralement une dynamique nettement plus rapide que celle du flux rotorique car ce dernier est relativement sensible aux variations des paramètres machine. Par ailleurs la détermination du flux statorique est relativement plus aisée puisqu'il est directement lié à des grandeurs électriques accessibles à la mesure à savoir le courant et la tension statoriques. Ainsi en réglant le flux statorique, on règle indirectement le flux rotorique [15].

II.2.3 Stratégie de la commande DTC

La stratégie de contrôle de couple et de flux proposée par Takahashi est basée sur l'algorithme suivant :

- Diviser le domaine temporel est en périodes de durée T_e .
- A chaque instant, les courants et tensions de ligne sont mesurés pour chaque phase du MAS.
- Les composantes du vecteur flux stator sont reconfigurées.
- Le couple électromagnétique du MAS est estimé, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- Détermination de la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour contrôler le flux et le couple [28].

II.2.4 Les avantages et les inconvénients de la commande DTC

La commande directe du couple a les avantages suivants[4,16,17]:

- Pas de transformée de Park, il n'est pas nécessaire de faire calculs dans le repère rotorique (d, q).
- une robustesse par rapport aux variations paramétriques (indépendant des paramètres).
- Il n'exige pas un découplage des courants par rapport aux tensions comme dans le cas de la commande vectorielle, la commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- Pas de régulateur proportionnel intégrateur (*PI*), et sans modulation de largeur d'impulsion (*MLI*).
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.

Et les inconvénients de ce contrôle sont les suivants :

- L'existence de problèmes à basse vitesse.
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis) cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

II.3 Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type *DTC*, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part, parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [18,19,21].

II.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

$$\frac{d\bar{\phi}_s}{dt} = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s \rightarrow \bar{\phi}_s(t) = \bar{\phi}_s(0) + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.1})$$

En considérant que le terme $R_s \bar{I}_s$ est négligeable devant \bar{V}_s pour des grandes vitesses, on obtient :

$$\bar{\phi}_s(t) = \bar{\phi}_s(0) + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.2})$$

Dans le cas où on applique un vecteur tension non nul à la machine pendant une période de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à la période d'échantillonnage T_e , l'expression (II.2) peut s'écrire comme suit :

$$\bar{\phi}_s(t) = \bar{\phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.3})$$

Donc :

$$\Delta \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(t) - \bar{\phi}_s(0) = \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$\bar{\phi}_s(0)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\bar{\phi}_s(t)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(t) - \bar{\phi}_s(0)$: Vecteur variation de flux statorique.

T_e : Période d'échantillonnage.

II.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

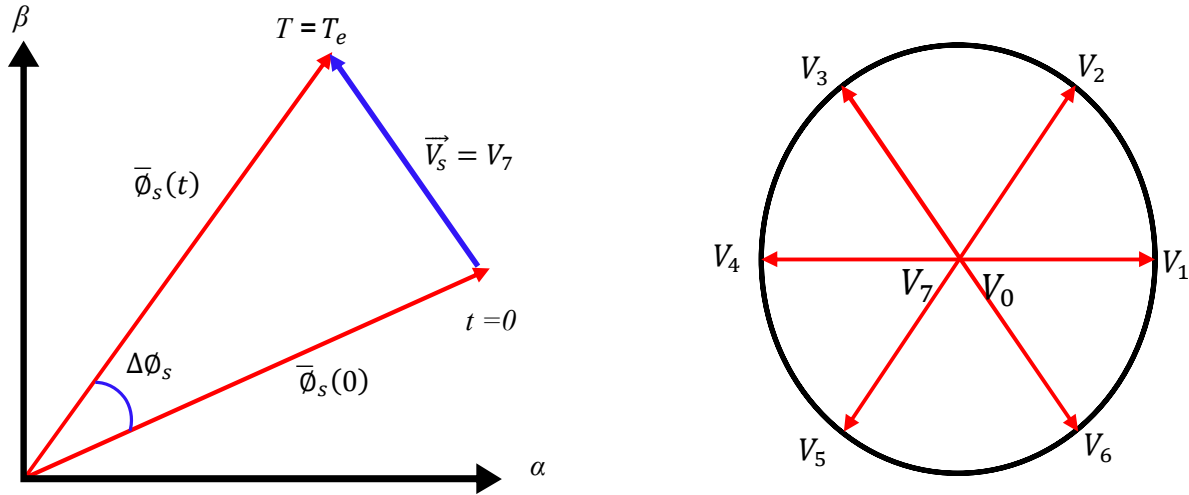


Fig II. 1: Exemple de l'évolution de $\bar{\phi}_s$ l'extrémité de pour $R_s \bar{I}_s$ négligeable[4]

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs du flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [12, 20] :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\bar{\phi}_s \otimes \bar{\phi}_r) = P \frac{M}{L_r} |\bar{\phi}_s| |\bar{\phi}_r| \sin \gamma \quad (II.5)$$

Avec :

Le flux $\bar{\phi}_s$ suit la variation de $\bar{\phi}_r$ avec une constante de temps σT_e et $\ll \sigma T_r$.

γ : Angle entre le vecteur de flux rotorique et le vecteur de flux statorique.

\otimes : symbolise le produit vectoriel.

II.4 Description de la structure de contrôle

II.4.1 Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur tension statorique \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\bar{\Phi}_s$, du sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$ et également de l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique [12, 22]:

En se plaçant dans le repère (α, β) lié au stator, on peut délimiter l'espace de $\bar{\Phi}_s$ en le décomposant en six zones appelées secteurs comme illustré par la figure II.2.

Lorsque le flux $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans une zone k ($k=1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si \vec{V}_{k+1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît .
- Si \vec{V}_{k-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{em} décroît .
- Si \vec{V}_{k+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_{em} croît .
- Si \vec{V}_{k-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_{em} décroît .
- Si \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 est sélectionné, alors la rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux reste inchangé.

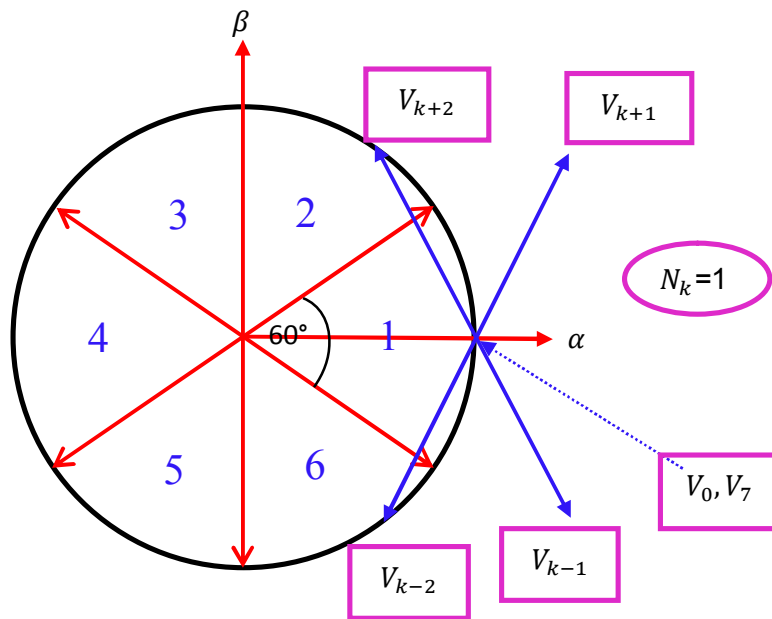


Fig II. 2: Choix du vecteur tension

Le vecteur de tension \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur, est déduit à partir des écarts de flux et de couple estimés par rapport à leurs valeurs de référence et de la position du vecteur $\bar{\phi}_s$. Un estimateur de couple, un estimateur de module de $\bar{\phi}_s$ et de sa position sont donc nécessaires.

II.4.2 Estimation du flux statorique

Dans l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation du flux statorique. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir des composant du flux suivant les axes (α, β) , soit [12, 21]:

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) \cdot dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) \cdot dt \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Alors : Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.8})$$

Et la zone N_i dans laquelle se trouve le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminée par le calcul de la phase de se vecteur : $\angle \bar{\phi}_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}$ (II.9)

En appliquant la transformation de Clark Concordia pour les composantes du vecteur tension $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, soit :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Et les composantes des courants $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$ sont également obtenus par transformation de Clark Concordia aux courants mesurés I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} :

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

II.4.3 Estimation du couple

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$ et des grandeurs calculées du courant $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ [24]:

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha}I_{s\beta} - \phi_{s\beta}I_{s\alpha}) \quad (II.14)$$

Avec:

P : Nombre de paire de pôle

II.5 Elaboration du vecteur de commande

Les valeurs de flux et de couple instantané sont calculées à partir des variables statoriques données, à comparer la commande ϕ_s et C_{em} avec leurs valeurs estimées et les erreurs est géré par les contrôleurs de stator dans la plage d'hystérésis.

II.5.1 Correcteur du flux (à deux niveaux)

Le but du correcteur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur ϕ_s dans une couronne circulaire. En comparant sa valeur estimée avec une valeur de référence, dans la sortie nous utilisons un comparateur à hystérésis à deux niveaux est une valeur binaire 1 ou 0 indique directement si l'amplitude du flux doit être augmenté ($C_{flx}=1$) ou diminuée ($C_{flx}=0$).

