

**République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique**



**Université d'EL-Oued
Faculté des Sciences et de la Technologie**

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

MASTER ACADEMIQUE

**Domaine : Sciences et de la Technologie
Filière : Génie Électrique
Spécialité: Commande Électrique**

Thème

**ÉTUDE ET SIMULATION D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE ALIMENTÉ PAR UN
ONDULEUR DE TENSION À CINQ NIVEAUX**

Dirigé par:

✍ Mr. ZELLOUMA LAÏD

Réalisé par:

✍ BAKER ADEL

✍ GUEDDOURI ABDELHAK

2012-2013

Remerciements.....	I
Dédicaces	II
Résumé.....	III
Liste des Figures.....	IV
Notation et symbole.....	VI
Introduction générale	1

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I .1. Introduction	3
I .2. Généralités sur les machines asynchrones triphasées	3
I .2.1. Définition.....	3
I.2.2. Description.....	3
I.3. Modélisation du moteur asynchrone.....	4
I.3.1. Hypothèse simplificatrice... ..	4
I.3.2. Mise en équations	4
a- Equation électriques.....	5
b- Equation magnétiques.....	6
c- Equations mécanique.....	7
I.4. Transformation de Park.....	8
a- Equation électriques.....	9
b- Equation magnétiques.....	10
c- Expression du couple électromagnétique et la puissance.....	10
I .5. Choix du référentiel.....	11
I .5.1. Référentiel immobile par rapport au stator.....	12
I .5.2. Référentiel immobile au rotor.....	13
I .5.3. Référentiel immobile au champ tournant.....	14
I .6. Mise en équation d'état.....	15
I .7. Equations mécaniques.....	16
I.8. Conclusion.....	17

CHAPITRE II

MODÉLISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ NPC À CINQ NIVEAUX

II.1.	Introduction.....	18
II.2.	Modélisation de l'onduleur NPC à cinq niveaux.....	18
II.2.1.	Structure de l'onduleur à cinq niveaux.....	18
II.2.2.	Différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux.....	20
II.2.3.	Hypothèse.....	22
II.2.4.	Commande complémentaire.....	22
II.2.5.	Fonction de connexion.....	22
II.2.6.	Modélisation des valeurs instantanées.....	23
II.3.	Conclusion.....	25

CHAPITRE III

STRATÉGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ NPC À CINQ NIVEAUX

III.1.	Introduction.....	26
III.2.	Stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux.....	26
III.2.1.	Commande en pleine onde.....	26
III.2.2.	Commande triangulo-sinusoïdal à une porteuse.....	27
III.2.3.	Commande triangulo-sinusoïdal à deux porteuses Unipolaires.....	28
III.2.3.1.	Algorithme de commande.....	29
III.2.4.	Stratégies triangulo sinusoïdal à quatre porteuses.....	31
III.2.4.1.	Algorithme de stratégies 4 porteuses pour cinq niveaux	31
III.2.4.2.	Variation d'indice de modulation.....	31
III.3.	Conclusion.....	33

CHAPITRE IV
SIMULATION DE LA MAS - ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX

IV.1.	Introduction.....	34
IV.2.	Simulation de L'onduleur NPC à Cinq Niveaux	34
IV.2.1.	Simulation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.....	35
IV.2.1.1.	Commande par la modulation triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.....	36
IV.2.1.2.	Analyse spectrale.....	38
IV.3.	Simulation de l'association onduleur NPC à cinq niveaux – MAS	38
IV.3.1.	Schéma de simulation.....	38
IV.3.2.	Les résultats de simulation.....	39
IV.3.3.	Interprétation des résultats.....	40
IV.4.	Conclusion	41
 Conclusion générale		42
 Annexe : Paramètres de la machine asynchrone		
BIBLIOGRAPHIE		



Remerciements

À l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos sincères remerciements premièrement à dieu tout puissant qui nous à donné la santé, la volonté et la patience, ensuite à notre promoteur monsieur Dr. ZELLOUMA LAÏD pour son dévouement incessant permettre l'accomplissement de ce travail.

Qu'il nous soit permis aussi d'exprimer nos vifs Remerciements et notre gratitude à tous ceux qui ont accepté de juger ce travail, ainsi qu'à ceux qui nous ont aidé de près comme de loin pour le mène à bien.



DEDICACE

*Nous dédions ce modeste mémoire à mes parents qui
ont su nous soutenir tout au long de nos études, parfois
nous reconforter
dans les moments difficiles, et qui sans eux nous n'aurions
pu effectuer ce travail.*

Nous dédions ce modeste travail :

A nos frères, et nos sœurs.

A toutes mes familles.

A tous nos fidèles amis :

A toute la promotion 2013.

*Notre dédicace va également à ceux qui ont participer
de près ou de loin à l'aboutissement de nos efforts .*



MEMOIRE DE FIN D'ÉTUDE

PRESENTE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME DE MASTER
ACADEMIQUE

OPTION: COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par : **Dr. ZELLOUMA LAÏD**

Présenté par : **BAKER ADEL**
 GUEDDOURI ABDELHAK

THÈME

**ÉTUDE ET SIMULATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE
ALIMENTÉ PAR UN ONDULEUR DE TENSION
À CINQ NIVEAUX**

Résumé :

Ce mémoire est consacré à l'étude de l'association entre la machine asynchrone et l'onduleur à structure NPC cinq niveaux.

Le modèle mathématique de la machine asynchrone est établi sous les hypothèses simplificatrices en utilisant la transformation de Park.

Les stratégies de commande MLI sont choisies de telles manières pour que les tensions obtenues soient de plus en plus proches de celles de référence.

La modulation sinusoïdale à quatre porteuses est efficace pour la réduction des harmoniques.

Mots clés: *commande MLI ; la réduction des harmoniques ; machine asynchrone .*

CHAPITRE I

Figure I.1. Modèle généralisée de la MAS triphasé.....	04
Figure I.2. Passage repère triphasée au repère biphasée.....	08
Figure I.3. Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel ($\alpha \beta$).....	12
Figure I.4. Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel ($x y$).....	13
Figure I.5. Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel ($d q$).....	14

CHAPITRE II

Figure II.1. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire diode-transistor.....	19
Figure II.2. Onduleur à cinq niveaux à structure NPC.....	19
Figure II.3. Les différentes configurations possibles pour un bras k De l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.....	21

CHAPITRE III

Figure III.1. Séquence de commande des interrupteurs.....	26
Figure III.2. La tension V_{am} et ses cinq niveaux, ainsi que la tension V_a de la première phase de l'onduleur à cinq niveaux.....	27
Figure III.3. Le spectre fréquentiel discret de la tension V_a	27
Figure III.4. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdal à une porteuse ainsi que la tension V_{am} ($m = 6$, $r = 0.8$).....	28
Figure III.5. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdal à deux porteuses unipolaires, ainsi que la tension V_{am} ($m = 4$, $r = 0.8$).....	29

LISTE DES FIGURES

Figure III.6. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=6$, $r=0.8$).....	30
Figure III.7. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=24$, $r=0.8$).....	30
Figure III.8. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=25$, $r=0.8$).....	30
Figure III.9. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=6$, $r=0.8$).....	32
Figure III.10. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=12$, $r=0.8$).....	32
Figure III.11. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=13$, $r=0.8$).....	32

CHAPITRE IV

Figure IV.1. Circuit de simulation de l'onduleur NPC à cinq niveaux.....	34
Figure IV.2. Circuit de simulation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.....	35
Figure IV.3. Les tensions de références et la porteuse de l'onduleur à cinq niveaux.....	36
Figure IV.4. Génération des signaux de commande par la modulation sinusoïdale à quatre porteuses (Onduleur NPC à cinq niveaux).....	36
Figure IV.5. Les tensions simples (V_{ao} , V_{bo} , V_{co}) de l'onduleur à cinq niveaux.....	37
Figure IV.6. Les tensions simples aux bornes de la machine (V_{an} , V_{bn} et V_{cn}).....	37
Figure IV.7. La tension de phase V_{an} et son spectre d'un onduleur à cinq niveaux à MLI sinus-triangle à quatre porteuses pour ($m=20$ et $r=0.8$).....	38

LISTE DES FIGURES

Figure IV.8. Schéma bloc de l'association MAS – Onduleur à cinq niveaux.....39

Figure IV.9. Résultats de simulation de la MAS – Onduleur à cinq niveaux

lors de démarrage à vide.....39

Figure IV.10. Résultats de simulation de la MAS – Onduleur à cinq niveaux

lors de démarrage en charge.....40

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

1. Machine asynchrone

a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
$[P]$	Matrice de Park.
$\alpha(rad)$	Angle entre le stator et le rotor.

Grandeurs électriques et magnétiques au stator

$V_s(V)$	Tension statorique.
$V_{sabc}(V)$	Tension statorique phase a, b ou c.
$V_{sdq}(V)$	Tension statorique sur l'axe d ou q.
$I_s(A)$	Courant statorique.
$i_{sabc}(A)$	Courant statorique phase a, b ou c.
$i_{sdq}(A)$	Courant statorique sur l'axe d ou q.
$R_s(\Omega)$	Résistance statorique par phase.
$l_s(H)$	Inductance propre statorique par phase.
$M_s(H)$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$L_s(H) = l_s - M_s$	Inductance statorique par phase.
$\varphi_{sabc}(Wb)$	Flux statorique phase a, b ou c.
$\varphi_{sdq}(Wb)$	Flux statorique sur l'axe d ou q.

Grandeurs électriques et magnétiques au rotor

$V_r(V)$	Tension rotorique.
$V_{rabc}(V)$	Tension rotorique phase a, b ou c.
$V_{rdq}(V)$	Tension rotorique sur l'axe d ou q.
$I_r(A)$	Courant rotorique.
$i_{rabc}(A)$	Courant rotorique phase a, b ou c.
$i_{rdq}(A)$	Courant rotorique sur l'axe d ou q.
$R_r(\Omega)$	Résistance rotorique par phase.
$l_r(H)$	Inductance propre rotorique par phase.
$M_r(H)$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$L_r(H) = l_r - M_r$	Inductance rotorique par phase.
$\varphi_{rdq}(Wb)$	Flux rotorique sur l'axe d ou q.

$M = (3/2).M_{sr}(H)$	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
$M_{sr}(H)$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont aligné
P	Nombre de pôles.
$\omega_r(rad/s)$	Pulsation électrique rotorique.
$\Omega_r(rad/s)$	Vitesse mécanique rotorique.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_r L_s)$	Coefficient de dispersion.
$T_r = L_r / R_r(s)$	Constant de temps rotorique.
$T_s = L_s / R_s(s)$	Constant de temps statorique.
$J(kg.m^2)$	Moment d'inertie des parties tournantes.
$f(Nm.s.rad^{-1})$	Coefficient de frottements visqueux.
$C_e(N.m)$	Couple électromagnétique.
$C_r(N.m)$	Couple résistant.

2. Onduleur

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
NPC	Neutral Point Clamping
$U_c(V)$	Source de tension continue de l'onduleur.
$V_{ABCM}(V)$	Tension de demi-bras A, B ou C
$V_{ABC}(V)$	Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C.
$V_{réf123}(V)$	Tension de référence 1, 2 ou 3 (sinusoïdal).
$V_m(V)$	Amplitude de la tension de référence.
$V_p(V)$	Porteuse triangulaire.
$V_{pm}(V)$	Amplitude de la porteuse triangulaire.
$\omega(rad/s)$	Pulsation électrique.
$f_{réf}(Hz)$	Fréquence de la tension de référence.
$f_p(Hz)$	Fréquence de la porteuse triangulaire.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
$H_f(V)$	Harmonique fondamental.
$h_n(V)$	Harmonique de rang n.

$$THD = \sqrt{\sum_{n=3}^i h_n^2} / H_f \quad \text{Taux de distorsion harmonique.}$$

LISTE DES TABLEAUX

Tableau (II.1). Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k	20
Tableau (II.2). logique de la commande des interrupteurs.....	23
Tableau III.1. logique de la commande des interrupteurs.....	29

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les processus électriques de puissance fonctionnant sous moyenne ou haute tension exigent généralement une source de tension triphasée réglable en amplitude et parfois même en fréquence. Ces sources de tension peuvent être réalisées par des onduleurs à deux niveaux. Cependant, cette solution nécessite le groupement en série et/ou en parallèle de plusieurs composants électroniques de puissance qui techniquement peuvent poser des problèmes suite à la dispersion des caractéristiques de ces composants.

Pour palier à ce problème, une nouvelle structure est mise en œuvre, grâce à l'évolution remarquable des performances des semi-conducteurs, à savoir la structure d'onduleur multi-niveaux.

Parmi les topologies multi-niveaux ont été proposées, certaines sont difficiles à réaliser. Il faut noter que la structure à cinq niveaux présente l'avantage essentiel de fournir la haute tension sous des contraintes électriques admissibles pour les composants électroniques.

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statiques qui représentent le véritable cœur de tous systèmes électriques.

