

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة غرداية
Université de Ghardaïa



كلية العلوم والتكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
قسم الآلية والكهروميكانيك
Département d'automatique et d'électromécanique
Mémoire de fin d'étude, en vue de l'obtention du diplôme

Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Sciences et Technologie

Spécialité : Automatique

Thème

***Etude d'un système de deux moteurs asynchrones
alimentés par un onduleur a cinq bras***

Présenté par :

- **Daddi Moussa Ider Aissa**
- **Bensaha Hicham**

Soutenue publiquement le :07/06/2023

Devant le jury composé de :

Jalouli Taher	Président	Université de Ghardaïa
Bouregda Skander	Examineur	Université de Ghardaïa
Allali Mohammed	Encadreur	Université de Ghardaïa

شكر و عرفان

الحمد لله رب العالمين، والصلاة والسلام على سيدنا محمد وعلى آله وصحبه أجمعين المبعوث رحمة للعالمين الى يوم الدين
فإننا نشكر الله وافر الشكر على أن وفقنا وأعاننا على اتمام هذه الرسالة، ثم الى اهاليينا الذين كانوا سندا لنا في طيلة مشوارنا الدراسي
كما نوجه آيات الشكر والعرفان بالجميل إلى الاستاذ والدكتور "علاي محمد" المشرف على الرسالة كان لرحابة صدره وسمو خلقه
وأسلوبه المتواضع والمميز على مساعدتنا في اتمام هذه الرسالة فجزاك الله ألف خير

ونخص بالذكر كذلك تشكراتنا الى الاساتذة الكرام الذين قبلوا مناقشة مذكرتنا

وكذلك نخص بالذكر تشكراتنا الى الصديق "عبداللطيف طحطاح" الذي قدم لنا يد العون في إنجاح الرسالة

كما نتوجه بالشكر لكل من ساهم في بحثنا هذا من قريب أو من بعيد، حتى بالكلمة الطيبة والتشجيع

وفي الاخير الشكر الجزيل لكل من كان له يد المساعدة من قريب او بعيد على اتمام هذا العمل

Dédicace

*A ceux qui ont toujours garni mon chemin avec force et
lumière, la plus belle perle de ma vie, ma tendre mère, et le
symbole de fierté mon père*

A mes chères sœurs,

A mes frères

*Je dédie ce modeste travail de fin d'étude, à mes amies
qu'ils m'ont toujours accordé.*

*A toutes personnes qui m'ont aidé à franchir un horizon
dans ma vie*

Et à tous ceux que j'aime et qui m'aiment

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE..... 13

Chapitre I : modélisation et commande d'une MAS

I.1 Introduction	17
I.2 La constitution de la machine asynchrone	17
I.2.1 Le stator.....	17
I.2.2 Le rotor.....	18
I.2.2.1 Le rotor bobiné.....	18
I.2.2.2 Le rotor à cage d'écureuil	18
I.2.3 Les organes mécaniques	19
I.3.Principe de fonctionnement	20
I.4. Modélisation de la machine asynchrone.....	20
I.4.1. Hypothèses simplificatrices	20
I.4.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc	21
I.4.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée.....	21
I.5 Transformation de Park :	25
I.6 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq:	25
I-7 Simulation du modèle de la machine asynchrone :.....	28
I-8 Résultats de simulation.....	29
I.9. Commande de la machine a synchrone (DTC).....	32
I.9.1. Principe de la commande directe du couple	33
I.9.1.1 Estimation du flux statorique.....	34
I.9.1.2. Estimation du couple électromagnétique	35
I.9.1.3. Élaboration du correcteur de flux.....	35
I.9.1.4. Élaboration du correcteur de couple.....	36
I.9.1.5. Choix du Vecteur Tension	37
I.9.2. Élaborations des Tables de Commutation	38
I.9.2.1. Table de Commutation avec séquences nulles	38
I.10.3. Structure générale de la DTC	39
I.10.4. Résultats de simulation.....	40
Conclusion :.....	42

Chapitre II : étude de l'onduleur à cinq bras

II.1 Introduction.....	45
II.2. MODELE DE L'ONDULEUR A CINQ BRAS.....	45
Techniques de commande	46
II.2.1 : Modulation triangulo-sinusoidale.....	46
. II.2.1.1 : Stratégie 1	47
II.2.1.2 : Stratégie 2.....	50
II.2.1.3 : Stratégie 3.....	52
II. 3. /Modulation vectorielle.....	54
Conclusion	61

Chapitre III : commande de l'association _ onduleur à cinq bras_ deux MAS

III.1 Introduction :	63
III.2 Exemples d'application de multi-moteurs.....	63
III.2.1 Convoyeurs à bande	63
III.2.2 Système de transport de bande textile	64
III.2.3 Principe du tissage.....	65
III.2.4 VEHICULE ELECTRIQUE A DEUX ROUES MOTRICES	66
III.2.5 APPLICATION AU VEHICULE ELECTRIQUE	66
III.3. Association entre onduleur à cinq bras ET deux MAS :.....	67
Conclusion :	70
Conclusion générale	72

Liste Des Figures

Chapitre I : modélisation et commande d'une MAS

Fig.1.1. Le stator de la machine asynchrone

Fig.I.2. Le rotor bobiné

Fig.I.3. La cage d'écureuil

Fig.I.4. Les organes mécaniques.

Fig.I.5. Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

Fig.I.6. Référentiel tournant d'axes dq.

Fig.I.7. Le Couple mécanique de machine asynchrone.

Fig.I.8. Vitesse rotorique de machine asynchrone.

Fig.I.9. Courant statorique.

Fig.I.10. Couple mécanique de machine asynchrone.

Fig.I.11. Vitesse rotorique de machine asynchrone.

Fig.I.12. Courant statorique

Fig.I.13. Vecteurs de tension et secteurs.

Fig.I.14. Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions

Fig.I.15. Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Fig.I.16. Sélection du vecteur de tension selon la zone $N=i$.

Fig.I.17. Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC Classique).

Fig.I.18. La vitesse Ω .

Fig.I.29. Le couple électromagnétique C_{em} .

Fig.I.20. Le Courant statorique I_{sa} .

Fig.I.21. Le flux statorique Φ_s .

Chapitre II : étude de l'onduleur à cinq bras

Fig II.1-Structure de l'onduleur triphasé a cinq bras

Fig.II.2Schema sous Simulink de l'onduleur cinq bras.

Fig.II.3- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale

FigII.4- Les différents signaux des tensions de référence

FigII.5- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a_1 et a_2

Fig.II.6-La fonction en mode linéaire

Fig. II.7. Les différents signaux des tensions de référence.

Fig. II.8- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a_1 et a_2

Fig. II.9-Les différents signaux des tensions de référence

Fig. II.10- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a_1 et a_2

Fig. II.11-Les huit états de l'onduleur à deux niveaux

Fig. II.12- Diagramme vectoriels

Fig.II.13- Forme de signaux de commande dans le secteur1

Fig. II.14- Forme des signaux de commande

Fig. II.15-Schéma de principe de la stratégie

Fig.II.16-La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a_1 et a_2

Chapitre III : commande de l'association_ onduleur à cinq bras_ deux MAS

Fig.III.1. Conception d'un convoyeur à bande

Fig.III.2. Les différents composants du convoyeur à bande

Fig. III.3. (a) Conception traditionnelle (b) Tambour motorisé

Fig.III.4. Synoptique général d'un procédé textile

Fig.III.5. Schéma du principe du processus de tissage

Fig.III.6. Véhicule a deux roues motrices

Fig.III.7. Les forces sur le véhicule

Fig.III.8.-Les tensions de sortie d'onduleur cinq bras.

Fig.III.9- les couples des MAS1 et MAS2

Fig.III.10-les vitesses des MAS1 et MAS2

Fig.III.11- Les courants I_{as} des MAS1 et MAS2

Liste des tableaux

Tableau (I.1) : les paramètres de la machine asynchrone

Tableau (I.2) : Table généralisée pour le choix de vectrices tensions.

Tableau (I.3) : Table de commutation défini par Takahashi avec les vecteurs nulles.

Notation et symbole

Symbole	Notion
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions appliquées aux trois phases statoriques.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants qui traversent les trois phases statoriques.
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux totaux à travers ces enroulements.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions rotoriques
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants rotoriques
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Flux rotoriques
R_s	Résistance d'une phase statorique
R_r	Résistance d'une phase rotorique
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique.
M_{ss}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
M_{rr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
θ	Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.
M	Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondent du rotor
J	Moment d'inertie des masses tournantes.
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine

Ω_r	Vitesse rotorique.
C_e	Couple électromagnétique.
f	Coefficient de frottement visqueux.
V_s	Valeur efficace de tension
ω_s	Pulsation d'alimentation.
T_s	Période d'échantillonnage de l'onduleur.
d,q	Les axes directs et quadratiques du repère de park
C_{em}	Couple électromagnétique (N.m).
Φ_s	Le module du flux
$C_{e_{ref}}$	La référence du couple
Δ_{C_e}	La bande d'hystérésis du correcteur
F_t	L'effort total nécessaire à l'avancement du véhicule
ω_s	Fréquence de rotation
[Ls]	Matrice des inductances statoriques.
[Lr]	Matrice des inductances rotoriques.
[Mrs]	Matrice des inductances mutuelles les rotoriques.

Abréviation	Notion
DTC	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple).
MAS	Machine asynchrone.
MLI	Modulation de largeurs d'impulsions
VUF	Voltage utility facteur
[<i>Msr</i>]	<i>matrice des inductances mutuelles</i> statoriques.

INTRODUCTION
GENERALE

INTRODUCTION

Avec le développement de l'industrie, l'utilisation de systèmes d'entraînement à plusieurs moteurs est devenue indispensable. En fonction de la charge et de la vitesse nécessaire, ces systèmes répondent aux exigences d'une commande qui peut dépendre ou être indépendante des moteurs. Ce type de systèmes est présent lors des procédures de fabrication dans l'industrie textile [1].

Des modifications de la structure de l'onduleur et des nouvelles stratégies de commande ont été développées pour améliorer les performances d'un système d'entraînement multimoteur. Les onduleurs à cinq et à sept bras sont des exemples de topologies proposées. Ce type d'onduleur présente principalement deux avantages : il réduit le nombre de composants de puissance et réduit le coût global du système. Pour commander les onduleurs multi bars, la modulation de largeurs d'impulsions (MLI) est la méthode la plus couramment utilisée. Ces méthodes sont des extensions des stratégies MLI utilisées pour les onduleurs à deux niveaux triphasés [2], [3], [4].

En raison de leur robustesse, de leur construction simple et de leur faible coût, les moteurs asynchrones triphasés (MAS) sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement. Leurs commandes sont cependant plus complexes que celles des moteurs à courant continu. Les MAS rencontrent des difficultés pour résoudre efficacement les deux grandeurs de commande fondamentales, le flux magnétique et le couple électromagnétique. Il existe plusieurs techniques pour commander un MAS, y compris la commande scalaire, la commande vectorielle et la commande directe de couple, qui sont actuellement les plus courantes [5], [6].

Le développement continu dans le domaine de l'électronique de puissance permet l'utilisation d'un bras commun entre plusieurs moteurs en fournissant des composants électroniques capables de supporter de forte tension inverse et de fort courant [7].

Introduction générale

Les trois chapitres suivants représentent la structure du document :

Le chapitre 1 traite de la modélisation de machines asynchrones. Le modèle mathématique triphasé de MAS, ainsi que sa transformation dans le système biphasé, seront présentés à l'aide de la transformation de Park.

Le deuxième chapitre on a démontré c'est quoi l'onduleur et fait sa modélisation.

Le troisième chapitre parle principalement des applications de l'association onduleur à cinq bras - deux MAS. Nous présenterons ensuite le schéma de commande de deux MAS.

Nous concluons par une conclusion générale qui évalue l'ensemble des résultats et offre des perspectives sur ce travail.

Chapitre I

Modélisation et commande d'une MAS

I.1 Introduction

Depuis son invention par N. Tesla à la fin du 19^e siècle, la machine asynchrone a été largement adoptée par l'industrie en raison de sa facilité de fabrication et d'entretien. Il a découvert qu'un système de courants polyphasés pouvait produire des champs magnétiques tournants. [8]

Le moteur asynchrone se distingue des autres types de moteur en raison de sa robustesse, de son faible coût de fabrication et de sa facilité d'entretien. Le moteur asynchrone doit être commandé par un processus externe qui ajuste la tension d'alimentation pour répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge afin qu'il puisse être utilisé dans des régimes de vitesse variable [9].

Les équations du système triphasé pour une machine asynchrone sont à coefficients variables en fonction du temps. Présentation

Une technique de modélisation connue sous le nom de "transformation de Park" est utilisée pour simplifier leur résolution. En utilisant cette technique, un système triphasé peut être transformé en un système à deux axes orthogonaux. Créer un tel modèle est essentiel pour étudier le contrôle du flux, du couple, de la régulation de la tension et de la vitesse. [10].

I.2 La constitution de la machine asynchrone

Les principaux composants d'une machine asynchrone sont les suivants [11] :

Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.

- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles

I.2.1 Le stator

Il est composé d'un enroulement bobiné qui est réparti dans les encoches du circuit magnétique.

Ce circuit magnétique est composé d'une pile de tôles où des encoches sont découpées parallèles à l'axe de la machine. (fig.I.1). [11]



Fig.I.1. Le stator de la machine asynchrone

I.2.2 Le rotor

Il existe deux types de rotor : bobiné et à cage d'écureuil.

I.2.2.1 Le rotor bobiné

Un enroulement bobiné est situé à l'intérieur d'un circuit magnétique composé de disques en tôle empilés sur l'arbre de la machine, qui forme le rotor de la machine. Les enroulements du rotor sont reliés à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles des balais en carbone frottent aux extrémités. Ce type de moteur est principalement utilisé dans les applications où les démarrages sont difficiles et/ou fréquents.

[12]

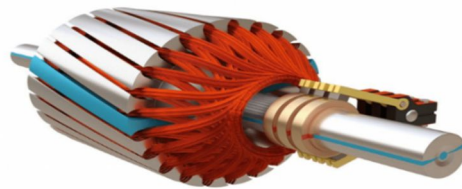


Fig.I.2. Le rotor bobiné

I.2.2.2 Le rotor à cage d'écureuil

Le circuit du rotor est composé de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. (Fig.I.3)

Construire un moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple que de construire un moteur à rotor bobiné et, par conséquent, il coûte moins cher. De plus, il est extrêmement robuste. Il représente la majorité des moteurs asynchrones en service actuellement.

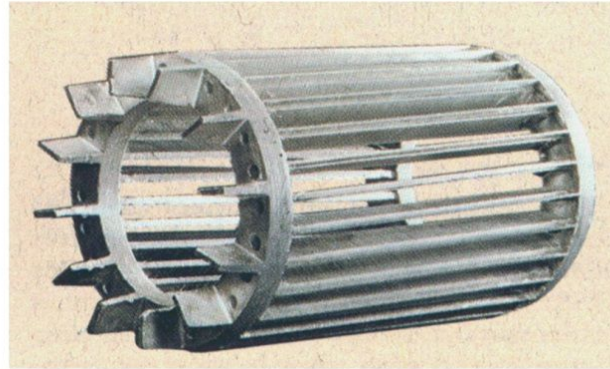


Fig.I.3. La cage d'écureuil

I.2.3 Les organes mécaniques

La carcasse, une structure externe, sert de support et d'enveloppe contre l'environnement extérieur. En revanche, l'arbre est responsable de la transmission du mouvement. Il comprend une partie centrale qui soutient le corps du rotor et est soutenue par un ou plusieurs paliers. Le rotor est soutenu par ces paliers, ce qui lui permet de tourner librement. Le deuxième palier est destiné à faciliter les dilatations thermiques de l'arbre. Sur l'un des paliers, une isolation électrique est généralement utilisée pour éliminer les courants induits dans l'arbre causés par les variations asymétriques de la réluctance du circuit magnétique. En général, les paliers sont des roulements. [13].

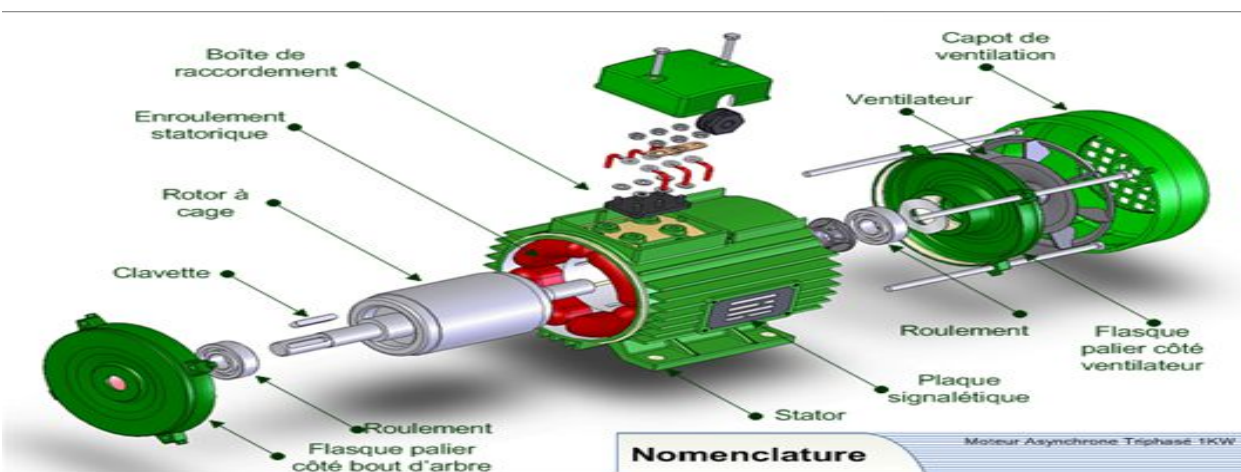


Fig.I.4. Les organes mécaniques.

I.3.Principe de fonctionnement

Le principe des champs magnétiques tournants créés par des tensions alternatives permet au rotor de fonctionner. Le stator dispose de trois enroulements à des angles de 120° les uns par rapport aux autres. Ces roulements produisent trois champs magnétiques distincts lorsqu'ils sont alimentés. Ces champs magnétiques sont déphasés dans le temps en raison de la nature du courant triphasé. La raison pour laquelle les deux vitesses ne peuvent pas être synchronisées est que le champ magnétique est toujours plus rapide que le rotor. Ce type de moteur est donc connu sous le nom de moteur asynchrone.

La vitesse d'un moteur en tours par secondes dépend de la fréquence du réseau qui alimente le stator (50 Hz pour l'Europe) et du nombre de pôles du moteur. Par conséquent, pour modifier la vitesse d'un moteur, il suffit de changer la fréquence ou le nombre de pôles.

I.4. Modélisation de la machine asynchrone

Pour comprendre et élaborer la commande, un modèle dynamique de la MAS doit être connu. On peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel car chaque commande appropriée doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage. [14].

