

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



Centre Universitaire d'EL-Oued
Institut des Sciences et de Technologies



Mémoire de Fin d'Etude
Présenté pour l'obtention du diplôme de

LICENCE ACADEMIQUE

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

Thème

Commande de la Machine Asynchrone Associée à
un Onduleur à Trois Niveaux

Dirigé par:
MESBAHI Nadhir

Réalisé par:
OAUSSA Abdallah
HECHIFA Said

Soutenu le 10 Juin 2012

Introduction générale.....1

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction.....	2
I.2. Constitution des machines asynchrone	3
I.2.1. Le stator	3
I.2.2. Le Rotor.....	3
I.2.2.a. Rotor à bagues.....	3
I.2.2.b. Rotor à cage	3
I.3. Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	4
I.3.1. Description	4
I.3.2. Hypothèses simplificatrices	5
I.3.3. Equations électriques	5
I.3.4. Equations magnétiques	7
I.3.5. Equation mécanique.....	8
I.4. La transformation de PARK.....	9
I.4.1. Application de la transformation de PARK.....	10
I.4.2. Choix du référentiel	11
I.4.2.1. Référentiel lié au stator	11
I.4.2.2. Référentiel lié au rotor	11

I.4.2.3. Référentiel lié au champ tournant	12
I.4.3. Equation de la machine asynchrone	12
I.5. Expression du couple électromagnétique instantané	13
I.6. conclusion	13

Chapitre II

Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux

II.1. Introduction	15
II.2. Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux	16
II .3.Modèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur	16
II.4.Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur	16
II.5. Modélisation par réseau de Pétri de l'onduleur.....	18
II .5.1. Commandabilité des convertisseurs statiques	18
II.5.2 . Commande complémentaire des interrupteurs.....	18
II.6. Modélisation d' un onduleur à trois niveaux.....	19
II.6.1. Fonction de connexion des demi – bras.....	19
II.6.2.Table d'excitation des interrupteurs	19
II.7. Modèle de connaissance de l'onduleur	19
II.7. 1 . Les fonctions de conversion	19
II .7.1.1. Calcul des tensions polaires	19
II.7.1.2. Calcul des tensions composées de sorties de l'onduleur.....	20

sommaire

II.7.1.3. Calcul des tensions simples de sortie de l'onduleur	20
II.8. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux	21
II.8.1: Commande pleine onde	21
II.8.2. commande à MLI vectorielle	22
II.8.3 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse	22
II.9. Commande à MLI à deux porteuses en dent de scie unipolaires	22
II .9.1. Definition des ondes porteuses	22
II.9.2. Algorithme de commande	23
II.10. Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses	23
II.11. conclusion	25

chapitre III

Commande de la MAS associée à un onduler à trois niveaux

III.1. Introduction	26
III.2. Simulation de l'ossociaotion onduleur à trois niveaux –MAS	27
III.2.1. Simulation de l'ossociaotion onduleur à trois niveaux –MAS pour m =15 et r =0,8.....	28
III.2.2. Simulation de l'ossociaotion onduleur à trois niveaux –MAS pour m =30 et r =0,8.....	31

sommaire

III.2.3. Simulation de l'association onduleur à trois niveaux – MAS pour m =60 et r =0,8.....	34
III.3. conclusion	37
Conclusion generale	38

Bibliographie

Annexe

INTRODUCTION GENERALE

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. Aujourd'hui ces machines peuvent remplacer celles à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable.

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 de courant ou du type source de tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la vitesse de rotation qui est proportionnelle à la fréquence d'alimentation de la machine.

À l'âge de la révolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension à *MLI*, trouve énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif. Dans la littérature se présente différentes méthodes de commande de ces convertisseurs. Parmi elles, deux variantes de commande se distinguent: la modulation sinusoïdale (*PWM: Sinusoidal Pulse Width Modulation*) et la modulation vectorielle, (*SVPWM : Space Vector Pulse Width Modulation*). Il est certain que le choix d'une meilleure stratégie de commande d'un onduleur, alimentant une machine asynchrone triphasée à cage, améliore considérablement les performances du système [1].

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 modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Le dernier chapitre présente les performances de la commande de la machine asynchrone, associée à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC, puis la simulation et l'interprétation des résultats de simulations.

Ce travail s'achève avec une conclusion générale qui résume tout le travail et qui donne une synthèse des différents résultats faites dans cette étude.

I.1. Introduction

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. Les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence) définissent l'état magnétique de l'entrefer; les enroulements du rotor ne sont pas raccordés à une source, mais fermés sur eux-mêmes.

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, la modélisation est donc un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performante, Puisque la solution de tel système est difficile, l'utilisation de la transformation de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté. A cet effet nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine asynchrone, suivi de la simplification des équations par la transformation de Park[4][5].

I.2. Constitution des machines asynchrone

Les moteurs asynchrones, appelés moteur à induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant.

Les moteurs asynchrones comportant deux armateurs coaxiales à champ tournant, l'une est fixe (c'est le stator) et l'autre mobile (c'est le rotor)[2].

I.2.1. Le stator

Précisément constitué d'un bobinage polyphasé, il est appelé inducteur ou primaire, car c'est au champ tournant qu'il se développe, il en résulte un courant induit dans le rotor[2].

I.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 on distingue deux type de rotor[2].

I.2.2.a. Rotor à bagues

Ce rotor à pôle lisse comporte dans ces rainures un enroulement identique à celui du stator, les trois phases sont branchées en étoile ce qui permet d'insérer un rhéostat dans leur circuit, ce rhéostat qui est mise en marche normale et permet d'assurer des meilleures conditions de démarrage.

Signalons que, si le nombre des pôles du rotor est obligatoirement le même, que celui de stator, le nombre de phases peut être différent. Cependant, il n'est pas intéressant pour un moteur à bagues d'augmenter le nombre des phases du rotor car il faudrait augmenter le nombre des bagues et des balais[2].

I.2.2.b. Rotor à cage

L'enroulement est remplacé par des barres de cuivre ou d'aluminium logées dans des encoches, et réunie à leurs extrémités par deux couronnes de cuivre ou d'aluminium. Ces cages comportant généralement des barreaux décalés afin de réduire les harmoniques d'encoches, il en résulte une légère diminution de la F.E.M induite par le champ tournant statorique dans ces barreaux. Un tel rotor est très robuste, de plus sa construction est particulièrement économique.

La cage étant généralement réalisée avec l'aluminium que l'on coule dans les encoches préparées à l'avance. En effet il n'est pas nécessaire d'isoler les barres et la masse du rotor, car les courants induits s'établissent surtout dans les barres, et leur étude théorique est identique à celle des moteurs à bagues.

Si N désigne le nombre des barres d'une cage, les extrémités des barres, étant en court-circuit par les flasques. Un rotor à cage est assimilable à un rotor à bagues qui aurait $q=N$ phases si la cage tourne dans un champ bipolaire alors qu'il a $q=N/p$ phases si la cage tourne à un champ $2p$ pôles.

Par comparaison avec les moteurs à bagues, les moteurs à cage ont l'avantage d'être robustes et du coût plus faible. Il n'est pas possible de faire varier la résistance de leur rotor. Ce qui rend défavorable les conditions de démarrage quand on l'alimente à tension et à fréquence constantes. On remédie cet inconvénient en utilisant soit des rotors à double cages, soit des rotors à une seule cage, mais à barre en la cause de leur profil, soit des moteurs à encoches très profondes : barres « lames de sabre » [2].

I.3. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.3.1. Description

Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques (as, bs, cs) décalées entre elles par un angle de $2\pi/3$ et alimentées par un système de courants triphasés équilibrés. Ces deux conditions sont nécessaires pour la création d'un champ tournant au sein de la machine (théorème de Ferraris).

Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant. (Figure. I.1)

Ces dernières sont montées en étoile et sont accessibles par la plaque à bornes et mises en court-circuit pendant le régime permanent.

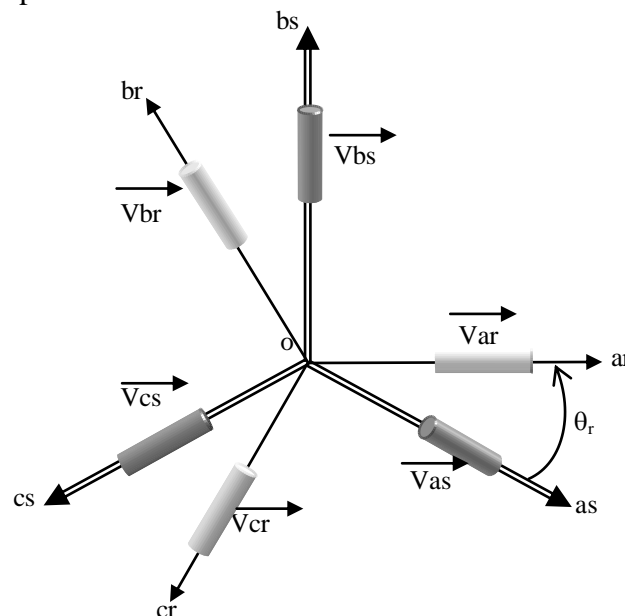


Figure. I .1.Représentation schématique d'une MAS

I.3.2. Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la machine que nous adopterons repose sur les hypothèses suivantes :

- proportionnalité des flux aux courants.
- Entrefer constant (pas d'effet d'encoches).
- Forces magnétomotrices à répartition spatiale sinusoïdale.
- Courants autres que dans les bobinages négligés.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte [4][5].

Parmi les conséquences importantes des hypothèses on peut citer :

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

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et montée en étoile on distingue trois types d'équations qui définissent entièrement son comportement à savoir : [4][5].

1. Les équations électriques.
2. Les équations magnétiques.
3. Les équations mécaniques.

I.3.3. Equations électriques

I.3.3.1. Modèle électrique d'une phase

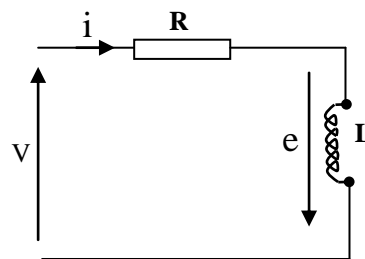


Figure.I.2. Modèle électrique d'une phase

$$V = Ri - e$$

$$e = -\frac{d\phi}{dt}$$

(I.1)

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} = Ri + L \frac{di}{dt}$$

A partir de ce modèle on déduit l'ensemble des équations électriques de la machine

Les équations liées au stator

$$\begin{cases} V_{as} = R_{as} i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_{bs} i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_{cs} i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Ou :

$$[\mathbf{V}_{sabc}] = [\mathbf{R}_{sabc}] [\mathbf{i}_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\phi}_{sabc}] \quad (I.4)$$

Les équations liées au rotor

$$\begin{cases} V_{ar} = R_{ar} i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} = 0 \\ V_{br} = R_{br} i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} = 0 \\ V_{cr} = R_{cr} i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (I.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Ou :

$$[\mathbf{V}_{rabc}] = [\mathbf{R}_{rabc}] [\mathbf{i}_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\phi}_{rabc}] = [\mathbf{0}] \quad (I.7)$$

Tel que :

$$R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_s$$

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

R_s : résistance propre d'une phase statorique.

