

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE  
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE  
المستشفى  
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R de Génie Electrique & Informatique  
Département d'Electrotechnique

*Projet de Fin d'Etudes  
Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat*

**S U J E T**

**MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR  
A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC.  
APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE**

Proposé par :

*Dr. BERKOUK E.M*

Présenté par :

*AMEUR RAFIK  
LOURCI NABIL*



Promotion : Juin 1998

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE  
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R de Génie Electrique & Informatique  
Département d'Electrotechnique

*Projet de Fin d'Etudes  
Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat*

**S U J E T**

**MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR  
A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC.  
APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE**

Proposé par :

*Dr. BERKOUK E.M*

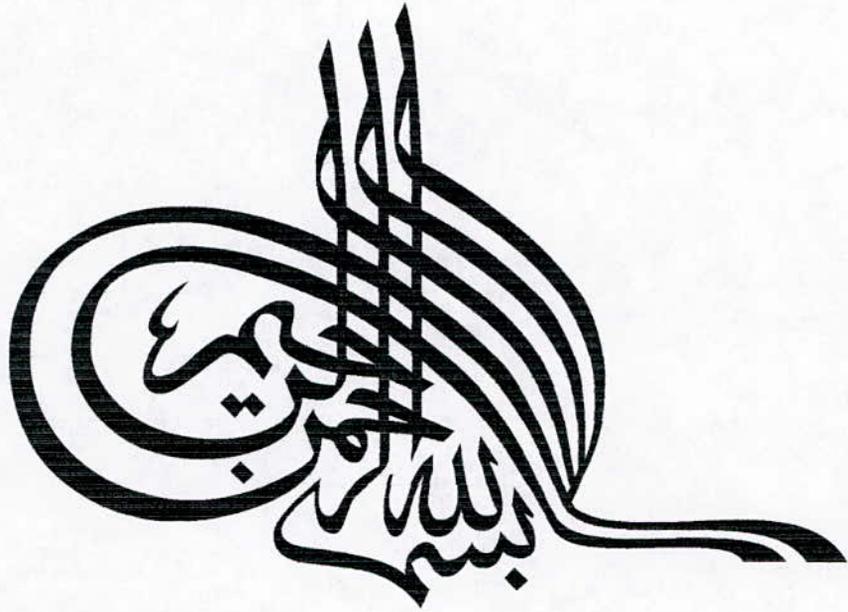
Présenté par :

*AMEUR RAFIK  
LOURCI NABIL*

*Promotion : Juin 1998*

E.N.P. 10, Avenue Hacen Badi, EL-HARRACH, ALGER

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique



## *AVANT-PROPOS*

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire d'électronique de puissance et de commande, au sein du département de génie électrique et informatique de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Nous adressons nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre promoteur, Dr BERKOUK E.M, pour l'aide qu'il nous a apportée, ses excellents conseils, son attention si aimable et sa grande patience.

Nos remerciements vont également à nos camarades et amis de la promotion et en particulier à Monsieur HAKIM GHERAIA pour l'aide qu'il nous a apportée.

Que tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent l'expression de notre profonde gratitude.

Nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidé à élaborer ce modeste travail.

## إهداء

الى أمي الحبيبة . . .

الى أمي الغالية . . .

الى أمي الحنون، التي ما قتت تمن عليا بنصائحها الذهبية مراجيا لها الشفاء العاجل،

الى أبي العزيز، الذي لا ينزال يشجعني ويدفع بي نحو الأمام مراجيا له دوام الصحة والعافية،

الى إخواني الرياضيين، سمير، عدلان و فريد دون أن أنسى المشاغب فتحي،

الى أختايا المشاكستين بشري وإتسام،

الى جدي الشريف و جدي مراح،

الى أعمامي و أخوالي و خالاتي، و جميع أهلي كل باسمه،

الى زملائي و أصدقائي أينما حلوا و حيثما وجدوا وخاصة عزرو،

الى عمال المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات و عمال المحي الجامعي بوراوي عمار،

أهدي هذا العمل المتواضع،

نبيل

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Ma très chère Mère ;*

*Mon très chère Père ;*

*Mes frères et mes soeurs ;*

*Ma Famille ;*

*Tous mes amis et tous ceux que j'aime.*

*A toi...*

*Rafik*

# SOMMAIRE



<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	1
<b>CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone triphasée.</b>	
INTRODUCTION.....	4
I.1- Rappels.....	4
I.2- Hypothèses simplificatrices.....	5
I.3- Conventions.....	5
I.4- Modèle de la machine asynchrone triphasée (MAS).....	6
I.4.1- Equations électriques de la MAS.....	6
I.4.2- Equations mécaniques.....	7
I.5- Transformation de PARK.....	7
I.6- Modélisation de la MAS dans le repère de PARK.....	9
I.7- Choix du référentiel.....	10
I.8- Mise sous forme d'équation d'état.....	11
I.9- Simulation numérique.....	12
CONCLUSION.....	12
<b>CHAPITRE II : Modèle de fonctionnement et de commande des onduleurs NPC triphasés à cinq niveaux.</b>	
INTRODUCTION.....	15
II.1- Modélisation du fonctionnement des onduleurs à cinq niveaux à structure NPC.....	15
II.1.1- Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux.....	15
II.1.2- Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.....	17
II.1.2.1- Différentes configurations d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.....	17
II.1.2.2- Cellule de commutations multi-tripôles.....	19
II.1.2.3- Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.....	20
II.2- Modélisation en vue de la commande.....	22
II.2.1- Hypothèses.....	22
II.2.2- Commandabilité des convertisseurs statiques.....	22
II.2.2.1- Fonction de connexion.....	22
II.2.2.2- Fonction génératrice.....	22
II.2.3- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	23
II.2.3.1- Commande complémentaire.....	23
II.2.4- Modélisation aux valeurs instantanées.....	24
II.2.4.1- Relations de conversion simples.....	27
II.2.4.2- Relations de conversion composées.....	29
II.2.5- Modélisation aux valeurs moyennes.....	29
CONCLUSION.....	34

**CHAPITRE III : Stratégies de commande des onduleurs triphasés à cinq niveaux.**

INTRODUCTION.....	36
III.1- Commande pleine onde.....	37
III.2- Commande par hystérisis en courant.....	39
III.3- Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.....	43
III.4- Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.....	47
III.5- Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (3 algorithmes).....	51
III.6- Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois.....	64
III.7- Modulation vectorielle.....	70
III.8- Modulation calculée (2 algorithmes).....	74
CONCLUSION.....	81
 <b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	 83



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## *Notations*

## Notations



$s, r$ :	Indices respectifs du stator et du rotor ;
$A_s, B_s, C_s$ :	Indices correspondants aux trois phases statoriques ;
$a_r, b_r, c_r$ :	Indices correspondants aux trois phases rotoriques ;
$d, q$ :	Axes correspondants au référentiel de PARK ;
$V$ :	Tension simple de phase ;
$i$ :	Courant de phase ;
$R_s, R_r$ :	Résistances des enroulements statoriques et rotoriques par phase ;
$L_s, L_r$ :	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase ;
$l_s, l_r$ :	Inductances propres de fuite statorique et rotorique par phase ;
$M$ :	Inductance mutuelle cyclique ;
$M_{sr}$ :	Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique ;
$M_s$ :	Inductances mutuelle entre phases du stator ;
$M_r$ :	Inductances mutuelle entre phases du rotor ;
$\Phi_s, \Phi_r, \Phi_m$ :	Flux statorique, rotorique et magnétisant ;
$T_s, T_r$ :	Constantes de temps statorique et rotoriques ;
$\sigma$ :	Coefficient de dispersion ;
$P$ :	Nombre de paires de pôles ;
$C_{em}$ :	Couple électromagnétique ;
$J$ :	Moment d'inertie ;
$K_f$ :	Coefficient de frottements visqueux ;
$\omega_s, \omega_r$ :	Pulsations électriques statorique et rotorique ;
$\Omega$ :	Vitesse mécanique du rotor ;
$m$ :	Indice de modulation ;
$r$ :	Taux de modulation.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# *Introduction Générale*

## INTRODUCTION GENERALE

Le développement de l'électronique de puissance et des composants tels que les GTO et IGBT, avec les convertisseurs statiques d'énergie électrique a permis de donner un nouveau essor aux machines alternatives, ainsi on a pu remplacé la machine à courant continu, qui a été la plus utilisée pour la simplicité de sa commande, car les deux grandeurs couple - flux sont découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique qui limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son encombrement et son coût de fabrication et d'entretien, et empêche son emploi dans les milieux hostiles.

Par contre, les machines à courant alternatif possèdent de nombreux avantages. L'encombrement est réduit grâce à de l'absence du collecteur, un coût de construction relativement plus faible et des vitesses de fonctionnement élevées.

La machine asynchrone est une machine robuste. Elle supporte de fortes surcharges, et peut également fonctionner dans des milieux critiques.

La commande de vitesse d'une machine asynchrone triphasée peut être réalisée à fréquence fixe ou variable :

- à fréquence fixe: variation du glissement en utilisant des convertisseurs directs (gradateurs, cyclo-convertisseurs ...).
- à fréquence variable : on utilise des onduleurs de tension.

Les onduleurs les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Toutefois, certaines applications comme la traction électrique exigent des variateurs asynchrones triphasés fonctionnant à des puissances et/ou vitesses très élevées. Ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension (1,4kV) et en puissance (1MVA). Pour monter en puissance et en tension, on associe généralement plusieurs de ce type d'onduleurs en série ou en parallèle, d'où une complication dans la commande et une augmentation du coût du système.

Pour remédier à ces inconvénients, un nouveau convertisseur continu - alternatif a vu jour, c'est l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Notre travail a trois objectifs principaux :

- Etude et modélisation en vue de la simulation et de la commande de ce convertisseur ;
- Développement de stratégies MLI pour sa commande ;
- Etude des performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Ce mémoire comporte trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

Au deuxième chapitre, nous présenterons la modélisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, en élaborant son modèle de connaissance sans à priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri, et son modèle de commande au sens des valeurs moyennes.

Dans le troisième chapitre on développera différentes stratégies de commande des onduleurs de tension à cinq niveaux. Nous donnerons pour chacune de ces stratégies, la tension de sortie d'un bras de l'onduleur et son spectre, la caractéristique de réglage et les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

# **CHAPITRE I**

*Modélisation de la machine  
asynchrone triphasée*

## INTRODUCTION

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière de ce système.

La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire ...etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est un système de six équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique.

L'utilisation d'une transformation dite de PARK, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté.

### I.1- Rappels

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques à  $p$  paires de pôles, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ .

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes, ou par un convertisseur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisée :

- Soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents;
- Soit par une cage conductrice (barre en Aluminium) intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage).

Le Champ statorique crée par le système des courants triphasés statoriques tourne à la vitesse de synchronisme  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ ,  $\omega_s$  étant la pulsation des grandeurs statoriques et  $p$  est le nombre de paires de pôles.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega$  différente de  $\Omega_s$  (asynchronisme), les enroulements rotoriques viennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ , est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator. Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation  $g\omega_s$ .

## 1.2- Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :

- La machine est de constitution symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est négligé ;
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique.

## 1.3- Conventions

La machine est représentée par trois phases statoriques  $A_s, B_s, C_s$  et trois phases rotoriques  $a_r, b_r, c_r$ .

$$\text{On a } \omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}; \quad \theta_r = \theta_p - \theta$$

$$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt} : \text{vitesse angulaire des axes } (d, q) \\ \text{par rapport au stator.}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} : \text{vitesse angulaire des axes } (d, q) \\ \text{par rapport au rotor.}$$

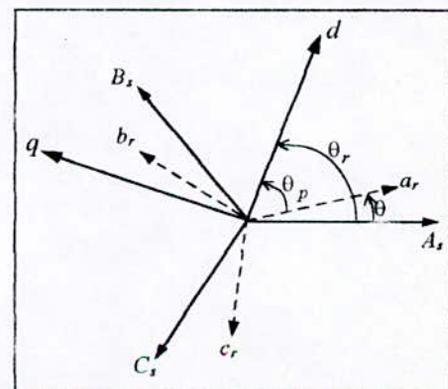


Fig.L.1- Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

## I.4- Modèle de la machine asynchrone triphasée (MAS)

## I.4.1- Equations électriques de la MAS

Avec les hypothèses citées, ci-dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [0] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{aligned} \quad (\text{I-1})$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{aligned} [\Phi_s] &= [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] &= [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{aligned} \quad (\text{I-2})$$

avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \\ [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

La matrice des inductances mutuelles ( matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

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

En remplaçant (I-2) dans (I-1), on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{aligned} \quad (I-4)$$

#### 1.4.2-Equations mécaniques

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (I-5)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I-6)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de  $\theta$  ( angle de rotation électrique de la machine), l'application d'une transformation dite de PARK nous permet la résolution d'un tel système.

#### 1.5- Transformation de PARK

La transformation de PARK consiste à transformer un système triphasé  $(a,b,c)$  en un système diphasé équivalent  $(d,q)$  (Fig.I.2), par exemple, les systèmes de courants triphasés  $i_{abc}$  et diphasés  $i_{dq}$  sont équivalents lors qu'ils créent la même force magnétomotrice d'entrefer, la composante homopolaire (d'indice 0) ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan  $(d,q)$ .

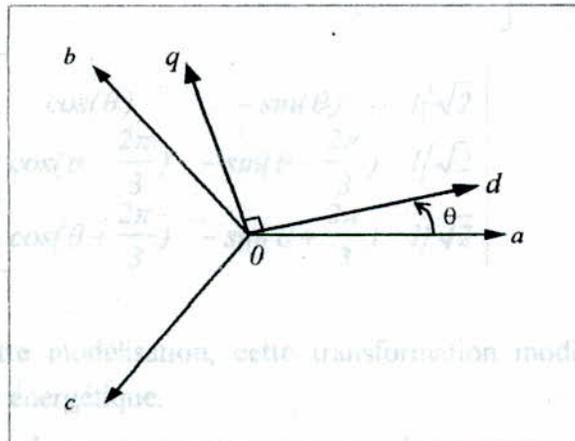


Fig.I.2- Systèmes d'axes triphasé  $(o, a, b, c)$  et diphasé  $(o, d, q)$

I.6- Modélisation de la MAS dans le repère de PARK

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes  $d$  et  $q$ . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels  $(a_s, b_s, c_s)$  et  $(a_r, b_r, c_r)$ , des enroulements fictifs  $(d_s, q_s)$  et  $(d_r, q_r)$ , dont les axes magnétiques sont liés aux axes  $d$  et  $q$  (Fig.I.3).

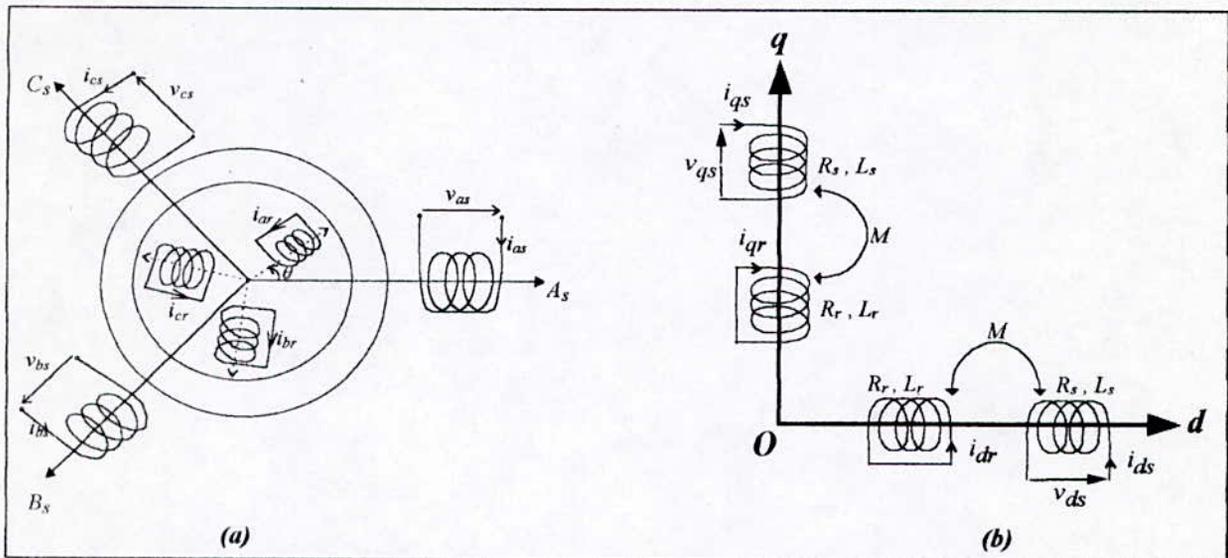


Fig.I.3- Représentation de la MAS dans l'espace électrique (a) et dans le repère de PARK (b)

Dans le repère de PARK  $(d, q)$  tournant à la vitesse angulaire  $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$ , les équations (I-1) et (I-2) s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_p \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_p \phi_{ds} \end{cases} \quad (I-9)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I-10)$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} ; \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I-11)$$

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

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

$M_{sr} = M_{rs} = M$  : Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

## I.7- Choix du référentiel

Le référentiel est le système d'axes  $(d,q)$  associé à la vitesse de rotation choisi pour lui c-à-d  $\omega_p$ . Il y a trois types de référentiel intéressants en pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié.

### I.7.1- Référentiel lié au stator

C'est le référentiel le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\text{Il se traduit par la condition : } \frac{d\theta_p}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

### I.7.2- Référentiel lié au rotor

$$\text{Il se traduit par la condition : } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega \Rightarrow \frac{d\theta_p}{dt} = 0$$

### I.7.3- Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas :  $\omega_p = \omega_s$  ; ( $\omega_s$  : vitesse de synchronisme ).

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s$$

Ce référentiel est très utilisé dans l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variables, lorsqu'on veut étudier la transmittance du moteur relativement à des perturbations autour d'un régime donné.

Dans notre travail, on va prendre un référentiel lié au stator, le modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrit dans le repère de PARK lié au stator comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr} \end{cases}$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

$$\begin{cases} \phi_{dm} = M (i_{ds} + i_{dr}) \\ \phi_{qm} = M (i_{qs} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

### I.8- Mise sous forme d'équation d'état

On met le système d'équations (I-12) sous forme d'un système d'équations d'état.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (\text{I-17}) \quad \text{avec : } \begin{cases} X: \text{Vecteur d'état} \\ U: \text{Vecteur d'entrée} \\ Y: \text{Vecteur de sortie} \end{cases}$$

On peut choisir le vecteur  $X$  indéfiniment

$$\text{On prend } X = (i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})^t$$

Après un calcul matriciel (Annexe II), on abouti au système suivant :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.18})$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} \frac{1}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

### 1.9- Simulation et interprétation

Lors du démarrage à vide, on remarque l'importance des courants statoriques qui pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottements (0.2 Nm) lors du fonctionnement à vide, le flux rotorique atteint la valeur de 1.14 Wb, l en régime, le courant statorique est sinusoïdal, sa valeur de crête est de 3.6A . La vitesse atteint la vitesse de synchronisme (1500 tr/mn).

En appliquant une charge nominale ( $C_r=10$  Nm) après un démarrage à vide, on remarque que le couple est stabilisé à une valeur de 10.17 Nm, la vitesse chute à 1420 tr/mn qui est la vitesse nominale de la machine.

### CONCLUSION

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Cela nous a permis d'établir un modèle de PARK qui réduit le système d'état électrique de la machine de six à quatre équations.

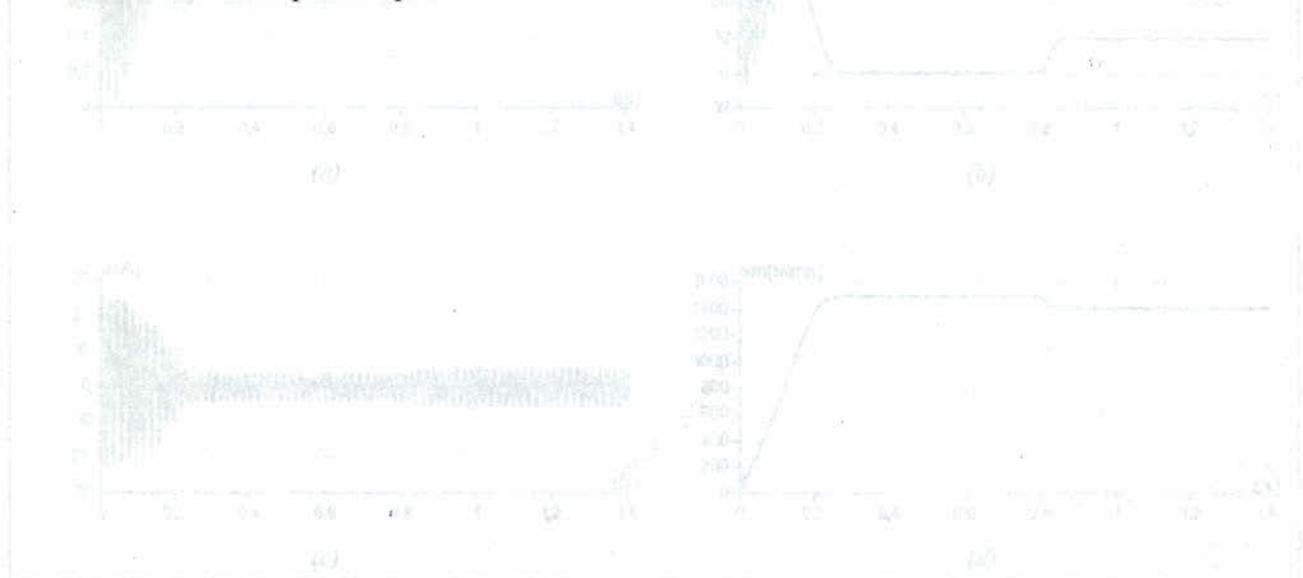


Fig 1.4 : La conduite de la machine asynchrone triphasée avec un démarrage et plaine rotation à vide avec application d'une charge ( $C_r=C_r=10$  Nm).

## **CHAPITRE II**

*Modèles de fonctionnement et  
de commande des onduleurs  
triphases à cinq niveaux à  
structure NPC*

## INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, on a élaboré un modèle mathématique de la MAS triphasée. L'alimentation de cette machine est assurée généralement par des onduleurs à deux niveaux de faible et moyenne tension et puissance.

Pour des fortes puissances et hautes tensions, on utilise généralement des groupements de ces derniers. Pour remédier aux problèmes de ces groupements, une nouvelle structure d'onduleur est proposée, à savoir l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Plusieurs études sont faites sur les onduleurs de tensions à deux niveaux, aussi bien du point de vue modélisation que stratégies de commande, et presque tous les travaux développés sur les onduleurs de tension multiniveaux sont partis à l'origine des résultats connus sur les onduleurs de tensions à deux niveaux.

Dans ce chapitre, on présente respectivement le modèle de connaissance et de commande d'un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

**N.B.** : Dans ce mémoire, on utilise le mot onduleur tout court au lieu d'onduleur de tension.

### II.1- Modélisation du fonctionnement des onduleurs à cinq niveaux à structure NPC

#### II.1.1- Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC (Neural Point clamping) étudié est constitué de trois (3) bras et quatre (4) sources de tension continue. Chaque bras comporte huit (8) interrupteurs, six (6) en série et les deux autres en parallèle, plus deux (2) diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montés en tête bêche. La figure (II.2) donne une représentation schématique de cet onduleur.

Afin d'élaborer un modèle de fonctionnement de cet onduleur sans à priori sur la commande, et réduire le nombre de places du réseau de Petri correspondant, on représente chaque paire transistor ( $T_{ks}$ )- diode ( $D_{ks}$ ) par un seul interrupteur bidirectionnel ( $TD_{ks}$ ) (fig.II.1), et vue la symétrie de sa structure, on procède par bras.

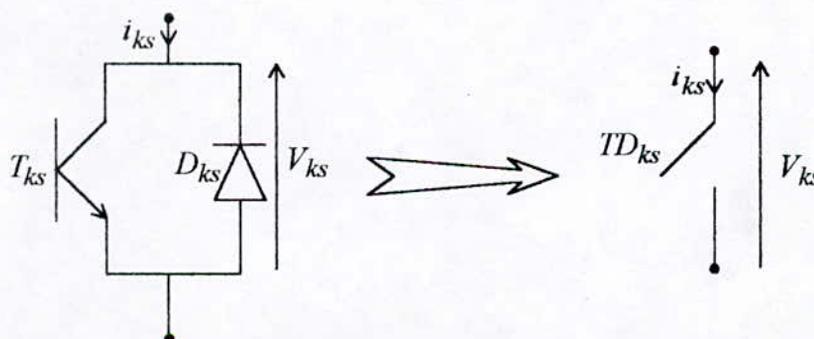


Fig.II.1- Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor - diode.

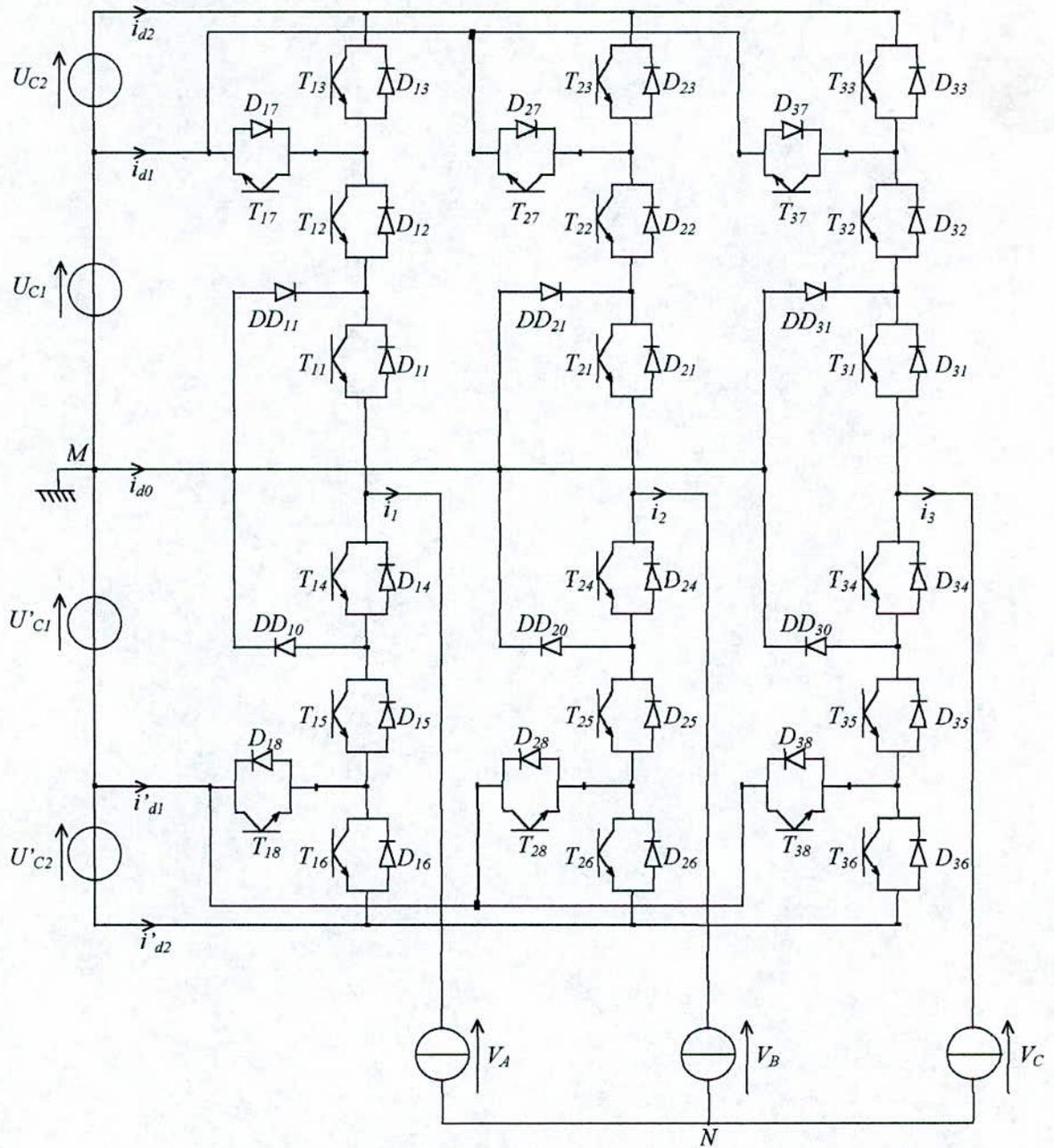


Fig.II.2- Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

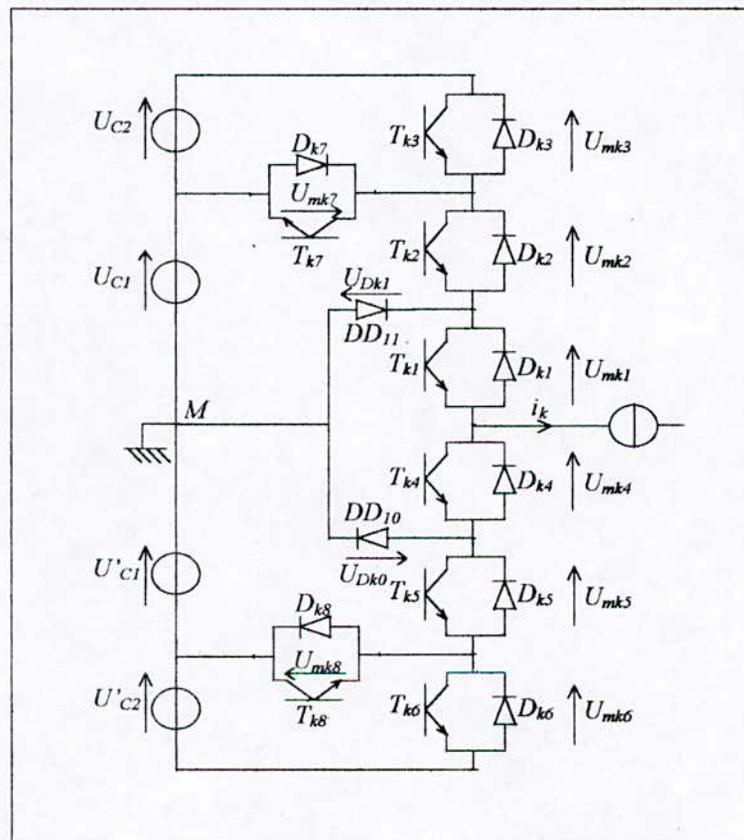
### II.1.2- Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on procède par bras (Fig.II.3). Ainsi on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

#### II.1.2.1- Différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre sept configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont représentées par les figures (II.4.\*). Le tableau (II.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (Avec  $M$  origine des potentiels et  $V_{km}$  le potentiel du noeud  $k$  du bras  $k$ ).