I.4.1. Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices suivantes sont utilisées pour établir la modélisation de la machine asynchrone. [14]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.

- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4.2 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc

La figure I.5 représente schématiquement une machine asynchrone triphasée avec un stator et un rotor, et les phases sont identifiées par les symboles S_A, S_B et S_C. La position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases S_A et R_a choisis comme axes de référence est définie par un angle électrique θ variable en fonction du temps. [15].

$$\theta = (S_A, R_a)$$

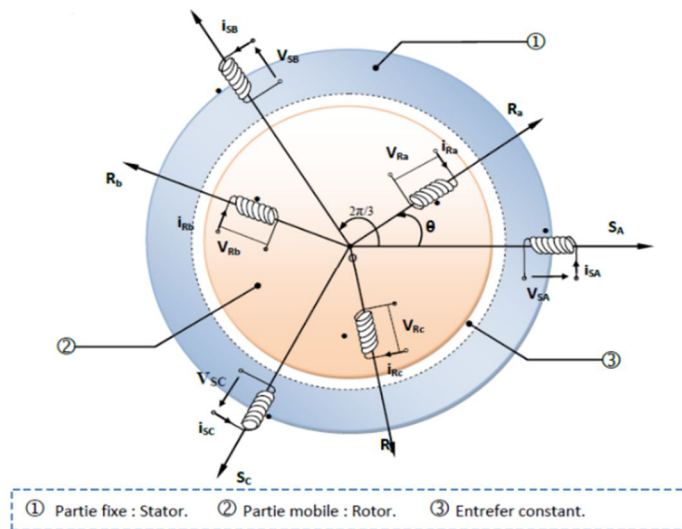


Fig.I.5. Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

I.4.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée

Dans ces conditions, le stator et le rotor du moteur à induction sont triphasés. Les trois types d'équations qui traduisent le comportement du moteur sont les suivants : [16]

a-Équations électriques

Les équations de tension pour les trois phases statoriques et rotor sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d\Phi_{bs}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d\Phi_{cs}}{dt} \\ V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = 0 \\ V_{rb} = R_s \cdot I_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = 0 \\ V_{rc} = R_s \cdot I_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{I-1})$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

Φ_a, Φ_b, Φ_c : Flux totaux à travers ces enroulements.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions rotoriques

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants rotoriques

Φ_a, Φ_b, Φ_c : Flux rotoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (I2) et (I3) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

b-Equation magnétiques

Les relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone sont créées par les hypothèses simplificatrices mentionnées précédemment. Ces relations sont écrites matriciellement comme suit.[17]

Pour le stator

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

Tel que $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

On désigne par :

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles les rotoriques.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-6})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

Ainsi

$$[Msr] = [Mrs]^T = Mo \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

Avec :

I_s : Inductance propre d'une phase statorique.

I_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase
Correspondent du rotor

C-Equations mécaniques :

Les paramètres électriques (tension, courant, flux) et mécaniques (couple, vitesse) changent lorsque l'on étudie les caractéristiques d'une machine asynchrone. [18].

$$C_e = P [I_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [Msr] [I_{r(abc)}] \quad (\text{I-9})$$

Pour obtenir un modèle complet de la machine, introduisez l'équation du mouvement de la machine, qui est exprimée comme suit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (\text{I-10})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

Cr: Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω_r : Vitesse rotorique.

Ce: Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (I.2) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.1). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I.5 Transformation de Park :

La transformation de Park vise à unifier le traitement d'une grande variété de machines en les ramenant à un modèle unique. La transformation des axes est une conversion qui correspond aux deux enroulements de la machine originale et qui sont équivalents du point de vue électrique et magnétique. De cette manière, cette transformation vise à rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation. [19].

I.6 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé d-q :

Les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système rencontre des difficultés pratiquement insurmontables en raison de l'existence de termes trigonométriques continus dans la matrice des inductances mutuelles [Msr]. La transformation PARK transforme les roulements statoriques et rotoriques en deux roulements biphasés orthogonaux dq pour obtenir un système d'équations à coefficients constants. Les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique sont transformés lors de la conversion. La transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux d-q est illustrée dans la (figI-6). [20].

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).

- Homopolaire (o).

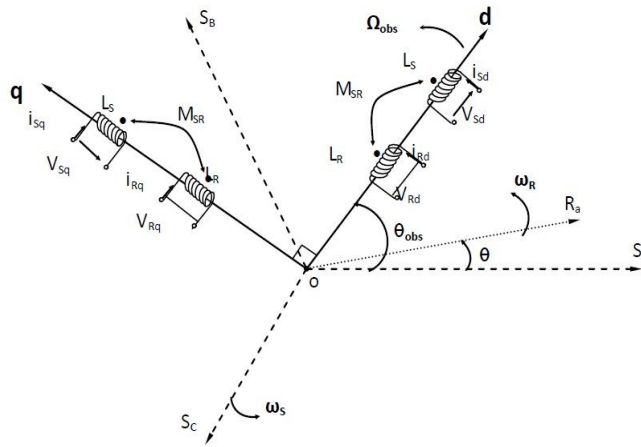


Fig.I.6. Référentiel tournant d'axes dq.

Où :

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$: est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

La mise en œuvre de la transformation de Park sur une machine asynchrone implique la conversion des trois bobines (statorique et rotorique) en deux bobines équivalentes, en prenant en compte les différents facteurs ou aspects tels que le flux, le couple, le courant ou le mois, créant ainsi une image qui leur sera parfaitement proportionnelle. [21].

Les équivalents suivants peuvent être utilisés pour passer d'un système triphasé à un système biphasé. [21]

- L'équivalent de tension : $[V_{dqo}] = [P(\theta_{obs})][V_{abc}]$
- L'équivalent de courant : $[I_{dqo}] = [P(\theta_{obs})][I_{abc}]$ **(I-11)**
- L'équivalent de flux : $[\Phi_{dqo}] = [P(\theta_{obs})][\Phi_{abc}]$

Ou :

$[P(\theta_{obs})]$: est la matrice de Park

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [(\theta_{obs})]^{-1}[Vdqo] \\ [I_{abc}] = [(\theta_{obs})]^{-1}[Idqo] \\ [\Phi_{abc}] = [(\theta_{obs})]^{-1}[\Phi dqo] \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[P(\theta_{obs})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

Le facteur $(\)$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée.

Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée.

$$[P(\theta_{obs})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Lorsque l'angle est attribué à la valeur zéro, la transformation de Park est dite

Transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit :

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I-3) et (I-4), et magnétiques, (I-5), (I-6), permet d'obtenir les équations suivantes :

a-Equation électrique

Equations des tensions

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rq} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

b -Equation magnétique

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rq} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sq} \\ I_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{I-19})$$

Avec :

$L_s = L_s - M$, $L_r = L_r - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor

c-Equation mécanique

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-10) devient :

$$C_{em} = p * \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sd} - \Phi_{rq} I_{sq}) \quad (\text{I-20})$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (\text{I-21})$$

I-7 Simulation du modèle de la machine asynchrone :

En règle générale, un système de tensions triphasées équilibrées est utilisé pour alimenter la machine asynchrone directement du réseau industriel.

Dans certaines applications nécessitant une variation de vitesse, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés (injectés) dans les enroulements du stator, via un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électrique. [22]

La simulation sera effectuée à l'aide de deux essais de charge nominale après un démarrage à vide.

Les tensions électriques sont écrites comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{2}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (\text{I-22})$$

V_s : Valeur efficace de tension ;

ω_s : Pulsation d'alimentation.

I-8 Résultats de simulation

Les paramètres de cette machine sont

Paramètre	R_s	R_r	L_s, L_r	M	J	P	F	f_s	f_p
Valeur	4.85Ω	3.805Ω	0.274H	0.258H	0.031 Kg.N/m	2	0.001136 N.m	50Hz	10KHz

Tableau (I.1) : les paramètres de la machine asynchrone

Pour la tension égale 220/380V et fréquence égale 50Hz :

- Démarrage à vide : ($C_r = 0$ N.m)

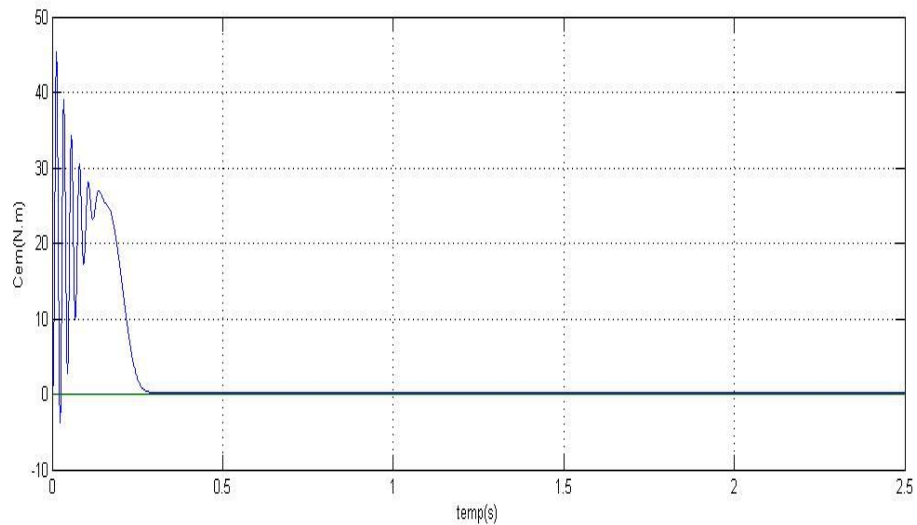


Fig.I.7. Le Couple mécanique de machine asynchrone.

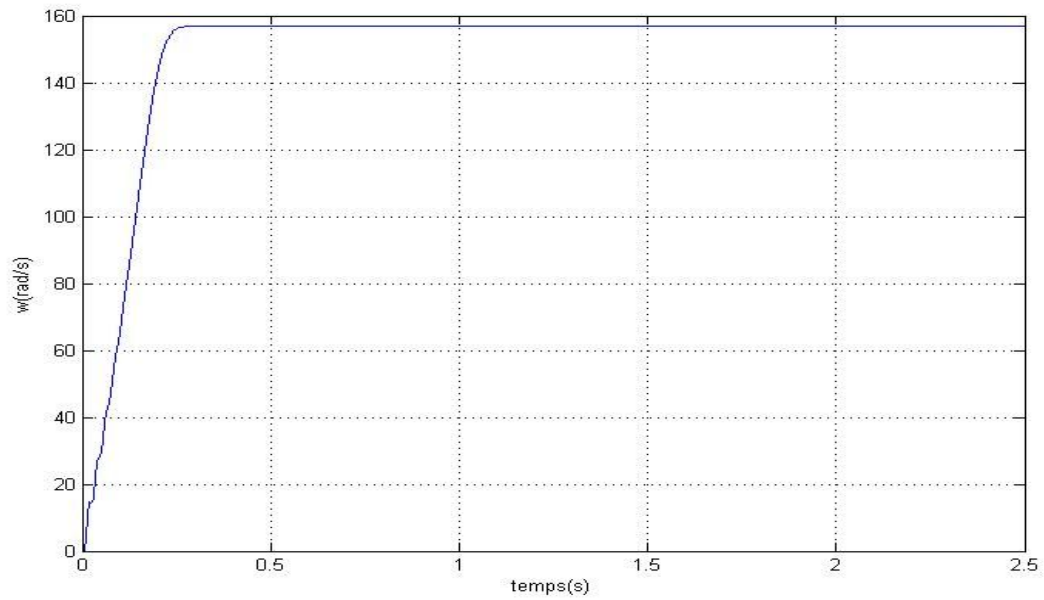


Fig.I.8. Vitesse rotorique de machine asynchrone.

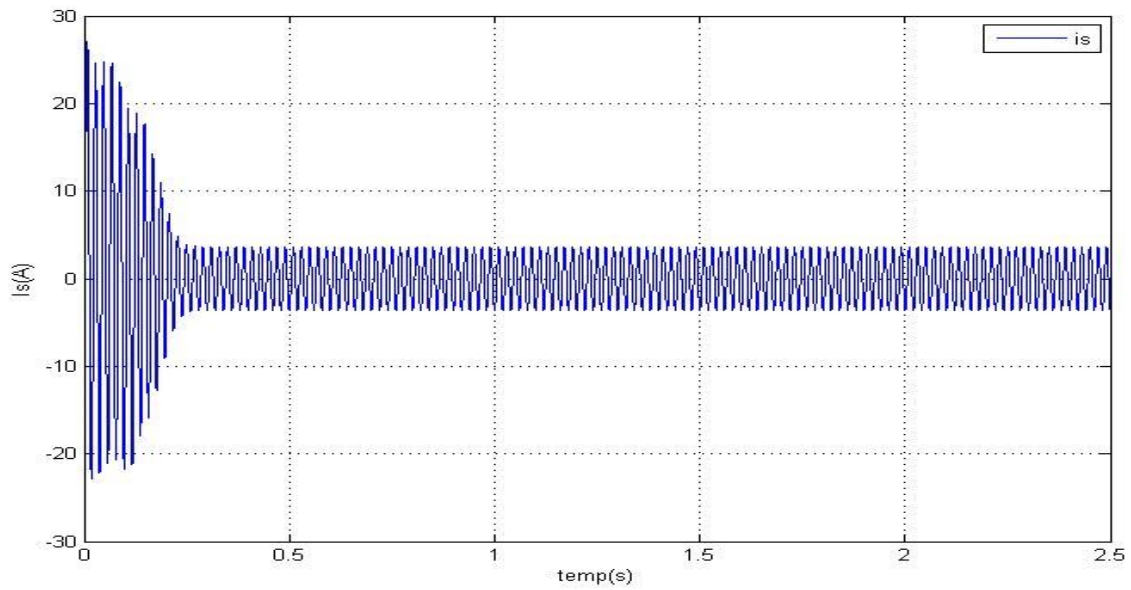


Fig.I.9. Courant statorique.

- En charge :(Cr=15 N.m)

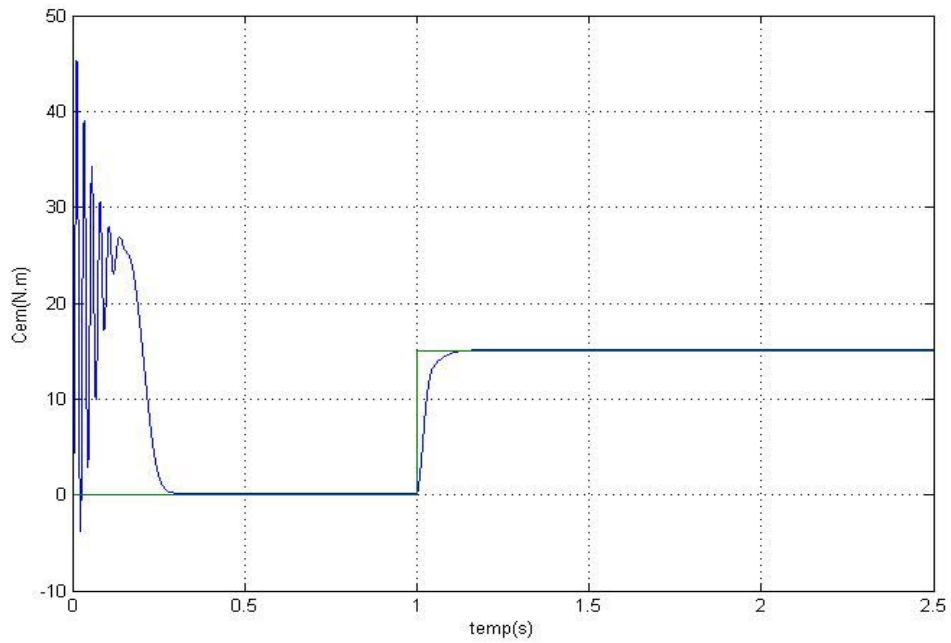


Fig.I.10. Couple mécanique de machine asynchrone.

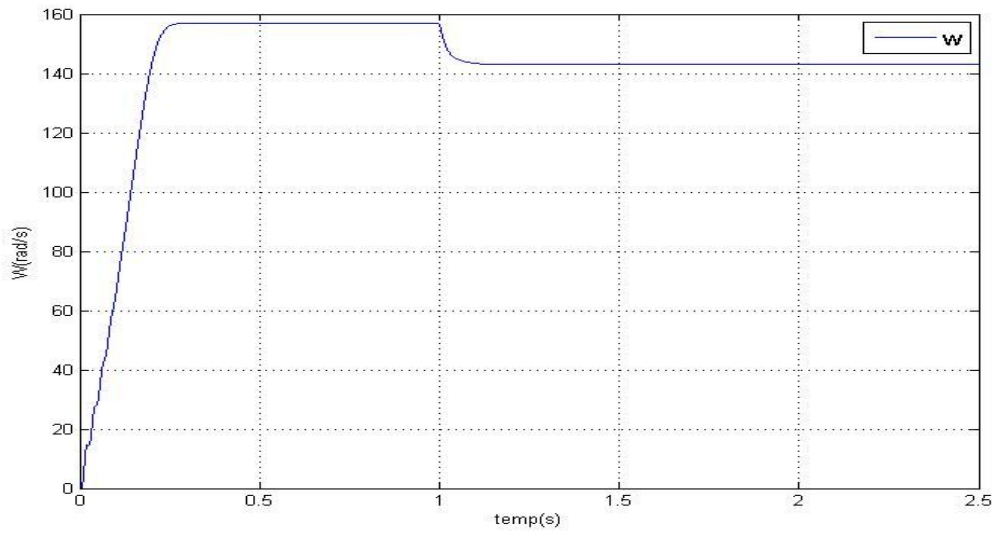


Fig.I.11. Vitesse rotorique de machine asynchrone.

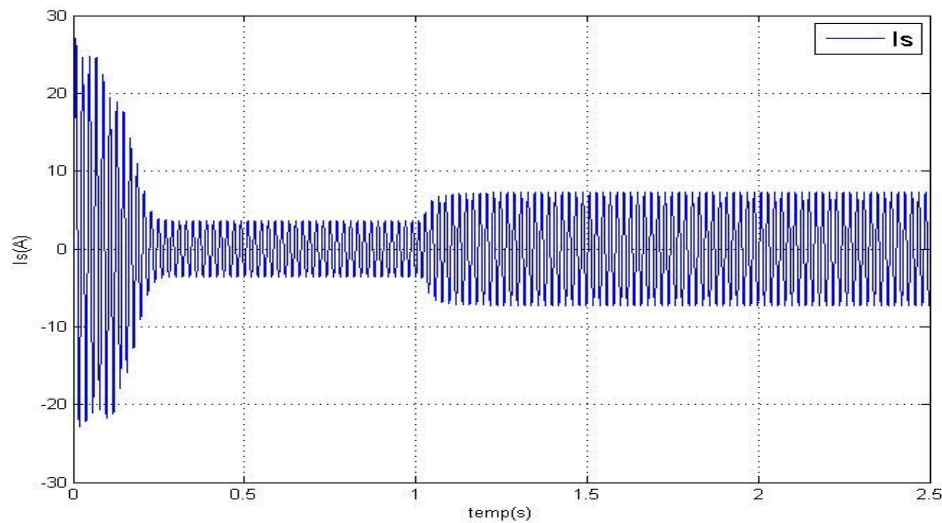


Fig.I.12. Courant statorique

Fonctionnement à vide :

Au début du démarrage, la courbe de vitesse présente des oscillations et une augmentation presque linéaire, mais en raison des deux paires de pôles du moteur, la vitesse de rotation se stabilise à 157 rad/s après environ 0,6 seconde.