L'erreur est calculée à partir de l'équation suivante [21,23, 24]:

$$\varepsilon_\phi = \phi_{s\text{ réf}} - \phi_s \quad (II.15)$$

Et le signal de sortie peut prendre deux valeurs (0,1) selon le signe de l'erreur :

$$|\phi_{s\text{ réf}} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (II.16)$$

Avec :

$\Delta\phi_s$: est la moitié de largeur de la bande d'hystérésis du contrôleur du flux.

$\Delta\phi_s=1$: lorsque l'erreur du flux est positif ($C_{flx} = 1$).

$\Delta\phi_s=0$: lorsque l'erreur du flux est négatif ($C_{flx} = -1$).

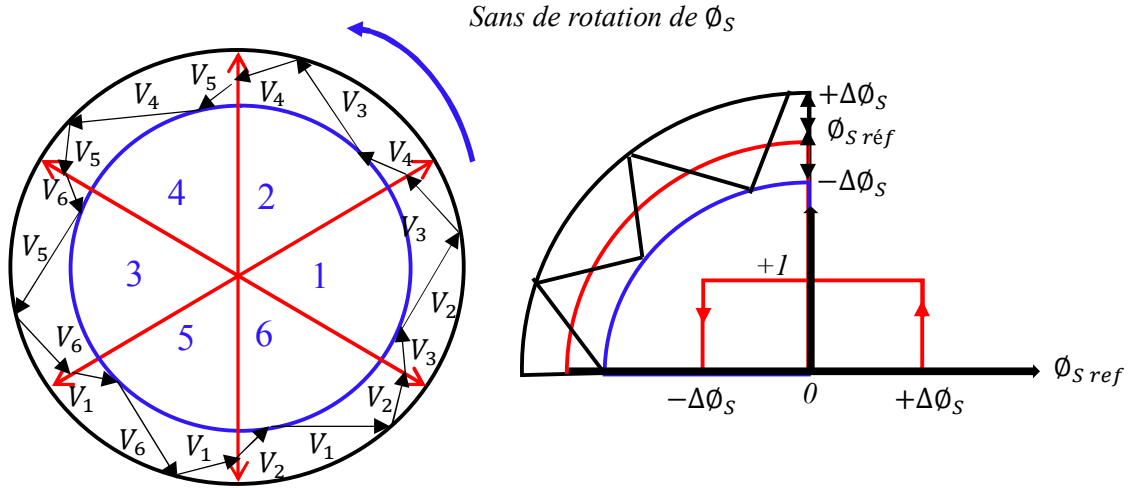


Fig II. 3: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions[4]

II.5.2 Correcteur du couple électromagnétique (à trois niveaux)

La boucle de contrôle de couple trois niveaux de sortie numérique représentée par les équations suivantes [25,26]:

$$\begin{aligned}
 C_{cpl} &= 1 \quad \text{Pour } \varepsilon_c > +\Delta C_{em} \\
 C_{cpl} &= -1 \quad \text{Pour } \varepsilon_c < -\Delta C_{em} \\
 C_{cpl} &= 0 \quad \text{Pour } -\Delta C_{em} < \varepsilon_c < +\Delta C_{em}
 \end{aligned} \tag{II.17}$$

Sachant que le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$$|C_{em\text{ réf}} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \tag{II.18}$$

Avec : $C_{em\text{ réf}}$ la référence de couple et ΔC_{em} la bande d'hystérésis du correcteur.

la Figure II.4 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$). Pour une consigne positive et ($C_{cpl} = -1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{cpl} = 0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs V_{k-1} ou V_{k-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique [27].

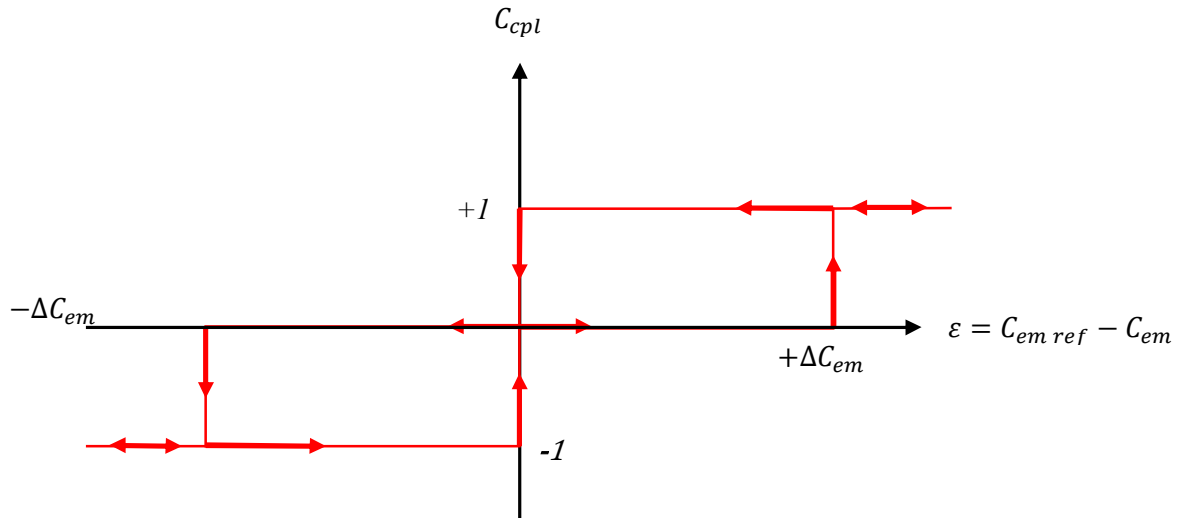


Fig II. 4: Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux[4]

II.6 Elaboration de la table de commutation

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables C_{flx} et C_{cpl} , et de la zone de position de $\bar{\theta}_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

Tableau II. 1: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à 3 niveaux

C_{flx}	C_{cpl}	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$	<i>Comparateur</i>	
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 <i>Niveaux</i>	
	0	V_7	V_1	V_7	V_0	V_7	V_0		
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 <i>Niveaux</i>	
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 <i>Niveaux</i>	
	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	3 <i>Niveaux</i>	

II.7 Structure du DTC classique

La Figure II.5 représente le schéma synoptique de la commande DTC conventionnelle basée sur une table de commutation proposée par Takahashi:

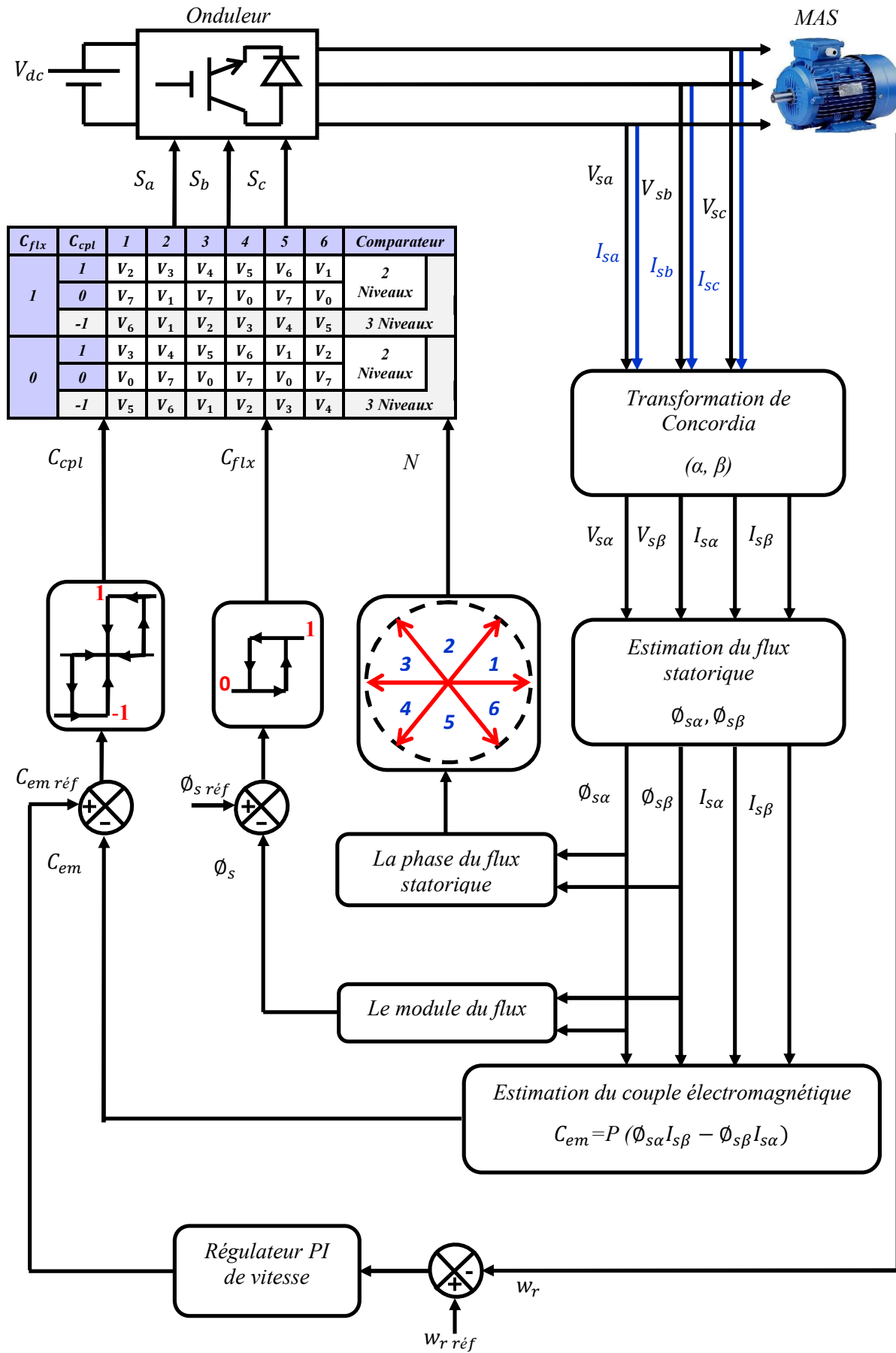


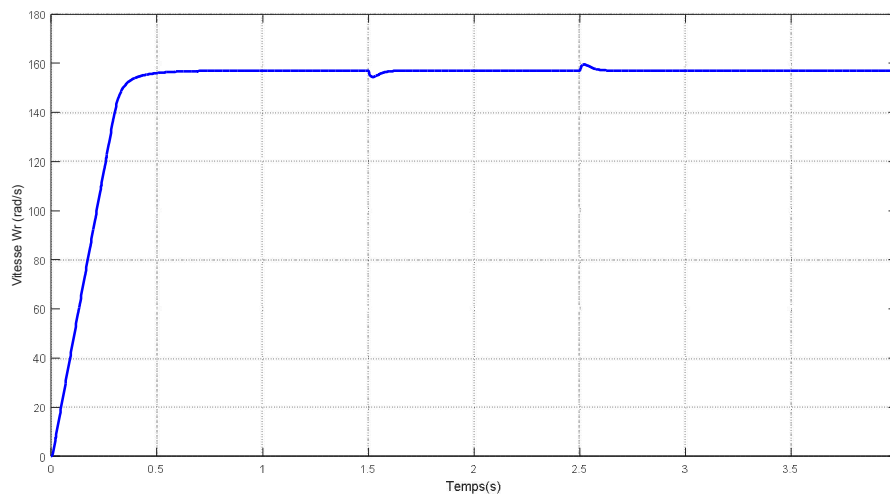
Fig II. 5: Schéma structurel de la DTC appliquée à une MAS[18]

II.7.1 Résultats de simulation et interprétations

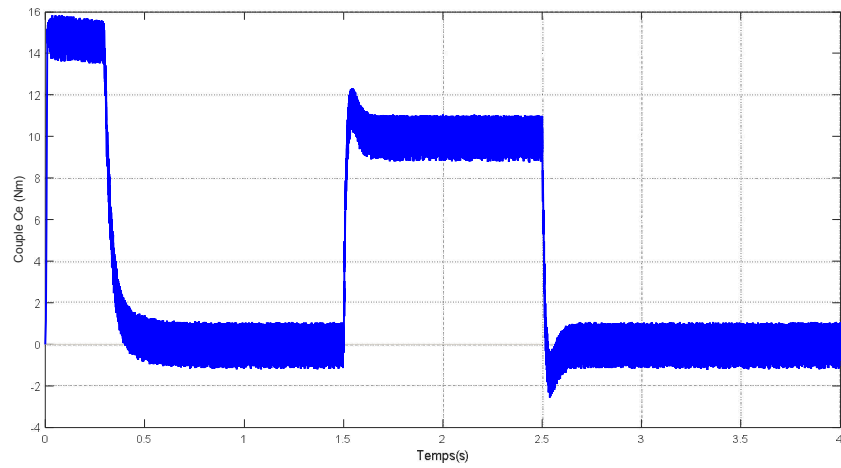
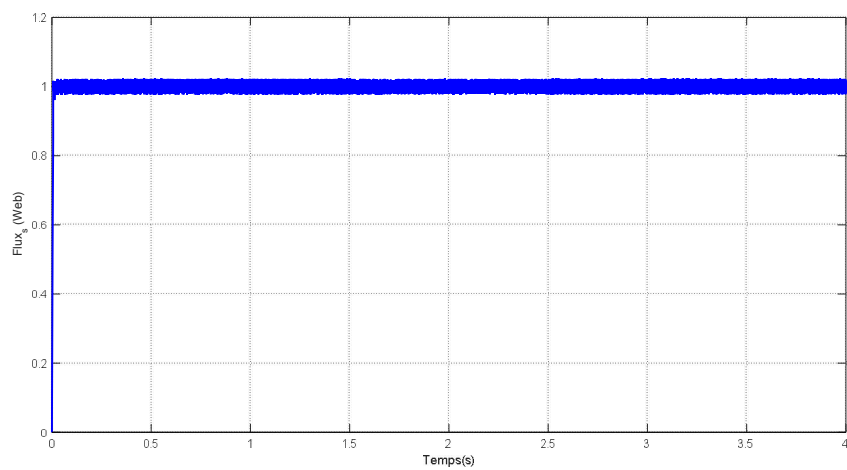
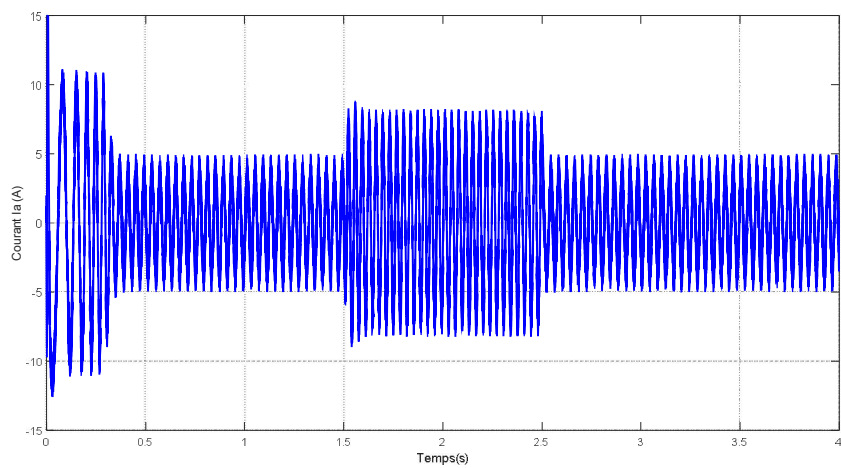
Les figures II.6 présentent la réponse du système de contrôle pour appliquer la charge $C_r=10$ Nm en un temps $t \in (1.5:1.2)s$, La simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

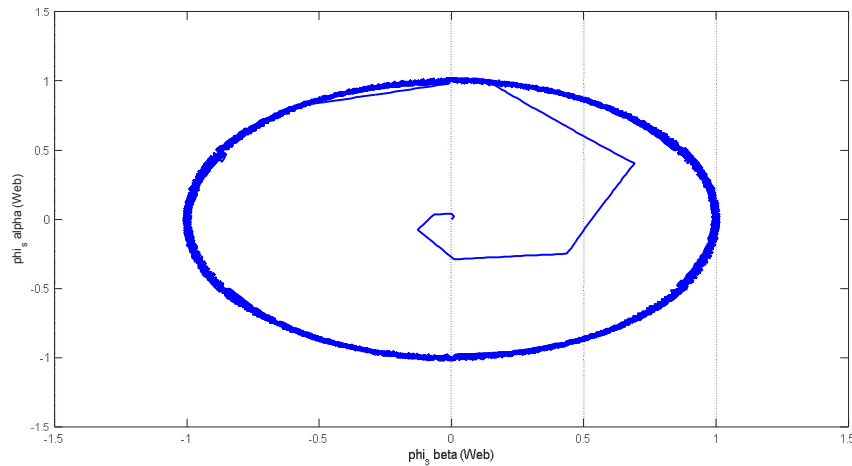
- ❖ La vitesse de référence de 157 rad/s.
- ❖ La valeur de référence du flux statorique $\Phi_{sréf} = 1$ Web.
- ❖ La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à $\Delta C_{em} = \pm 0.1$ Nm.
- ❖ La bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à $\Delta \Phi_s = \pm 0.005$ Web
- ❖ La valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur *PI*.

A travers cette simulation observée la vitesse et Le couple suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est circulaire.



(a) Vitesse de rotation

*(b) Couple électromagnétique**(c) Flux statorique**(d) Courant de phase Ia*



(e) Trajectoire du flux

Fig II. 6: Résultats de Simulation du DTC calcique du MAS

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les principes de base de la commande *DTC* et on a vu d'une manière détaillée le principe de contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique et nous avons étudié la structure du *DTC* de la machine asynchrone.

A partir de résultats du simulation on peut dire que le contrôle du couple de la MAS basé sur la structure *DTC* permet d'obtenir des hautes performances dynamiques (transitoire rapide).

Bien que la commande *DTC* offre une réponse précise et rapide du couple électromagnétique et du flux statorique, Cependant, les inconvénients majeurs de cette commande sont liés à l'existence des ondulations importantes dans le couple et la fréquence de commutation variable de due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis.