**N.B. :** Pour la configuration  $E_0$  le potentiel de  $V_{km}$  dépend de la charge de l'onduleur.



**Fig.II.3-** Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras sont fonctions logiques entre :

- Une commande externe  $B_{ks}$  ( l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bidirectionnel  $T_{ks}$  ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

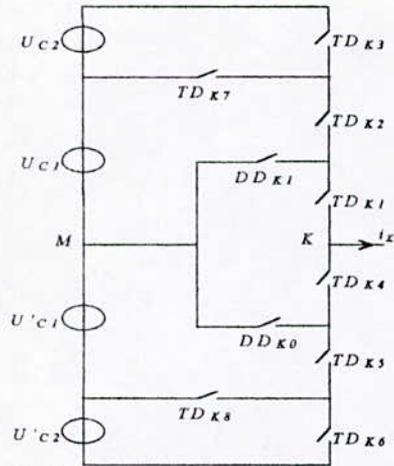


Fig.II.4.1- La configuration  $E_0$

Configuration	Grandeurs électriques
$E_0$	$i_k=0$
$E_1$	$V_{kM}=U_{C1}+U_{C2}=2U_C$
$E_2$	$V_{kM}=U_{C1}=U_C$
$E_3$	$V_{kM}=0$
$E_4$	$V_{kM}=-U'_{C1}=-U_C$
$E_5$	$V_{kM}=-U'_{C1}-U'_{C2}=-2U_C$
$E_6$	$V_{kM}=0$

Tableau II.1- Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras  $k$ .

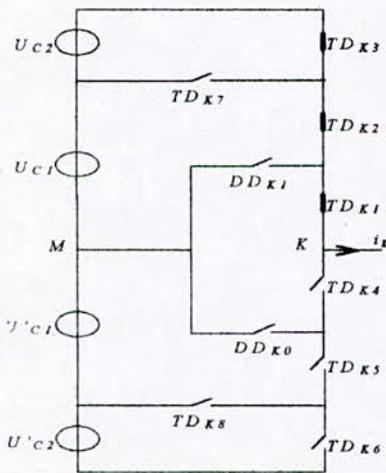


Fig.II.4.2- La configuration  $E_1$

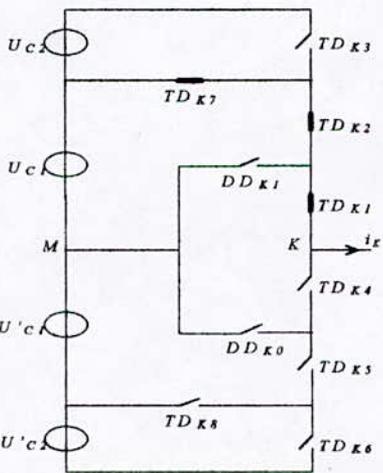


Fig.II.4.3- La configuration  $E_2$

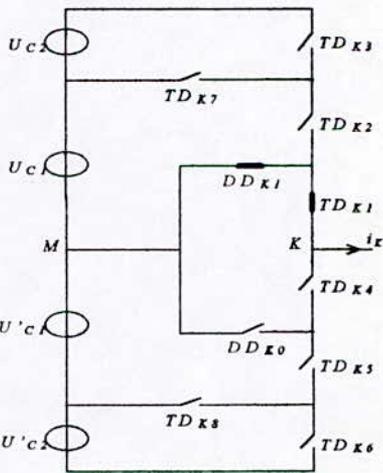


Fig.II.4.4- La configuration  $E_3$

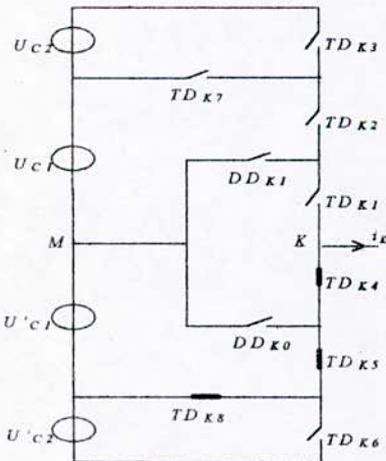


Fig.II.4.5- La configuration  $E_4$

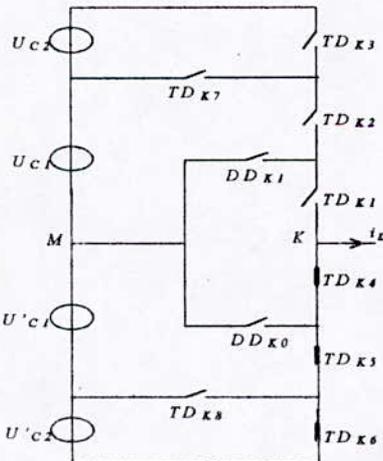


Fig.II.4.6- La configuration  $E_5$

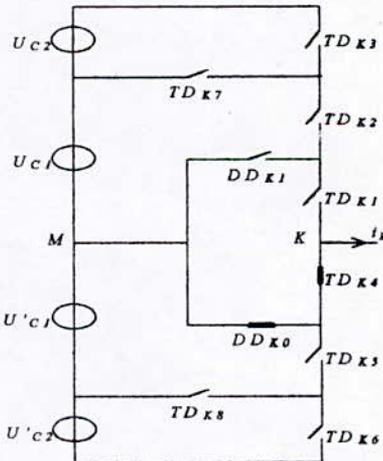


Fig.II.4.7- La configuration  $E_6$

Fig.II.4.\*- Les différentes configurations possibles pour un bras  $k$  de l'onduleur.

II.1.2.2- Cellule de commutation multi-tripôle

Chaque bras  $k$  d'onduleur à cinq niveaux (Fig.II.2) constitue une cellule de commutation multi-tripôle. Les semi-conducteurs de cette cellule se combinent pour donner plusieurs cellules tripôles (Fig.II.5.\*). Donc les transitions entre les différentes configurations d'un bras font intervenir, comme pour les onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux, des commutations type dipôle ou tripôle simple. L'élaboration du modèle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux se trouve ainsi facilitée.

Il y a *plusieurs* cellules tripôle possibles dont on a cité quelques unes ci-dessous.

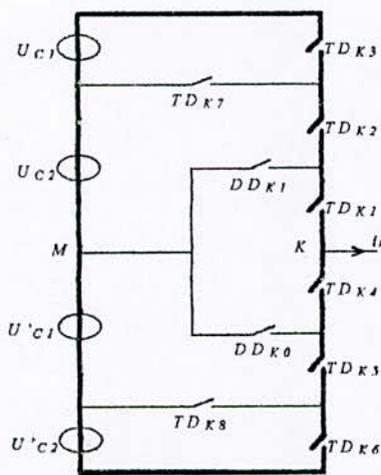


Fig.II.5.1

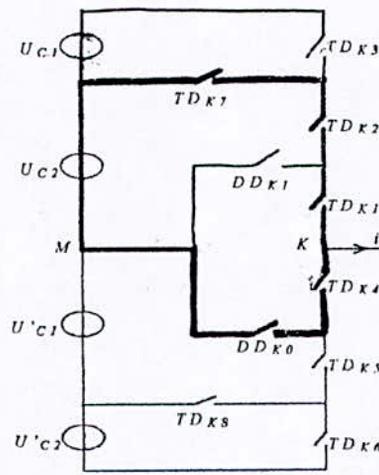


Fig.II.5.2

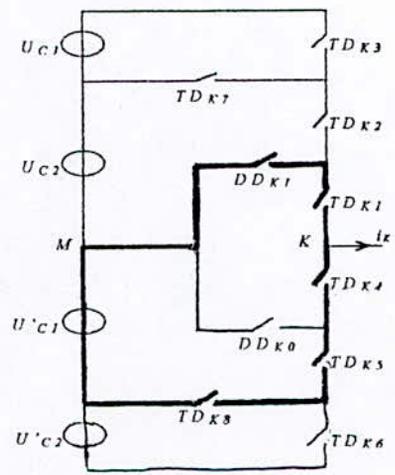


Fig.II.5.3

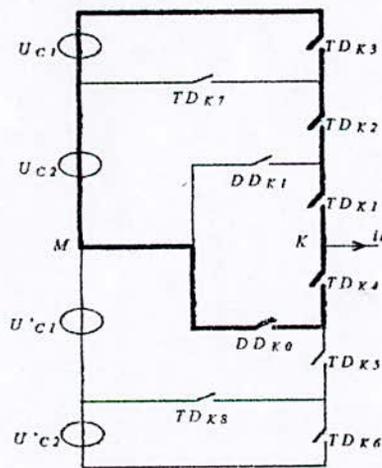


Fig.II.5.4

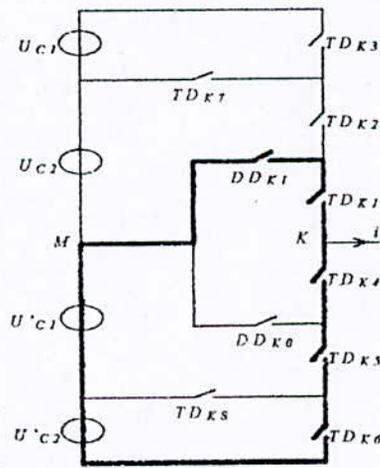


Fig.II.5.5

Fig.II.5.\*- Certaines cellules tripôles d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.

## II.1.2.3- Réseau de Petri d'un bras

La transition entre les différentes configurations donne le réseau de Petri (fig.II.6). La variable  $R_{mn}$  intervenant dans le réseau de Petri représente la réceptivité de transition de la configuration  $E_m$  à la configuration  $E_n$ . Les différentes variables sont explicitées ci-dessous :

$$\begin{aligned}
R_{01} &= \left[ (U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ (U_{mk2} > 0 \ \& \ B_{k2}) \ \& \ (U_{mk3} > 0 \ \& \ B_{k3}) \right] \text{ou} \left[ (U_{mk1} < 0) \ \& \ (U_{mk2} < 0) \ \& \ (U_{mk3} < 0) \right] \\
R_{02} &= \left[ (U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ (U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[ (U_{mk1} < 0) \ \& \ (U_{mk2} < 0) \ \& \ B_{k7} \right] \\
R_{03} &= \left[ (U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ \bar{B}_{k2} \ \& \ (U_{Dk1} > 0) \right] \\
R_{04} &= \left[ (U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ (U_{mk5} > 0 \ \& \ B_{k5}) \ \& \ \bar{B}_{k6} \right] \text{ou} \left[ (U_{mk4} < 0) \ \& \ (U_{mk5} < 0) \ \& \ B_{k8} \right] \\
R_{05} &= \left[ (U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ (U_{mk5} > 0 \ \& \ B_{k5}) \ \& \ (U_{mk6} > 0 \ \& \ B_{k6}) \right] \text{ou} \left[ (U_{mk4} < 0) \ \& \ (U_{mk5} < 0) \ \& \ (U_{mk6} < 0) \right] \\
R_{06} &= \left[ (U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ \bar{B}_{k5} \ \& \ (U_{Dk0} > 0) \right] \\
R_{10} &= (i_k = 0) \\
R_{12} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k7} \right] \\
R_{13} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k2} \right] \\
R_{14} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \right] \\
R_{15} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \ \& \ B_{k6} \right] \\
R_{16} &= \left[ (i_k < 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k4} \right] \\
R_{20} &= (i_k = 0) \\
R_{21} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ B_{k3} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k7} \right] \\
R_{23} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k2} \right] \\
R_{24} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \right] \\
R_{25} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k8} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \ \& \ B_{k6} \right] \\
R_{26} &= \left[ (i_k < 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k4} \right] \\
R_{30} &= (i_k = 0) \\
R_{31} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ B_{k3} \right] \\
R_{32} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \right] \\
R_{34} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \\
R_{35} &= \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k8} \right] \\
R_{36} &= impossible
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{40} &= (i_k = 0) \\
 R_{41} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& \bar{B}_{k7}] \\
 R_{42} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& B_{k2} \& \bar{B}_{k3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}] \\
 R_{43} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& \bar{B}_{k2}] \\
 R_{45} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8}] \text{ou} [(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}] \\
 R_{46} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k5}] \\
 R_{50} &= (i_k = 0) \\
 R_{51} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4}] \\
 R_{52} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& \bar{B}_{k3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}] \\
 R_{53} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& \bar{B}_{k4}] \\
 R_{54} &= [(i_k > 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k8}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k6}] \\
 R_{56} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k5}] \\
 R_{60} &= (i_k = 0) \\
 R_{61} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4}] \\
 R_{62} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}] \\
 R_{63} &= \text{impossible} \\
 R_{64} &= [(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& \bar{B}_{k6}] \\
 R_{65} &= [(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}]
 \end{aligned}$$

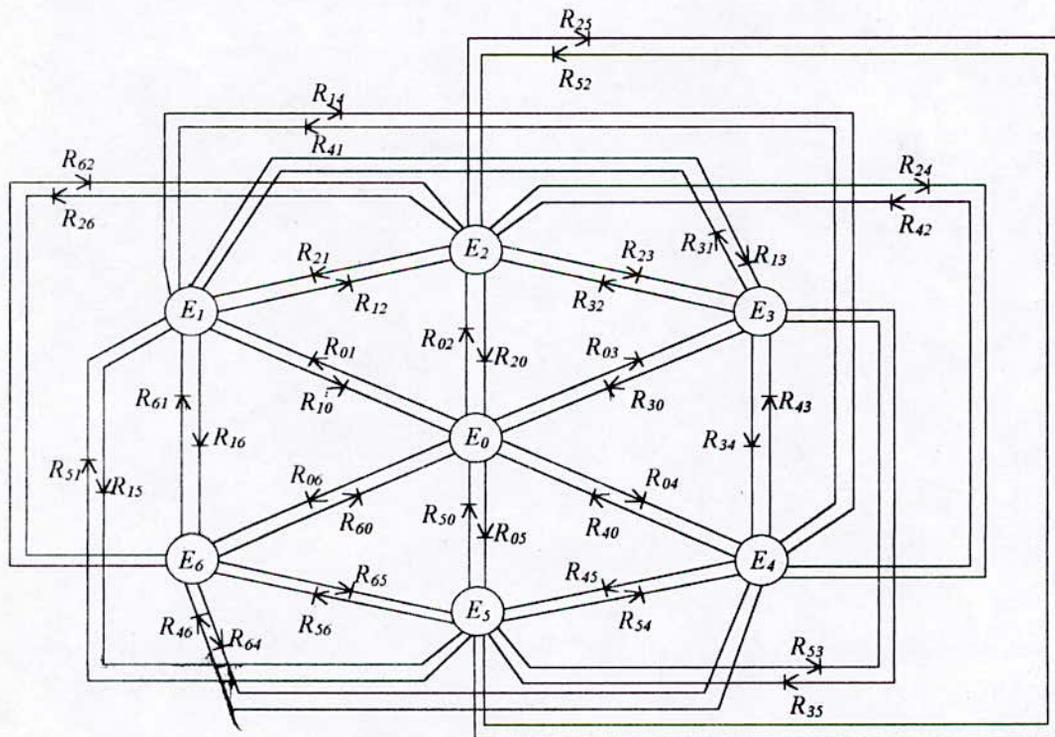


Fig.II.6- Réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux.

## II.2- Modélisation en vue de la commande

### II.2.1- Hypothèses

L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. 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 ( $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$ ).

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

### II.2.2- Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable, si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion.

#### II.2.2.1- Fonction de connexion

Chaque interrupteur  $TD_{ks}$  introduit une fonction de connexion  $F_{ks}$ , qui décrit son état ouvert ou fermé, tel que :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{dans le cas contraire.} \end{cases}$$

#### II.2.2.2- Fonction génératrice

La fonction génératrice de connexion  $F_{ksg}$  est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion  $F_{ks}$  sur une période de commutation  $T_c$ . Cette période  $T_c$  est supposée infiniment petite. La fonction génératrice de connexion  $F_{ksg}$  est donnée par l'expression suivante :

$$F_{ksg} = \left[ \frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} F_{ks}(\tau) d\tau \right] \in [0,1] \quad \text{avec } n \in \mathbb{N} \text{ et } T_c \rightarrow 0. \quad (\text{II.1})$$

## II.2.3- Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

### II.2.3.1- Commande complémentaire

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

Pour un bras  $k$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux (Fig.II.2) , et en mode commandable, on définit la commande complémentaire comme suit : (Voir annexe III)

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B}_{k2} \\ B_{k5} = \overline{B}_{k1} \\ B_{k6} = \overline{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec  $B_{ks}$ , commande de base du transistor  $T_{ks}$  de ce bras  $k$ , ainsi avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $K$  sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Pour l'onduleur NPC à cinq niveaux, on définit en plus une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera  $F_{km}^b$  avec :

$k$  : numéro du bras.

$m=1$  pour le demi-bras du haut, et  $m=0$  pour le demi-bras du bas.

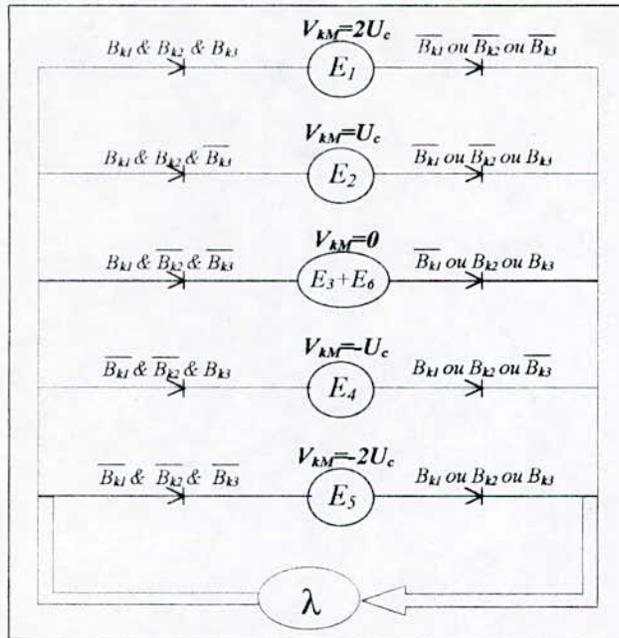
Pour un bras  $k$ , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$F_{k1}^b$  est associée au demi-bras du haut  $(TD_{k1}, TD_{k2}, TD_{k3})$ ,  $F_{k0}^b$  est associée au demi-bras du bas  $(TD_{k4}, TD_{k5}, TD_{k6})$ .

Avec la commande complémentaire et en mode commandable, le réseau de Petri du fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux se simplifie de sept cinq places.

Le réseau de Petri obtenu dans ces conditions est représenté à la figure (II.7.a).



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

Fig.II.7.a- Réseau de Petri parallèle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux en mode commandable.

Fig.II.7.b- Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

II.2.4- Modélisation aux valeurs instantanées : Modèle de connaissance

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé, couplée en étoile avec neutre isolé. Dans notre cas particulier, cette charge sera constituée par la MAS. Nous allons tout d'abord définir les notations et les hypothèses que nous avons utilisées :

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge :  $V_A, V_B, V_C$ .
- Tensions entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur :  $V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}$ .
- Tension entre le point neutre de la charge (point  $N$ ) et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur (point  $M$ ) :  $V_{NM}$ .
- Charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé :

$$V_A + V_B + V_C = 0 \tag{II.5}$$

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

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

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

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

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

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

En introduisant ces fonctions dans le système (II.6), on aboutit au système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = F_{17}U_{C1} + F_{11}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{18}U'_{C1} - F_{10}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{BM} = F_{27}U_{C1} + F_{21}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{28}U'_{C1} - F_{20}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{CM} = F_{37}U_{C1} + F_{31}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{38}U'_{C1} - F_{30}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \end{array} \right. \quad (\text{II.9})$$

Sous forme matricielle (II.9) s'écrit :

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

Le système (III.10) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

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

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

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

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

La relation (II.5) permet d'exprimer :

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

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

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

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

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

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

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

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras et des interrupteurs, on obtient le système matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \right\} \quad (\text{II.18})$$

Dans le cas où  $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$ , cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II.19})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur, s'expriment en fonction des courants de la charge  $i_1, i_2$  et  $i_3$  en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}i_3 \\ i'_{d1} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i'_{d2} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_2 + F_{34}F_{35}F_{36}i_3 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (II.20) devient :

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

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

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{II.22})$$

d'où le courant  $i_{d0}$  :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (\text{II.23})$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux le vecteur d'état est :

$[U_{C1} \ U_{C2} \ U'_{C1} \ U'_{C2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]^t$ , et ses entrées internes sont :

$$[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i_{d0}]^t \text{ ou } [U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i_{d0}]^t.$$

#### II.2.4.1- Relations de conversion simples

Cette relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} N(t); \quad (\text{II.24});$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} M(t); \quad (\text{II.25})$$

On appellera  $[N(t)]$  donnée par (II.26), matrice de conversion simple.

• Matrice de conversion simple :

$$\begin{aligned}
 [N(s)] = & \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)] & -\frac{1}{3} (2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b) & -\frac{1}{3} [2(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3} (2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}^b) + 2(F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b) & -\frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}^b) + 2(F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) + 2(F_{37} + F_{31}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b) & -\frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) + 2(F_{38} + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

(II.26)

• Matrice de conversion composée :

$$\begin{aligned}
 [M(s)] = & \begin{bmatrix} (F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) & (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b) & (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{37} + F_{31}^b) - (F_{17} + F_{11}^b) & (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{38} + F_{30}^b) - (F_{18} + F_{10}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

(II.27)

II.2.4.2- Relations de conversion composées

Cette relation est définie par (II.25) avec :  $[M(t)]$  donnée par (II.27), est appelée matrice de conversion composée.

La figure (II.9) montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à cinq niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée et sa charge triphasée, on distingue :

- La partie commande qui est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable (Fig.II.7). Cette partie génère la matrice de conversion en utilisant la relation (II.25).
- La partie opérative qui est constituée :
  - D'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion.
  - D'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

II.2.5- Modélisation aux valeurs moyennes : Modèle de commande

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (fig.II.8) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Pour l'adapter à la commande de l'onduleur par un ordinateur numérique, on définit un modèle de commande en utilisant la notion de fonction génératrice (II.1). Cette notion consiste à découper le fonctionnement de l'onduleur en intervalles de temps réguliers, qui définissent la période de fonctionnement de l'onduleur, nous noterons cette période par  $T_e$ . L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance (Fig.II.8).

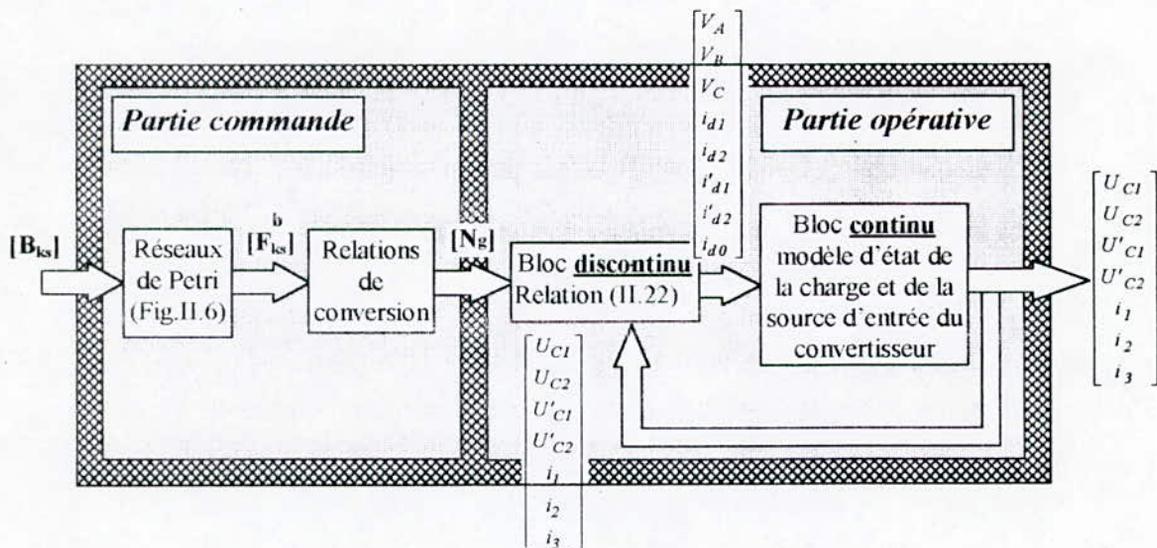


Fig.II.8- Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle  $T_e$  ( $T_e$  infiniment petit), les relations (II.24) et (II.25) de l'onduleur triphasé à cinq niveaux deviennent respectivement (II.28) et (II.29) avec  $[N_g(t)]$  et  $[M_g(t)]$  données par (II.30) et (II.31) respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} \quad (II.28);$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

Figure II.8 - Générateurs simples et composés des onduleurs NPC à 5 niveaux (II.28) et (II.29)

La figure (II.9) présente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

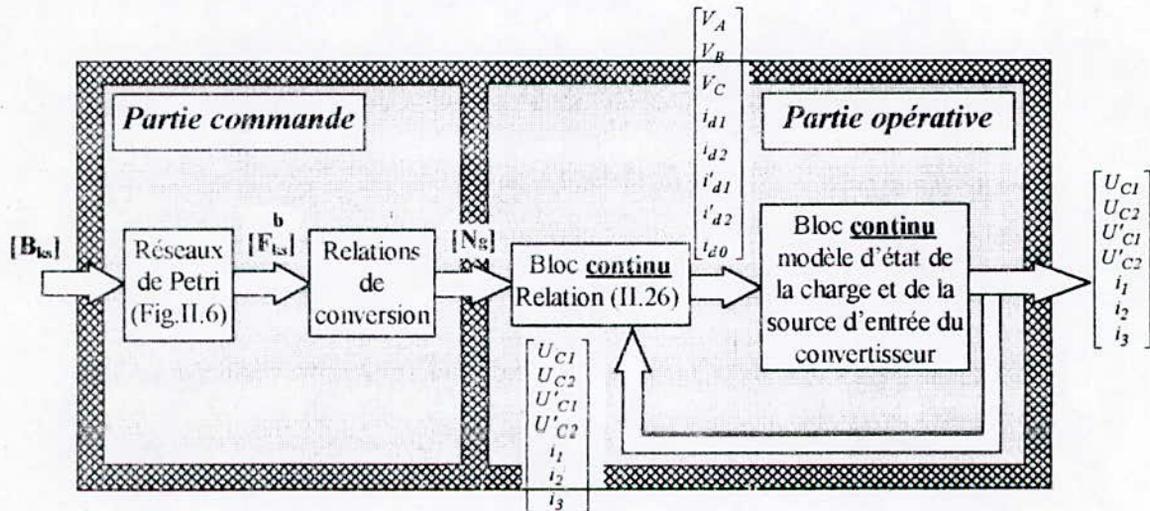


Fig.II.9- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

• Matrice génératrice de conversion simple :

$$\begin{aligned}
 [M_g(t)] = & \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2(F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) - (F_{3g} + F_{3g}^b)] & -\frac{1}{3} (2F_{1g}^b - F_{2g}^b - F_{3g}^b) & -\frac{1}{3} [2(F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) - (F_{3g} + F_{3g}^b)] & -\frac{1}{3} (2F_{1g}^b - F_{2g}^b - F_{3g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} -(F_{1g} + F_{1g}^b) + 2(F_{2g} + F_{2g}^b) - (F_{3g} + F_{3g}^b) & -\frac{1}{3} (-F_{1g}^b + 2F_{2g}^b - F_{3g}^b) & -\frac{1}{3} -(F_{1g} + F_{1g}^b) + 2(F_{2g} + F_{2g}^b) - (F_{3g} + F_{3g}^b) & -\frac{1}{3} (-F_{1g}^b + 2F_{2g}^b - F_{3g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} -(F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) + 2(F_{3g} + F_{3g}^b) & -\frac{1}{3} (-F_{1g}^b - F_{2g}^b + 2F_{3g}^b) & -\frac{1}{3} -(F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) + 2(F_{3g} + F_{3g}^b) & -\frac{1}{3} (-F_{1g}^b - F_{2g}^b + 2F_{3g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 & \begin{matrix} F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \end{matrix} \\
 & \begin{matrix} 1 - (F_{1g} + F_{1g}^b + F_{2g} + F_{2g}^b + F_{3g} + F_{3g}^b) & 1 - (F_{1g} + F_{1g}^b + F_{2g} + F_{2g}^b + F_{3g} + F_{3g}^b) & 1 - (F_{1g} + F_{1g}^b + F_{2g} + F_{2g}^b + F_{3g} + F_{3g}^b) & 1 - (F_{1g} + F_{1g}^b + F_{2g} + F_{2g}^b + F_{3g} + F_{3g}^b) & 1 - (F_{1g} + F_{1g}^b + F_{2g} + F_{2g}^b + F_{3g} + F_{3g}^b) & 1 - (F_{1g} + F_{1g}^b + F_{2g} + F_{2g}^b + F_{3g} + F_{3g}^b) & 1 - (F_{1g} + F_{1g}^b + F_{2g} + F_{2g}^b + F_{3g} + F_{3g}^b) \end{matrix} \\
 & \text{(II.30)}
 \end{aligned}$$

• Matrice génératrice de conversion composée :

$$\begin{aligned}
 [M_g(t)] = & \begin{bmatrix} (F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) & (F_{1g}^b - F_{2g}^b) & -(F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) & -(F_{1g}^b - F_{2g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) & (F_{2g}^b - F_{3g}^b) & -(F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) & -(F_{2g}^b - F_{3g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) & (F_{3g}^b - F_{1g}^b) & -(F_{1g} + F_{1g}^b) - (F_{2g} + F_{2g}^b) & -(F_{3g}^b - F_{1g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 & \begin{matrix} F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \\ F_{1g} & F_{1g}^b & F_{2g} & F_{2g}^b & F_{3g} & F_{3g}^b \end{matrix} \\
 & \text{(II.31)}
 \end{aligned}$$

- Modélisation aux valeurs moyennes avec charge couplée en étoile avec neutre isolé

Comme le neutre de la charge de l'onduleur est isolé, on a :

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} + i_{d0} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{cases} i_3 = -(i_1 + i_2) \\ V_C = -(V_A + V_B) \\ i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2}) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Et avec l'hypothèse  $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$ , le système (II.28) peut être réduit en utilisant  $(V_A, V_B, i_{d1}, i_{d2}, i'_{d1}, i'_{d2}, U_C, i_1 \text{ et } i_2)$ , au système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{rg}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

De même la relation (II.39) peut être réduite (la somme des tensions composées est nulle). Remplaçons dans (II.34) les tensions simples  $V_A$  et  $V_B$  par les tensions composées  $U_{AB}$  et  $U_{BC}$  on obtient le système (II.35).