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu-alternatif. La source d'entrée peut être du type source du courant ou de la tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la fréquence qui est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

Notre étude relative au traitement de l'alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur cinq niveaux, est constituée de quatre chapitres :

Le premier sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée par le réseau. Dans celui-ci nous allons tirer toutes les équations nécessaires de cette machine.

Dans le deuxième, nous présentons la modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Dans le troisième nous présentons les différentes stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur.

Quant au dernier, on montre les résultats de l'association de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC et la machine asynchrone.

I.1. Introduction

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible de modèle réel [1].

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande [2].

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies [3]:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et en fin vérifier sa validité.

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de park .la deuxième partie sera consacrer sur la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont données en annexe .

I.2. Généralités sur les machines asynchrone triphasées

I.2.1. Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique .La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I.2.2. Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor .Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° .La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

I.3. Modélisation du moteur asynchrone

I.3.1. Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [4] :

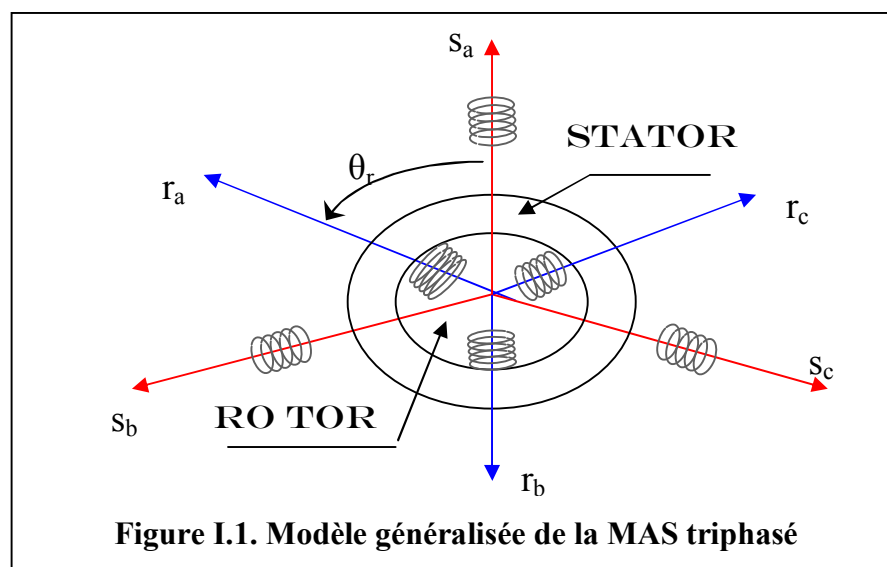
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes des ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I.3.2. Mise en équations

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donner par la figure (I.1).



Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

a-Equations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I.01)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I.02)$$

En désignant par:

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

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

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

r_s : Résistance d'une phase statorique.

r_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (I-01) et (I-02) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.03)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [r_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.04)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.05})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.06})$$

b-Equation magnétiques

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit:

Pour le stator:

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.07})$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{I.08})$$

Telque:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{I.09})$$

On désigne par:

Matrice des inductances statoriques. $[L_{ss}]$

Matrice des inductances rotoriques. $[L_{rr}]$

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

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

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phase statoriques et rotoriques.

m : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

c -Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (I.13)$$

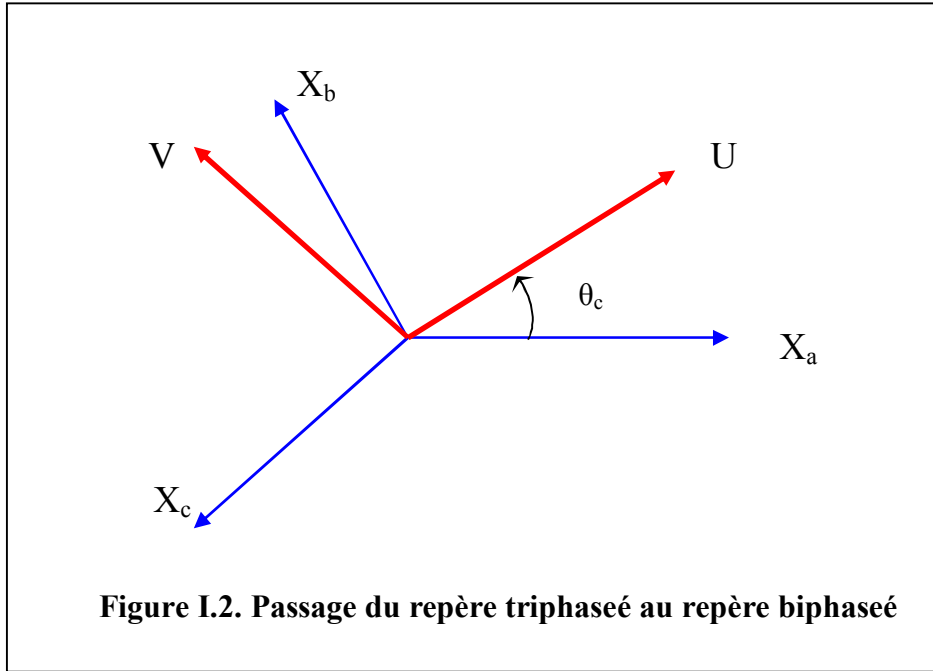
Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_e = P [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (I.14)$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I.4. Transformation de Park

La transformation de park consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.



Pour transformer un système triphasé $[abc]$ en un système biphasé $[uv]$ avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante:

$$[X_{uvo}] = [P(\theta_c)] [X_{abc}] \quad (I.15)$$

Le passage inverse est donner par:

$$[X_{abc}] = [P(\theta_c)]^{-1} [X_{uvo}] \quad (I.16)$$

Telque:

X : peut être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta_{\text{coor}})]$: est la matrice de transformation directe de Park.

$[P(\theta_{\text{coor}})]^{-1}$: est la matrice de transformation inverse de Park.

Avec:

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

La matrice de transformation $[P(\theta_c)]$ étant orthonomée, le calcul de sa matrice inverse est donc simplifié

$$[P(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (abc) est équilibré et symétrique.

θ_c : La position angulaire du système d'axes(uv) par rapport au système d'axes réel (abc)

$$\omega_c = \frac{d}{dt}\theta_c \quad : \text{Vitesse de coordonnée.}$$

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent:

a-Equations électriques

On applique la transformation de Park sur les deux équations (I.04) et (I.06), et en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte:

$$\begin{cases} V_{su} = r_s i_{su} + \frac{d}{dt} \Phi_{su} - \omega_c \Phi_{sv} \\ V_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \Phi_{sv} + \omega_c \Phi_{su} \\ V_{ru} = 0 = r_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \Phi_{ru} - (\omega_c - \omega_r) \Phi_{rv} \\ V_{rv} = 0 = r_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \Phi_{rv} + (\omega_c - \omega_r) \Phi_{ru} \end{cases} \quad (I.19)$$

Le système (u, v) tourne à la vitesse $(\omega_c - \omega_r)$ par rapport au rotor.

b- Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur les équations (I.07) et (I.08) donne:

$$\begin{cases} \Phi_{su} = l_s i_{su} + M i_{ru} \\ \Phi_{sv} = l_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \Phi_{ru} = l_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = l_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (I.20)$$

Avec:

$l_s = L_s - M_s$: Inductance cyclique propre statorique.

$l_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} m$: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

c- Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} = P \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} \quad (I.21)$$

$$\theta_{géo} = \frac{\theta_{éle}}{P} \quad (I.22)$$

Avec:

W_e : Energie émmagasinée dans le circuit magnétique

$\theta_{géo}$: Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator)

P : Nmbre de paires de pôle

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb} + V_{sc} i_{sc} \quad (I.23)$$

$$P(t) = V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv} + V_{so} i_{so} \quad (I.24)$$

Le système, étant équilibrée, il vient:

$$P(t) = [V_{su}i_{su} + V_{sv}i_{sv}] \quad (I.25)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que:

$$P(t) = [r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2] + \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I.26)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties:

$$(\text{Représente les chutes ohmiques}). [r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2]$$

$$\left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] \quad (\text{Représente la variation de l'énergie magnétique}).$$

$$\omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (\text{Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique)}).$$

Sachant que:

$$P_e = C_e \omega_c \quad (I.27)$$

Alors:

$$C_e = [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I.28)$$

Ou bien encore:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (I.29)$$

I.5. Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

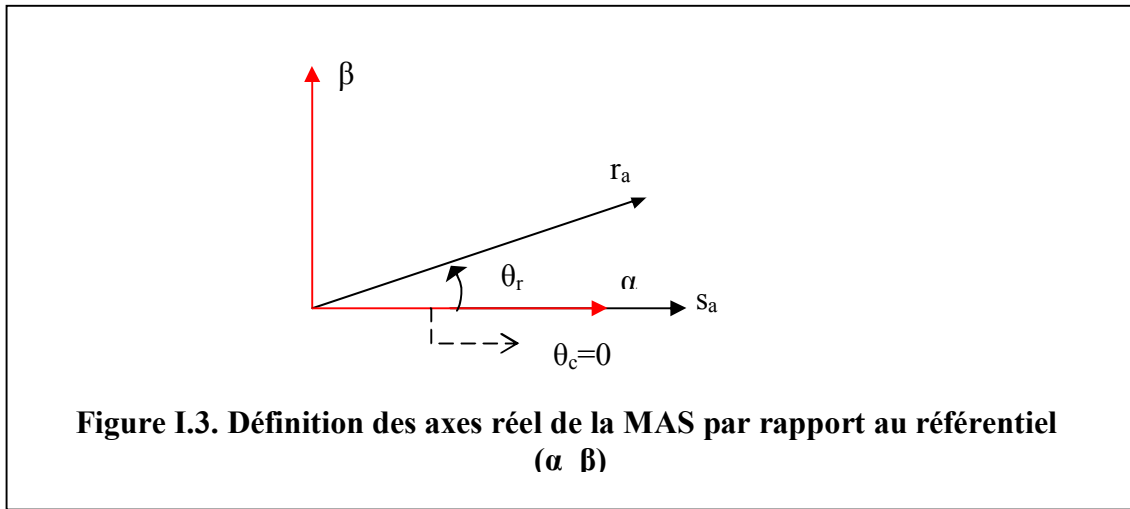
Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u,v) qui se fait en fonction de l'application.

I.5.1. Référentiel immobile par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_c = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (\text{I.30})$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «α» et «v» par «β», on obtient :



Les équations de système (I-19) prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

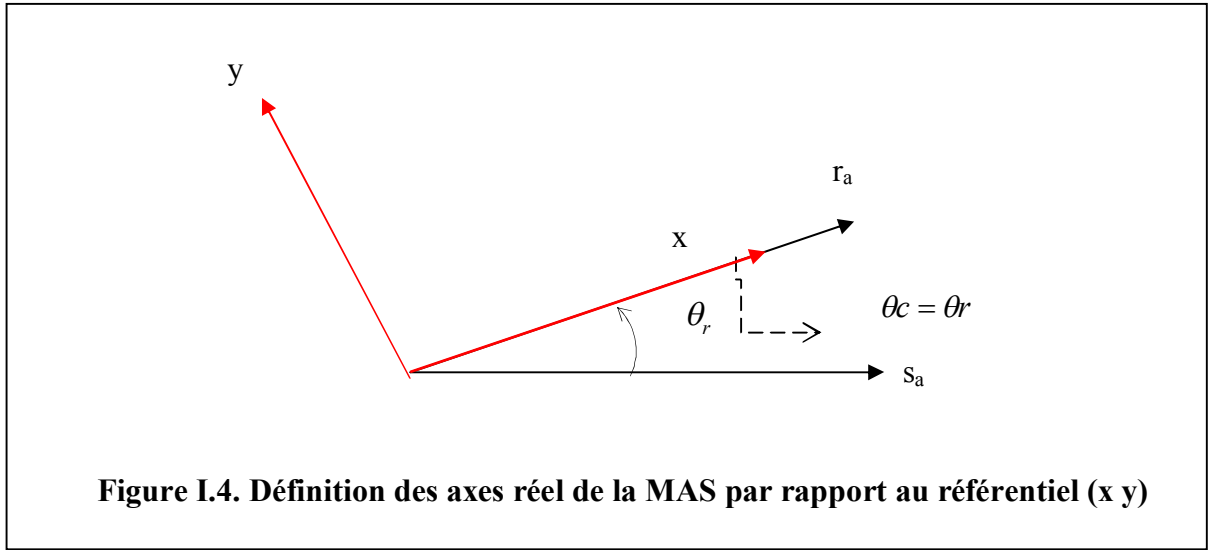
C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [5].

I.5.2. Référentiel immobile au rotor

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (\text{I.32})$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «x» et «v» par «y».



