

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



CENTRE UNIVERSITAIRE D' EL-OUED
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGÉNIEUR
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ÉTUDE

PRESENTE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME D'INGENIEUR
D'ÉTAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION: RÉSEAUX ELECTRIQUES

THÈME

ÉTUDE ET SIMULATION D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE ALIMENTÉ PAR UN ONDULEUR
DE TENSION MULTI-NIVEAUX

Proposé et dirigé par :

✍ Mr. ZELLOUMA LAÏD

Présenté par :

✍ MELLAS ABDERRAHMEN

✍ CHOURAB MAMMAR

SESSION : JUIN 2009

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département d'électrotechnique de centre universitaire d'EL-oued.

Nos remerciements vont premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur ZELLOUMA LAÏD pour avoir d'abord proposé ce mémoire, pour suivi continuél tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques, ainsi que son épouse.

Nos sincères remerciements à messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribués à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour leur soutien moral et matériel

MAMMAR , ABDERRAHMEN

Dédicace

*Amon Père
A ma très chère Mère
A mes frères surtout IBRAHIM
A tous mes amis*

MAMMAR CHOVRAB

*Amon Père
A ma très chère ma Mère
A mon frère Nour eddine
A mes sœurs
A tous mes amis*

ABDERRAHMEN MELLAS

Pigeonnier clémence dieu

Notations et symboles

1. Machine asynchrone

a, b, c	: Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	: Axes de référentiel de Park.
$[P]$	: Matrice de Park.
$\alpha(rad)$	: Ecart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.
g	: Le glissement.
ω_{mec}	: Vitesse mécanique de moteur.

a- Grandeurs électriques et magnétiques au stator

$V_s(V)$	: Tension statorique.
$V_{sabc}(V)$	: Tension statorique phase a, b ou c.
$V_{sdq}(V)$	: Tension statorique sur l'axe d ou q.
$I_s(A)$	: Courant statorique.
$i_{sabc}(A)$	: Courant statorique phase a, b ou c.
$i_{sdq}(A)$	: Courant statorique sur l'axe d ou q.
$R_s(\Omega)$	: Résistance propre d'une phase statorique.
$l_s(H)$	: Inductance propre d'une phase statorique.
$M_s(H)$	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$M_{sr}(H)$	: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.
$L_s(H)$	: Inductance cyclique propre statorique.
$[L_{ss}]$	: Matrice des inductances propres et des mutuelles entre phases statorique.
$\varphi_{sabc}(Wb)$	: Flux statorique phase a, b ou c.
$\varphi_{sdq}(Wb)$	: Flux statorique sur l'axe d ou q.
$L_{os}(H)$	: Inductance homopolaire statorique.
θ_s	: Angle électrique statorique.

b- Grandeurs électriques et magnétiques au rotor

$V_r (V)$	: Tension rotorique.
$V_{rabc} (V)$	: Tension rotorique phase a, b ou c.
$V_{rdq} (V)$	: Tension rotorique sur l'axe d ou q.
$I_r (A)$	: Courant rotorique.
$i_{rabc} (A)$	: Courant rotorique phase a, b ou c.
$i_{rdq} (A)$	: Courant rotorique sur l'axe d ou q.
$R_r (\Omega)$	: Résistance propre d'une phase rotorique.
$l_r (H)$	: Inductance propre d'une phase rotorique.
$M_r (H)$	: Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.
$L_r (H)$	: Inductance cyclique propre rotorique.
$[L_{rr}]$	: Matrice des inductances propres et des mutuelles entre phases rotoriques.
$\phi_{rdq} (Wb)$	: Flux rotorique sur l'axe d ou q.
$M (H)$	: Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor.
$M_{sr} (H)$	: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.
$L_{or} (H)$	: Inductance homopolaire rotorique.
P	: Nombre de paires de pôles.
θ_r	: Angle électrique rotorique.
$\omega_r (rad / s)$	: Pulsation électrique rotorique.
$\Omega_r (rad / s)$	: Vitesse rotorique de moteur.
$J (kg.m^2)$	: Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.
$f (Nm.s.rad^{-1})$	: Coefficient de frottements visqueux.
$C_e (N.m)$	: Couple électromagnétique.
$C_r (N.m)$	: Couple résistant (couple de charge).

2. Onduleur

MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
NPC	: Neutral Point Clamping.
$U_c (V)$	: Source de tension continue de l'onduleur.
$V_{ABCM} (V)$	: Tension de demi-bras A, B ou C.
$i_{123} (A)$	: Courants de la charge.
$\dot{i}_{d(1,2,3)} (A)$	: Les courants d'entrée de l'onduleur.
I_K	: Le courant produit par l'onduleur.
$I_{réfK}$	: Le courant de référence.

ε_K	: L'écart entre le courant de référence et le courant réel.
$V_{ABC}(V)$	: Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C.
B_{ks}	: Commande de base du transistor T_{ks} d'un bras k.
F_{km}^b	: Fonctions de connexion de demi bras.
$V_{réf123}(V)$	: Tension de référence 1, 2 ou 3 (sinusoïdal).
$V_m(V)$	: Amplitude de la tension de référence.
$V_p(V)$	: Porteuse triangulaire.
$V_{pm}(V)$	: Amplitude de la porteuse triangulaire.
$\omega(rad / s)$	: Pulsation électrique.
$f_{réf}(Hz)$	: Fréquence de la tension de référence.
$f_p(Hz)$	: La fréquence des porteuses.
m	: Indice de modulation.
r	: Taux de modulation.

sommaire

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

CHAPITRE I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

I.1 Introduction.....	3
I.2 Les avantages des moteurs asynchrones.....	4
I.3 Généralités sur les machines asynchrones triphasées.....	4
I.3.1 Définition.....	4
I.3.2 Description.....	4
I.3.2.1 Le stator.....	4
I.3.2.2 Le rotor.....	5
a. Rotor bobiné.....	5
b. Rotor à cage.....	5
I.3.3 Principe du fonctionnement de la machine asynchrone.....	6
I.3.4 Réglage de la vitesse de rotation.....	6
a. Réglage par action sur le nombre de paires de pôles.....	7
b. Réglage par la variation de la tension.....	7
c. Réglage par la variation de la fréquence.....	7
I.4 Modélisation de la machine asynchrone.....	7
I.4.1 Hypothèses simplificatrices.....	7
I.4.2 Les équations de la machine asynchrone triphasée.....	8
a. Les équations électriques.....	8
b. Les équations magnétiques.....	9
c. Les équations mécaniques.....	10
I.4.3 Modélisation dans le repère de Park.....	11
I.4.3.1 Principe de la transformation de Park.....	11
I.4.3.2 Les équations des tensions.....	13
I.4.3.3 Les équations du flux.....	14
I.4.3.4 L'expression du couple électromagnétique instantané.....	16
I.5 Choix du référentiel.....	16
a. Référentiel lié au stator.....	17
b. Référentiel lié au rotor.....	17
c. Référentiel lié au champ tournant.....	17
I.6 Conclusion.....	17

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

II.1 Introduction.....	18
II.2 Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	19
II.2.1 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux.....	19
II.2.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux.....	20
II.2.3 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	20
II.2.4 Hypothèse.....	22
II.2.5 Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	22
a. Commandabilité des convertisseurs statiques.....	22
b. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux.....	22
II.2.6 Fonction de connexion.....	23
II.2.7 Modélisation aux valeurs instantanées.....	23
II.2.8 Modèle de connaissance.....	24
II.3 Stratégies de Commande.....	26
II.3.1 Commande par hystérésis.....	26
II.3.1.1 Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux.....	27
II.3.2 Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel et à une seule porteuse.....	28
II.3.3 Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel et à deux porteuses.....	30
II.4 Conclusion.....	32

CHAPITRE III
SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE - ONDULEUR
NPC Á TROIS NIVEAUX

III.1 Introduction.....	33
III.2 Simulation de l'onduleur NPC à trois niveaux.....	34
III.2.1 Simulation d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	34
a. Commande par la modulation triangulo-sinusoïdale et à une seule porteuse.....	35
b. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ou doubles triangles.....	37
III.2.2 Analyse spectrale.....	39
III.3 Simulation de l'association onduleur NPC à trois niveaux – MAS.....	41
III.3.1 Schéma de simulation.....	41
III.3.2 Simulation et interprétation.....	42
III.4 Conclusion.....	43

CONCLUSION GÉNÉRALE.....	44
---------------------------------	-----------

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

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

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

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

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

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 fréquence qui est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

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

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

Dans le deuxième, nous présentons la modélisation et les différentes stratégies de commande de l'onduleur trois-niveaux à structure NPC. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur, donc une meilleure qualité spectrale.

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

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 mécanique.

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 Les avantages des moteurs asynchrones

Les avantages des moteurs asynchrones favorisent leur utilisation dans l'industrie. Pour assurer leur bon fonctionnement et détecter de manière précoce les pannes, un suivi des paramètres sensibles aux défauts fréquents doit se faire en rapidement. Les moteurs asynchrones sont des loin, les moteurs les plus utilisé dans toutes les applications industrielles ou domestiques, du fait de sa facilité d'installation, des son bon rendement et des son excellentes fiabilités [2].

I.3 Généralités sur les machines asynchrones triphasées

I.3.1 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 [3].

I.3.2 Description

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

I.3.2.1 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 [4].



Figure I.1. Schéma d'un stator.

I.3.2.2 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.

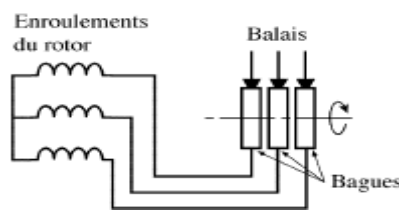


Figure I.2. Schéma de principe d'un rotor bobiné.

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 [5].

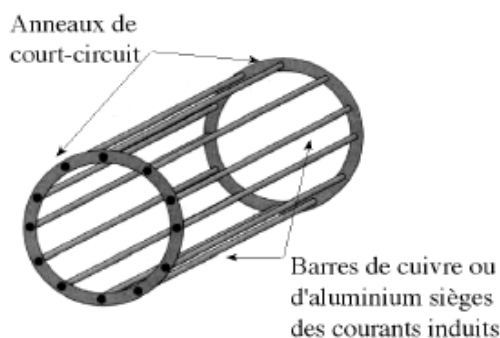


Figure I.3. Schéma de principe d'une cage d'écureuil.

I.3.3 Principe du fonctionnement de la machine asynchrone

Lorsqu' on alimente l'enroulement statorique par un courant alternative 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 :

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

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 entraine le rotor dans un mouvement de rotation avec la vitesse Ω [2].

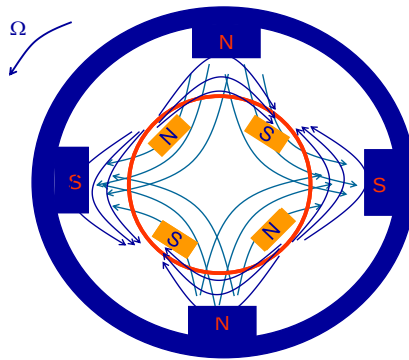


Figure 1.4.Fonctionnement de MAS

I.3.4 Réglage de la vitesse de rotation

La vitesse du rotor d'un moteur asynchrone est :

$$N = \frac{60.f}{p} (1 - g) \quad (I.2)$$

Avec :

- p : nombre de paires de pôles.
- N : vitesse rotorique.
- g : le glissement.
- f : Fréquence de tension statorique.