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rg}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

On appellera  $[N_{rg}(t)]$  et  $[M_{rg}(t)]$  données par (II.36) et (II.37) respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

- Matrice réduite génératrice de conversion simple :

$$\begin{aligned}
 [N_{rg}(t)] = & \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \left[ 2(F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) - (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b) \right] & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} \left[ 2(F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) - (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b) \right] & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} \left[ 2(F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) - (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b) \right] & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 & \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{matrix} \\
 & \begin{matrix} F_{17g} - F_{37g} & F_{27g} - F_{37g} \\ F_{11g}^b - F_{31g}^b & F_{21g}^b - F_{31g}^b \\ F_{18g} - F_{38g} & F_{28g} - F_{38g} \\ F_{10g}^b - F_{30g}^b & F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{matrix}
 \end{aligned} \tag{II.36}$$

- Matrice réduite génératrice de conversion composée :

$$\begin{aligned}
 [M_{rg}(t)] = & \begin{bmatrix} (F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) - (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) & 0 & 0 \\ (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 & \begin{matrix} F_{17g} - F_{37g} & F_{27g} - F_{37g} \\ F_{11g}^b - F_{31g}^b & F_{21g}^b - F_{31g}^b \\ F_{18g} - F_{38g} & F_{28g} - F_{38g} \\ F_{10g}^b - F_{30g}^b & F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{matrix}
 \end{aligned} \tag{II.37}$$

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux sans a priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on a élaboré son modèle sans a priori sur la source de tension et de courant. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues.

L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, nous a permis d'avoir l'analogie entre les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et celles à deux niveaux. On a montré également que l'onduleur triphasé à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

## **CHAPITRE III**

*Stratégies de commande des  
onduleurs triphasés à  
cinq niveaux.*

## INTRODUCTION

Le développement rapide des algorithmes de commande très performantes des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de fréquence d'alimentation de ces machines.

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de commande ont été proposées.

Dans ce chapitre, on étudiera les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux et trois niveaux.

L'analyse de ces différentes stratégies sera basée les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par cet onduleur et sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

Ce chapitre sera composé de huit parties :

1. Commande pleine onde.
2. Commande par hystérésis en courant.
3. Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.
4. Commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse avec injection de l'harmonique trois.
5. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (3 algorithmes).
6. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois.
7. Modulation vectorielle.
8. Modulation calculée (2 algorithmes)

## III.1- Commande pleine onde

Cette stratégie consiste à générer un système de tensions dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré. La figure (III.1) représente les séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

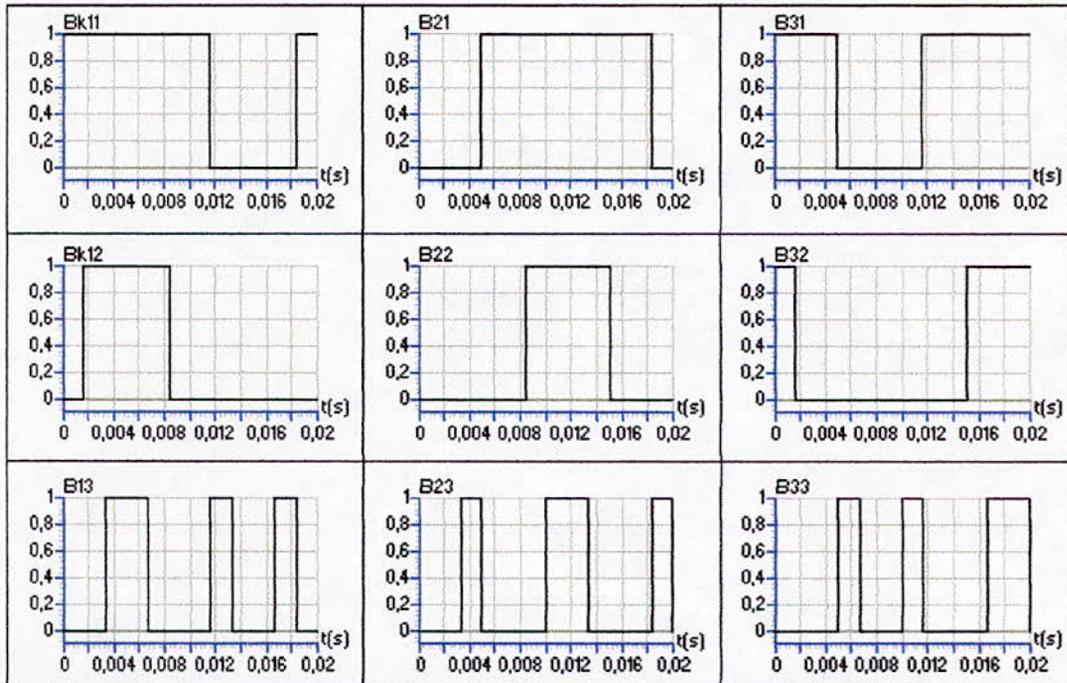


Fig.III.1- Séquence de commande des interrupteurs pour la stratégie de commande pleine onde de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

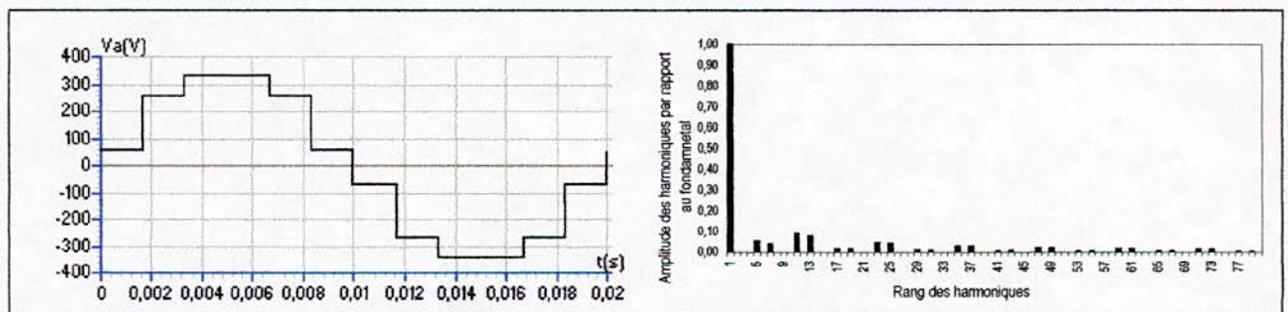


Fig.III.2- La tension simple  $V_A$  et son spectre d'un bras  $k$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie pleine onde

Le spectre de la tension  $V_A$  (fig.III.2) montre que les harmoniques multiple de trois sont nuls, et que les harmoniques du rang  $6n \pm 1$  ( $n$  entier) sont les plus importants.

Les figures (III.3.\*) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur NPC triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie pleine onde. La charge impose à la machine un couple résistant de 2 Nm.

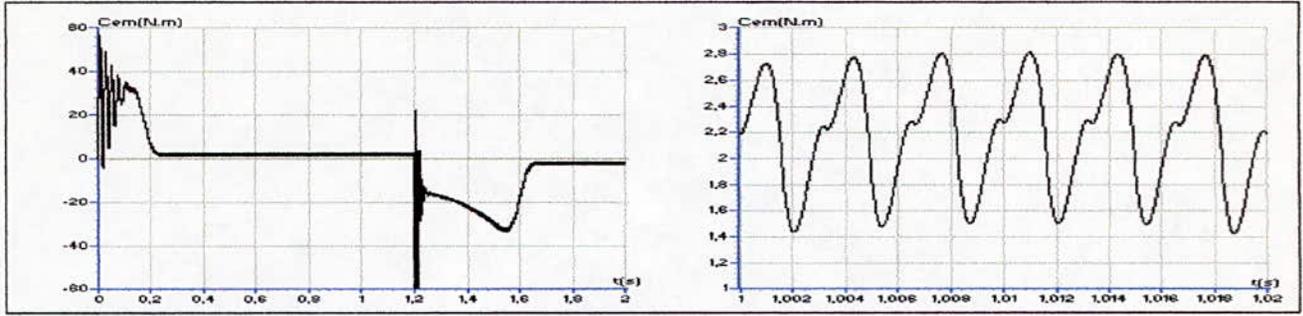


Fig.III.3.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande pleine onde.

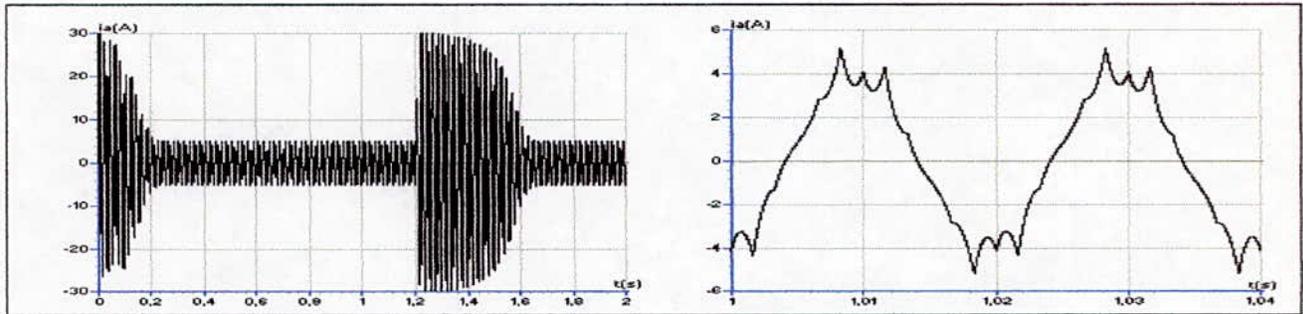


Fig.III.3.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande pleine onde.

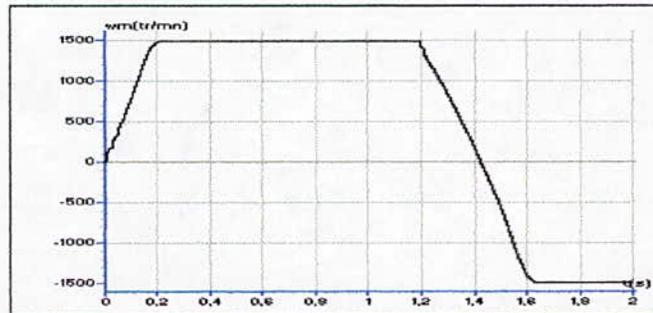


Fig.III.3.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande pleine onde.

Le couple électromagnétique de la machine (Fig.III.3.a) a une fréquence six fois celle de l'onduleur et cela est dû à l'existence des harmoniques 5 et 7, il est ondulé à une valeur moyenne de 2 Nm. La figure (III.3.c) montre la possibilité d'inversion du sens de rotation, d'où la possibilité du fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple - vitesse.

### III.2- Commande par hystérésis en courant

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant des machines. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen de régulateurs linéaires classiques (P,PI) ou à hystérésis.

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis en courant des onduleurs NPC à cinq niveaux. Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence  $i_{refk}$  au courant réel  $i_k$ , et à partir de l'écart entre eux, on déduit la commande des interrupteurs de l'onduleur.

La figure (III.4) montre le schéma synoptique de cette stratégie.

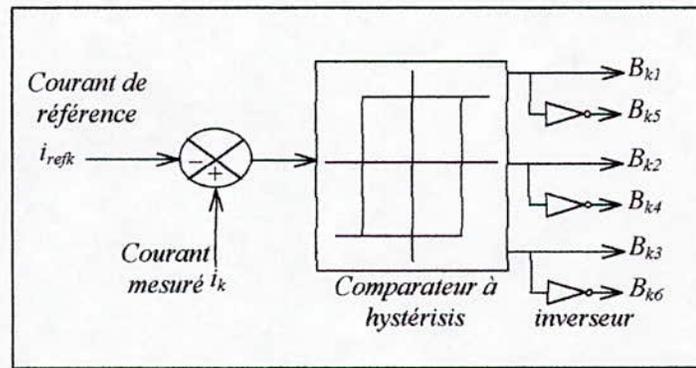


Fig.III.4.a- Schéma synoptique de la commande d'hystérésis en courant des onduleurs à cinq niveaux.

Les courants de référence alimentant la machine triphasé sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{ref1} = \sqrt{2}I_{eff} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{ref2} = \sqrt{2}I_{eff} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}marche\right) \\ i_{ref3} = \sqrt{2}I_{eff} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}marche\right) \end{cases} \quad (III.1)$$

La variable « marche » permet l'inversion du champ tournant, et par suite le sens de rotation de la machine.

Si on désigne par  $\varepsilon_k$  l'écart entre le courant réel  $i_k$  et le courant de référence  $i_{refk}$  :  $\varepsilon_k = i_k - i_{refk}$  ( $k=1,2,3$ ), les ordres de commande  $B_{ks}$  des interrupteurs du bras  $k$  sont donnés par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} C_1: \quad \varepsilon_k > 2\Delta i \quad \Rightarrow B_{k1}=0; \quad B_{k2}=0; \quad B_{k3}=0; \\ C_2: \quad \Delta i < \varepsilon_k < 2\Delta i \quad \Rightarrow B_{k1}=0; \quad B_{k2}=0; \quad B_{k3}=1; \\ C_3: \quad -2\Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i \quad \Rightarrow B_{k1}=1; \quad B_{k2}=1; \quad B_{k3}=0; \\ C_4: \quad \varepsilon_k < -2\Delta i \quad \Rightarrow B_{k1}=1; \quad B_{k2}=1; \quad B_{k3}=1; \\ \text{Sinon la commande des semi-conducteurs reste inchangée} \end{cases} \quad (III.2)$$

Cet algorithme peut être également représenté par le réseau de Petri suivant :

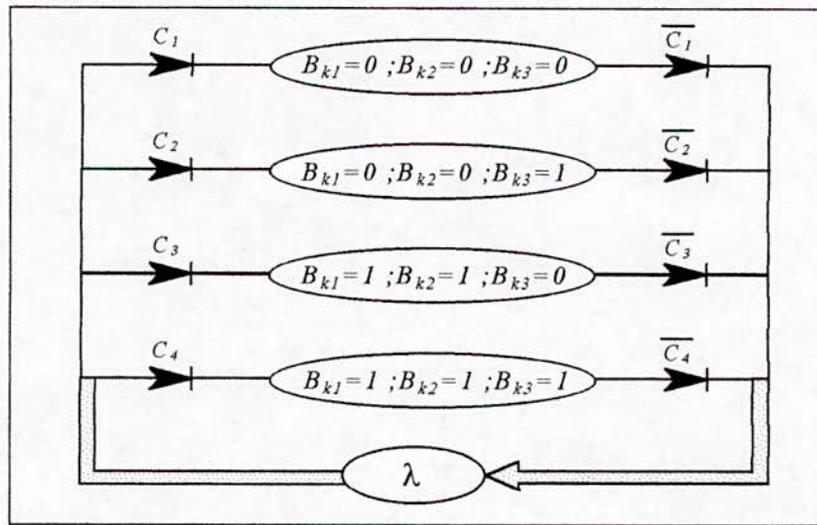


Fig.III.4.b- Réseau de Petri parallèle de la commande par hystérésis en courant de l'onduleur NPC triphasé à cinq niveaux

Les figures (III.5.\*) et (III.6.\*) montrent respectivement la tension de sortie de l'onduleur et les courants de référence et réel pour  $\Delta i=0.1A$  et  $\Delta i=0.5A$ .

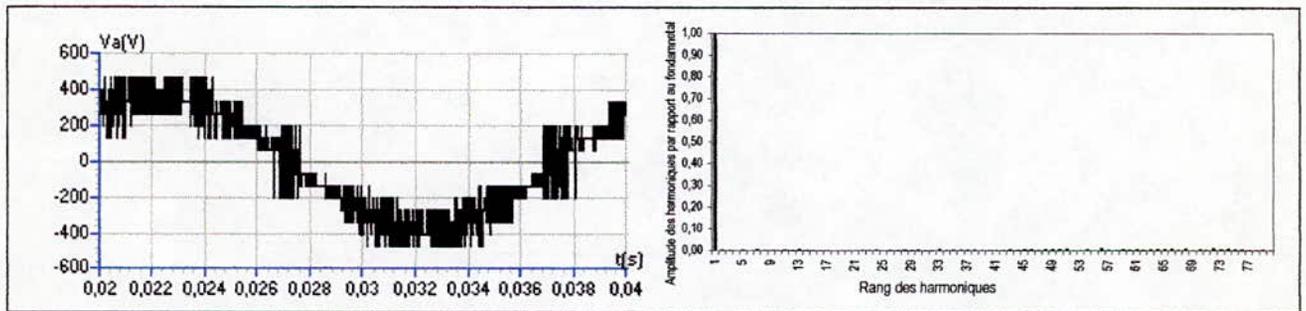


Fig.III.5.a- La tension  $V_A$  de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.1A$ ).

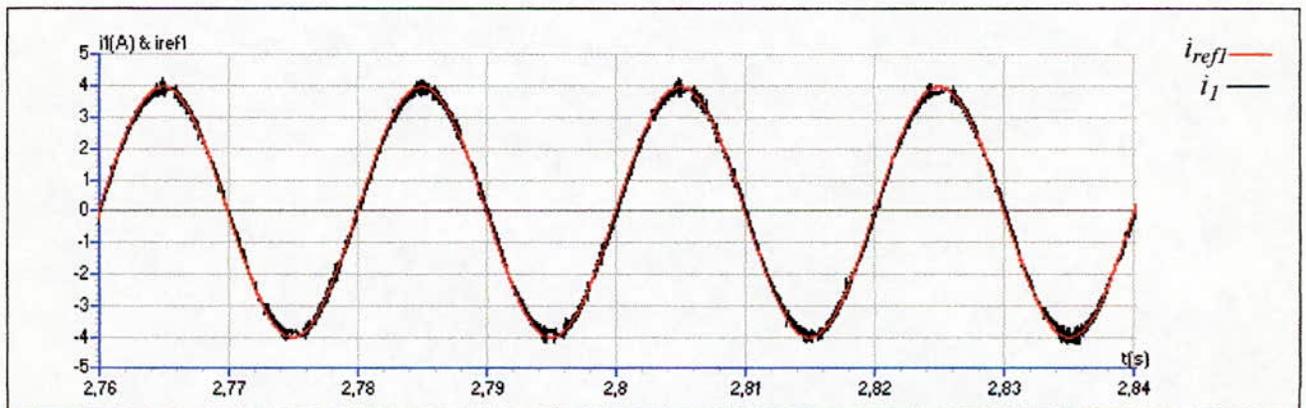


Fig.III.5.b- Les courants de référence et réel de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.1A$ ).

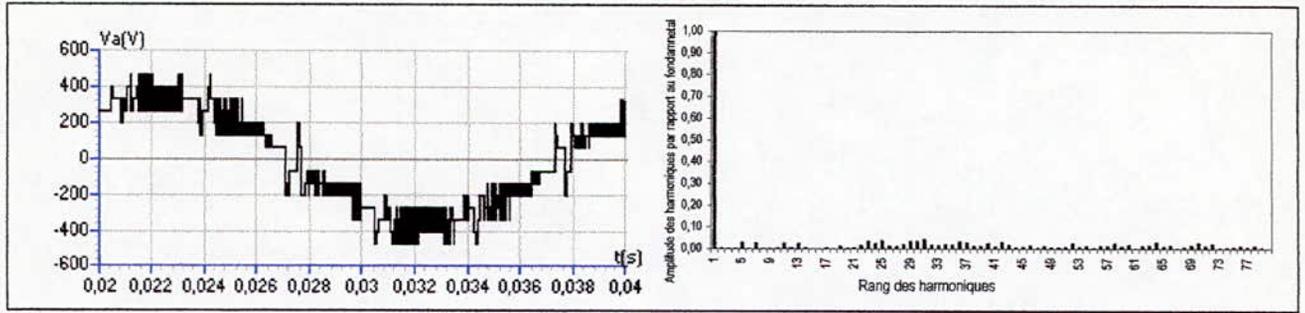


Fig.III.6.a- La tension  $V_A$  de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.5A$ ).

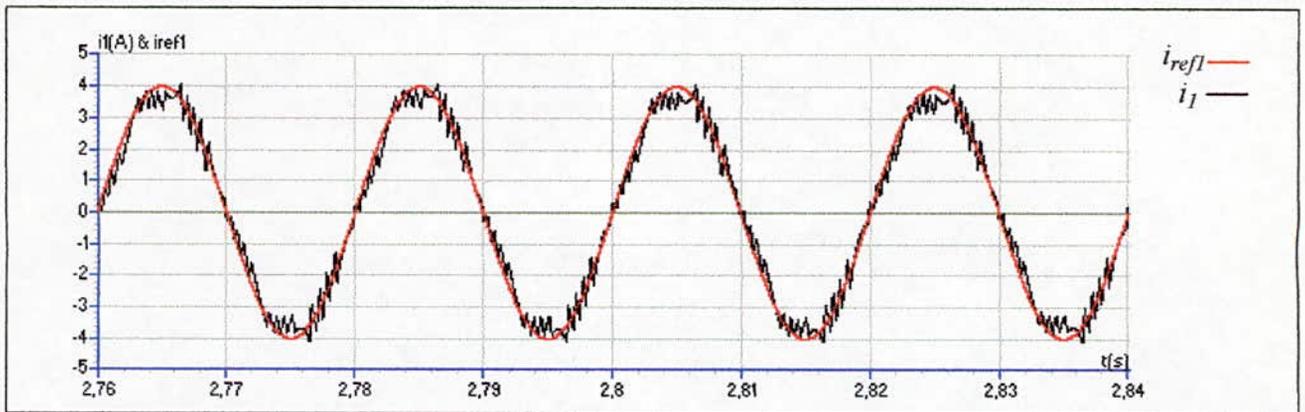


Fig.III.6.b- Les courants de référence et réel de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.5A$ ).

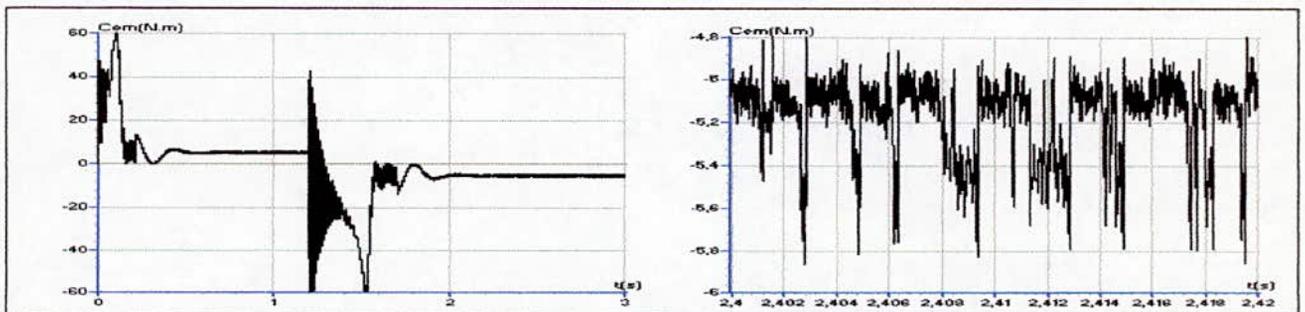


Fig.III.7.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.1A$ ).

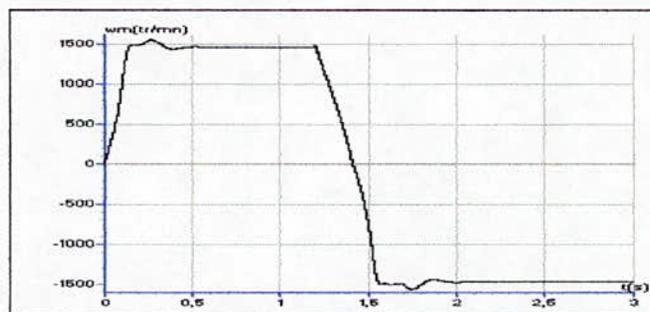
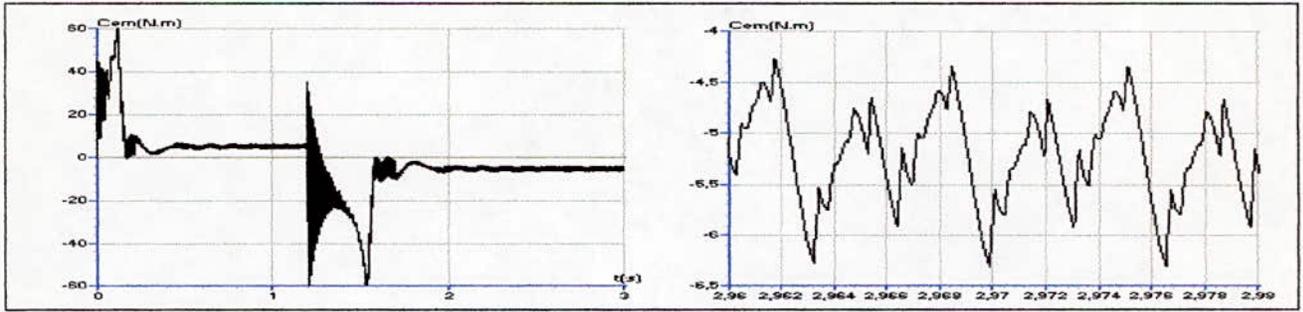
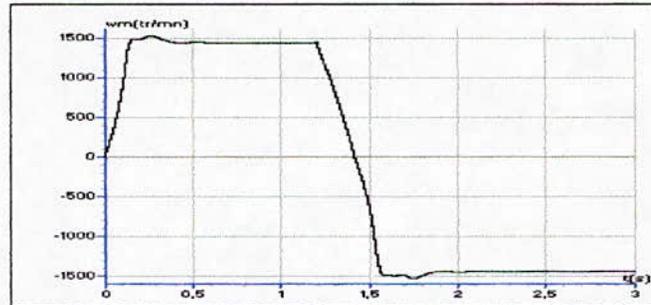


Fig.III.7.b- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.1A$ ).