Pour remédier à ces problèmes, la commande *DTC-SVM* intervient comme solution efficace. Cette technique caractérisée par une fréquence de commutation constante, ceci sera détaillée dans le prochain chapitre.

CHAPITRE III

Commande DTC-SVM du moteur à induction

III.1 Introduction

Durant ces dernières années, de nombreuses études ont été menées pour développer des solutions différentes pour la commande des moteurs asynchrone présentant les caractéristiques suivantes: une réponse du couple précise et rapide, une réduction de la complexité des algorithmes à flux orienté.

La commande directe du couple (*DTC*) technique a été reconnue comme une solution fiable pour satisfaire à ces exigences. Cependant, l'inconvénient majeur de la *DTC* classique est la fréquence de commutation variable, le couple élevé et les ondulations de flux dues à la présence de contrôleurs d'hystérésis.

Plusieurs techniques ont été proposées pour surmonter certains inconvénients présents dans la commande *DTC*. Parmi les solutions proposées nous citons: la modulation de largeur d'impulsion dans l'espace vectoriel (*SVPWM*), qui constitue un candidat intéressant.

L'objectif de cette technique vectorielle est de générer les signaux de commande des interrupteurs en minimisant les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

La technique *DTC-SVM* a également une structure simple et offre un comportement dynamique comparable au *DTC* classique. Il a également de bien meilleurs paramètres dans le cas d'un fonctionnement stable. Il est capable de travailler à une fréquence de commutation constante.

Ce chapitre permettra d'étudier la structure d'amélioration des performances de la *DTC* classique, par la *DTC-SVM*, pour réduire les ondulations du flux et du couple électromagnétique.

III.2 Technique MLI vectorielle (SVM)

III.2.1 Principe de la MLI vectorielle

La modulation vectorielle spatiale (*SVM*) est un algorithme de contrôle de la modulation de largeur d'impulsion (*PWM*). Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur, sur une période T_e .

Cette technique est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et couple sont remarquables. c'est pourquoi elle est la plus utilisée

elle permet de déterminer les séquences des allumages et extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur [29].

En effet, contrairement à la modulation sinusoïdale, la *MLI* vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Mais elle traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée de Clark Concordia. Donc le principe de base de cette modulation consiste à reconstruire le vecteur de tension de sortie de l'onduleur à partir des huit vecteurs de tension correspondant aux huit états possibles de l'onduleur de tension [30].

L'objectif de la modulation vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de commutation) qui doivent être alloués à chaque vecteur de tension durant une période d'échantillonnage elle sera appliquée sur un onduleur triphasé.

Cette Technique à *MLI* est basée sur les principes suivants:

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T_e appelé période de modulation (*MLI* régulière).
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (*MLI* symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation.
- Tous les interrupteurs d'un même demi- pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques)[31,32, 33].

Le vecteur de commande de l'onduleur possède trois composantes booléennes et que chaque composante peut prendre le niveau 0 ou 1, donc on peut générer huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur.

La figure suivante définit les configurations possibles de l'onduleur, on représente chaque bras par un interrupteur bipolaire :

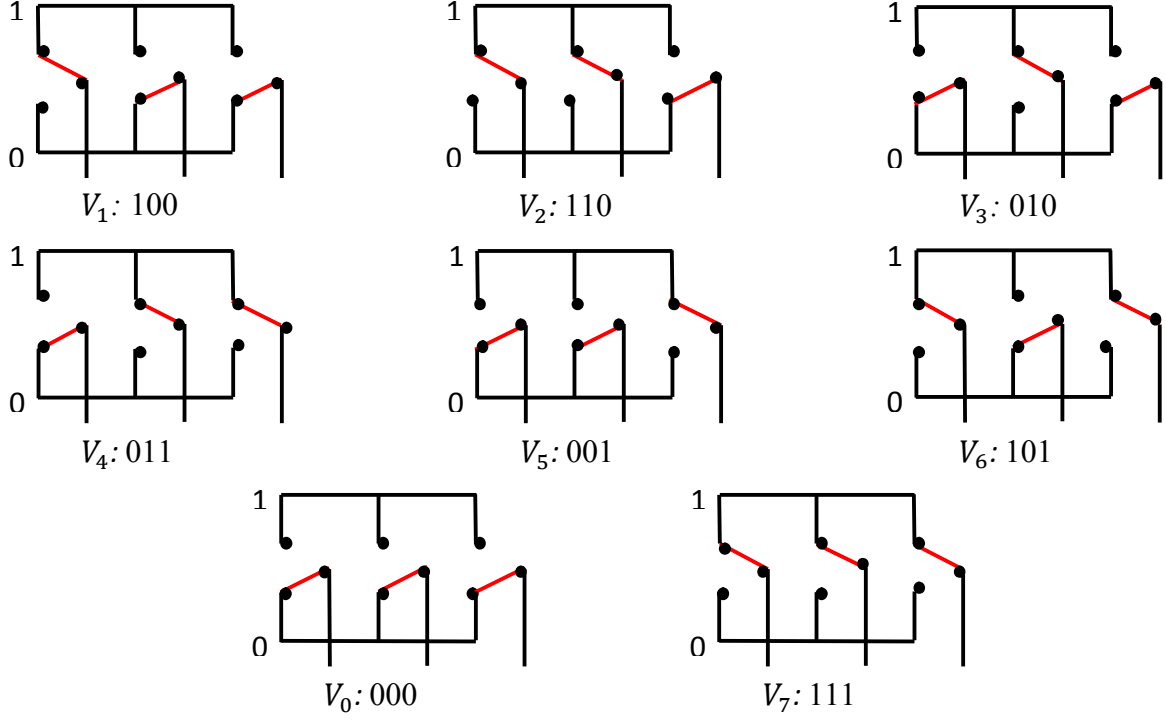


Fig III. 1: Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension

Les huit états définissent six vecteurs dont six sont des séquences actives: $V_k = 1, 2, \dots, 6$. et deux vecteurs nuls V_0 et V_7 appelés aussi vecteurs spatiaux, forment les axes d'un hexagone régulier, les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine, et ils sont perpendiculaires au plan (α, β) . L'angle entre deux vecteurs adjacents est $(\pi/3)$. voir la Figure III.2.

Si on repère les secteurs par un indice entier k , on peut exprimer les vecteurs par les relations suivantes [25,27,34] :

$$V_k = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{-j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

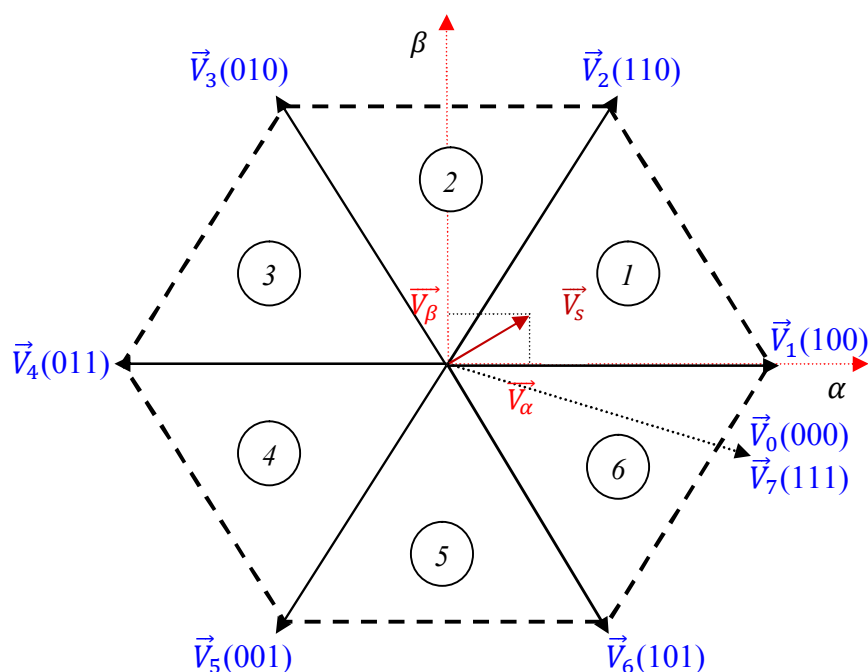


Fig III. 2: Représentation des vecteurs de tension dans le plan (α, β)

Le tableau III.1 indique les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du pont triphasé à six interrupteurs. Ce tableau indique pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions V_{an} , V_{bn} , V_{cn} la valeur de leur composantes de Clark Concordia V_α , V_β ainsi que le vecteur de référence \vec{V}_s représentatif de ces états. Deux de ces vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont identiquement nuls.

Tableau III. 1: Calcul des vecteurs de tension de l'onduleur triphasé idéal

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	\vec{V}_s
0	0	0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\frac{\sqrt{2V_{dc}}}{\sqrt{3}}$	0	\vec{V}_1
1	1	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_2
0	1	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_3
0	1	1	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$\frac{-\sqrt{2V_{dc}}}{\sqrt{3}}$	0	\vec{V}_4
0	0	1	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_5
1	0	1	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_6
1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

III.2.2 Vecteur tension de référence

On peut définir un vecteur V_s dont les coordonnées sont les composantes de Clark Concordia $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ du système triphasé de tensions V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} qu'on désire obtenir en sortie Si :

$$\begin{cases} V_{sa} = r \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos wt \\ V_{sb} = r \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = r \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos(wt + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.2)$$

w : Vitesse angulaire égale à la pulsation

r : Taux de modulation.(est le coefficient de réglage.)