Le réglage de la vitesse de rotation du moteur peut donc être obtenu par :

a. Réglage par action sur le nombre de paires de pôles

Ce réglage consiste à changer le nombre de pôle de la machine asynchrone en changeant la connexion des enroulements statorique, ce type de réglage peut être utilisé que pour les montures ayant la possibilité de changer la connexion de leur enroulement statorique, la gamme de vitesse est étroite, une mauvaise souplesse de réglage car les vitesses sont échelonnées.

b. Réglage par la variation de la tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique.

c. Réglage par la variation de la fréquence

La fréquence de rotation du moteur asynchrone est directement proportionnelle à la fréquence de la tension d'alimentation d'où la vitesse de synchronisme. La vitesse d'un moteur asynchrone peut être contrôlée au dessus et au dessous de la vitesse nominale en changeant la fréquence de la tension d'alimentation. On essaiera donc de créer pour les enroulements statorique un réseau à fréquence variable ce sont les onduleurs de tension [2].

I.4 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 [5].

I.4.1 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'encoche 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.

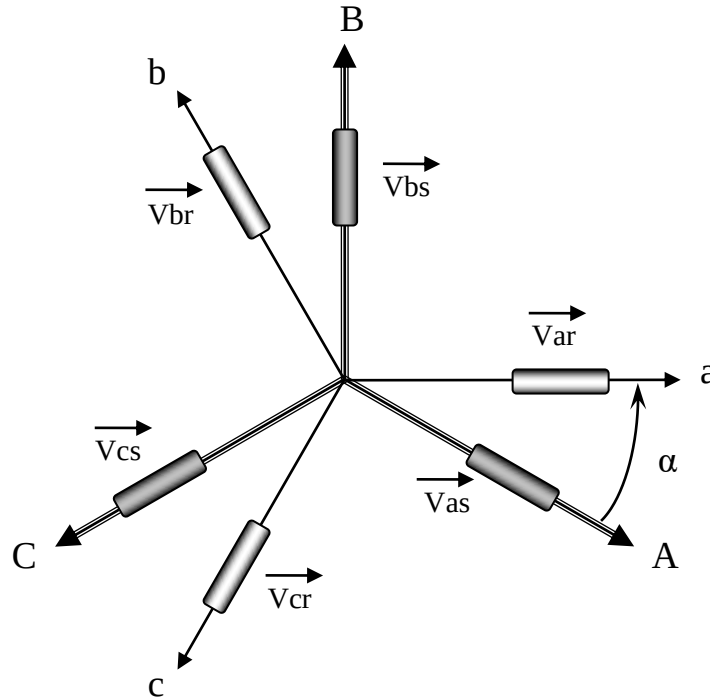


Figure I.5. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.4.2 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.

$$\begin{cases} [\vec{V}_{sabc}] = [\vec{R}_s][\vec{i}_{sabc}] + (d/dt)[\varphi_{sabc}] \\ [\vec{V}_{rabc}] = [\vec{R}_r][\vec{i}_{rabc}] + (d/dt)[\varphi_{rabc}] \end{cases} \quad (I.3)$$

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.

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

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 :

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

Donc :

$$\begin{cases} [\varphi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \\ [\varphi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \end{cases} \quad (I.5)$$

Avec:

$$\begin{aligned}
[L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; & [L_{rr}] &= \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \\
[M_{sr}] &= [M_{rs}]^t = M'_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

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 :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s].[i_{sabc}] + (d/dt).([L_{ss}].[i_{sabc}] + [M_{sr}].[i_{rabc}]) \\ [V_{rabc}] = [R_r].[i_{rabc}] + (d/dt).([L_{rr}].[i_{rabc}] + [M_{rs}].[i_{sabc}]) \end{cases} \quad (I.6)$$

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 [8].

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (I.7)$$

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

$$\frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{P}{J} \left(C_e - C_r - f \frac{\omega}{P} \right) \quad (I.8)$$

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.4.3 Modélisation dans le repère de Park

I.4.3.1 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).

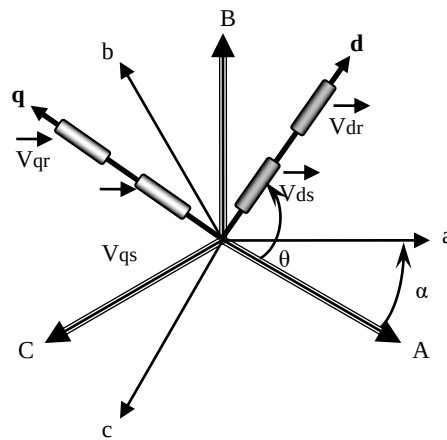


Figure 1.6. Repère initial et repère (d, q) de Park.

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.3), On introduit la transformation de Park normalisée qui est obtenue à l'aide de la matrice $[P]$ suivante :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

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 :

$$\omega_s - \omega_r = \frac{d\alpha}{dt} = \omega = P\Omega \quad (I.10)$$

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 :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

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.4.3.2 Les équations des tensions

En grandeur de phase, on a :

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

En multiplions les deux cotée par [P], il vient :

$$[V_{sabc}][P] = [R_s][i_{sabc}][P] + (d/dt)[\varphi_{sabc}][P] \quad (I.12)$$

Après tout les calculs fait on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r - \omega_s \\ \omega_s - \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.15)$$

I.4.3.3 Les équations du flux

Ces équations sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Donc :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (I.18)$$

Avec :

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

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.15), 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 [6] :

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{os} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Avec:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{os} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{os} \\ L_{or} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

En introduisant (I.20) dans (I.19), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{os} \cdot i_{os} \\ L_{or} \cdot i_{or} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Avec:

$L_{os} = l_s + 2M_s$: Inductance homopolaire statorique.

$L_{or} = l_r + 2M_r$: Inductance homopolaire rotorique.

I.4.3.4 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 :

$$P_e = V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs} + V_{dr}i_{dr} + V_{qr}i_{qr} \quad (I.22)$$

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

- Puissance dissipée en pertes joule :

$$R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (I.23)$$

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

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

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

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

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

$$P_m = (\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds})\left(\frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt}\right) \quad (I.26)$$

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

$$C_e = P(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \quad (I.27)$$

I.5 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.15), 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.15), 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 [8].

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone. Ce modèle a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent lié au stator. Cela a simplifié considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

Chapitre II

Modélisation et Stratégies de Commande de l'Onduleur NPC à Trois Niveaux

II.1 Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique de l'électronique de puissance assurant la conversion continue-alternative (DC/AC). Alimenté en continu, Il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir une tension alternative à la sortie.

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux.

Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales.

Dans ce chapitre, on étudiera la modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et les stratégies de commande adaptées à ce dernier.

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.

II.2 Modélisation d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC

II.2.1 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux

L'architecture du convertisseur à trois niveaux de type NPC (Point Milieux Flottant) et la mise en série de deux structure classique à deux niveaux qui dans ce cas revient à doubler le nombre d'interrupteurs ainsi que des sources.

Cette structure de puissance représentée par la figure (II.1) comporte douze interrupteurs bidirectionnels en courant, pour avoir la réversibilité en énergie, et six diodes unidirectionnelles en courant reliés au point milieu de la source continue, qui permettent d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie [10].

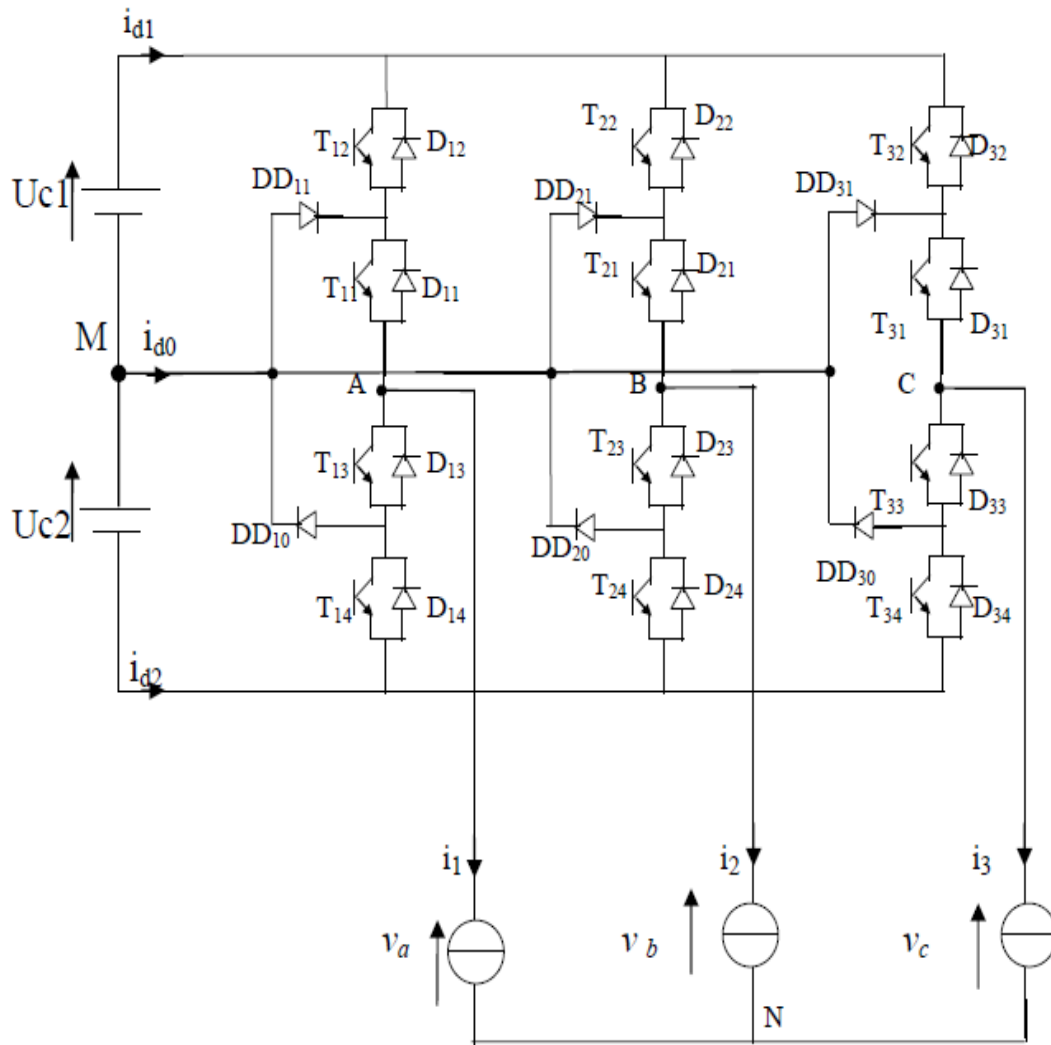


Figure II.1. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

II.2.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux

Comme nous avons déjà vu, l'onduleur à trois niveaux a une structure symétrique. Grâce à cette dernière, on procède par bras figure (Fig. II.2), ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans à priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet [11].