**Fig.III.8.a-** Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.5A$ ).



**Fig.III.8.b-** La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.5A$ ).

Les figures (III.7.\*) et (III.8.\*) montrent respectivement les résultats de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour  $\Delta i=0.1A$  et  $\Delta i=0.5A$ . La charge impose à la machine un couple résistant de 4 Nm.

Les courants de la machine suivent bien leurs références pour des faibles valeur de  $\Delta i$ , ce dernier reste un paramètre très important de la stratégie. Lorsque  $\Delta i$  est très petit le nombre des commutations est très élevés.

Le spectre de la tension  $V_A$ , présente des harmoniques pairs et impairs, d'amplitudes pratiquement négligeables devant celle du fondamental.

Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie pour  $\Delta i=0.5A$ , à cause de la présence des harmoniques de rang 2 et 4, pour  $\Delta i=0.1A$ , il est très ondulé a une valeur de -5 Nm car dans cet intervalle de temps la vitesse de la machine est négative (Fig.III.7.b).

### III.3- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse

- Principe

Pour déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à l'électronique de commande analogique ou numérique ou les deux simultanément. La modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) nous permet cette détermination.

Le principe consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

- Caractéristique de la modulation

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- Indice de modulation  $m$  : égal au rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f$  de la référence  $m = \frac{f_p}{f}$ .
- Taux de modulation, ou coefficient de réglage de tension  $r$  : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_m$  à deux fois la valeur crête  $U_{pm}$  de la porteuse  $r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$ .

La modulation est synchrone quand  $m$  est entier, et asynchrone dans la cas contraire.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse ,ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations (III.3) et (III.4) :

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

$$U_p(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (III.4)$$

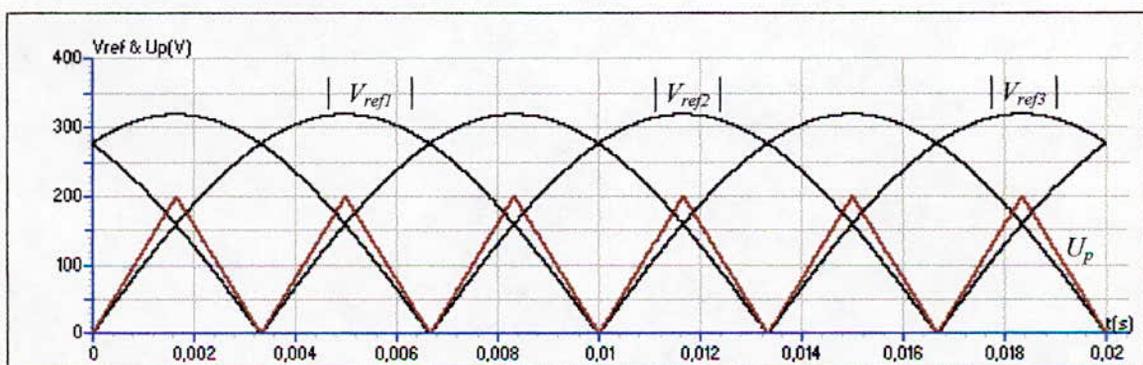


Fig.III.9- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ( $m=6, r=0.8$ ).

• Algorithme de commande

L'algorithme de commande pour un bras  $k$  de cet onduleur est le suivant :

$$\begin{cases}
 C_1: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) & \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_2: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_3: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_4: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (V'_{refk} \leq U_p) \& (V'_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_5: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (V'_{refk} \leq U_p) \& (V'_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_6: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (V'_{refk} > U_p) \& (V'_{refk} > 0) & \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_7: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (V'_{refk} > U_p) \& (V'_{refk} < 0) & \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ;
 \end{cases} \quad (III.5)$$

avec:  $V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}$

Cette commande peut être représentée par le réseau de Petri suivant (Fig.III.10) :

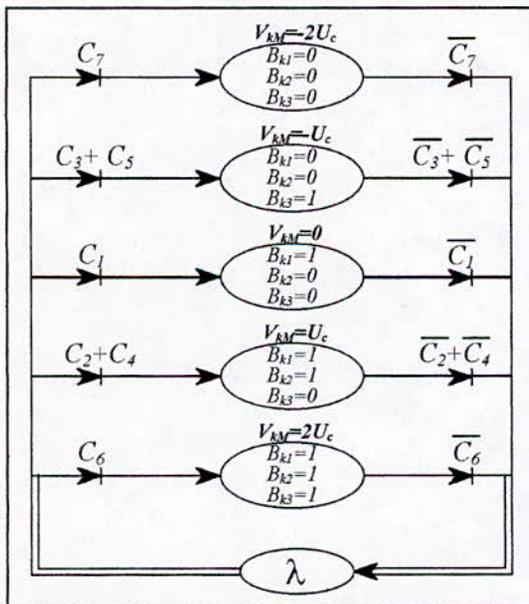


Fig.III.10- Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

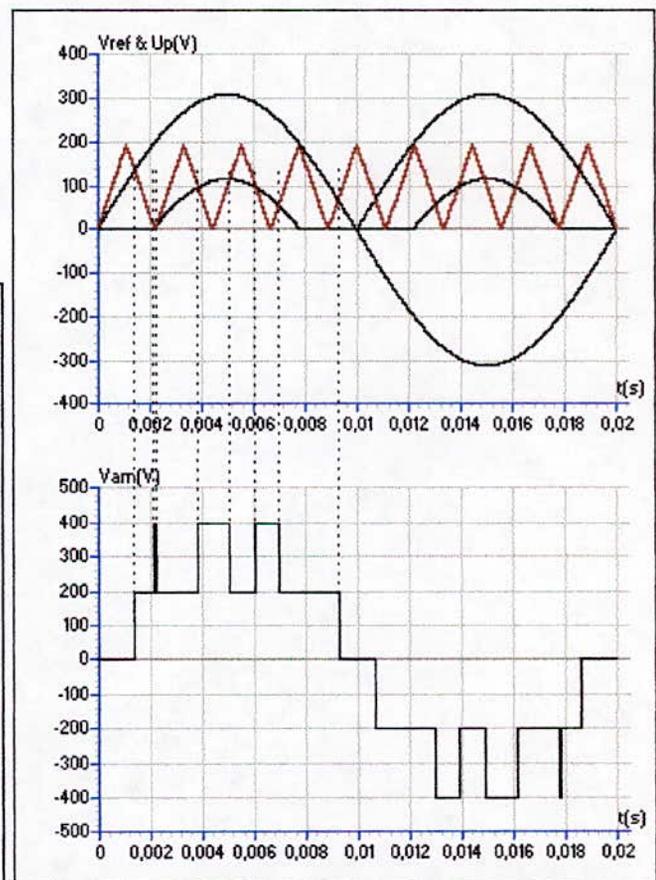


Fig.III.11- Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ( $m=9, r=0.8$ ).

Les figures (III.12.\*) représentent la tension simple  $V_A$  d'un bras d'onduleur commandé par stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.

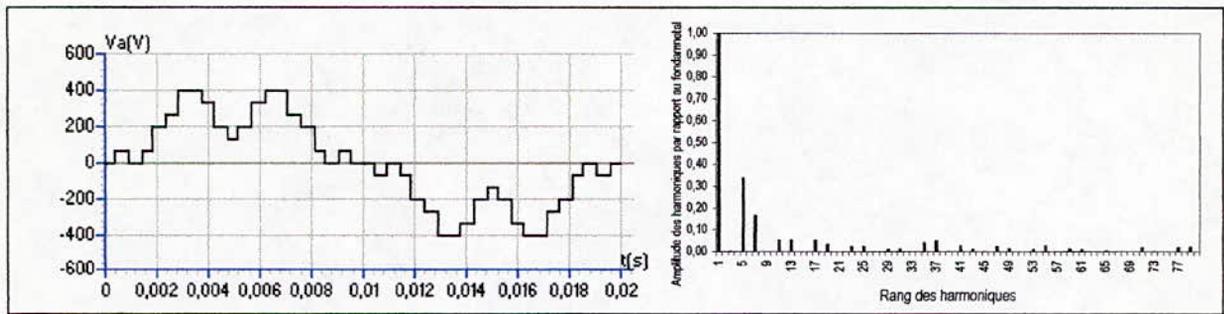


Fig. III.12.a-  $m=6, r=0.8$

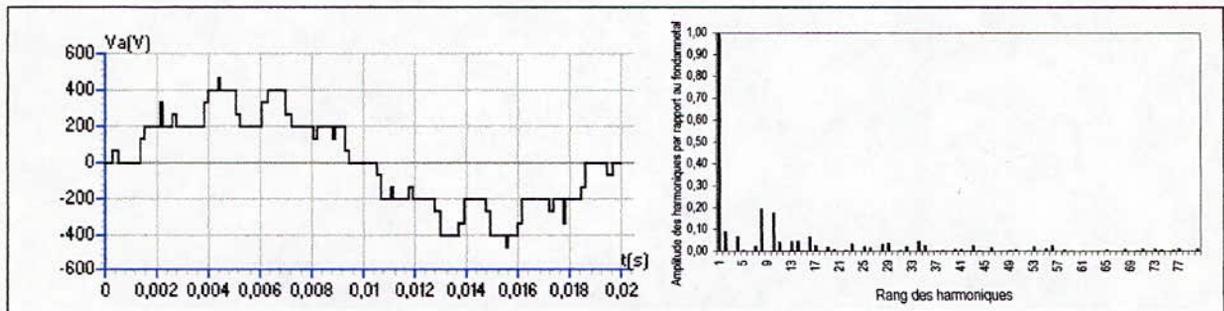


Fig. III.12.b-  $m=9, r=0.8$

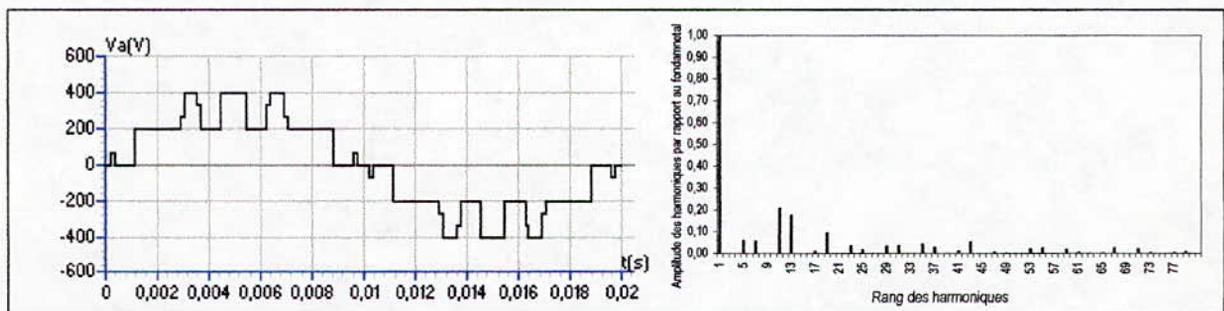


Fig. III.12.c-  $m=12, r=0.8$

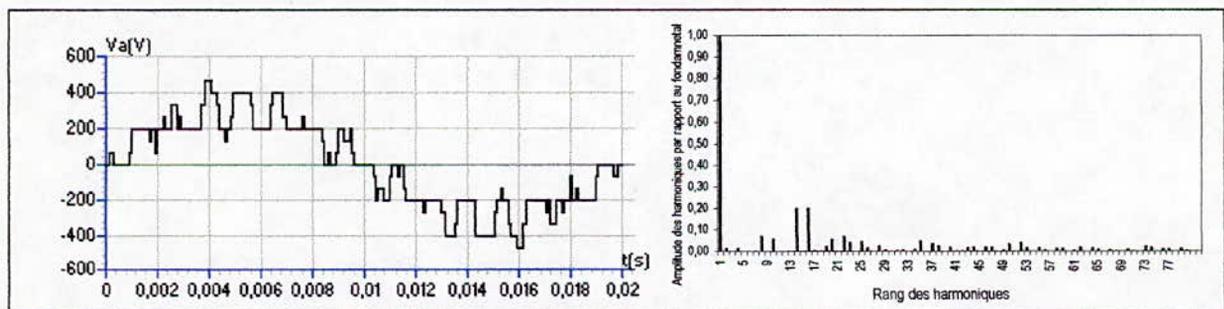


Fig. III.12.d-  $m=15, r=0.8$

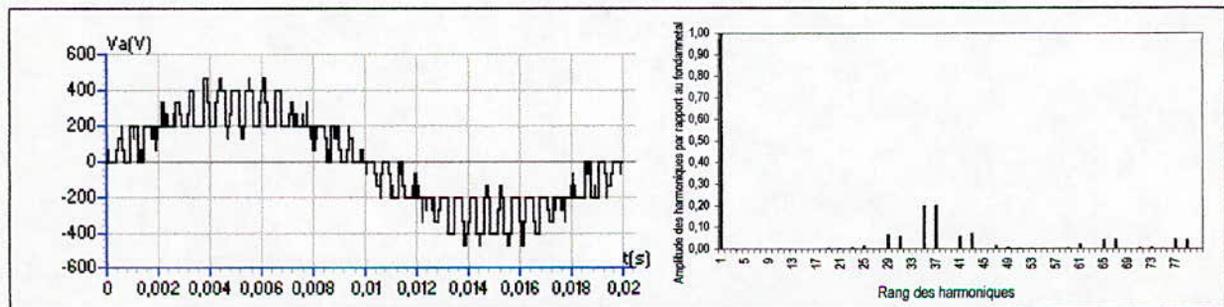


Fig. III.12.e-  $m=36, r=0.8$

Fig. III.12.\*- La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

On constate pour cette stratégie que :

- Pour  $m$  pair, on a une symétrie par rapport à  $\pi/2$  et  $\pi$ , et donc seul les harmoniques impairs existent (fig.III.12, a, c et e), pour  $m$  impair, on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Fig.III.12.b et d).

- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ( $f_p = m.f$ ). La première famille centrée autour de la fréquence  $m.f$  est la plus importante de point de vue amplitude (Fig.III.12.\*).

- L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

- La caractéristique de réglage est linéaire de  $r=0$  à  $1$ , et le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de  $r$  (Fig.III.13.a)

On déduit la tension de sortie de la phase  $k$  de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée à partir des impulsions de commande du système (III.5) de cette stratégie :

$$\left\{ \begin{array}{l} (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = 0 \\ (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V_{refk}) U_c \\ (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk}) U_c \\ (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk}) 2U_c \end{array} \right. \quad (\text{III.6})$$

$$\text{avec: } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}$$

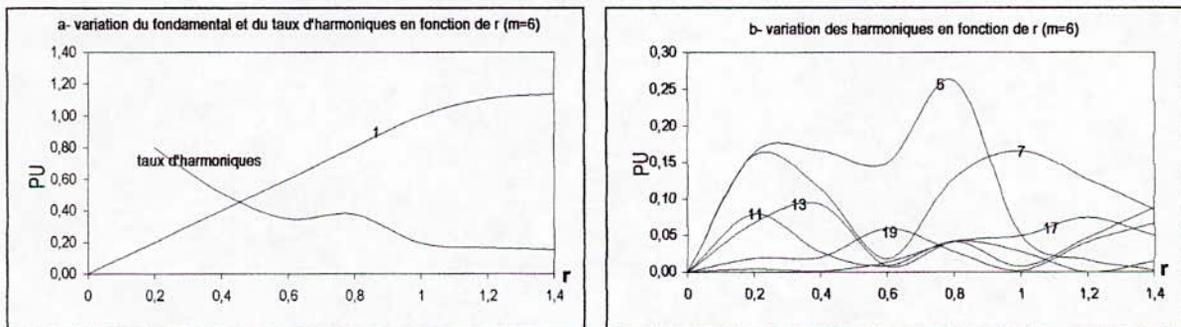


Fig. III.13.\*- Les caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ( $m=6$ ).

Les figures (III.14.\*) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

La fréquence du couple de la machine est six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (fig.III.14.a), cela est dû à l'existence des harmoniques 5 et 7 (Fig.III.12.a).

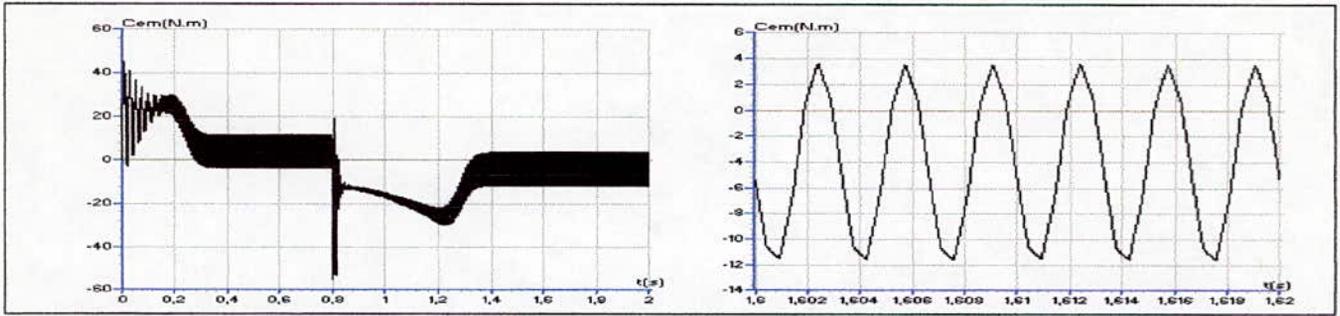


Fig.III.14.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse (m=6).

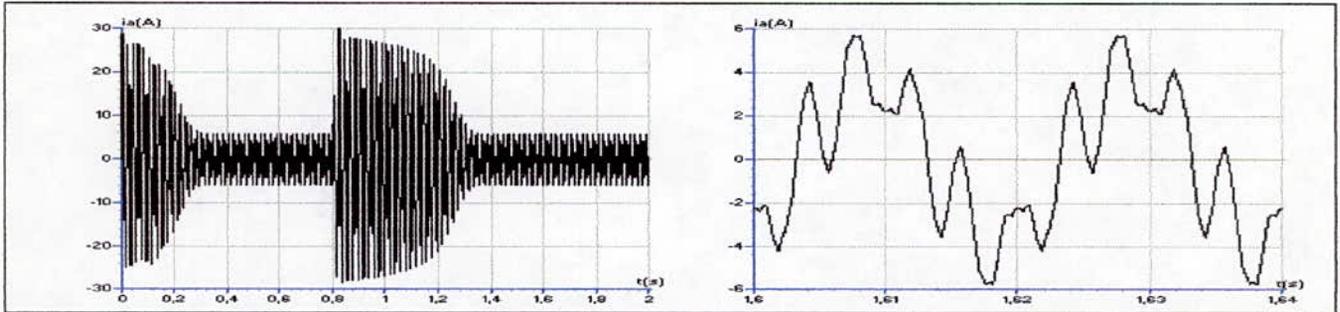


Fig.III.14.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à une seule (m=6).

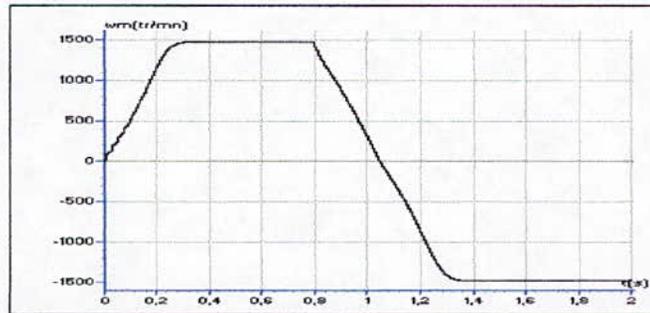


Fig.III.14.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à une seule porteuse (m=6).

### III.4- Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

Comme les harmoniques de rang multiples de trois sont nuls pour les tensions simples et composées des onduleurs triphasés, on peut alors injecter ces harmoniques dans les tensions de références afin d'élargir la zone linéaire de réglage de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. Ainsi les nouvelles tensions de référence en injectant l'harmoniques trois seront :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \left[ \sin(\omega t - \varphi) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{ref2} = V_m \left[ \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \text{ marche}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{ref3} = V_m \left[ \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \text{ marche}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \end{cases} \quad (III.7)$$

L'algorithme de commande étant le même que celui proposé dans le cas de la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse vu au paragraphe précédent.

La figure (III.15) représente les nouvelles tensions de références et la porteuse unipolaire triangulaire utilisées.

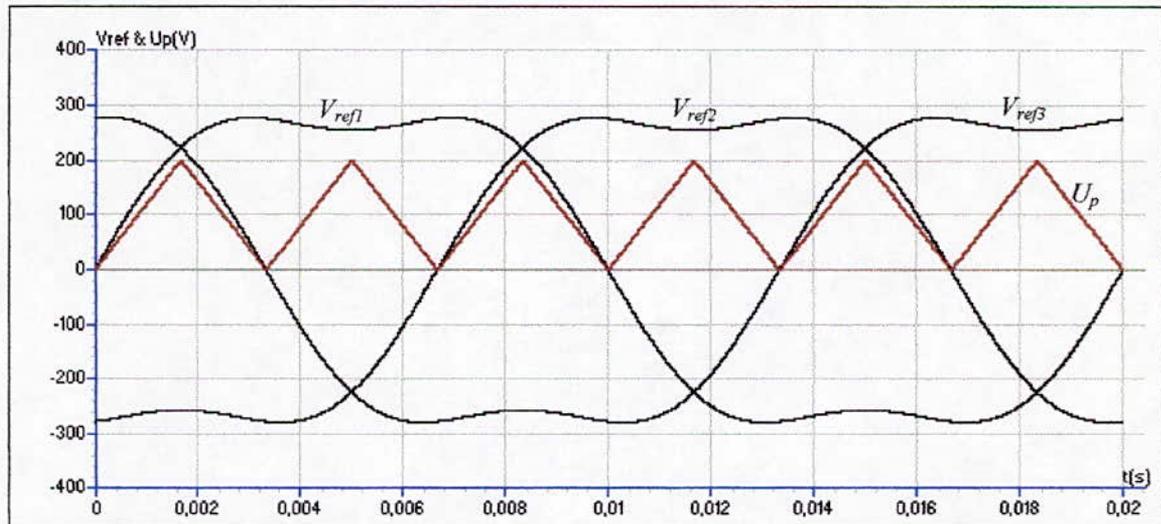


Fig.III.15- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=9, r=0.8$ )

Les figures (III.16.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre d'un bras  $k$  de l'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

Les figures (III.18.\*) montrent les performances de la conduite de la machine triphasée alimentés par l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

Pour les résultats présentés dans cette partie, on a pris  $\alpha=0.2$ , et on note :

- Par rapport au cas sans injection de l'harmonique trois, la zone linéaire de la caractéristique de réglage s'élargit de 15% (Fig.III.17.\*).
- Le taux d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente.
- Les harmoniques les plus importants sont toujours de rang 5 et 7. Leurs amplitudes passe par leur maximums respectivement pour  $r=0.4$  et  $r=0.85$ .
- D'une manière générale, les harmoniques sont pratiquement les mêmes que pour le cas sans injection d'harmoniques trois.
- Le couple a toujours une fréquence égale à six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur.

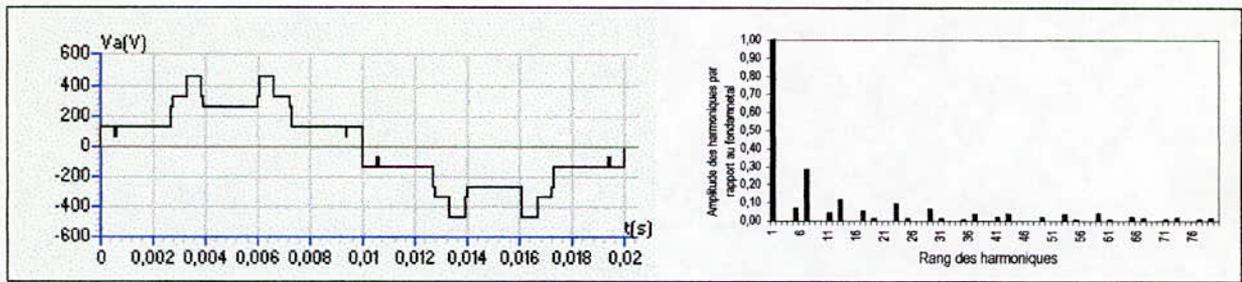


Fig.III.16.a-  $m=6, r=0.8$

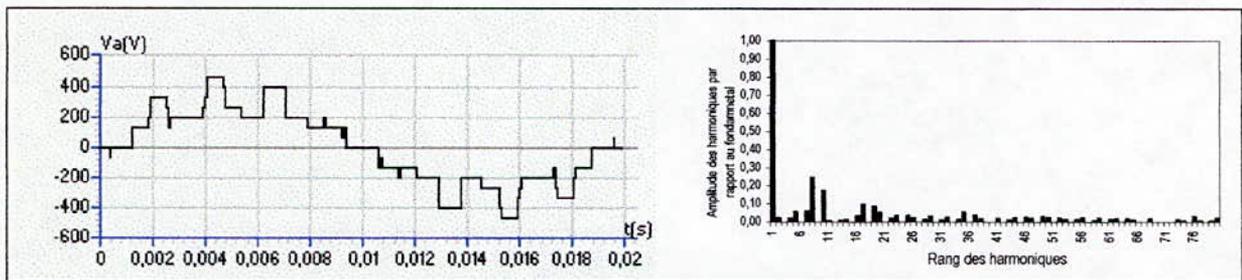


Fig.III.16.b-  $m=9, r=0.8$

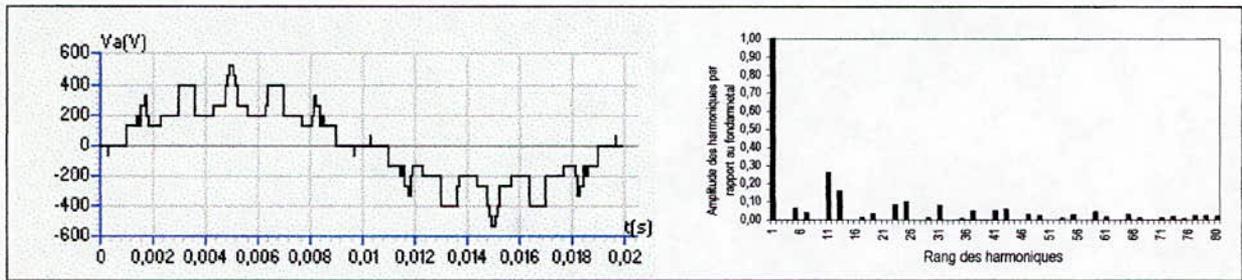


Fig.III.16.c-  $m=12, r=0.8$

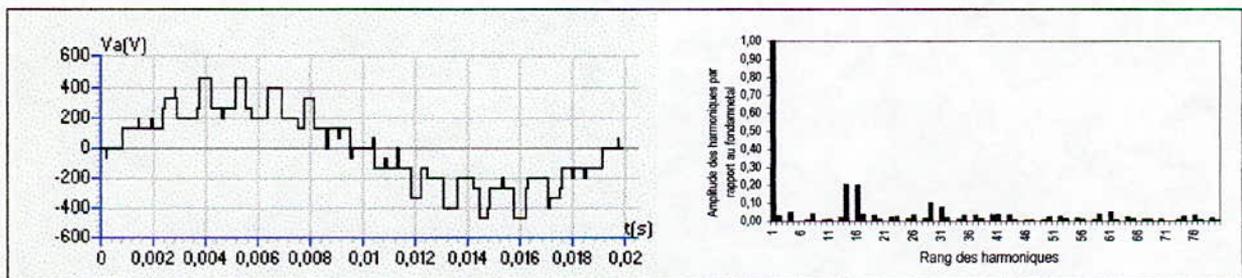


Fig.III.16.d-  $m=15, r=0.8$

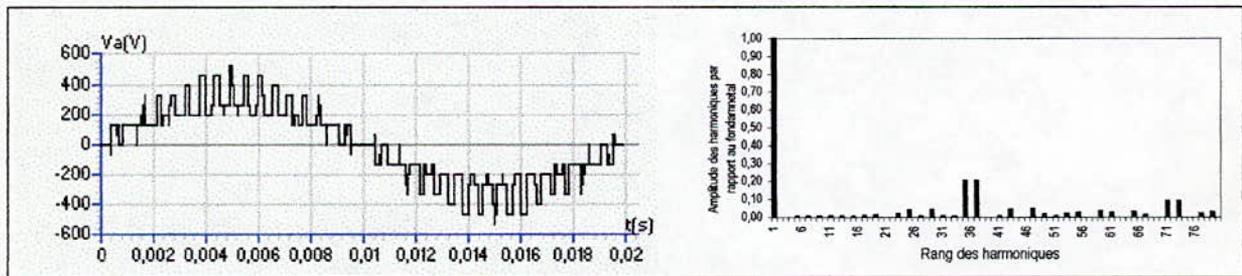


Fig.III.16.e-  $m=36, r=0.8$

Fig.III.16.\*- La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

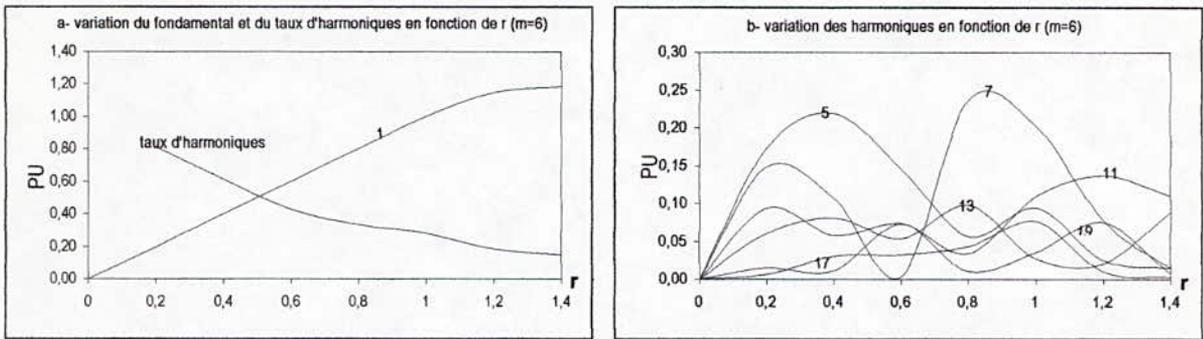


Fig.III.17.\*- Les caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=6$ ).