La transformation de Clark Concordia donne :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos wt \\ V_{s\beta} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin wt \end{cases} \quad (III.3)$$

Un vecteur de tension de référence $V_{s\text{réf}}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_e par un vecteur de tension moyen $V_{s\text{moy}}$. Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents V_k et V_{k+1} ($k= 1,2,...,6$) et des vecteurs nuls V_0 et V_7 est Être identique à $V_{s\text{réf}}$ pendant cette période [35,36,37].

la figure III.3. représente le cas où le vecteur de tension moyen se trouve dans le secteur 1

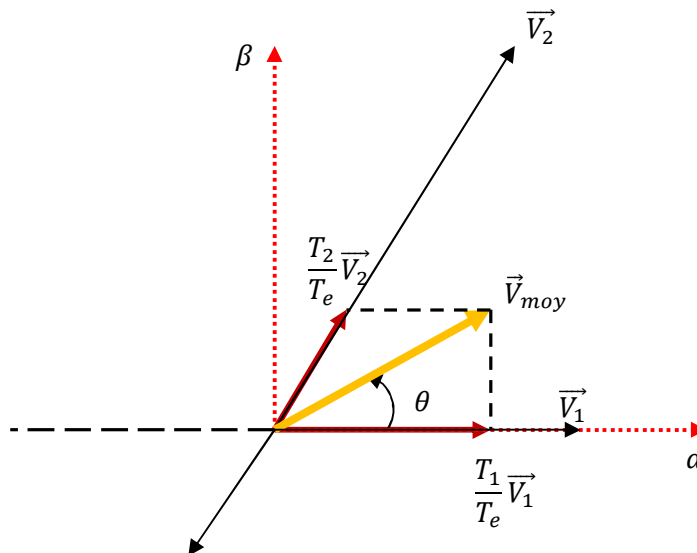


Fig III. 3: Représentation du vecteur moyen (référence) dans le premier secteur

Par ailleurs:

$$\vec{V}_{réf} = \vec{V}_{moy} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{dc}}{2} e^{j\theta} = V_{cn} + jV_{\beta n} =$$

$$\int_0^{T_0/2} \vec{V}_0 dt + \int_{T_0/2}^{T_0/2+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{T_0/2+T_k}^{T_0/2+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{T_0/2+T_k+T_{k+1}}^{T_0/2} \vec{V}_7 dt \quad (III.4)$$

$$\text{Avec : } T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_e}{2}$$

La décomposition de (III.2) sur les deux axes du plan (α, β) est la suivante :

$$\frac{T_e}{2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left[T_k \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] =$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

La résolution de cette dernière équation aboutit à :

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2} T_e}{2 V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{k}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{k-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

Avec:

T_k : Intervalle de temps alloué au vecteur V_k

T_{k+1} : Intervalle de temps alloué au vecteur V_{k+1}

T_0 : Temps alloué aux deux vecteurs V_0 et V_7

T_e : Période d'échantillonnage \vec{V}_7

La figure III.4. montre des portions de temps (durée des commutations) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension dans chaque secteur :

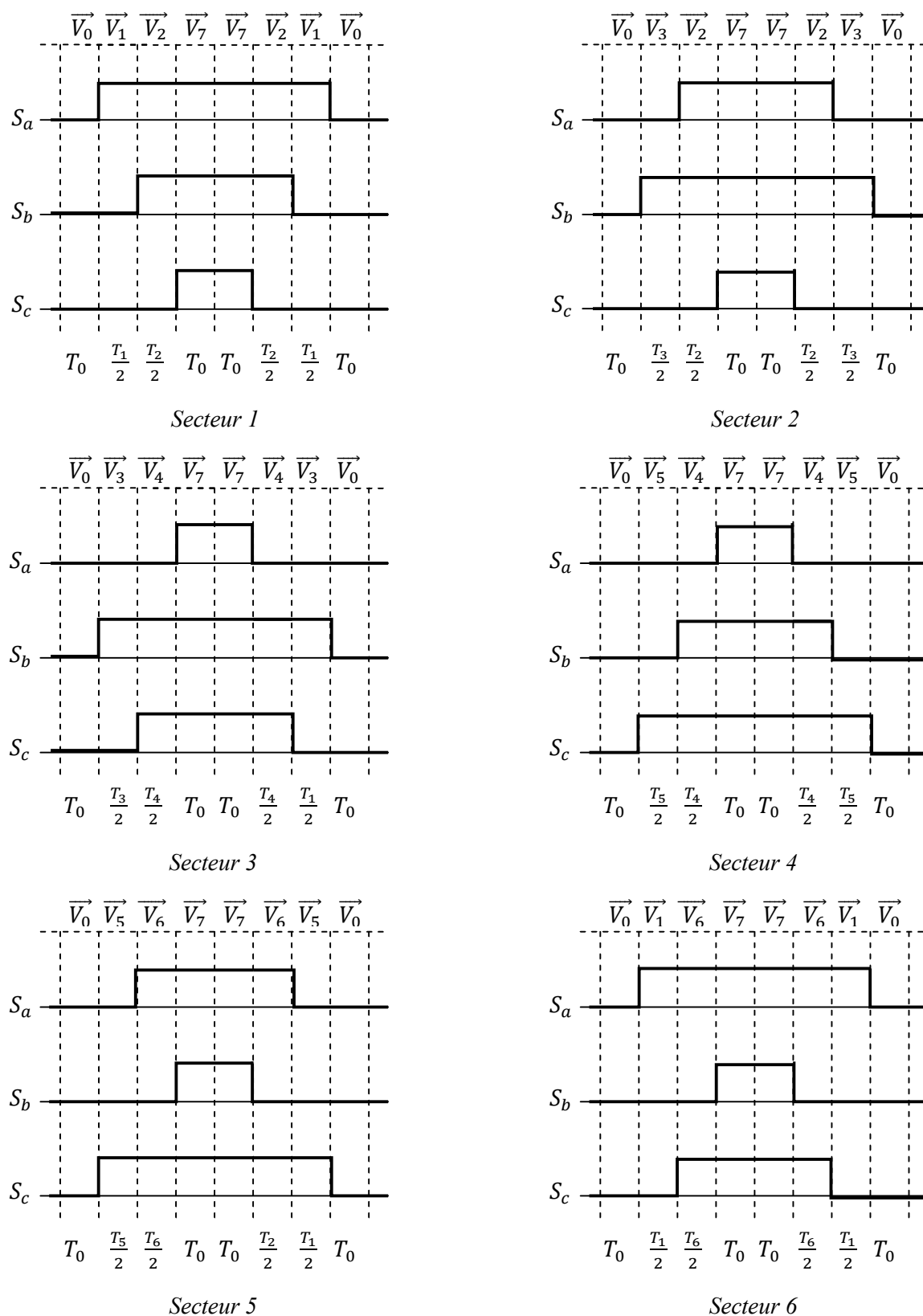


Fig III. 4: Description des séquences de conduction des interrupteurs

Pour calculer les temps de commutation pour chaque secteur, les relations sont résumées dans le tableau suivant :

Tableau III. 2: Les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur

$T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2V_{dc}}$ $T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{V_{dc}} T_e$ $T_0 = \frac{T_e - T_1 - T_2}{4}$	$T_2 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2V_{dc}}$ $T_3 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2V_{dc}}$ $T_0 = \frac{T_e - T_2 - T_3}{4}$
<i>Secteur 1</i>	<i>Secteur 2</i>
$T_3 = \frac{\sqrt{2}V_{s\beta}}{V_{dc}} T_e$ $T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2V_{dc}}$ $T_0 = \frac{T_e - T_3 - T_4}{4}$	$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta}}{2V_{dc}}$ $T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta}}{V_{dc}} T_e$ $T_0 = \frac{T_e - T_4 - T_5}{4}$
<i>Secteur 3</i>	<i>Secteur 4</i>
$T_5 = \frac{-\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2V_{dc}}$ $T_6 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2V_{dc}}$ $T_0 = \frac{T_e - T_5 - T_6}{4}$	$T_6 = \frac{-\sqrt{2}V_{s\beta}}{V_{dc}} T_e$ $T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta}}{2V_{dc}}$ $T_0 = \frac{T_e - T_6 - T_1}{4}$
<i>Secteur 5</i>	<i>Secteur 6</i>

III.2.3 Principaux avantages MLI

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants[38,23]:

- La *MLI* vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur.
- La flexibilité de sélectionner les états inactifs, et leurs distributions sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.
- Comme le vecteur tension de référence est une quantité à deux dimensions ($V_{\alpha \text{ réf}}$ et $V_{\beta \text{ réf}}$), il est faisable d'implanter la *MLI* vectorielle avec les techniques de commande vectorielle avancées des machines à courant alternatif.

III.3 Principe de la commande DTC-SVM

Le problème majeur avec le *DTC* conventionnel est la fréquence de commutation variable, le couple élevé et les ondulations de flux dues à la présence de contrôleurs d'hystérésis. L'une des meilleures solutions pour surmonter le problème est d'utiliser le *DTC* avec la technologie vectorielle (*SVM*) [39,22].