R_r : résistance propre d'une phase rotorique.

I.3.4. Equations magnétiques

Les équations magnétiques sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [l_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [l_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Cette dernière matrice $[M_{sr}]$ est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

M_{sr} : Représente la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique lorsque celles-ci sont en regard l'une de l'autre.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor.

$[M_{rs}]$: Transposé de l'inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

L'angle θ_r : Ecart angulaire entre les axes des phase du stator et rotor.

Les équations différentielles décrivant le fonctionnement de cette machine étant fonction L'application de la transformation de PARK s'avère nécessaire, cette transformation appliquée aux courants, tensions et flux permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants.

A partir des équations (I.3), (I.6) et (I.8) on peut tirer les équations électriques suivantes : [4][5].

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \} \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

I.3.5. Equation mécanique

Elle est solution de l'équation fondamentale de la dynamique.

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f\Omega_r) \quad (\text{I.14})$$

- pour une machine à 2P pôles (machine multipolaire) :

$$\frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{P}{J} \left(C_e - C_r - f \frac{\omega}{P} \right) \quad (\text{I.15})$$

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

P: nombre de paire de pôles.

F: coefficient du frottement visqueux.

C_e: couple électromagnétique.

C_r: couple de charge.

Ω_r : vitesse rotorique de moteur.

ω_{mec} : vitesse mécanique de moteur.

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan « a b c ». Elles peuvent être implantées dans un ordinateur. Par contre, vu la complexité (36 termes pour l'énergie magnétique) de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

I.4. La transformation de PARK

La condition du passage du système triphasé (système réel), au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des F.M.M égales. Dans ce qui suit,

La transformation de PARK rend assez aisée l'étude de tous les régimes transitoires de la machine électrique polyphasée.

Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles (a, b, c,) par des grandeurs d'indices (u, v, 0) à l'aide de la matrice de Park.

La matrice de Park est définie comme suite:[6][7][8].

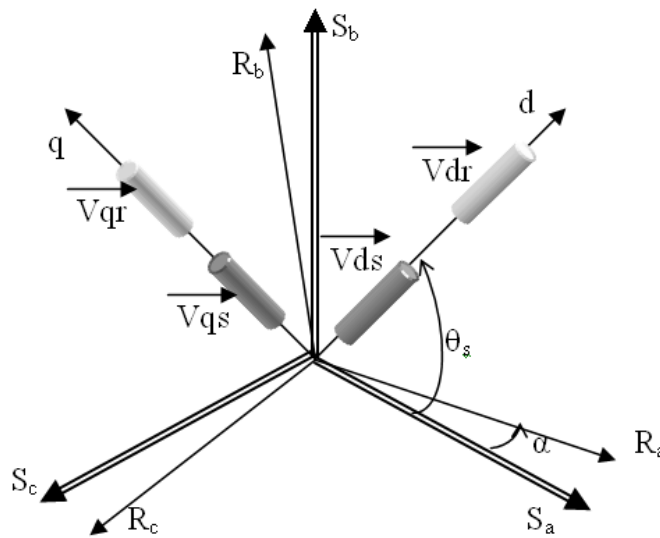


Figure. I .3.Repère initial et repère (d, q) de Park.

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

L'angle θ dans la matrice $K(\theta)$ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statorique et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotorique.

D'autre part :

$$K(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

I.4.1. Application de la transformation de PARK

La transformation de Park appliquée sur le système d'équations

$$[K(\theta)^{-1}] [V_{dqo}] = [R] [K(\theta)^{-1}] [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [[K(\theta)^{-1}] [\Phi_{dqo}]] \quad (\text{I.18})$$

$$[V_{uv0}] = [R] [i_{uv0}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{uv0}] + [K(\theta)] \left[\frac{d[K(\theta)]^{-1}}{dt} \right] [\Phi_{uv0}] \quad (\text{I.19})$$

$$[K(\theta)] \left[\frac{d[K(\theta)]^{-1}}{dt} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \quad (\text{I.20})$$

Tel que : $\theta = \theta_s$ pour les grandeurs statorique.

$\theta = \theta_s - \theta_r$ Pour les grandeurs rotorique.

On remplace la relation (I.20) dans (I.19) on obtient Le modèle électrique dynamique pour l'enroulement triphasé équivalent[3]:

$$\begin{cases} V_u = R i_u + \frac{d[\Phi_u]}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \Phi_v \\ V_v = R i_v + \frac{d[\Phi_v]}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \Phi_u \\ V_o = R i_o + \frac{d[\Phi_o]}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Pour le stator

$$\begin{cases} V_{su} = R_s i_{su} + \frac{d[\Phi_{su}]}{dt} + \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \Phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s i_{sv} + \frac{d[\Phi_{sv}]}{dt} - \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \Phi_{su} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{su} = L_s i_{su} + M i_{ru} \\ \Phi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{rv} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Pour le rotor

$$\begin{cases} V_{ru} = R_r i_{ru} + \frac{d\Phi_{ru}}{dt} + \left[\frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \right] \Phi_{rv} = 0 \\ V_{rv} = R_r i_{rv} + \frac{d\Phi_{rv}}{dt} - \left[\frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \right] \Phi_{ru} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

I.4.2. Choix du référentiel

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels[3]:

I.4.2.1. Référentiel lié au stator

On remplace dans le système avec : $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r$ (I.26)

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[3].

I.4.2.2. Référentiel lié au rotor

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0 \quad (\text{I.27})$$

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[3].

I.4.2.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.28})$$

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[3].

I.4.3. Equation de la machine asynchrone

Ce paragraphe présente les différentes équations des tensions, des flux et du couple électromagnétique issues de la modélisation[3].

L'équation (I.29) est généralisée à trois phases repérées par les indices a, b, c ; Qu'elles soient statoriques ou rotoriques :

$$[v_{abc}] = [R] [i_{abc}] + (d/dt)[\phi_{abc}] \quad (\text{I.29})$$

D'où :

$$R = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix}$$

La transformation de Park appliquée sur le système d'équations (I.12)(I.14) :

$$[K(\theta)^{-1}] [V_{qdo}] = [R] [K(\theta)^{-1}] [i_{dgo}] + \frac{d}{dt} [[K(\theta)^{-1}] [\phi_{dgo}]] \quad (\text{I.30})$$

$$[V_{dgo}] = [R] [i_{dgo}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dgo}] + [K(\theta)] \left[\frac{d[K(\theta)]^{-1}}{dt} \right] [\phi_{dgo}] \quad (\text{I.31})$$

$$[K(\theta)] \left[\frac{d[K(\theta)]^{-1}}{dt} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \quad (\text{I.32})$$

Tel que : $\theta = \theta_s$: pour les grandeurs statoriques

$\theta = \theta_s - \theta_r$: pour les grandeurs rotoriques

On obtient finalement le système des équations de Park qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{cases} V_d = R i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_q \\ V_q = R i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_d \\ V_o = R i_o + \frac{d\phi_o}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Les équations générales (I.33) décrivant le fonctionnement des moteurs à courant alternatif dans un référentiel d-q se retrouvent dans la littérature technique consacrée aux machines électriques.

NB : La composante homopolaire du système (I.33) est de valeur nulle pour un système équilibré.

À partir de ce qui précède on tire les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

I.5. Expression du couple électromagnétique instantané

Dans le cas générale, la puissance électrique instantanée p_e fournie aux les enroulements statoriques et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes dq [3]:

$$P_e = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \quad (\text{I.35})$$

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

Puissance dissipée en pertes joule :

$$R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{I.36})$$

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

$$i_{sd} \left(\frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) + i_{sq} \left(\frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + i_{rd} \left(\frac{d\phi_{rd}}{dt} \right) + i_{rq} \left(\frac{d\phi_{rq}}{dt} \right) \quad (\text{I.37})$$

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

$$P_m = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) + (\phi_{rd} i_{rq} - \phi_{rq} i_{rd}) \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \quad (I.38)$$

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

$$P_m = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \right) \quad (I.39)$$

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

$$C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{su} I_{sv} - \Phi_{sv} I_{su}) \quad (I.40)$$

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé[3].

II.1 :Introduction

Les études faites sur les onduleurs monophasé et triphasé à trois niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à trois niveaux peut être considéré comme l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux [16].

Ces études ont montrées également que les onduleurs à trois niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie [16].

Ces améliorations peuvent être plus importantes en utilisant différentes stratégies de commandes.

Ces stratégies ont pour objectif à éliminer certains rangs d'harmoniques, ainsi que la réduction des perturbations conduites par les convertisseurs statiques [10].

Dans ce chapitre, on étudiera l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux et les stratégies de commandes adaptées à ce dernier.

En premier lieu, on présentera la modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux, puis on développera son modèle de connaissance et celui de commande.

En deuxième lieu, on s'intéressera aux stratégies de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux permettent d'élaborer les signaux de commande de ces onduleurs afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible.

Pour cela, on étudiera dans ce chapitre les stratégies de commande suivantes :

- La commande à hystérésis
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses .

II.2. Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux

Cet onduleur est dit à trois niveaux parce qu'il délivre trois niveaux de tension

($+U_c; 0; -U_c$). La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping), représentée par la fig. (II.1) [9][10].