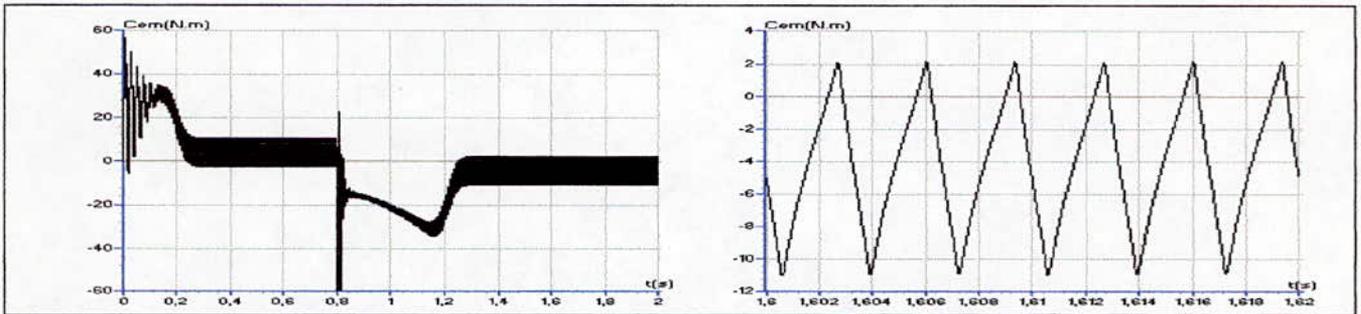


Fig.III.18.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=6$ ).

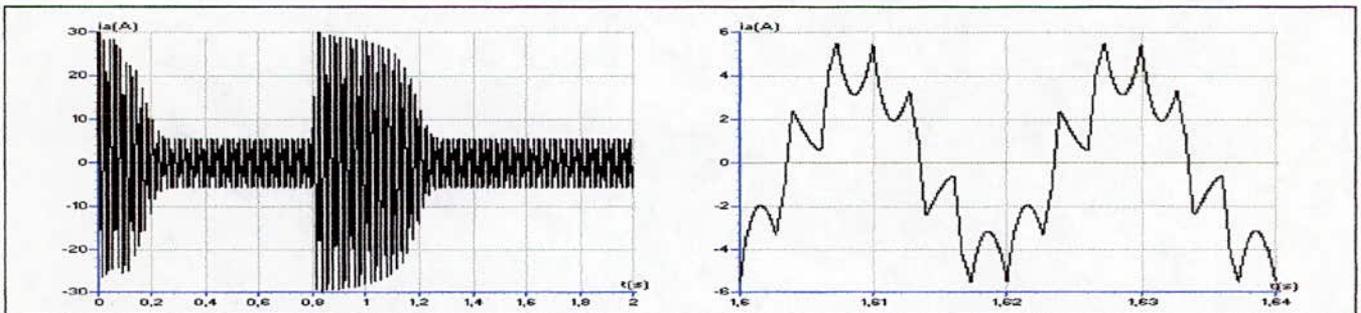


Fig.III.18.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=6$ ).

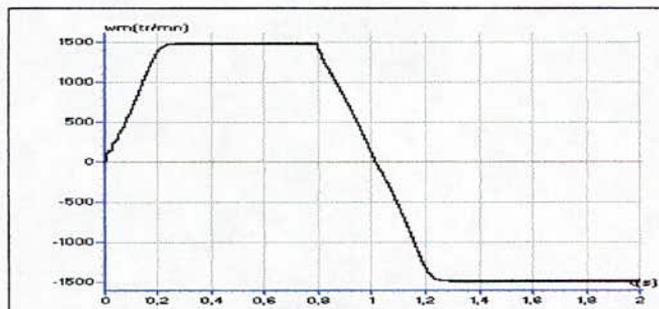


Fig.III.18.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=6$ ).

### III.5- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses

Dans ce paragraphe on va présenter trois algorithmes de commande pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses. Différentes porteuses sont possibles, à savoir, porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dent de scie unipolaire ou bipolaire.

Comme pour la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, cette stratégie est aussi caractérisée par l'indice de modulation  $m$ , et le taux de modulation  $r$ .

- **Algorithme 1 :**

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et afin d'améliorer le taux d'harmoniques, on utilise quatre porteuses en dents de scie bipolaire ( $U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$ ) déphasées d'un quart de période ( $T_p/4$ ) l'une par rapport à l'autre ( $T_p$  période de la porteuse) (Fig.III.19.a).

$$\begin{aligned}
 U_{p1}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 1 \right); & 0 \leq t < T_p \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} + \frac{1}{2} \right); & 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2} \right); & \frac{T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases} \\
 U_{p2}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 1 \right); & 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 2 \right); & \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \end{cases} \\
 U_{p3}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right); & 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right); & \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases} \\
 U_{p4}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right); & 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right); & \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases}
 \end{aligned} \quad (III.8)$$

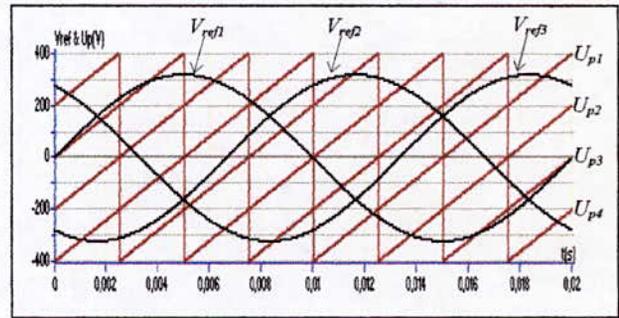


Fig.III.19.a- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=2, r=0.8$ )

Pour cet algorithme 1, le coefficient de réglage  $r$  a pour expression :  $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$

**1<sup>er</sup> étape :** détermination des tensions intermédiaires ( $V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$ ) :

$$\begin{aligned}
 &\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = U_c \end{cases} \\
 &\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = U_c \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \end{cases} \\
 &\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -U_c \end{cases} \\
 &\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -U_c \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -2U_c \end{cases}
 \end{aligned} \quad (III.9)$$

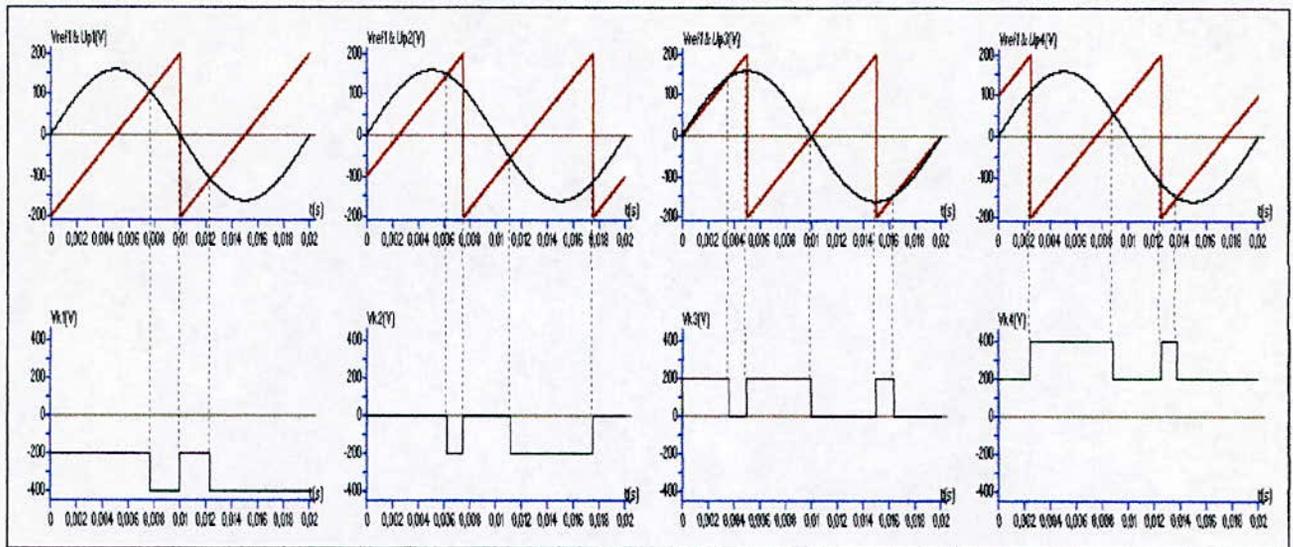


Fig.19.b- Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteeses (algorithme 1) ( $m=2, r=0.8$ .)

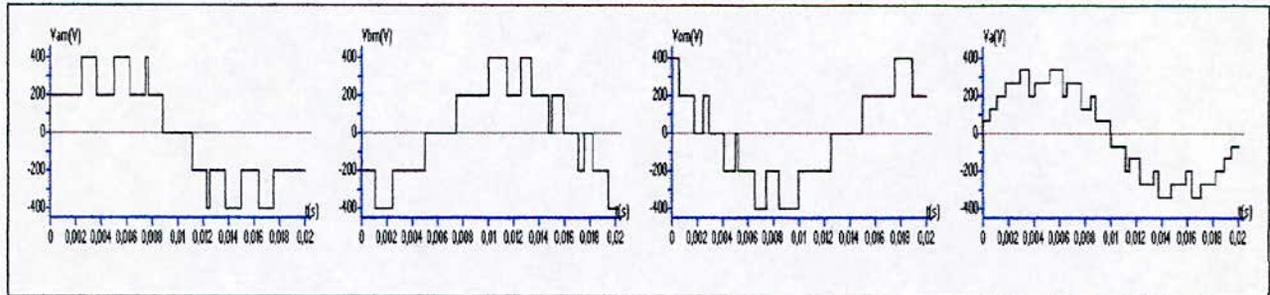


Fig.19.c- Les tensions de sortie des trois bras ( $V_{Am}, V_m$  et  $V_{cm}$ ) et la tension simple  $V_A$  ( $m=2, r=0.8$ .)

2<sup>ème</sup> étape : détermination du signal  $V_{kM}$  et des ordres de commande  $B_{ks}$  des interrupteurs :

$$\begin{aligned}
 &V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \\
 &\begin{cases}
 V_{kM} = 2U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 \\
 V_{kM} = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 \\
 V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 \\
 V_{kM} = -U_c \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 \\
 V_{kM} = -2U_c \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0
 \end{cases} \quad (III.10)
 \end{aligned}$$

L'algorithme de commande peut être représenté par le réseau de Petri suivant :

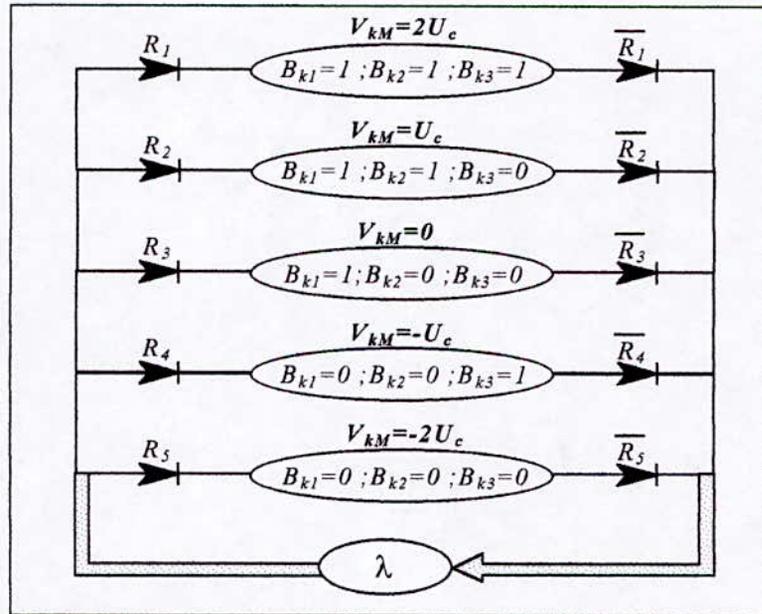


Fig.III.20- Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses de l'onduleur NPC triphasé à cinq niveaux.

En posant :

$$\begin{cases} C_1 = V_{refk} \geq U_{p4} \\ C_2 = V_{refk} < U_{p4} \\ C_3 = V_{refk} \geq U_{p3} \\ C_4 = V_{refk} < U_{p3} \\ C_5 = V_{refk} \geq U_{p2} \\ C_6 = V_{refk} < U_{p2} \\ C_7 = V_{refk} \geq U_{p1} \\ C_8 = V_{refk} < U_{p1} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les  $R_i$  sont des fonctions des  $C_i$  et elles sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} R_1 &= (C_1 \& C_3 \& C_5 \& C_7) \\ R_2 &= (C_1 \& C_3 \& C_5 \& C_8) + (C_1 \& C_4 \& C_5 \& C_7) + (C_1 \& C_3 \& C_6 \& C_7) + (C_2 \& C_3 \& C_5 \& C_7) \\ R_3 &= (C_1 \& C_4 \& C_5 \& C_8) + (C_1 \& C_3 \& C_6 \& C_8) + (C_1 \& C_4 \& C_6 \& C_7) + (C_2 \& C_3 \& C_5 \& C_8) + \\ &\quad (C_2 \& C_3 \& C_6 \& C_7) \\ R_4 &= (C_1 \& C_4 \& C_6 \& C_8) + (C_2 \& C_3 \& C_6 \& C_8) + (C_2 \& C_4 \& C_5 \& C_8) + (C_2 \& C_4 \& C_6 \& C_7) \\ R_5 &= (C_2 \& C_4 \& C_6 \& C_8) \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Les figures (III.21.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 1).

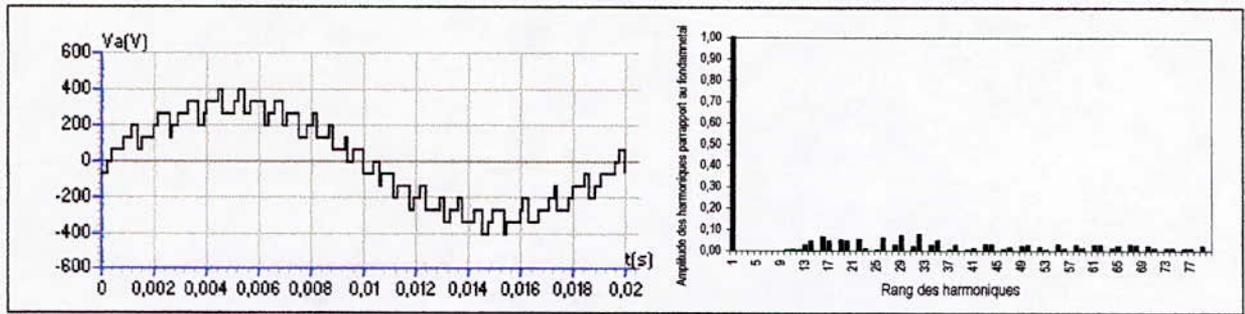


Fig.III.21.a-  $m=6, r=0.8$

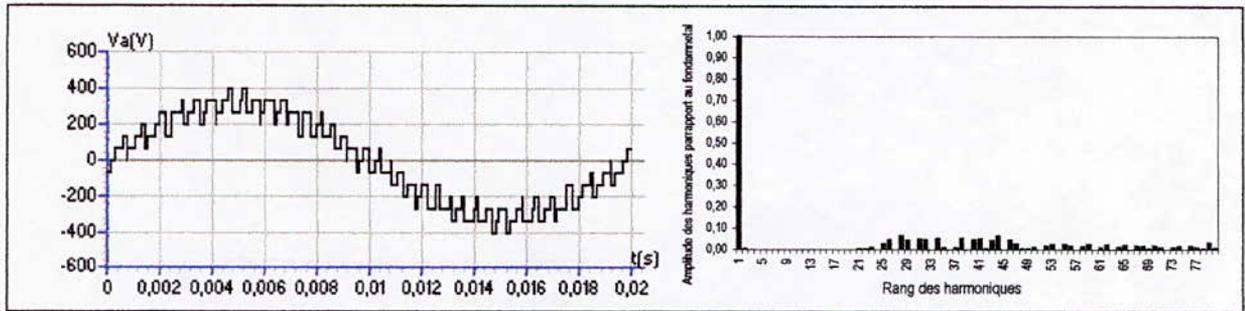


Fig.III.21.b-  $m=9, r=0.8$

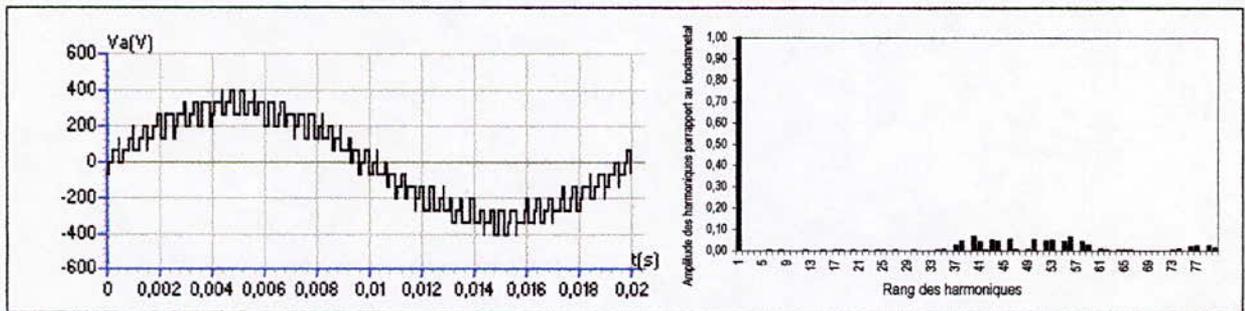


Fig.III.21.c-  $m=12, r=0.8$

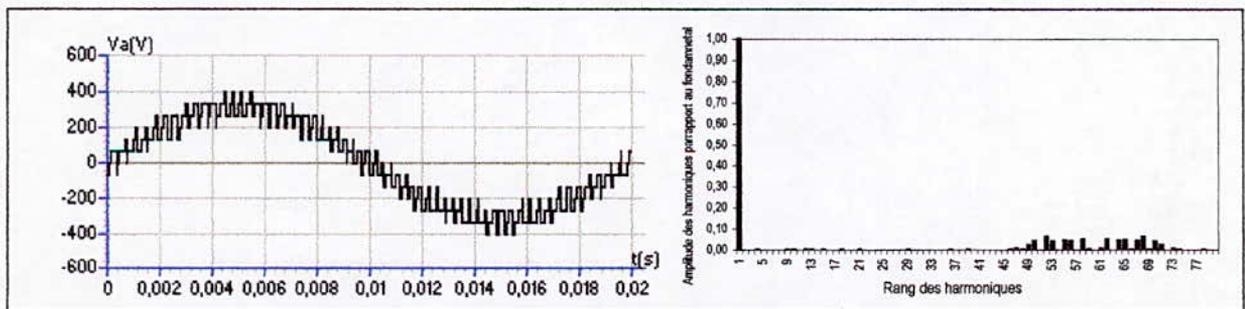


Fig.III.21.d-  $m=15, r=0.8$

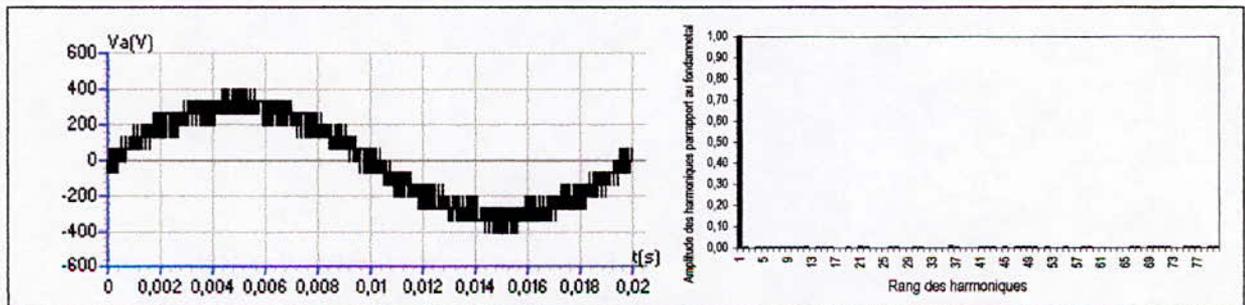


Fig.III.21.e-  $m=36, r=0.8$

Fig.III.21.\*- La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1)

On constate pour cette stratégie que :

- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation  $m$ , on n'a aucune symétrie et donc en plus harmoniques impaires, des harmoniques paires existent (Fig.III.21.\*)

- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence  $f'_p = 4mf = 4f_p$  (avec  $f_p$ : fréquence des quatre porteuses).

- La première famille centrée autour de la fréquence  $4mf$  est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés (Fig.III.21.e).

Les figures (III.22.\*) montrent les variations, en fonction du taux de modulation  $r$ , de l'amplitude du fondamental et le taux d'harmoniques (fig.a) et celles des harmoniques (fig.b) pour  $m=6$ . On constate que :

- Le taux de modulation  $r$  permet, comme pour la stratégie à porteuse unique, un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de  $r=0$  à 1.

- Le taux de d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente. Il est meilleur avec cette stratégie que celle d'une seule porteuse.

- Les harmoniques du rang 23 et 25 sont les plus importants pour  $r=0.2$ , pour  $r=1$  on a les harmoniques 13 et 23 les plus importants. Et à partir de 0.2 jusqu'au 0.8 on a les harmoniques 17 et 19 les plus importants.

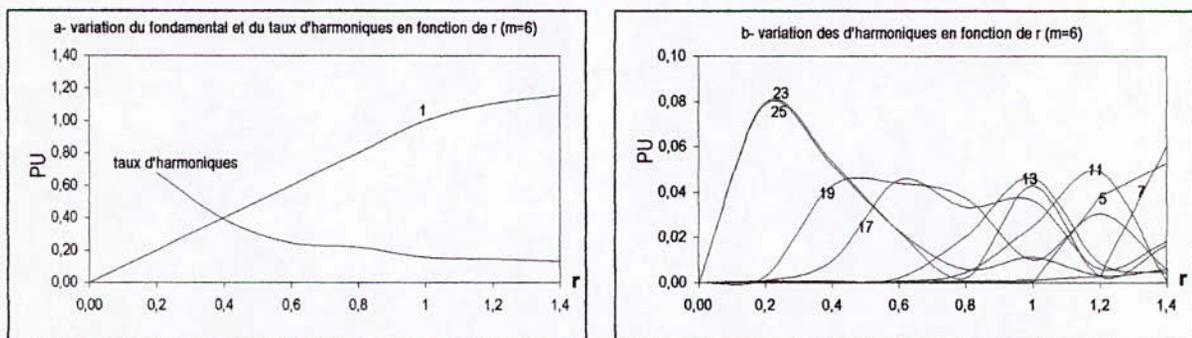


Fig.III.22.\*- Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=6$ ).

Les figures (III.23.\*) montrent la conduite de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (algorithme 1).

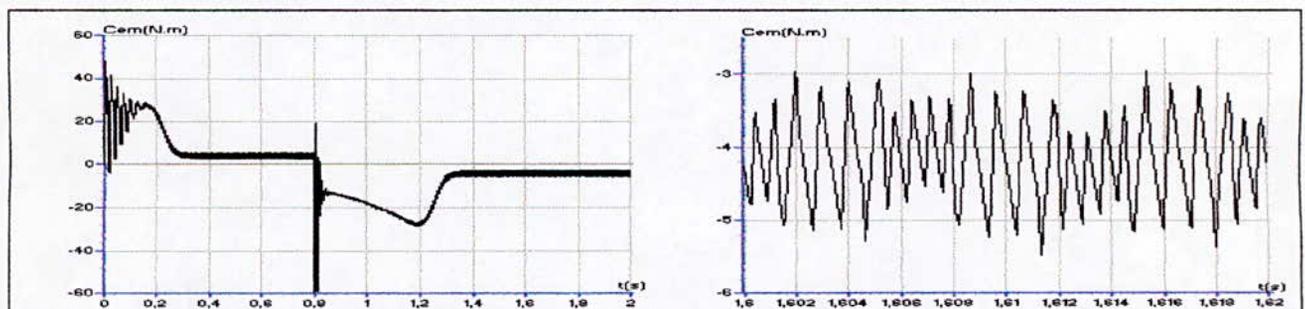


Fig.III.23.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=6, r=0.8$ ).

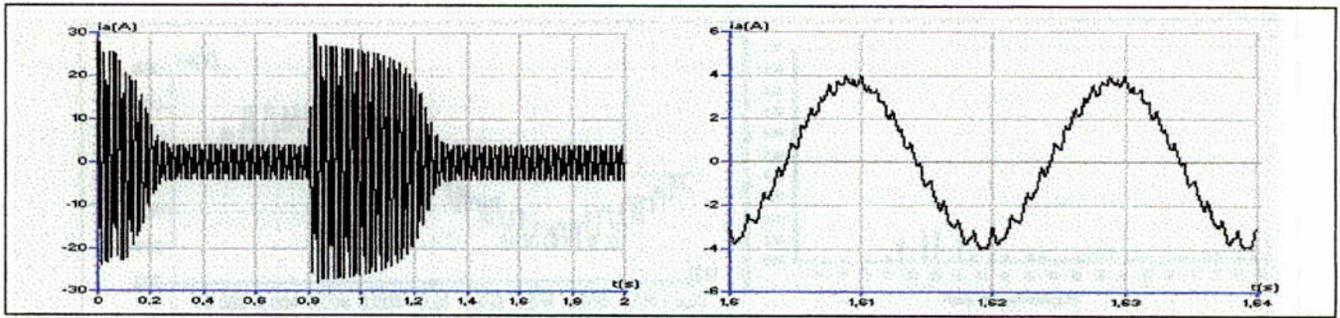


Fig.III.23.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=6, r=0.8$ ).