Au début, la courbe de couple présente une pulsation forte, mais après 0,6 seconde, le couple tend vers zéro.

Les courants statoriques ont une amplitude maximale de 27 A jusqu'à 0,6 seconde, puis leur amplitude diminue jusqu'à 1,5 A.

Au début, le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude, mais ils disparaissent après quelques cycles et prennent une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Fonctionnement en charge :

Nous avons soumis l'arbre de la machine asynchrone à un couple résistant de 15 N.m en utilisant la valeur t comprise entre 1 et 2.

Après une période transitoire, le couple électromagnétique a atteint une valeur qui compense le couple résistant appliqué.

La diminution du flux lors de l'application de la charge confirme le lien étroit entre le flux et le couple électromagnétique.

De plus, les courants statoriques varient en fonction de la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.9. Commande de la machine à synchrone (DTC)

La tension d'alimentation statorique variable est contrôlée par soit par: [23]

- Le contrôle scalaire qui consiste à varier l'amplitude de la tension statorique et sa fréquence dans un rapport constant.
- Le contrôle vectoriel, plus complexe à réaliser que le précédent, Cette technique est basée sur l'orientation de l'un des flux, rotorique, statorique ou d'entrefer. En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire $\phi_{dr} = \phi_{ref}$, $\phi_{qr} = 0$.

Le contrôle direct du couple ou DTC commande directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur en utilisant les valeurs précalculées du flux statorique et du couple. Ce chapitre présentera ce contrôle.

Le chapitre présente les bases et le principe de la (DTC) pour un moteur asynchrone à cage. Les résultats des simulations et leur interprétation sont également présentés. [23].

I.9.1. Principe de la commande directe du couple

Le DTC consiste à choisir un vecteur de tension basé sur l'erreur entre les valeurs réelles du flux statorique et du couple électromagnétique. Les seules mesures qui sont utilisées sont les courants et les tensions alimentant le stator de la machine. Les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont calculées à partir de ces mesures dans un repère lié au stator. En utilisant des comparateurs d'hystérésis, une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur permet de contrôler directement et indépendamment le flux et le couple. La DTC était à l'origine fortement basée sur le « sens physique » et utilisait une approche relativement expérimentale de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court. [24].

La position du vecteur flux est calculé à partir de leurs composantes dans le plan complexe $\alpha \beta$ en tenant compte de la représentation défini par la (fig.I.13).

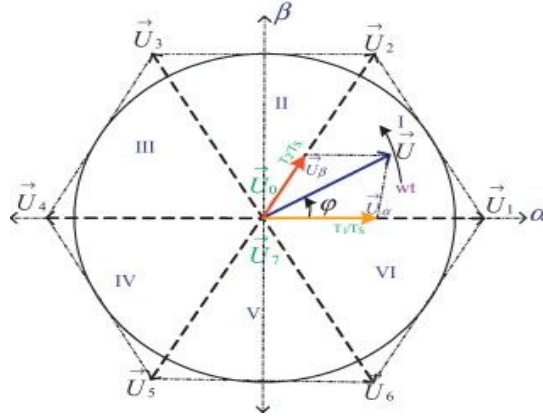


Fig.I.13. Vecteurs de tension et secteurs.

Cependant, la commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e ($T_e \leq 50 \mu s$) ;
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne ;
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique ;
- On estime le couple grâce à la relation suivante :

$$C_{em} = P(\Phi_{s\beta} I_{s\alpha} - \Phi_{s\alpha} I_{s\beta}) \quad (\text{I-23})$$

- On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique

I.9.1.1 Estimation du flux statorique

La commande DTC est basée sur une estimation du couple de la machine et du flux statorique de la machine, ce qui signifie que le flux statorique est donné par :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{I-24})$$

On obtient les composantes α , du vecteur ϕ_s : $\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta}$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

Les composant ($I_{s\alpha}$) du vecteur courant sont obtenus par l'application de la transformation de Concordia aux courant mesurés I_{sa} , soit :

$$\begin{cases} I_{sa} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \phi_{sa} \\ I_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (\text{I-26})$$

Les mesures de la tension d'entrée de l'onduleur, les états des interrupteurs (S_a , S_b , S_c) et les états de chaque bras de l'onduleur sont utilisés pour reconstruire les composantes du vecteur de tension.

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{I-27})$$

On écrit le module du flux statorique et sa phase comme :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{I-28})$$

$$\phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{I-29})$$

La commande par orientation de flux rotorique n'est pas aussi efficace que la commande DTC. Cependant, elle présente des problèmes à basse vitesse, des contraintes de calcul beaucoup plus fortes et des estimations de flux statorique et de couple nécessaires. [25].

I.9.1.2. Estimation du couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\phi_{s\alpha} I_{s\alpha} - \phi_{s\beta} I_{s\beta}) \quad (\text{I-30})$$

I.9.1.3. Élaboration du correcteur de flux

Lorsque le flux se trouve dans la zone i , V_{i+1} et V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, tandis que V_{i+2} et V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux. Cela démontre que le choix du vecteur de tension dépend du signe d'erreur de flux et non de l'amplitude d'erreur. La sortie du flux correcteur est une variable booléenne. [25]

- $\Delta\phi = \mathbf{1}$: lorsque l'erreur du flux est positif.
- $\Delta\phi = \mathbf{0}$: lorsque l'erreur du flux est négatif.

Lorsque l'erreur de flux est très petite, une bande d'hystérésis autour de zéro est ajoutée pour éviter les commutations inutiles. En effet, ce type de correcteur permet de contrôler et de maintenir facilement l'extrémité du vecteur flux dans une zone de correction circulaire.

L'équation est utilisée pour calculer l'erreur. [25].

$$\varepsilon = \theta_{sref} - \theta_s \quad (I-31)$$

Cette erreur 4 voir la (fig.I.14) doit être maintenue à l'intérieur de la bande d'hystérésis $\Delta\Phi_s$ du correcteur :

$$|\theta_{sref} - \theta_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (I-32)$$

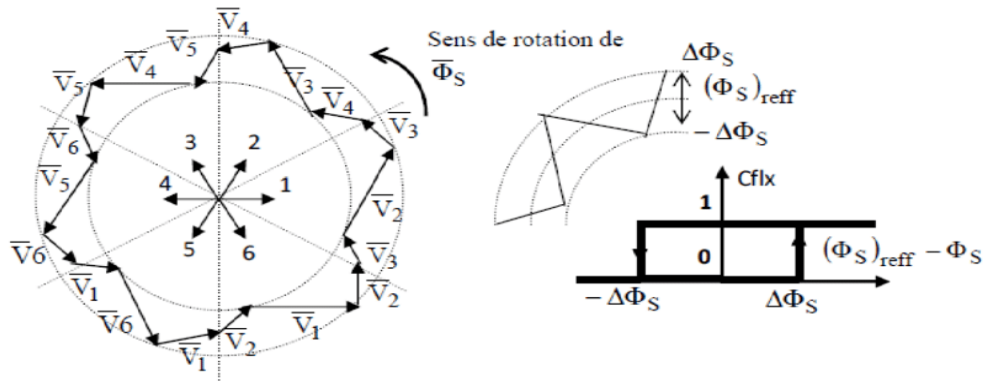


Fig.I.14. Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions

I.9.1.4. Élaboration du correcteur de couple

Avec $[[Ce]]_{ref}$ la référence du couple et Δ_{Cela} bande d'hystérésis du correcteur, le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites, mais une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif en fonction du sens de rotation de la machine.

Un contrôleur à trois niveaux peut être utilisé pour contrôler le couple électromagnétique (fig. I.16). L'avantage du contrôleur à deux niveaux est sa simplicité., Il est identique à la méthode utilisée pour superviser le module de Φ_s . Le contrôle du couple est limité à un seul sens de rotation, ce qui signifie que seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être choisis pour évoluer.

le débit Φ_s . Ainsi, la diminution du couple se fait uniquement en sélectionnant les vecteurs nuls, mais ce correcteur est plus facile à implanter en sélectionnant

correctement, les vecteurs nuls sont alignés sur les zones. On constate également que pour chaque zone i , un bras de l'onduleur ne commute jamais. Cela réduit les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

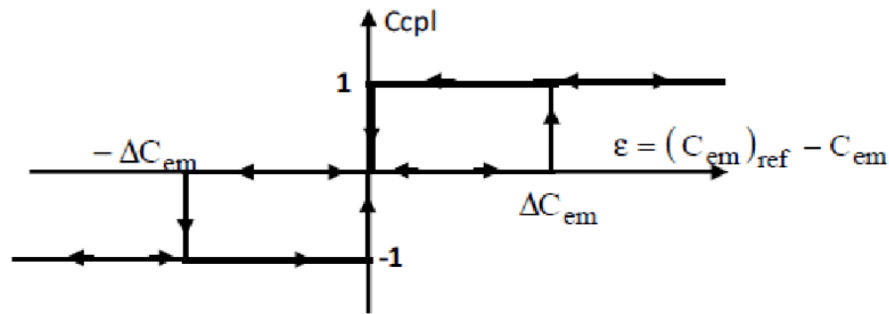


Fig.I.15. Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

I.9.1.5. Choix du Vecteur Tension

La position du vecteur de flux statorique dans le plan complexe $(\alpha\beta)$, la variation souhaitée du module de flux Φ_s , la variation souhaitée du couple et le sens de rotation du flux influencent le choix du vecteur de tension statorique V_s . L'espace d'évolution du flux est divisé en six zones distinctes appelées secteurs, qui sont illustrées sur (fig.I.16).

• Lorsque le flux Φ_s se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

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

La position du vecteur flux dans la zone i influence également le niveau d'efficacité des vectrices tensions appliquées. En effet, au commencement de la zone, les vecteurs V_{1+i} et V_{2-i} sont perpendiculaires à Φ_s , ce qui entraîne une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux Φ_s . Cependant, à la fin de la zone, l'évolution est inversée. en utilisant les vecteurs V_{1-i} et V_{2+i} . En début de la zone, il y a une évolution lente et rapide du couple de l'amplitude de Φ_s , alors qu'en fin de la zone, c'est le contraire. Les deux vecteurs V_i et V_{3+i} ne sont jamais utilisés dans la zone i , quel que soit le sens

d'évolution du flux ou du couple. Bien que ces deux facteurs augmentent considérablement le flux, leur impact sur le couple varie selon la zone, avec un impact nul en milieu de zone.

Vs de la vectrice de tension statorique à la sortie de l'onduleur sont déduits des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur ϕ_s . Ainsi, il est nécessaire d'avoir un estimateur de ϕ_s en module et en position, ainsi qu'un estimateur de couple [23].

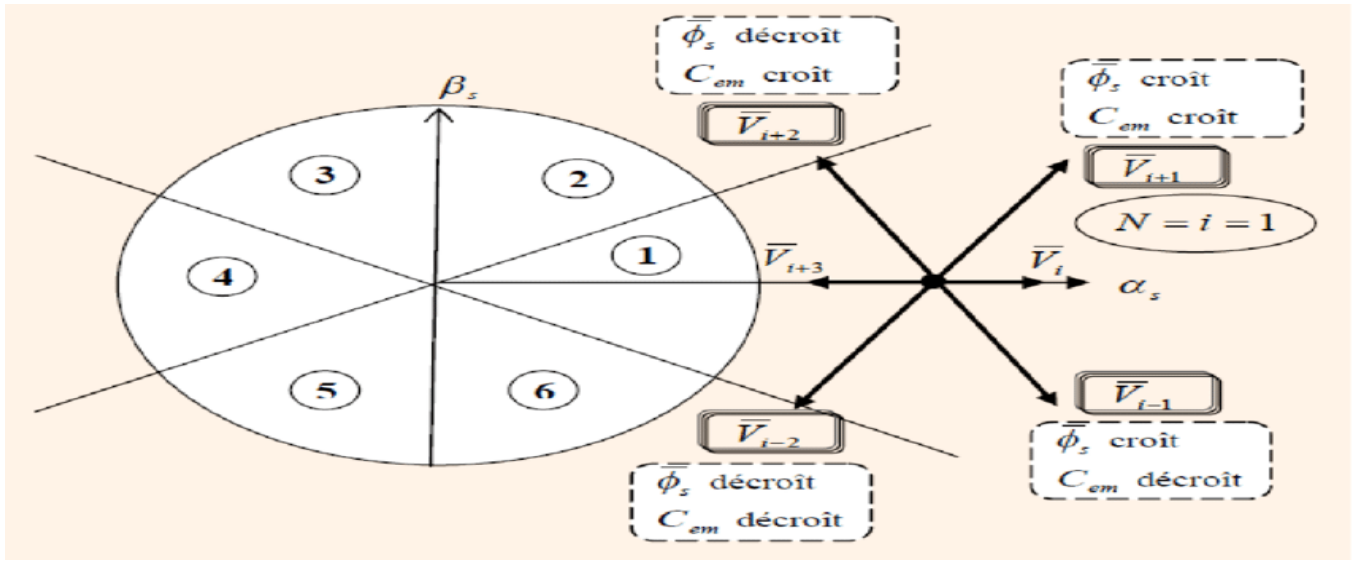


Fig.I.16. Sélection du vecteur de tension selon la zone N=i.

I.9.2. Élaborations des Tables de Commutation

I.9.2.1. Table de Commutation avec séquences nulles

Vecteur	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+1}	V_{i+2}
V_K				
ϕ_s	↗	↘	↗	↘
C_{em}	↗	↗	↗	↘

Tableau (I.2) : Table généralisée pour le choix de vectrices tensions.

On considère l'exemple où $K_\phi=1$, $K_c=1$ et $S_i=1$ pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation. Dans le secteur 1, le vecteur flux doit être augmenté. Il existe six tensions actives. Les tensions V_1 , V_2 et V_6 ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, tandis que V_3 , V_4 et V_5 ont tendance à accélérer le vecteur de flux, ce qui augmente l'angle θ et donc le couple, comme le montre la figure I.17.

Pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension V_2 est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple. Il est possible de considérer les diverses situations de cette manière.

Toutes les fois que $K_c=0$ et que le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis, une séquence nulle est choisie.

V_0 et V_7 sont choisis pour réduire la fréquence de commutation.

Le tableau de commutation proposé par Takahashi peut être créé en se basant sur ces hypothèses [23].

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
1	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
0	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

Tableau (I.3) : Table de commutation défini par Takahashi avec les vecteurs nulles.

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

I.10.3. Structure générale de la DTC

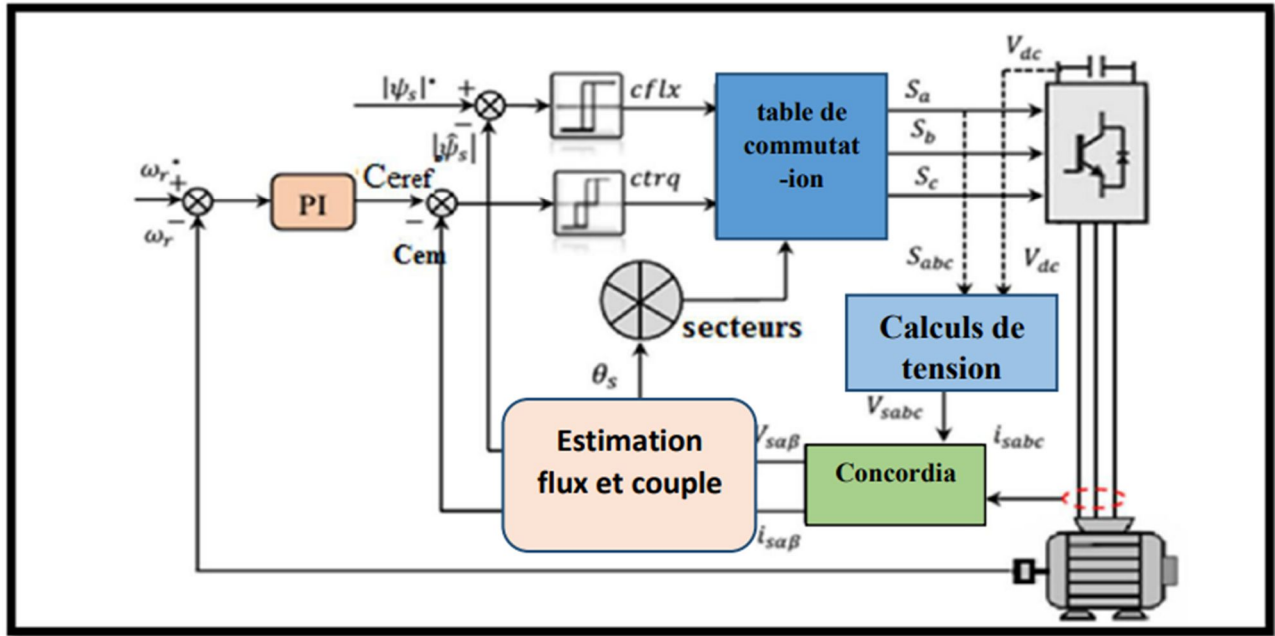


Fig.I.17. Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC Classique).

Un programme Matlab / Simulink a été utilisé pour étudier les différentes parties de cette structure. Les résultats obtenus ont permis d'analyser les différentes grandeurs pour une référence de vitesse donnée.

I.10.4. Résultats de simulation

Les résultats de la simulation, présentés dans la figure I.18, démontrent clairement que la vitesse suit sa référence et que les perturbations causées par la variation de la charge sont efficacement rejetées. La superposition des trois couples est illustrée dans la figure I.19 : le couple de charge, le couple estimé et fonction des conditions de charge et de référence phases a, b et c ainsi que l'aspect du flux de la machine.

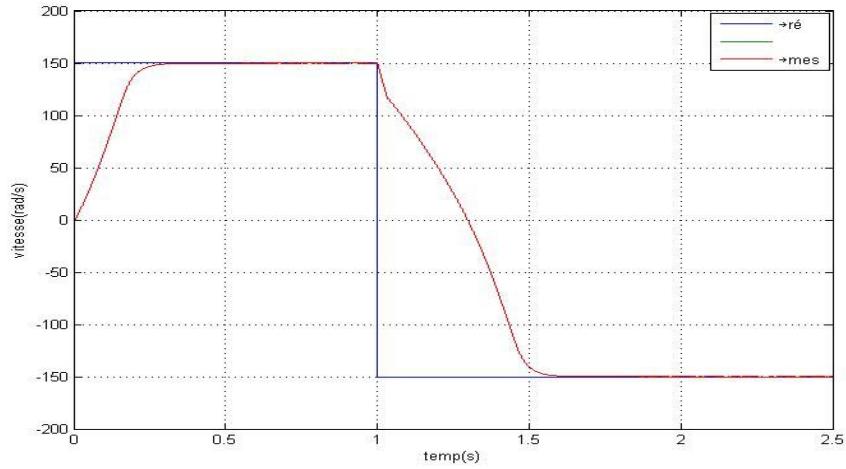


Fig.I.18. La vitesse Ω .

