

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



**Université d'EL-Oued
Faculté des Sciences et des Technologies**

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

LICENCE ACADEMIQUE

**Domaine : Sciences et Technologies
Filière: Génie Électrique
Spécialité: Contrôle et Diagnostic des Systèmes Électriques**

Thème

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

**Dirigé par:
Mesbahi nadhir**

**Réalisé par:
soufiane ben ali
Houamdi moatez**

Soutenu 04 Juin 2013



Dédicaces & remerciements

La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner toute ma reconnaissance.

Je dédie ce travail à mon père et ma mère et toute ma famille

Je voudrais tout d'abord adresser toute ma gratitude à mon encadreur, Nadhir Mesbahi, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.

Je désire aussi remercier les enseignants qui ont fourni les outils nécessaires à la réussite de mes études universitaires.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance envers les amis et camarades qui m'ont apporté leur soutien moral et intellectuel tout au long de ma démarche.

A eux tous je dis MERCI



Dédicaces & remerciements

je dédions le fruit de nos efforts
à ceux qui nous enseigner que la
vie est un combat
incessessable :

Mes chers parent notre cher
professeur mesbahi nadhire Qui
a surveillé notre travail dès son
début.

Tout ceux qui ont de près ou de
loin contribuée à réalisation de
ce travail , **Merci pour tout.**

sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

I.1 Introduction.....	2
I.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées.....	2
I.2.1 Définition.....	2
I.2.2 Description.....	2
I.2.2.1 Le stator.....	3
I.2.2.2 Le rotor.....	3
a. Rotor bobiné.....	3
b. Rotor à cage.....	4
I.2.3 Principe du fonctionnement de la machine asynchrone.....	4
I.3 Modélisation de la machine asynchrone.....	5
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	5
I.3.2 Les équations de la machine asynchrone triphasée.....	6
a. Les équations électriques.....	6
b. Les équations magnétiques.....	7
c. Les équations mécaniques.....	9
I.3.3 Modélisation dans le repère de Park.....	9
I.3.3.1 Principe de la transformation de Park.....	9
I.3.3.2 Les équations des tensions.....	12
I.3.3.3 Les équations du flux.....	13
I.3.3.4 L'expression du couple électromagnétique instantané.....	14
I.4 Choix du référentiel.....	15
a. Référentiel lié au stator.....	15
b. Référentiel lié au rotor.....	15
c. Référentiel lié au champ tournant.....	16
I.5 Représentation d'état du modèle de la MAS.....	16
I.6 Simulation et interprétation.....	17
I.6.1 Démarrage à vide.....	18
I.6.2 Démarrage en charge.....	20
I.7 Conclusion.....	22

CHAPITRE II
MODELISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE DE
L'ONDULEUR NPC Á CINQ NIVEAUX

II.1 Introduction.....	23
II.2. Modélisation et strategies de commande de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC.....	23
II.2.1. Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.....	23
II.2.1.a. Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	23
II.2.1.b. Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.....	24
II.2.2. Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC...	27
II.2.2.a. Commandabilité des convertisseurs statiques.....	27
II.2.2.b.Fonction de connexion des interrupteurs.....	27
II.2.2.c. Fonction de connexion du demi-bras.....	28
II.2.3. Modélisation aux valeurs instantanées.....	29
II.2.4. Les différentes stratégies de l'onduleur à cinq niveaux.....	31
II.2.4.1. Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires.....	32
II.2.4.2. Simulation numérique.....	33
II.2.4.3 Interprétation et commentaire.....	39
II.3 Conclusion.....	40
 CONCLUSION GÉNÉRALE.....	 41

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE



Introduction générale



Ces dernières années, le domaine d'application des machines à courant alternatif s'est considérablement étendu avec le développement de l'électronique de puissance, de la microélectronique et du génie informatique. En effet, les évolutions technologiques ont permis aux machines alternatives, de se doter de la souplesse de contrôle et des performances dynamiques naturellement obtenues. La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles.

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

L'objectif visé par ce travail est d'améliorer des performances de la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux. Cet objectif comprend une amélioration de la réponse dynamique du système, ainsi que les performances en régime statique, particulièrement la minimisation des pulsations du couple électromagnétique.

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- Le premier chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone nécessaire pour élaborer un schéma de simulation de la commande de la machine.
- Dans le deuxième chapitre, nous présentons la configuration de l'onduleur à cinq niveaux, puis la modélisation de cet onduleur. Enfin une simulation de l'association MAS-onduleur à cinq niveaux est réalisée pour évaluer les performances de la conduite de la MAS, d'une part, et les performances des tensions de sortie, d'autre part.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.



Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone



I.1 Introduction

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire.

En tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices, le moteur à induction triphasé est modélisé par trois équations de tensions statoriques, trois équations de tensions rotoriques, et une équation mécaniques.

L'approche actuelle de la modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes, qui transforme un système triphasé en système biphasé équivalent ce qui réduit la complexité du modèle et permet l'étude des régimes transitoires.

Dans ce chapitre nous déduirons le modèle biphasé du moteur à induction triphasé à partir des équations générales. Un modèle réduit est obtenu en négligeant la dynamique du stator. Puis nous présenterons la modélisation de l'étage d'alimentation [1].

I.2 Généralités sur les machines asynchrones 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 [2].

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.2.2.1 Le stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles dans les quelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine et canalisées le flux magnétique [3].

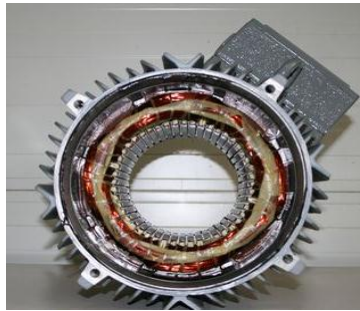


Figure I.1. Schéma d'un stator.

I.2.2.2 Le rotor

Le rotor n'est lié électriquement à aucune source d'énergie, ni continue, ni alternative ce qui simplifie beaucoup sa construction.

a. Rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et en pratique toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les variations de réluctance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques.

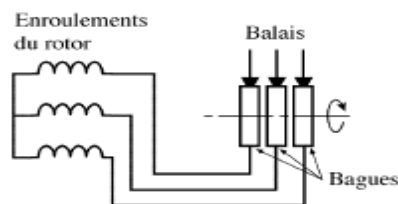


Figure I.2. Schéma de principe d'un rotor bobiné.

b. Rotor à cage

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

Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné[4].

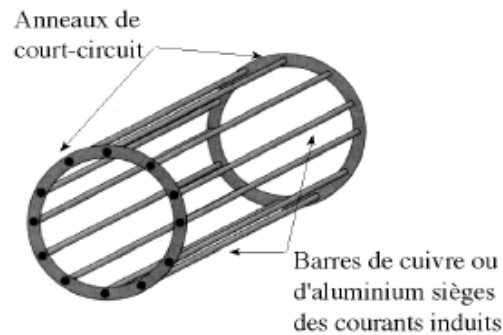


Figure I.3. Schéma de principe d'une cage d'écureuil.

I.2.3 Principe du fonctionnement de la machine asynchrone

Lorsqu'on alimente l'enroulement statorique par un courant alternatif triphasé, ce courant engendre un champ magnétique tournant avec une vitesse N_s , dont le sens de rotation dépend de l'alternance des phases. Ce champ induit dans les enroulements statorique et rotorique donne naissance à des forces électromotrices :

$$E = 4,44 \cdot \varphi \cdot f \cdot n \quad (I.1)$$

Si l'enroulement rotorique est fermé, dans cet enroulement passe le courant rotorique I_2 d'après l'interaction de ce courant avec le champ magnétique tournant, apparaît le couple électromagnétique qui entraîne le rotor dans un mouvement de rotation avec la vitesse Ω [5].

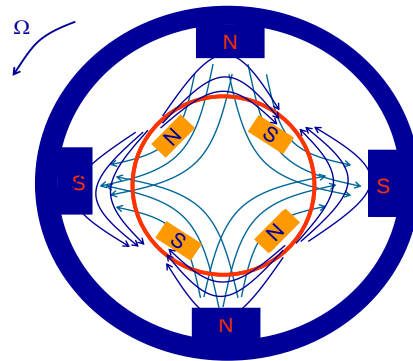


Figure 1.4.Fonctionnement de MAS

I.3 Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure de principe représentée par la figure (I.5) dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation, dans l'hypothèse bipolaire. Il sera toujours possible de passer à une machine à 2p-polaire par transformation convenable de l'équation du couple. Les armatures magnétiques du stator et de rotor sont toutes deux cylindriques, donc séparées par un entrefer constant, et munies chacune d'un enroulement triphasé [4].

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

La modification de la machine asynchrone ne peut se faire que dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices suivantes [1] :

- ❖ La machine est symétrique à entrefer constant.
- ❖ L'effet d'encochage et les effets de dentures sont négligés.
- ❖ L'induction dans l'entrefer a une répartition spatiale sinusoïdale.
- ❖ Le circuit magnétique est linéaire, non saturé, ce qui signifie que les flux sont des fonctions linéaires des courants.
- ❖ La densité surfacique des courants dans les conducteurs est uniforme, l'influence de l'échauffement n'est pas prise en compte
- ❖ Les pertes fer par hystérésis et courant de Foucault sont négligées.