Cette technique conserve l'idée de base de la technique de commande *DTC* conventionnelle. la table de commutation est remplacée par deux régulateurs *PI*, un pour le couple et l'autre pour le flux, ce qui élimine les problèmes qui leur sont associés. Dans cette stratégie, le vecteur de tension de référence est estimé à chaque période de commutation et il est modulé en utilisant la technique *SVM* pour piloter les commutateurs de l'onduleur[40,41].

III.3.1 Description structure de la technique de commande DTC-SVM

Le schéma synoptique de la technique de commande *DTC SVM*, appliquée à la machine asynchrone est représenté sur la figure III.5. Dans cette nouvelle stratégie de commande, les coordonnées (α, β) du vecteur de tension de référence peuvent être directement entre les valeurs estimé et de référence du couple et du flux ces valeurs passé par des régulateurs *PI* qui donne des tension au repère (d,q) et par la transformation au système d'axe (α, β) on obtient les vecteurs de tension de référence qui sont utilisé au modulation vectorielle (*SVM*) qui génère à son tour les ordres de commande de l'onduleur.

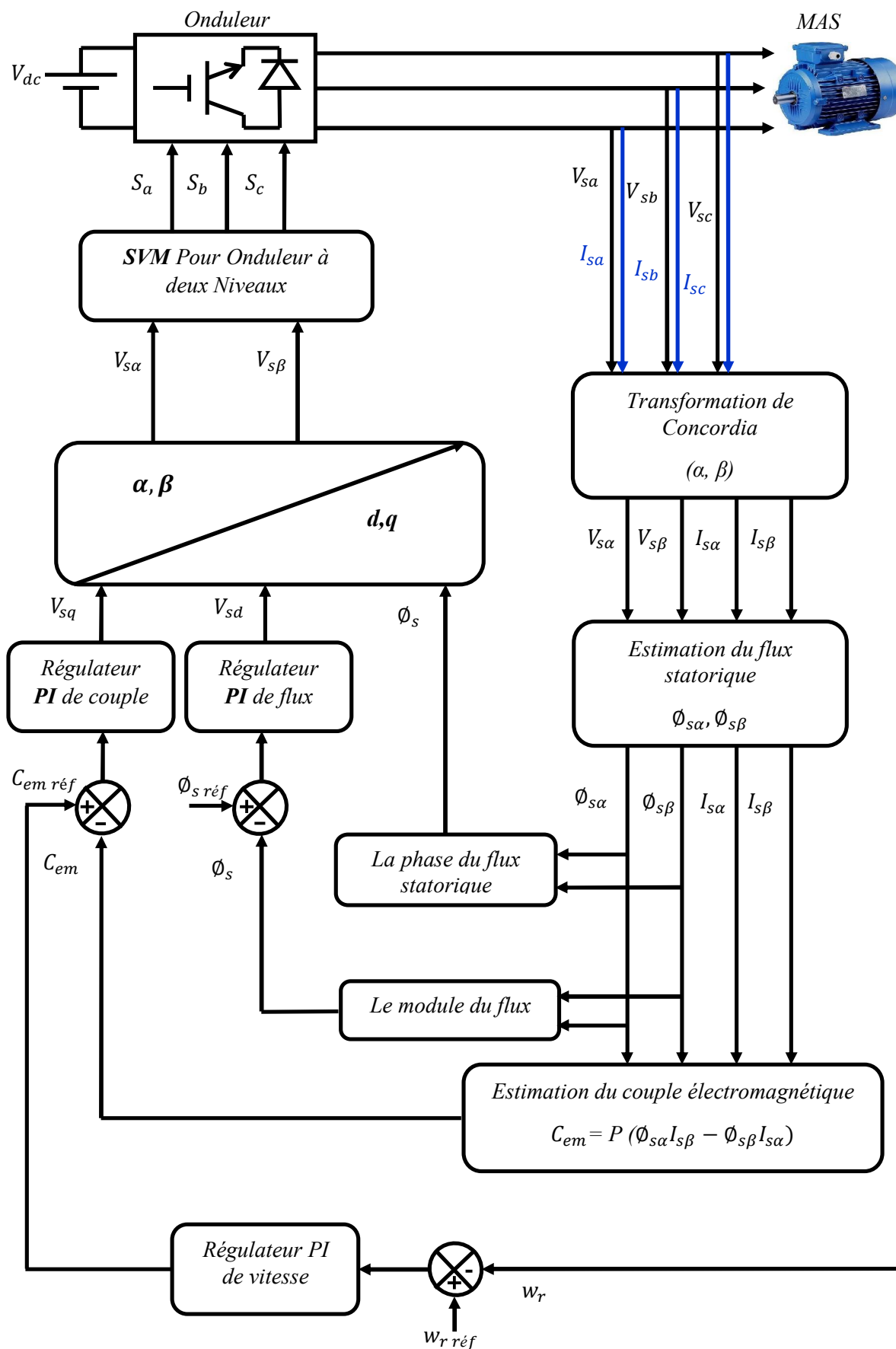
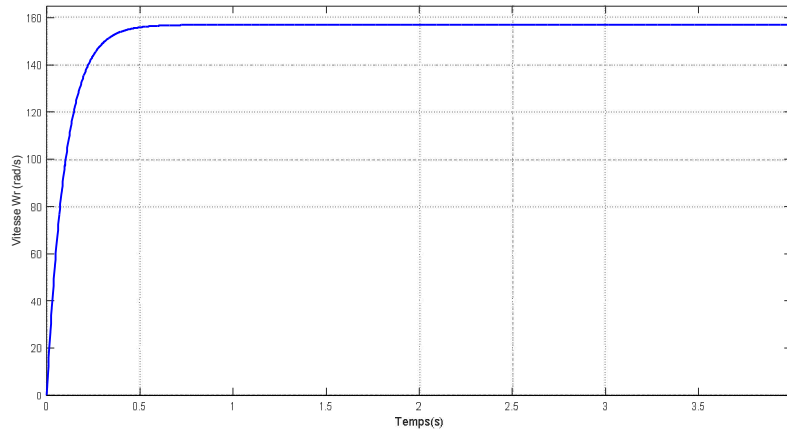


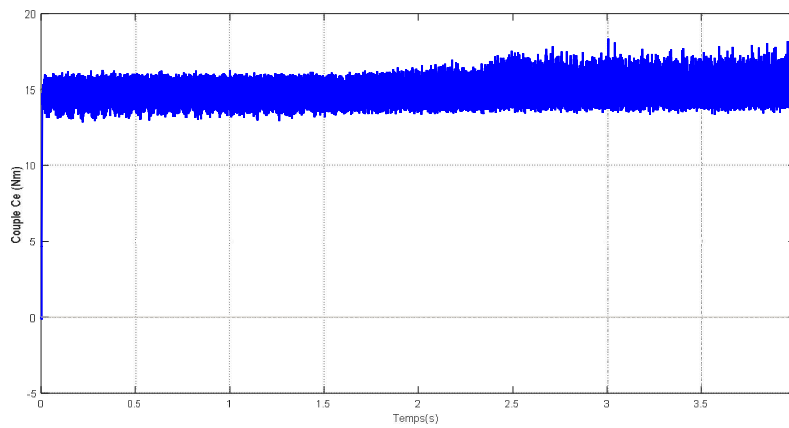
Fig III. 5: Structurel général de la commande DTC-SVM[18]

III.3.2 Résultats de simulation de commande DTC-SVM sur la MAS

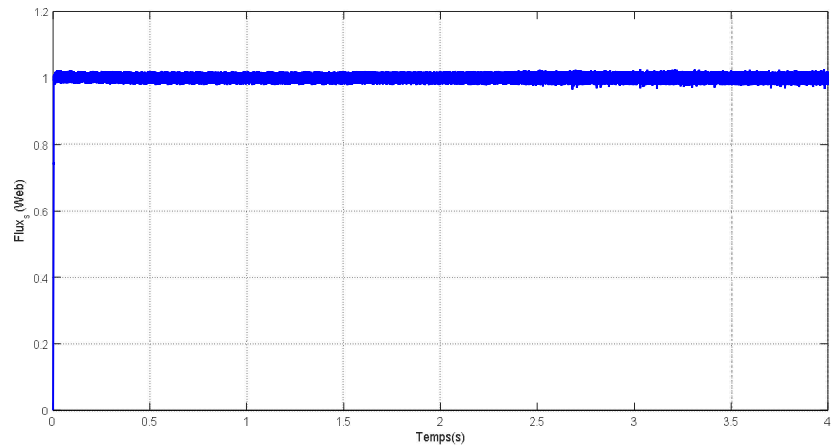
Les résultats de la simulation sont représentés sur la figure III.6 pour ($C_r = 10\text{Nm}$), $t \in [1.5: 1.2]\text{s}$, $\Omega_{r\text{éf}} = 157\text{ rad/s}$, $\phi_{s\text{ réf}} = 1\text{Web}$. la valeur de référence du couple électromagnétique et le flux est récupérée à la sortie d'un régulateur PI .