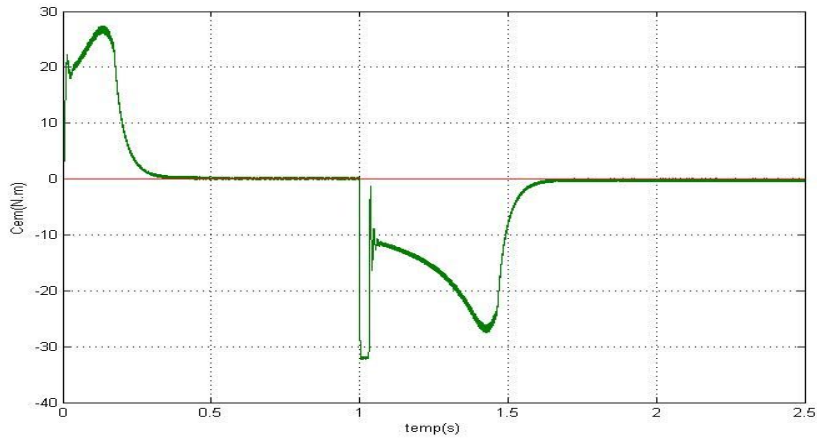


Fig.I.19. Le couple électromagnétique C_{em} .

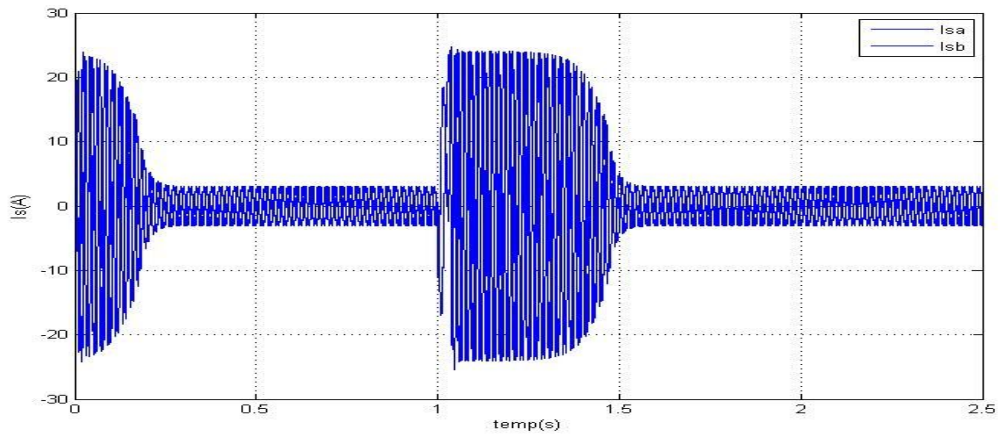


Fig.I.20. Le Courant statorique I_{sa} .

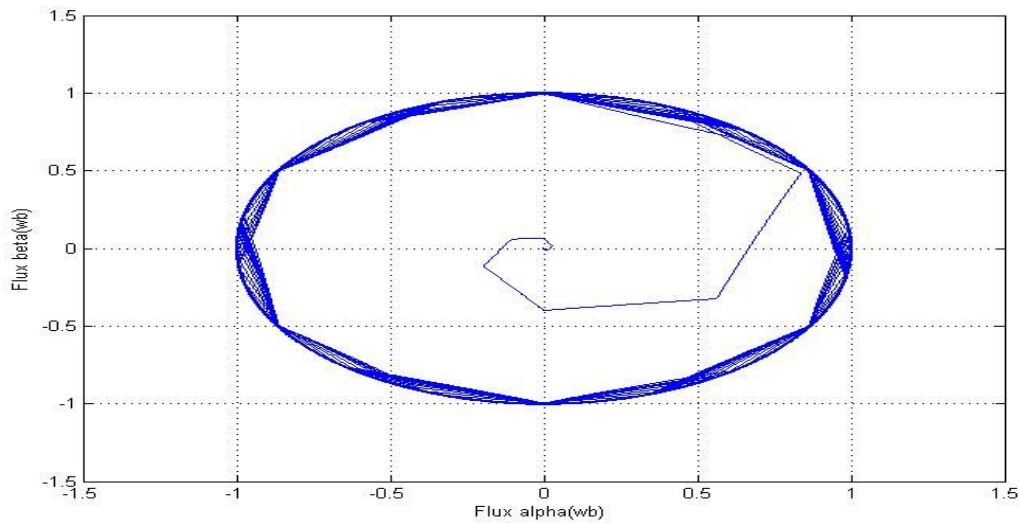


Fig.I.21. Le flux statorique Φ_s .

Conclusion :

Le chapitre traite principalement de la commande directe du couple de la machine asynchrone triphasée. En utilisant certaines hypothèses simplificatrices, nous avons créé un modèle mathématique simplifié de la machine. Nous avons appliqué la transformation de Park pour passer du système triphasé au système biphasé, et nous avons validé notre modèle en simulant son fonctionnement dans les référentiels liés au stator et au synchronisme, avec une alimentation en tension.

Nous avons exposé les idées théoriques, expliqué la structure de la commande et créé un programme de simulation utilisant Matlab pour analyser les grandeurs mécaniques et électriques de la machine. Nous avons découvert que la commande directe du couple présente des avantages par rapport à la commande vectorielle classique, tels qu'une structure plus simple, l'absence de découplage entre le flux et le couple, un seul régulateur pour la vitesse et une meilleure performance du couple lors des régimes transitoires.

Cependant, les oscillations de flux et de couple, qui nécessitent une fréquence d'échantillonnage élevée, peuvent augmenter les pertes par commutation, font partie des inconvénients de cette méthode. De plus, en raison de l'utilisation de contrôleurs à hystérésis, il est difficile de contrôler précisément la fréquence de commutation variable.

Les résultats de la simulation ont confirmé l'efficacité de cette stratégie de commande directe du couple, qui est considérée comme robuste face aux variations paramétriques, à l'exception de la résistance statorique.

Chapitre II

Étude de l'onduleur à cinq bras

II.1 Introduction

Un domaine de recherche très prometteur est la recherche sur l'amélioration des performances de l'entraînement multimoteur. Il existe deux options possibles pour atteindre cette amélioration : modifier la structure de l'onduleur ou créer de nouvelles méthodes de commande.

Les onduleurs multi-bras, qui permettent de partager un bras entre plusieurs moteurs, sont fréquemment utilisés pour réduire le nombre de composants électroniques de puissance. Ce chapitre se concentre sur l'onduleur à cinq bras.

L'onduleur à cinq bras a été équipé de plusieurs techniques de modulation de largeurs d'impulsions (MLI). La modulation triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle sont des approches améliorées des onduleurs triphasés à deux niveaux. La tension disponible pour chaque moteur est limitée à cinquante pour cent de la tension du bus continu, ce qui limite les premières stratégies de commande. Cependant, les nouvelles méthodes permettent une répartition libre de la tension de bus continu entre les divers moteurs.

II.2. MODELE DE L'ONDULEUR A CINQ BRAS

L'onduleur triphasé à cinq bras étudié a cinq bras et chaque bras est équipé de deux interrupteurs complémentaires. Chaque circuit électronique est constitué d'un transistor et d'une diode en tête bêche.

Les bras de l'onduleur A et B sont reliés directement aux phases a1 et b1 de MAS 1. De même, les bras D et E de l'onduleur sont directement connectés aux phases a2 et b2c2) est divisé entre les deux moteurs.

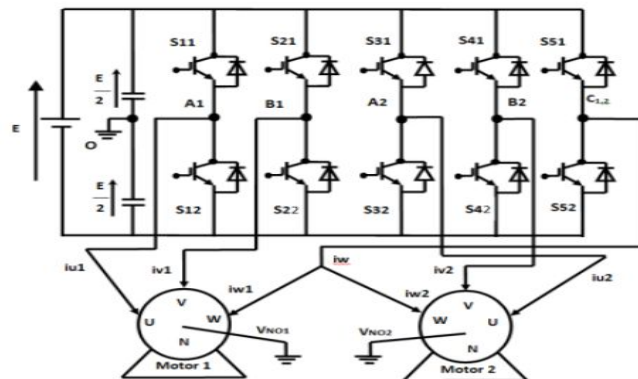


Fig.II.1-Structure de l'onduleur triphasé a cinq bras

La méthode suivante est utilisée pour définir les fonctions des signaux de commande F_{ij} des interrupteurs TD_{ij} :

$$F = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (i = 1 \dots 5, j = 1, 2) \quad (\text{II-1})$$

En conséquence, les deux interrupteurs de chaque bras sont commandés de manière complémentaire :

$$F_{i1} = 1 - F_{i2} \quad (1 \dots 5) \quad (\text{II-2})$$

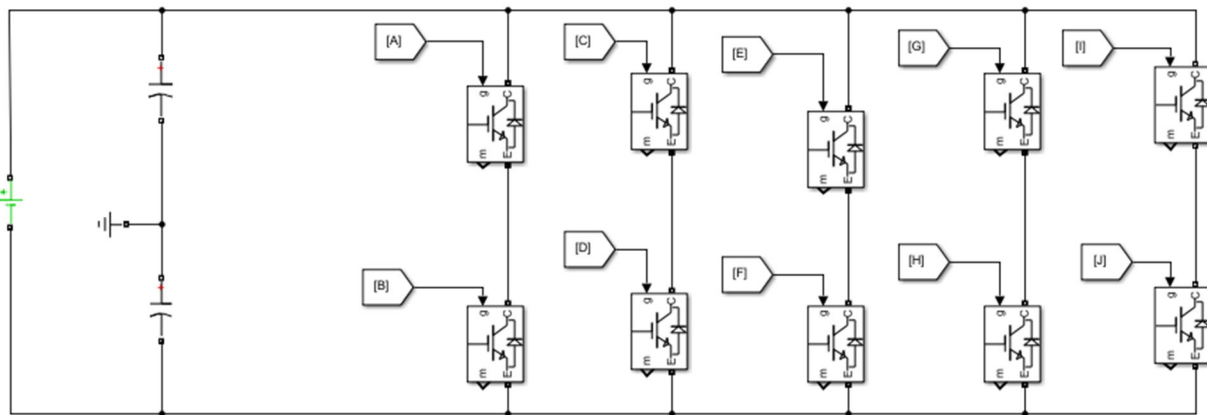


Fig.II.2 Schema sous Simulink de l'onduleur cinq bras.

Techniques de commande

Une méthode connue sous le nom de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) augmente le nombre de cycles de commutation des interrupteurs pendant chaque période de tension de sortie. Son objectif est d'éliminer les harmoniques à basse fréquence et de déplacer les harmoniques vers des fréquences plus élevées. Plusieurs méthodes MLI ont été développées au fil du temps.

II.2.1 : Modulation triangulo-sinusoidale

Elle peut être accomplie en comparant un signal de référence sinusoïdal, également connu sous le nom de signal de référence, et un signal triangulaire, également connu sous le nom de porteuse de fréquence élevée. La commutation se produit lorsque les deux signaux se rencontrent.

Deux systèmes de référence triphasés et une porteuse triangulaire seront utilisés.

$$\begin{cases} v_{ak}^* = V_{mk} \sin(\omega_k \cdot t) \\ v_{bk}^* = V_{mk} \sin\left(\omega_k \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{ck}^* = V_{mk} \sin\left(\omega_k \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}, (\omega_k = 2 \cdot \pi \cdot f), (k = 1, 2) \quad (\text{II-3})$$

Cette modulation est caractérisée par trois paramètres. [20]:

Indice de modulation m_k : Le rapport entre la fréquence f_p de la source et la fréquence f_k de la référence est égal à :

$$m_k = \frac{f_p}{f_k}; (k = 1, 2) \quad (\text{II-4})$$

Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r_k : L'amplitude de la tension de référence V_m par rapport à la valeur crête U_{pm} de la porteuse est égale à :

$$r_k = \frac{V_{mk}}{U_{pm}}; (k = 1, 2) \quad (\text{II-5})$$

Facteur d'utilisation du bus continu (voltage utility factor) VUF : qui représente la relation entre la tension de chaque moteur et la tension du bus continu :

$$VUF = r_k \frac{\sqrt{3}}{2}; (k = 1, 2) \quad (\text{II-6})$$

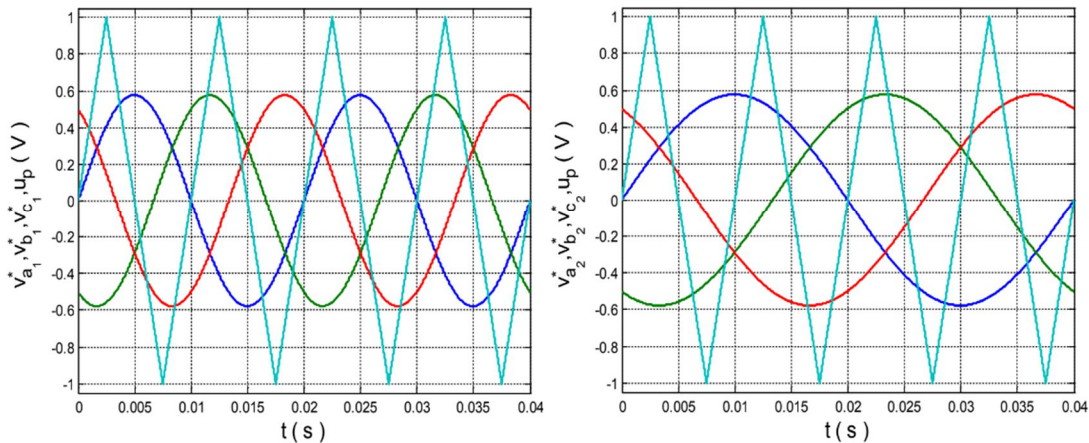


Fig.II.3- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale

$$(r_1 = 0.6; f_1 = 50\text{HZ}; r_2 = 0.6; f_2 = 25\text{HZ}; f_p = 100\text{HZ})$$

II.2.1.1 : Stratégie 1

Cette stratégie limite la tension disponible pour chaque moteur à la moitié de celle du bus continu. La méthode de modulation étendue à deux bras est essentielle pour atteindre la référence de tension du bras commun à zéro. En fournissant les tensions de base.

$$v_A^* = v_{a1}^* - v_{c1}^*$$

$$v_B^* = v_{b1}^* - v_{c1}^*$$

$$v_C^* = v_{c1}^* - v_{c2}^* = 0 \quad , (k=1,2) \quad \text{(II-7)}$$

$$v_D^* = v_{a2}^* - v_{c2}^*$$

$$v_E^* = v_{b2}^* - v_{c2}^*$$

Les valeurs limites de cette technique sont :

$$r_{rkmax} = 1/\sqrt{3} \quad (k = 1,2) \quad \text{(II-8)}$$

$$VUF_{kmax} = 0.5$$

L'algorithme de cette stratégie peut être résumé comme suit :

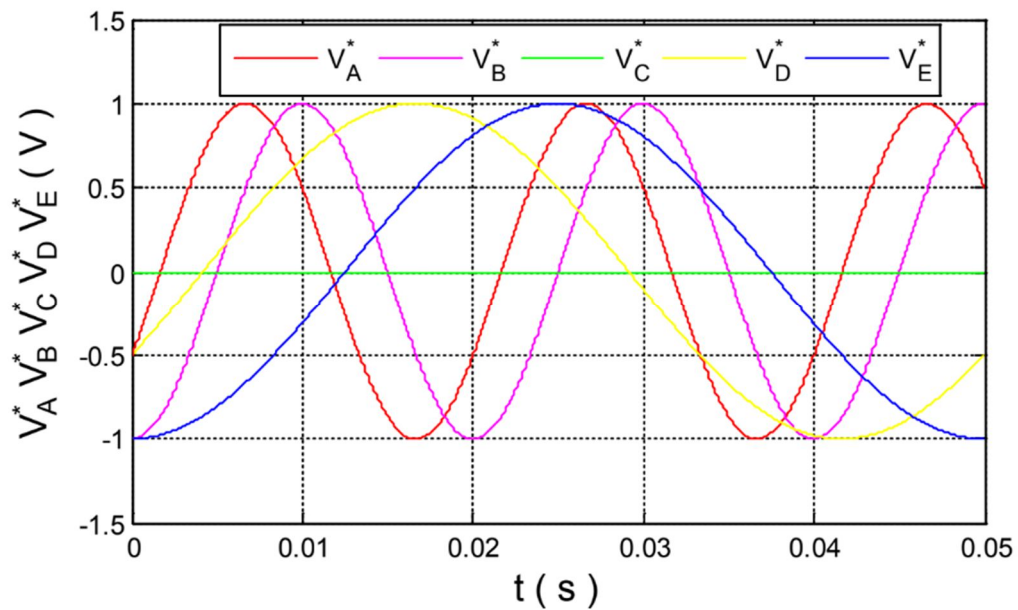
$$v_j^* \geq U_p, \text{ Alors } F_{i1} = 1, \quad (j = A..E), (i = 1 \dots 5) \quad \text{(II-9)}$$

$$\text{si non } F_{i1} = 0$$

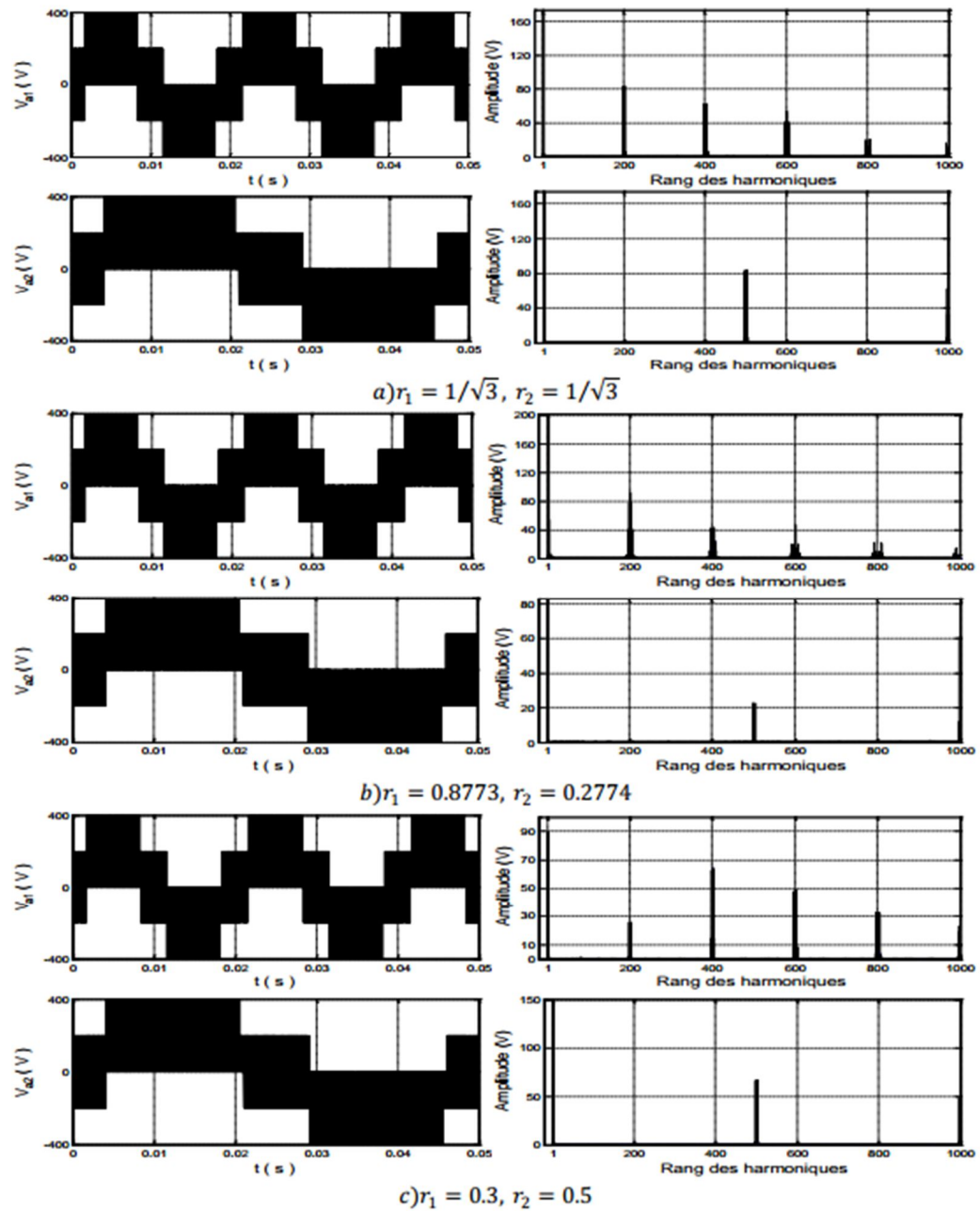
Paramètres de simulation sont :

La tension du bus continu : $E = 600V$

La fréquence des tensions de références : $f_1 = 50\text{hz}, f_2 = 20\text{hz}$, La fréquence de la porteuse : $f_p = 10\text{kHz}$



FigII.4- Les différents signaux des tensions de référence



FigII.5- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a_1 et a_2

Comme le montre la figure (II.5.a), cette stratégie est efficace car l'allure des tensions des phases a_1 et a_2 est similaire à celle produite par un onduleur triphasé à deux niveaux.