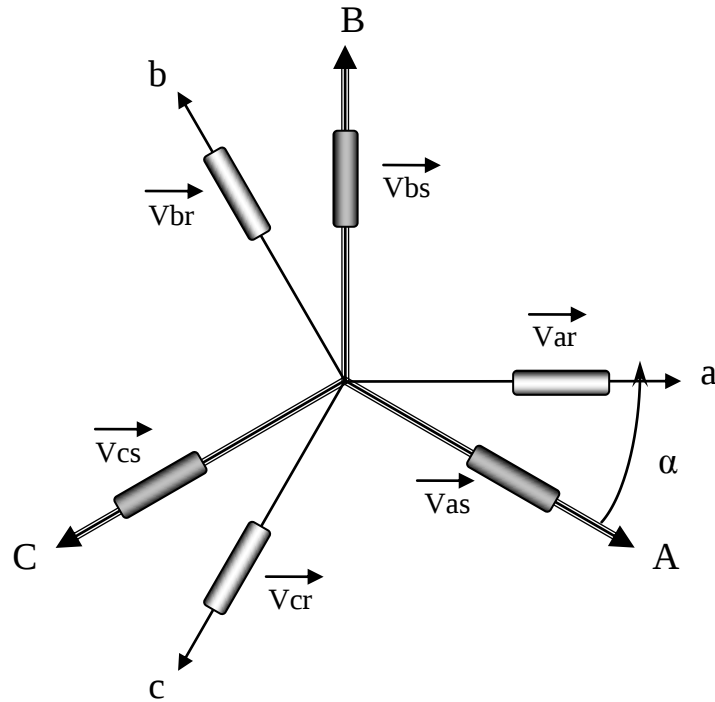


Figure I.5. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.3.2 Les équations de la machine asynchrone triphasée

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

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

a. Les équations électriques

En appliquant la loi d'ohm généralisée pour chaque phase, les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\varphi_{sabc}] \\ [V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)[\varphi_{rabc}] \end{cases} \quad (I.2)$$

Tel que :

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

- R_s : Résistance propre d'une phase statorique.
- R_r : Résistance propre d'une phase rotorique.

$$, [V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}, [\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}, [\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}, [V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

b. Les équations magnétiques

Avec les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Donc :

$$\begin{cases} [\varphi_{sabc}] = [L_{ss}].[i_{sabc}] + [M_{sr}].[i_{rabc}] \\ [\varphi_{rabc}] = [L_{rr}].[i_{rabc}] + [M_{rs}].[i_{sabc}] \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec:

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M'_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

Où

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et des mutuelles entre phases statoriques,

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et des mutuelles entre phases rotoriques,

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

M'_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

α : Ecart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.

On aura finalement :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt).([L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \\ [V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt).([L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \end{cases} \quad (I.5)$$

c. Les équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc....), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [6].

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (I.6)$$

Pour une machine à 2P pôles (machine multipolaire) :

$$\frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{P}{J} \left(C_e - C_r - f \frac{\omega}{P} \right) \quad (I.7)$$

Où:

J : moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : coefficient du frottement visqueux.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple de résistant (couple de charge).

Ω_r : vitesse rotorique de moteur.

ω_{mec} : vitesse mécanique de moteur.

I.3.3 Modélisation dans le repère de Park

I.3.3.1 Principe de la transformation de Park

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d, q) comme le montre la Figure (I.6).

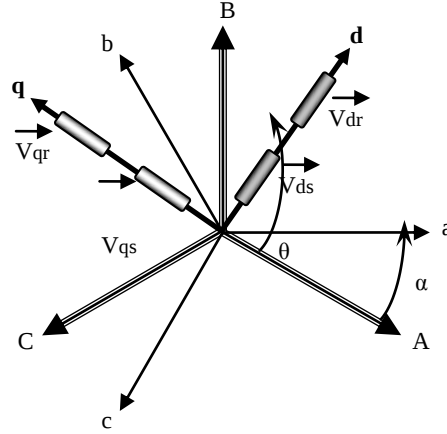


Figure 1.6. Repère initial et repère (d, q) de Park.

Les deux bobines d et q, produiraient le même effet que les trois bobines réelles fixes. Les variables exprimées dans ce nouveau repère (d, q) nous permettent d'avoir un modèle relativement simple de la machine. On utilise ainsi la transformation de Park, qui est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Pour simplifier la représentation des équations électriques (I.2), On introduit la transformation de Park normalisée qui est obtenue à l'aide de la matrice $[P]$ suivante :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

L'angle dans la matrice $[P]$, prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques.

On désigne :

- Par $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ la vitesse angulaire des axes d-q dans le repère statorique.
- Par $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ la vitesse angulaire des axes d-q dans le repère rotorique.

De sorte qu'à partir de l'expression $(\theta_s - \theta_r = \alpha)$; il se déduit par dérivation :

$$\omega_s - \omega_r = \frac{d\alpha}{dt} = \omega = P\Omega \quad (I.9)$$

Le coefficient $\sqrt{2/3}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété $[P]^{-1} = [P]^T$. Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est défini par la transformation

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

x : ce sont des variables statoriques ou rotoriques tension, courant ou flux.

o : indice de l'axe homopolaire.

La matrice inverse de la transformation de **Park** normalisée a pour expression :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

D'où les transformations inversent des variables :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix}$$

La transformation de **Park** normalisée consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes " d " et " q " [7].

I.3.3.2 Les équations des tensions

En grandeur de phase, on a :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\varphi_{sabc}]$$

En multipliant les deux cotées par [P], il vient :

$$[V_{sabc}][P] = [R_s][i_{sabc}][P] + (d/dt)[\varphi_{sabc}][P] \quad (I.11)$$

Après tout les calculs fait on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

De la même façon on trouve pour les grandeurs du rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r - \omega_s \\ \omega_s - \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.14)$$

I.3.3.3 Les équations du flux

Ces équations sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Donc :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s \quad , \quad L_r = l_r - M_r \quad , \quad M = \frac{3}{2} M_{sr}$$

L_s : Inductance cyclique propre statorique.

L_r : Inductance cyclique propre rotorique.

M: Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

Remarque

Dans les équations électriques précédentes (I.14), nous n'avons pas fait figurer les composantes d'indice " o ", qui n'interviennent que dans le cas de dissymétrie de l'alimentation statorique, leurs équations sont[8] :

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{os} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Avec:

$$\begin{bmatrix} \phi_{0s} \\ \phi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0s} \\ L_{0r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{0s} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

En introduisant (I.18) dans (I.19), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{0s} \\ V_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{0s} \\ i_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{0s} \cdot i_{0s} \\ L_{0r} \cdot i_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Avec:

$$L_{0s} = l_s + 2M_s : \text{Inductance homopolaire statorique.}$$

$$L_{0r} = l_r + 2M_r : \text{Inductance homopolaire rotorique.}$$

I.3.3.4 L'expression du couple électromagnétique instantané

Dans le cas générale, la puissance électrique instantanée P_e fournie aux les enroulements statoriques et rotoriques s'exprimes en fonction des grandeurs d'axes d, q :

$$P_e = V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs} + V_{dr}i_{dr} + V_{qr}i_{qr} \quad (\text{I.21})$$

Elle se décompose en trois séries de termes qui correspondent respectivement aux trois colonnes des équations des tensions :

- Puissance dissipée en pertes joule :

$$R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (\text{I.22})$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources:

$$i_{ds} \left(\frac{d\phi_{ds}}{dt} \right) + i_{qs} \left(\frac{d\phi_{qs}}{dt} \right) + i_{dr} \left(\frac{d\phi_{dr}}{dt} \right) + i_{qr} \left(\frac{d\phi_{qr}}{dt} \right) \quad (\text{I.23})$$

- Puissance mécanique P_m regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_m = (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) + (\varphi_{dr} i_{qr} - \varphi_{qr} i_{dr}) \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \quad (I.24)$$

En tenant compte des équations des flux on peut donc écrire que :

$$P_m = (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \left(\frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \right) \quad (I.25)$$

Or la puissance mécanique est aussi égale à $C_e \cdot \Omega$ ou à $C_e \cdot \Omega / P$, on en tire l'expression du couple :

$$C_e = P (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (I.26)$$

I.4 Choix du référentiel

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels :

a. Référentiel lié au stator

On remplace dans le système (I.14), avec :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r$$

Ce référentiel est choisi lorsqu'on désire étudier les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

b. Référentiel lié au rotor

On remplace dans le système (I.14), avec :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

c. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas :

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

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné [6].

I.5 Représentation d'état du modèle de la MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (I.27)$$

avec :

$$\begin{cases} [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \varphi_{rd} \ \varphi_{rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \end{cases} \quad (I.28)$$

Pour le référentiel lié au champ tournant (d – q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & (\frac{M}{\sigma L_s L_R T_R}) & (\frac{M}{\sigma L_s L_R})\omega \\ -\omega_s & -(\frac{R_t}{\sigma L_s}) & -(\frac{M}{\sigma L_s L_R})\omega & (\frac{M}{\sigma L_s L_R T_R}) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_R} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

et pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), la matrice $[A]$ devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_S} & 0 & (\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}) & (\frac{M}{\sigma L_S L_R})\omega \\ 0 & -(\frac{R_t}{\sigma L_S}) & -(\frac{M}{\sigma L_S L_R})\omega & (\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_R} & \omega & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

avec :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_R L_S}$: Coefficient de dispersion total.

$T_R = \frac{L_R}{R_R}$: Constante de temps rotorique.

$R_t = R_S + \frac{M^2}{L_R T_R}$: Résistance totale ramenée au stator.

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système et [B] : Matrice d'entrée.

I.6 Simulation et interprétation

- Les tensions d'entrées :