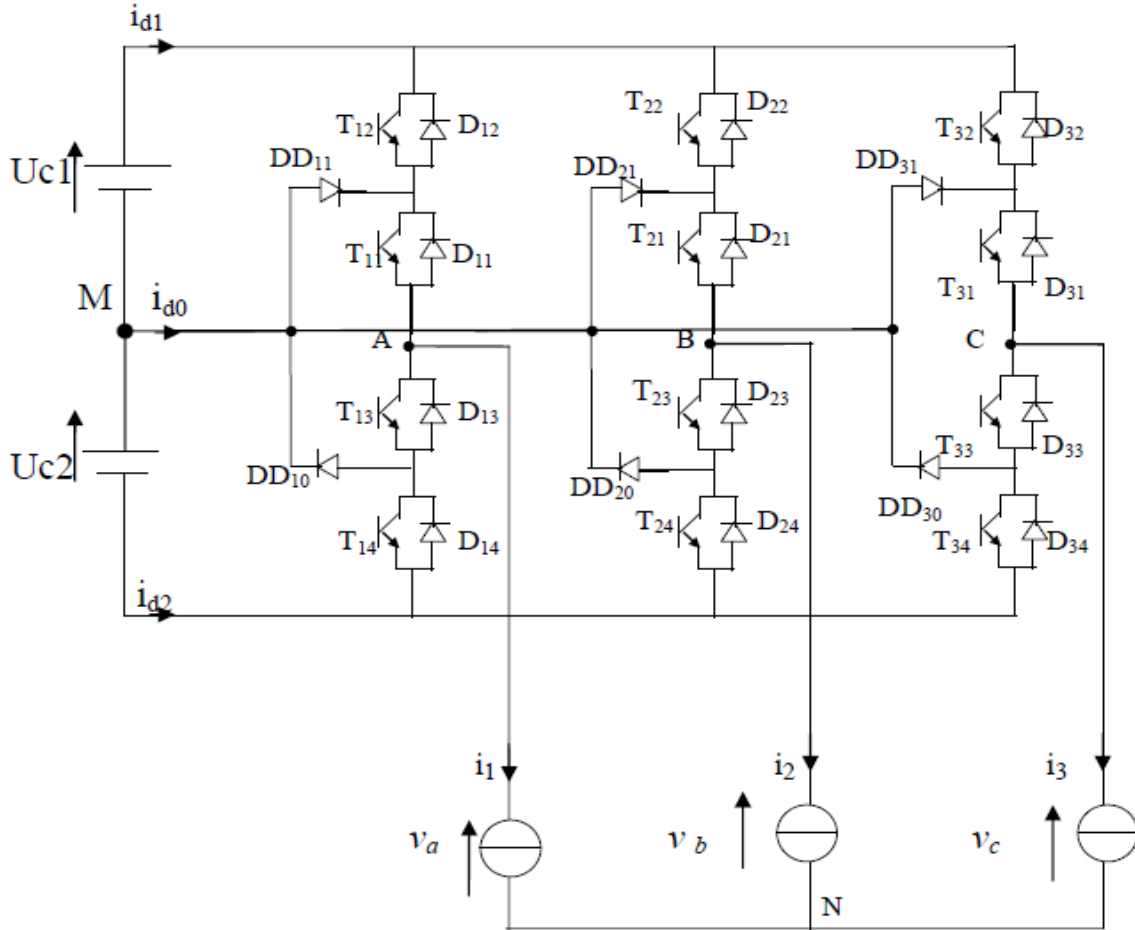


Fig. (II.1) Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux

II.3. Modèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur

Pour décrire le fonctionnement de l'onduleur du type NPC, on étudie le comportement d'un seul bras. [11], [12], [13], [14], [16], [19], [22], [23].

La tension polaire V_{AM} entre la borne A de la charge et le point neutre M est entièrement définie par l'état des quatre interrupteurs bidirectionnels en courant (K) du bras d'onduleur ; cette tension doit prendre les trois potentiels ($-U_c, 0, +U_c$) d'où l'appellation onduleur triphasé à trois niveaux.

II.4. Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur

Les configurations possibles d'un seul bras de 04 interrupteurs est de $2^4=16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de 1 suivant l'état des interrupteurs K_1, K_2, K_3 et K_4 [12], [14], [16], [19], [23].

Une analyse topologique d'un bras d'onduleur montre cinq configurations électriques possibles :

• **Configuration 0** : $(C_{11}C_{12}C_{13}C_{14}) = (0\ 0\ 0\ 0)$ Les interrupteurs (K_1, K_2) et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie V_{AM} est imposée par la charge ; cette configuration est indésirable pour la commande de l'onduleur.

• **Configuration 1** : $(C_{11}C_{12}C_{13}C_{14}) = (1\ 1\ 0\ 0)$ Les interrupteurs (K_1, K_2) sont passants et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = +UC = +\frac{E}{2}$

• **Configuration 2** : $(C_{11}C_{12}C_{13}C_{14}) = (1\ 0\ 0\ 0)$ L'interrupteurs K_1 est passant et (K_2, K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = 0$.

• **Configuration 3** : $(C_{11}C_{12}C_{13}C_{14}) = (0\ 0\ 1\ 1)$ Les interrupteurs (K_1, K_2) sont bloqués et (K_3, K_4) sont passants et la tension de sortie : $V_{AM} = -UC = -E/2$.

• **Configuration 4** : $(C_{11}C_{12}C_{13}C_{14}) = (0\ 0\ 1\ 0)$

L'interrupteurs K_3 est passant et (K_2, K_1, K_4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = 0$.

Les autres configurations sont à éviter, car [14], [15], [23]:

- Soit, elles provoquent le court circuit des sources continues
- Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources

Continues

Le tableau ci-dessous récapitule les cinq configurations électriques possibles

Configuration	Commande	Tension VAM	Courant continu	observation
Conf 0	$C_{ij} = 0$ $i = 1,3$ $j = 1,4$	Imposée par la charge	$Id_0 = Id_1 =$ $Id_2 = 0$ $IA = 0$	Configuration non désirable pour la commande
Conf 1	$C_{11} = C_{12} = 1$ $C_{13} = C_{14} = 0$	+ UC	$Id_1 = IA$ $Id_0 = Id_2 = 0$	Niveau de tension (+UC)
Conf 2	$C_{11} = 1$ $C_{12} = C_{13} = C_{14} = 0$	O	$Id_1 = Id_2 = 0$ $Id_0 = IA$	Niveau de tension (O)
Conf 3	$C_{11} = C_{12} = 0$ $C_{13} = C_{14} = 1$	- UC	$Id_1 = Id_0 = 0$ $Id_2 = IA$	Niveau de tension (-UC)
Conf 4	$C_{13} = 1$ $C_{11} = C_{12} = C_{14} = 0$	O	$Id_1 = Id_2 = 0$ $Id_0 = IA$	Niveau de tension (O)

Tableau (II .1) : Tableau récapitulatif relatif au bras n° 1

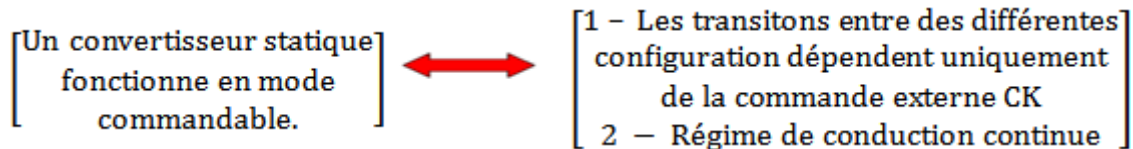
$i=1,3$: numéro du bras

$j=1,4$: numéro de l'interrupteur du bras i

II.5. Modélisation par réseau de Pétri de l'onduleur

Pour avoir un fonctionnement en mode commandable, on doit étudier la commande complémentaire optimale des interrupteurs du bras d'onduleur, puis déterminer les conditions de transitions entre les différentes configurations pour déterminer un modèle par réseau de Pétri du bras [12], [13], [14], [16], [19],[23].

II .5.1. Commandabilité des convertisseurs statiques



Par la suite, on suppose que la deuxième condition est toujours vérifiée.

II.5. 2 . Commande complémentaire des interrupteurs

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continue et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par sur intensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors de l'ouverture simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante [12], [13], [15], [19],[23].

On doit réaliser des commandes complémentaires des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur. La commande complémentaire, en plus des deux conditions précédentes, assure un fonctionnement totalement commandable de l'onduleur.

Pour le bras d'onduleur $i=1$, trois commandes complémentaires sont possibles

$$C_{11} = C_{13} \& C_{12} = C_{14} \quad (\text{II.1})$$

$$C_{11} = C_{12} \& C_{13} = C_{14} \quad (\text{II.2})$$

$$C_{11} = C_{14} \& C_{12} = C_{13} \quad (\text{II.3})$$

On établit le tableau d'excitation, relatif à cette commande complémentaire.

C11	C12	C13	C14	VAM
0	0	1	1	- UC
0	1	0	1	Inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	+ UC

Tableau (II.2) : Tableau des excitations relatif au bras n° 1

En conclusion : La commande complémentaire (II.3) s'est avérée celle qui donne les trois niveaux de tension (-UC, 0, + UC) de façon optimale et Si on élimine le cas inconnu (0,1,0,1), on obtient un fonctionnement de l'onduleur en mode commandable [16], [19], [23].

II.6. Modélisation d' un onduleur à trois niveaux

II.6.1. Fonction de connexion des demi – bras

On définit la fonction de connexion du demi- bras par F_{im}^b , tel que [13], [16],[23].

- Pour le demi - bras du haut $m=1$ et $F_{i1}^b = F_{i1} = F_{i2}$ (II.4)

- Pour le demi - bras du bas $m=1$ et $F_{i0}^b = F_{i3} = F_{i4}$ (II.5)

$$\left[\begin{array}{l} F_{im}^b = 1 \\ \forall m = 0,1 \end{array} \right] \Leftrightarrow \left[\begin{array}{l} F_{i1} = F_{i2} = 1 \\ \text{ou} \\ F_{i3} = F_{i4} = 1 \end{array} \right] \Leftrightarrow \left[\begin{array}{l} K_{i1} \text{ } K_{i2} \text{ sont fermés} \\ \text{ou} \\ K_{i3} \text{ } K_{i4} \text{ sont fermés} \end{array} \right] \quad (II.6)$$

$$\left[\begin{array}{l} F_{im}^b = 1 \\ \forall m = 0,1 \end{array} \right] \Rightarrow [\text{dans tous les autres cas}] \quad (II.7)$$

II.6.2. Table d'excitation des interrupteurs

Si on considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les niveaux (-UC, 0, + UC)

K_{im}	F_{i1}	F_{i2}
+ UC	1	1
0	1	0
-UC	0	0

Tableau (II.3) : Tableau des excitations relatif au bras (i)

II.7. Modèle de connaissance de l'onduleur

II.7.1. Les fonctions de conversion

II.7.1.1. Calcul des tensions polaires : V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}

Calcul des tensions de sortie de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu (M) de la source continue [13], [16], [23].

$$V_{AM} = V_A - V_M = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} \quad (II.8)$$

$$V_{BM} = V_B - V_M = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} \quad (II.9)$$

$$V_{CM} = V_C - V_M = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} \quad (II.10)$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi - bras (II. 4 , 5), on obtient:

$$V_{AM} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} \quad (II.11)$$

$$V_{BM} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} \quad (II.12)$$

$$V_{CM} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} \quad (II.13)$$

On obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (\text{II.14})$$

Conclusion: la forme matricielle obtenue révèle que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux [13], [16], [23].