Les familles d'harmoniques se concentrent sur les fréquences multiples de la fréquence porteuse.

Dans la figure (II.5.b), et pour la phase a_1 , l'onduleur ne produit qu'une amplitude égale à $r_1 \frac{E}{2} = 243V$

L'application de cette stratégie doit être limitée jusqu'à la limite maximale du taux de modulation.

Les deux moteurs doivent fonctionner chacun de manière autonome, sans aucune relation entre eux. Ti

II.2.1.2: Stratégie 2

L'application de cette stratégie doit être limitée jusqu'à la limite maximale du taux de modulation.

Les deux moteurs doivent fonctionner chacun de manière autonome, sans aucune relation entre eux. Le problème de la stratégie précédente (50% du bus continu pour chaque moteur) a été résolu avec cette stratégie car elle permet une distribution linéaire, c'est-à-dire que la tension du bus continu est divisée de manière linéaire entre les deux moteurs.

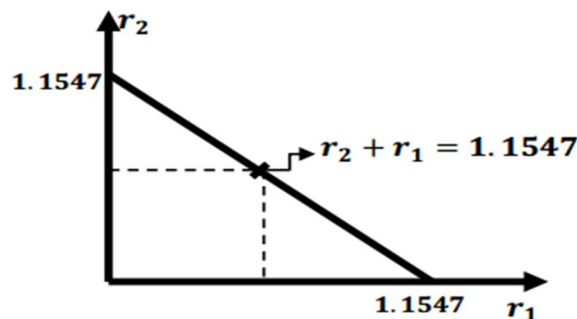


Fig.II.6-La fonction en mode linéaire

$$\begin{cases} VUF = VUF_1 + VUF_2 = 1 \\ r_1 + r_2 = 1.1547 \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Le système de référence devient :

$$\begin{cases} v_A^* = v_{a1}^* + v_{c2}^* \\ v_B^* = v_{b1}^* + v_{c2}^* \\ v_C^* = v_{c1}^* + v_{c2}^* \\ v_D^* = v_{a2}^* + v_{c1}^* \\ v_E^* = v_{b1}^* + v_{c1}^* \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

La tension du bus continu est divisée entre les deux moteurs en pourcentage de soixante-dix pour cent et trente pour cent, respectivement :

$$\begin{cases} r_1 = \frac{70 \times 1.1547}{100} = 0.7883 \\ r_2 = \frac{30 \times 1.1547}{100} = 0.3464 \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Les paramètres de la simulation sont identiques à ceux de la stratégie 1.

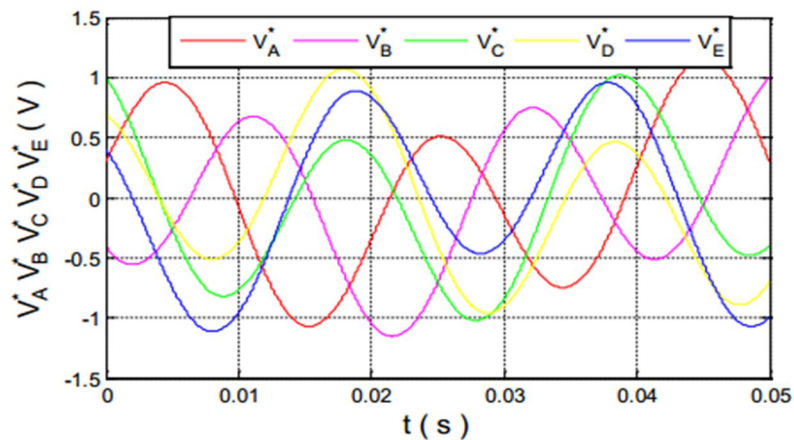


Fig. II.7. Les différents signaux des tensions de référence.

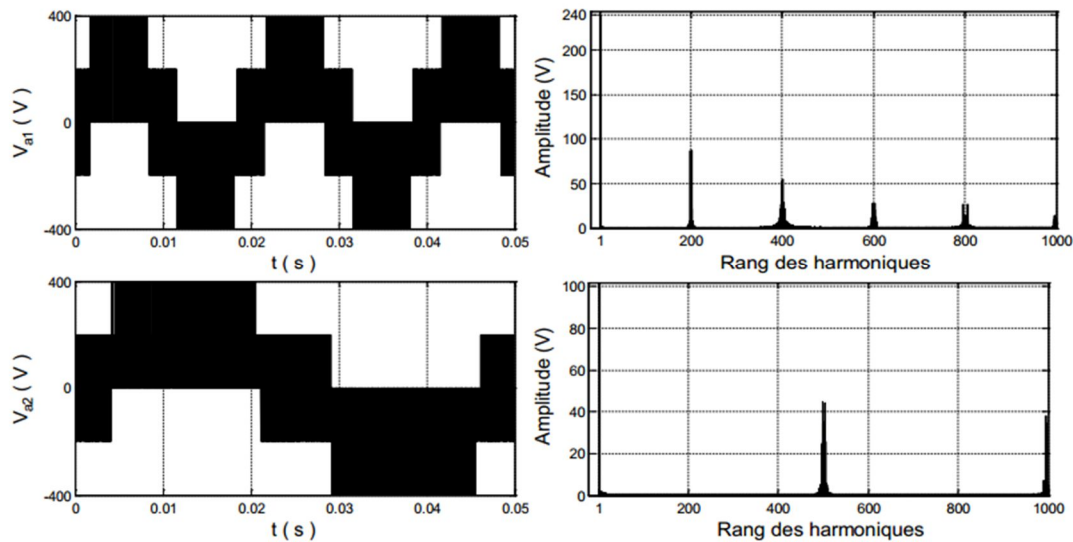


Fig. II.8- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a_1 et a_2

Les tensions des phases a_1 et a_2 ont une forme similaire à celle d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Le facteur d'utilisation du bus continu est inférieur à 1 ($VUF = 0,98$) en raison de l'amplitude du signal fondamental de chaque phase (239,6 V, 102 V). De plus, les harmoniques sont organisées en familles en fonction des multiples de la fréquence porteuse. (voir Fig.II.8).

Cette méthode est couramment employée lorsque les deux moteurs interagissent mutuellement, et elle est présente dans diverses industries, en particulier dans le secteur textile.

II.2.1.2 : Stratégie 3

En utilisant cette stratégie, il est possible de rendre le facteur d'utilisation du bus continu égal à l'unité en incluant l'harmonique d'ordre trois dans la référence. Cette ajoute augmente l'amplitude du signal fondamental dans la tension de sortie. En ajoutant la composante harmonique d'ordre trois au signal de référence de l'onduleur, nous obtenons [26] :

$$\begin{cases} v_{ak}^* = V_{mk} \cdot \sin(w_k \cdot t) + v_{h3k}^* \\ v_{bk}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(w_k \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{h3k}^* \\ v_{ck}^* = V_{mk} \cdot \sin\left(w_k \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{h3k}^* \end{cases} \quad (k=1,2) \quad (\text{II-13})$$

$$\text{Avec } v_{h3k}^* = \alpha \cdot V_{mk} \cdot \sin(3w_k \cdot t)$$

Pour calculer la valeur idéale de K, on peut par exemple utiliser la tension de référence v_{a1}^* . En conséquence, il est nécessaire de calculer la dérivée de cette tension par rapport à $w_1 \cdot t$ [22]

$$\frac{dv_{a1}^*}{dw_1 \cdot t} = v_{m1} \cos(w_1 \cdot t) + 3 \cdot \alpha \cdot v_{m1} \cdot \cos(3 \cdot w_1 \cdot t) = 0 \quad (\text{II-14})$$

On a

$$\cos(3 \cdot w_1 \cdot t) = 4 \cdot \cos^3(w_1 \cdot t) - 3 \cdot \cos(w_1 \cdot t) \quad (\text{II-15})$$

La solution de l'équation (II-14) conduit à :

$$\cos(w_1 \cdot t) = \pm \sqrt{\frac{9 \cdot \alpha - 1}{12 \cdot \alpha}} \quad (\text{II-16})$$

Il est également possible de représenter la tension de référence v_{a1}^* de la manière suivante :

$$v_{a1}^* = (1 + 3 \cdot \alpha) \cdot v_{m1} \sin(w_1 \cdot t) - 4 \cdot \alpha \cdot v_{m1} \sin^3(w_1 \cdot t) \quad (\text{II-17})$$

En remplaçant (II.16) par (II.17), il atteint sa valeur maximale.

$$v_{a1}^{*max} = 8 \cdot \alpha \cdot v_{m1} \left(\frac{9 \cdot \alpha - 1}{12 \cdot \alpha}\right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{II-18})$$

La valeur maximale du taux α est égale à v_{a1}^{*max} , donc :

$$\frac{dv_{a1}^{*max}}{d\alpha} = v_{a1} \left(\frac{6 \cdot \alpha - 1}{3 \cdot \alpha}\right) \left(\frac{3 \cdot \alpha + 1}{12 \cdot \alpha}\right)^{\frac{1}{2}} = 0$$

La valeur $\alpha = 1/2$ est exclue du fait qu'elle annule $v_{a1}^{*\max}$, ceci nous conduit à la valeur optimale de taux d'injection $\alpha = 1/6$

Le système (II.11) devient :

$$\begin{cases} v_A^* = v_{a1}^* + v_{c2}^* + v_{h31}^* + v_{32}^* \\ v_B^* = v_{b1}^* + v_{c2}^* + v_{h31}^* + v_{32}^* \\ v_C^* = v_{c1}^* + v_{c2}^* + v_{h31}^* + v_{32}^* \\ v_D^* = v_{a2}^* + v_{c1}^* + v_{h31}^* + v_{32}^* \\ v_E^* = v_{b1}^* + v_{c1}^* + v_{h31}^* + v_{32}^* \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

Les paramètres de la simulation sont les mêmes que la stratégie

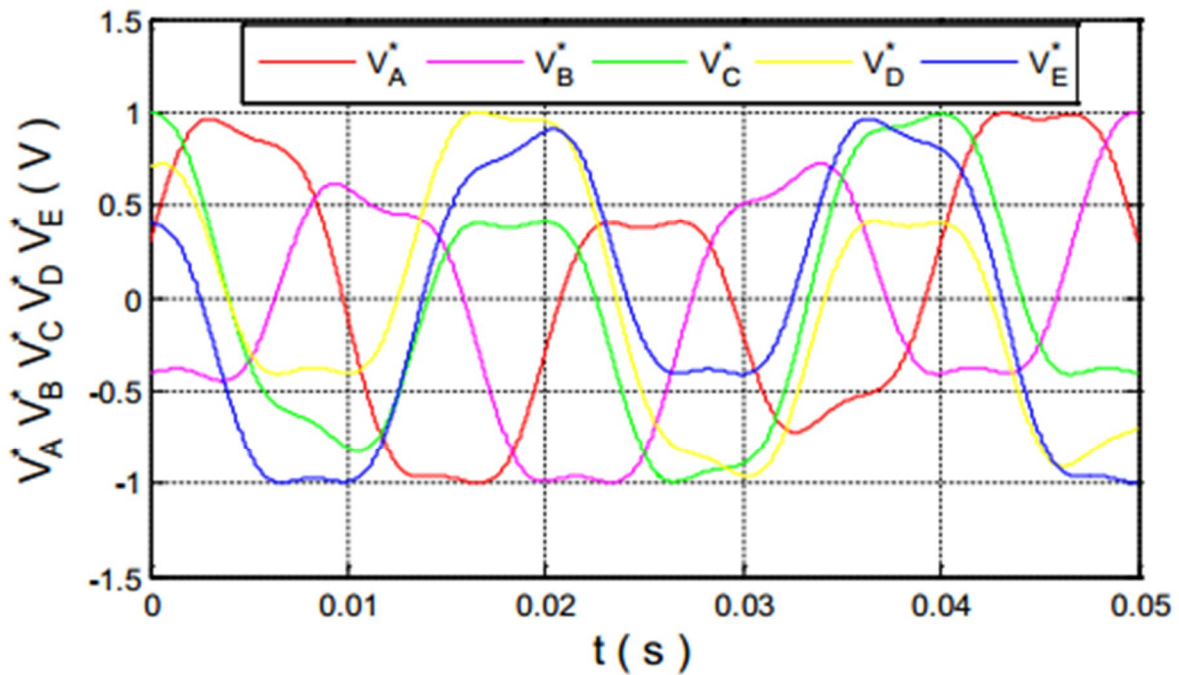


Fig. II.9-Les différents signaux des tensions de référence

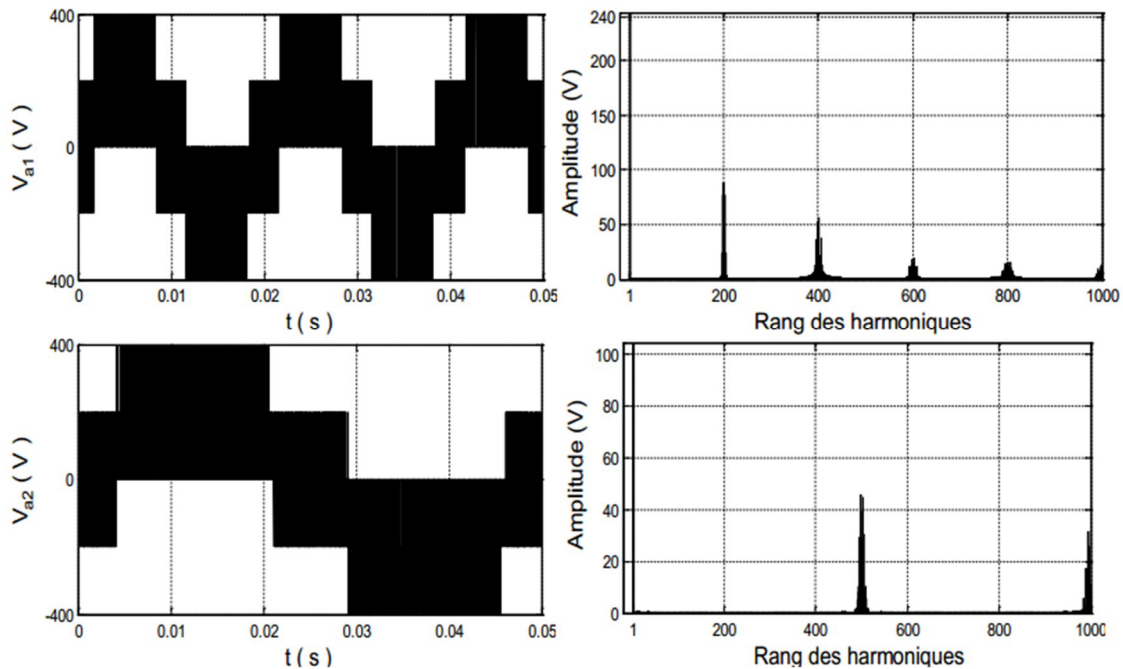


Fig. II.10- La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a_1 et a_2

La figure II.10 présente les tensions des phases ainsi que le spectre harmonique.

L'allure des tensions des phases a_1 et a_2 est similaire à l'allure produite par un onduleur à deux niveaux triphasé.

Selon l'analyse harmonique, l'amplitude fondamentale des tensions simples des phases a_1 et a_2 est de 242,5 V et 104 V, ce qui donne un facteur d'utilisation du bus continu unitaire.

Les familles d'harmoniques se concentrent sur les fréquences multiples de la fréquence porteuse.

II. 3. /Modulation vectorielle

Le concept de vecteur de tension, qui est un vecteur virtuel créé à partir d'un système de tension triphasé, est la base de la modulation vectorielle. La position de ce vecteur affecte les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur. [28].