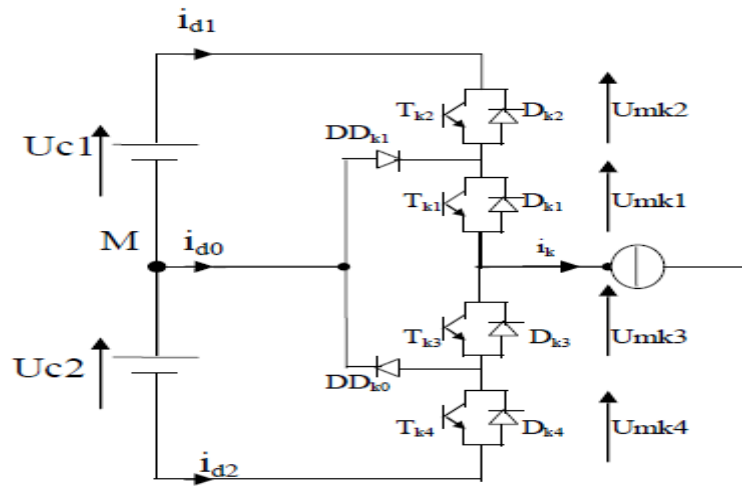


Figure II.2. Structure d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux.

II.2.3 Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Afin d'élaborer un modèle du fonctionnement de ces onduleurs à trois niveaux sans a priori sur la commande, on représente chaque paire transistor diode par un seul interrupteur bidirectionnel (figure (II.3)) et on procède par bras (grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé).

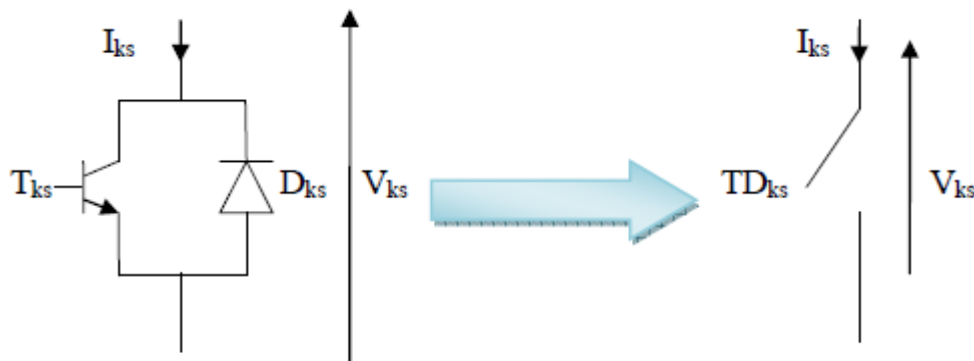


Figure II.3. Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire diode transistor.

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont présentées à la figure (II.4).

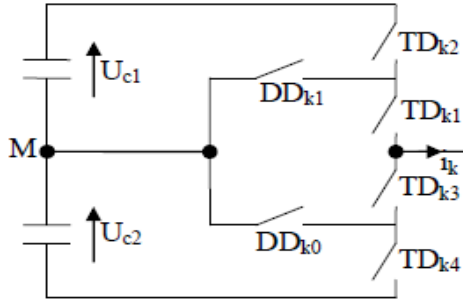
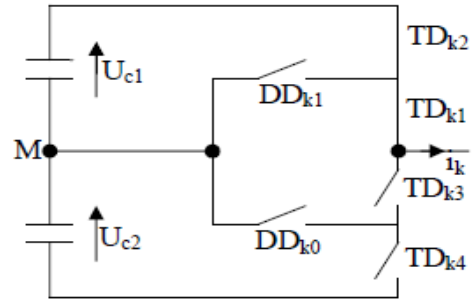
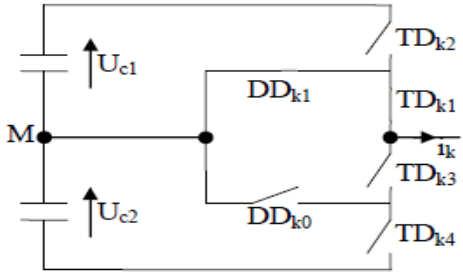
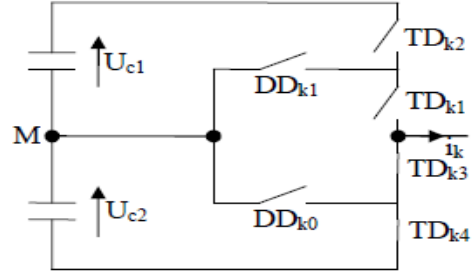
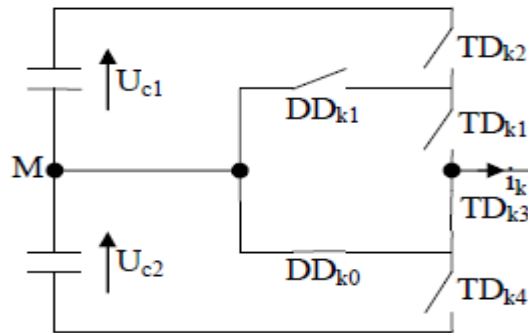
La configuration E_0 La configuration E_1 La configuration E_2 La configuration E_3 La configuration E_4

Figure II.4. Les différentes configurations possibles pour un bras d'onduleur à trois niveaux

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau (II.1) (avec M origine des potentiels et V_k le potentiel du nœud k du bras k).

La configuration	La grandeur électrique
E0	$i_k = 0$
E1	$V_k = U_{C1} = U_C$
E2	$V_k = 0$
E3	$V_k = -U_{C2} = -U_C$
E4	$V_k = 0$

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

II.2.4 Hypothèse

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k , délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante $U_{C1} = U_{C2}$.

La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts [10].

II.2.5 Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

a. Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendant uniquement de la commande externe et par suite une conduction continue de ce convertisseur [11].

b. Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante [11].

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

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

II.2.6 Fonction de connexion

On définit les fonctions de connexion de demi bras F_{k1}^b , F_{k0}^b comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (II.2)$$

Avec :

$$F_{km}^b ; \quad \begin{cases} k = 1, 2, 3, & : \text{Numéro de bras.} \\ m = 0, & : \text{Le demi-bras du bas (la partie } F_{k3}, F_{k4}). \\ m = 1, & : \text{Le demi-bras du haut (la partie } F_{k1}, F_{k2}). \end{cases}$$

II.2.7 Modélisation aux valeurs instantanées

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_C \\ V_{bm} = F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_C \\ V_{cm} = F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_C \end{cases} \quad (II.3)$$

Avec :

$$U_{C1} = U_{C2} = U_C \quad (II.4)$$

On constate d'après le système (II.3), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

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

En introduisant l'expression de ces dernières dans les tensions d'entrée on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_C \\ V_{bm} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_C \\ V_{cm} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_C \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{am} - V_{bm} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})U_{C1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})U_{C2} \\ U_{BC} = V_{bm} - V_{cm} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})U_{C1} - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})U_{C2} \\ U_{CA} = V_{cm} - V_{am} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})U_{C1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})U_{C2} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.2.8 Modèle de connaissance

En utilisant la fonction de connexion des demi-bras F_{ks} , on obtient:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{II.8})$$

Les tensions simples sont données comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{II.9})$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_C$, la relation (II.10) s'écrirait comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.10})$$

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

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d0} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Cette relation montre une analogie du point de vue des courants d'entrée des onduleurs à trois niveaux et deux niveaux, ainsi pour l'onduleur à trois niveaux tout se passe, comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et celui de l'onduleur à deux niveaux du bas.

D'après la figure (II.2) et en appliquant la loi des nœuds, on aura:

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{II.12})$$

En introduisant la relation (II.11) dans l'équation (II.12) on obtient (II.13):

$$i_{d0} = (1 - (F_{11}^b + F_{10}^b))i_1 + (1 - (F_{21}^b + F_{20}^b))i_2 + (1 - (F_{31}^b + F_{30}^b))i_3 \quad (\text{II.13})$$

D'où on aura les relations de conversion suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Avec:

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{(2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b)}{3} & \frac{(2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{(-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b)}{3} & \frac{(-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{(-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b)}{3} & \frac{(-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix}; \quad (\text{II.15})$$

On appellera $[N(t)]$ la matrice de conversion simple.

De même, on définit les relations de conversions composées comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \end{bmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{21}^b & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ F_{21}^b - F_{31}^b & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ F_{31}^b - F_{11}^b & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} ; \quad (\text{II.17})$$

Où $[M(t)]$ est la matrice de conversion composée.

II.3 Stratégies de Commande

Après avoir étudié l'onduleur triphasé à trois niveaux et élaboré son modèle de connaissance et celui de commande, on va s'intéresser aux stratégies de commande suivantes :

- La commande par hystérésis
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse
- La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses [9].

II.3.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, cette commande appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur.

$$(\Delta I = I_K - I_{réfK}) \quad (\text{II.18})$$

L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la figure (II.6), est le principal atout de cette technique.

En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de bande d'hystérésis, on ne peut maîtriser correctement le spectre haut fréquence dû aux fréquences de commutations.

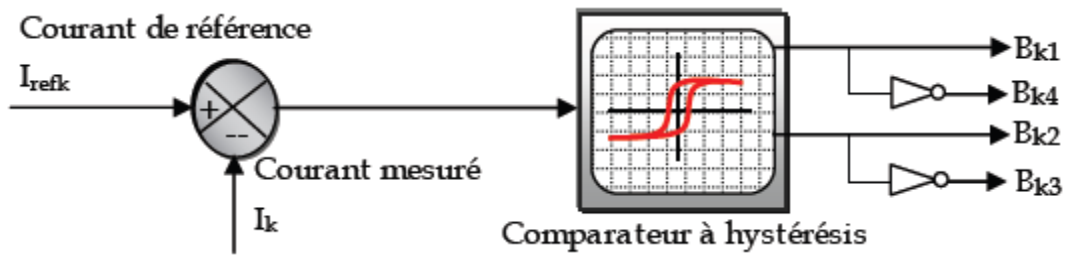


Figure II.5. Commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux

- si : $\Delta I \geq h$ la tension est forcé à son niveau minimal pour faire décroître le courant.
- si : $\Delta I \leq -h$ la tension est forcée à son niveau maximal pour faire accroître le courant.

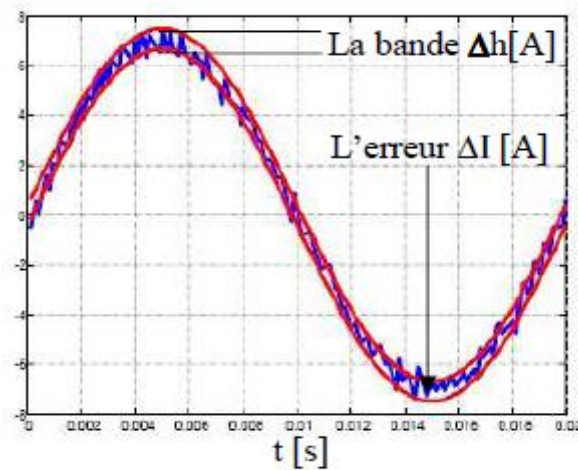


Figure II.6. Principe de contrôle des courants par la technique d'hystérésis.