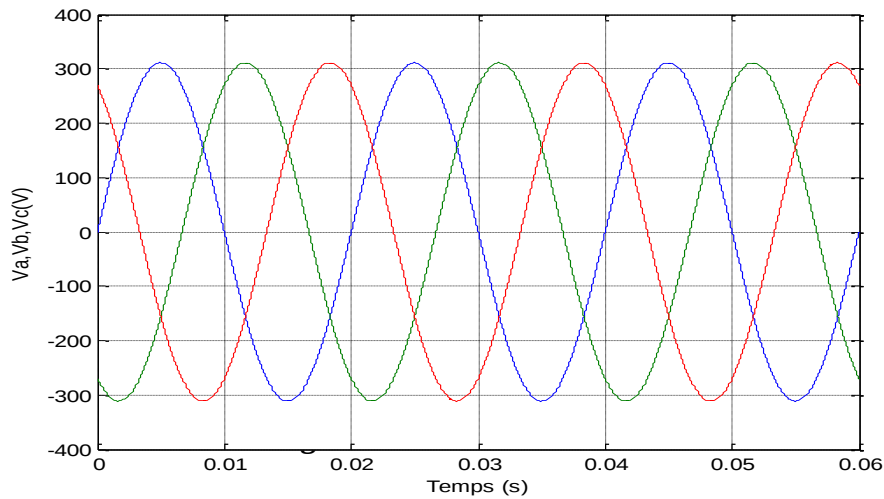
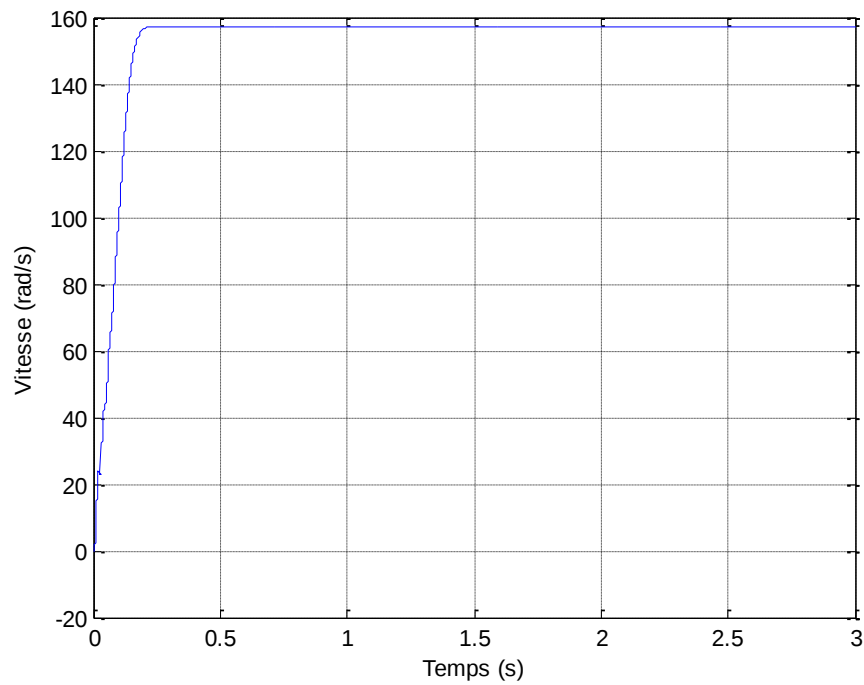
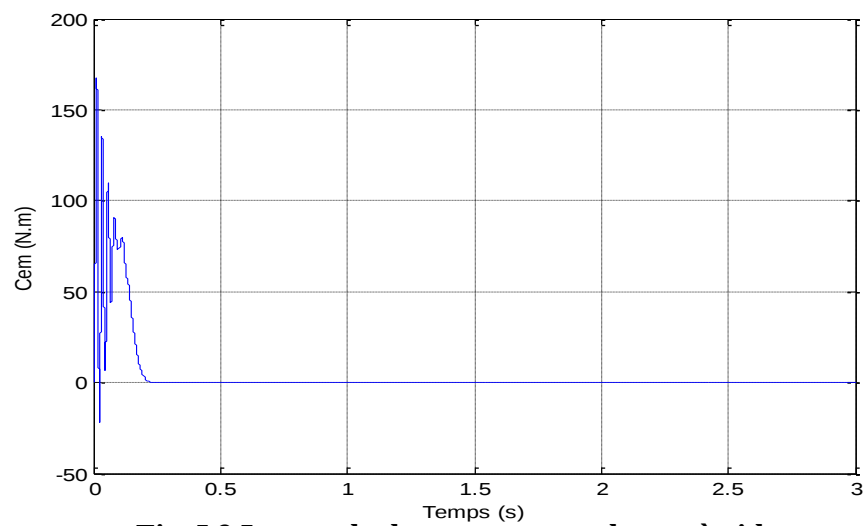


Fig. I.7. Les tensions d'entrées.

I.6.1. Démarrage à vide:**Fig. I.8. La vitesse du moteur asynchrone à vide****Fig. I.9. Le couple du moteur asynchrone à vide.**

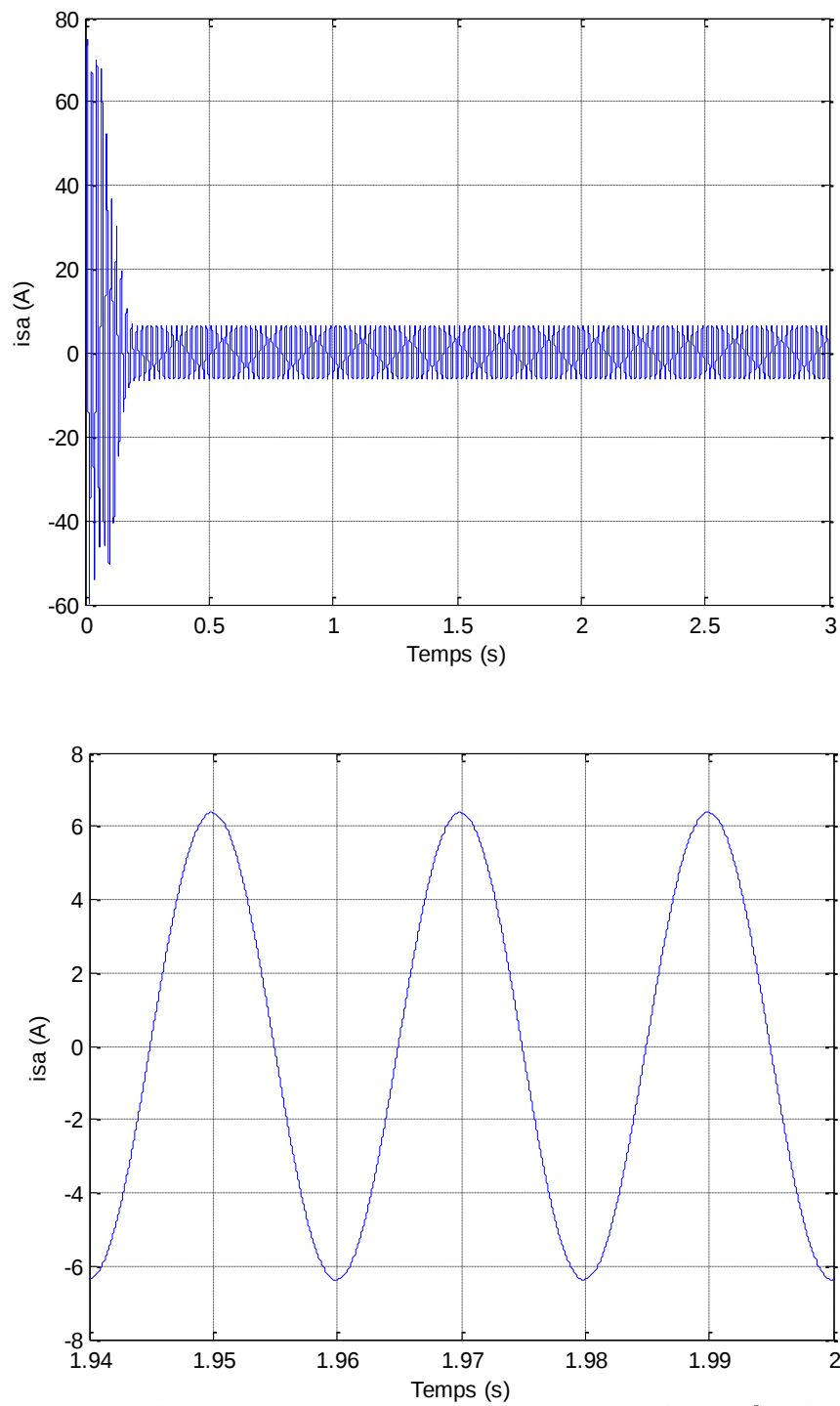
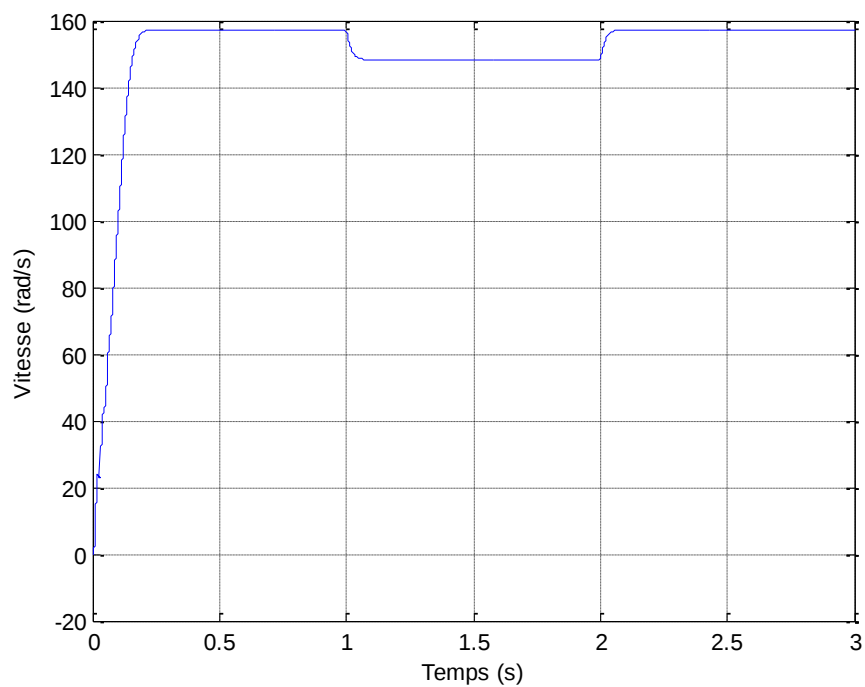
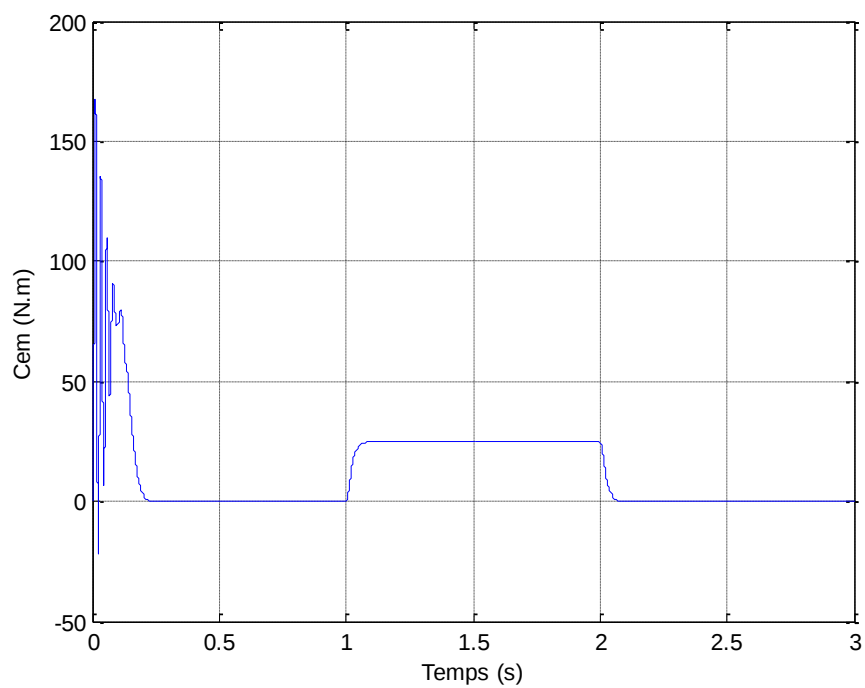


Fig. I.10. le courant statorique du moteur asynchrone à vide.