Les équations de système (I.17) prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

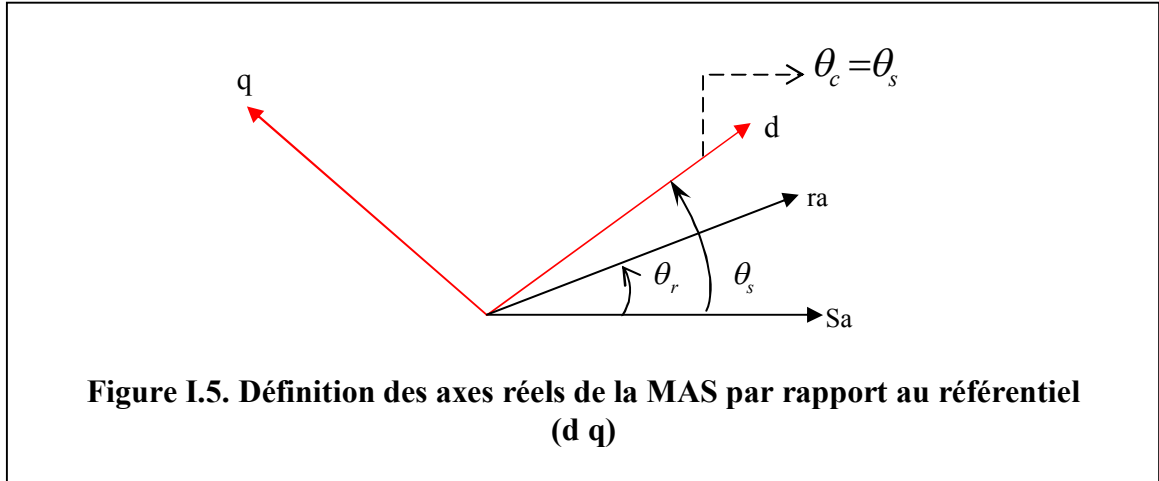
Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I.5.3. Référentiel immobile au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt}\theta_s = \omega_s \quad (\text{I.34})$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «d» et «v» par «q»,



Les équations de système (I-19) prennent la forme:

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

Avec:

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.36})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [2].

I.6. Mise en équation d'état

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator (α, β). Considérons les tensions ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) comme grandeurs de commande, les courants statoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), les flux rotoriques ($\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$), la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état et le couple résistant comme perturbation.

Soit le système d'équations statoriques et rotoriques exprimées dans le repère (α, β).

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.37)$$

En substituant le système (I-20) dans (I-31), on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r & 0 & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma l_s & 0 & \frac{M}{l_r} & 0 \\ 0 & \sigma l_s & 0 & \frac{M}{l_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état le modèle sera de la forme

$$[X'] = [A] [X] + [B] [U] \quad (I.39)$$

Telque :

$$[X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[A] : \text{Matrice d'évolution d'état du système.}$$

$$[B] : \text{Matrice de commande du système.}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

Après tout les calculs fait on trouve :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_t} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} : \text{Le coefficient du fuite totale.}$$

$$T_s = \frac{l_s}{r_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{l_r}{r_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

I.7. Equations mécaniques

L'équation du couple électromagnétique et de mouvement sont définis comme suit:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.42)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (I.43)$$

$$\omega_r = P \Omega_r \quad (I.44)$$

Avece :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

ω_r : Vitesse électrique rotorique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation du Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

II.1. Introduction

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbone de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire. Il s'agit d'une conversion directe à partir d'une source de tension réversible en courant (ou instantanément condensateur électrochimique). La charge est une source de courant réversible en courant et en tension qui peut être une machine asynchrone. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie. L'onduleur est aussi utilisé en fréquence variable pour faire de la variation de la vitesse pour les machines électriques (MLI, Modulation de Largeurs d'Impulsion ou PWM, Pulse Width Modulation). Selon l'utilisation, les interrupteurs sont commandés soit à l'ouverture ou à la fermeture (fréquence fixe) ou à l'ouverture et à la fermeture (MLI) [6].

Les études faites sur l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à cinq niveaux, est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux.

II.2. Modélisation de l'onduleur NPC à cinq niveaux

II.2.1. Structure de l'onduleur à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC « Neutral Point Clamping » étudié est constitué de trois bras et quatre sources de tension continue, chaque bras comporte huit interrupteurs, dont six en série et deux en parallèle, ainsi que deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche.

Pour simplifier la représentation schématique de cet onduleur, on peut représenter chaque paire transistor (T_{ks})-diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks}) comme présenté dans la **Figure II.1.**[7][8].

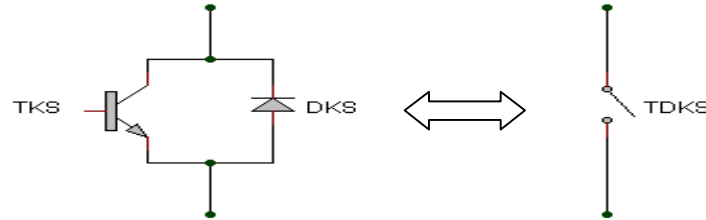


Figure II.1. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire diode-transistor

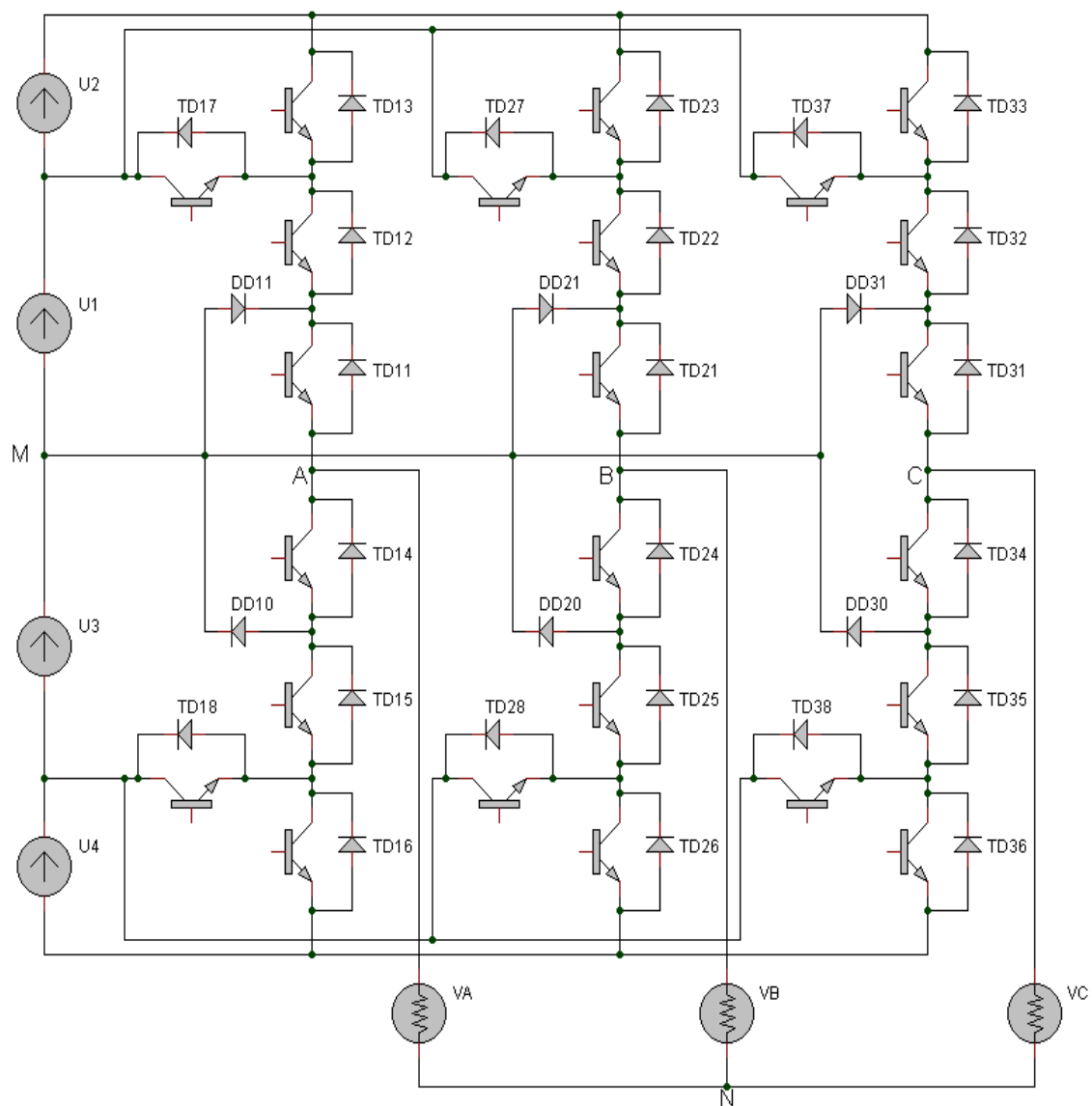


Figure II.2. Onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

II.2.2. Différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on procède par bras. Ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans à priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

Une analyse topologique d'un bras montre sept configurations possibles. Ces différentes configurations sont présentées par la Figure (II.3). Les grandeurs électriques caractérisant chacun de ces configurations sont données dans le tableau (II.1). Pour la configuration E0, le potentiel V_{km} dépend de la charge de l'onduleur.

CONFIGURATION	GRANDEURS ELECTRIQUES
Etat 0	$I_k = 0$
Etat 1	$V_{km} = U1+U2=2U_c$
Etat 2	$V_{km} = U1=U_c$
Etat 3	$V_{km} = 0$
Etat 4	$V_{km} = -U3= -U_c$
Etat 5	$V_{km} = -U3-U4= -2U_c$
Etat 6	$V_{km} = 0$

Tableau (II.1) Grandeurs électriques correspondantes pour chacune des configurations d'un bras k.

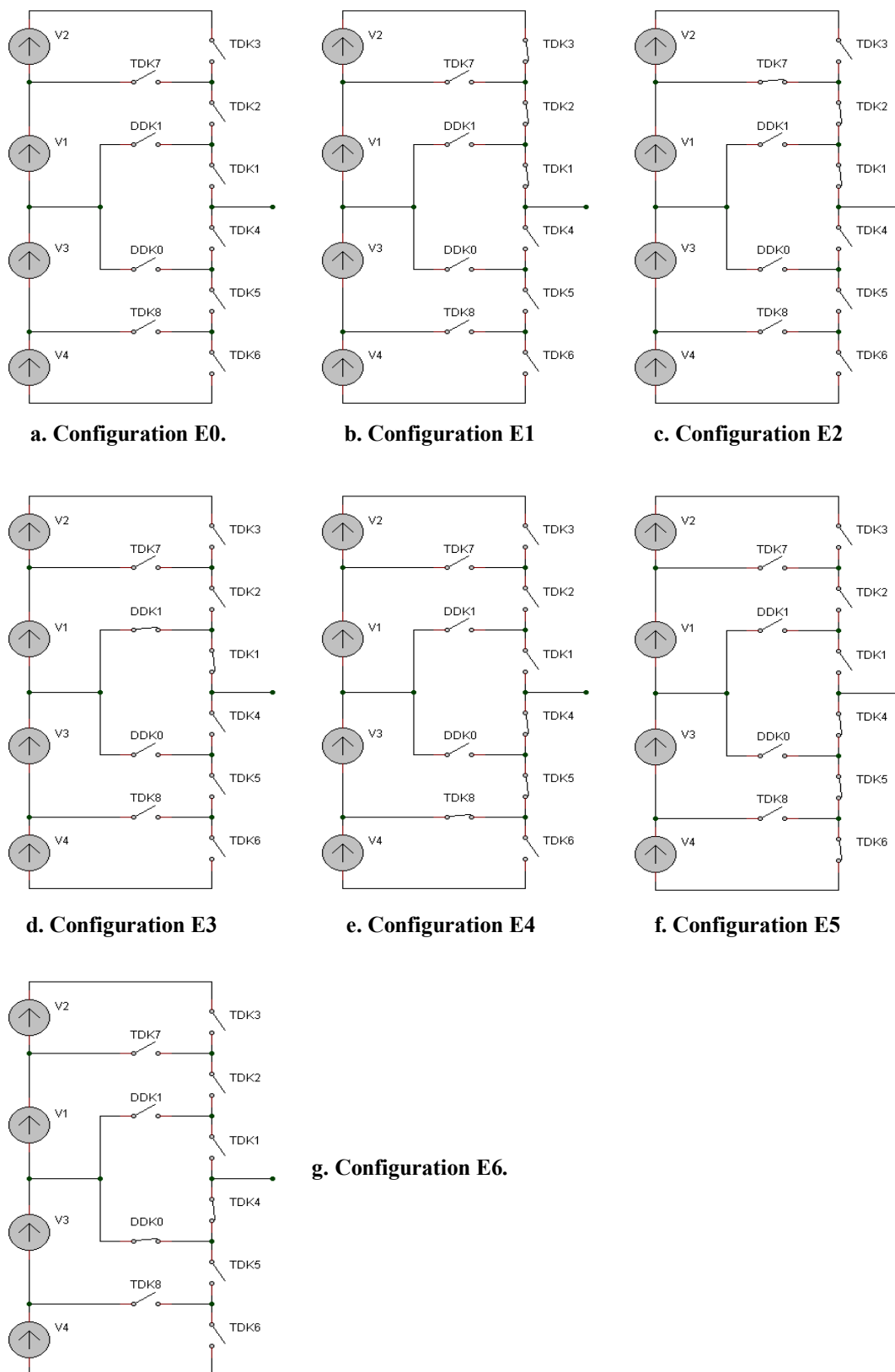


Figure II.3. Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

II.2.3. Hypothèse

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante $U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = U_c$. La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts[9].