Le vecteur de tension de sortie pour un onduleur à cinq bras et deux systèmes de tension triphasé de référence est défini de la manière suivante :

$$v_{sk} = v_{ak} \cdot e^{j0} + v_{bk} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_{ck} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad ; (k = 1,2) \quad (\text{II-20})$$

Le passage du plan triphasé au plan biphasé d-q est accompli :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (\text{II-21})$$

Le vecteur s'écrit dans le repère stationnaire d-q :

$$v_{sk} = v_{dk} + j \cdot v_{qk} \quad (\text{II-22})$$

L'équation suivante est utilisée pour déterminer le vecteur tension de référence :

$$v_{sk}^* = v_{ak}^* \cdot e^{j0} + v_{bk}^* \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_{ck}^* \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad ; (k = 1,2) \quad (\text{II-23})$$

Dans le repère d-q :

$$v_{sk}^* = v_{dk}^* + j \cdot v_{qk}^* \quad ; (k = 1,2) \quad (\text{II-24})$$

Il existe $2^3 = 8$ états possibles pour un onduleur triphasé, chaque état correspondant à une configuration spécifique des bras de l'onduleur. (Fig.II.11)

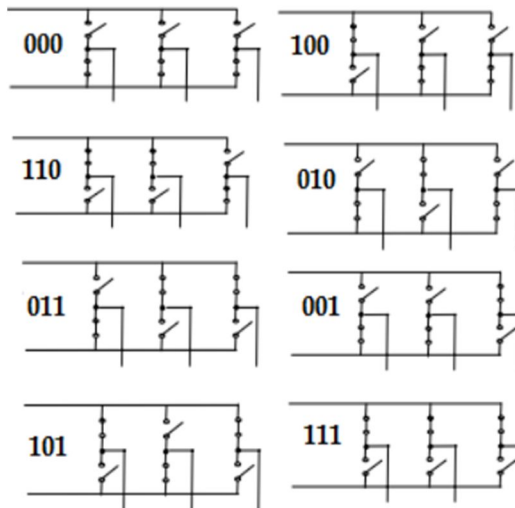


Fig. II.11-Les huit états de l'onduleur à deux niveaux

Le vecteur de tension de sortie correspondant à huit positions discrètes en raison des huit états de l'onduleur. Il y a six positions à tensions non nulles ($v_{1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6}$), et deux positions à tensions nulles.

(v_1, v_7) . Ses positions divisent le plan $d-q$ en six secteurs triangulaires égaux (I, II, III, IV, V, VI) de largeur 60° . La fig. II.12 représente les positions du vecteur v_{s1}^* et v_{s2}^* dans le plan $d-q$.

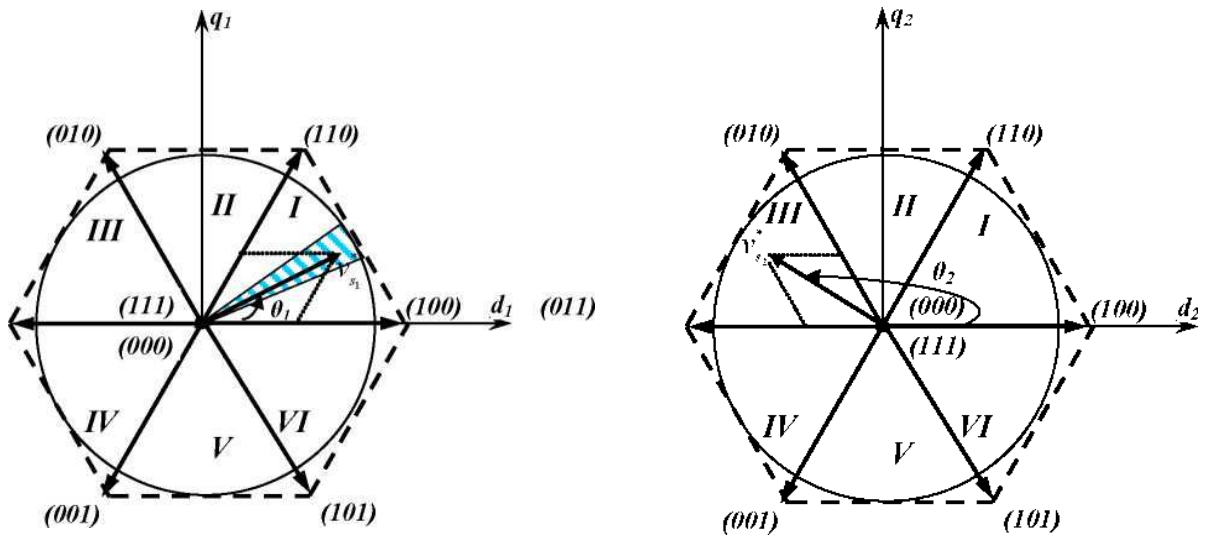


Fig. II.12- Diagramme vectoriels

θ_1 et θ_2 : représentent la position angulaire des vecteurs v_{s1}^* et v_{s2}^* respectivement.

La commande de l'onduleur vise à rendre les tensions de sortie aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales. Le vecteur de tension de sortie généré par les trois vecteurs v_x , v_y et v_z , qui représentent les sommets du secteur triangulaire contenant le vecteur v_{sk}^* , est utilisé pendant chaque période de commutation, de sorte que le vecteur de tension de référence coïncide avec la moyenne sur la période d'échantillonnage de l'onduleur.

$$\vec{v}_{sk} = \vec{v}_{s^*} = d_x \cdot v_x + d_y \cdot v_y + d_z \cdot v_z \tag{II-25}$$

Le vecteur v_{sk}^* est utilisé comme illustration. Le vecteur est pris comme exemple :

$$\vec{v}_{sk} = \vec{v}_{s^*} = d_{x1} \cdot v_{x1} + d_{2k} \cdot v_{2k} + d_{0k} \cdot (v_{0k} \text{ ou } v_{7k}) \tag{II-26}$$

Avec :

On prend l'exemple pour le vecteur :

$$d_{1k} = \frac{T_{1k}}{T_s}; d_{2k} = \frac{T_{2k}}{T_s}; d_{0k} = \frac{T_{0k}}{T_s} \tag{II-27}$$

T_s : Période d'échantillonnage de l'onduleur.

T_{2k}, T_{1k}, T_{0k} Duree d'application dse vecteurs $\vec{v}_{1k} \vec{v}_{2k} \vec{v}_{0k}$ (ou \vec{v}_{7k})

à la sortie de l'onduleur.

$$T_s = T_{2k} + T_{1k} + T_{0k} \text{ et } d_{2k} + d_{1k} + d_{0k} = 1 \quad (\text{II-28})$$

Les equations suivantes peuvent être utilisées pour calculer les rapports d_{2k}, d_{1k} et d_{0k} :

$$d_{1k} = r_1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_1\right) \Rightarrow d_{jk} = r_k \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_1\right)$$

$$d_{2k} = 2 \cdot \sin(\theta_1) \Rightarrow d_{lk} = r_k \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right); k = 1,2; j = 1 \dots 6; l = 1 \dots 6; l \neq j \quad (\text{II-29})$$

$$d_{0k} = 1 - d_{1k} - d_{2k} \Rightarrow d_{0k} = 1 - d_{jk} - d_{lk}$$

Dans ces conditions, le vecteur v_{sk}^* peut avoir tous ses secteurs dans une forme hexagonale qui est limitée par les six positions discrètes du vecteur de tension de sortie V_{sk}^* . (Fig. II.12).

Afin d'éviter les harmoniques de tension causées par la forme non circulaire de l'hexagone, le vecteur v_{sk}^* doit être positionné à l'intérieur du cercle délimité par celui-ci, comme indiqué sur la fig. II.12.

La période d'échantillonnage T_s représente une fraction minimale de la période des tensions de référence. Elle correspond à un intervalle de largeur sur le diagramme vectoriel $(T_s/T) \cdot 2\pi$, appelé intervalle d'échantillonnage. Cet intervalle est représenté par la partie hachurée de la fig. II.12

Il existe plusieurs méthodes pour effectuer la séquence d'application des différents vecteurs pendant chaque période de mutation. La séquence est choisie pour atteindre deux buts distincts : réduire les harmoniques de la tension de sortie et réduire le nombre de commutations par période, c'est-à-dire réduire les pertes par commutation.

$$I \vec{v}_{0k} \vec{v}_{jk} \vec{v}_{lk} \vec{v}_{7k} I \vec{v}_{0k} \vec{v}_{lk} \vec{v}_{jk} \vec{v}_{0k} I \text{ Si } s=1,3 \text{ ou } 5 \quad (\text{II-30})$$

$$I \vec{v}_{0k} \vec{v}_{lk} \vec{v}_{jk} \vec{v}_{7k} I \vec{v}_{7k} \vec{v}_{jk} \vec{v}_{lk} \vec{v}_{0k} I \text{ Si } s=2,4 \text{ ou } 6$$

Les vecteurs de tension sont généralement utilisés pendant chaque période de T_{ij} dans un secteur spécifique i .

Les fonctions logiques liées aux interrupteurs peuvent être déduites à partir de cette séquence d'états.

Leurs formes sur une période d'échantillonnage dans l'un des secteurs sont indiquées sur la figure.II.13.

Il est observé que chaque interrupteur modifie son état seulement deux fois pendant la période d'échantillon

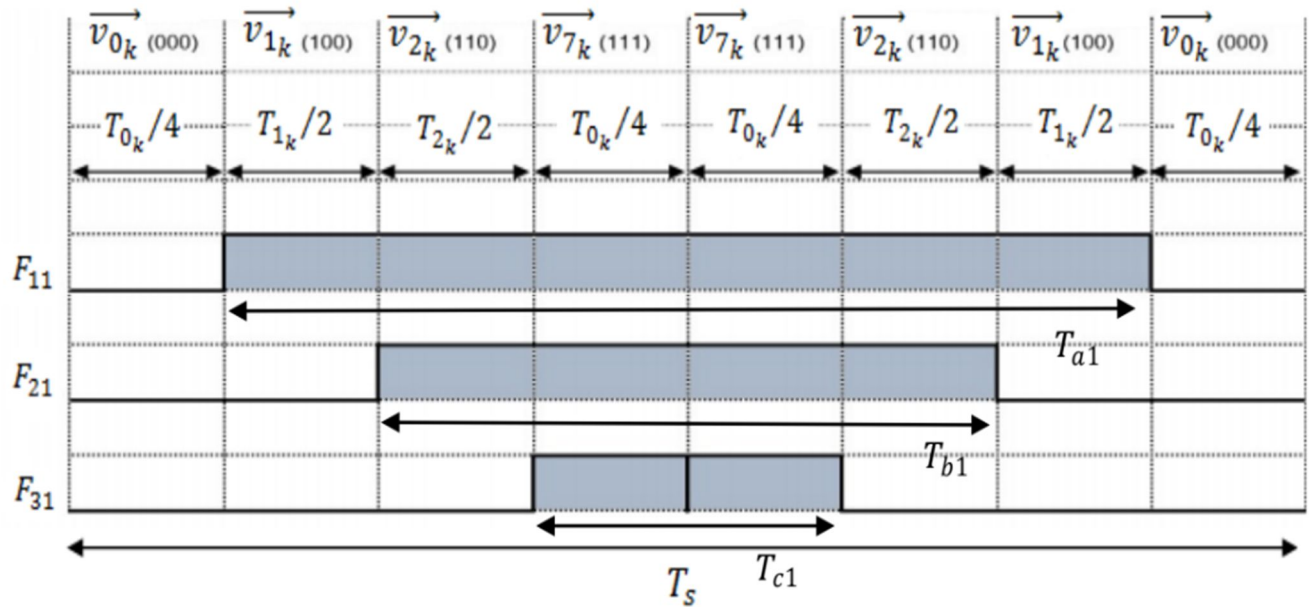


Fig.II.13- Forme de signaux de commande dans le secteur1

Stratégie de command

Le principe fondamental est basé sur la mise en œuvre de deux intervalles d'échantillonnage successifs pour alimenter les deux moteurs de manière alternante.

Le premier moteur est alimenté par l'un des six vecteurs de tension non nulle ($(v_1) \rightarrow (v_2) \rightarrow (v_3) \rightarrow (v_4) \rightarrow (v_5) \rightarrow (v_6) \rightarrow$ pendant la première période d'échantillonnage, tandis que le deuxième moteur est court-circuité par l'un des deux vecteurs de tension nulle (v_0, v_7). Pendant la deuxième période d'échantillonnage, et vice versa.

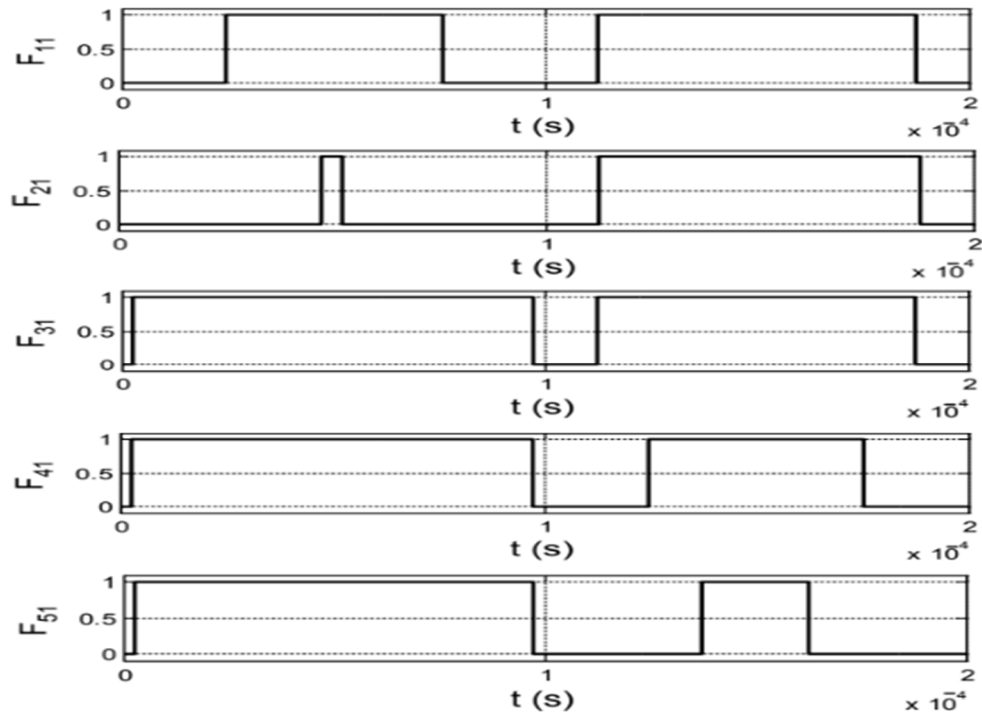


Fig. II.14- Forme des signaux de commande

Chaque moteur peut utiliser jusqu'à 50 % de la tension du bus continu, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} VUF_{1max} = VUF_{2max} = 0.5 \\ r_{1max} = r_{2max} = 1 \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

La tension du bus continu : $E = 600V$

La fréquence des tensions de référence : $f1 = 50 \text{ Hz}$, $f2 = 20 \text{ Hz}$

La fréquence d'échantillonnage : $fs = 10 \text{ kHz}$

Le taux de modulation des tensions de référence : $r1 = 0.9$, $r2 = 0.5$

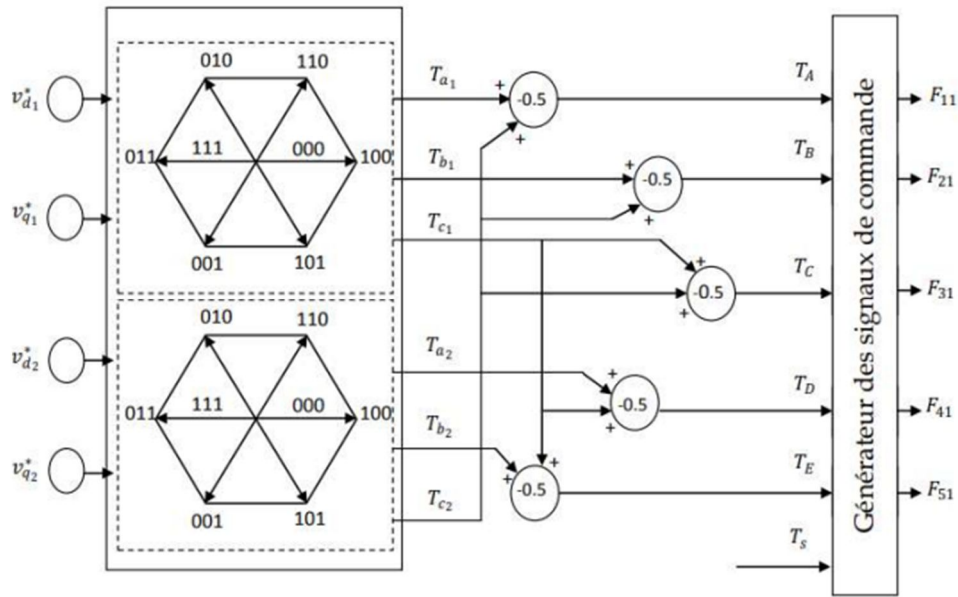


Fig. II.15-Schéma de principe de la stratégie

Cette stratégie utilise tous les 32 états possibles de l'onduleur à cinq bras. Les commandes d'un onduleur à cinq bras sont décrites dans la fig. (II.16).

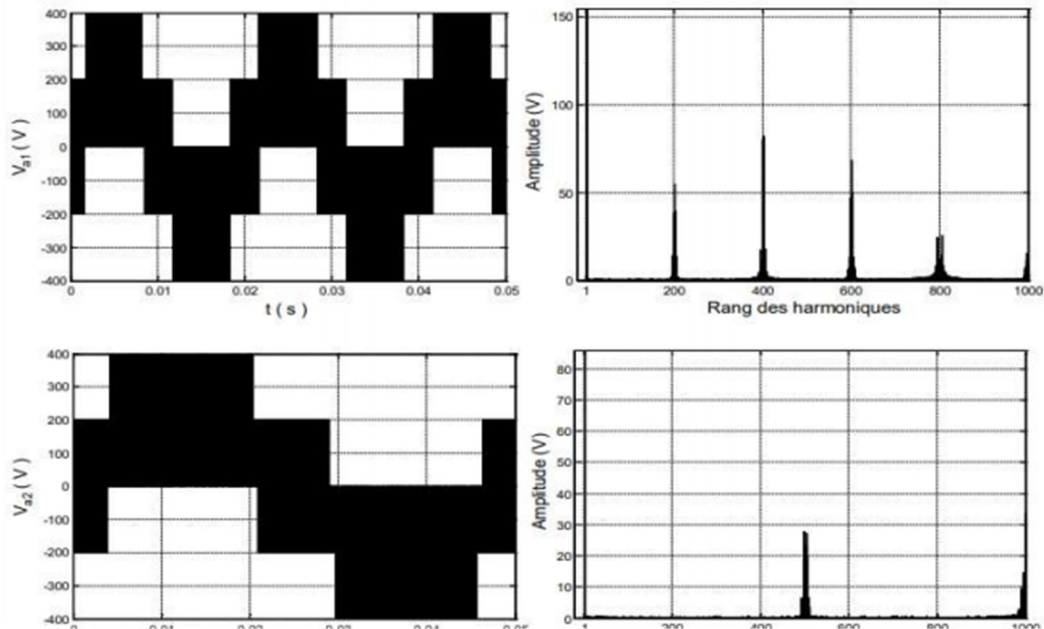


Fig.II.16-La tension simple et son spectre d'harmoniques des phases a1 et a2

Les tensions de sortie sont respectivement d'environ 156 V et 86 V. Par conséquent, les formes d'onde des tensions des phases a_1 et a_2 pour cette stratégie sont similaires à celles obtenues lors de la génération de ces tensions à partir d'un onduleur triphasé à deux niveaux avec une tension de bus continu complète ($600 \cdot r_k / \sqrt{3}$). Les harmoniques sont classées en familles centrées autour de 10 kHz et en multiples autour de 10 kHz.