I.6.2 Démarrage en charge:**Fig. I.12. La vitesse du moteur asynchrone on charge.****Fig. I.13. Le couple du moteur asynchrone en charge.**

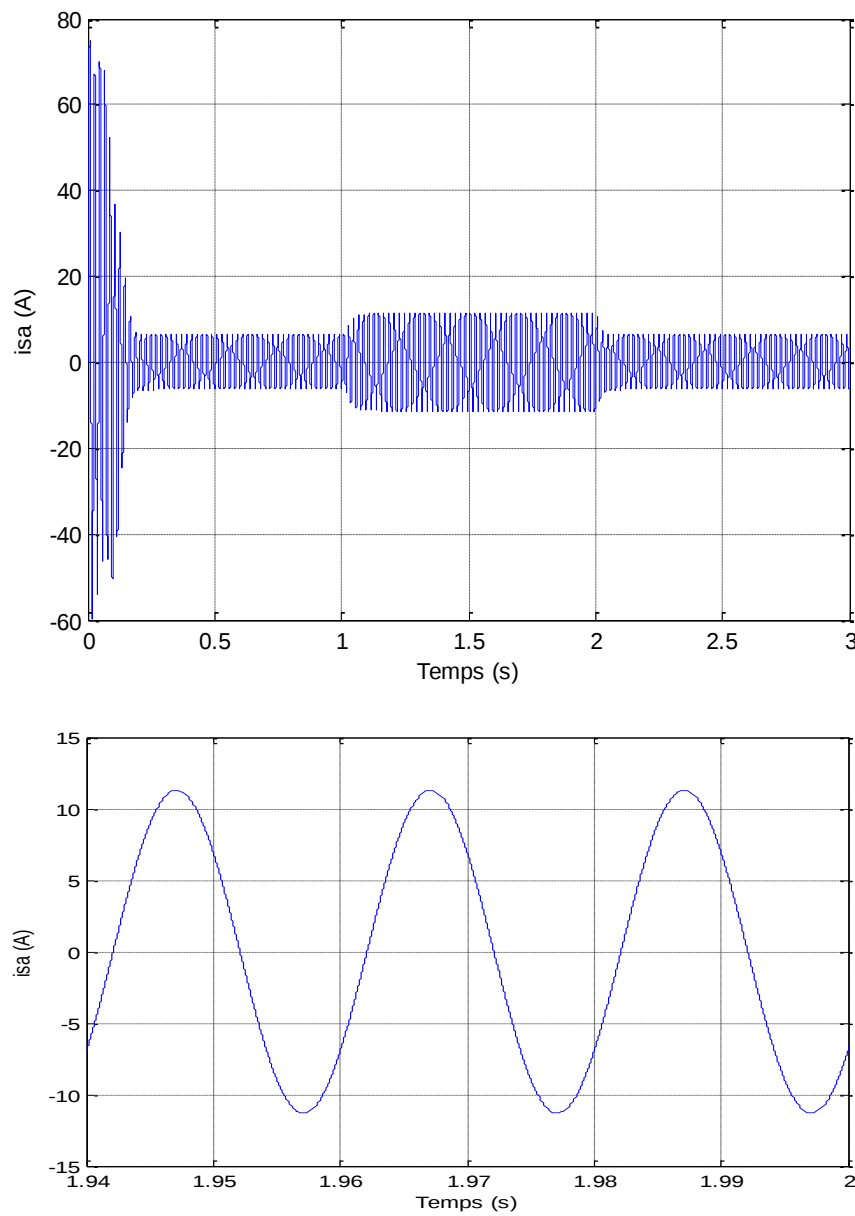


Fig. I.14. le courant statorique du moteur asynchrone en charge.

- **La vitesse :**

Au démarrage et dans un temps étroit, la vitesse présente une oscillation inclinée suivie par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur de synchronisme, cette variation instantanée dépend de la caractéristique du moteur choisi.

On remarque aussi la possibilité d'inversion du sens de rotation du moteur, elle dépend du temps qui est en relation avec les caractéristiques du moteur et la charge associée (perturbation).

Lorsqu'on applique un couple résistant (perturbation) on remarque que la vitesse est décroissante ce qui signifie qu'il y a un glissement.

- **Le courant statorique**

Au démarrage, le courant prend sa valeur maximale, au moment 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.

- **Le couple électromagnétique**

La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence du fort couple électromagnétique (ou plus un couple résistant), ce dernier oscille de manière décroissante jusqu'à la valeur 0.

Lorsqu'on applique un couple résistant (au démarrage ou après), on remarque une augmentation du couple électromagnétique jusqu'à la valeur de perturbation associée.

I.7 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement d'un modèle mathématique de la machine asynchrone basé sur la transformation du Park tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

L'étude des caractéristiques de la MAS directement alimentée par des sources sinusoïdales, à vide et en charge a été accomplie.



Chapitre II

Modélisation de l'onduleur NPC à cinq niveaux

II.1 Introduction

L'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs que les onduleurs multiniveaux .

II.2. Modélisation et strategies de commande de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

II.2.1 Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

II.2.1.a Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux [10][11][12]

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC étudié se compose de trois bras symétriques constitué chacun de six interrupteurs en série et deux autres en parallèles, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension VKM notées DD K 0 et DD K1 . Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche.

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($U_{c1}+U_{c2}+U_{c3}+U_{c4}$). Ces quatre générateurs ainsi que les diodes DD K 0 et DD K1 se trouvent connectés entre eux en un point fictif noté « M ».

La représentation schématique de cet onduleur est donnée par la figure (II.1); ou:

- Les tensions continues U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} sont les tensions d'entrée,
- Les tensions alternatives V_A , V_B , V_C sont les tensions de sortie,
- Les courants i_1 , i_2 , i_3 sont les courants de sortie.

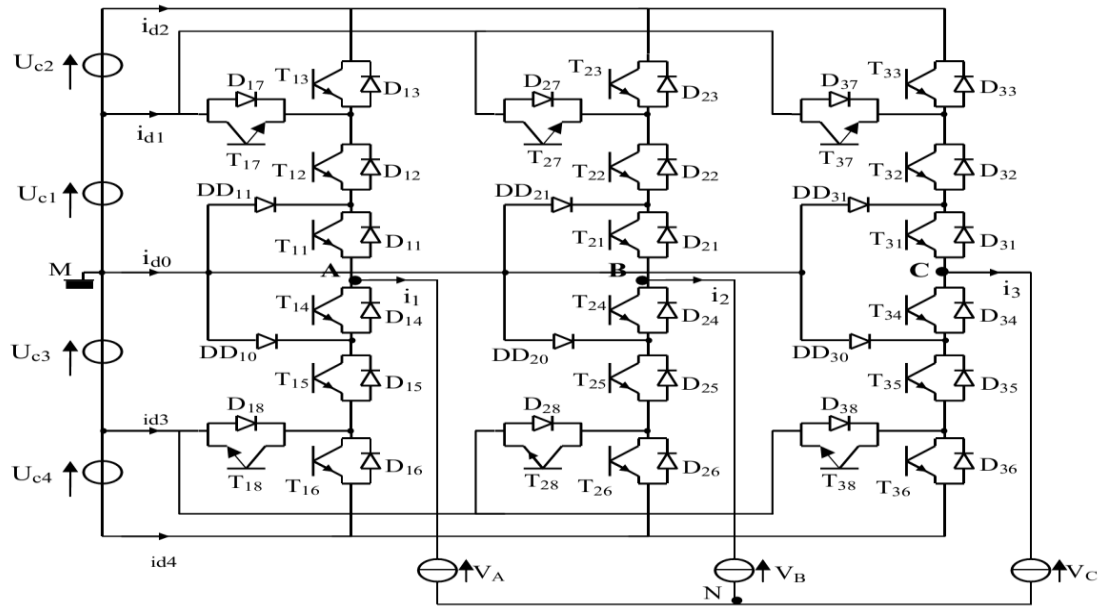


Figure II.1. Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

II.2.1.b. Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à cinq niveaux [10] [11][12] :

Vue la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, la modélisation de ce dernier se fait par bras, figure (II.2).

En représentant chaque paire transistor–diode par un seul interrupteur bidirectionnel suppose idéal, figure (II.3), un bras de l'onduleur définit sept configurations possibles. Ces différentes configurations sont représentées par la figure (II.4). Le tableau (II.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec « M » origine des potentiels et VKM la différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M).

Remarque :

Les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} sont des tensions continues supposées idéales (égales et constantes) $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c$.