II.3.1.1 Algorithme de la commande par hystérésis pour l'onduleur à trois niveaux

Soit ε_K l'écart entre le courant de référence et le courant réel définit par :

$$\varepsilon_K = i_K - i_{refK} \quad (II.19)$$

Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs du bras k sont donnés par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } |(\varepsilon_K \geq h) \& (\varepsilon_K \leq h)| \text{ ou } |(\varepsilon_K \leq -h) \& (\varepsilon_K \geq -2h)| \Rightarrow B_{K1} = 0 \& B_{K2} = 1 \\ \text{Si } (\varepsilon_K < 2h) \Rightarrow B_{K1} = 0 \& B_{K2} = 0 \\ \text{Si } (\varepsilon_K > 2h) \Rightarrow B_{K1} = 1 \& B_{K2} = 1 \\ \text{Si non la commande reste inchangée} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Malgré la rapidité illimitée obtenue par la commande par hystérésis, sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir :

- La fréquence de commutation n'est pas fixe, elle dépend de la bande d'hystérésis.
- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépend de la bande d'hystérésis.
- Des composantes harmoniques basses fréquences, voire une composante continue, peuvent apparaître sur le signal de sortie [10].

II.3.2 Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel et à une seule porteuse

Le principe général de cette stratégie est de comparer une tension de référence ($V_m = 8$) à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Le schéma de la figure (Figure (II.9)) présente le principe de cette stratégie.

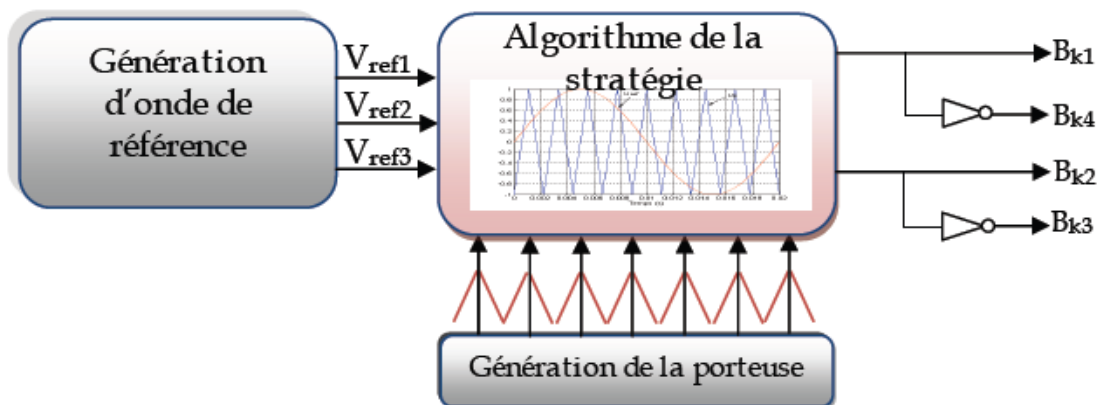


Figure II.8. Principe de la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale.

Pour les onduleurs à trois niveaux, la porteuse qui permet les meilleures performances de cette stratégie est la porteuse triangulaire unipolaire ($V_{pm} = 10$). L'algorithme de

commande triangulo-sinusoïdale pour les trois niveaux se résume pour un bras k comme suit :

$$\begin{cases} (|V_{refK}| \leq U_P) \Rightarrow B_{K1} = 1 \& B_{K2} = 0 \\ (|V_{refK}| > U_P) \& (V_{refK} > 0) \Rightarrow B_{K1} = 1 \& B_{K2} = 1 \\ (|V_{refK}| > U_P) \& (V_{refK} < 0) \Rightarrow B_{K1} = 0 \& B_{K2} = 0 \end{cases} \quad (II.21)$$

Les tensions de référence, de l'onduleur triphasées, permettant de générer un système de tension triphasé équilibrée sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot r \cdot \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \cdot r \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \cdot r \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.22)$$

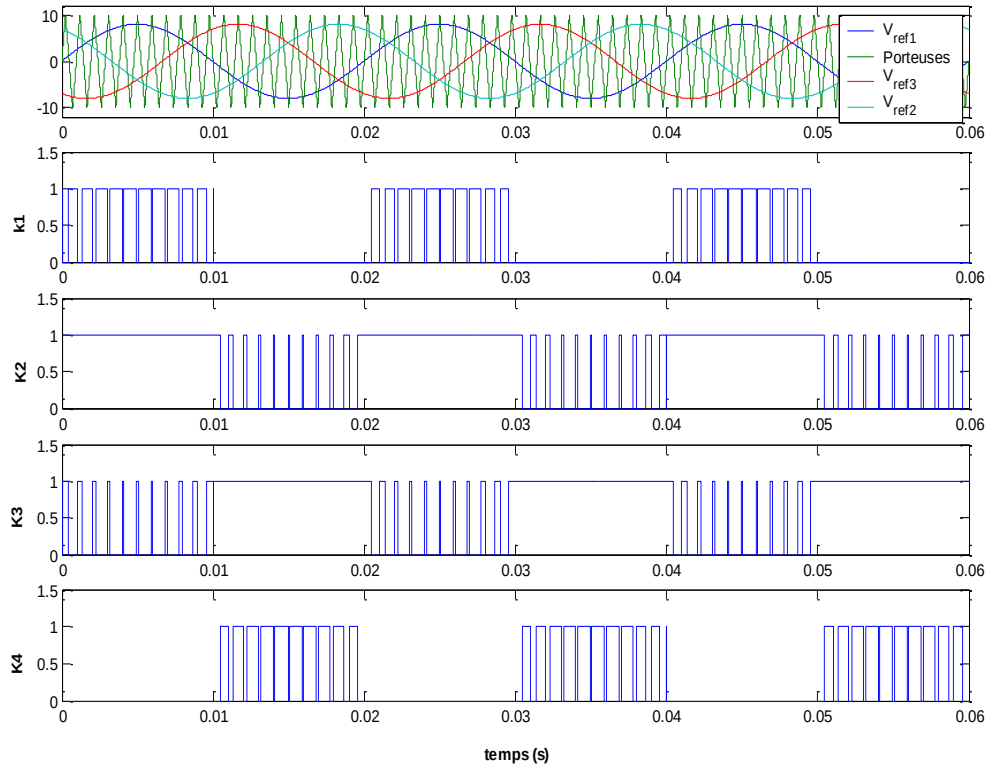


Figure II.9. Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel et à une seule porteuse de l'onduleur triphasé à trois niveaux (m=21).

La figure (II.9) montre les signaux de référence de forme sinusoïdale avec un signal triangulaire (la porteuse), qui génèrent les signaux de commande des interrupteurs K1, K2, K3 et K4 représentent les signaux de commande des interrupteurs pour la phase "a". D'une façon similaire, on génère les signaux de commande des interrupteurs pour les phases b et c .[12].

II.3.3 Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel et à deux porteuses

Pour les onduleurs à trois niveaux, on peut utiliser deux porteuses identiques, déphasées d'une demi période de hachage $\frac{1}{2f_p}$ l'une de l'autre, afin d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie (f_p : la fréquence des porteuses) [9].

Principe de la stratégie

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, le principe de cette stratégie est basé sur la détermination des deux tensions intermédiaires de commande.

Dans cette stratégie, différentes formes de porteuses sont possible :

- La porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire qui permet 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 triangulaire unipolaire avec un amplitude de la porteuse triangulaire: $V_{pm} = 10$

L'algorithme de commande se résume en deux étapes :

Etape 1: détermination des signaux intermédiaires V_{k1} et V_{k0}

$$\begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 1 \\ (V_{refk} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad (II.23)$$

Et

$$\begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{refk} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = -1 \end{cases} \quad (II.24)$$

Etape 2: détermination du signal de sortie V_{k2} et les ordres de commande des interrupteurs

$$\begin{cases} \text{si} & V_{K2} = E/2 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \\ \text{si} & V_{K2} = -E/2 \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \\ \text{si} & V_{K2} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{K2} = V_{K0} + V_{K1} \\ B_{K3} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K4} = \overline{B_{K1}} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Cette stratégie est caractérisée, comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, par l'indice de modulation m et le taux de modulation r [13].

La figure (II.11) montre les deux porteuses unipolaire triangulo-sinusoidale et les tensions de référence ($V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$), la commande d'un interrupteur d'un bras de l'onduleur et la tension polaire pour : $m=21$ et $r=0.8$.

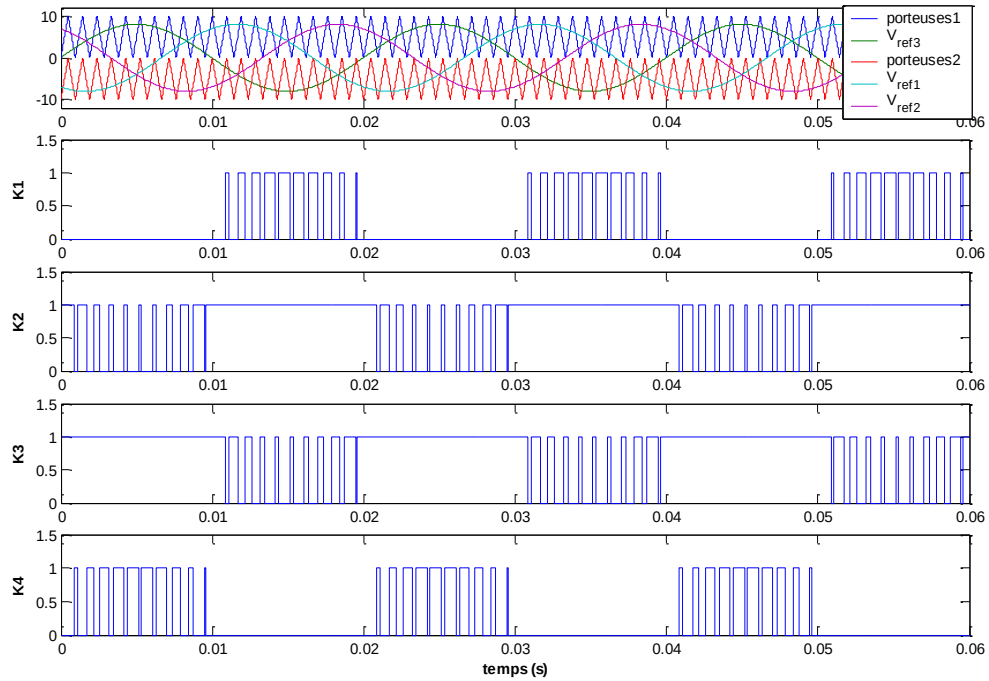


Figure II.10. Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel et à deux porteuses de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=21$).