Conclusion

Ce chapitre traite de diverses techniques de commande pour l'onduleur triphasé à cinq bras. Il est possible de piloter l'onduleur à l'aide de la modulation sinusoïdale ou de la modulation vectorielle, ce qui donne la possibilité de créer deux systèmes de tension triphasés, chacun avec sa propre fréquence et son propre taux de modulation.

Les résultats de la simulation de commande d'onduleur ont montré que la troisième stratégie de modulation sinusoïdale offre les meilleures performances. Cependant, la stratégie de modulation vectorielle est moins efficace en termes de contenu harmonique car elle n'utilise que 14 états parmi les 32 états disponibles de l'onduleur à cinq bras. Cependant, la deuxième méthode utilise tous les 32 états possibles de l'onduleur à cinq bras et permet de répartir le bus continu disponible en fonction des besoins de chaque moteur.

Chapitre III

Etude de l'association _ onduleur à cinq bras – deux MAS

III.1 Introduction :

Les systèmes d'entraînement multimoteurs à vitesse variable sont nécessaires pour un certain nombre d'applications industrielles. La plupart du temps, chaque moteur est connecté à un onduleur. Ce type de systèmes est présent dans les secteurs industriels tels que la minière, le textile, la papeterie et la sidérurgie. Le but de la recherche sur le convertisseur multi-bras, un nouvel élément de l'électronique de puissance, est d'optimiser la structure du convertisseur en réduisant le nombre de composants de puissance, ce qui entraîne une augmentation du volume et du câblage. [26]

III.2 Exemples d'application de multi-moteurs

III.2.1 Convoyeurs à bande

Par rapport aux autres formes de transport, les convoyeurs à bande sont les systèmes de manutention automatique les plus utilisés. Le mécanisme de transmission de puissance permet de déplacer des produits finis ou bruts d'un poste à un autre. La bande est fabriquée en tissu ou en plastique et est équipée de plusieurs tambours. Des rouleaux horizontaux ou des rouleaux en auge peuvent être utilisés pour soutenir et guider ces derniers, ou ils peuvent glisser sur une sole lisse. [27], [28].

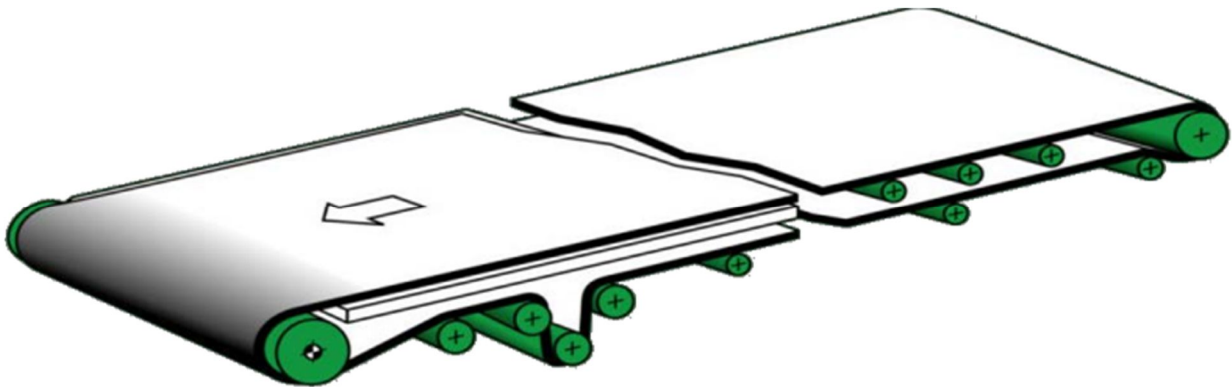


Fig.III.1. Conception d'un convoyeur à bande

Le schéma ci-dessous montre les principaux composants qui constituent un convoyeur à bande

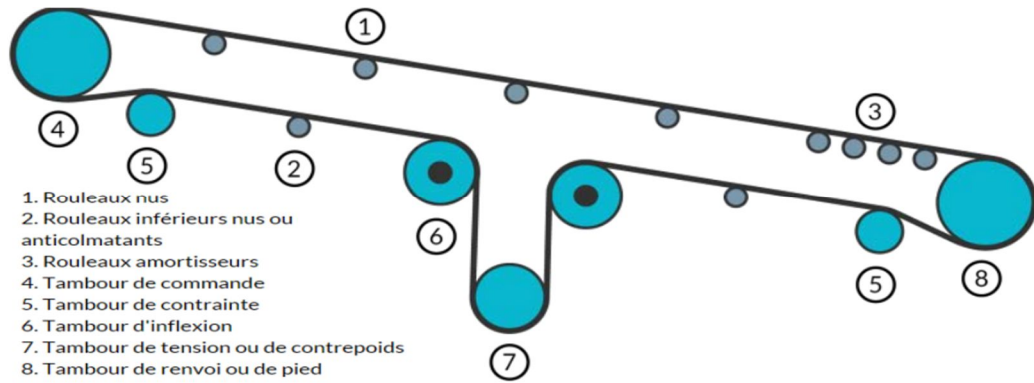


Fig.III.2. Les différents composants du convoyeur à bande

Pour les tambours, on trouve : tambour de commande, de renvoi et de contrainte, chacun à sa propre rôle. Elle peut être de conception conventionnelle ou équipée d'un tambour moteur, un ensemble fermé et protégé à l'intérieur d'un carter (moteur, boîte d'engrenages et roulements), qui entraîne directement la bande.[27]

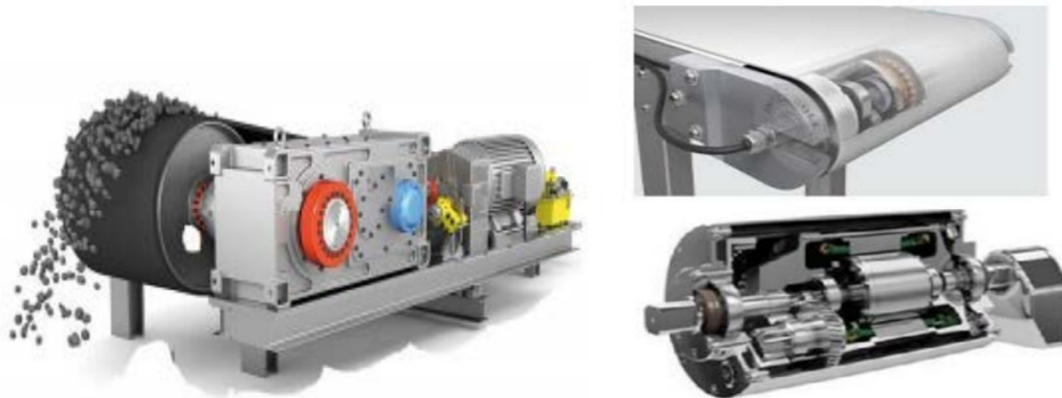


Fig. III.3. (a) Conception traditionnelle (b) Tambour motorisé

III.2.2 Système de transport de bande textile

Dans l'industrie textile, de nombreuses étapes sont nécessaires et la matière première et le produit intermédiaire sont généralement stockés sous forme de bobine avant la confection. Ainsi, le principe du déroulement-enroulement est un principe fondamental utilisé dans l'industrie textile. Remarquons l'importance de la motorisation pour chaque partie du système textile, comme la montre la figure III.4 du moteur M1 au moteur Mn. La vitesse de défilement et la tension exercée sur le produit tout au long de sa fabrication sont deux grandeurs qui doivent être considérées comme capitales. Par conséquent, veillez au bon réglage de la vitesse tout en maintenant un contrôle efficace de la tension. [29].

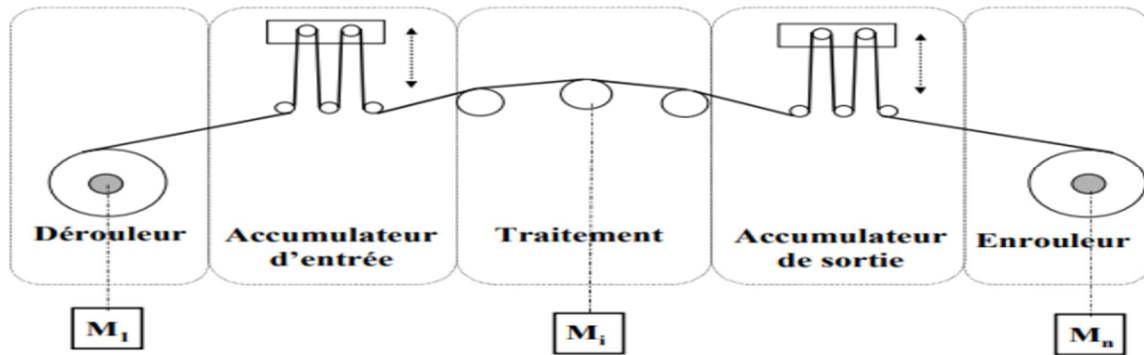


Fig.III.4. Synoptique général d'un procédé textile

Le rôle principal du dérouleur est d'introduire la matière dans le système. Au cours du cycle de travail, la quantité de matière sur le rouleau diminue, ce qui entraîne des variations de sa masse et de son rayon. De la même manière, l'enrouleur est chargé de récupérer le produit traité. Au démarrage, le rouleau d'enroulement est vide et se remplit progressivement à mesure de l'avancement. Afin d'assurer un enroulement de qualité, il est essentiel que la vitesse linéaire à l'arrivée sur l'enrouleur soit constante, de même que l'effort de tension exercé sur le matériau. De plus, pour garantir un traitement optimal du produit, le dérouleur doit délivrer la matière à une vitesse et une tension constante. Lorsque le dérouleur est vide, il est nécessaire d'arrêter le processus afin de remplacer le rouleau. [29].

III.2.3 Principe du tissage

Pour produire un tissu de haute qualité, divers traitements sont utilisés, tels que le tissage. Le tissu est une étoffe formée par l'entrecroisement de fils de chaîne et de trame. Le processus de tissage de base est illustré à la figure III.5. Une source de fils dispose les fils de chaîne dans le sens longitudinal de la machine et les fils de trame dans le sens transversal. Les machines à tisser sont utilisées pour créer ces tissus en entrecroisant les fils dans la direction x (chaîne) avec les fils dans la direction y (trame). [30]

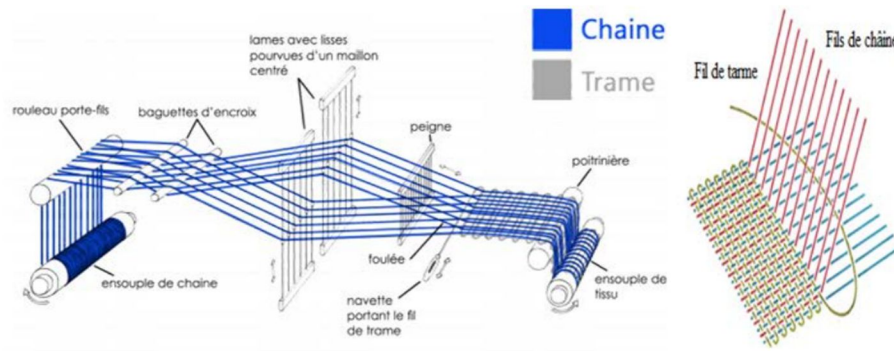


Fig.III.5. Schéma du principe du processus de tissage

III.2.4 VEHICULE ELECTRIQUE A DEUX ROUES MOTRICES

Un véhicule électrique à deux roues motrices est équipé de deux roues en avant qui sont indépendantes et rigides au pivotement. La traction et la direction du véhicule sont assurées par les deux roues, avec un module électrique de différentiel de vitesses.

La configuration à deux roues motrices est principalement motivée par le manque d'actionneurs pour la traction et la direction du véhicule. Elle a une structure mécanique relativement simple et ne nécessite presque aucun mécanisme de transmission de puissance motrice ou de système de direction complexe. Les consignes de couples différentiels orientent alors la direction du véhicule électriquement. [31-32]

La fig.III.6 représente la structure d'un véhicule à deux roues motrices. Roues

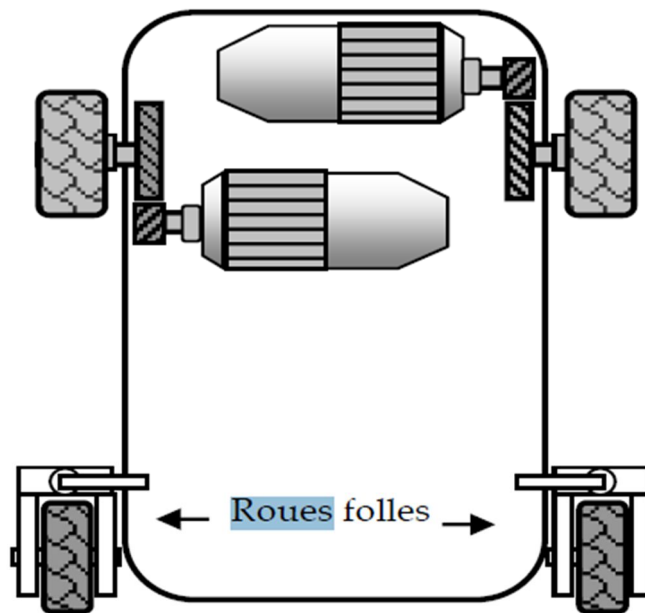


Fig.III.6. Véhicule a deux roues motrices

III.2.5 APPLICATION AU VEHICULE ELECTRIQUE

Nous avons associé le modèle dynamique du véhicule à la chaîne de traction électrique, qui est composée d'un onduleur à cinq bras à structure z-source, dans le contexte des véhicules électriques.

L'effort total F_t nécessaire à l'avancement du véhicule est la somme des différentes composantes issues du bilan des forces mécaniques appliquées au véhicule. [33].

$$F_t = F_{aero} + F_{roul} + F_{pente} + F_{acc}$$

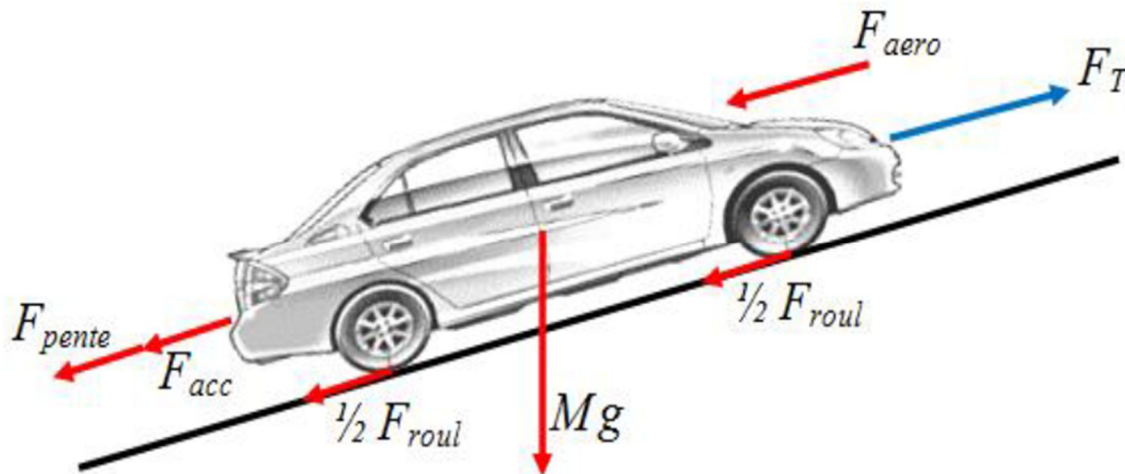


Fig.III.7. Les forces sur le véhicule

III.3. Association entre onduleur à cinq bras ET deux MAS :

L'onduleur cinq bras est similaire à deux onduleurs trophées, avec un bras commun entre les deux et deux commandes MLI pour chaque onduleur. Il peut générer six tensions chaque trois avec une valeur de fréquence, ce qui permet aux deux machines de tourner à deux vitesses différentes, comme nous le montrons dans la simulation suivante :

On va simuler le fonctionnement des deux MAS avec un onduleur cinq bras, la 1^{ère} machine fonctionne avec une fréquence de rotation $\omega_s = 2\pi * 50 \text{ rad/s}$ et la 2^{ème} machine fonctionne avec une fréquence de rotation $\omega_s = 2\pi * 25 \text{ rad/s}$.

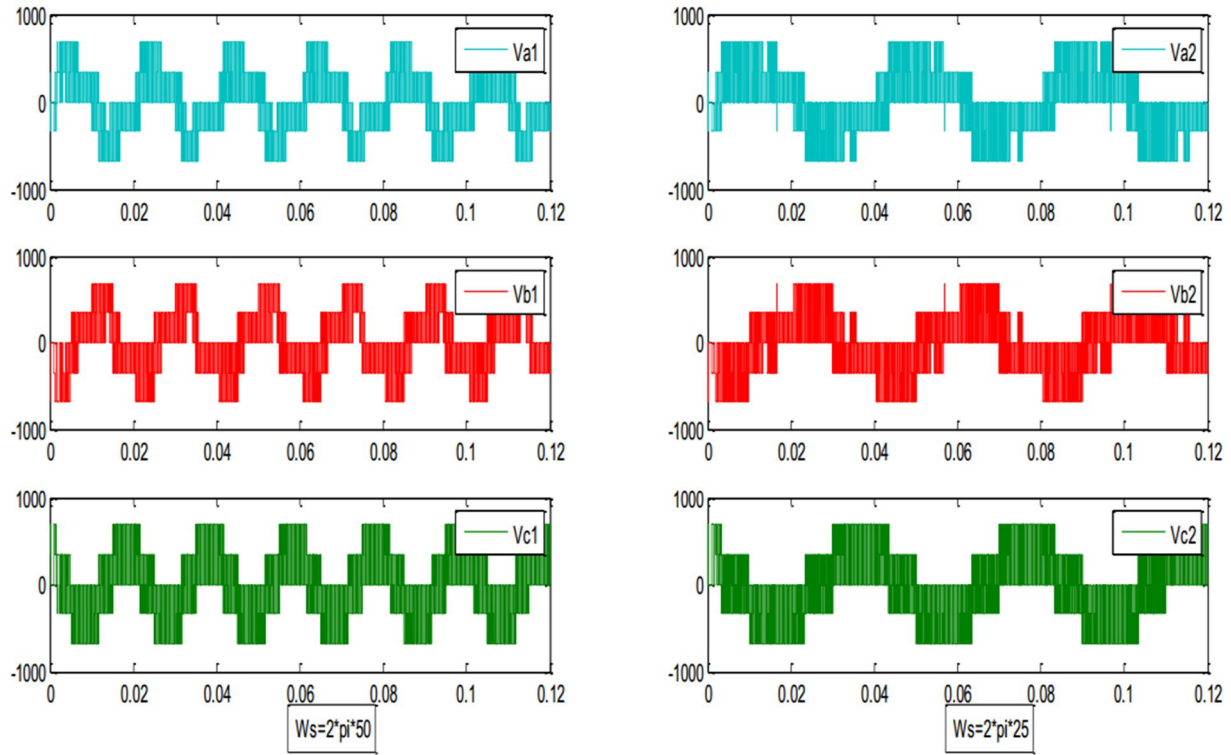


Fig.III.8.-Les tensions de sortie d'onduleur cinq bras.