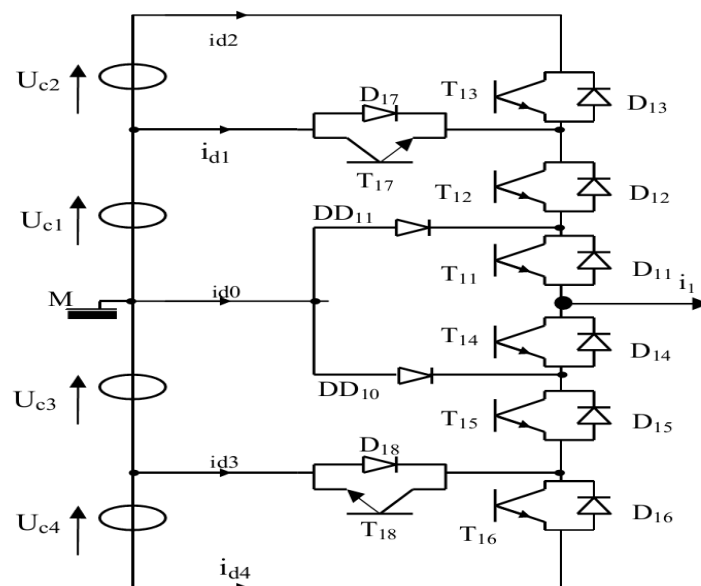


Figure II.2. Structure d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

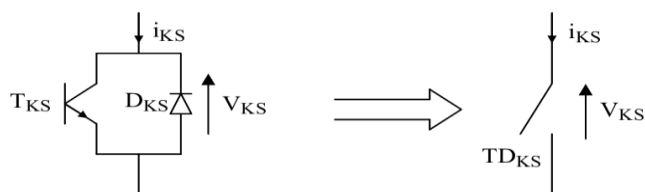
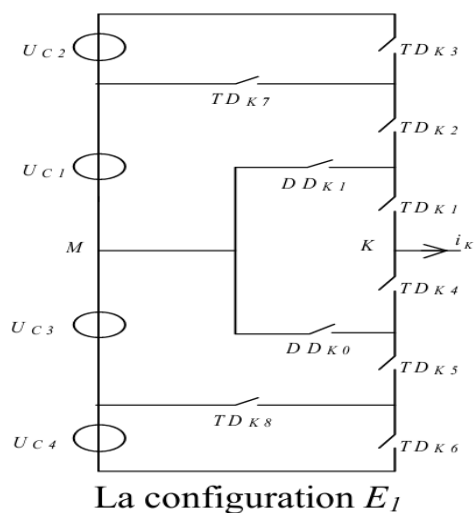


Figure II.3. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode.



Configuration	Grandeurs électriques
E1	$i_K=0$
E2	$V_{KM}=U_{C1}+U_{C2}=2U_C$
E3	$V_{KM}=U_{C1}=U_C$
E4	$V_{KM}=0$
E5	$V_{KM}=-U_{C3}=-U_C$
E6	$V_{KM}=-U_{C3}-U_{C4}=-2U_C$
E7	$V_{KM}=0$

Tableau II.1. Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras K.

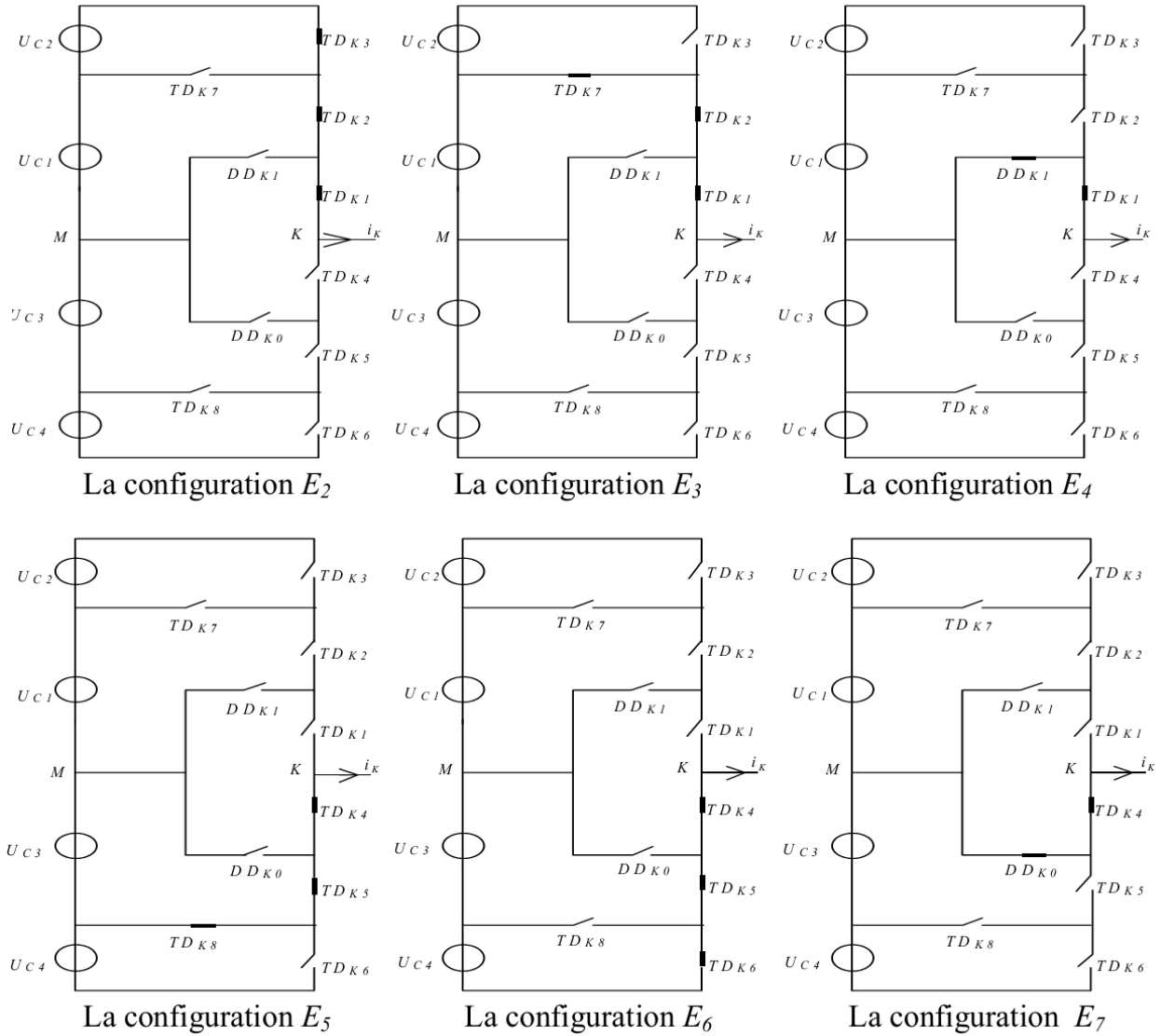


Figure II.4. Les différentes configurations possibles pour un bras K de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

II.2.2 Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC [10] [11] [12]

II.2.2.a. Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion.

Hypothèse:

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant U_c).
- La charge est triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé, alors on a :

$$\begin{aligned} V_A + V_B + V_C &= 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \end{aligned} \quad (II.1)$$

II.2.2.b.Fonction de connexion des interrupteurs :

Cette fonction est associée à chaque interrupteur TD KS , et décrit son état ouvert ou fermé.

Cette fonction vaut "1" si l'interrupteur est fermé et "0" dans le cas contraire.

Pour éviter la conduction simultanée des six interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou à une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{aligned} B_{K4} &= \overline{B_{K2}} \\ B_{K5} &= \overline{B_{K1}} \\ B_{K6} &= \overline{B_{K3}} \end{aligned} \quad (II.2)$$

Avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} F_{K4} &= 1 - F_{K2} \\ F_{K5} &= 1 - F_{K1} \\ F_{K6} &= 1 - F_{K3} \end{aligned} \quad (II.3)$$

Le tableau II.2. représente la table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux:

B	B	B	B	B	B	V
1	1	1	0	0	0	2Uc
1	1	0	0	0	1	Uc
1	0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	1	0	-Uc
0	0	0	1	1	1	-2Uc

Tableau II.2. Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

D'après le tableau ci-dessus, on remarque que cette commande complémentaire permet d'avoir un fonctionnement en cinq niveaux.

II.2.2.c. Fonction de connexion du demi-bras:

On définit pour l'onduleur une fonction de connexion des demi-bras qu'on notera F_{bKm} , tel que :

K : Numéro du bras (K=1; 2; 3)

$$M = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi - bras du bas} \\ 1 & \text{pour le demi - bras du haut} \end{cases}$$

Pour le bras K, les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} F_{K2} F_{K3} \\ F_{K0}^b = F_{K4} F_{K5} F_{K6} \end{cases}$$

(II.4)

Le système d'équations précédent montre que la fonction F_{bKm} vaut « 1 » dans le cas où les trois interrupteurs du demi-bras sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas.

Les fonctions de connexion des deux interrupteurs parallèles du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K7} = F_{K1}F_{K2}(1 - F_{K3}) \\ F_{K8} = F_{K4}F_{K5}(1 - F_{K6}) \end{cases} \quad (II.5)$$

II.2.3. Modélisation aux valeurs instantanées

Notation :

- V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.
- V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu « M »

de l'alimentation continue de l'onduleur.

- V_{NM} : Tension entre le point neutre de la charge (point N) et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur (point M).

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu M sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}(1 - F_{13})U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{C1} - U_{C2}) - F_{14}F_{15}(1 - F_{16})U_{C3} - F_{14}F_{15}F_{16}(U_{C3} - U_{C4}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}(1 - F_{23})U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{C1} - U_{C2}) - F_{24}F_{25}(1 - F_{26})U_{C3} - F_{24}F_{25}F_{26}(U_{C3} - U_{C4}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}(1 - F_{33})U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{C1} - U_{C2}) - F_{34}F_{35}(1 - F_{36})U_{C3} - F_{34}F_{35}F_{36}(U_{C3} - U_{C4}) \end{cases} \quad (II.6)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (II.7)$$

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

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11}F_{12}(1 - F_{13}) \\ F_{18} = F_{14}F_{15}(1 - F_{16}) \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{27} = F_{21}F_{22}(1 - F_{23}) \\ F_{28} = F_{24}F_{25}(1 - F_{26}) \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{37} = F_{31}F_{32}(1 - F_{33}) \\ F_{38} = F_{34}F_{35}(1 - F_{36}) \end{cases} \quad (II.8)$$

En introduisant les équations (II.7) et (II.8) dans le système (II.6), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17}U_{C1} + F_{11}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{18}U_{C3} - F_{10}^b(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{BM} = F_{27}U_{C1} + F_{21}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{28}U_{C3} - F_{20}^b(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{CM} = F_{37}U_{C1} + F_{31}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{38}U_{C3} - F_{30}^b(U_{C3} + U_{C4}) \end{cases} \quad (II.9)$$

Ce système (II.9) s'écrit sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \quad (II.10)$$

D'après le système (II.10), on peut déduire que l'onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où $U_{C1}=U_{C2}=U_{C3}=U_{C4}=U_C$, la relation (II.10) se réduit à :

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

Les équations des mailles du système source - onduleur - charge donnent :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (II.12)$$

Avec, V_{NM} tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge donnée comme suit :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (II.13)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (II.14)$$

A partir des relations (II.10) et (II.14), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \right\} \quad (\text{II.15})$$

Dans le cas où $U_{C1}=U_{C2}=U_{C3}=U_{C4}=U_C$, la relation (II.15) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b - F_{18} - F_{10}^b \\ F_{27} + F_{21}^b - F_{28} - F_{20}^b \\ F_{37} + F_{31}^b - F_{38} - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.16})$$

Ainsi, les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1, i_2 et i_3 au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et courants de charge par la relation :

$$i_{d1} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4}) \quad (\text{II.18})$$

II.2.4 Les différentes stratégies de l'onduleur à cinq niveaux

Pour commander l'onduleur à cinq niveaux par la modulation de largeurs d'impulsions (MLI), on a étudié quelques stratégies de commande qui permettent de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, et qui sont:

- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires.
- Modulation vectorielle à quatre porteuses bipolaires.