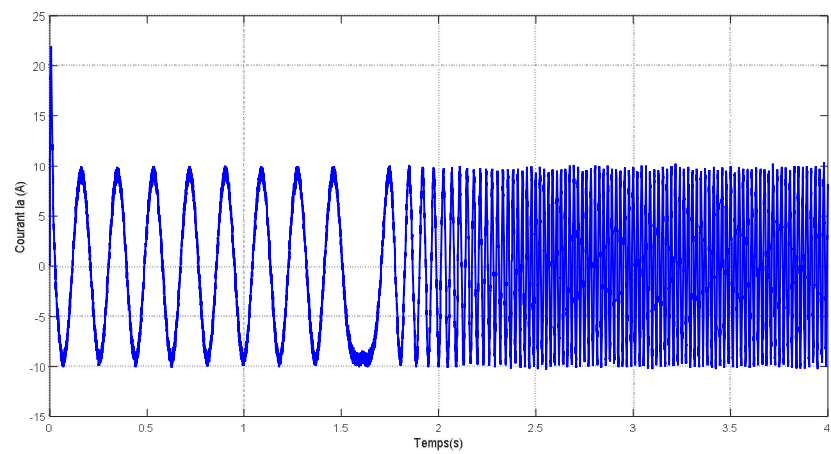
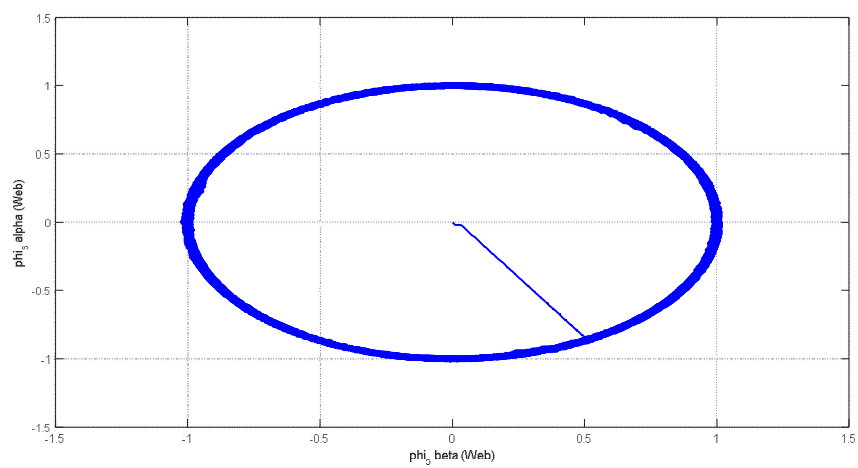
(a) Vitesse de rotation



(b) Couple électromagnétique



(c) Flux statorique

(d) Courant de phase I_a 

(e) Trajectoire du flux

Fig III. 6: Résultats de Simulation du DTC-SVM du MAS

III.3.3 Interprétations des résultats

On remarque que la valeur de la vitesse est stable sur la valeur de références après le régime transition ($t > 0.5s$), ce qui implique que les performances sont bonnes au démarrage.

Puis on remarque une réduction considérable des ondulations du couple et du flux avec moins distorsion du courant par l'utilisation de la *MLI* vectorielle. D'autre part, la *DTC-SVM* présente une fréquence de commutation constante tandis que la trajectoire du flux statorique a une nette et fine forme circulaire par rapport à celle obtenue par la *DTC* Classique.

III.4 Comparaison entre les commandes DTC et DTC-SVM

Chaque type de commande a des avantages et des inconvénients, à travers cela on peut choisir la commande qui peut être adaptée au but recherché, on fait donc les comparaisons suivantes entre les deux commandes *DTC* et *DTC-SVM* dans le tableau suivant :

Tableau III. 3: Comparaison des méthodes de contrôle

	<i>Avantages</i>	<i>inconvénients</i>
<i>DTC classique</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Il n'est pas affecté par les modifications paramétriques de la machine asynchrone. • Fournit une réponse précise et rapide au couple électromagnétique et au flux du stator. 	<ul style="list-style-type: none"> • Fréquence de commutation variable. • Ondulations de couple et de flux autour des bandes d'hystérésis. • A faible vitesse, il est difficile de contrôler le débit.
<i>DTC-SVM</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Il est basé sur le calcul prédictif du vecteur tension de référence. • Fréquence de commutation fixe. • Réduit les ondulations de couple et de courant. 	<i>DTC-SVM</i> est plus complexe que le <i>DTC</i> classique.

L'algorithme *DTC* classique dépend des valeurs immédiates et calcule directement les signaux de contrôle numérique de l'onduleur. Tandis que l'algorithme *DTC-SVM* dépend des valeurs moyennes pendant que des signaux de commutateurs de l'onduleur sont calculés par de vecteur spatial (souvent abrégé *SVM* ou *SVPWM*). C'est la principale différence entre les méthodes de contrôle *DTC* classique et la *DTC-SVM*.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la stratégie de contrôle direct du couple à l'aide d'une transmission PWM (*DTC-SVM*) pour un moteur à induction à cage d'écureuil alimenté par onduleur afin d'éliminer les inconvénients du *DTC* conventionnel. La méthode *DTC-SVM* est basée sur des régulateurs *PI* ainsi que sur la technologie de modulation vectorielle spatiale *SVM*.

Selon les résultats obtenus, le *DTC-SVM* proposé offre une solution alternative pour éviter les défauts du *DTC* classique et est capable de fonctionner à une fréquence constante du transducteur, et ce processus est assuré par l'utilisation de la modulation vectorielle qui calcule, à chaque période de modification.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de notre travail de recherche a consisté en une étude de la technique dite commande directe du couple à modulation vectoriel *DTC-SVM* de la machine asynchrone. où cette mémoire nous a donné la possibilité d'étudier et de simuler la structure de ses commandes.

En première lieu nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite le modèle mathématique de la machine est donné d'après la modélisation de Park pour représenter la machine triphasée dans un repère à deux phases , afin de simplifier au maximum les équations de la machine asynchrone.

En deuxième lieu, nous avons exposé le principe de la technique de commande *DTC*. de réaliser une commande performante de la machine asynchrone, un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable, qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu. La structure de cette technique est basée sur l'utilisation des contrôleurs à hystérésis et une table de commutation de Takahashi. Les résultats de simulation présentés ont montré clairement que cette technique de commande permet d'obtenir des hautes performances dynamiques (transitoire rapide), et offre une réponse précise et rapide du couple électromagnétique et du flux statorique. Cependant, les inconvénients majeurs de cette commande sont liés à l'existence des ondulations importantes dans le couple et la variation de la fréquence de commutation due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis.

Enfin, pour améliorer la stratégie de la commande directe du couple. et remédier à ses inconvénients liés à la présence des relais a hystérésis nous avons présenté le principe de la technique de commande *DTC-SVM*. Les résultats de simulation présentés montrent l'efficacité de la technique utilisée: réponse élevée aux charges variables, fréquence de découpage constante, perte d'harmoniques, notamment en flux stator et en couple, globalement améliorée par rapport à la méthode *DTC* classique.

Annexe

Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone (MAS):

Fréquence nominale	f	50 Hz
Tension nominale	U	220 volt
Moment d'inertie	J	0.031 kg.m^2
Résistance d'une phase rotorique	R_r	3.805 Ohm
Coefficient de frottement	f_r	0
Nombre de paire de pôles	P	2
Résistance d'une phase statorique	R_s	4.85Ohm
Inductance mutuelle entre deux phases du rotor	M	0.258
Inductances cycliques statorique	L_s	0.274mH
Inductances cycliques rotorique	L_r	0.274mH
Couple nominale	C_{em}	10 N.m

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] **A.SALIM, G.SMAIL**, «Commande vectorielle d'une machine à induction », Mémoire de master Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued Mai, 2018.
- [2] **H.ABERKANE**, «Commande directe du couple de la MAS basée sur la technique SVM », Mémoire de master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi, 2015.
- [3] **DR SC. MARIAN, P. KAZMIERKOWSKI**, «Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC–SVM) inverter-Fed induction motor drive », Poland, Warsaw, University of technology faculty of electrical engineering institute of control and industrial electronics, 2005.
- [4] **O.OULEDALI**, «Commande directe du couple d'un moteur synchrone a aimants permanents sans capteur mécanique », Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2009.
- [5] **F.BEKRAOUI, F.TAHIRI**, «Commande directe du couple (DTC) d'un MSAP alimenté par un onduleur à Z-source », Mémoire de master, Université Ahmed Draia-ADRAR, 2017.
- [6] **I.Messai, M.Redouani**, «Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone présentant un défaut rotorique », Mémoire de master, Université d'EL-Oued, 2013.
- [7] **J.P.LOUIS**, «Modélisation des machines électriques en vue de leur commande: concepts généraux », Livre, Traité EGEM, série génie électrique, 2004, 2-7462.
- [8] **A.BIR**, «Démarrages et protection des moteurs asynchrones triphasés», Mémoire de master, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 2016.
- [9] **J.P.HAUTIER, J.P.CARON**, «Modélisation et commande de la machine asynchrone », Livre, Éditions, Technip, Paris, 1995.
- [10] **A.TEGGAR**, «Etude comparative entre la commande vectorielle a flux orienté et la commande directe du couple de la machine asynchrone », Mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla (Algérie), 2016.
- [11] **H.ABDELKRIM, K.Elgharbi**, «Commande directe du couple DTC-SVM d'une machine asynchrone (MAS) », Mémoire de master, Faculté de technologie/ Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2016.
- [12] **S.BOUHAFNA**, «Commande par DTC d'un moteur asynchrone apport des réseaux de neurones », thèse de doctorat, Université de Batna 2, 2013.