II.2.4. Commande complémentaire

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec B_{ks} , commande de base du transistor T_{ks} d'un bras k.

Remarque : un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe [7].

II.2.5. Fonction de connexion F_{ki}

Elle définit l'état de l'interrupteur, elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire. En mode commandable, les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par la relation (II.2) [7][8].

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

On définit en plus, une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera F_{km}^b avec :

$$\begin{cases} k : \text{numéro de bras.} \\ m = 1, \text{ pour le demi - bras du haut.} \\ m = 0, \text{ pour le demi - bras du bas.} \end{cases}$$

Pour un bras k , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1}F_{k2}F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4}F_{k5}F_{k6} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Le tableau suivant montre la table d'excitation associée à cette commande complémentaire :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{kM}
1	1	1	0	0	0	$2U_c$
1	1	0	0	0	1	U_c
1	0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	1	0	$-U_c$
0	0	0	1	1	1	$-2U_c$

Tableau (II.2) Tableau logique de la commande des interrupteurs.

II.2.6. Modélisation des valeurs instantanées

Les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux par rapport au point M sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}\overline{F_{13}}U_1 + F_{11}F_{12}F_{13}(U_1 + U_2) - F_{14}F_{15}\overline{F_{16}}U_3 - F_{14}F_{15}F_{16}(U_3 + U_4). \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}\overline{F_{23}}U_1 + F_{21}F_{22}F_{23}(U_1 + U_2) - F_{24}F_{25}\overline{F_{26}}U_3 - F_{24}F_{25}F_{26}(U_3 + U_4). \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}\overline{F_{33}}U_1 + F_{31}F_{32}F_{33}(U_1 + U_2) - F_{34}F_{35}\overline{F_{36}}U_3 - F_{34}F_{35}F_{36}(U_3 + U_4). \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Les fonctions des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11} F_{12} \overline{F_{13}} \\ F_{18} = F_{14} F_{15} \overline{F_{16}} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{27} = F_{21} F_{22} \overline{F_{23}} \\ F_{28} = F_{24} F_{25} \overline{F_{26}} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{37} = F_{31} F_{32} \overline{F_{33}} \\ F_{38} = F_{34} F_{35} \overline{F_{36}} \end{cases} \quad (II.6)$$

D'après ces systèmes des équations (II.5), (II.6), on peut écrire les valeurs des tensions V_{AM} , V_{BM} et V_{CM} sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_1 + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_2 - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_3 - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_4 \quad (II.7)$$

Le système montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où ($U_1=U_2=U_3=U_4=U_C$) la relation (II.7) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (II.8)$$

Les tensions composées en fonction des tensions par rapport au point milieu sont :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (II.9)$$

Pour passer aux tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_A = (U_{AB} - U_{AC}) / 3 = (2.V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) / 3. \\ V_B = (U_{BC} - U_{BA}) / 3 = (2.V_{BM} - V_{CM} - V_{AM}) / 3. \\ V_C = (U_{CA} - U_{CB}) / 3 = (2.V_{CM} - V_{AM} - V_{BM}) / 3. \end{cases} \quad (II.10)$$

On peut écrire aussi les tensions V_A , V_B et V_C précédentes (équation II.10) en fonction de F_{ks}^b et U_c sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{12}^b - F_{12}^b \\ F_{13}^b - F_{13}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.11})$$

II.3. Conclusion

Dans ce chapitre on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur a cinq niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur. Il existe plusieurs topologies d'onduleurs, dont chacun correspond à un type d'application déterminé où permettant d'atteindre des performances recherchées.

III.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de concevoir une stratégie de commande permettant de générer une amplitude maximale pour le fondamental de la tension ondulée (alternative) et des amplitudes minimales aux fréquences inutiles pour la charge utilisée, et donc une meilleure qualité spectrale de ces ondes.

III.2. Stratégies de commande de l'onduleur à cinq niveaux

On prend deux stratégies :

- * Commande en pleine onde.
- * Commande triangulo-sinusoïdal a une porteuse, deux porteuse et à quatre porteuses.

III.2.1. Commande en pleine onde

Avec cette commande on génère un système de tension dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré.

La commande des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux est représentée sur la figure III.1. [10].

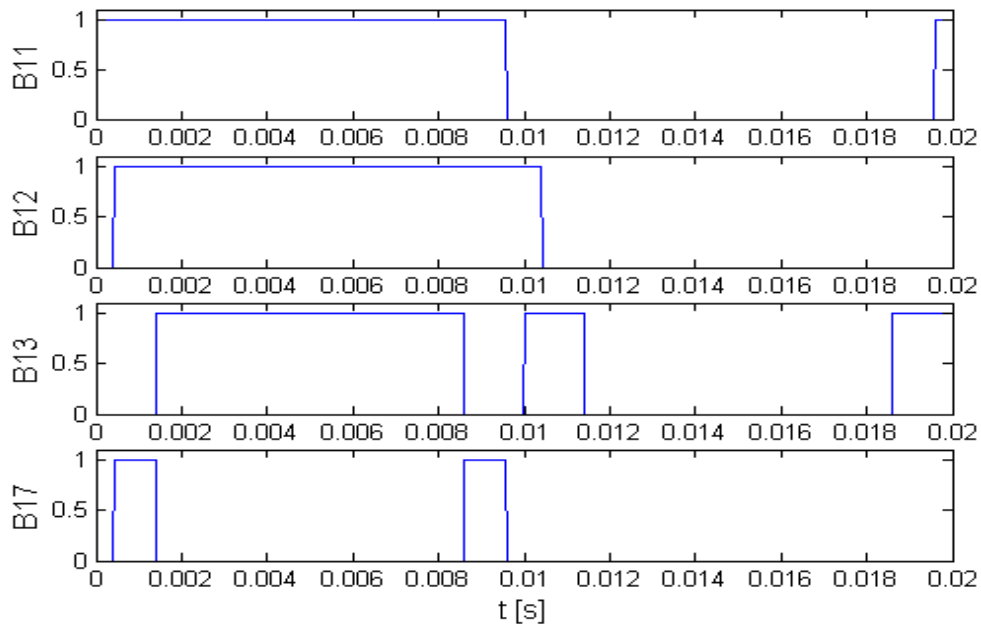


Figure III.1. Séquence de commande des interrupteurs.

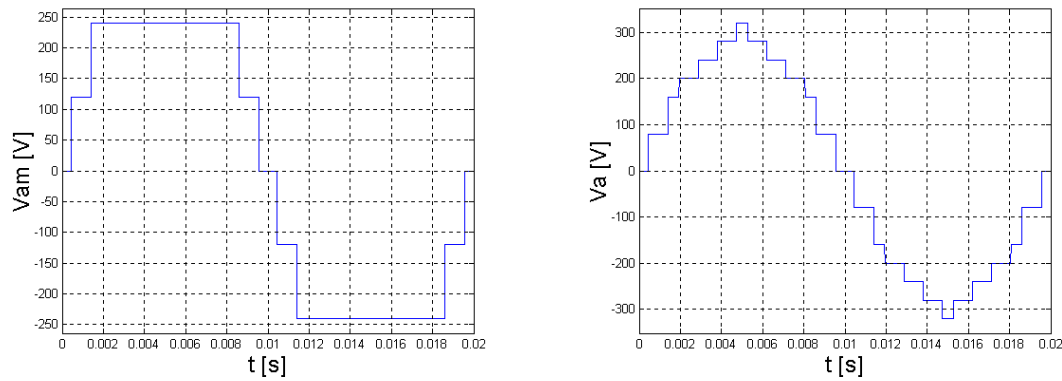


Figure III.2. La tension V_{am} est ses cinq niveaux, ainsi que la tension V_a de la première phase de l'onduleur à cinq niveaux.

Le spectre fréquentiel discret de la tension V_a montre que les harmoniques de rangs impairs existent. Cette remarque signifie que le signal de V_a est symétrique par rapport au quart de sa période.

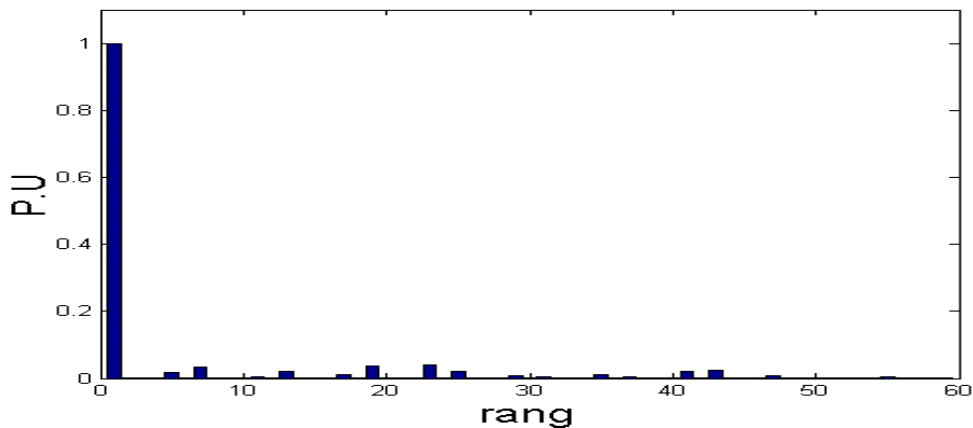


Figure III.3. Le spectre fréquentiel discret de la tension V_a .

III.2.2. Commande triangulo-sinusoïdal à une porteuse

Pour déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à l'électronique de commande analogique ou numérique ou les deux simultanément [11]. Le principe consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire.

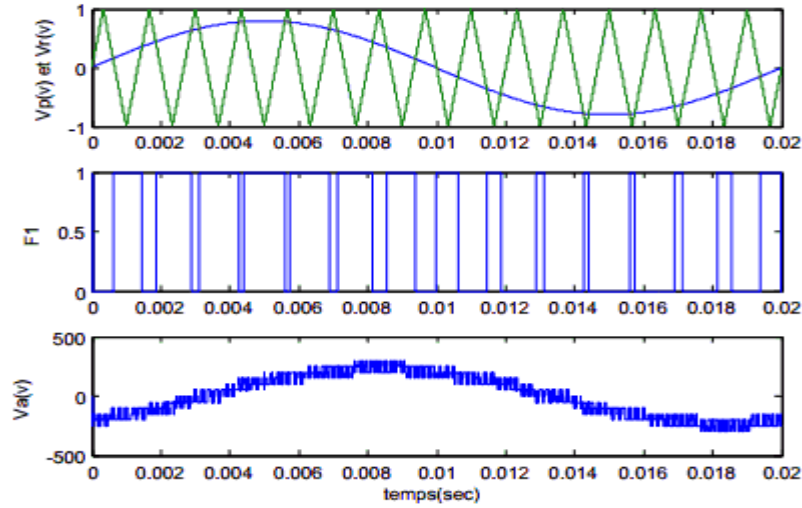


Figure III.4. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdal à une porteuse ainsi que la tension V_{am} ($m = 6$, $r = 0.8$).

Les tensions de référence (modulantes) de l'onduleur triphasé, permettant de générer un système de tension triphasé équilibré.

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.01)$$

Le signal de la porteuse est donné par le système suivant :

$$\{U_p(t) = \begin{cases} 2 \cdot U_{pm} \frac{t}{T_p} & ; 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2 \cdot U_{pm} (1 - \frac{t}{T_p}) & ; \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (III.02)$$

- Si $V_{ref\ k} > up$ $b1=1$
- Si $V_{ref\ k} < up$ $b1=-1$ Tel que $b1$: interrupteur de commande et $k=1, 2, 3$.

III.2.3. Commande triangulo-sinusoïdal à deux porteuses unipolaires

Cette stratégie de commande est définie par deux porteuses identiques, dont l'une est déphasée par rapport à l'autre de $\pi/2$ [12].