L'analyse de ces stratégies sera basée sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques destensions de sortie.

On posera pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, $U_{Ci}=U_C=200V$ ($i=1; 2; 3; 4$).

II.2.4.1 Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires

Le principe de cette stratégie 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 quatre porteuses triangulaires bipolaires [9][12].

Deux paramètres caractérisent cette stratégie [9] [12]:

L'indice de modulation "m" qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse (fp) à la fréquence de la tension de référence f: $m = f_p/f$

Taux de modulation "r" qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence (Vm) et celle de la porteuse (Upm): $r = V_m/U_{pm}$

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à cinq niveaux sont données comme suit:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_M \sin \omega t \\ V_{ref2} = V_M \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \\ V_{ref3} = V_M \sin \left(\omega t - \frac{4}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (II.19)$$

Les quatre porteuses utilisées sont identiques et décalées entre elles d'un quart de période ($T_p/4$). Elles sont définies comme suit:

$$\begin{cases} U_{p1} = \begin{cases} 2u_c \left(4\frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2u_c \left(-4\frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2} = U_{p1} \left(t - \frac{T_p}{4} \right) \\ U_{p3} = U_{p1} \left(t - \frac{T_p}{2} \right) \\ U_{p4} = U_{p1} \left(t - 3\frac{T_p}{4} \right) \end{cases} \quad (II.20)$$

L'algorithme de commande pour un bras K de l'onduleur se résume en deux étapes:

1ère étape: Détermination des tensions intermédiaires: (VK1,VK2,VK3,VK4)

$$\begin{cases} V_{refk} \geq Up4 \Rightarrow V_{k1} = 2U_C \\ V_{refk} < Up4 \Rightarrow V_{k1} = U_C \end{cases} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq Up3 \Rightarrow V_{k2} = U_C \\ V_{refk} < Up3 \Rightarrow V_{k2} = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq Up2 \Rightarrow V_{k3} = 0 \\ V_{refk} < Up2 \Rightarrow V_{k3} = -U_C \end{cases} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq Up1 \Rightarrow V_{k4} = -U_C \\ V_{refk} < Up1 \Rightarrow V_{k4} = -2U_C \end{cases} \quad (II.21)$$

2ème étape: Détermination du signal VKM et les ordres de commande BKs des interrupteurs:

$$\begin{aligned} V_{KM} = 2U_C &\Rightarrow B_{K1} = B_{K2} = B_{K3} = 1 \\ V_{KM} = U_C &\Rightarrow B_{K1} = B_{K2} = 1, B_{K3} = 0 \\ V_{KM} = 0 &\Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = B_{K3} = 0 \\ V_{KM} = -U_C &\Rightarrow B_{K1} = B_{K2} = 0, B_{K3} = 1 \\ V_{KM} = -2U_C &\Rightarrow B_{K1} = B_{K2} = B_{K3} = 0 \end{aligned}$$

Avec: $V_{KM} = V_{K1} + V_{K2} + V_{K3} + V_{K4}$

$$\begin{cases} B_{K4} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K5} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K6} = \overline{B_{K3}} \end{cases}$$

II.2.4.2 Simulation numérique

- les figures(II.5), (II.6), (II.7), (II.8), (II.9), (II.10), (II.11) représentent les tensions Va, Vb, Vc de l'onduleur triphasé à cinq niveaux d'harmonique respectivement pour m=10 avec r=0.8 et f=50Hz :

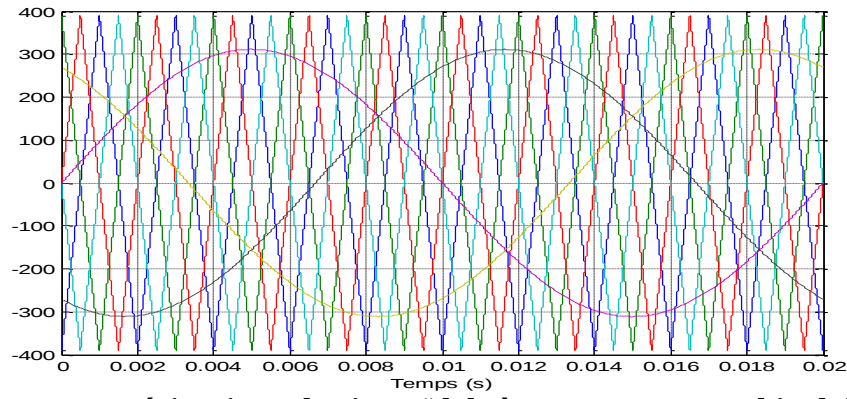


Figure II.5. La stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires ($m=10$, $r=0.8$).

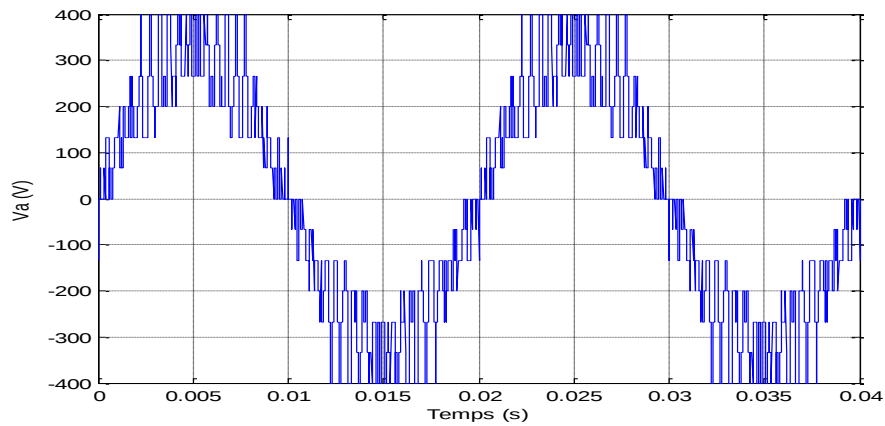


Figure II.6. La tension simple V_a de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires ($m=10$, $r=0.8$).

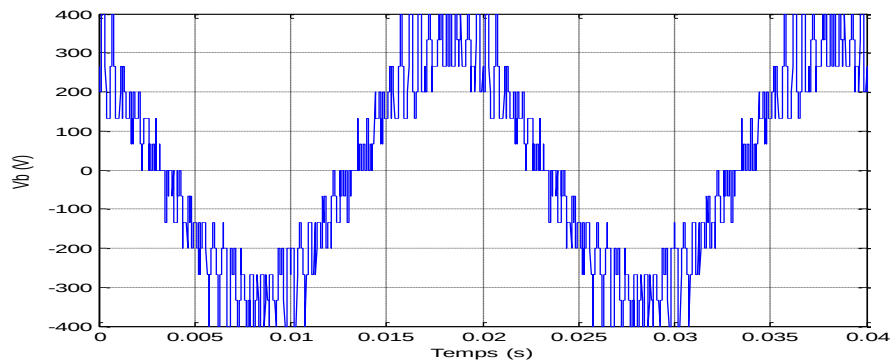


Figure II.7. La tension simple V_b de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires ($m=10$, $r=0.8$).

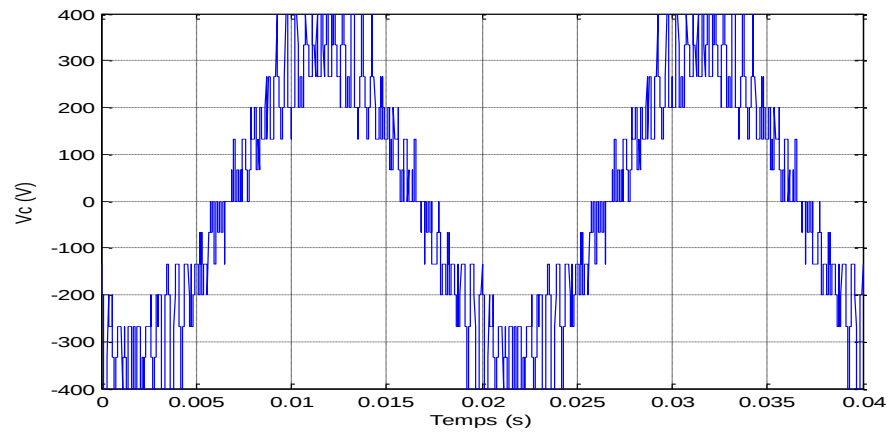


Figure II.8.La tension simple V_c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires ($m=10$, $r=0.8$).