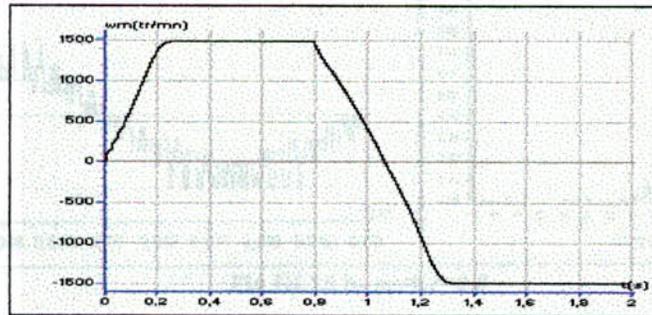


Fig.III.23.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=6, r=0.8$ ).

• **Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires (algorithme 1) :**

Afin d'améliorer le taux d'harmoniques de l'algorithme 1 et éliminer les harmoniques pairs, on utilise quatre porteuses triangulaires (Fig.III.24), Les équations de ces porteuses sont données par le système (II.13).

$$\begin{cases}
 U_{p1} = \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{4t}{T_p} - 1 \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left( -\frac{4t}{T_p} + 3 \right) & ; \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p2} = \begin{cases} U_{pm} \left( -\frac{4t}{T_p} \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{4t}{T_p} - 2 \right) & ; \frac{T_p}{4} < t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left( -\frac{4t}{T_p} + 4 \right) & ; \frac{3T_p}{4} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p3} = -U_{p1} \\
 U_{p4} = -U_{p2}
 \end{cases} \quad (III.13)$$

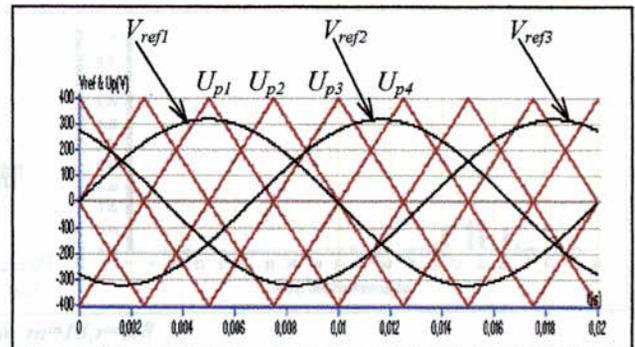


Fig.III.24- Les différentes signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1) ( $m=2, r=0.8$ )

Les figures (III.25.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.

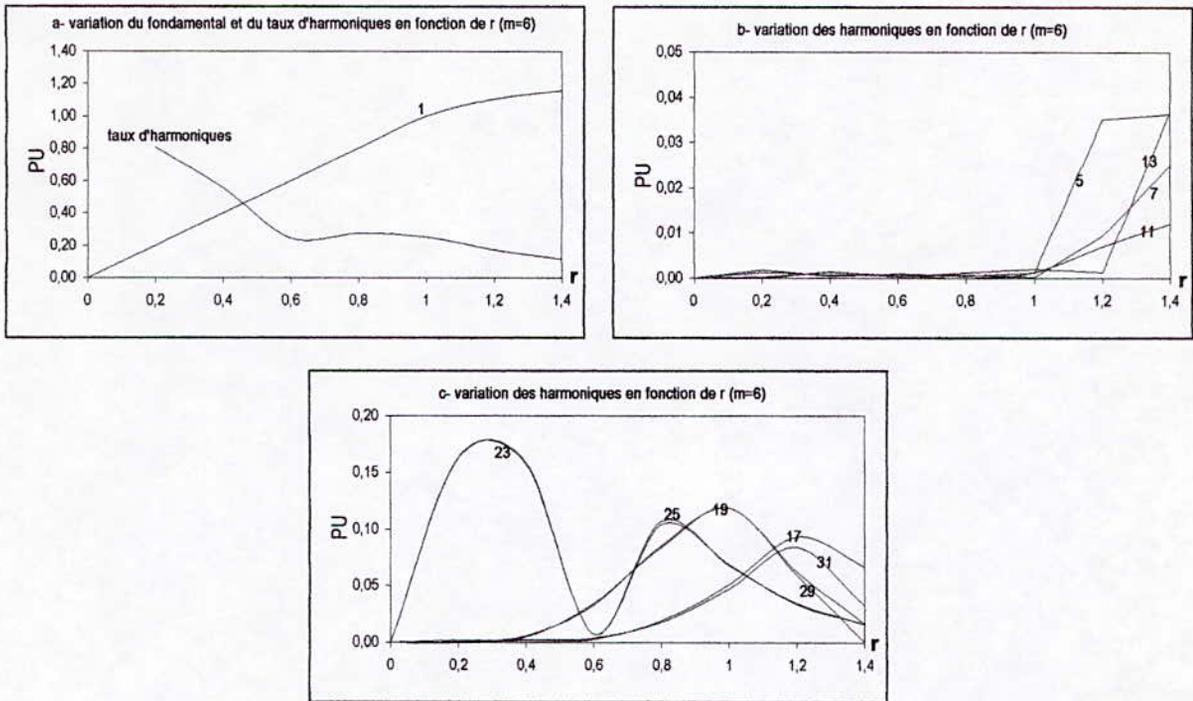


Fig.III.27.\*- Caractéristiques, de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1) ( $m=6$ )

• Algorithme 2 :

Dans cet algorithme on utilise quatre porteuses triangulaires ( $U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$ ), décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension  $U_{pm}$  (fig.III.28), d'où les équations des porteuses suivantes :

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

$$\begin{aligned} U_{p2}(t) &= U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) &= U_{p1}(t) - U_{pm} \\ U_{p4}(t) &= U_{p1}(t) - 2U_{pm} \end{aligned} \quad (III.14)$$

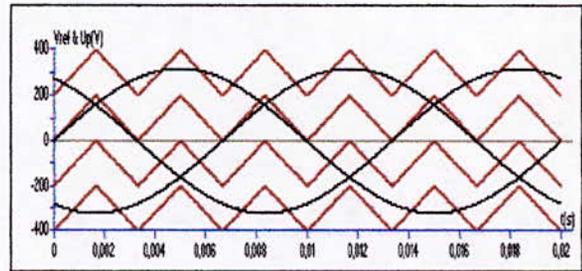


Fig.III.28- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (Algorithme 2) ( $m=6, r=0.8$ )

Pour cet algorithme le coefficient de réglage  $r$  a pour expression :  $r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$

L'algorithme de commande est le même que celui vu précédemment (algorithme 1), Les figures (III.29.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre pour des différentes valeur de  $m$  commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse (algorithme 2).

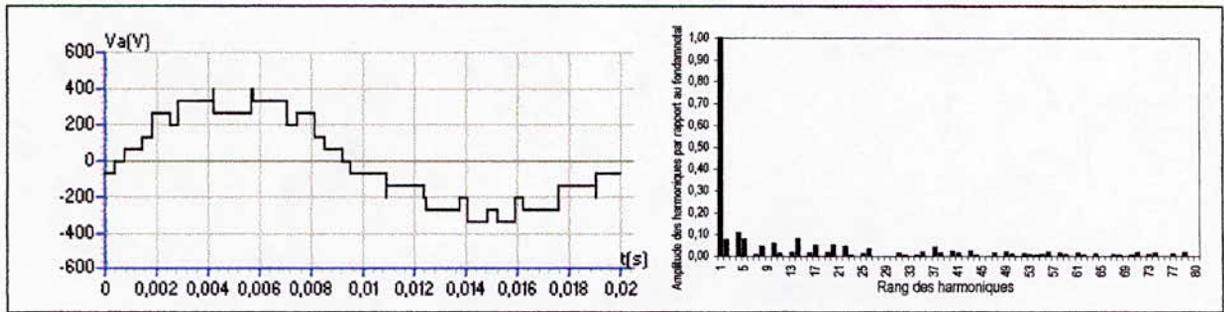


Fig. III.29.a-  $m=6, r=0.8$

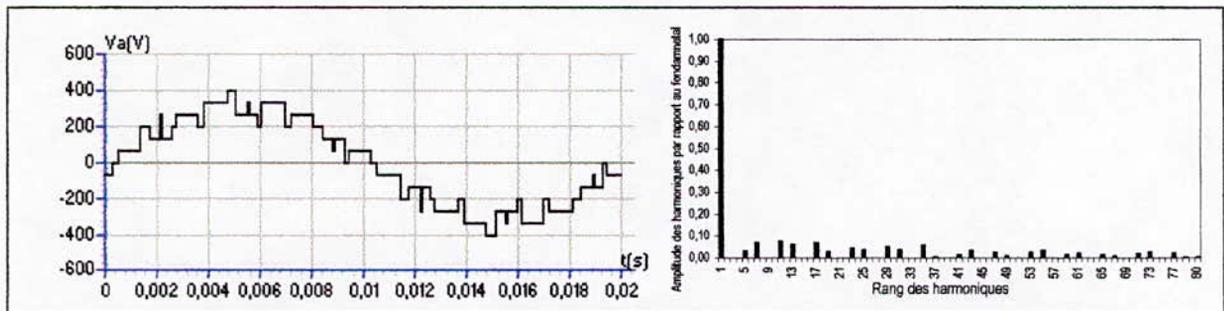


Fig. III.29.b-  $m=9, r=0.8$

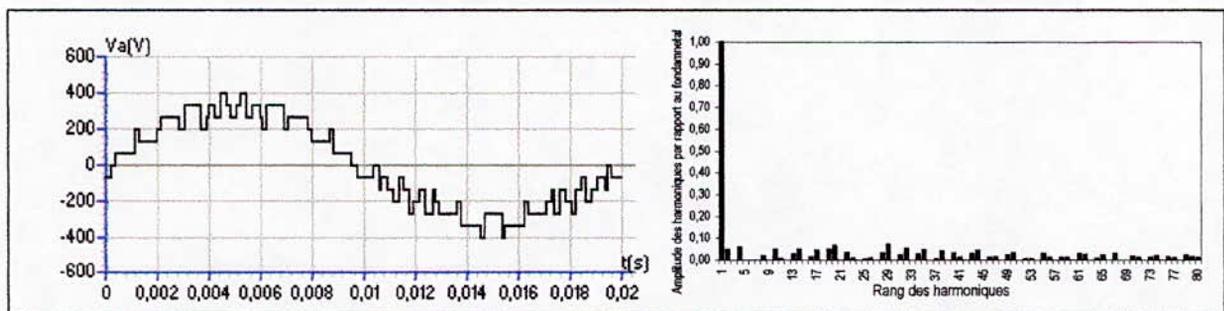


Fig. III.29.c-  $m=12, r=0.8$

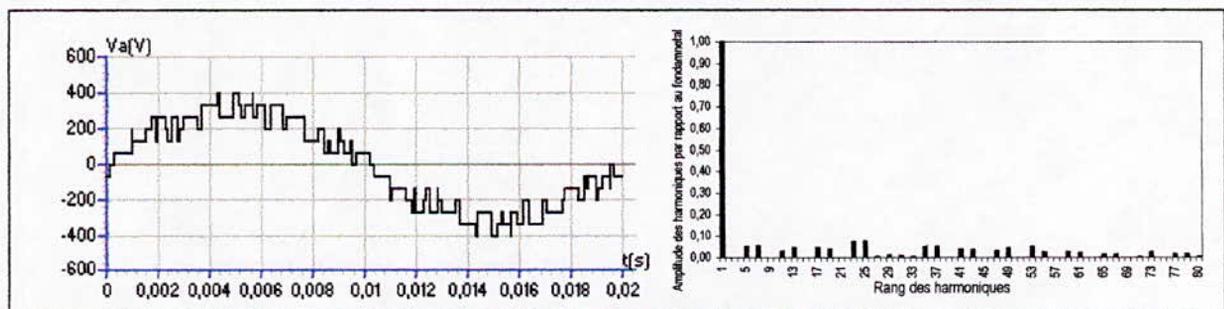


Fig. III.29.d-  $m=15, r=0.8$

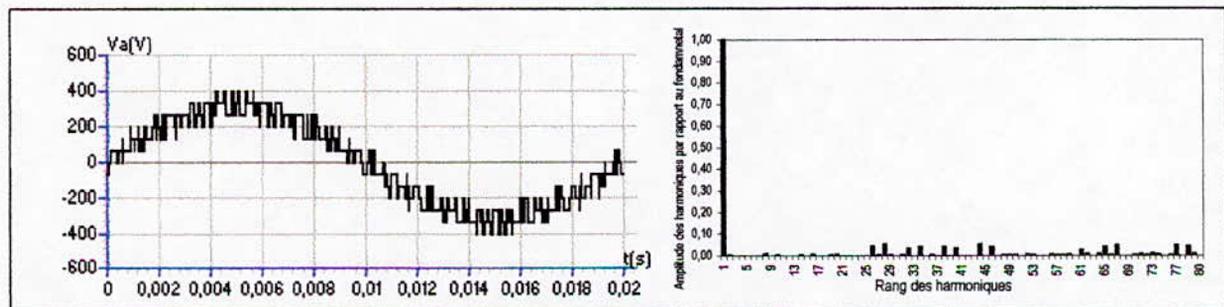


Fig. III.29.e-  $m=36, r=0.8$

Fig. III.29.\*- La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (Algorithme 2)

Les figures (III.30.\*) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2).

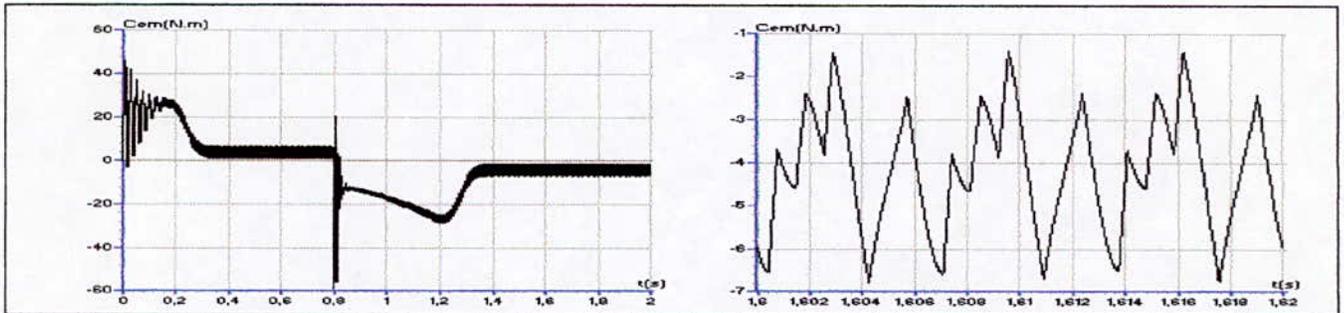


Fig.III.30.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2)

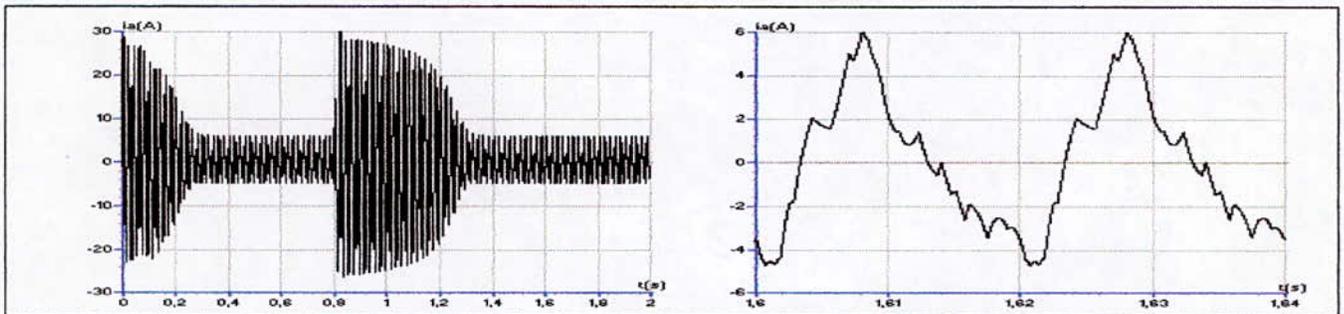


Fig.III.30.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2)

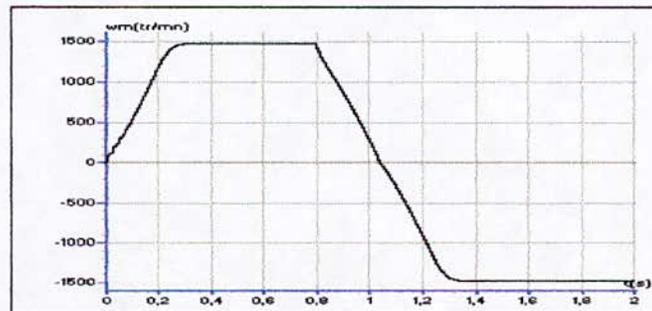


Fig.III.30.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2)

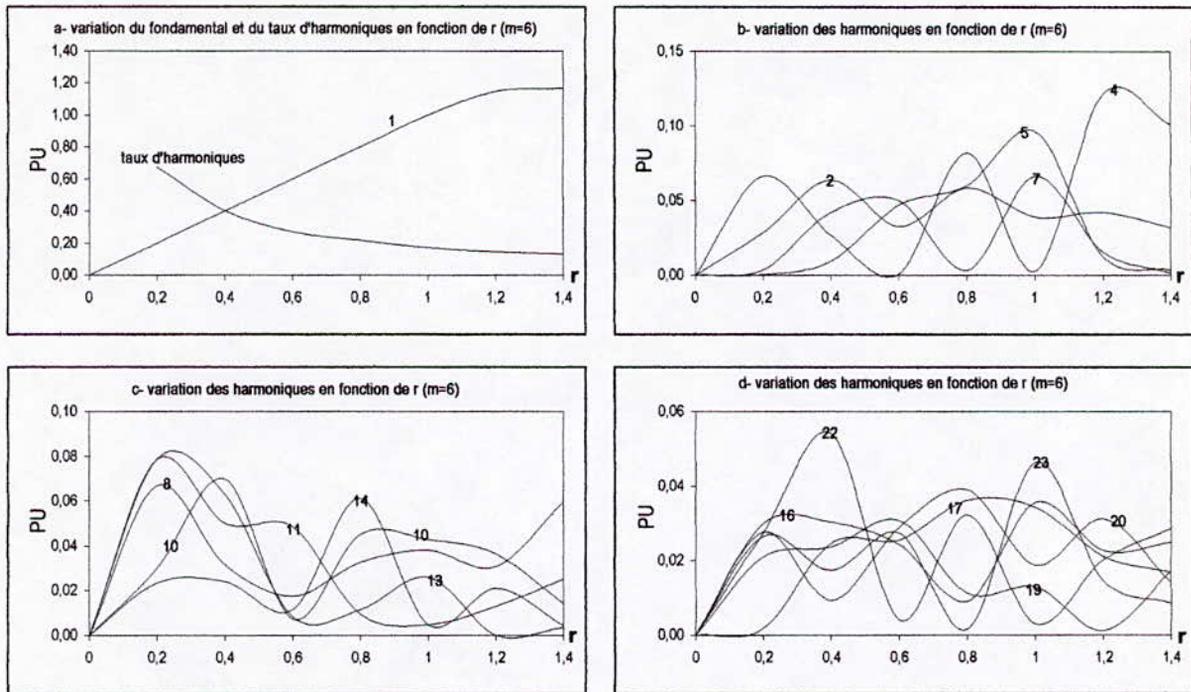


Fig.III.31.\*- Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 2) ( $m=6$ ).

On note que :

- Le couple électromagnétique à une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur à cause de la présence des harmoniques de rang 2 et 4.
- La présence des harmoniques pairs et impairs dans le cas de  $m$  pair, et seulement des harmoniques impairs dans le cas de  $m$  impair.
- L'allure de la vitesse est presque identique pour les deux algorithmes, la machine atteint la vitesse de 1460 tr/mn au bout de 0.28 seconde.
- La caractéristique de réglage obtenu avec cet algorithme est linéaire de 0 à 1.15 $U_c$ .

• **Algorithme 3 :**

Dans cet algorithme on utilise quatre porteuses triangulaires ( $U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$ ), identique au 2<sup>ème</sup> algorithme, sauf que, les tensions ( $U_{p1}, U_{p4}$ ) et ( $U_{p2}, U_{p3}$ ) sont symétriques par rapport à l'axe de temps (fig.III.32), d'où les équations des porteuses suivantes :

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

$$\begin{aligned} U_{p2}(t) &= U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) &= -U_{p1}(t) \\ U_{p4}(t) &= -U_{p2}(t) \end{aligned} \quad (III.15)$$

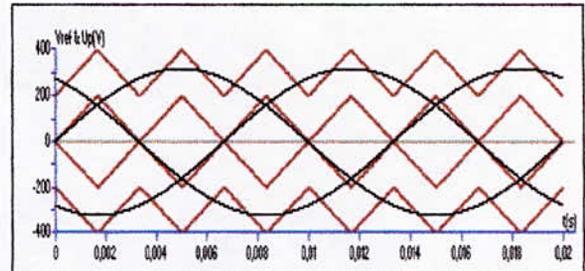


Fig.III.32- Les différentes signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 3) ( $m=6, r=0.8$ )

L'algorithme de commande est le même que celui vu précédemment (algorithme 1), Les figures (III.33.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse (algorithme 3).

On remarque que les résultats obtenus sont identiques à la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, donc, on a deux stratégie de commande qui nous donne des résultats identiques, la seule différences est dans la réalisation des circuits de commande.

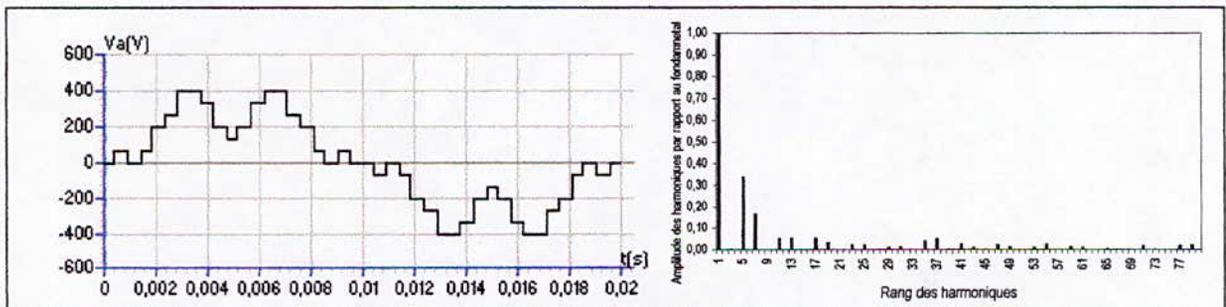


Fig.III.33.a-  $m=6, r=0.8$

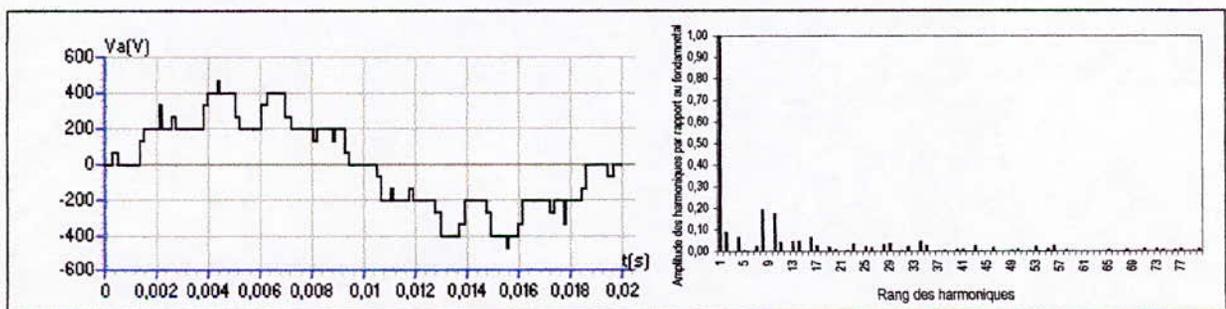


Fig. III.33.b-  $m=9, r=0.8$

Fig. III.33.\*- La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 3)

### III.6- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois

Comme pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse et dans le même but d'élargir la zone linéaire de réglage de tension de l'onduleur à cinq niveaux, on injecte les harmoniques multiples de trois dans les tensions de références.

On va voir dans cette partie les deux premiers algorithmes développés dans la paragraphe précédent ( triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses).

#### • *Algorithme 1 :*

Les équations des porteuses et l'algorithme de commande sont les même que dans le cas sans injection de l'harmoniques trois.

Les figures (III.36.\*) montrent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmoniques trois (Algorithme 1)

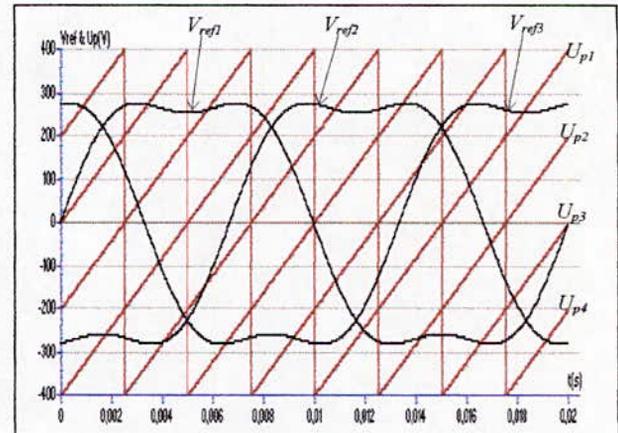


Fig.III.34- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1) ( $m=7, r=0.8$ )

#### • *Algorithme 2 :*

L'algorithme de commande est le même que celui vu précédemment (algorithme 1), Les figures (III.37.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre pour des différentes valeur de  $m$  commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale quatre porteuses avec injection de l'harmoniques trois (algorithme 2).

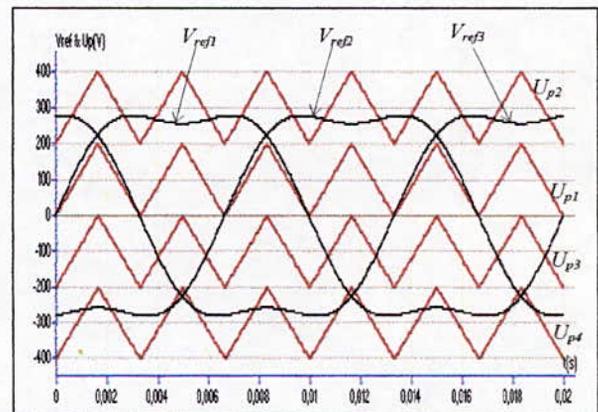


Fig.III.35- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (Algorithme 2) ( $m=6, r=0.8$ )

Les figures (III.40.\*) et (III.41.\*) représentent respectivement les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1) et (Algorithme 2).