De plus si on suppose que: $U_{c1} = U_{c2} = U_c = E/2$ (E: tension continue délivrée par l'étage continu), on abouti à:

$$V_{AM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot U_c \quad (\text{II.15})$$

$$V_{BM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot U_c \quad (\text{II.16})$$

$$V_{CM} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot U_c \quad (\text{II.17})$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.18})$$

II.7.1.2. Calcul des tensions composées de sorties de l'onduleur

$$V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot U_c - (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot U_c \quad (\text{II.19})$$

$$V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot U_c - (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot U_c \quad (\text{II.20})$$

$$V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot U_c - (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot U_c \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.22})$$

II.7.1.3. Calcul des tensions simples de sortie de l'onduleur

On suppose une charge équilibrée et couplée en étoile et soit (N) le neutre de la charge ; on obtient

$$V_{AN} = V_A - V_N = V_A \quad (\text{II.23})$$

$$V_{BN} = V_B - V_N = V_B \quad (\text{II.24})$$

$$V_{CN} = V_C - V_N = V_C \quad (\text{II.25})$$

D'après le diagramme vectoriel des tensions (simples et composées), on obtient

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3} \\ V_B &= \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \\ V_C &= \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3} \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

D'où les tensions simples

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{II.27})$$

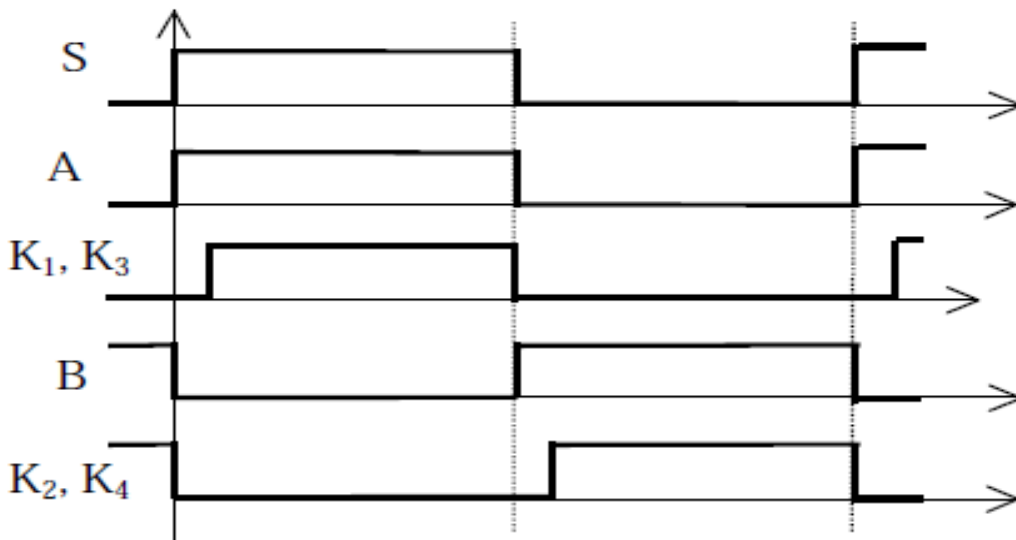
II.8. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux:

Comme l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux, les techniques classiques de modulation sinusoïdale, développées à l'origine en deux niveaux, sont étendues à l'onduleur à trois niveaux, ces techniques ont été développées par plusieurs auteurs[9], [17].

Dans ce chapitre, on commande l'onduleur à trois niveaux par la stratégie hystérésis, et la commande triangle-sinusoïdale.

II.8.1: Commande Pleine Onde

Dans cette commande, K1 et K3 sont commandés en même temps, saturés pendant l'alternance positive et bloqués pendant l'alternance négative. De même pour K2 et K4, bloqués pendant l'alternance positive et saturés pendant l'alternance négative (**fig 2**)



(Fig 2) Chronogramme de commande

II.8.2. commande à MLI vectorielle:

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques.

Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur.

La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps.

II.8.3 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse

Le principe général de cette stratégie est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

L'indice de modulation m est le rapport de la fréquence F_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence ($m = \frac{F_p}{f}$). Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse ($r = \frac{V_m}{U_{pm}}$). Lorsque m est entier, la modulation est synchrone et asynchrone dans le cas contraire [9], [18].

Les tensions de référence permettant de générer un système de tensions triphasé équilibré direct sont définies dans le système:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ V_{ref2} = V_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.28)$$

Le schéma de présente le principe de cette stratégie [9], [10].

II.9. Commande à MLI à deux porteuses en dent de scie unipolaires

II.9.1. Définition des ondes porteuses

Cette stratégie exploite l'équivalence de l'onduleur à trois niveaux à deux onduleurs à deux niveaux.

On utilise deux porteuses identiques, triangulaires unipolaires, déphasées, dans le temps, d'une demi période de hachage ($\frac{1}{2F_p}$) et décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} , afin de réduire le taux d'harmoniques des tensions d sorties. Les porteuses triangulaires offrent des tensions de sortie ayant une symétrie par rapport au quart et à la demi période [15], [16],[19],[20],[21] [23] . Les deux ondes porteuses sont définies par les équations suivantes [15] :

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2 U_{pm} \frac{t}{T_p}; & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} (1 - \frac{t}{T_p}); & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

ET

$$U_{p2}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm}.$$

II.9.2. Algorithme de commande

Pour un bras (i), la stratégie de commande se résume en deux étapes [14],[15],[16],[19],[23].

.Etape 1 : détermination des signaux intermédiaires V_{i1}, V_{i0}

$$\begin{cases} (V_{refi} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{i1} = +U_c \\ (V_{refi} < U_{p1}) \Rightarrow V_{i1} = 0 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} (V_{refi} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{i0} = 0 \\ (V_{refi} < U_{p2}) \Rightarrow V_{i0} = -U_c \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

. Etape 2 : détermination du signal V_{i2} et des signaux de commande C_{ij} des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{i2} = +U_c \Rightarrow C_{i1} = 1, C_{i2} = 1 \\ V_{i2} = -U_c \Rightarrow C_{i1} = 0, C_{i2} = 0 \\ V_{i2} = 0 \Rightarrow C_{i1} = 1, C_{i2} = 0 \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} V_{i2} = V_{i0} = V_{i1} \\ C_{i3} = C_{i2} \\ C_{i4} = C_{i1} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

II.10. Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par $\frac{E}{2}$ et forme des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux [9],[10].

Dans cette stratégie, différentes formes de porteuses sont possible :

- La porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire qui permettent d'obtenir des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et la demi période.
- La porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire, qui permet une réduction du taux d'harmonique.

Nous présentons une stratégie utilisant une porteuse en dents de scie bipolaire.

L'algorithme de commande se résume en deux étapes[9], [17] :

1)- Dans la première étape, nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à trois niveaux équivalent à un demi- bras de l'onduleur à trois niveaux.

- Le signal V_{k1} correspond au demis bras K du haut est obtenu en comparant un signal de référence V_{refk} à une porteuse en dents de scie bipolaire U_{p1} .

$$\begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 1 \\ (V_{refk} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

- Le signal V_{k0} correspondant au demi-bras K du bas est obtenu en comparant le même signal de référence V_{refk} à une porteuse U_{p2} identique à U_{p1} et déphasée

d'une demi période de hachage.

$$\begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 1 \\ (V_{refk} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

2)- Dans la deuxième étape, nous reconstituons l'image de la tension V_{Km} de la phase K de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu appelé V_{K2} .

$$V_{K2} = V_{K1} + V_{k0}$$

Les ordres des commandes des interrupteurs sont déduits par [9],[17] :

$$\begin{cases} \text{si } V_{K2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \\ \text{si } V_{K2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \\ \text{si } V_{K2} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

La figure II.5 montre l'allure des signaux des deux porteuses et celles de référence pour $m=21$, $r=0.8$ [9], [17].

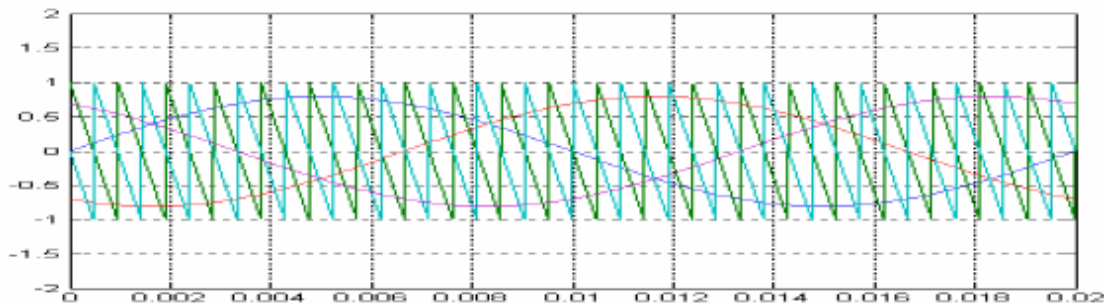


Fig. (II.5) Les deux porteuses dents de scie bipolaires et les tensions de référence

Cette stratégie présente deux avantages importants [9],[17] :

- Elle repousse vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie

II.11.conclusion

Dans ce chapitre on a élaboré un modèle de fonctionnement de l' onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d' un bras de cet onduleur.

L' alimentation par un onduleur à trois niveaux présente deux avantages à savoir la montée en puissance, et l' amélioration de la qualité de la tension[16].

III.1. Introduction

Toutefois, des problèmes d'isolation des enroulements et détérioration prématurée des enroulements des moteurs ont été relevés. Ceci touche en particulier les installations utilisant les convertisseurs MLI. Les travaux de recherche publiés dans ce domaine, montrent que le Problème d'isolation des enroulements est due aux grandes valeurs de (dv/dt) aux instants de commutation. La détérioration prématurée des roulements est due principalement au courant des enroulements lié aux valeurs instantanées (non nulles) de la tension homopolaire dans les ondulateurs de tension à MLI. Le courant des enroulements à été connu depuis l'inventions des moteurs électriques, mais l'association de ces moteurs à des ondulateurs MLI de haute fréquence de commutation, à amplifié les effets négatifs de ce courant.

Dans le but de minimiser ces effets indésirables, plusieurs investigations sont été publiées sur les différentes topologies de convertisseur et les différentes techniques MLI optimisées. L'utilisation des convertisseurs multi niveaux permet de générer des tensions très proches de sinusoïdale et avec une fréquence de commutation égale à celle du fondamental. Les composants de puissance à semi-conducteur constituant ce type de convertisseurs fonctionnent avec moins de stress [faible fréquence de commutation et faible valeurs de (dv/dt)]. Les ondulateurs multi niveaux sont bien adaptés surtout pour les moteurs à moyenne et grande puissance[24].