Cette stratégie présente deux avantages importants :

- 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.4 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. Il existe plusieurs topologies d'onduleurs, dont chacun correspond à un type d'application déterminé où permettant d'atteindre des performances recherchées.

Chapitre III

Simulation de La machine Asynchrone - Onduleur NPC à Trois Niveaux

I.1 Introduction

Dans le but de sélectionner une technique de modulation à MLI sinusoïdale, parmi les trois techniques déjà présentées dans le chapitre précédent, une étude comparative, par simulation dans l'environnement Matlab est présentée. Elle consiste à simuler l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC avec chacune de ces deux techniques (La commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse et deux porteuses). Ainsi, elle permet de montrer les performances et l'efficacité de la technique optimale pour l'élimination du mode homopolaire.

Pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé, il existe plusieurs solutions (présentées dans le chapitre I):

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

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

III.2 Simulation de l'onduleur NPC à trois niveaux

Pour réaliser les différentes simulations de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, on représente sa structure (donnée par la figure (III.1)) par un schéma bloc développé dans l'environnement Matlab (SIMULINK), comme le montre la figure (III.1) ci-dessous.

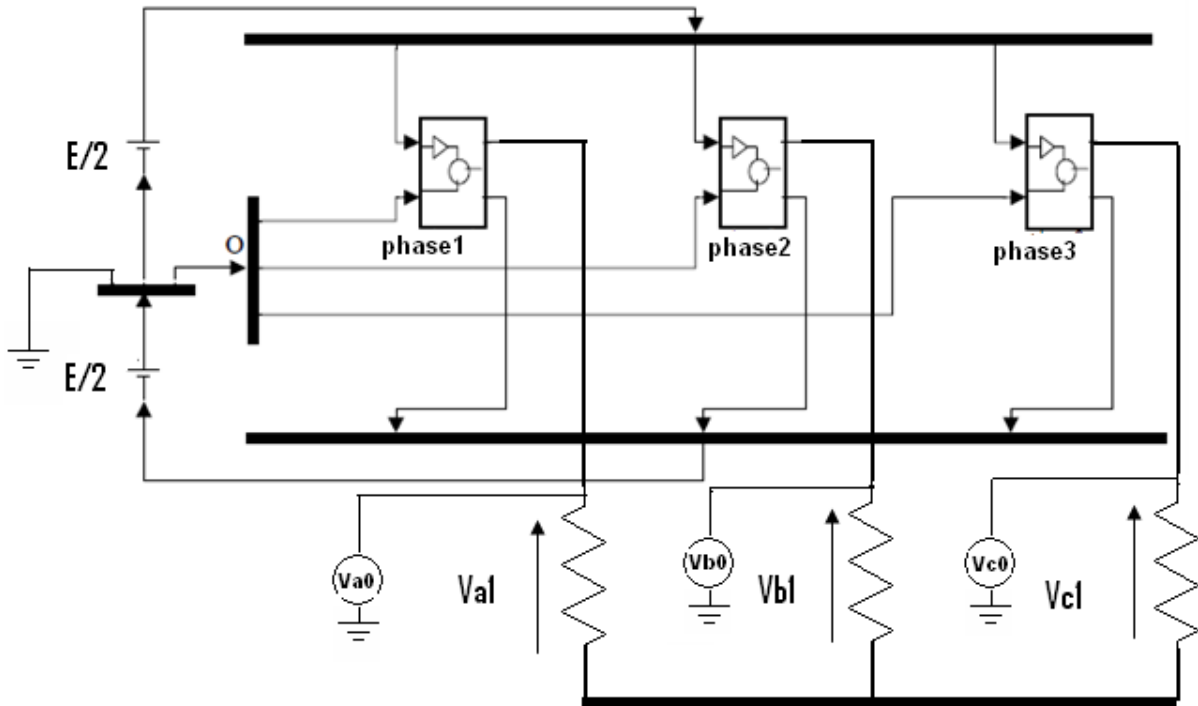


Figure III.1. Circuit de simulation de l'onduleur NPC à trois niveaux.

Il est important de noter que la tension E est choisie égale à 600V, pour l'onduleur étudié NPC à trois niveaux. Il vient que la tension E est répartie de façon égale entre les sources secondaires alimentant chacun des onduleurs[12].

III.2.1 Simulation d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Le circuit détaillé d'un bras d'onduleur triphasé est donné par le schéma bloc de la figure (III.2). Pour la simulation de cette MLI on adopte les paramètres suivants, Il est alimenté avec deux sources de tension continue ayant chacune une tension $E/2=300$ V [12].

Choix de m : On choisit $m=21$, puisque plus « m » augmente plus la fréquence du premier harmonique important est élevée et plus les harmoniques d'ordre bas sont poussés plus loin du fondamental [15].

Le rapport de réglage r : Le coefficient de réglage en tension (r), égal au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur de Crête de modulation (V_m / V_{pm}) [16].

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

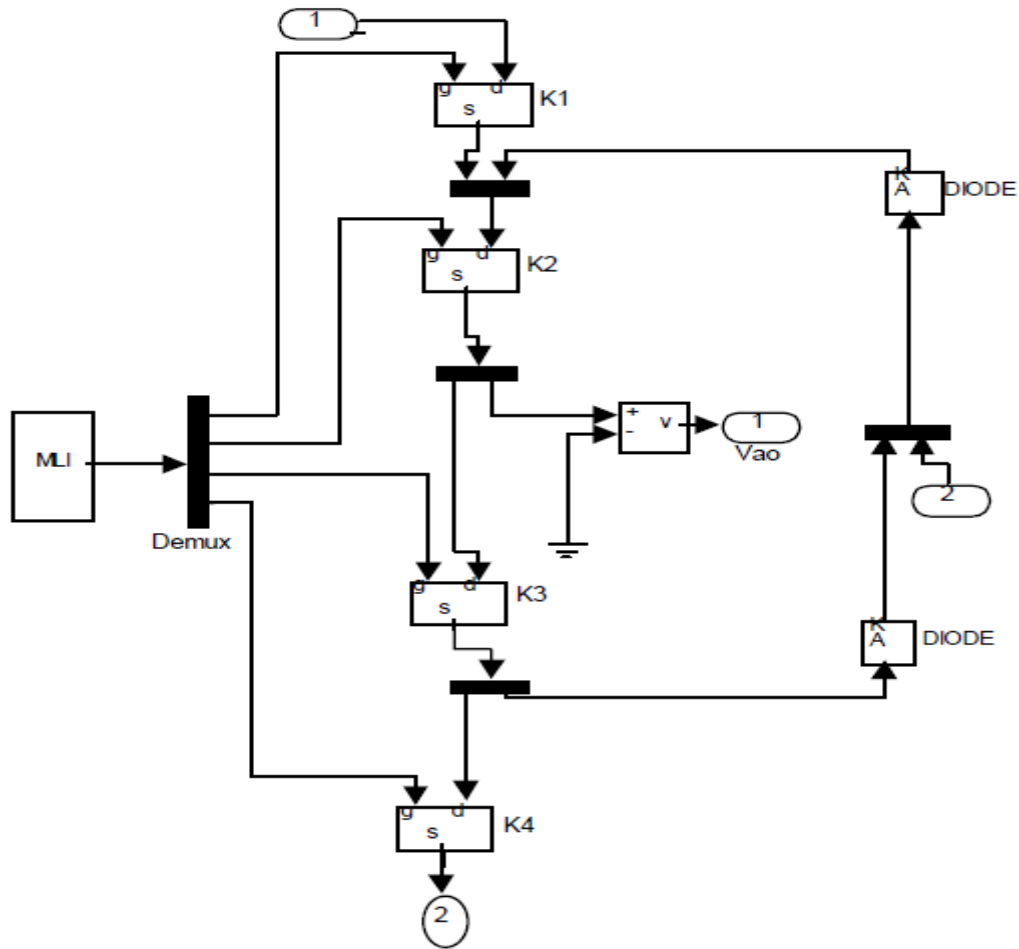


Figure III.2. Circuit de simulation d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux.

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

III.2.1.1 Commande par la modulation triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse

La modulation triangulo-sinusoïdale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur[16].

La figure (III.3) montre les signaux de référence de forme sinusoïdale avec un signal triangulaire (la porteuse). Qui génèrent les signaux de commande des interrupteurs. K_1 , K_2 , K_3 et K_4 représentent les signaux de commande des interrupteurs pour la phase «a».

D'une façon similaire, on génère les signaux de commande des interrupteurs pour les phases b et c.

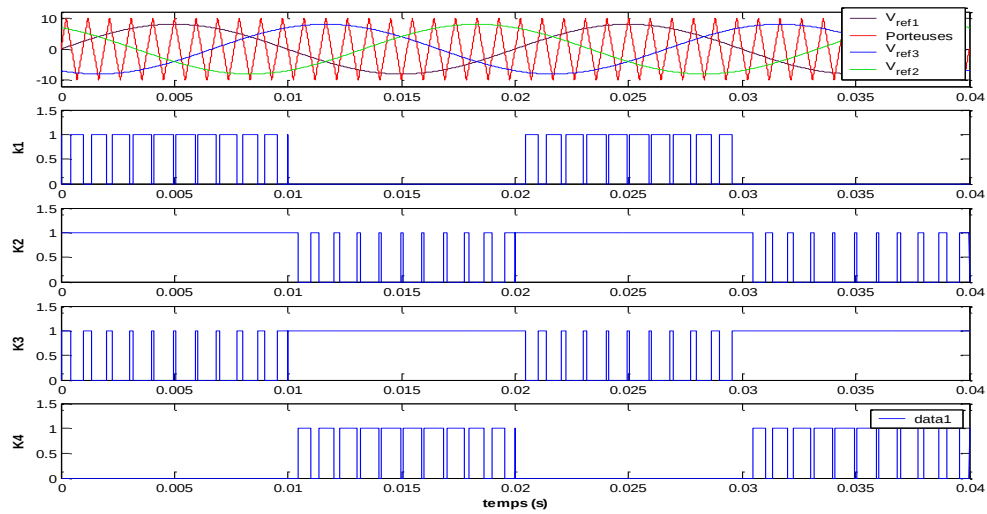


Figure III.3. Génération des signaux de commande par la modulation sinusoïdale classique (Onduleur NPC à trois niveaux) .

La simulation de l'onduleur NPC à trois niveaux commandé par la technique de modulation sinusoïdale classique donne les résultats présentés à la figure (III.4) et (III.5). On y trouve les tensions de sortie de l'onduleur (V_{a0} , V_{b0} , V_{c0}) et (V_{a1} , V_{b2} , V_{c3}).