On admet que toutes les sources de tensions continues de l'onduleur sont égales

$$U_1 = U_2 = U_3 = U_4 = U_c$$

$$V_{réfn} = V_m \cdot \sin(\omega t - (n-1) \cdot 2\pi/3). \quad n = [1 \quad 3] \quad (III.03)$$

$$V_{pn} = V_{pm} \cdot \text{abs}(\arctan(\tan(\omega t - (2n-1) \cdot \pi/4))) \cdot 2/\pi. \quad n = [1 \quad 2]$$

III.2.3.1. Algorithme de commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdal à deux porteuses unipolaires se résume pour un bras k de l'onduleur comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \text{si } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq V_{p1}) \Rightarrow (V_{km0} = U_c \text{ si non } V_{km0} = 0). \\
 & \text{si } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq V_{p2}) \Rightarrow (V_{km1} = U_c \text{ si non } V_{km1} = 0). \\
 & \text{si } (V_{réfk} < 0) \text{ et } (|V_{réfk}| \geq V_{p1}) \Rightarrow (V_{km0} = -U_c \text{ si non } V_{km0} = 0). \\
 & \text{si } (V_{réfk} < 0) \text{ et } (|V_{réfk}| \geq V_{p2}) \Rightarrow (V_{km1} = -U_c \text{ si non } V_{km1} = 0). \\
 & V_{km} = V_{km0} + V_{km1}.
 \end{aligned} \tag{III.04}$$

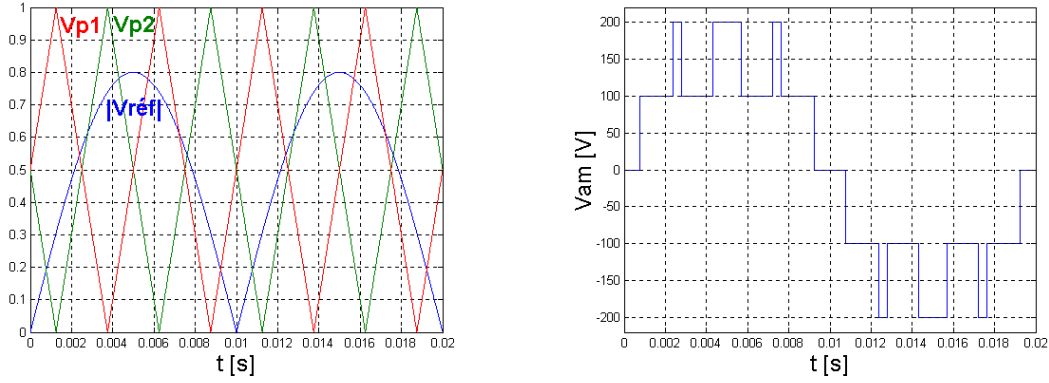


Figure III.5. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdal à deux porteuses unipolaires, ainsi que la tension V_{am} ($m = 4$, $r = 0.8$).

Nous rappelons que la commande des interrupteurs B_{ks} est déterminée comme suit :

$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 1$	$B_{k3} = 1$	$B_{k7} = 0$	$V_{km} = 2U_c$
$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 1$	$B_{k3} = 0$	$B_{k7} = 1$	$V_{km} = U_c$
$B_{k1} = 1$	$B_{k2} = 0$	$B_{k3} = 0$	$B_{k7} = 0$	$V_{km} = 0$
$B_{k4} = 1$	$B_{k5} = 1$	$B_{k6} = 0$	$B_{k8} = 1$	$V_{km} = -U_c$
$B_{k4} = 1$	$B_{k5} = 1$	$B_{k6} = 1$	$B_{k8} = 0$	$V_{km} = -2U_c$

Tableau III.1. Tableau logique de la commande des interrupteurs.

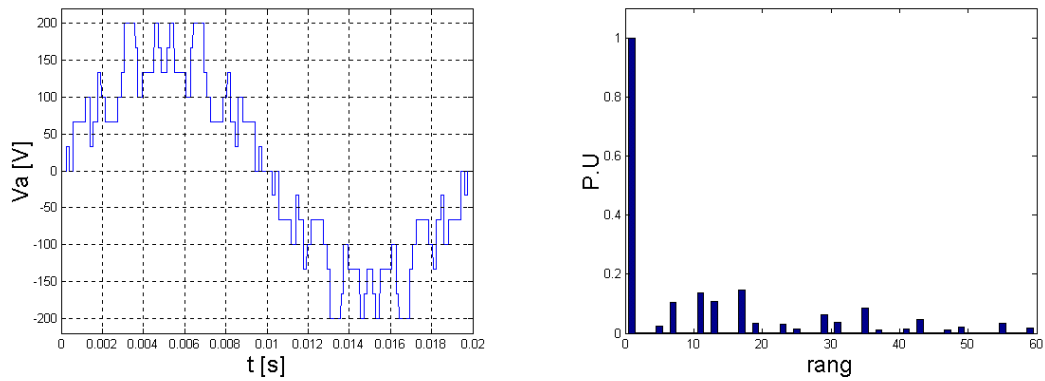


Figure III.6. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=6$, $r=0.8$).

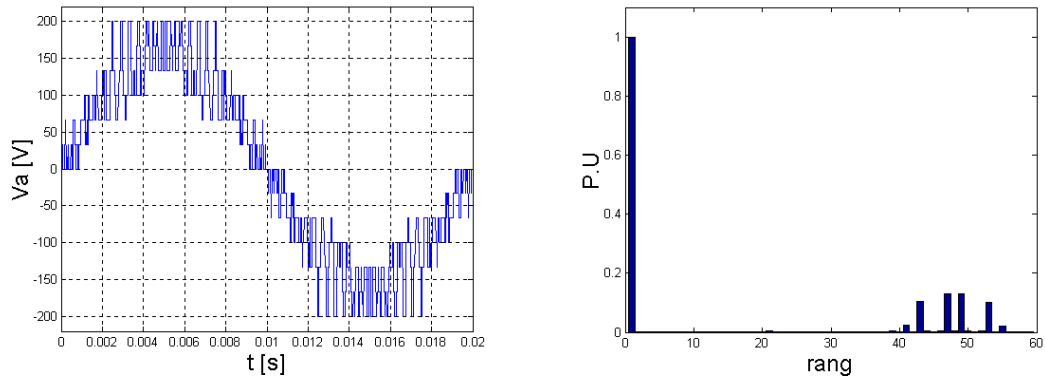


Figure III.7. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=24$, $r=0.8$).

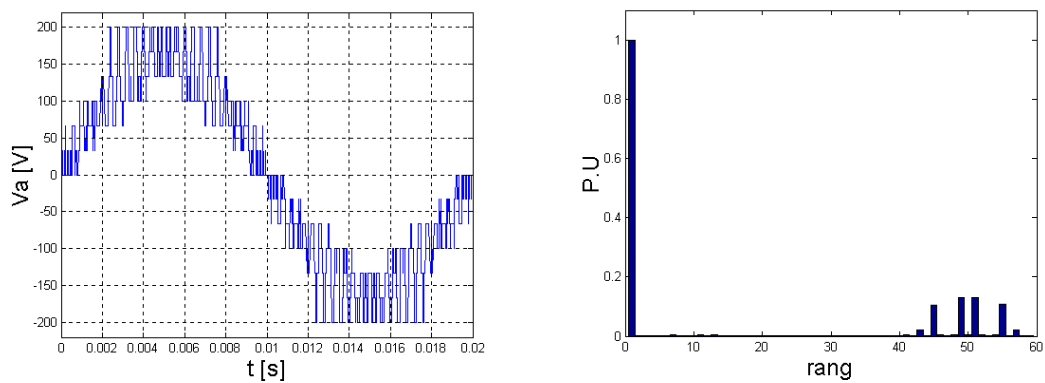


Figure III.8. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=25$, $r=0.8$).

Les figures (III.6, III.7, III.8) représentées ci-dessus montrent :

- Pour les différentes valeurs de l'indice de modulation m (paire ou impaire), on remarque que les harmoniques de rang impair existent.
- Les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $2 \cdot f_r$.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de la tension V_a vers les fréquences les plus élevées, d'où un avantage pour faciliter le filtrage.

III.2.4. Stratégies triangulo sinusoïdal à quatre porteuses

Le principe de quatre porteuses est tiré de la conclusion qu'un onduleur à cinq niveaux est la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux et quatre onduleurs à deux niveaux.

III.2.4.1. Algorithme de stratégies 4 porteuses pour cinq niveaux

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo sinusoïdale à quatre porteuses pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux est donné par le système suivant :

$$\begin{aligned}
 si \quad (V_{réfk} \geq V_{p1}) &\Rightarrow (V_{km1} = U_c \quad si \quad non \quad V_{km1} = 0). \\
 si \quad (V_{réfk} \geq V_{p2}) &\Rightarrow (V_{km2} = U_c \quad si \quad non \quad V_{km2} = 0). \\
 si \quad (V_{réfk} \geq V_{p3}) &\Rightarrow (V_{km3} = 0 \quad si \quad non \quad V_{km3} = -U_c). \\
 si \quad (V_{réfk} \geq V_{p4}) &\Rightarrow (V_{km4} = 0 \quad si \quad non \quad V_{km4} = -U_c) \\
 V_{km} &= V_{km1} + V_{km2} + V_{km3} + V_{km4}.
 \end{aligned} \tag{III.05}$$

Le principe de la commande des interrupteurs B_{ks} reste le même dans celui de l'algorithme à deux porteuses unipolaires.

III.2.4.2. Variation d'indice de modulation

Pour analyser l'influence de l'indice de modulation m sur la sortie du signal et sur le spectre harmonique pour la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses onduleur cinq niveaux, on varie m : $m=6$, $m=12$, $m=13$.

L'allure de la tension de sortie simple de l'onduleur à cinq niveaux et son spectre de fréquence sont représentés respectivement sur La figure III.9, III.10 et III.11.

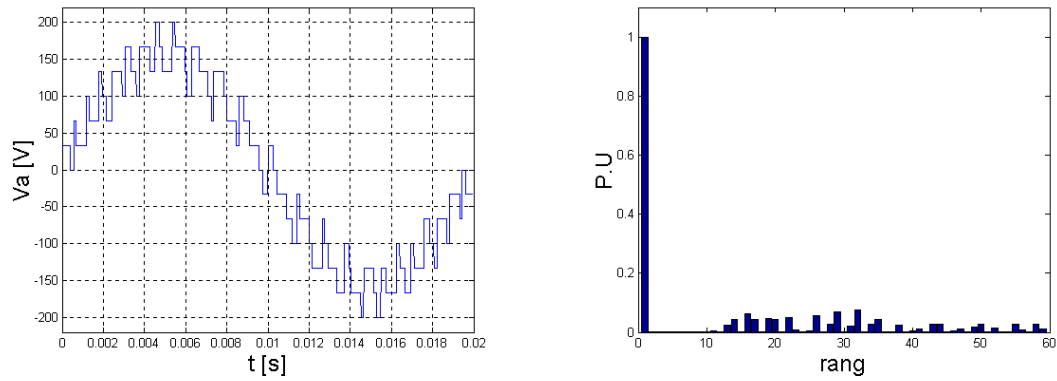


Figure III.9. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=6$, $r=0.8$).

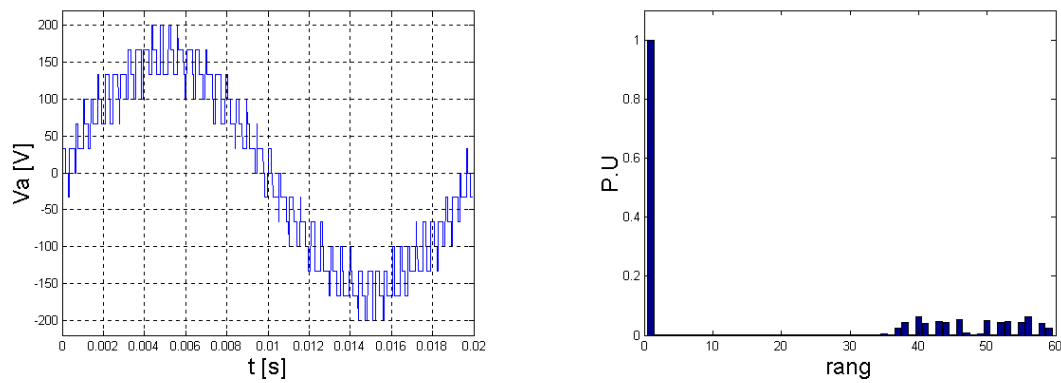


Figure III.10. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=12$, $r=0.8$).

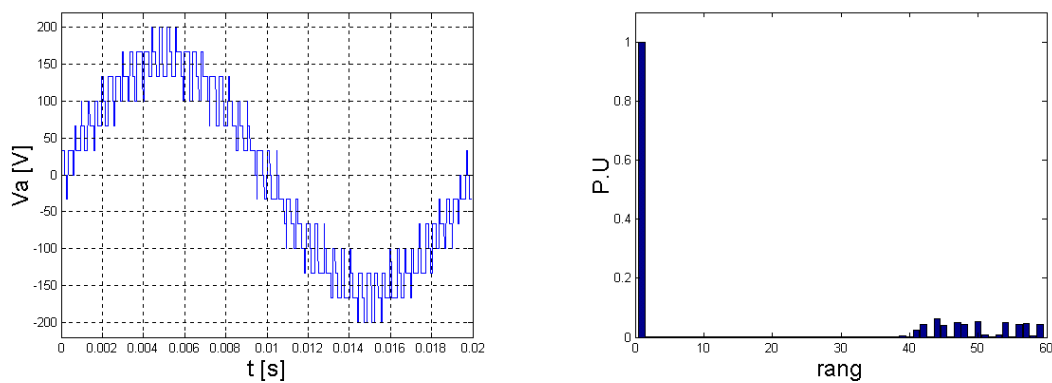


Figure III.11. La tension V_a de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($m=13$, $r=0.8$).