III.2. Simulation de l'association onduleur à trois niveaux –machine asynchrone

Les instants de fermeture et l'ouverture des interrupteurs sont déterminés par l'intersection de l'onde de référence avec les deux porteuses. La simulation est faite pour trois cas :

- $m = 15, r = 0,8$
- $m = 30, r = 0,8$
- $m = 60, r = 0,8$

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (III.1),(III.2),(III.3),(III.4), (III.5)(III.6),(III.7),(III.8),(III.9),(III.10),(III.11),(III.12),(III.13),(III.14),(III.15),(III.16), (III.17),(III.18) et qui expriment les tensions de références ,les tensions simples ,les tensions polaires,le courant de i_{sa} en charge , analyse spectrale du courant i_{sa} ,les courbes de la machine asynchrone en charge

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'augmentation de l'indice de modulation (m) a réduit les oscillations du couple et l'allure du courant de phase statorique simulé à la forme sinusoïdale comme montre les valeurs des THD :(total harmonic distortion)

THD =8,13 % pour $m = 15$ et $r = 0,8$

THD =3,74 % pour $m = 30$ et $r = 0,8$

THD =1,78 % pour $m = 60$ et $r = 0,8$

La figure (III.3),(III.9),(III.15), présente les tensions polaires, entre les phases de la machine et le point milieu (M) de la source continue. On constate bien les trois niveaux de tensions (+Uc, 0, -Uc)

III.2.1. Simulation de l'ossociaotion onduleur à trois niveaux –machine asynchrone pour $m=15$ et $r=0,8$

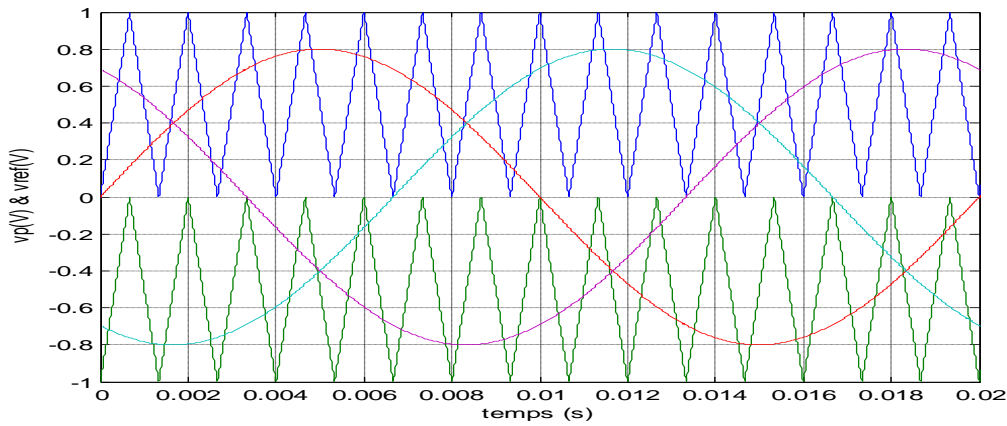


Figure (III.1) Les tensions de référence et les deux porteuses triangulaire pour $m=15$ et $r=0.8$