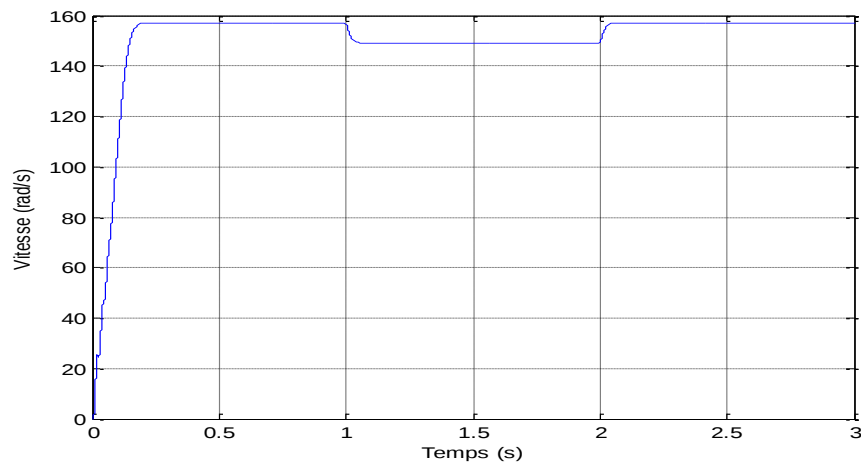


Figure II.9.La vitesse en charge pour ($m=10$, $r=0.8$).

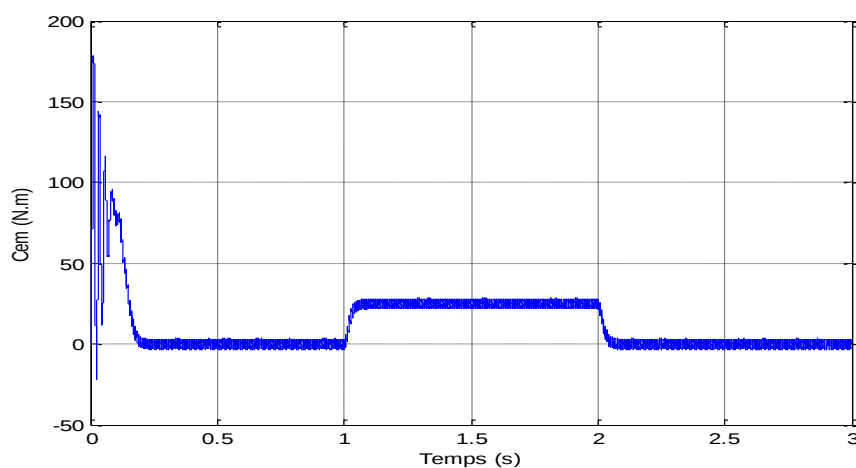


Figure II.10.Le couple en charge pour ($m=10$, $r=0.8$).

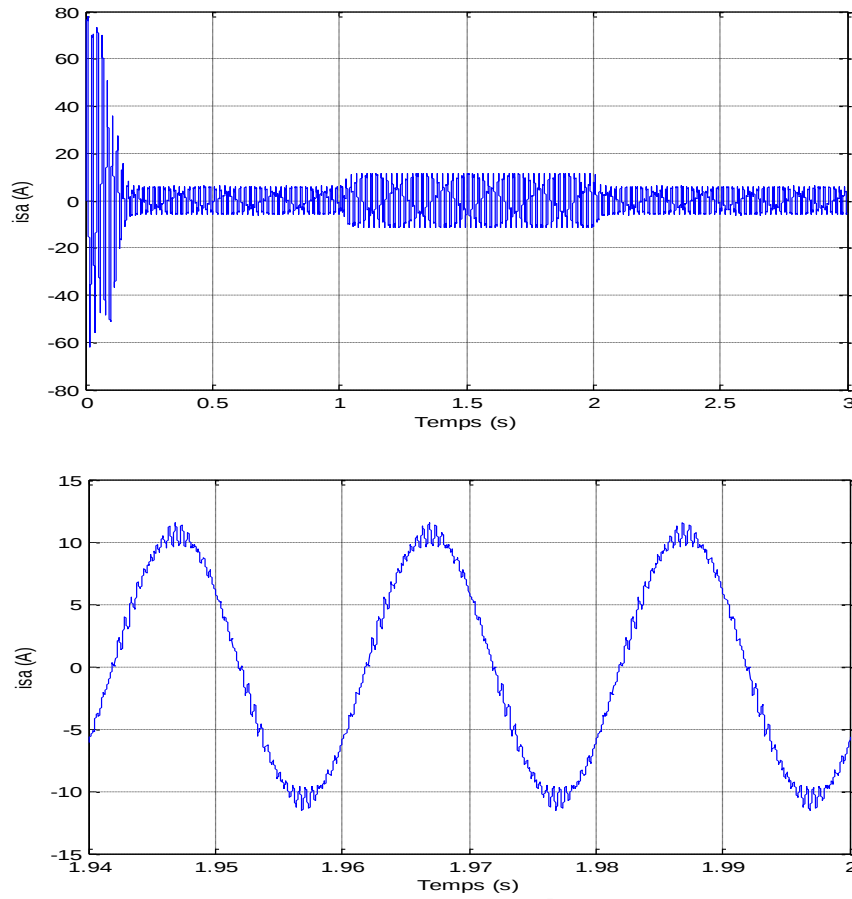


Figure II.11. Le courant statorique en charge pour ($m=10$, $r=0.8$).

- les figures (II.11), (II.12), (II.13), (II.14), (II.15), (II.16), (II.17), (II.18) représentent les tensions V_a , V_b , V_c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux d'harmonique respectivement pour $m=20$ avec $r=0.8$ et $f=50\text{Hz}$:

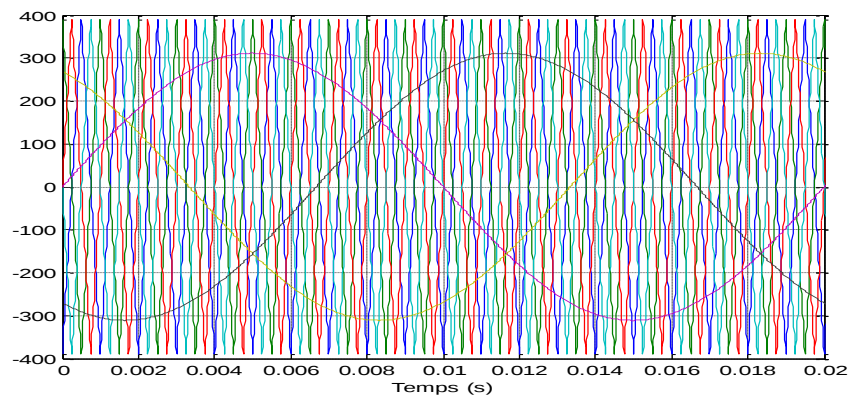


Figure II.12. La stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires ($m=20$, $r=0.8$).

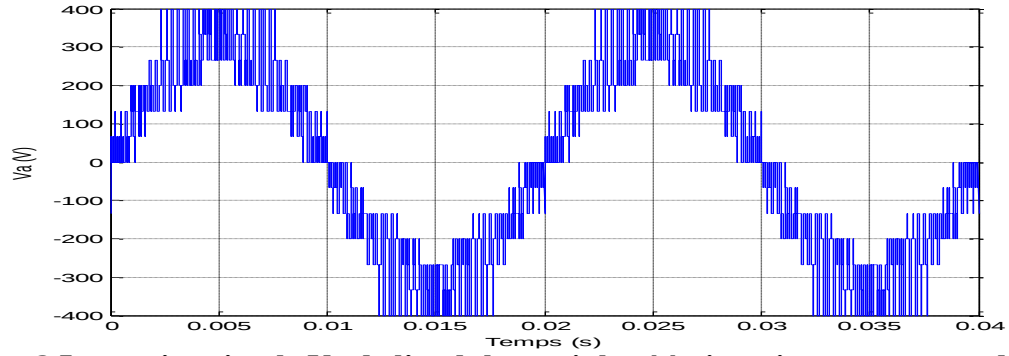


Figure II.13.La tension simple V_a de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires ($m=20, r=0.8$).

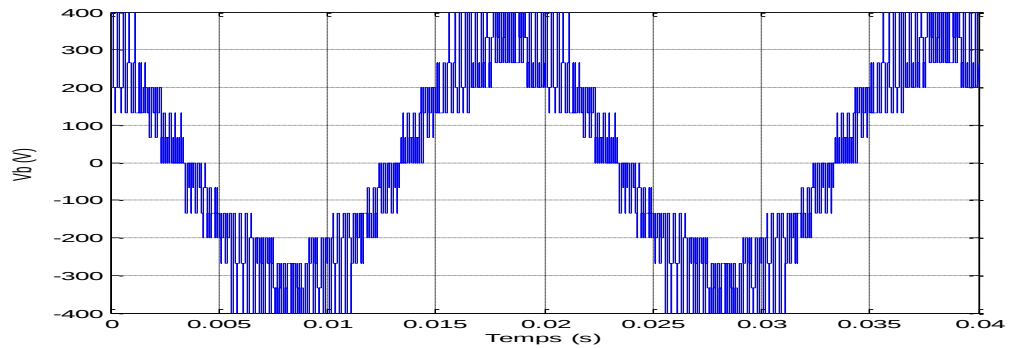


Figure II.14.La tension simple V_b de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires ($m=20, r=0.8$).

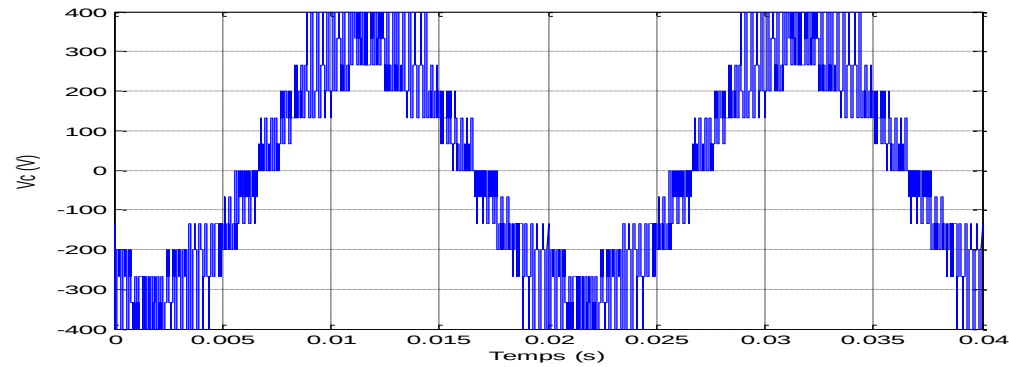


Figure II.15.La tension simple V_c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires ($m=20, r=0.8$).