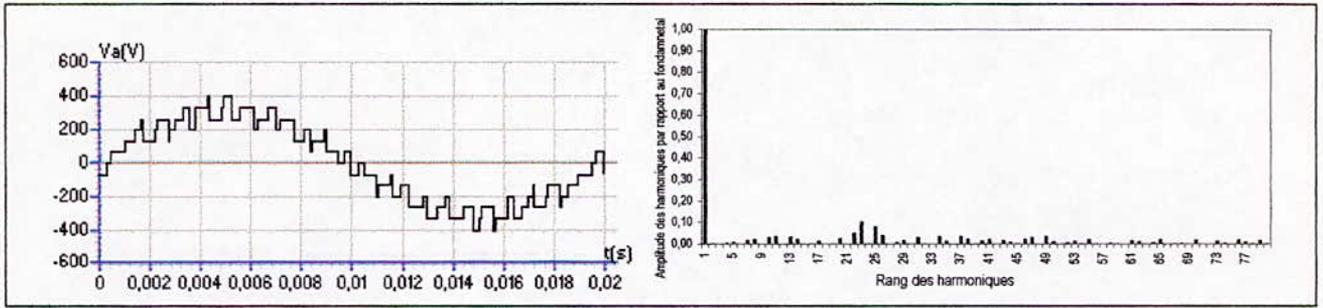


Fig. III.36.a-  $m=6, r=0.8$

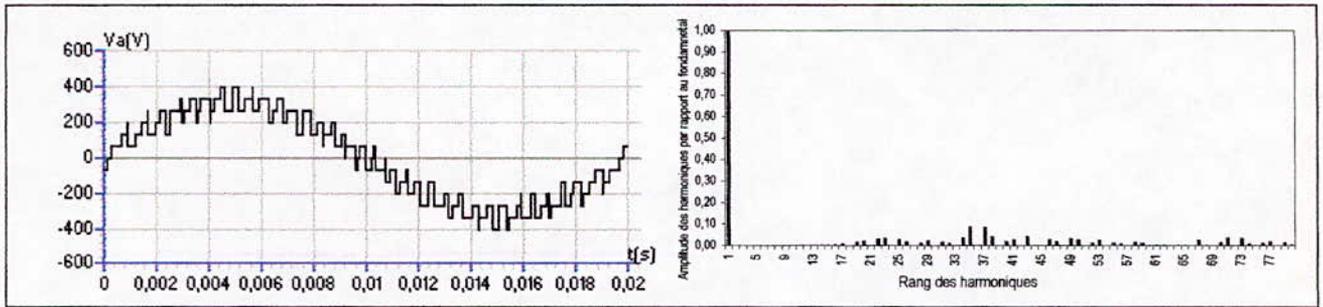


Fig. III.36.b-  $m=9, r=0.8$

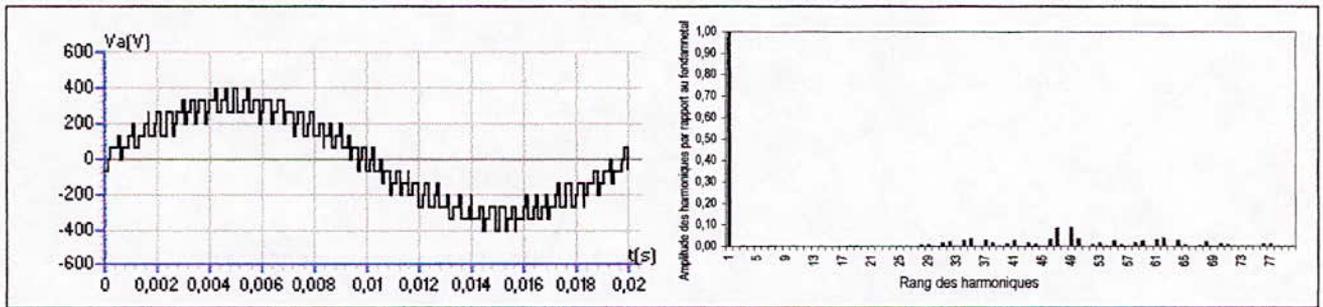


Fig. III.36.c-  $m=12, r=0.8$

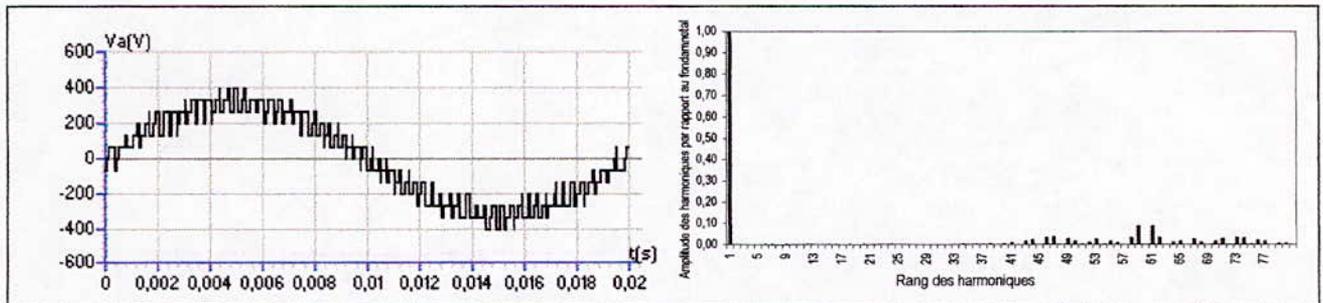


Fig. III.36.d-  $m=15, r=0.8$

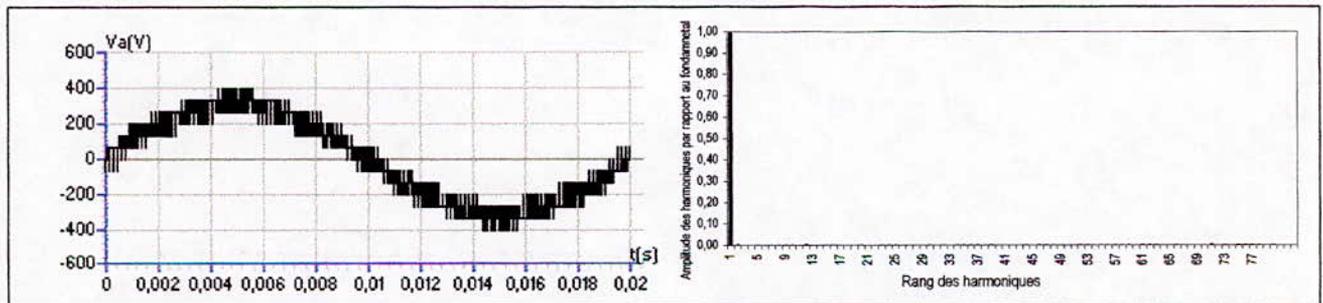


Fig. III.36.e-  $m=36, r=0.8$

Fig. III.36.\*- La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1)

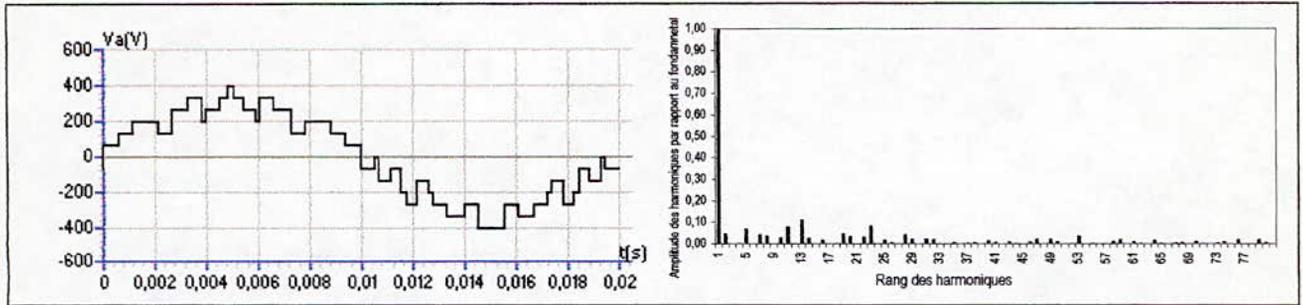


Fig. III.37.a-  $m=6, r=0.8$

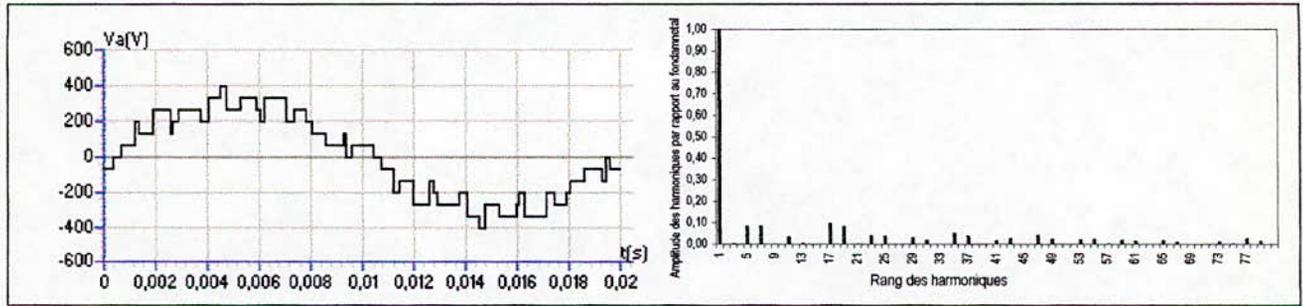


Fig. III.37.b-  $m=9, r=0.8$

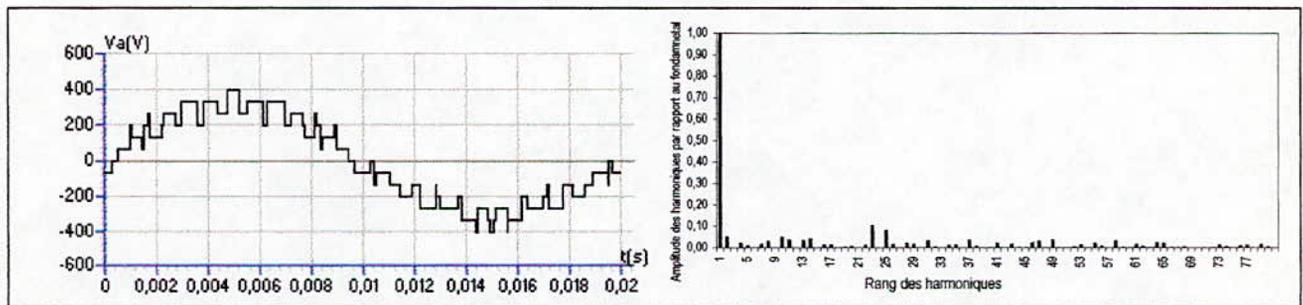


Fig. III.37.c-  $m=12, r=0.8$

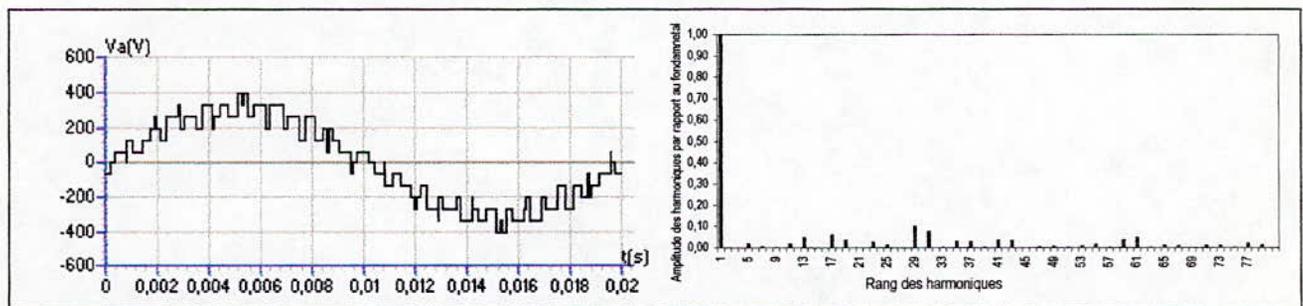


Fig. III.37.d-  $m=15, r=0.8$

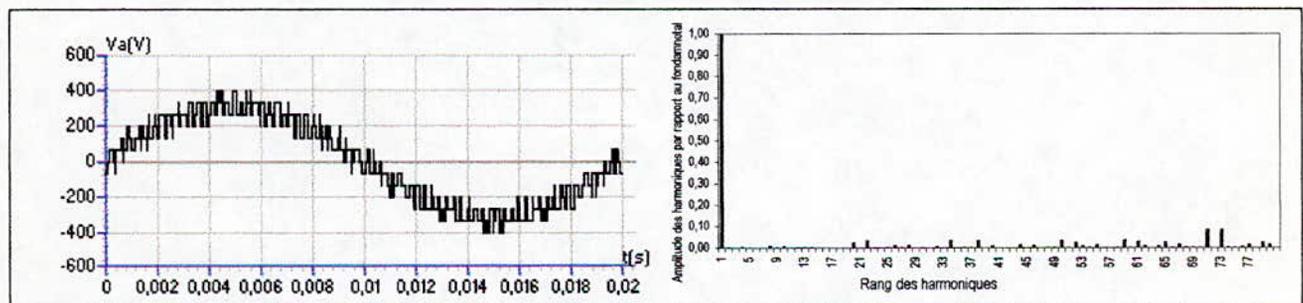


Fig. III.37.e-  $m=36, r=0.8$

Fig. III.37.\*- La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2)

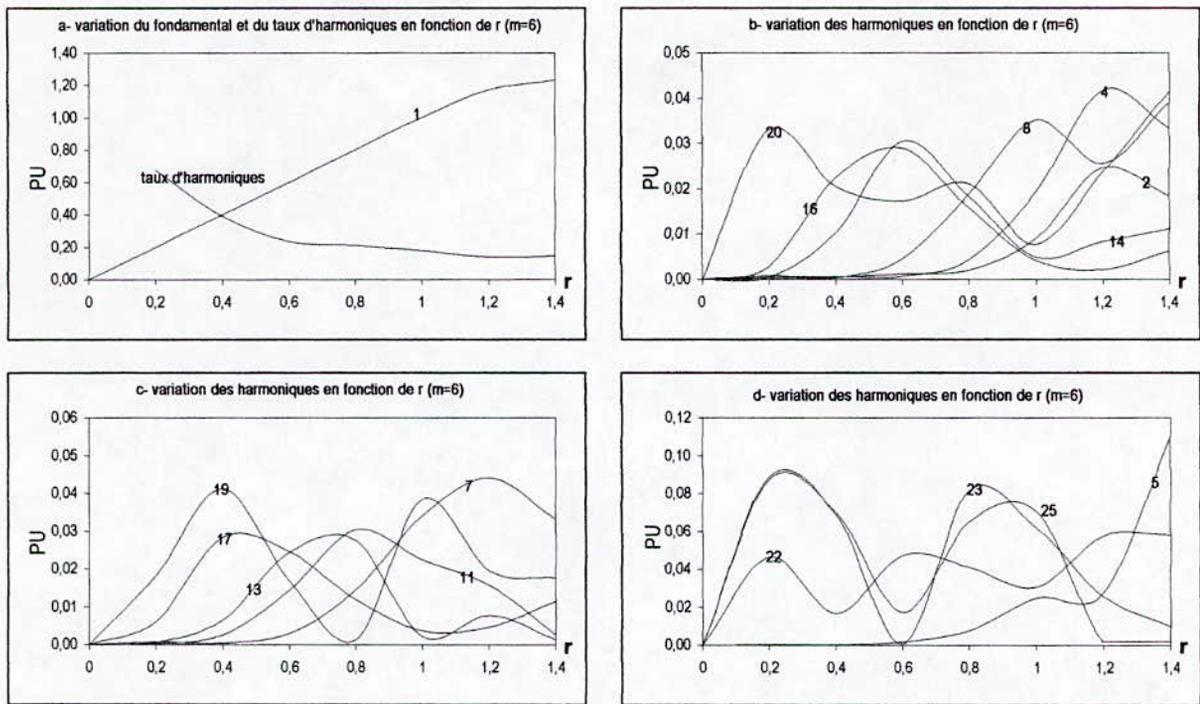


Fig.III.38.\*- Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1) ( $m=6$ ).

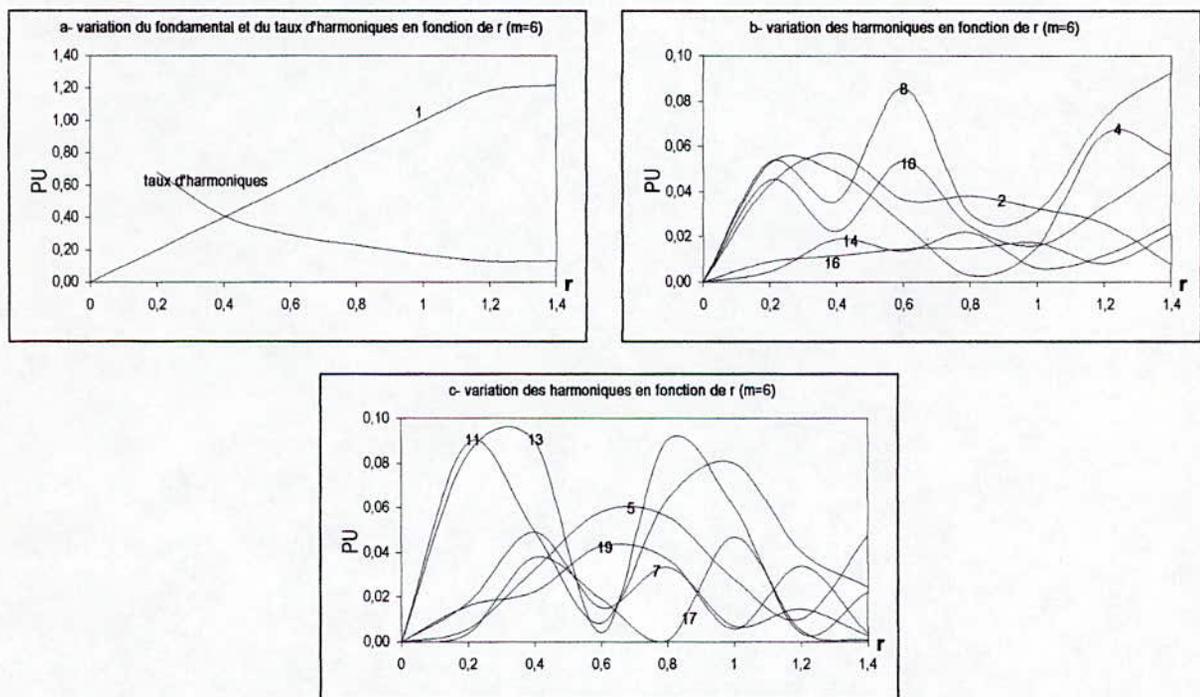


Fig.III.39.\*- Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2) ( $m=6$ ).

On note que :

Pour l'algorithme 1, le spectre de la tension  $V_A$  présente toujours des harmoniques de rang pairs et impairs à cause de l'antisymétrie des porteuses qui sont en dents de scie, seuls les harmoniques multiples de trois sont nuls.

Pour l'algorithme 2, le spectre de tension présente des harmoniques pairs et impairs dans le cas de  $m$  pair, et seulement des harmoniques impairs dans le cas de  $m$  impairs.

Cette injection d'harmoniques trois a influé principalement sur la caractéristique de réglage, en augmentant la largeur de la zone linéaire de réglage d'environ 20%, d'où on obtient une caractéristique de réglage linéaire de  $r=0$  à 1.2.

Le taux d'harmonique diminue quand  $r$  augmente. Il a presque la même allure dans les deux algorithmes.

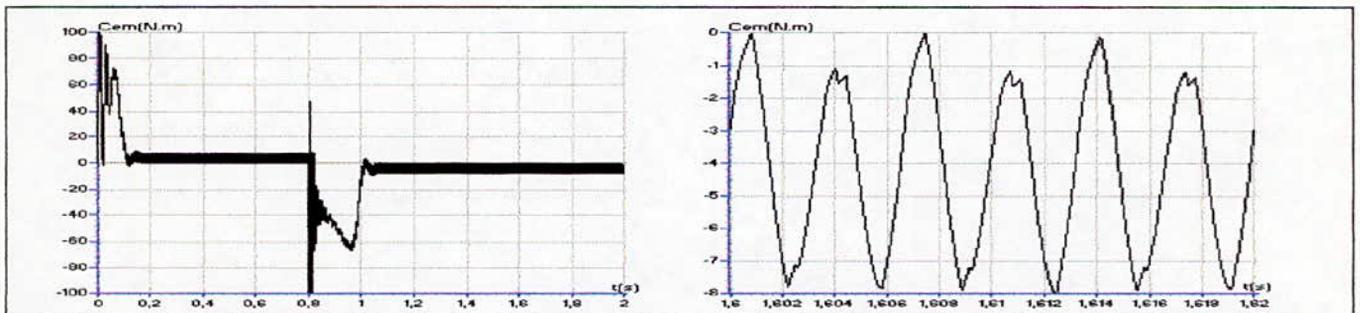


Fig. III.40.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1) ( $m=6$ ).

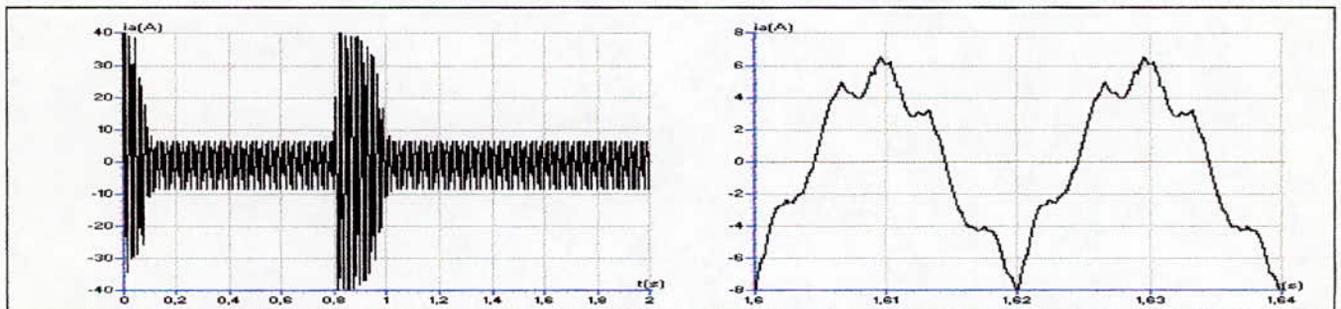


Fig. III.40.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1) ( $m=6$ ).

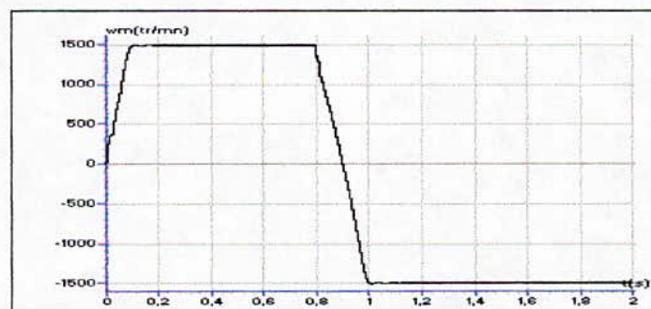


Fig. III.40.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 1) ( $m=6$ ).

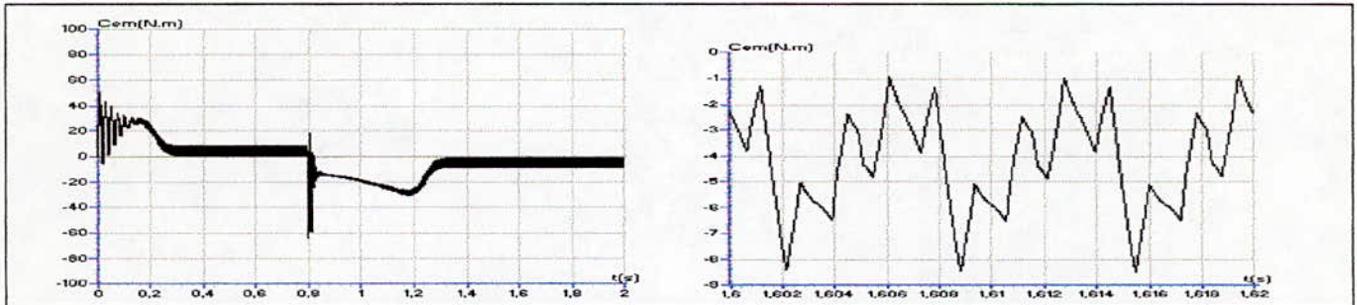


Fig. III.41.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2) ( $m=6$ ).

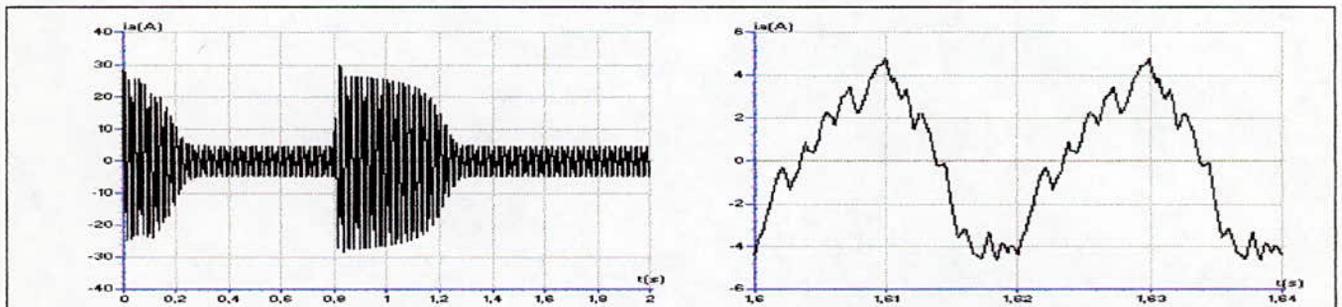


Fig. III.41.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2) ( $m=6$ ).

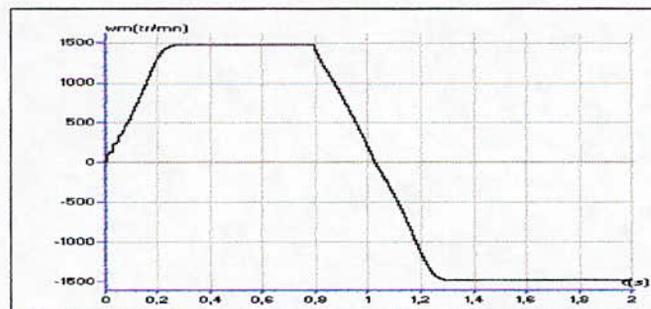


Fig. III.41.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2) ( $m=6$ ).

On note que :

- Pour les deux algorithmes, le couple électromagnétique a une fréquence trois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Fig.40.a) et (fig41.a), cela est dû à l'existence des harmoniques de rang 2 et 4 (Fig.36.a) et (Fig.37.a).

## III.7- Modulation vectorielle

## • Principe

Cette nouvelle modulation vectorielle peut utiliser aussi bien une ou quatre porteuses. Nous nous contenterons de présenter l'algorithme utilisant quatre porteuses bipolaires en dents de scie (Comme déjà fait pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses).

Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à cinq niveaux est une association en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

On définit à partir du vecteur de référence  $V_{sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$  quatre nouveaux vecteurs de référence  $V_{sref1}$ ,  $V_{sref2}$ ,  $V_{sref3}$  et  $V_{sref4}$ . Ces nouveaux vecteurs de référence sont définis comme suit :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + 2V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref3}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \\ V_{sref4}[i] = V_{sref}[i] - 2V_0 \end{cases} \quad \text{avec } i=1,2,3 \quad (\text{III.16})$$

La tension  $V_0$  de fréquence  $3f$  ( $f$ : est la fréquence des tensions du vecteur de référence) est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = \frac{\{ \max(V_{sref}) + \min(V_{sref}) \}}{4} \quad (\text{III.17})$$

$U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}$  et  $U_{p4}$  sont les quatre porteuses triangulaires (les mêmes que celles utilisées dans la commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires).

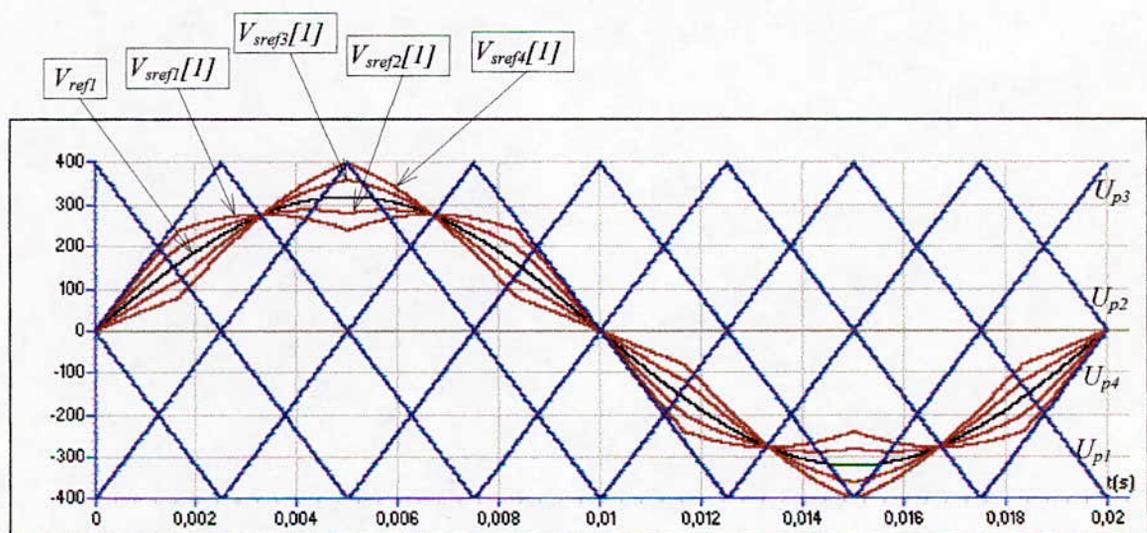


Fig.III.42- Différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle ( $m=2, r=0.8$ )

- Algorithme de commande

L'algorithme de la génération des ordres de commande des interrupteurs avec cette stratégie se résume aux deux étapes suivantes :

**Etape 1 :** Détermination des tensions intermédiaires  $V_{1M}[i], V_{2M}[i], V_{3M}[i]$  et  $V_{4M}[i]$  (images de sortie des quatre onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à cinq niveaux)

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 2U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = U_c \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref2}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = U_c \\ V_{sref2}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = 0 \end{cases} \quad (III.18)$$

$$\begin{cases} V_{sref3}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = 0 \\ V_{sref3}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = -U_c \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref4}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -U_c \\ V_{sref4}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -2U_c \end{cases}$$

**Etape 2 :** détermination de la variable intermédiaire  $V_{0M}[i]$  image de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et des ordres de commande des interrupteurs :

$$V_{0M}[i] = V_{1M}[i] + V_{2M}[i] + V_{3M}[i] + V_{4M}[i] \quad (III.19)$$

d'où les commandes des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{0M}[i] = 2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1; \\ V_{0M}[i] = U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 0; \\ V_{0M}[i] = 0 & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \\ V_{0M}[i] = -U_c & \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 1; \\ V_{0M}[i] = -2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \end{cases} \quad (III.20)$$

Les figures (III.43.\*) montrent que la tension présente des harmoniques pairs et impairs. Les harmoniques de rang 2 et 4 ont des amplitudes comparables. Les premiers harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de rang 8,10,14 et 16 pour  $m=12$  (Fig.III.43.a).