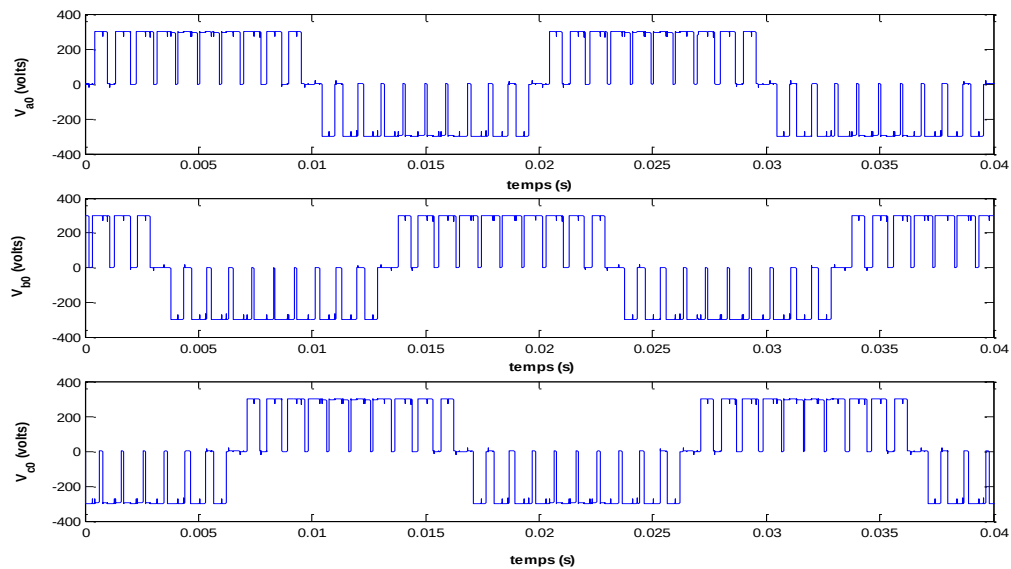


Figure III.4. Tensions de sortie pour la modulation sinusoïdale classique du 1'onduleur NPC à 3 niveaux (une seule porteuse) .

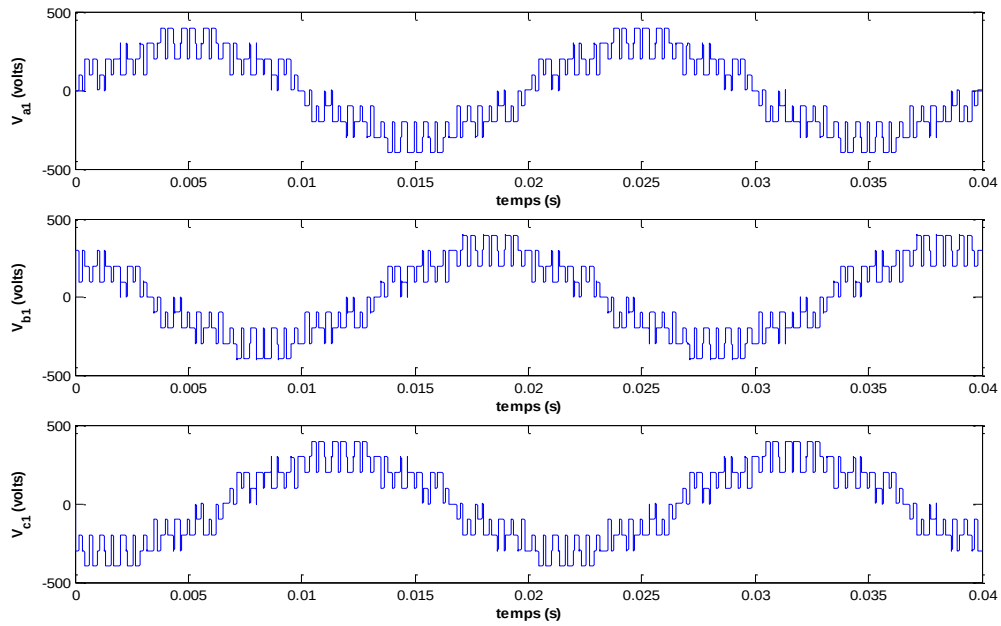


Figure III.5. Tensions de sortie pour la modulation sinusoïdale classique de l'onduleur NPC à 3 niveaux (une seule porteuse).

III.2.1.2 Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ou doubles triangles

Pour cette technique, deux porteuses sont utilisées avec un signal de référence pour générer la commande de chaque phase. La Figure (III.6) montre les signaux de référence avec les deux porteuses, ainsi que les signaux de commande des interrupteurs de la phase «a» K1 à K4 [12].

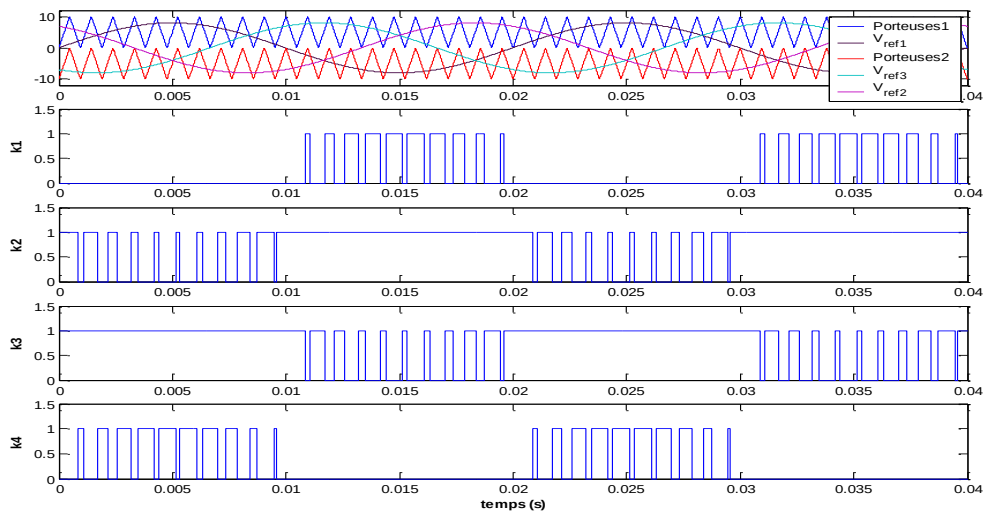


Figure III.6. Génération des signaux de commande par la modulation doubles triangles (Onduleur NPC à 3 niveaux).

La simulation de l'onduleur NPC à trois niveaux commandé par la technique de modulation à doubles triangles donne les résultats présentés à la Figure (III.7) et (III.8). On y trouve les tensions de sortie de l'onduleur (V_{a0} , V_{b0} , V_{c0}) et (V_{a1} , V_{b1} , V_{c1}).

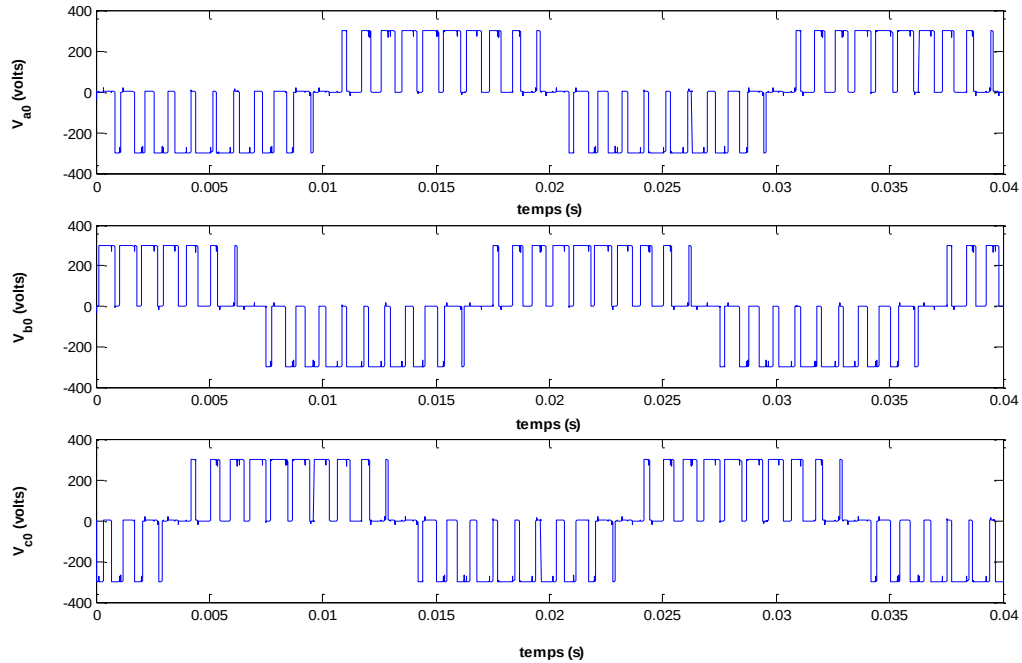


Figure III.7. Tensions de sortie de l'onduleur pour la modulation doubles triangles (onduleur NPC à 3 niveaux).

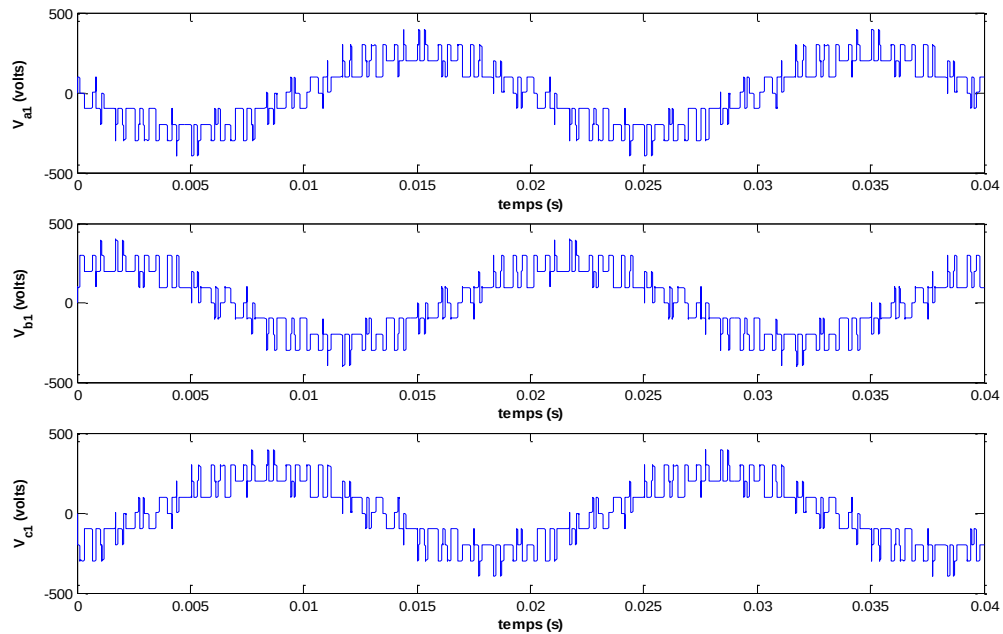


Figure III.8. Tensions de sortie de l'onduleur pour la modulation doubles triangles (onduleur NPC à 3 niveaux).