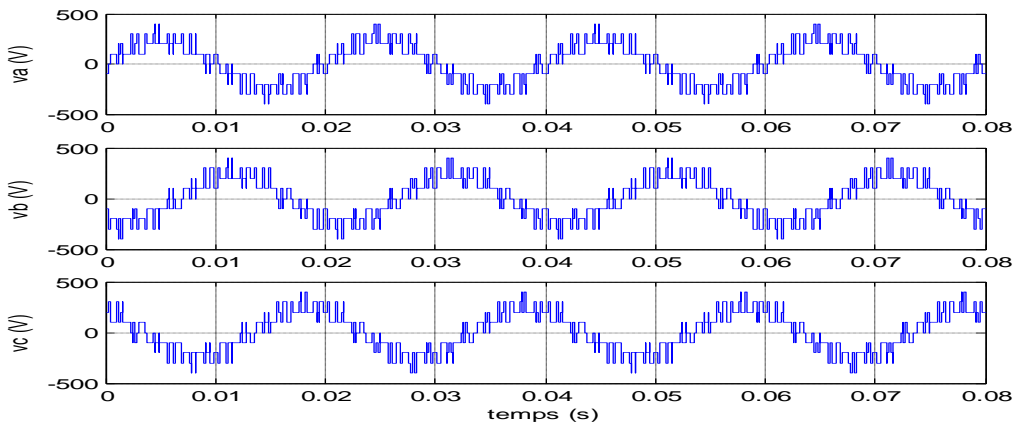


Figure (III.2) Les tentions simples pour $m=15$ et $r=0.8$

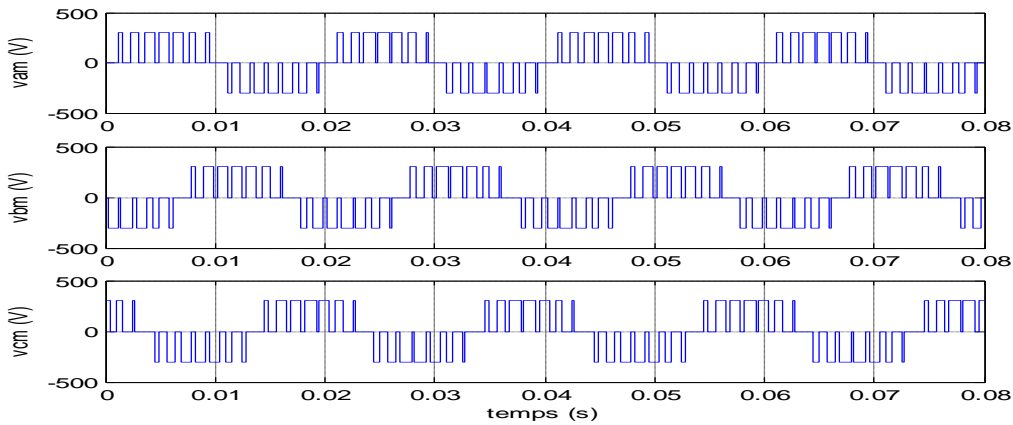


Figure (III.3) Les tentions polaires pour $m=15$ et $r=0.8$

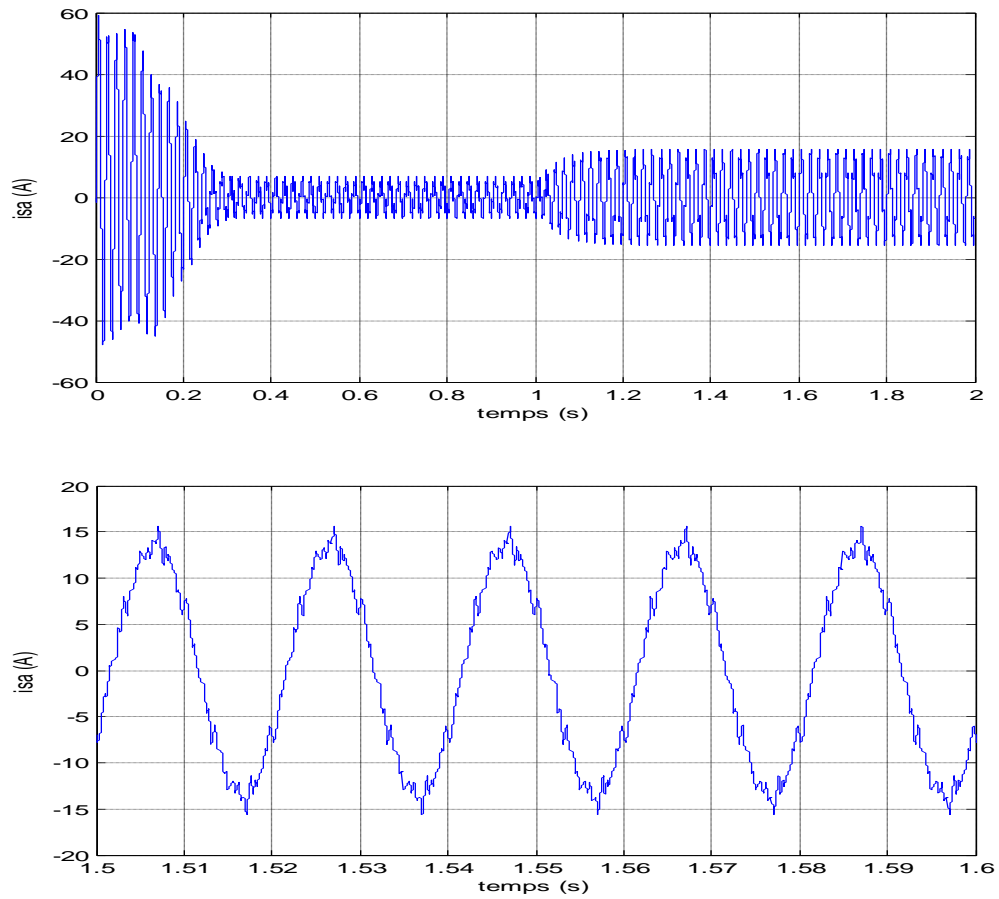


Figure (III.4) Le courant de phase i_{sa} en charge pour $m=15$ et $r=0.8$

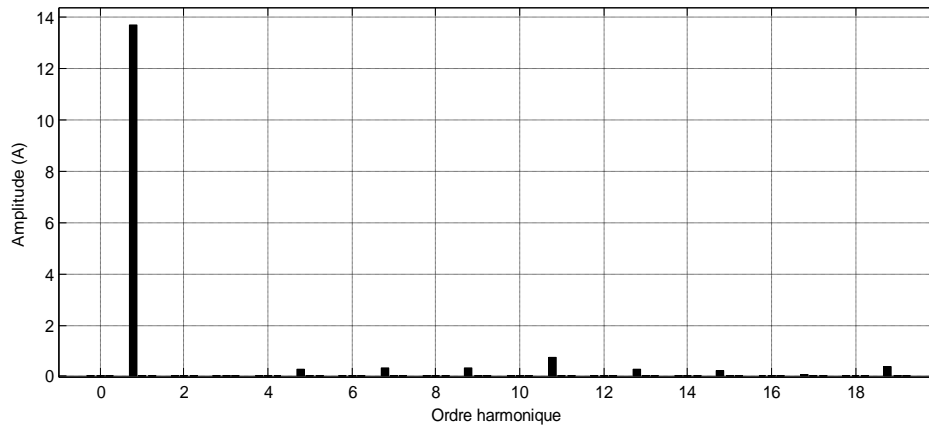


Figure (III.5) Analyse spectrale du courant i_{sa} pour $m=15$ et $r=0,8$

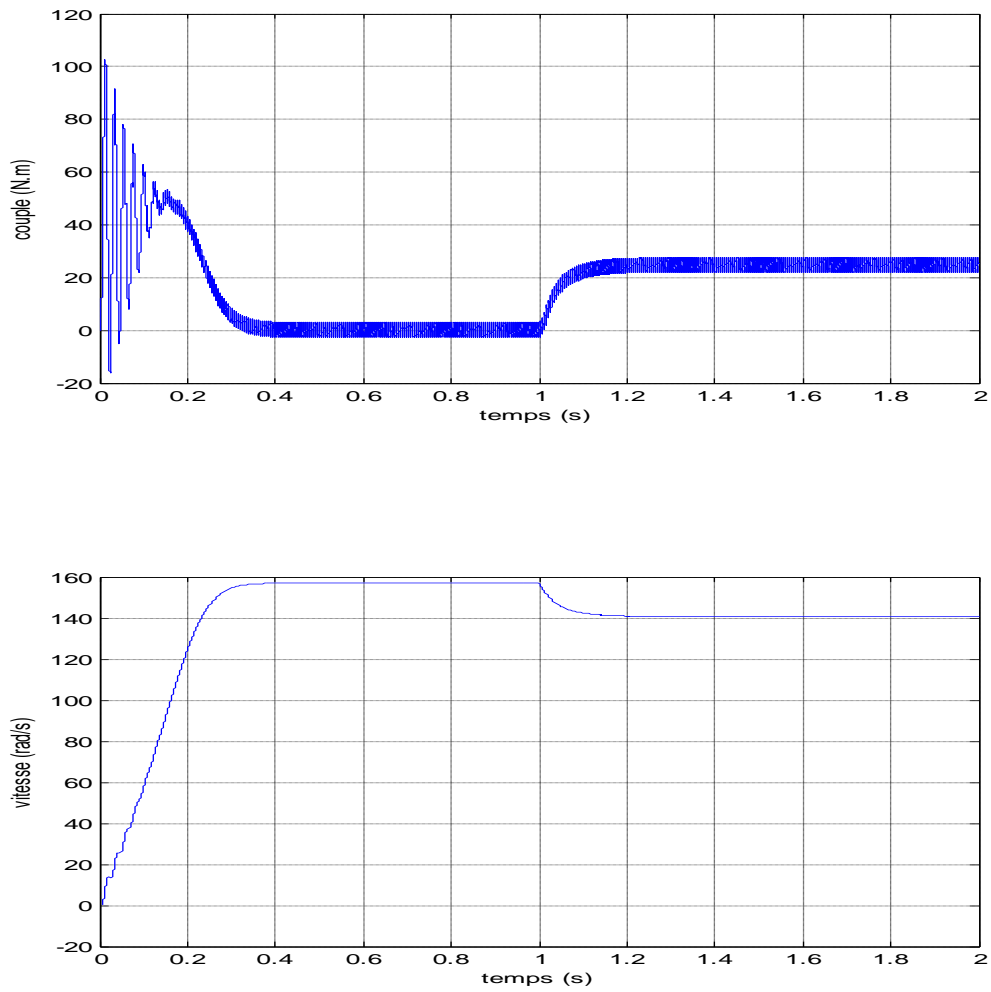


Figure (III.6) Les courbes de la machine asynchrone en charge pour $m = 15$ et $r = 0,8$

III.2.2. Simulation de l'ossocioation onduleur à trois niveaux –machine asynchrone pour $m = 30$ et $r = 0,8$

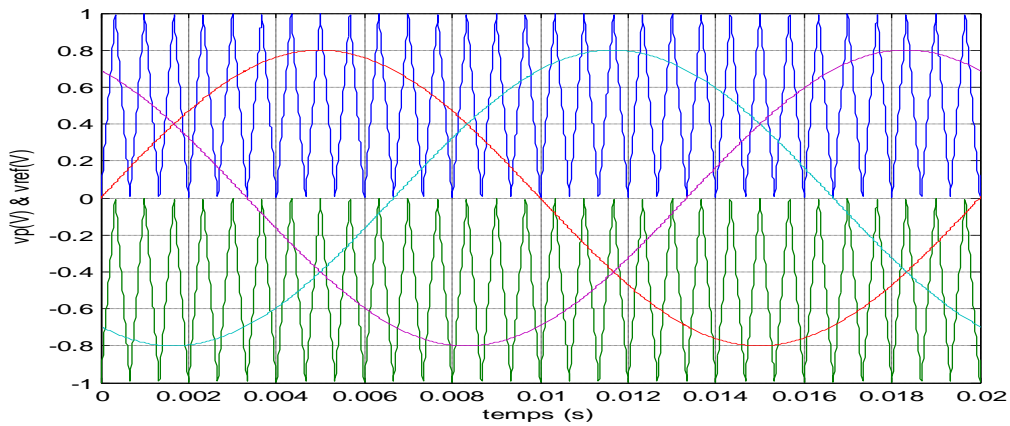


Figure (III.7) Les tensions de référence et les deux porteuses triangulaire pour $m=30$ et $r=0.8$