Les figures représentées ci-dessus (III.9, III.10, III.11).

montrent :

- Quelle que soit la valeur de l'indice de modulation m (paire ou impaire), on remarque que les harmoniques prennent des rangs pairs et impairs.
- Les harmoniques de la tension V_a se regroupent autour des fréquences multiples de $4 \cdot f_r$.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de V_a vers les fréquences les plus élevées.

III.3. Conclusion

On a étudié dans ce chapitre, les différents type de stratégie de commande de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Ces stratégies sont d'une manière générale des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux.

L'avantage qui découle la structure de l'onduleur à cinq niveaux consiste à une meilleure maîtrise de contraintes en tension sur les composants, l'amplitude de la tension aux bornes est limitée à la demi-tension de la source majorée de la surtension due à la commutation des interrupteurs. Cette topologie est en mesure de générer une tension simple à cinq niveaux (entre le bras d'onduleur et le point milieu).

IV.1. Introduction

Dans le but de sélectionner une technique de modulation à MLI sinusoïdale, parmi les trois techniques déjà présentées dans le chapitre précédent, une étude par simulation dans l'environnement Matlab est présentée. Elle consiste à simuler l'onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC avec techniques (La commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses).

Pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé, il existe plusieurs solutions:

- soit on fait varier le nombre de paires de pôles ;
- soit on contrôle le glissement du moteur;
- soit on agit sur la fréquence du réseau;

Notre chapitre utilise le principe de la troisième solution avec un onduleur de tension multi-niveaux (cinq niveaux) à partir d'une condition importante : Il faut que le rapport U/f soit constant. En effet la formule $N_s = 60.f/p$ montre que la vitesse du moteur est fonction de la fréquence d'alimentation.

IV.2.SIMULATION DE L'ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX

Pour réaliser les différentes simulations, un schéma bloc est développé dans l'environnement Matlab, comme le montre la figure (IV.1).

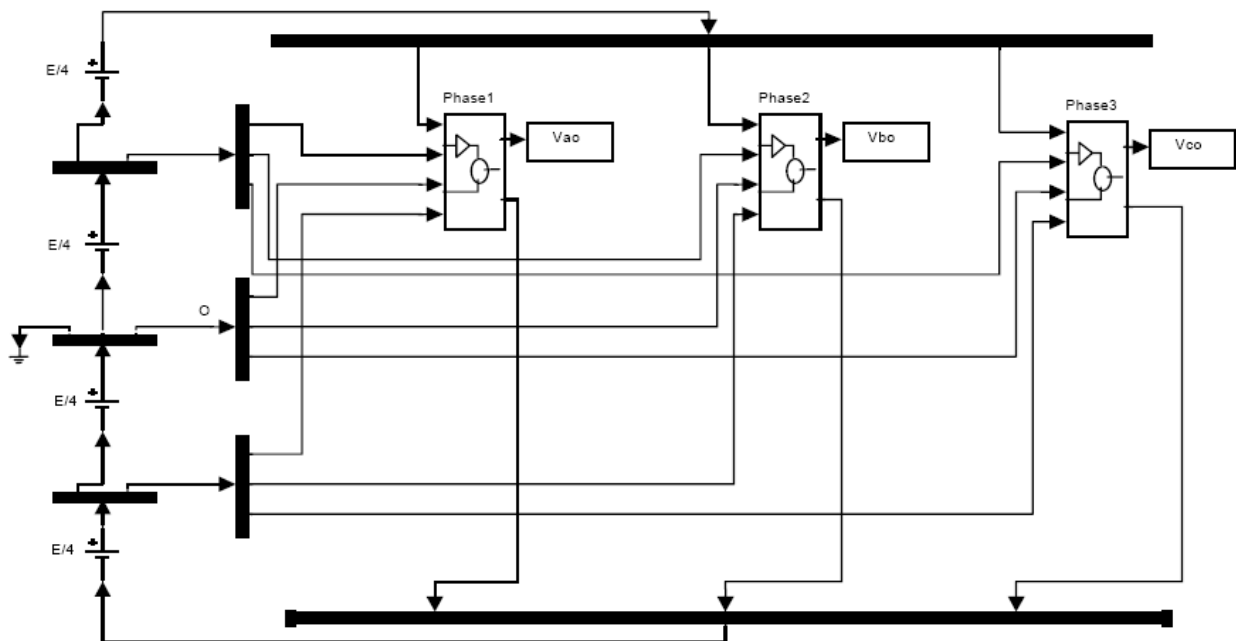


Figure IV.1. Circuit de simulation de l'onduleur NPC à cinq niveaux

Il est important de noter que la tension E est choisie égale à 600V, pour l'onduleur étudié NPC à cinq niveaux.

IV.2.1. Simulation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

Le circuit détaillé d'un bras d'onduleur triphasé est donné par le schéma bloc de la figure (IV.2). Pour la simulation de cette MLI on adopte les paramètres suivants, Il est alimenté avec deux sources de tension continue ayant chacune une tension $E/4 = 150 \text{ V}$ [13].

Choix de m : On choisit $m=20$, puisque plus « $m = f_p / f_{\text{réf}}$ » augmente plus la fréquence du premier harmonique important est élevée et plus les harmoniques d'ordre bas sont poussés plus loin du fondamental.

Le rapport de réglage r : Le coefficient de réglage en tension (r), égal au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur de Crête de modulation (V_m / V_{pm}).

L'onduleur NPC à trois niveaux est simulé avec les deux techniques de modulation. Toutes les simulations sont réalisées avec un taux de modulation $r=0.8$.

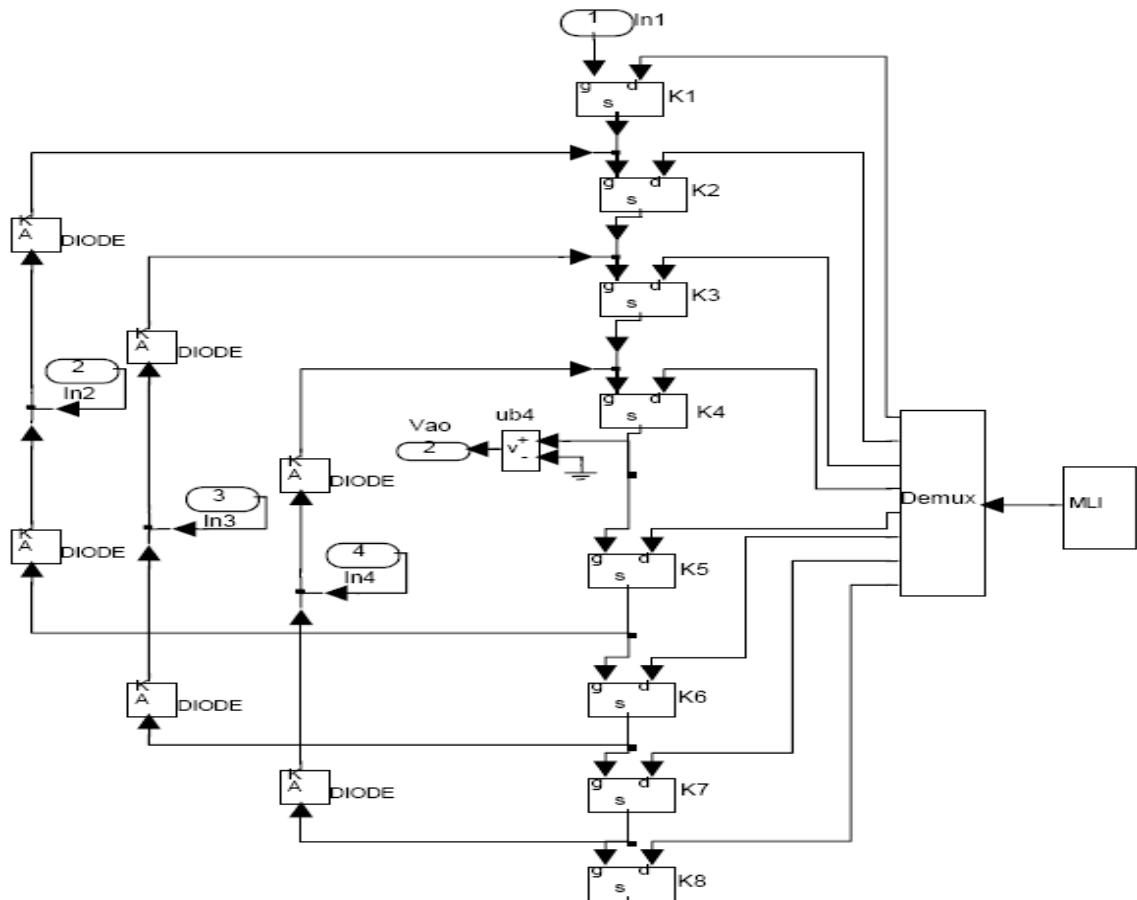


Figure IV.2. Circuit de simulation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

Les résultats de simulation sont présentés respectivement pour la technique dans les sections suivantes.

IV.2.1.1. Commande par la modulation triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses

La MLI à quatre porteuses où on utilise quatre porteuses identiques, décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension. La figure (IV.3) présente les tensions des références pour les trois phases avec ses quatre porteuses. La figure(IV.4) présente génération des signaux de commande.

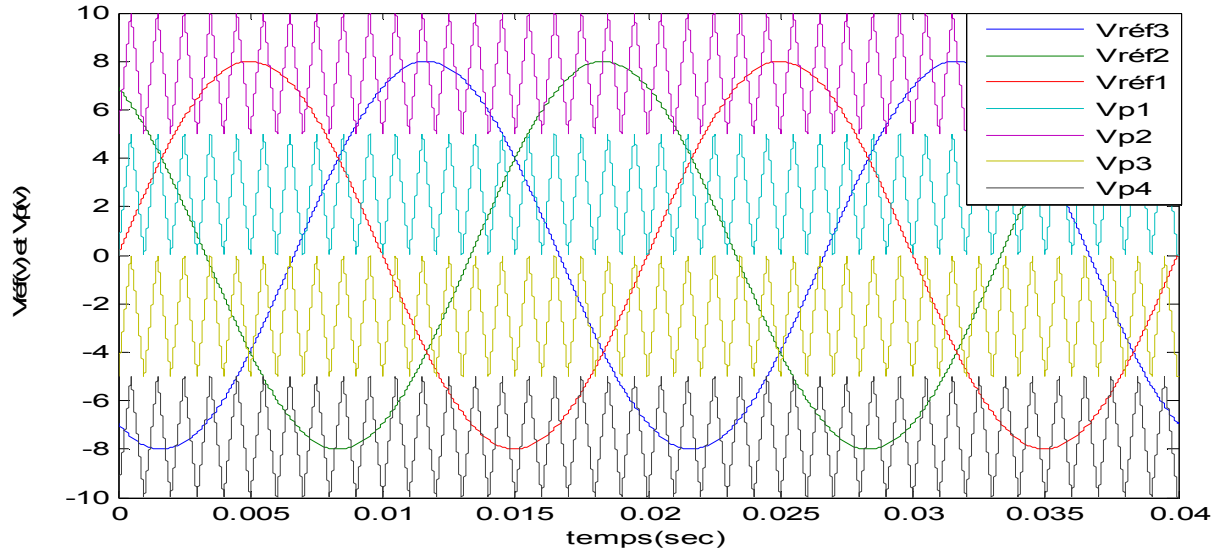


Figure IV.3. Les tensions de références et la porteuse de l'onduleur à cinq niveau

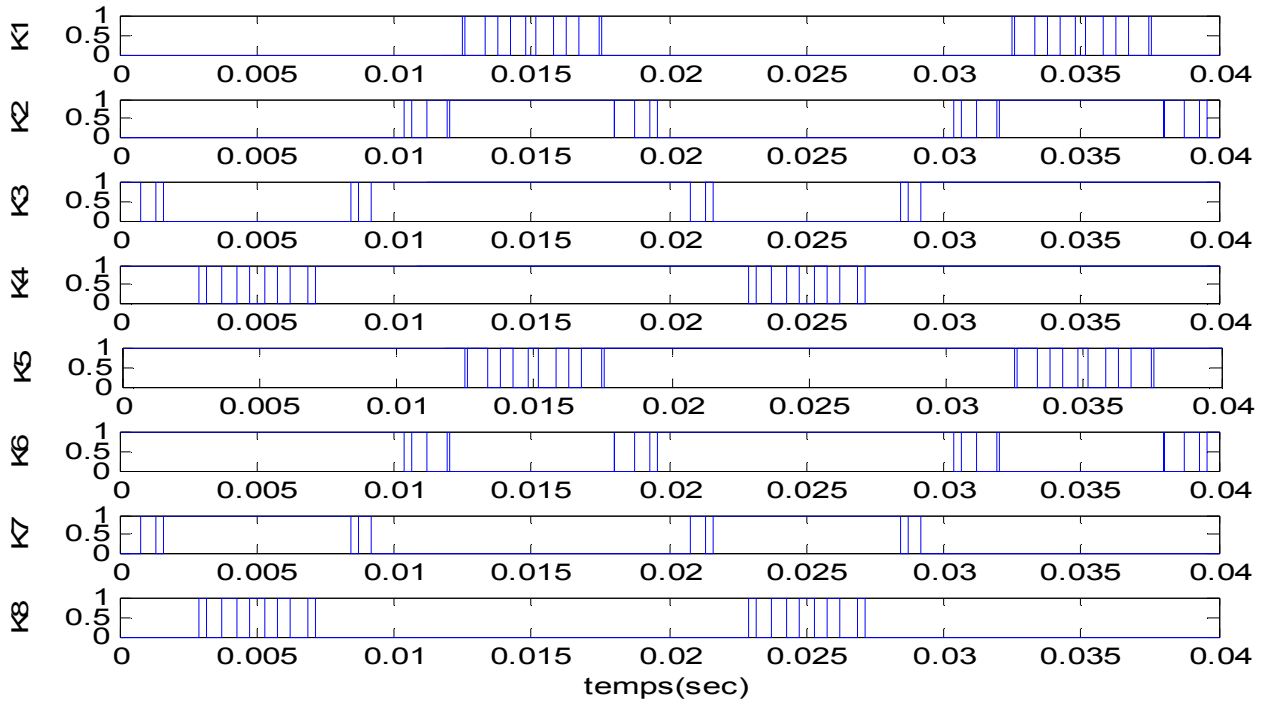


Figure IV.4. Génération des signaux de commande par la modulation sinusoïdale à quatre porteuses (Onduleur NPC à cinq niveaux).