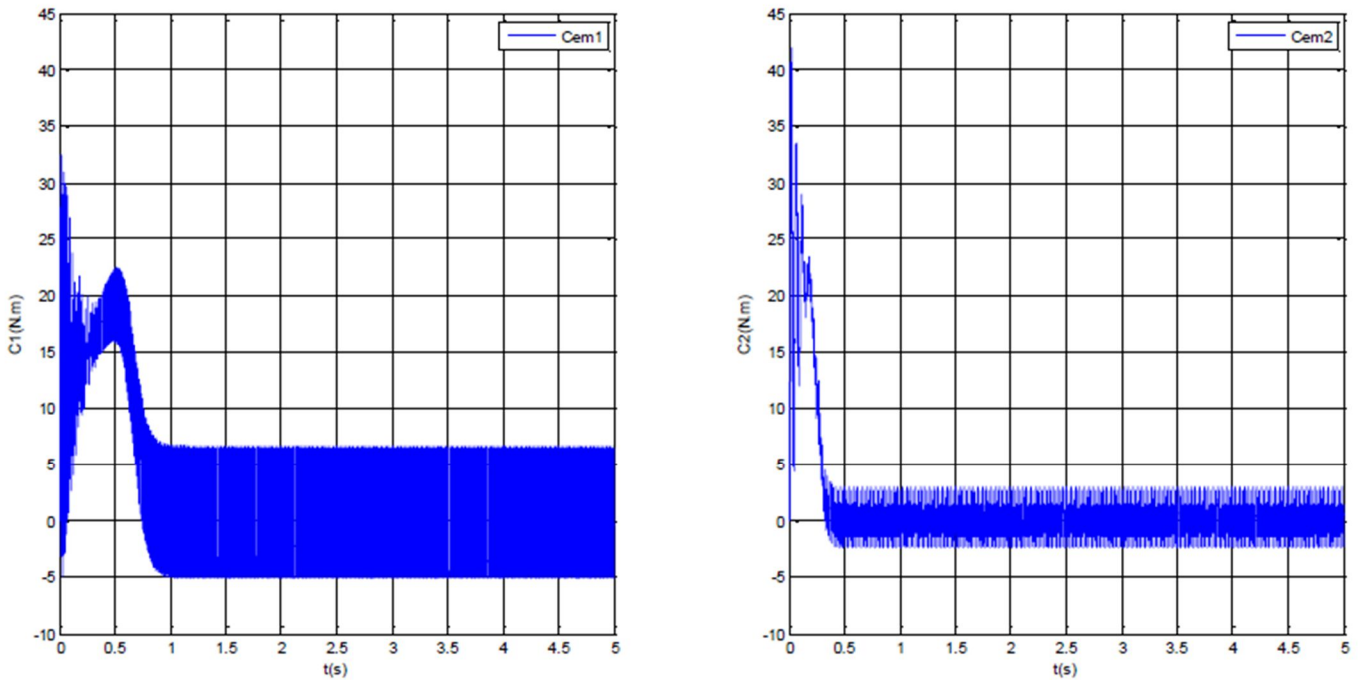


Fig.III.9- les couples des MAS1 et MAS2

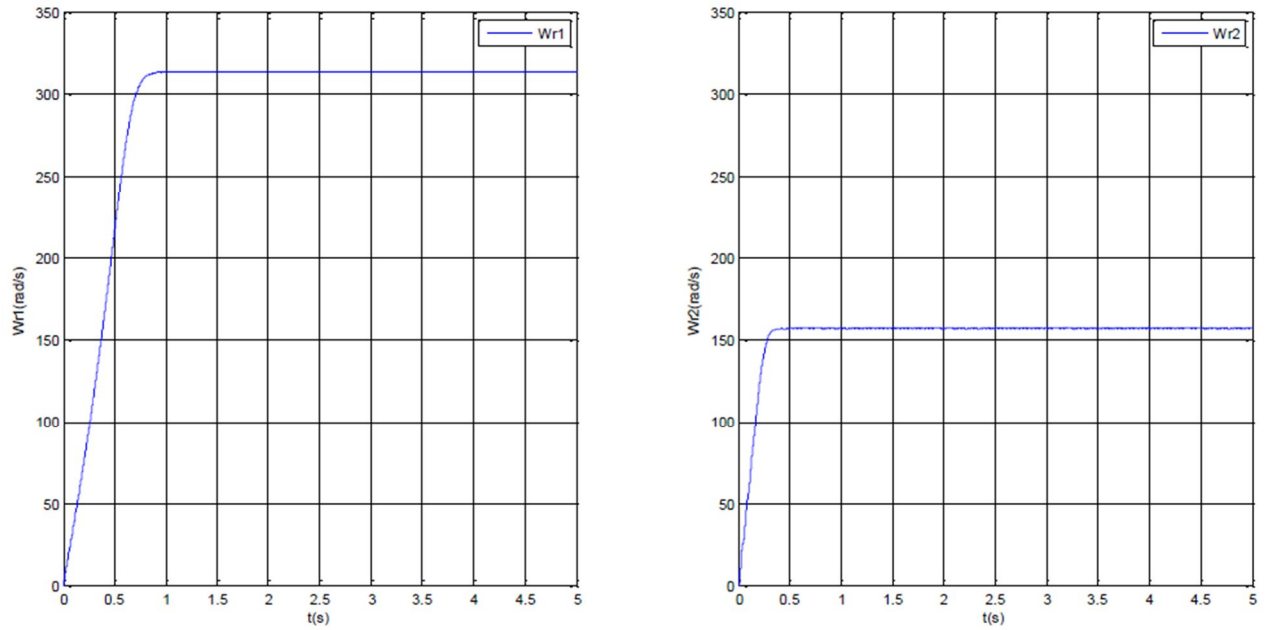


Fig.III.10-les vitesses des MAS1 et MAS2

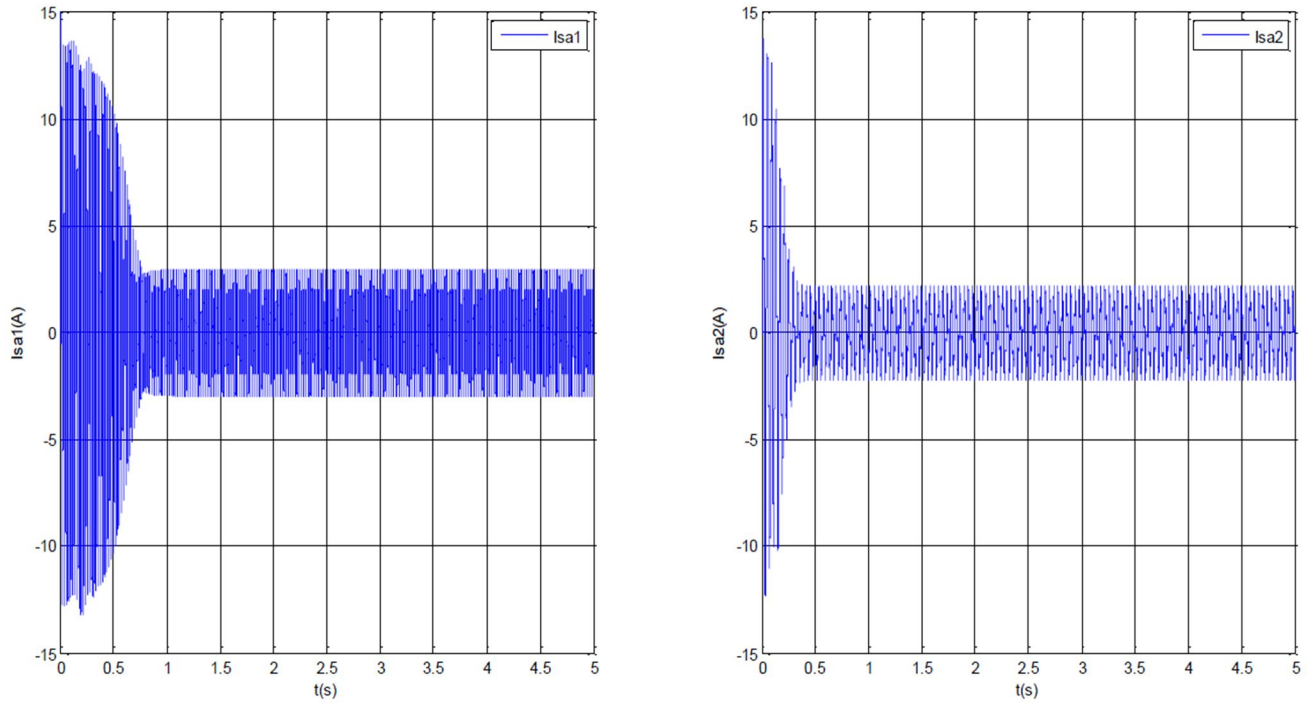


Fig.III.11-.Les courants I_{as} des MAS1 et MAS2

Selon la simulation, il est possible d'alimenter deux MAS à deux vitesses différentes à l'aide d'un onduleur à cinq bras.

Cependant, il est noté que la deuxième machine ne produit pas de courbes de courant correctes dans le régime permanent, et il n'y a pas de signal sinusoïdal. On applique aux systèmes étudiés des commandes telles que la commande scalaire, vectorielle ou DTC pour résoudre ce type de problème.

Conclusion :

Dans ce chapitre présente des exemples de domaines industriels. En effet, l'intégration d'un onduleur à cinq bras avec deux machines asynchrones.

Les résultats des simulations de cette association démontrent la nécessité d'ajouter une commande appropriée pour améliorer les performances.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Conclusion générale

Nous avons exploré dans notre mémoire une approche visant à étudier plus en profondeur les possibilités inhérentes d'un système mono convertisseur multi-machines, Cependant, cette vision présente des difficultés en raison de la complexité de la commande.

Notre étude s'est concentrée sur les applications de type de système. Nous avons d'abord modélisé la machine asynchrone à l'aide des hypothèses simplificatrices courantes, puis modélisé l'alimentation par un onduleur à deux niveaux commandés par une modulation de la largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale. Un ensemble d'équations différentielles dont les coefficients varient dans le temps représente le système développé. Même avec des outils informatiques, résoudre ce système est difficile.

Ainsi, il faut effectuer un changement de base, et la conversion de ce modèle dans le repère de Park permet d'obtenir un système d'équations plus simple à exploiter. Après cela, nous avons simulé l'alimentation directe d'une machine asynchrone, et les résultats de la simulation ont confirmé notre modèle.

Nous avons réalisé une étude de la modélisation de l'onduleur cinq bras suivie par la simulation de sa commande.

Enfin, nous avons réalisé une simulation de la l'association de l'onduleur cinq bras avec deux machine asynchrones triphasés.

Perspectives :

- Comme perspectives de ce travail, on propose :
- Étude détaillée d'un système parmi les trois exemples cités, à base de l'onduleur multi-bras.
 - Application des techniques de l'intelligence artificielle sur ces systèmes.

Références Bibliographiques

Référence Bibliographe

- [1] Charlemagne. S, « Modélisation et commande d'un système de transport de bande textile, application des concepts multi-machines », Thèse de doctorat, université d'EL-Manar à Tunis, 2003.
- [2] Kimura. Y, Hizumz. M, Matsuse. K, « Independent vector control of PM motors with five-leg inverter by expanded two arm modulation method », Power Electronics and Applications, 2005 European Conference.
- [3] Martin. J, Slobodan. N V, Drazen. D, Emil. L, Wright. P, « Five-leg inverter PWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications », Electric Power Applications, IET, 2008, Vol. 2, No. 5, pp. 275–287.
- [4] Drazen. D, Martin. J, Slobodan. N V, Emil. L, « A general PWM methode for a (2n+1)-leg inverter supplying n three-phase machines », Industrial Electronics, IEEE Transactions 2009.
- [5] Bouhoune. K, « Application de nouvelles techniques de commandes aux machines asynchrones : monophasée et triphasé », Thèse de magister, université Houari Boumediene, Alger 2005.
- [6] Belhadef. R et Boutaya. B, « Commande vectorielle et par logique floue de la machine asynchrone sans capteur » Mémoire d'ingénieur d'état, ENP, Alger 2008.
- [7] Infineon Technologies AG « Explanation discrete IGBTs ' datasheets », V1.0, 2015.
- [8] Gabriel Buche, “ Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel Matlab/Simulink,” Mémoire D'ingénieur C.N.A.M. En Automatismes Industriels 7 /03/2001centre Régional Associé De Grenoble (C.U.E.F.A)
- [9] TOUFTI. R, “CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE, thèse de doctorat. En machine électrique 2008 UNIVERSITÉ MENTOURI CONSTANTINE
- [10] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ",Thèse de master, Université de Batna,2012.
- [11] A. MEGHNOUS, M. MEKRACHE, “DIAGNOSTIC DES DEFAUTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE. Diplôme d'ingénieur. En Automatique 2009 ECOLE NATIONALE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE ALGER
- [12] Andrzej M. TRZYNADLOWSKI, ‘Control of Induction Motors’, Academic Press, ISBN 0-12-701510-8, Nevada, USA, 2001.

Référence Bibliographe

- [13] Cherier.F, Amade. G, « Modélisation en vue du diagnostic des défauts dans une machine asynchrone » mémoire d'Ingénieur d'Etat, Université M'hamed Bougara-Boumerdès, 2009.
- [14] H. TAMRABET, "Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [15] Tamrabet Hanene " Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [16] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004].
- [17] Benyahia. M, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister, Université de Batna 2001].
- [18] R. Mohamed, "Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002].
- [19] Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ". PFE, Université M'sila, 2003].
- [20] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004].
- [21] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction ", Thèse de master, Université de Batna, 2012].
- [22] Paul-Etienne Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004].
- [23] B. Abderrahmane, F. Laid" Estimation de la vitesse d'une machine asynchrone à cage", Thèse de master, Université de Ghardaïa, 2022].
- [24] Jun Zhang "Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System" Doctor of Philosophy thesis, The University of New South Wales Aug 2006.
- [25] Depenbroak 88. "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 4. Oct. 1988.

Référence Bibliographe

- [26] Kazuo.O, Yusuke.O, Hisao.K, Ichiro.M, Kouki.M, « Characteristic of independent two AC motor drives fed by a five-leg inverter », Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009.IEEE.
- [27] Barkati. S, « Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d'une machine asynchrone », Thèse de doctorat, ENP, Alger 2008.
- [28] Wiley. J, « Advanced power electronics converters, PWM converters processing AC voltages », IEEE Press, 2015.
- [29] Hamaizi. N, « Contrôle et réglage de la vitesse du convoyeur à bande pendant le régime transitoire », Mémoire de master, université Annaba, 2018.
- [30] Meziane. R, Mouhli. T, « Etude M' mécanique et 'électrique d'un convoyeur à bande afin d'augmenter sa charge », Mémoire de master, Université de Bejaia 2013.
- [31] Charlemagne. S, « Modélisation et commande d'un système de transport de bande textile, application des concepts multi-machines », Thèse de doctorat, université d'EL-Manar à Tunis, 2003.
- [32] Almohamad. R, « Étude du tissage hybride multicouche : réalisation d'une machine par une approche multi-axes synchronisés », Thèse de doctorat, université de haute alsace, 2014.
- [33] Nouh Aiman, « Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers ». Thèse doctorat 26 mars 2008

Résumé

La commande DTC est une méthode avancée pour contrôler précisément le couple et la vitesse d'un moteur asynchrone. Ce mémoire examine les principes fondamentaux de la commande DTC, y compris les étapes de modulation de tension et la sélection des vecteurs de tension pour obtenir un contrôle optimal du couple et de la vitesse. Il explore également les avantages et les limitations de cette technique.

En outre, ce mémoire présente une autre approche de commande qui utilise une modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour générer des signaux de tension sinusoïdaux à partir des signaux triangulaires. Cette technique permet d'alimenter les moteurs asynchrones avec une tension de sortie de l'onduleur de meilleure qualité, réduisant ainsi les harmoniques et améliorant l'efficacité du système.

Le mémoire décrit ensuite l'architecture du système à deux moteurs asynchrones alimentés par l'onduleur à cinq bras, en utilisant le logiciel MATLAB pour simuler des expériences précédentes afin d'observer les résultats et prendre des notes.

Mots clé : commande de (DTC), l'onduleur cinq bras, mono-convertisseur, multi-machine.

الأمر (للتحكم بدقة في العزم) هو طريقة متقدمة للتحكم بدقة في العزم والسرعة لمحرك غير متزامن. نستكشف في هذه المذكرة المبادئ الأساسية للأمر (للتحكم بدقة في العزم)، بما في ذلك خطوات تعديل الجهد واختيار متجهات الجهد لتحقيق التحكم الأمثل في العزم والسرعة. كما يستكشف المزايا والقيود لهذه التقنية... بالإضافة إلى ذلك، يقدم هذا المذكرة نهجًا آخر للتحكم يستخدم (تعديل عرض النبض) لتوليد إشارات جهد موج جيبية من إشارات مثلثية. تسمح هذه التقنية بتغذية المحركات غير المتزامنة بجهد خارجي من عاكس جودة أفضل، مما يقلل من التوافق ويحسن كفاءة النظام... يصف المذكرة أيضًا بنية نظام يحتوي على اثنين من محركات غير متزامنة يتم تغذيتهما بواسطة عاكس خماسي الأذرع، باستخدام برنامج ماطلاب لمحاكاة التجارب السابقة للتحقق من النتائج وإجراء الملاحظات. كليات مفتاحية: التحكم بدقة في العزم. عاكس خماسي الأذرع. محول أحادي آلة متعددة.

DTC control is an advanced method for precisely controlling the torque and speed of an asynchronous motor. This paper examines the fundamental principles of DTC control, including the steps of voltage modulation and selection of voltage vectors to achieve optimal control of torque and speed. It also explores the advantages and limitations of this technique.

Additionally, this paper presents another control approach that uses pulse width modulation (MLI) to generate sinusoidal voltage signals from triangular signals. This technique allows asynchronous motors

to be powered with a higher quality output voltage from the inverter, thereby reducing harmonics and improving system efficiency.

The paper then describes the architecture of a system with two asynchronous motors powered by a five-arm inverter, using MATLAB software to simulate previous experiments in order to observe results and take notes.

Keywords: DTC control, five-arm inverter, mono-converter, multi-machine.