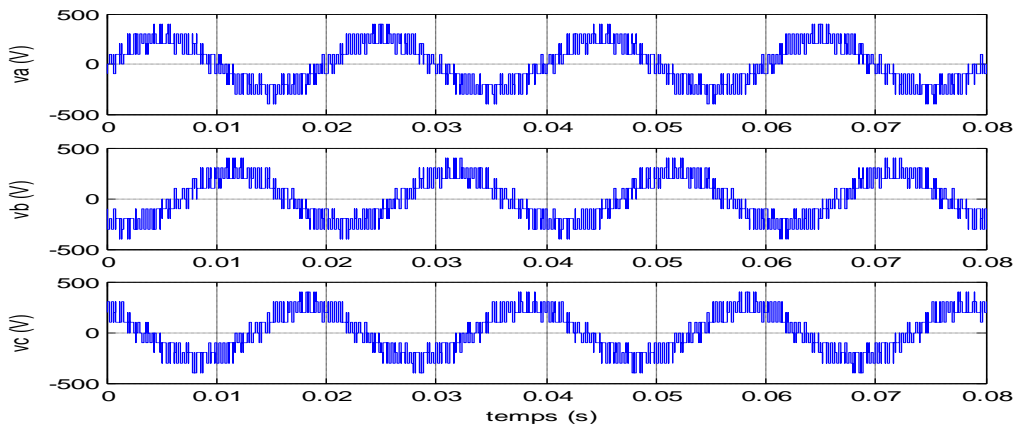


Figure (III.8) Les tentions simples pour $m=30$ et $r=0.8$

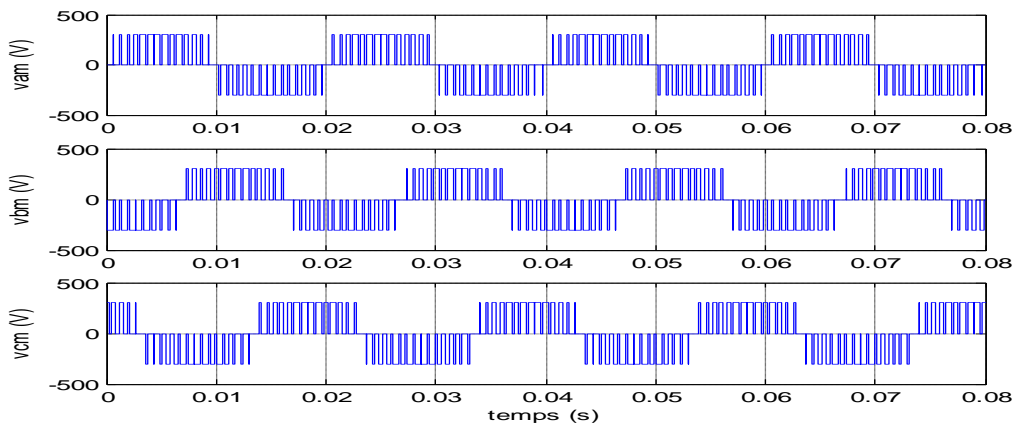


Figure (III.9) Les tentions polaires pour $m=30$ et $r=0.8$

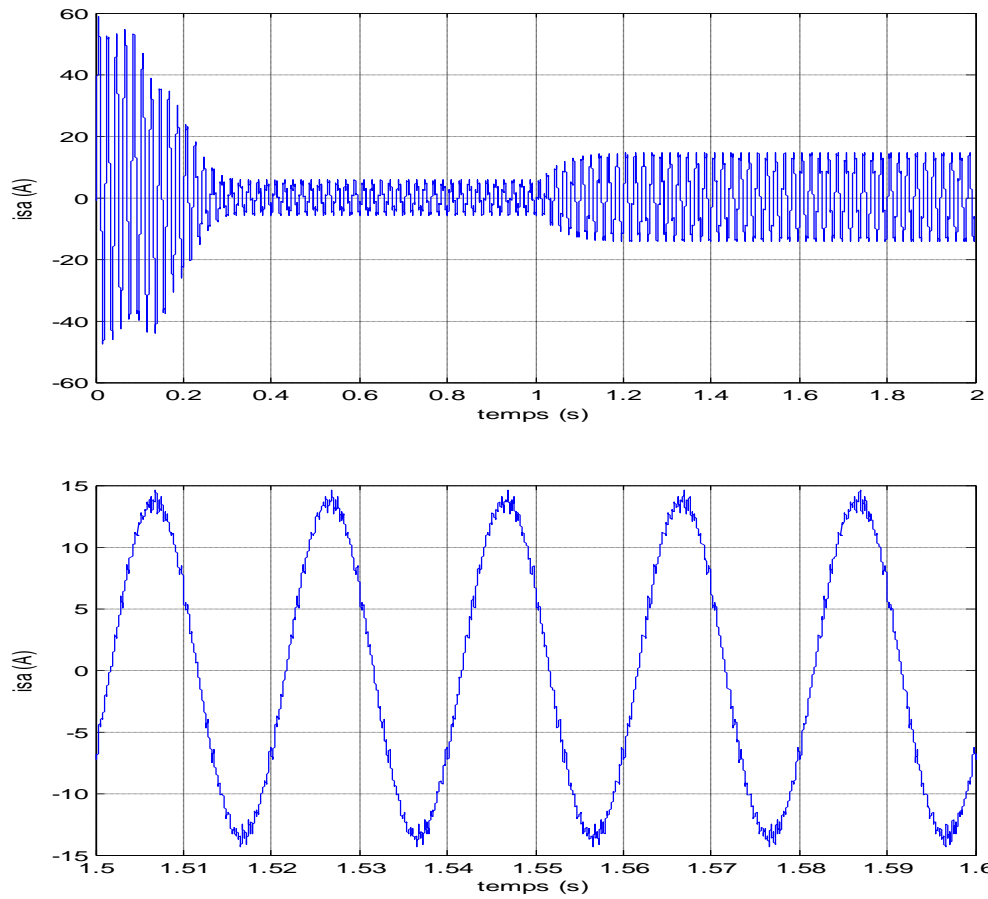


Figure (III.10) Le courant de phase i_{sa} en charge pour $m=30$ et $r=0.8$

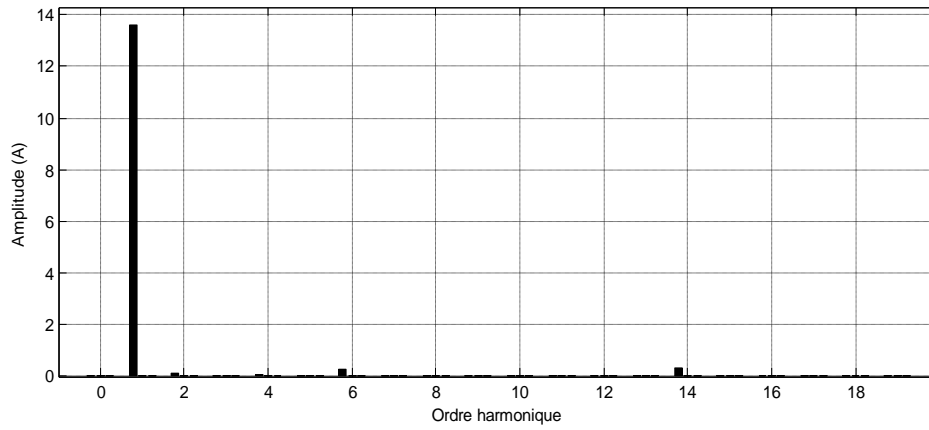


Figure (III.11) Analyse spectrale du courant i_{sa} pour $m=30$ et $r=0,8$

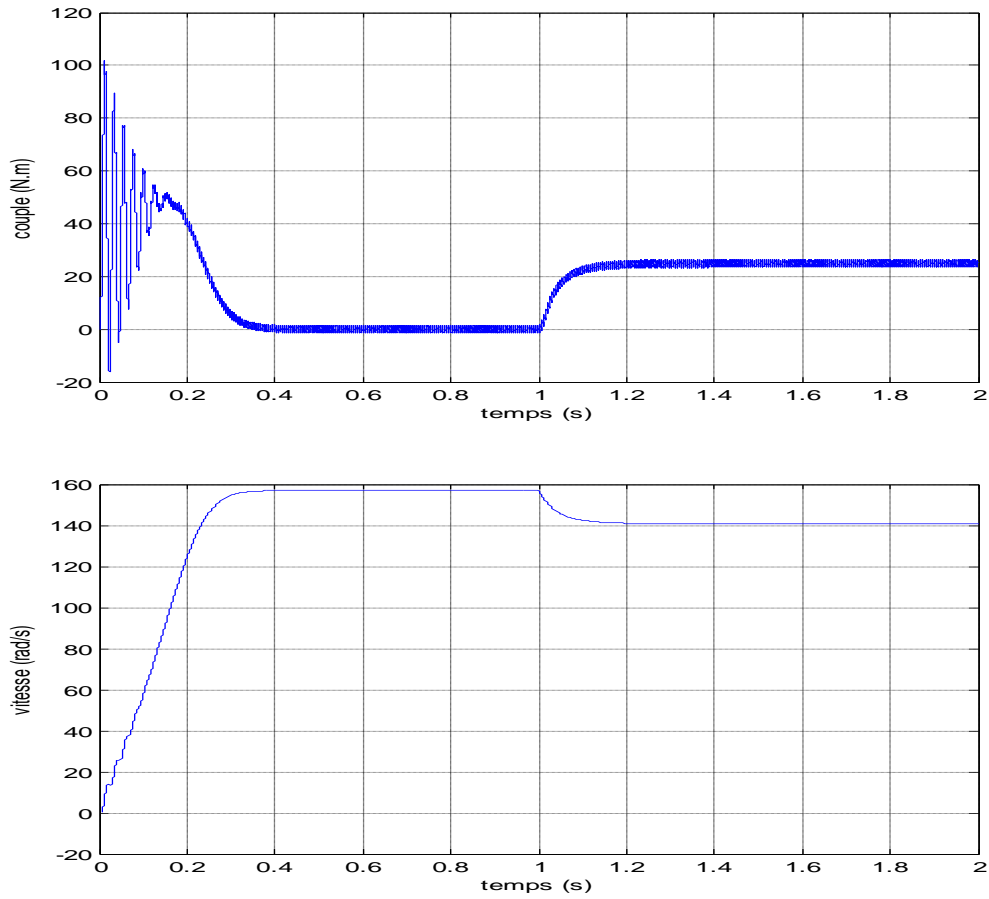


Figure (III.12) Les courbes de la machine asynchrone en charge pour $m = 30$ et $r = 0,8$

III.2.3. Simulation de l'ossocioation onduleur à trois niveaux –machine asynchrone pour m =60 et r =0,8

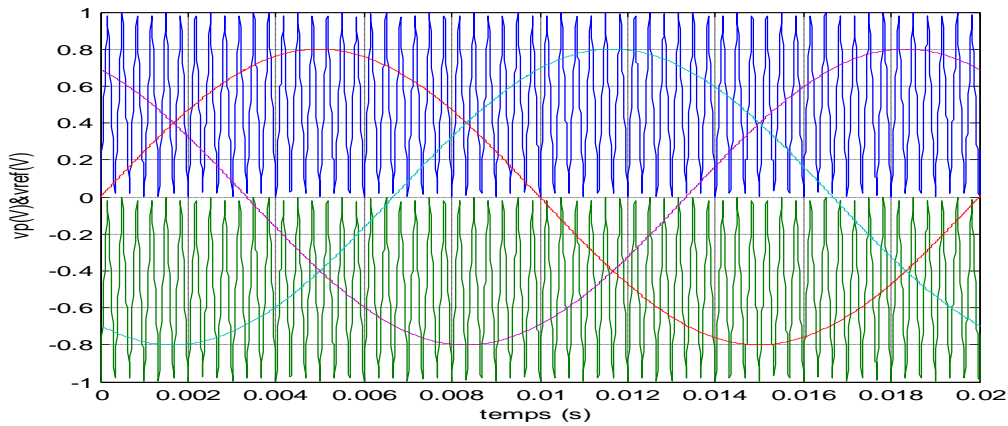


Figure (III.13) Les tensions de référence et les deux porteuses triangulaire pour m=60 et r=0.8

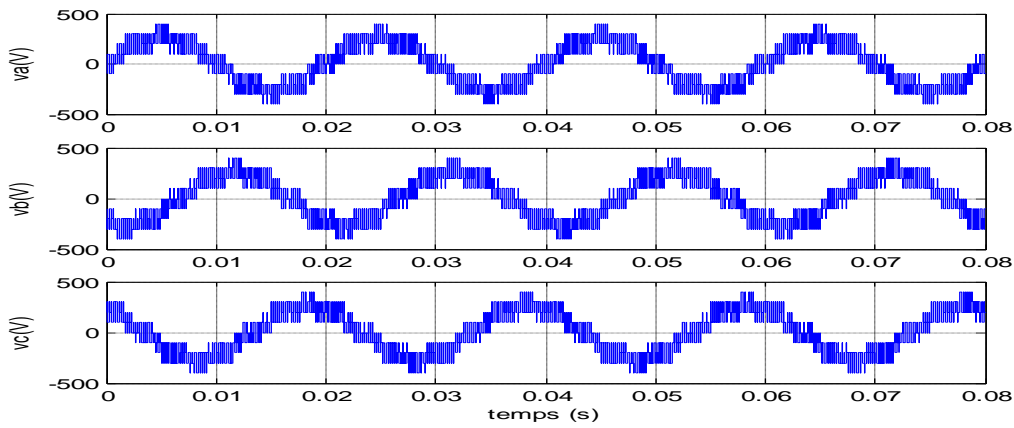


Figure (III.14) Les tentions simples pour m=60 et r=0.8

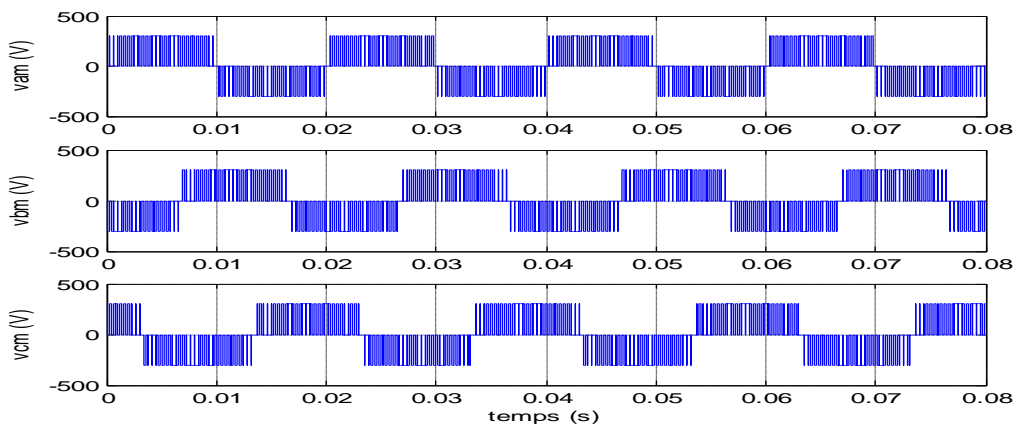


Figure (III.15) Les tentions polaires pour m=60 et r=0.8

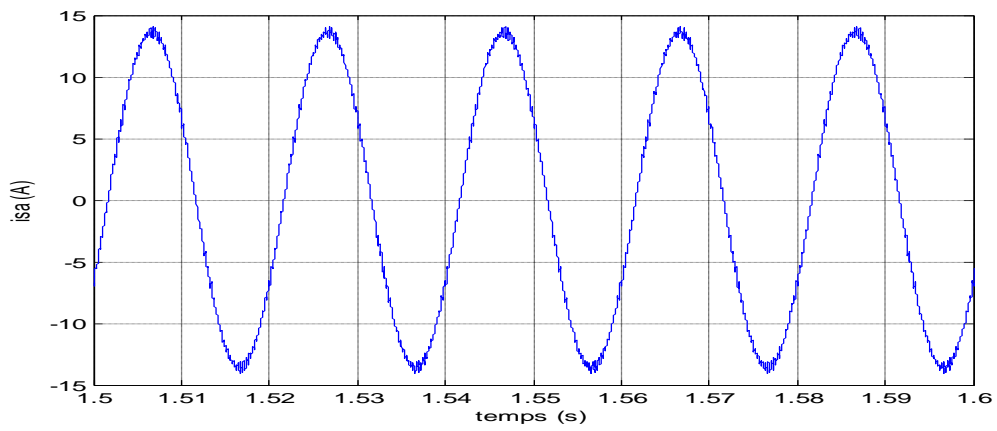
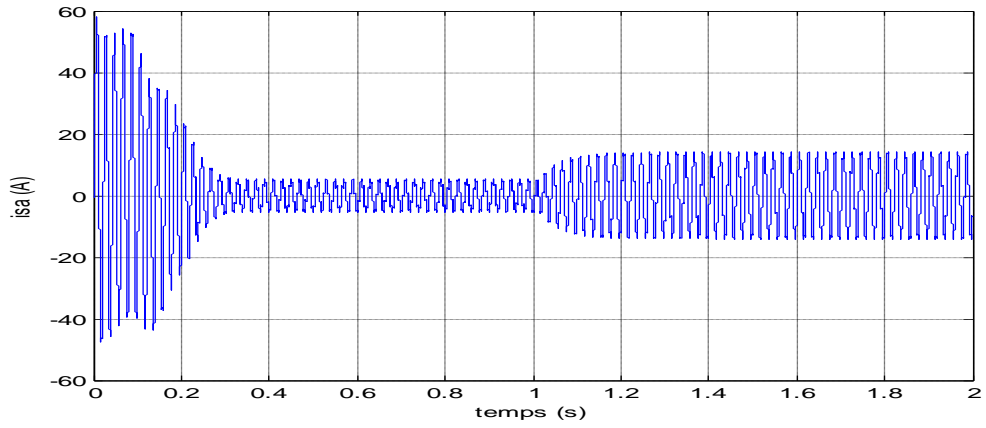