La figure (IV.5) présente les tensions simples de chaque bras de l'onduleur lié au point milieu O et la figure(IV.6) présente les tensions (V_{an} , V_{bn} et V_{cn}) aux bornes du MAS.

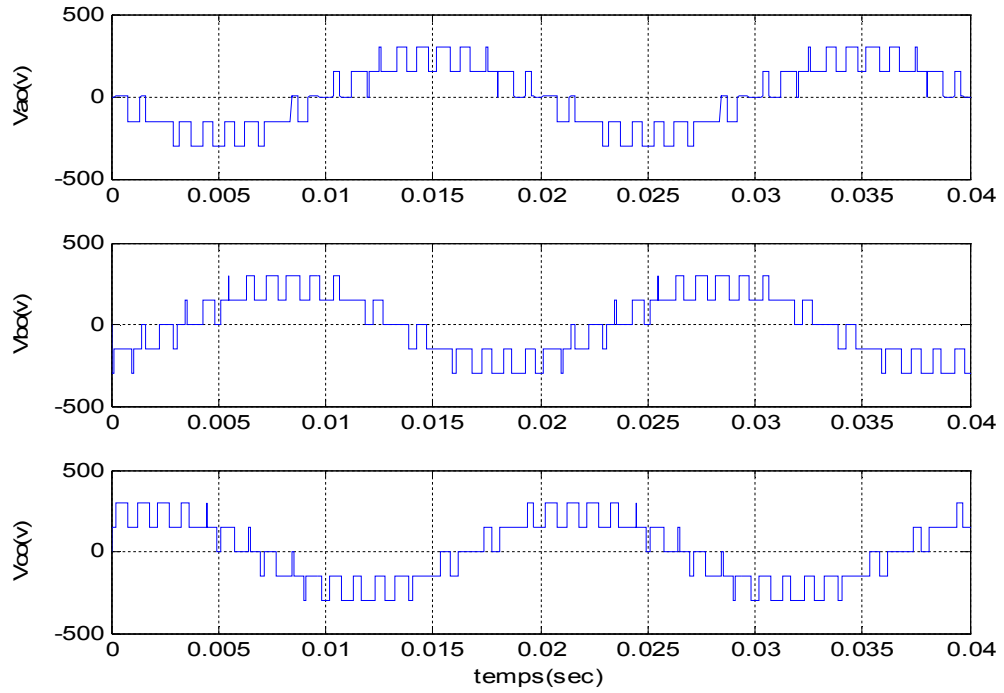


Figure IV.5. Les tensions simples (V_{ao} , V_{bo} , V_{co}) de l'onduleur à cinq niveaux

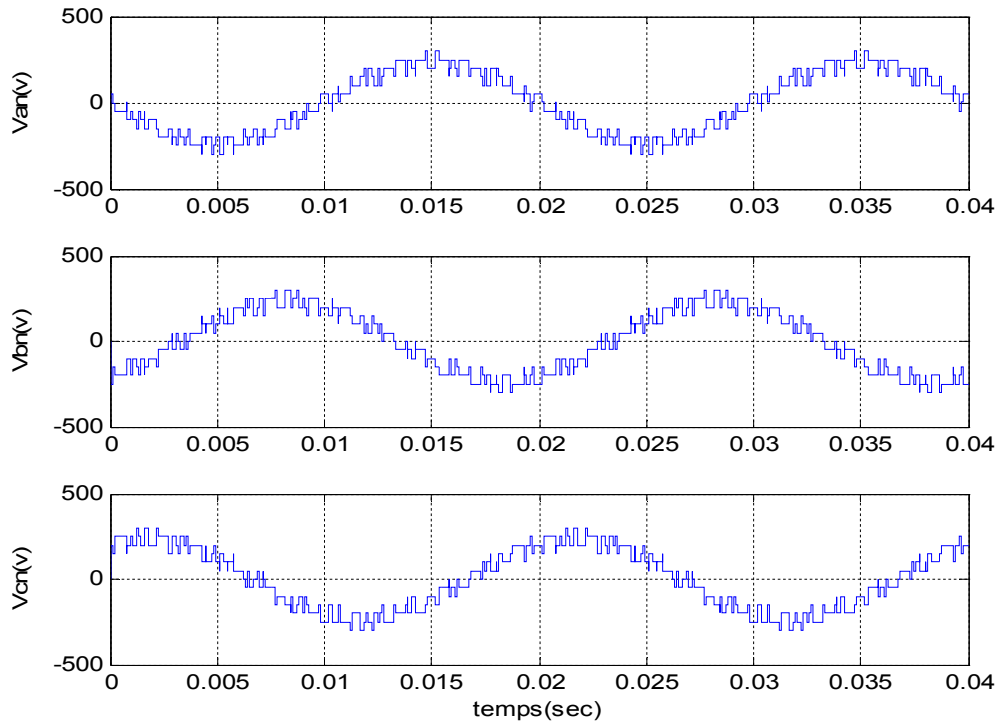


Figure IV.6. Les tensions simples aux bornes de la machine (V_{an} , V_{bn} et V_{cn})

IV.2.1.2. Analyse spectrale

Dans le but de compléter l'analyse des résultats obtenus ci-dessus et d'en donner une interprétation judicieuse, une analyse harmonique est effectuée. L'analyse spectrale est appliquée à la tension simple de la phase 'a', pour permettre la quantification de chaque harmonique existante dans le signal.

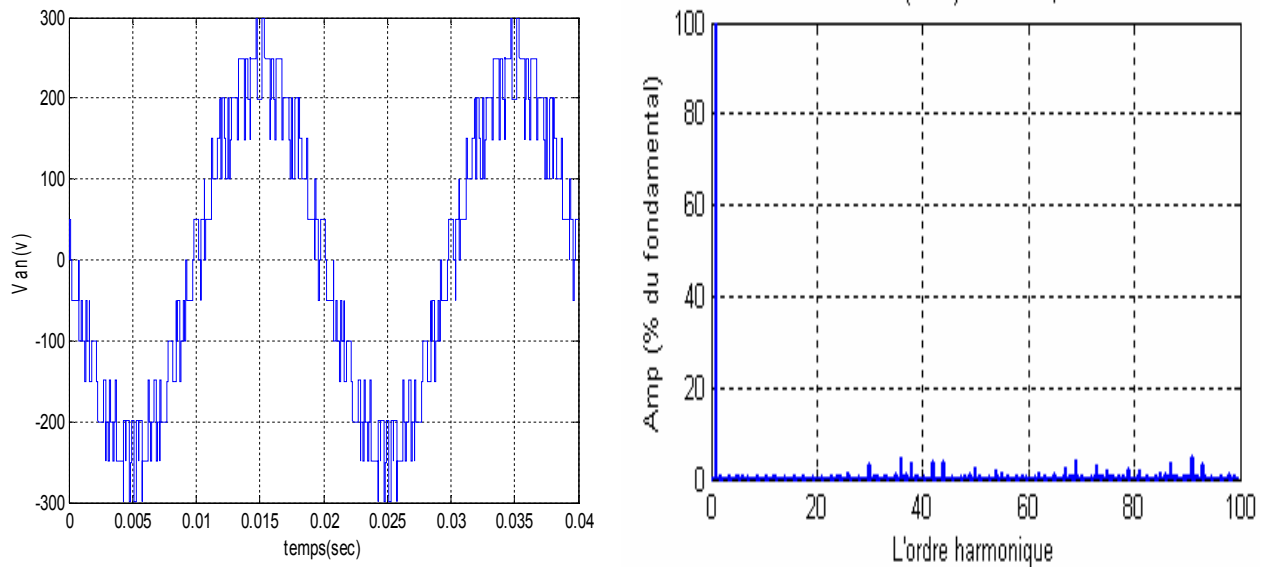


Figure IV.7. La tension de phase Van et son spectre d'un onduleur à cinq niveaux à MLI sinus-triangle à quatre porteuses pour $m = 20$ et $r = 0.8$

IV.3. Simulation de l'association onduleur NPC à cinq niveaux – MAS

Les machines à courant alternatif sont souvent alimentées par des groupements d'onduleurs à deux niveaux. Cependant, ces derniers sont limités en tension et en puissances. Afin de contourner ce problème, plusieurs structures de convertisseurs ont été proposées, parmi les convertisseurs utilisés dans l'industrie sont les onduleurs multi-niveaux.

IV.3.1. Schéma de simulation

Pour montrer les caractéristiques de la machine asynchrone, un programme de simulation à l'aide de MATLAB-Simulink est donné par le schéma bloc de la figure (IV.8).