III.2.2 Analyse spectrale

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

a)- Pour la commande par modulation triangulo-sinusoidale à une seule porteuse

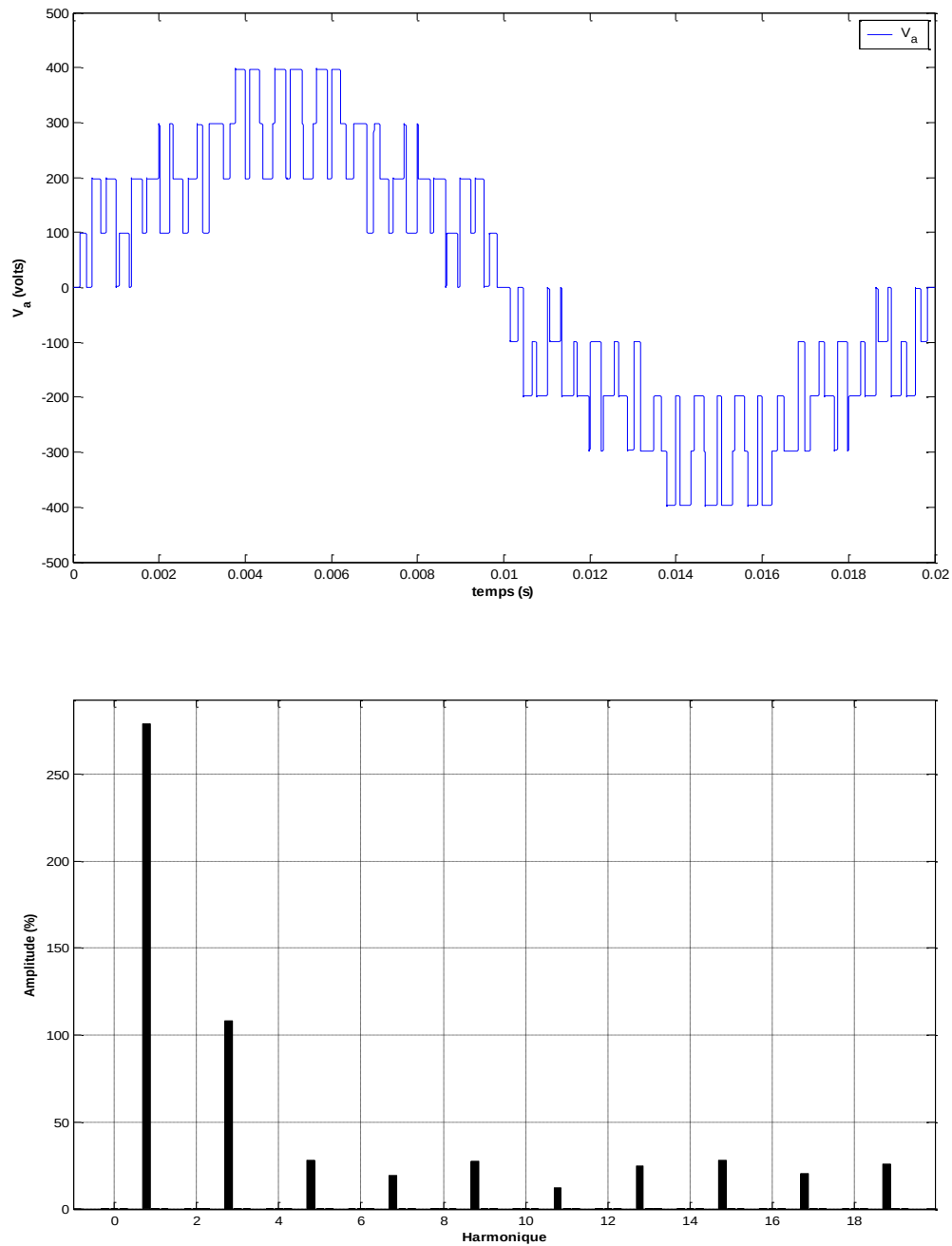


Figure III.9. La tension simple " V_a " et le spectre des harmoniques pour une modulation sinusoidale classique.

b)- Pour la commande par modulation triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

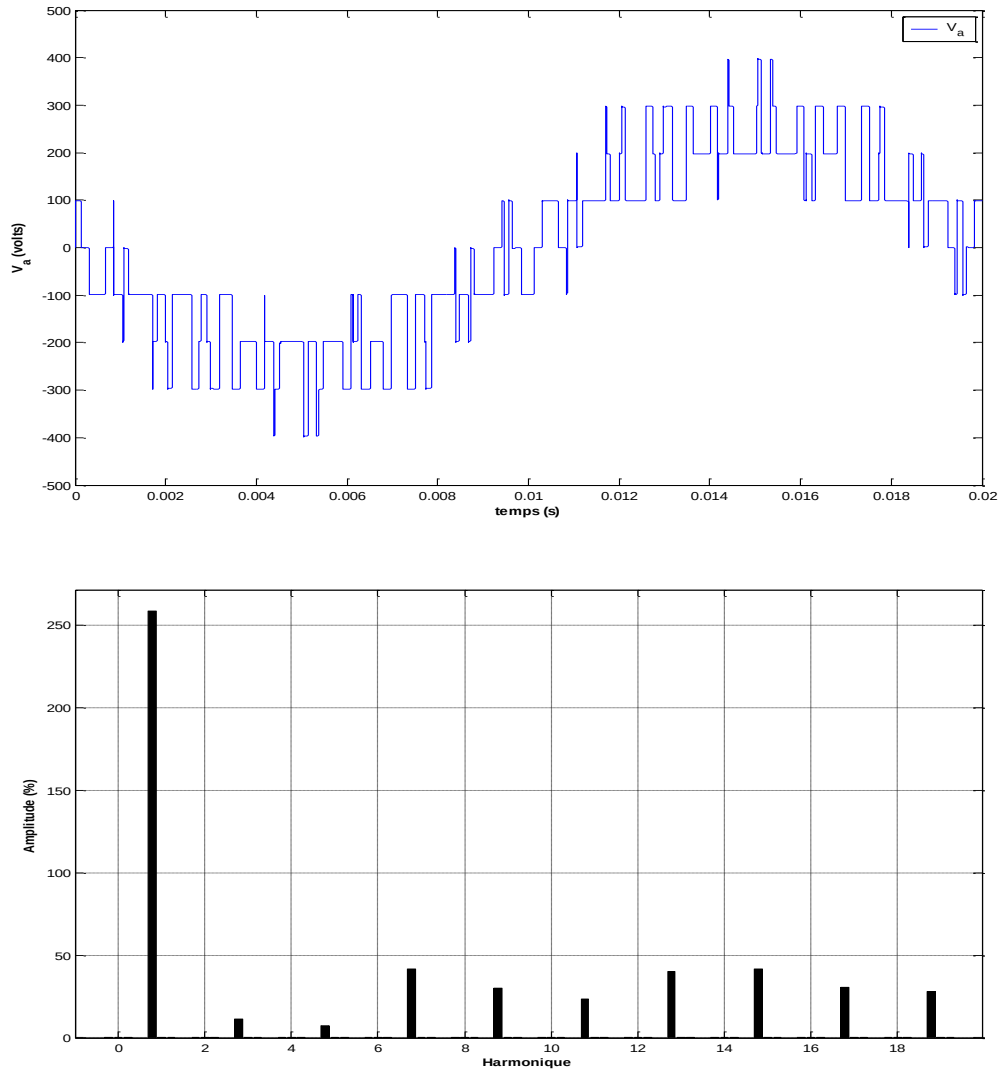


Figure III.10. La tension simple " Va " et le spectre des harmoniques pour une modulation sinusoïdale à deux porteuses.

La première remarque à noter, est que pour toutes les techniques de modulation, seules les harmoniques d'ordre impaires sont présentes.

La modulation sinusoïdale classique introduit toutes les harmoniques d'ordre impaires. L'amplitude du 3^{ème} harmonique est environ 40% de la fondamentale. Ensuite, l'amplitude diminue avec l'accroissement de l'ordre des harmoniques jusqu'au 19^{ème} harmonique. Les harmoniques supérieures à 19 sont négligeables.

Quant à la modulation à doubles triangles, on remarque l'élimination presque totale des premières harmoniques jusqu'à l'ordre 5. Les harmoniques, dont l'amplitude est plus importante, sont supérieures à 7. Donc, cette technique améliore la qualité de l'onde de tension par rapport à la technique MLI classique.

III.3 Simulation de l'association onduleur NPC à trois niveaux – MAS

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

III.3.1 Schéma de simulation

Pour montrer les caractéristiques de la machine asynchrone, un programme de simulation à l'aide de MATLAB-Simulink est donné par le schéma bloc de la figure (III.11).

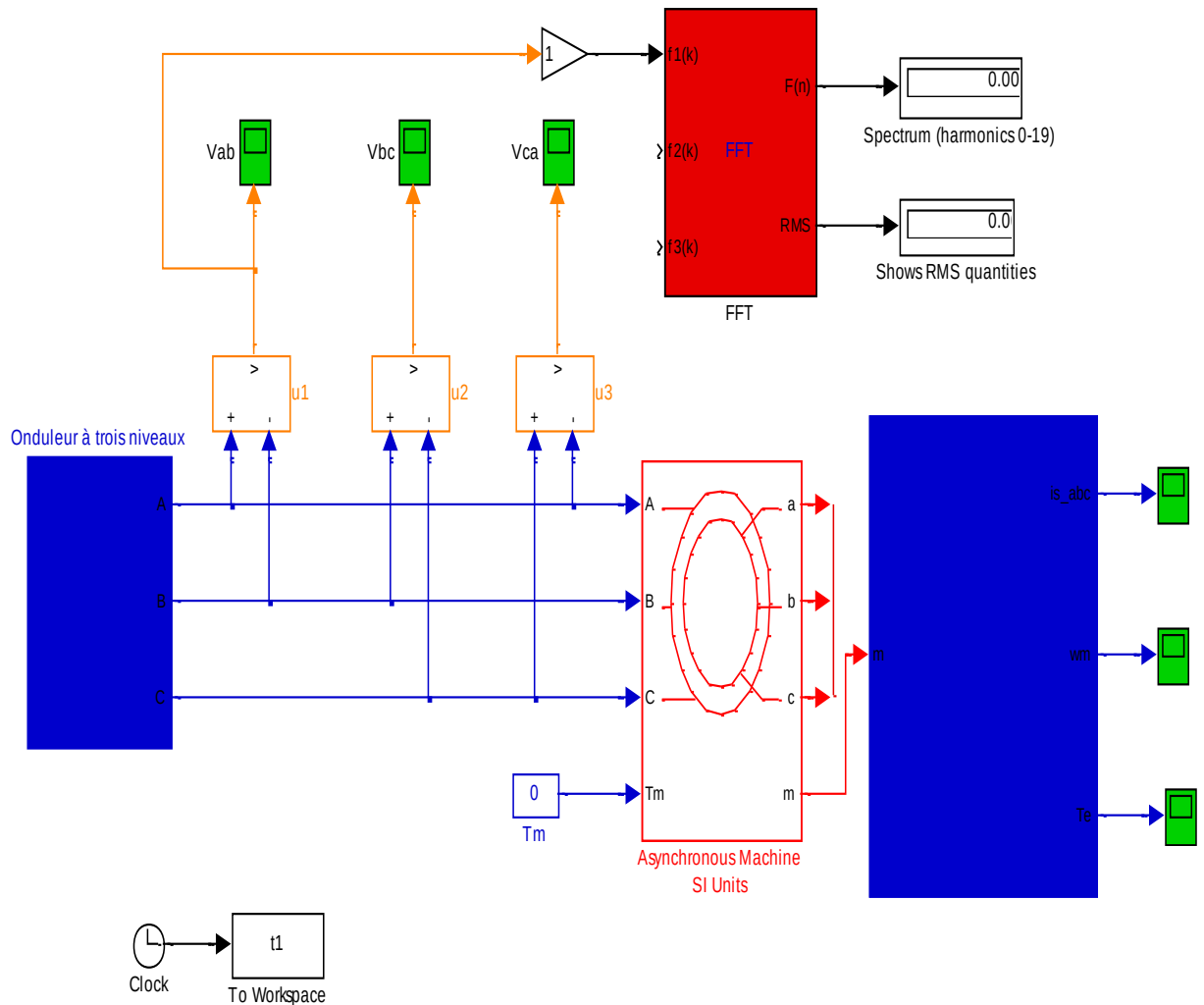


Figure III.11. Schéma bloc de l'association MAS – Onduleur à trois niveaux

III.3.2 Simulation et interprétation

Dans cette section, nous étudierons les performances du comportement de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie de la modulation sinusoïdale à double triangle; et lors d'une marche en charge. Le moteur démarre à vide, et à l'instant ($t=1s$), on applique un couple résistant de 10 Nm.