Figure (III.16) Le courant de phase i_{sa} en charge pour $m=60$ et $r=0.8$

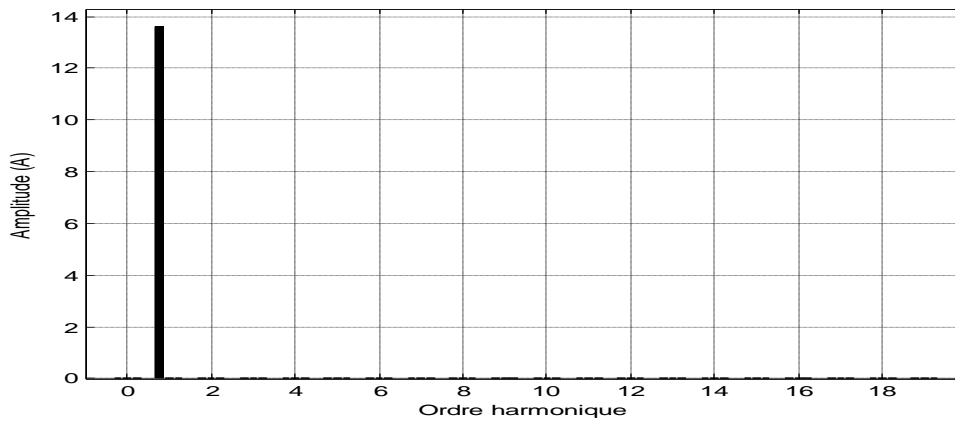


Figure (III.17) Analyse spectrale du courant i_{sa} pour $m=60$ et $r=0,8$

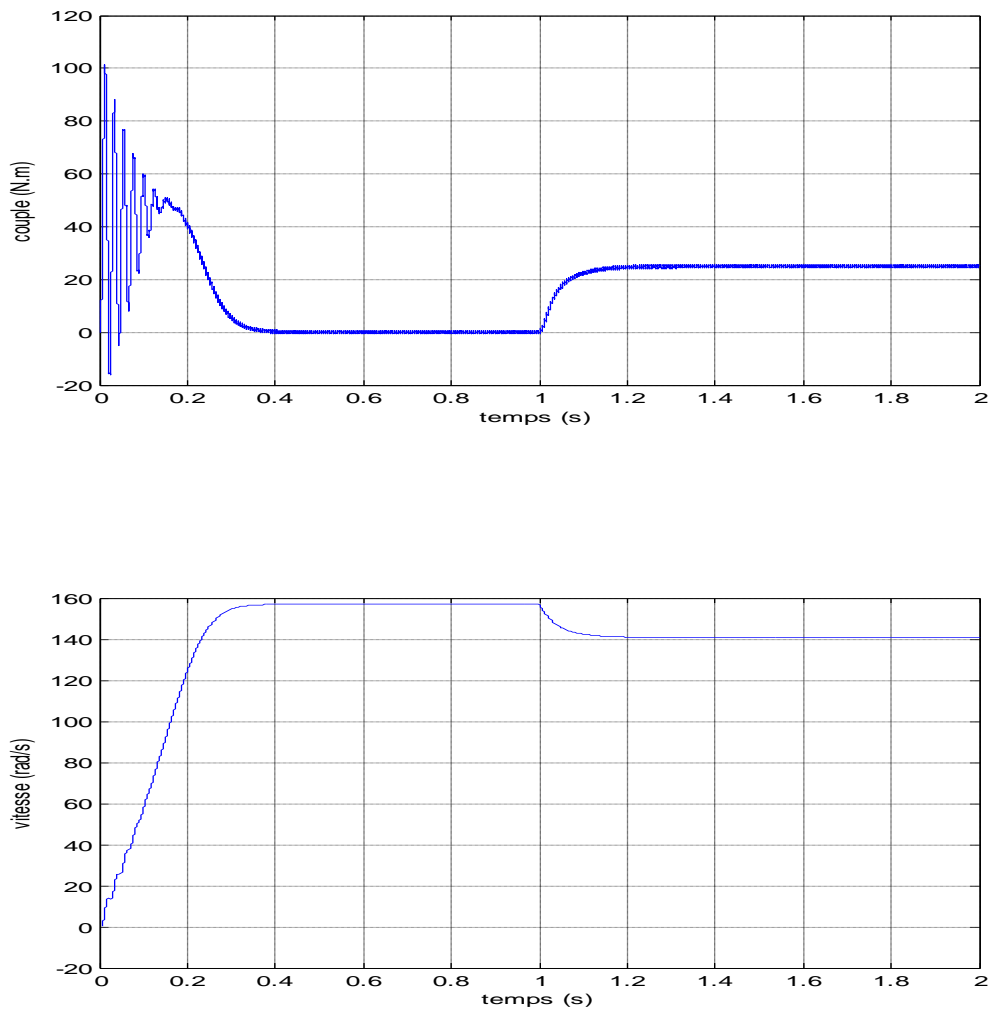


Figure (III.18) Les courbes de la machine asynchrone en charge pour $m = 60$ et $r = 0,8$

III.3.Conclusion

Dans ce chapitre on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur.

L'alimentation par un onduleur à trois niveaux présente deux avantages à savoir la monté en puissance, ce qui est intéressant pour les MAS, et l'amélioration de la qualité de la tension ce qui se répercute sur la réduction des ondulations du couple.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire a mis en œuvre une étude des différentes techniques de commande de l'onduleur de tension à trois niveaux alimentant une machine asynchrone.

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. Puis, on a abordé la modélisation du convertisseur de fréquence (onduleur de tension à trois niveaux). Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux a été présenté en donnant les principes des techniques de commande les plus utilisées.

La forme d'onde du courant statorique en technique de la MLI triangulo-sinusoïdale est plus proche d'une forme sinusoïdale (THD=1,78 % pour $m=60$ et $r=0,8$). Nous remarquons aussi que l'augmentation de l'indice de modulation (m) a réduit les oscillations du couple, et cela est tout à 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	$f=0.0001 \text{ Nm/rad/sec}$

Bibliographie

- [1] **D. Abdessemed**(Etude expérimentale de l'influence des stratégies MLI sur commande de la machine à induction)université de Batna mémoire de magister ,2009.
- [2] **F. Milsant**, (Machine Electrique).
- [3] **T. HILEL; SOUAHLIA ACHID**(Modélisation et commande d'un onduleur à neuf niveaux Application à la conduite de la machine asynchrone) PFE. Université de M'sila,2005.
- [4] **C. Canudas**, (Commande des moteurs asynchrones : Modélisation contrôle vectoriel et DTC). vol. 1, Hermès science publications, Paris, 2000.
- [5] **D. Ali & Tarek DJEDIDI** (Commande par mode de Glissement par Imposition des Pôles d'une machine à induction linéarisée par orientation du flux) PFE. Université de M'sila, 2005.
- [6] **N. Khenfer**, (Machine asynchrone ses modèles, son identification et sa commande), Thèse de doctorat d'état,Polytechnique d'alger, 1993.
- [7] **R. Abdessemed, M. kadjoudj**,(Modélisation des machines electriques), Presse de l'université de batna, 1997.
- [8] **M. Ramdane, H. Zohir** (Contribution a l'étude des moteurs asynchrones a haut rendement(type E.E.I. D'azazga) université de M'sila, 2004.2005.
- [9] **Mr. BEDBOUDI Mohamed** (Etude et simulation d'un filtre actif barallele en utilisant un onduler a trios niveaux a structure NPC pour la compensation des courants harmoniques) 2006
- [10] **Ait Hammouda. I, Cherouat. H**, (Commande non linéaire d'un filtre actif parallèle à trois niveaux) Mémoire d'ingénieur, école nationale polytechnique, juin 2000.
- [11] **H.Buhler**, (Convertisseurs Statiques), Presses polytechniques et universitaires romandes, lausanne 1991.
- [12] **J.P.Caron, J.P.Hautier**, (Convertisseurs statiques - méthodologie causale de modélisation et de commande), éditions technip, Paris 1999.
- [13] **J.P. Hautier, G. Manesse**, (Utilisation des réseaux de pétri pour l'analyse des systèmes electrotechniques), technique de l'Ingénieur, traité génie électrique, Paris 1992.
- [14] **M.Gaad**, (Modélisation et réalisation d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. application à la conduite de la machine asynchrone), mémoire de agister, EMP 2000.
- [15] **O.Bouakaz**, (Contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux, fonctionnement symétrique et asymétrique), mémoire de magister, université de Batna, 2005.

Bibliographie

- [16] **E.M.Berkouk**, (Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects, application aux gradateurs et aux onduleurs multi niveaux), Thèse de doctorat, CNAM. Paris, 1995.
- [17] **S. Benrabia, A. Bendib**, (Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commandé par onduleur multi niveaux). Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005.
- [18] **A. Ahcen, B. Khalil**, (Modélisation et commande d'un onduleur à trois niveaux, application à la conduite d'une machine asynchrone). Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2004.
- [19] **Ghedamsi**, (Etude et réalisation de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux), Mémoire de magister, EMP ,2002.
- [20] **K .Ghedamsi, E.M. Berkouk, K. Aliouane**,(Contribution à la réalisation de la stratégie MLI triangulo - sinusoïdale à deux porteuses de l'onduleur à trois niveaux), SNGE 2001 , Biskra.
- [21] **A. Abdelkrim**,(Etude des techniques optimal à MLI pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone), Mémoire de magister, biskra mémoire de magister, EMP 2004.
- [22] **Y.Khadidja**, (Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux- moteurs à induction), Mémoire de magister, Batna 2005.
- [23] **F. OUAHIBA**(modélisation et commande non lineaire de l'association machine synchrone a aimants permanents – onduleur de tension a trois niveaux), mémoire de magister, Juin 2006
- [24] **H.Benali, M.Bellout** « contrôle vectoriel de la machine asynchrone à double étoile » Mémoire d'ingénieur, Université béjaia2004.