- [13] **A.KERRACH, A.KORICHI**, «Commande DTC-SVM prédictive d'un moteur asynchrone à cage sans capteur mécanique », Mémoire de master académique, université Kasdi Merbah Ouargla, 2013.
- [14] **S.BOUHAFNA**, «Commande par DTC d'un moteur asynchrone apport des réseaux de neurones », thèse de doctorat, Université de Batna 2, 2013.
- [15] **H.SEMARA**, «Commande directe du couple DTC basée sur la modulation vectorielle SVM », Mémoire de master, Université Ferhat Abbas-setif ufas (Algérie) 2011.
- [16] **A.BELAHBIB**, «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.
- [17] **H.BENBOUHENNI**, «Régulateurs PI-flou pour la commande DTC neuronale sans vecteurs nuls à 12 secteurs d'une MAS de forte puissance »,2018.
- [18] **I.SLIMANI, S.S.Hadjila**, «Commande directe du couple DTC-SVM d'une machine asynchrone 'MAS'», Mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2020.
- [19] **A.Dissa**, «Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire », Mémoire de magister, Batna, Université El Hadj Lakhdar. Faculté des Sciences de l'Ingénieur, 2010.
- [20] **R.KHELALFA, Y.BOULAHIA**, «Techniques de commande DTC-SVM appliquées à la machine asynchrone », Mémoire de master, Université Ferhat Abbas –Sétif-1,2019.
- [21] **DR. A.MEROUFEL**, «Contrôle de la machine asynchrone » Université Djillali Liabès– Sidi Bel-Abbés, 2008/2009.
- [22] **S.GDAIM**, «Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes », thèse de doctorat, Ecole nationale d'ingénieurs de Monastir. Tunisia, 2013.
- [23] **S.RAFA**, «Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande directe de couple d'une machine synchrone à aimants permanents », thèse de doctorat, 2008.
- [24] **S.BOUSSALEM**, «Contrôle DTC d'une machine asynchrone », Mémoire de master en électrotechnique, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2017.
- [25] **A.F.MAHMOUD, N.ADEL S, A.MOHAMMED KAMAL**, «Sensorless DTC-SVM of induction motor by applying two neural controllers », Journal of multidisciplinary engineering science and technology (JMEST), 2017.
- [26] **G.S.BUJA, M.P.KAZMIERKOWSKI**, «Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey », IEEE Transactions on industrial electronics, 2004, 51.4: 744-757.
- [27] **H.BENSAADI**, «Commande DTC-SVM d'une machine synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de magister, Université de Batna 2,2010.

- [28] **A.ABDURRAHMAN, M.SEGHIR**, «Application de la MLI vectorielle à la commande directe du couple (*DTC*) d'un moteur asynchrone triphasées », Mémoire de master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2017.
- [29] **O.MESSOUCI**, «Commande sans capteur d'un machine asynchrone a cage: application sur la plateforme temps réel NI compact RIO cRIO 9022 », Mémoire de magister, 2014.
- [30] **A.BOUKAROURA**, «Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bond-Graph », Université Ferhat Abbas de Setif, Mémoire de magister, 2009.
- [31] **Mr M.BIRAME**, «Commande sans capteur de vitesse d'un moteur a reluctance variable par l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar de Batna, 2015.
- [32] **S.A.HAMEURLAINE, H.ZELILEF**, «Commande d'un onduleur triphasé par les techniques de modulation de largeurs d'impulsions à élimination sélective d'harmoniques », thèse de doctorat, Université de Jijel, 2018.
- [33] **H.BELLACHE, M.SAADAoui**, «Étude et analyse des commandes d'un onduleur de tension triphasé », Mémoire de master, Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arréridj, 2020.
- [34] **H.HOSNI, A.HMIDET, O.HASNAoui**, «DTC-SVM control for three phase induction motors», International conference on electrical engineering and software applications, IEEE, 2013, p. 1-7.
- [35] **S.FRAOUN, C.KHADI, Y.BOUROUH**, «Mise en œuvre d'algorithme MLI vectorielle avec une carte dspace DS110 », Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2008.
- [36] **M.FOURA, B.KENANE**, «Amélioration des performances de fonctionnement de la machine asynchrone basée sur la stratégie de contrôle direct du couple », Mémoire de master, Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arréridj 2020.
- [37] **H.REGHIOUI**, «Amélioration des performances de la commande directe de couple (*DTC*) appliquée à une machine asynchrone triphasée », Mémoire de magister, Université Mohamed Khider–Biskra, 2017.
- [38] **F.BERREZZEK**, «Etude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone », Mémoire de magister, université Badji Mokhtar-Annaba, soutenue, 2006.
- [39] **H.SUDHEER, S.F.KODAD, B.SARVESH**, «Improvements in SVM-DTC of induction motor with fuzzy logic controllers using FPGA » International review of electrical engineering (*I.R.E.E.*), Vol. 12, N. 5, 2017.

- [40] **A.IDIR, M.KIDOUCHE, Z.MIMOUNE, A.AHRICH**, «A comparative study between DTC, SVM-DTC and SVM-DTC with PI controller of induction motor », Université M'Hamed Bougara de Boumerdès, 2011.
- [41] **N.M.KUMAR, S.RAGAMANJARI, SATHYARAJ**, «Analysis of DTC-SVM based five level inverter fed induction motor », International journal of applied engineering research, ISSN 0973-4562 Vol. 10 No.44 (2015).
- [42] **F.MALRAIT**, «Problèmes d'identification et d'observabilité du moteur à induction pour la variation de vitesse industrielle" sans capteur"», thèse de doctorat, École Nationale Supérieure des Mines de Paris, 2001.
- [43] **E.LEBSIR, L.GUIBECHE, A.BENLAOUDA**, «Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique», Mémoire de master ,Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2012.
- [44] **A.NESSAH, H.OUMEZZAOUCHE**, « Mesure et modélisation thermique d'un stator d'une machine asynchrone», Mémoire de master Académique, Université Mouloud Mammeri, 2017.

ملخص

العمل المقترح في هذه المذكرة يتعلق بدراسة وتحسين أداء التحكم المباشر في عزم دوران (Torque control Direct :DTC) المحركات الحثية (الآلة غير المتزامنة). بواسطة بيئات MATLAB/Simulink تم تقييم أداء تقنية التحكم DTC التقليدية عند تشغيل المحرك، وقد أظهرت نتائج المحاكاة أن هذه الإستراتيجية توفر ديناميكية جيدة واستجابة سريعة لعزم الدوران بشكل مستقل عن تدفق الجزء الثابت، لكن كما هو الحال مع أنظمة التحكم فإن DTC تعاني من تذبذبات في عزم الدوران والتدفق. لمعالجة هذا العيب، اقترحنا طريقة تعديل ناقل الفضاء SVM (Space Vector Modulation) والتي تقوم على أساس استبدال جدول التبديل بمنظمات PI، فقد أظهرت النتائج أن تقنية التحكم DTC-SVM تتمتع بأفضل أداء من حيث تقليل نسبة تموج عزم الدوران وتعديل التدفق الجيد، وتحسين جودة تيارات الجزء الثابت.

الكلمات المفتاحية : الآلة غير المتزامنة، التحكم المباشر في عزم الدوران، DTC-SVM.

Résumé

Le travail proposé dans ce mémoire porte sur l'étude et l'amélioration des performances des moteurs à induction à commande directe de couple (DTC : Direct Torque control) (machine asynchrone). En utilisant les environnements MATLAB/Simulink, les performances de la technologie de commande DTC conventionnelle ont été évaluées lorsque le moteur est en marche, les résultats de simulation ont montré que cette stratégie fournit une bonne dynamique et une réponse rapide au couple indépendamment du débit du stator, mais comme avec les systèmes de commande le DTC souffre de fluctuations de couple et de débit. Pour remédier à cet inconvénient, nous avons proposé la méthode SVM (Space Vector Modulation) qui est basée sur le remplacement de la table de commutation par des régulateurs PI, les résultats ont montré que la technologie de commande DTC-SVM a les meilleures performances en termes de réduction du rapport d'ondulation de couple et de bon débit modulation et amélioration de la qualité des courants statoriques.

Mots clés : machine asynchrone, commande direct du couple, DTC-SVM.

Abstract

The proposed work in this thesis is related to the study and improvement of the performance of direct torque control (DTC: Direct Torque control) induction motors (asynchronous machine). Using MATLAB/Simulink environments the performance of the conventional DTC control technology was evaluated when the motor is running, simulation results have shown that this strategy provides good dynamics and fast response to torque independent of the stator flow, but as with the control systems the DTC suffers from fluctuations in the torque and flow. To address this drawback, we proposed the SVM (Space Vector Modulation) method which is based on replacing the switching table with PI regulators, the results showed that DTC-SVM control technology has the best performance in terms of reducing torque ripple ratio and good flow modulation, and improving the quality of stator currents.

Keywords : asynchronous machine, direct torque control, DTC-SVM.