a)- Evolution du courant statorique

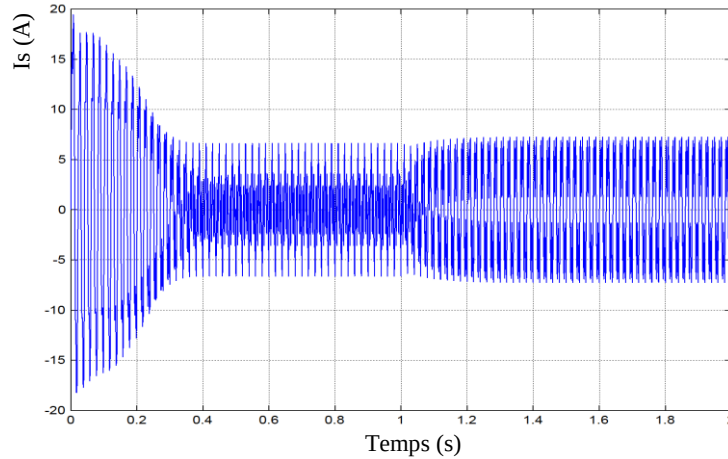


Figure III.12. Allure du courant statorique

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

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

b)- Evolution du couple moteur

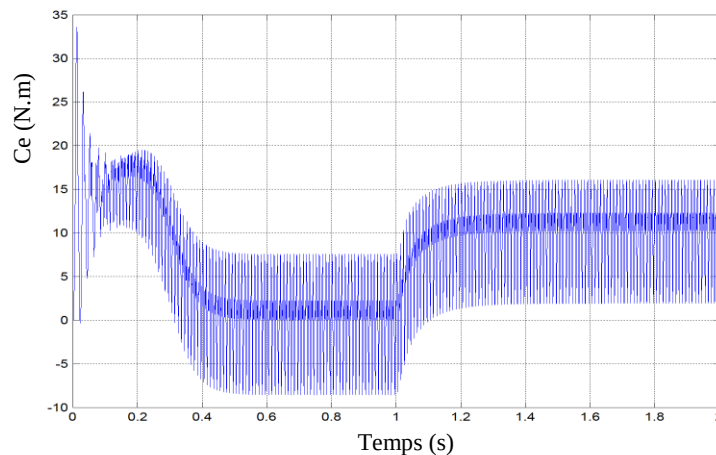


Figure III.13. Allure du couple moteur

L'oscillation du couple est l'élément le plus marquant de cet oscillogramme parce qu'il atteint 34 Nm. Après la disparition du régime transitoire il oscille autour de zéro.

Lorsqu'on applique un couple résistant (10N.m), on remarque une augmentation du couple électromagnétique jusqu'à la valeur de la perturbation associée.

c)- Evolution de la vitesse de rotation

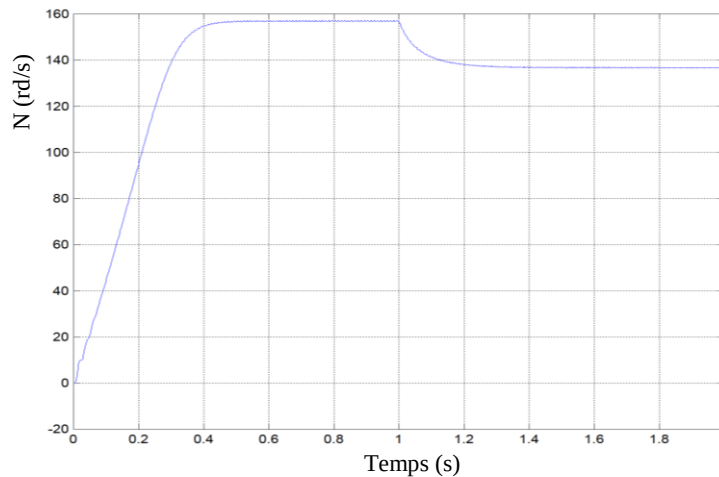


Figure III.14. Allure de la vitesse angulaire

Au démarrage et dans un temps court, la vitesse présente une oscillation inclinée suivie par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur du régime permanent qui est égale à 157 rd/s puisque le moteur possède deux (2) paires de pôles. Cette variation instantanée dépend de la caractéristique du moteur.

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

III.4 Conclusion

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

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans le cadre de notre travail, nous avons modélisé la machine asynchrone triphasée alimentée depuis le réseau, ensuite nous avons modélisé l'onduleur trois niveaux à structure NPC et les différentes stratégies de commande de ce onduleur, puis nous avons étudié l'association MAS-onduleur trois niveaux.

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

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

Les stratégies de commande présentées dans le deuxième partie sont choisies de telle manière que les tensions de sorties de l'onduleur donnent une forme de plus en plus proche à la tension de référence (sinusoïdale). Généralement la qualité du signal obtenue dépend essentiellement de deux facteurs : le niveau de l'onduleur et le type de l'algorithme de commande. La modulation sinusoïdale à deux porteuses est la plus efficace pour la réduction des harmoniques, par rapport aux autres techniques MLI étudiées.

Le but de ce mémoire apparaît dans le dernier chapitre. Les résultats obtenus sont de plus en plus proches de ceux obtenus lorsque la machine est alimentée depuis le réseau.

Comme résultats de comparaison, on a constaté pour les performances de l'association MAS-onduleur trois niveaux de type NPC.

- Les formes d'ondes de tension de sortie s'approche plus de la sinusoïde.
- Les harmoniques de rang faible sont repoussés vers les fréquences plus élevées.
- Les ondulations du couple en régime permanent sont réduites.
- La durée du régime transitoire est moins courte.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité de notre travail par :

- L'élaboration de la MLI vectorielle qui permet de donner de meilleurs résultats selon les littératures.
- Étude des comportements d'autres machines alternatives alimentées par ces types des onduleurs.

i. Paramètres de la machine asynchrone

La machine utilisée est une machine asynchrone a cage d'écureuil standard. Les données nominales de plaque signalétique:

Puissance nominale	3*746 [V.A]
Tension nominale	220 [V]
Couple résistant nominale	10 [N.m]
Fréquence nominale	50 [Hz]
La vitesse de rotation	1420 [tr/min]
Nombre de paire de pole	2

a) Paramètres électriques

Résistance statorique	0.435 [ohm]
Résistance rotorique	0.816 [ohm]
Inductance statorique	$2 e^{-3}$ [H]
Inductance rotorique	$2 e^{-3}$ [H]
Inductance mutuelle	$69.31 e^{-3}$ [H]

b) Paramètres mécaniques

Moment de d'inertie du rotor	0.089 [kg.m²]
Coefficient de frottement visqueux	0.0011

ii. Modélisation de la machine asynchrone:

La transformation linéaire $[p]$ est appliquée à l'équation précédente (I.3)

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

En multiplier l'équation par $[P^{-1}](\theta)$

$$[P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}.$$

En trouvant

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + [P](\theta) \frac{d\theta}{dt} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}.$$

Donc:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix}$$



BIBLIOGRAPHIE

- [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] «Amélioration de l'alimentation du moteur asynchrone par l'utilisation de l'onduleur à MLI», mémoire d'ingénieur. Centre université d'El oued 2008.
- [3] **ACHOUR A, AICHOUCHE A** «Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone», mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2004.
- [4] **Guy, S. Eddie, S.** " Modélisation et commande des moteurs triphasés". ellipses, Première Edition 2000.
- [5] **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.
- [6] **G. FAUCHER, J. P. CARNO, J .P, HAUTIER.** «Modélisation et commande de la machine asynchrone». France, Octobre 1995.
- [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] **Abdessemed R. Kadjoudj M** « Modélisation des machines électriques », mémoire d'ingénieur, Université de Batna 1997.
- [9] **GHASOULI N, RAOUACHE N** «Application du filtrage actif parallèle sur une charge dynamique non linéaire», mémoire d'ingénieur. université Mohamed Boudiaf de M'sila 2007.
- [10] **BOUGUERRA S,BOURENNANE I** «filtrage actif parallèle des réseaux électriques avec compensation de l'énergie réactive», mémoire d'ingénieur. université Mohamed Boudiaf de M'sila 2007
- [11] **BADACHE Z, SACI A** «Étude et simulation d'un filtre actif parallèle en utilisant un onduleur a trois niveaux a structure NPC pour la compensation des courants harmoniques», mémoire d'ingénieur . université Mohamed Boudiaf de M'sila 2006.
- [12] **YAKOUB K**« Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction», mémoire de magister. Université de Batna, 2005.
- [13] **BOUAKAZ O**«Contribution a l'analyse des onduleurs multi niveaux fonctionnement symétrique et asymétrique», mémoire de Magister. Université de Batna, 2005.
- [14] **BENRABIA S, BENDIB A** «Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multi niveaux», mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2005.
- [15] **Melle BELAZOUI .F -Melle BELBAZ .S** «Techniques de commande d'un onduleur à MLI associé à une machine à induction», mémoire d'ingénieur. Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2005.
- [16] **Menacer, A**«étude et simulation d'association onduleur de tension-moteur asynchrone et réglage par mode glissant», mémoire d'ingénieur. Université de Biskra 2001.
-

MEMOIRE DE FIN D'ÉTUDE

PRESENTE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME D'INGENIEUR
D'ÉTAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: RÉSEAU ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par : Mr. ZELLOUMA LAÏD

Présenté par : MELLAS ABDERRAHMEN
CHOURAB MAMMAR

THÈME

**ÉTUDE ET SIMULATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE
ALIMENTÉ PAR UN ONDULEUR DE TENSION
MULTI-NIVEAUX**

Résumé :

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

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

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

La modulation sinusoïdale à deux porteuses est la plus efficace pour la réduction des harmoniques, par rapport aux autres techniques MLI étudiées.