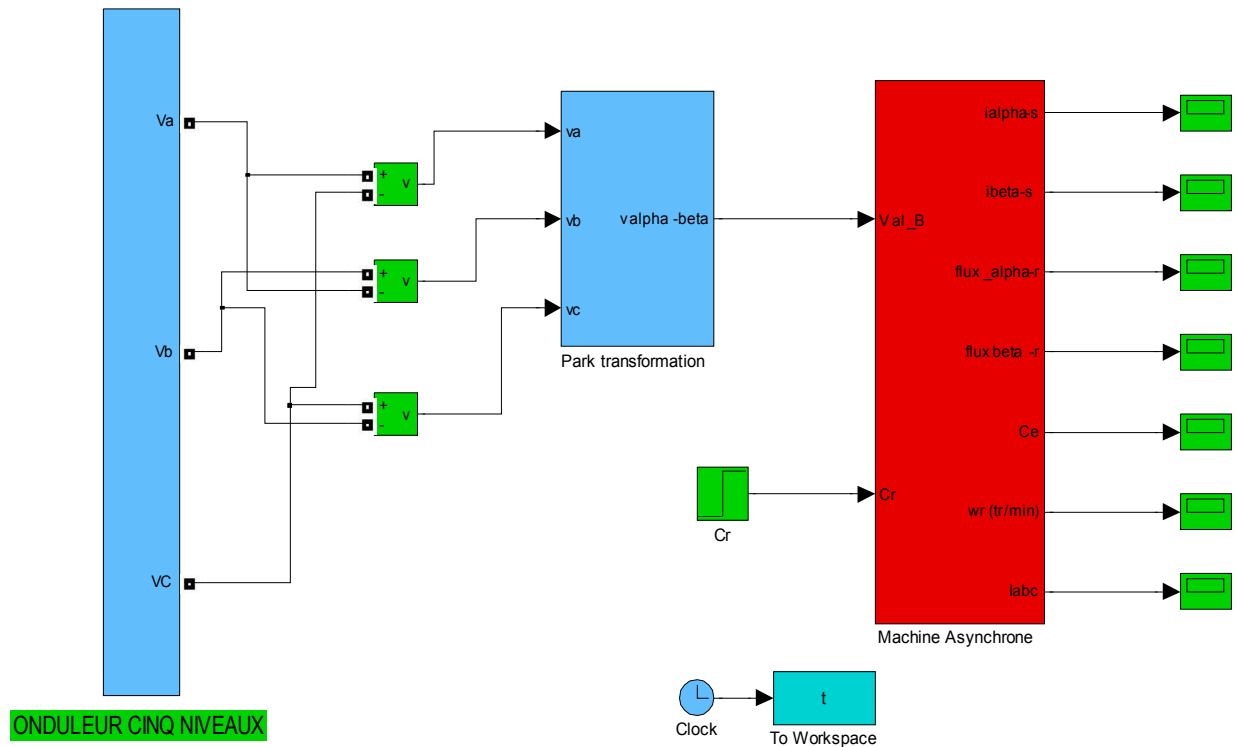


Figure IV.8. Schéma bloc de l'association MAS – Onduleur à cinq niveaux

IV.3.2. Les résultats de simulation

➤ A vide : $Cr = 0$

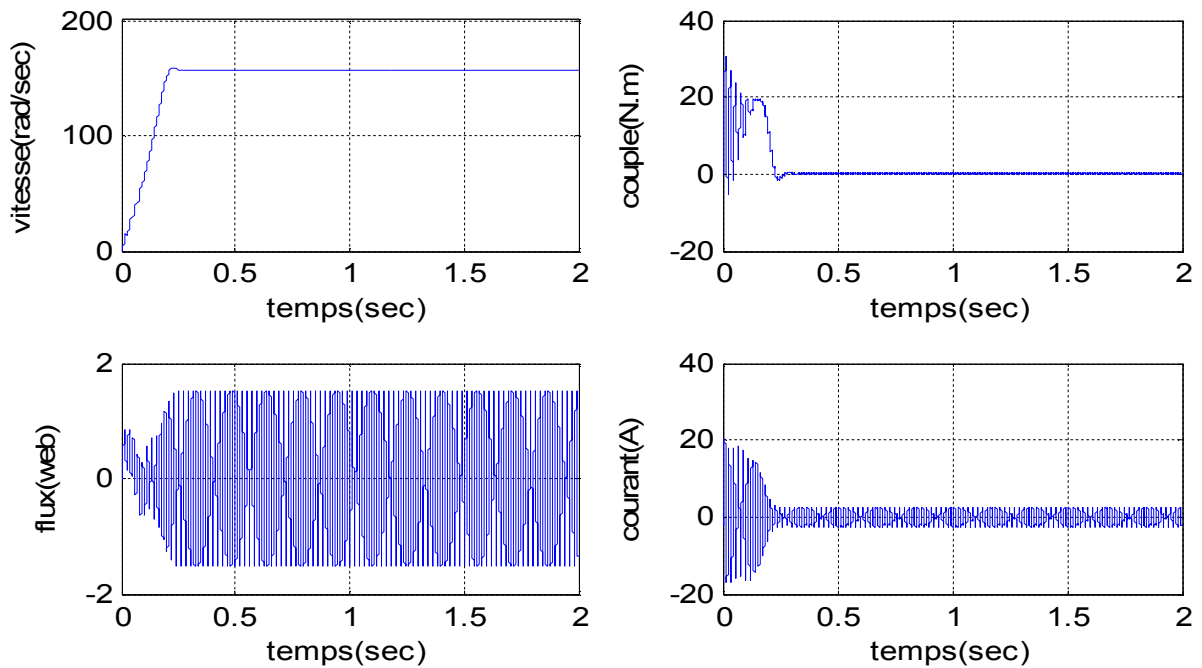


Figure IV.9. Résultats de simulation de la MAS – Onduleur à cinq niveaux lors de démarrage à vide

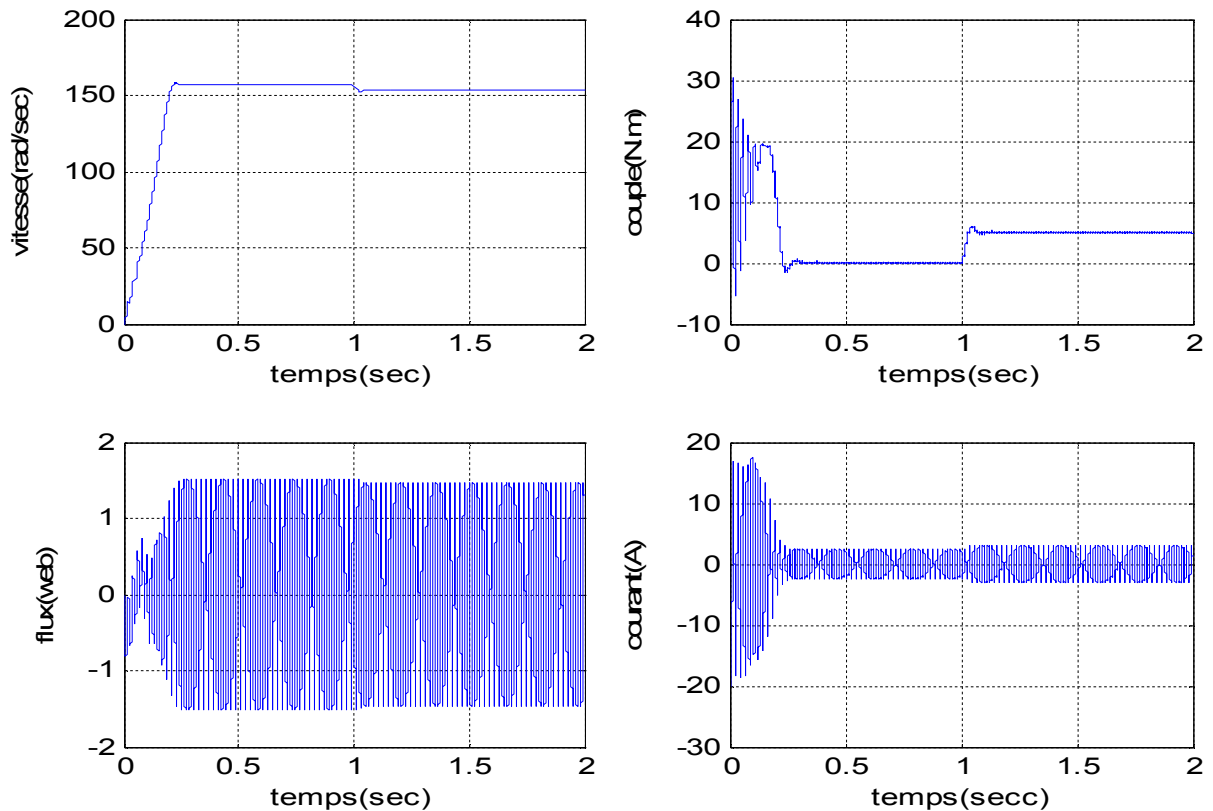
➤ En charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ 

Figure IV.10. Résultats de simulation de la MAS – Onduleur à cinq niveaux lors de démarrage en charge

IV.3.3. Interprétation des résultats

Dans cette section, nous étudierons les performances du comportement de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur cinq niveaux commandé par la stratégie de la modulation triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.

Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe .

En première étape nous simulons numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté par onduleur à cinq niveaux sans l'application de perturbation ($C_r = 0$).

L'examen des courbes de la figure (IV.9) permet de constater que le démarrage à vide.

La figure (IV.10) présente la machine asynchrone en charge après que le régime permanent est atteint nous avons appliqué une perturbation au niveau de la charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'intervalle (1s).

On connaît le classique appel du fort courant au démarrage, qui est égal à sept (7) fois environ le courant nominal, là où le moteur joue un rôle de transformateur. Le courant oscille autour de zéro jusqu'à l'instant où il prend sa valeur permanente (sinusoïdal).

Lorsqu'on applique une charge (perturbation), on remarque naturellement une demande (augmentation) du courant ce qui implique un échauffement des enroulements du moteur surtout lorsque le couple résistant devient plus grand que celui du nominal.

L'oscillation du couple est l'élément le plus marquant de cet oscillogramme parce qu'il atteint 30 Nm. Après la disparition du régime transitoire il oscille autour de zéro.

Lorsqu'on applique un couple résistant (5N.m), on remarque une augmentation du couple électromagnétique jusqu'à la valeur de la perturbation associée.

IV.4. Conclusion

Les variateurs de type « convertisseurs de fréquence » sont utilisés pour alimenter les moteurs asynchrones. Ils permettent non seulement de faire varier la vitesse de rotation de ces moteurs, mais aussi d'obtenir des caractéristiques de fonctionnement du moteur complètement différentes de celles obtenues lors de l'utilisation normale à amplitude et fréquence constantes (moteurs alimentés en direct par la tension du réseau).

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans le cadre de notre travail, nous avons modélisé la machine asynchrone triphasée alimentée depuis le réseau, ensuite nous avons modélisé le type d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Puis nous avons étudié les différentes stratégies de commande de cet onduleur, qui sont des parties essentielles pour faire alimenter la machine asynchrone avec l'onduleur.

Les résultats (courant, vitesse, couple électromagnétique, flux) que nous avons présenté dans la dernière partie sont amenés par différentes étapes :

L'utilisation des hypothèses simplificatrices concernant la machine asynchrone devient une étape vraiment nécessaire qu'on ne peut pas s'en passer. Grâce à la transformation de Park, nous avons réduit le nombre des équations de six vers quatre équations globales.

La modélisation de l'onduleur à structure NPC est aussi une étape obligatoire pour faire commander ce dernier. Nous avons montré que les onduleurs à structure NPC de niveau supérieur à trois (cinq niveaux) sont mis en série de plusieurs onduleurs à deux ou à trois niveaux.

Les stratégies de commande présentées dans la troisième partie sont choisies de telle manière que les tensions de sorties de l'onduleur donnent une forme de plus en plus proche à la tension de référence (sinusoïdal). Généralement la qualité du signal obtenue dépend essentiellement de deux facteurs : le niveau de l'onduleur et le type de l'algorithme.

Le but de ce mémoire apparaît dans le dernier chapitre. Les résultats obtenus sont de plus en plus proches de ceux obtenus lorsque la machine est alimentée depuis le réseau. Ces remarques sont difficiles à distinguer surtout lorsque le niveau de l'onduleur devient plus grand.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- Recherche d'autres stratégies de commande qui permettent d'avoir une tension à la sortie la plus sinusoïdale possible.
- Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par ce type d'onduleur.

Paramètres de la machine asynchrone

Les paramètres du moteur utilisé

▪ Puissance nominale	$P_n = 0.75 \text{ kw}$
▪ Tension nominale	$v = 220/380 \text{ V}$
▪ Fréquence d'alimentation	$f = 50 \text{ Hz}$
▪ Courant nominale	$I = 3.6/2.1 \text{ A}$
▪ Nombre de paires de pôles	$2p = 4$
▪ Couple nominale	$C_{r \text{ nom}} = 5.15 \text{ Nm}$
▪ Vitesse nominale	$N = 1500 \text{ tr/mn}$
▪ Résistance statorique	$R_s = 10 \text{ } \Omega$
▪ Résistance rotorique	$R_r = 6.3 \text{ } \Omega$
▪ Inductance statorique	$L_s = 0.652 \text{ H}$
▪ Inductance rotorique	$L_r = 0.65 \text{ H}$
▪ Inductance mutuelle	$M_{sr} = 0.612 \text{ H}$
▪ Moment d'inertie	$J = 0.02 \text{ kgm}^2$
▪ coefficient de frottement visqueux	$f = 0 \text{ Si}$

bibliographie

[1] : C.HALIME

« Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement
et par mode glissant »

Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001].

[2] : B.KAFIA

« Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport
de la logique floue pour la réduction du phénomène «chattering »

Thèse de magister, université de Batna [2003].

[3] : L.FADILA et G. HAKIMA

« Etude comparative de la commande par mode glissant et la

Commande vectorielle d'un machine asynchrone »

Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]

[4] : R.ABDELHAMIDE et F.MOUSTAPHA

« Contrôle directe du couple de la machine asynchrone »

Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]

[5] : FAUCHER G, J. P. Carno, J, P, Hautier

« Modélisation et commande de la machine asynchrone »

Editions Technip, 1995.

[6] : BROSSELARD .P.

« Conception, réalisation et caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs)
haute tension (5kV) en Carbure de Silicium ».

Thèse de doctorat, Lyon 2004.

[7] : BERKOUK. E. M.

« Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasée
alimentées par des convertisseurs directe et indirectes. Application au gradateurs et onduleur
multi-niveaux ».

Thèse de doctorat, CNAM 1995.

[8] : S. BOULKHRACHEF

« Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandée par logique Floue ».
Thèse de magistère, ENP 2001.

[9] : AMEUR R. LOURCI N. BERKOUK E M. MANESSE G.

« Commande de la machine asynchrone alimenter par un onduleur NPC à niveaux ».
SNAPSEA, Annaba 1998.

[10] : BOUAKAZ OUAHID

« Contribution à L'analyse Des Onduleurs Multi niveaux Fonctionnement Symétrique et Asymétrique »
Mémoire de magistère en électrotechnique de l'université de Batna, 2005.

[11] : S. BENTOUBA

« Contribution à l'étude et à la modélisation d'un onduleur multi niveaux (deux , trois et à cinq niveaux) application à la conduite d'une machine synchrone par mode glissant »
thèse de magister CUB 2003

[12] : R.GUEDOUANI

« Commande d'un onduleur de tension multi-niveaux ,Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents »
Thèse de Magister ENP 1998 ,Alger.

[13] YAKOUB K

« Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction»,
mémoire de magister. Université de Batna, 2005.