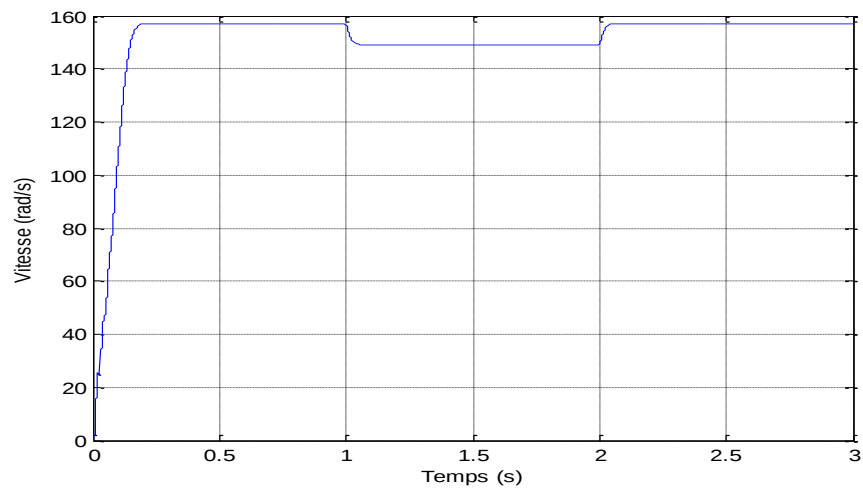


Figure II.16.La vitesse en charge pour ($m=20$, $r=0.8$).

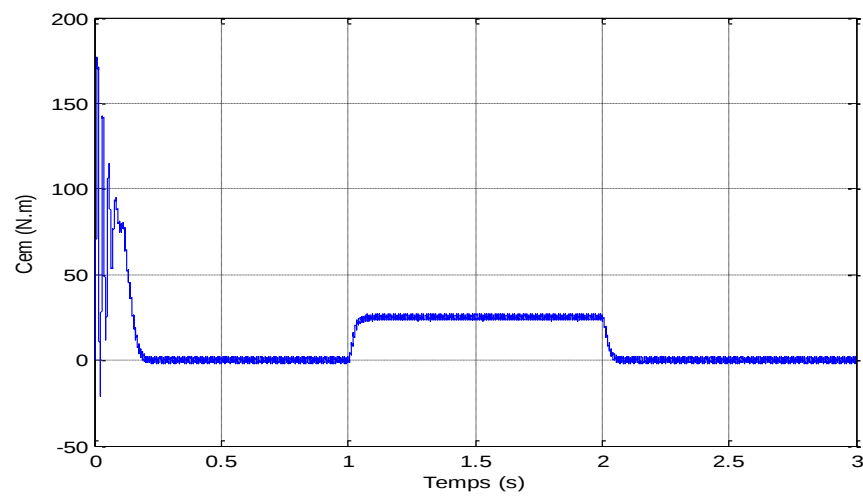


Figure II.17.Le couple en charge pour ($m=20$, $r=0.8$).

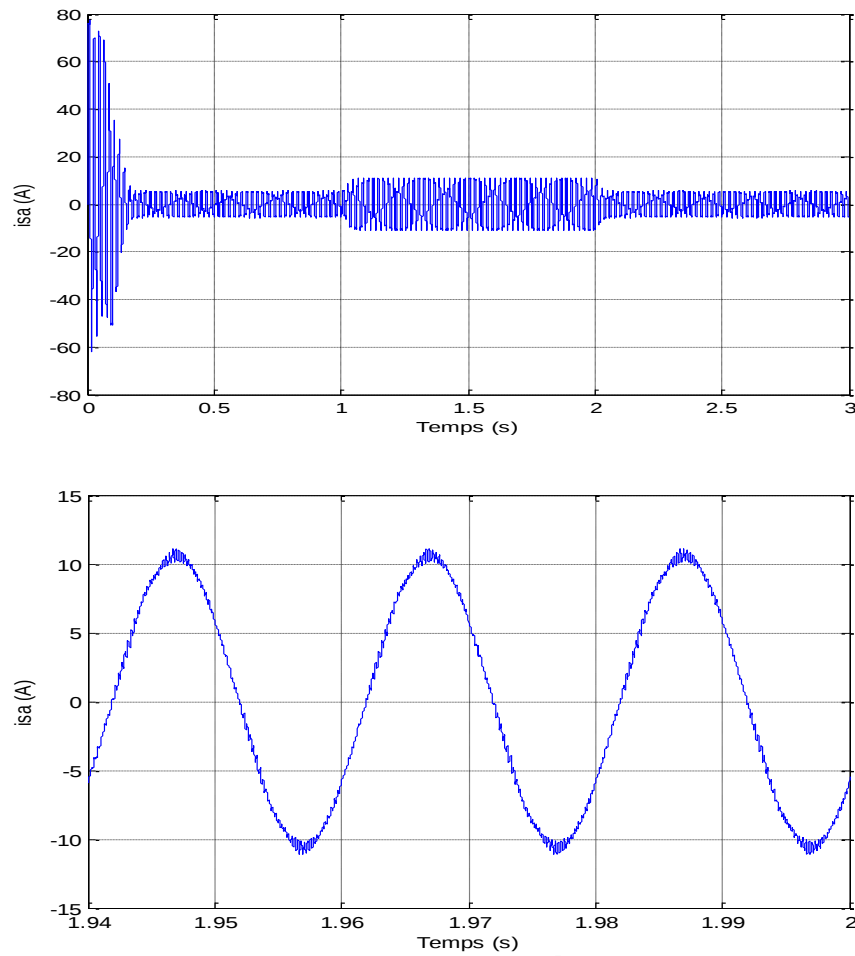


Figure II.18. Le courant statorique en charge pour ($m=20, r=0.8$).

II.2.4.3 Interprétation et commentaire :

Concernant la tension de sortie de l'onduleur est représentée. Les cinq niveaux de tension apparaissent clairement. On constate que l'augmentation de l'indice de modulation " m " permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées par l'inductance de la machine.

La vitesse en régime permanent se stabilise à 157 rad/sec puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. On a introduit un couple de charge ($C_r = 25 \text{ N.m}$) à $t = 1 \text{ sec}$, les résultats de simulation sont représentés dans les Figure (II.10) et (II.17). On constate que cette introduction de la charge a provoqué une diminution de la vitesse de rotation, et une augmentation du courant stator.

II.3 Conclusion :

Dans ce deuxième chapitre on a présenté la modélisation de l'onduleur à cinq niveaux; ce dernier permettra de doter le moteur asynchrone avec une réponse rapide et des performances élevées. Puis, nous arborons la simulation de l'ensemble moteur asynchrone - onduleur de tension. Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide puis une application d'une charge atteste la validité du modèle présenté.



Conclusion
générale



Le travail présenté dans ce mémoire a mis en œuvre une étude analytique des performances de commande d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux.

Avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter le modèle de la machine et son alimentation. La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine électrique, les résultats obtenus montre bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine. Puis, on a abordé la structure de l'onduleur à cinq niveaux et sa modélisation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant le principe de MLI sinusoïdale la plus utilisée.

Dans ce travail, nous avons montré, par simulation numérique que la technique de MLI sinusoïdale présente de performances meilleures avec l'augmentation de l'indice de modulation. On constate une onde de courant statorique est plus proche d'une forme sinusoïdale. Nous remarquons aussi que l'augmentation de l'indice de modulation a réduit les oscillations du couple, et cela est tout a fait naturel car les harmoniques sont repoussés vers les fréquences élevées, ce qui se manifeste par la réduction des couples harmoniques.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1. Caractéristiques principales de la machine

• Puissance nominale	4 KW
• Couple de charge nominale	25 Nm
• Courant nominal	15 A
• Tension nominale	220/380 V
• Fréquence statorique nominale	50 Hz
• Vitesse nominale de rotation du rotor	1440 tr/mn
• Nombre de paires de pôles	2

2. Paramètres électriques

• Résistance d'une phase du stator	$R_s=1.2 \ \Omega$
• Résistance d'une phase du rotor	$R_r=1.8 \ \Omega$
• Inductance propre d'une phase statorique	$L_s=0.1554 \text{ H}$
• Inductance propre d'une phase rotorique	$L_r=0.1568 \text{ H}$
• Inductance mutuelle	$L_m=0.1500 \text{ H}$

3. Paramètres mécaniques

• Moment d'inertie des masses tournantes	$J=0.07 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$
• Coefficient de frottement	$f=0.0001 \text{ Nm/rad/sec}$



BIBLIOGRAPHIES

- [1] **DEBICHE A, SMATI A** «Commande non linéaire adaptative avec observateurs d'état d'un mas alimentée en courant», mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2004.
- [2] **ACHOUR A, AICHOUCHE A** «Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone», mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2004.
- [3] **GUY, S. EDDIE, S.** " Modélisation et commande des moteurs triphasés", ellipses, Première Edition, 2000.
- [4] **LABRECHE F, ZOZOU A** «Le modèle d'état de la machine asynchrone par le filtre de Kalman standard», mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Kaider de Biskra, 2008.
- [5] **BOUAKAZ OUAHID** « Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux, fonctionnement symétrique et asymétrique » Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [6] **ABDESSEMED R, KADJOUDJ M** « Modélisation des machines électriques », Presse de l'université de Batna, 1997.
- [7] **SOUAHLIA R, TIAIBA H** «modélisation et commande d'un onduleur à neuf niveaux application à la conduite de la machine asynchrone», mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2004.
- [8] **G. FAUCHER, J. P. CARNO, J. P, HAUTIER.** «Modélisation et commande de la machine asynchrone», France, Octobre 1995.
- [9] **E.M. BERKOUK** « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directes et indirectes, application aux gradateurs directs et indirects, application aux et onduleurs multiniveaux », Thèse de Doctorat du conservatoire national des arts et Métier CNAM, Décembre 1995.
- [10] **S.BOULAKHRACHEF** « Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC, application à la machine asynchrone commandée par logique floue », Mémoire de Magister, ENP, 2001.
- [11] **R. CHIBANI** « Modélisation et commande d'un onduleur de tension à cinq niveaux a structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone a aimant permanent », Mémoire de Magister, ENP, 1999.
- [12] **AREZKI SALIHA** « contribution à l'étude et la commande d'une machine asynchrone double étoile alimente par onduleur multiniveaux », Mémoire de Magister, Université USTHB, Alger, 2005.