Les harmoniques sont centrés autour de la fréquence multiple de  $mf$  et non  $4mf$  (Fig.III.43.\*).

Les figures (III.44.\*) montrent les caractéristiques de la conduite de la machine alimentée par l'onduleur triphasé commandé par la stratégie de modulation vectorielle ( $m=12, r=0.8$ ). Le moteur entraîne une charge imposant un couple résistant de 4 Nm. Le couple électromagnétique à une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur à cause de l'interaction des harmoniques de rang 2 et 4 pour  $m=12$ .

Les caractéristiques de réglage de l'amplitude du fondamental des tensions est linéaire de  $r=0$  à 1, et les taux d'harmoniques décroît avec  $r$  (Fig.III.45.\*).

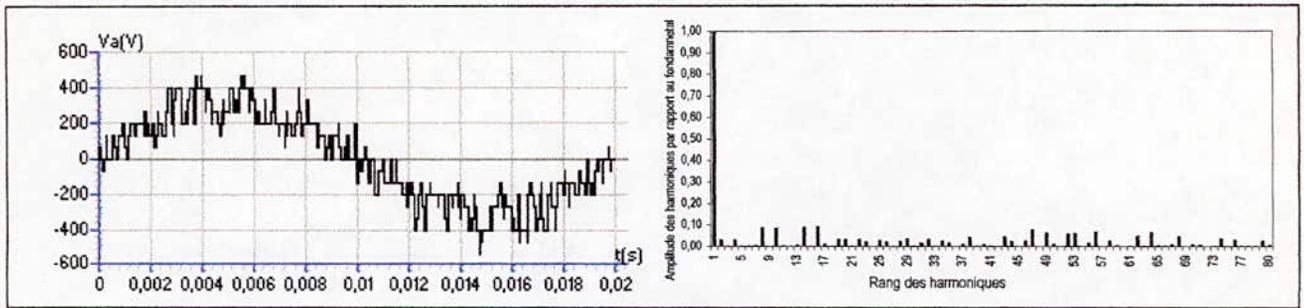


Fig. III.43.a-  $m=12, r=0.8$

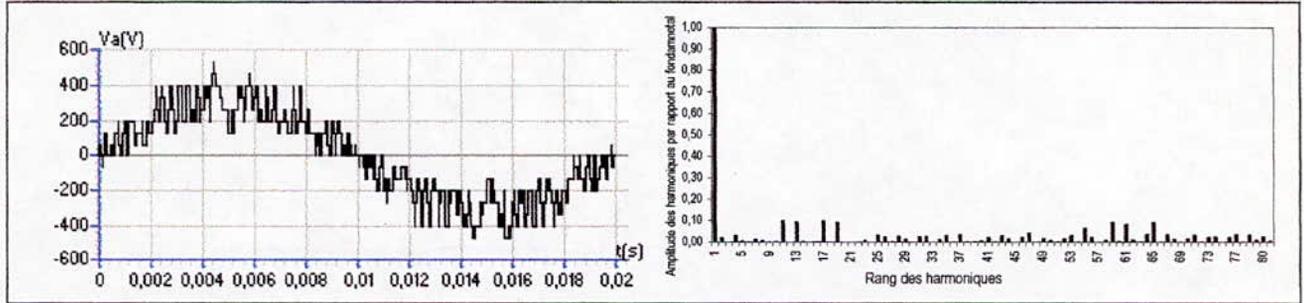


Fig. III.43.b-  $m=15, r=0.8$

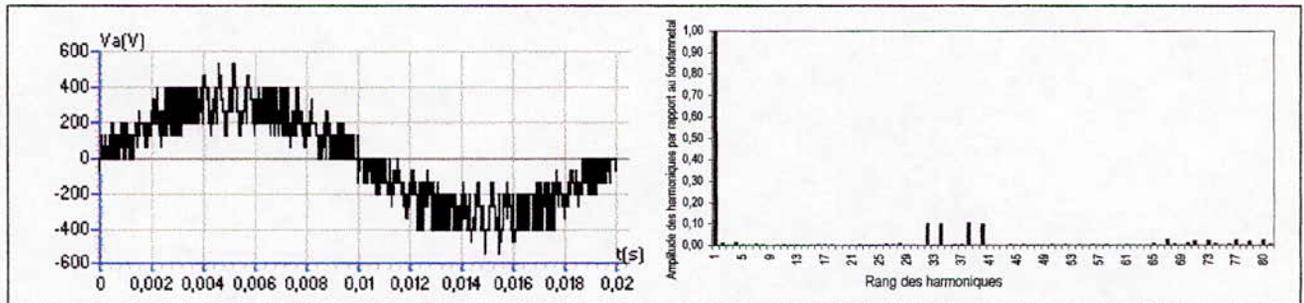


Fig. III.43.c-  $m=36, r=0.8$

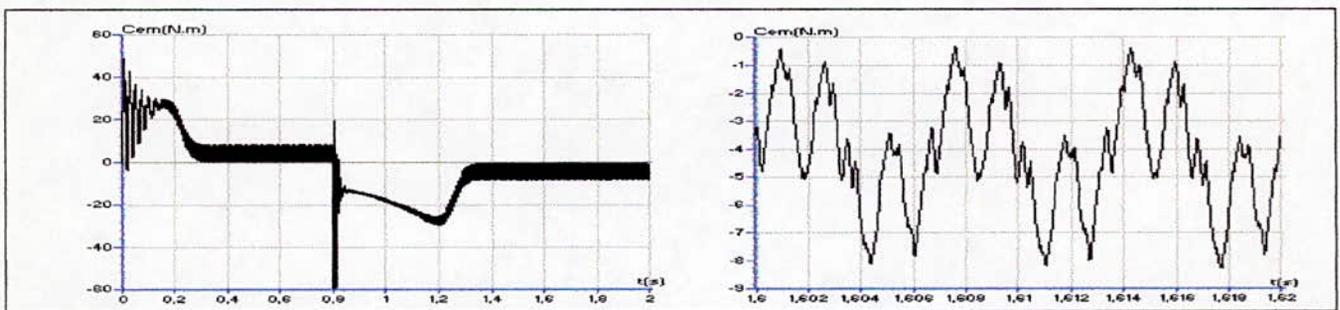


Fig. III.44.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ( $m=12$ ).

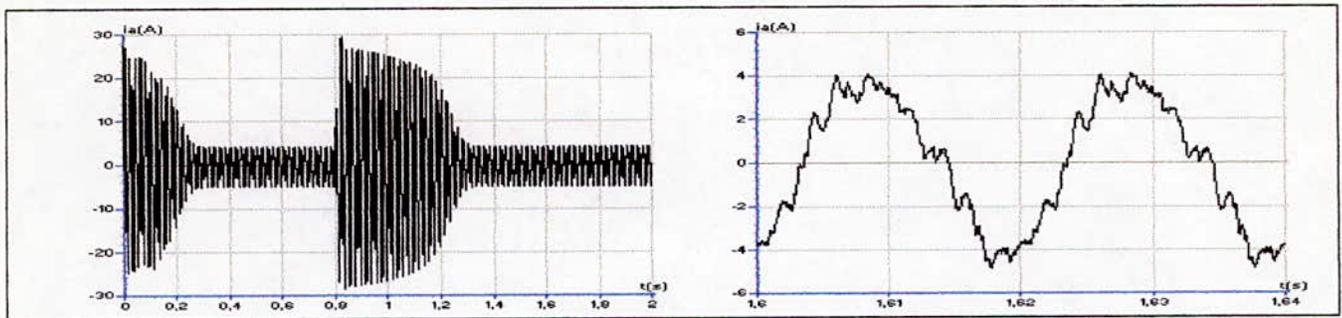


Fig.III.44.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ( $m=12$ ).

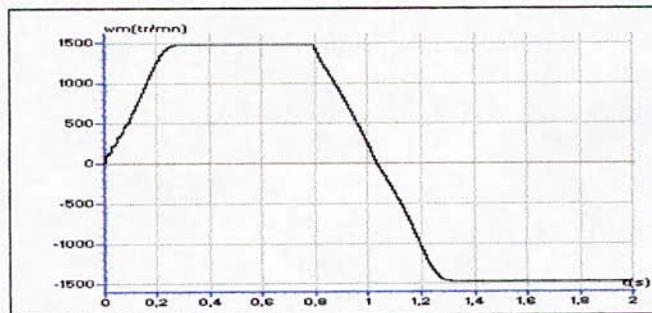


Fig.III.44.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ( $m=12$ ).

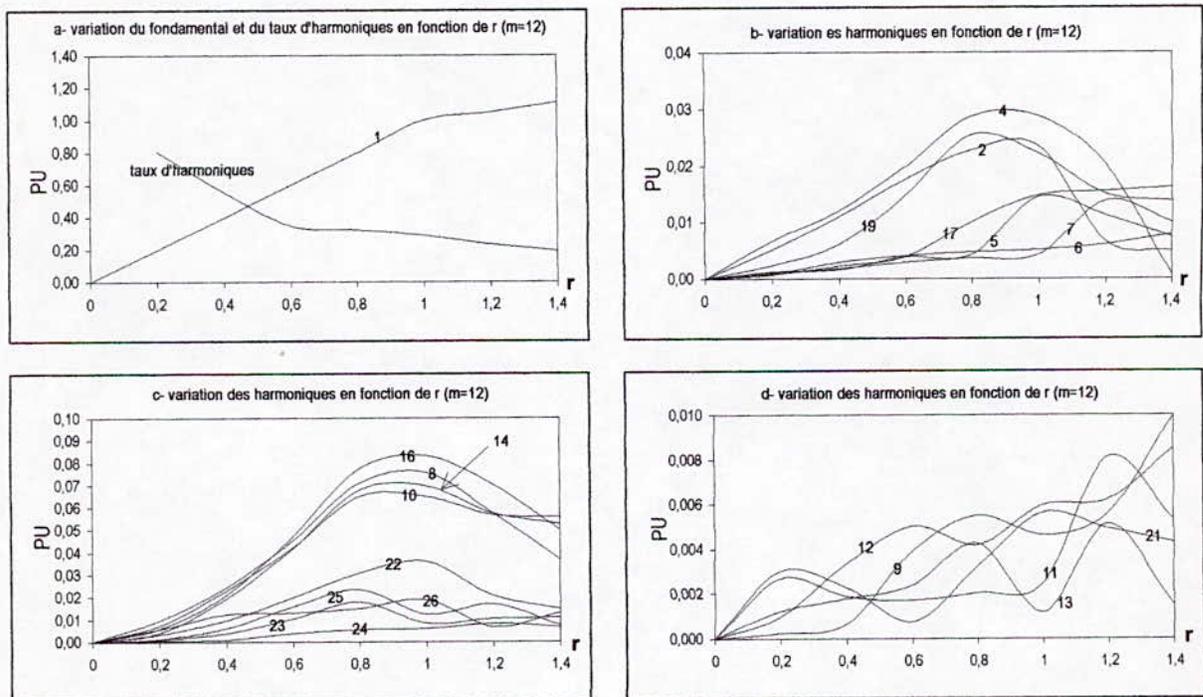


Fig.III.45.\*- Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ( $m=12$ ).

## III.8- Modulation calculée

Dans cette partie, on va présenter deux algorithmes de commande des onduleurs à cinq niveaux destinés à une réalisation numérique, et utilisant les modèles de commande de ces convertisseurs présentés dans le chapitre précédent (Chapitre II).

L'organigramme général d'une stratégie de commande utilisant ces modèles de commande est présenté à la figure (III.46).

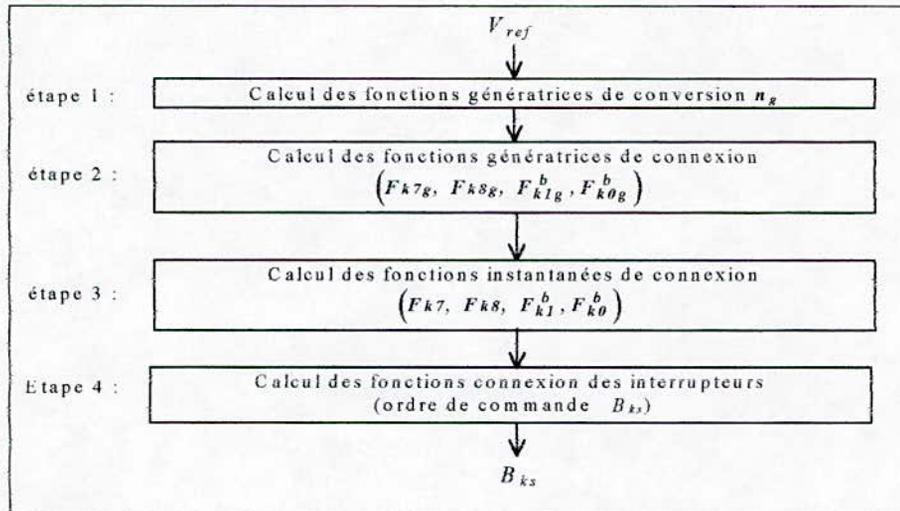


Fig.III.46- Organigramme d'une modulation calculée utilisant les modèles de commande des onduleurs à cinq niveaux à structure NPC.

- **Algorithme 1 :**

Cet algorithme est basé sur la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse déjà présentée dans ce chapitre. Les différentes étapes de l'organigramme de la figure (III.46) s'expriment pour cet algorithme comme suit :

**Etape 1 :** Calcul des fonctions génératrices de conversion simples  $n_{gk}$  :

$$n_{gk} = \frac{V_{refk}}{U_c}; \quad k = 1,2,3 \quad (III.21)$$

**Etape 2 :** Calcul des fonctions génératrices de connexion :

$$\begin{cases} 0 < |n_{gk}| < 1 \Rightarrow \begin{cases} F_{k78g} = n_{gk} \\ F_{k01g}^b = 0 \end{cases} \\ 1 < |n_{gk}| < 2 \Rightarrow \begin{cases} F_{k01g}^b = \frac{n_{gk}}{2} \\ F_{k78g} = 0 \end{cases} \end{cases} \quad (III.22)$$

$F_{k01g}^b$  et  $F_{k78g}$  sont deux fonctions génératrices intermédiaires.

**N.B. :** Les deux algorithmes sont développés pour :  $-2 < n_{gk} < 2$ , (c-à-d :  $r \in [0,1]$ ).

**Etape 3** : Calcul des fonctions instantanées de connexion :

On définit dans cet algorithme les variables temporelles suivantes :

$$\begin{cases} T_{k1} = \frac{T_h}{2} |F_{k78g}| \\ T_{k2} = \frac{T_h}{2} (2 - |F_{k78g}|) \end{cases} \quad \begin{cases} T_{k3} = \frac{T_h}{2} |F_{k10g}^b| \\ T_{k4} = \frac{T_h}{2} (2 - |F_{k10g}^b|) \end{cases} \quad (III.23)$$

Le passage des fonctions génératrices de connexion à leurs fonctions instantanées est effectué selon l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} (T_{k1} \leq t \leq T_{k2}) \Rightarrow a_k = 1 \\ (0 < t < T_{k1}) \text{ or } (T_{k2} < t < T_h) \Rightarrow a_k = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} (T_{k3} \leq t \leq T_{k4}) \Rightarrow b_k = 1 \\ (0 < t < T_{k3}) \text{ or } (T_{k3} < t < T_h) \Rightarrow b_k = 0 \end{cases} \quad (III.24)$$

$$\begin{cases} (F_{k78g} > 0) \Rightarrow (F_{k7} = a_k) \& (F_{k8} = 0) \\ (F_{k78g} < 0) \Rightarrow (F_{k7} = 0) \& (F_{k8} = a_k) \end{cases} \quad \begin{cases} (F_{k10g}^b > 0) \Rightarrow (F_{k1}^b = b_k) \& (F_{k0}^b = 0) \\ (F_{k10g}^b < 0) \Rightarrow (F_{k1}^b = 0) \& (F_{k0}^b = b_k) \end{cases}$$

**Etape 4** : Cette étape est commune à toutes les modulations de ce type. Elle se résume aux deux parties suivantes :

a)- Détermination des fonctions de connexion des interrupteurs  $(F_{ks})$  à partir de celles des demi-bras  $(F_{ki}^b)$  :

$$\begin{aligned} [(F_{k1}^b = 1) \& (F_{k0}^b = 1)] &\Rightarrow F_{k1} = 1; \quad F_{k2} = 0; \quad F_{k3} = 0; \\ [F_{k7} = 1] &\Rightarrow F_{k1} = 1; \quad F_{k2} = 1; \quad F_{k3} = 0; \\ [F_{k8} = 1] &\Rightarrow F_{k1} = 0; \quad F_{k2} = 0; \quad F_{k3} = 1; \\ [(F_{k1}^b = 1) \& (F_{k0}^b = 0)] &\Rightarrow F_{k1} = 1; \quad F_{k2} = 1; \quad F_{k3} = 1; \\ [(F_{k1}^b = 0) \& (F_{k0}^b = 1)] &\Rightarrow F_{k1} = 0; \quad F_{k2} = 0; \quad F_{k3} = 0; \end{aligned} \quad (III.25)$$

b)- Dédire les ordres de commande des semi-conducteurs :

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 \Leftrightarrow B_{ks} = 1 \\ F_{ks} = 0 \Leftrightarrow B_{ks} = 0 \end{cases} \quad (III.26)$$

Pour cet algorithme, la variable  $t$  est réinitialisée à chaque fin de période de hachage  $T_h$ .

Les figures (III.47.\*) représentent la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée ( Algorithme 1)

On note pour les résultats obtenu avec cet algorithme que :

- Pour  $m$  pair, la tension de sortie  $V_A$  présente une symétrie par rapport à  $\pi/2$  et  $\pi$ , et donc seul les harmoniques impairs existent (fig.III.47, a et c), pour  $m$  impair, on a une symétrie par rapport à  $\pi$  seulement et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Fig.III.47.b).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples  $m.f$ . La première famille centrée autour de la fréquence  $m.f$  est la plus importante de point de vue amplitude (Fig.III.47.\*).
- Pour  $m=12$ , les harmoniques les plus importants en amplitude sont de rang 11 et 13.
- La caractéristique de réglage est linéaire de  $r=0$  à  $1$ , et le taux d'harmoniques décroît quand  $r$  augmente (Fig.III.48.a).

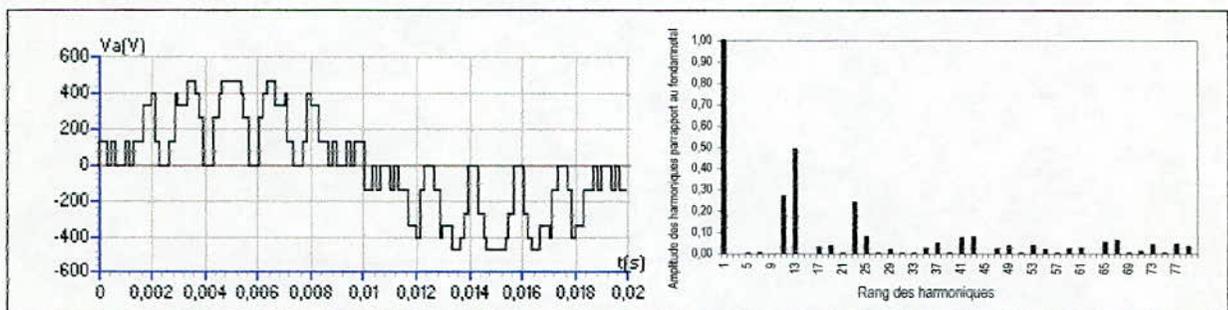


Fig.III.47.a-  $m=12, r=0.8$

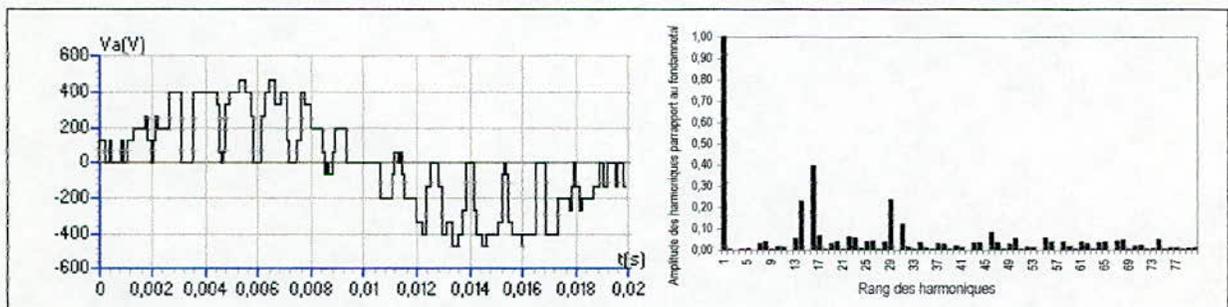


Fig.III.47.b-  $m=15, r=0.8$

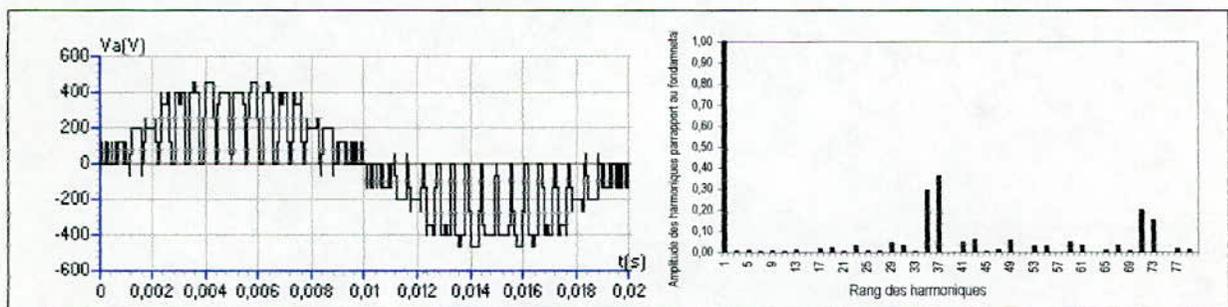


Fig.III.47.c-  $m=36, r=0.8$

Fig.III.47.\*- La tension de sortie et son spectre de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1)

Les figures (III.42.\*) représentent les caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur. Le taux d'harmoniques obtenu avec cet algorithme est très important, pour  $r=0.8$ , il représente 60% par rapport au fondamental, ce qui est très nuisible pour la machine. La caractéristique de réglage est linéaire de  $r=0$  à  $1$ .

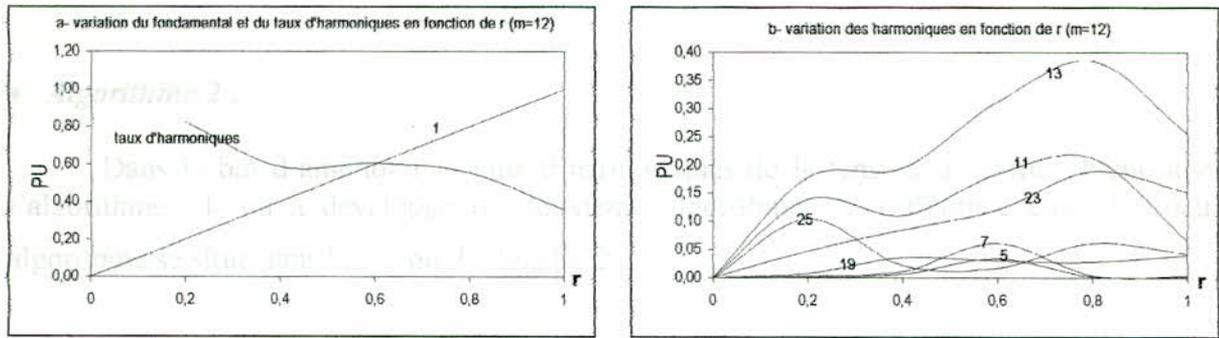


Fig.III.48.\*- Caractéristique de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1) ( $m=12$ ).

Les figures (III.49.\*) représentent la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 1).

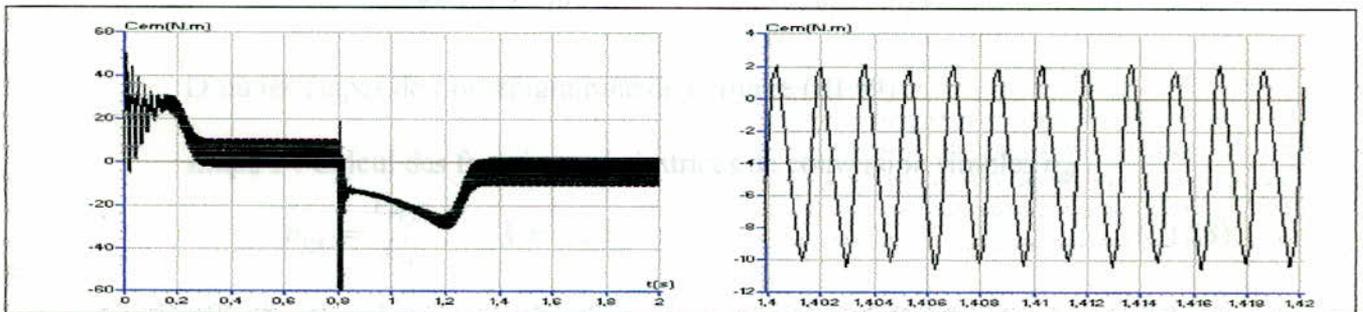


Fig. III.49.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1) ( $m=12$ ).

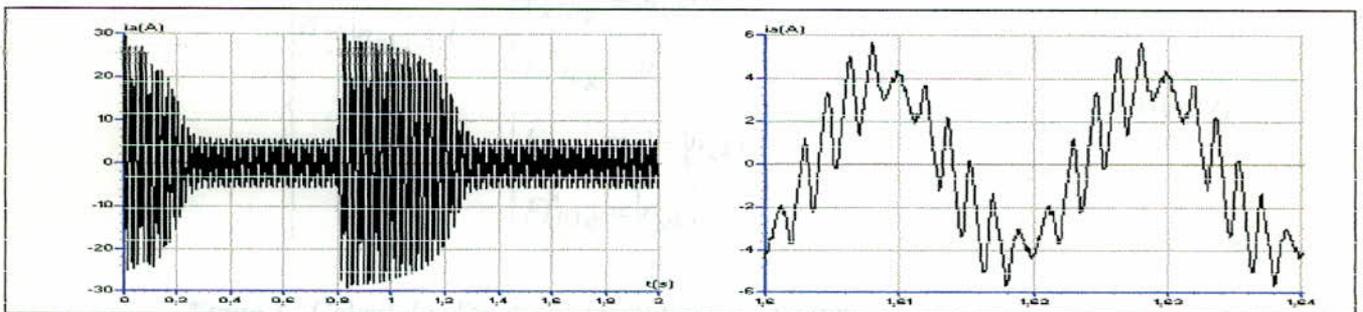


Fig. III.49.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1) ( $m=12$ ).

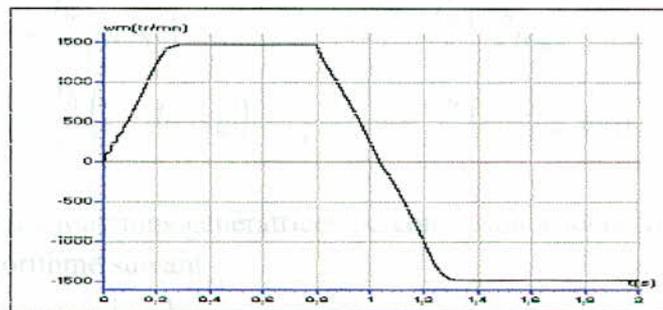


Fig. III.49.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1) ( $m=12$ ).

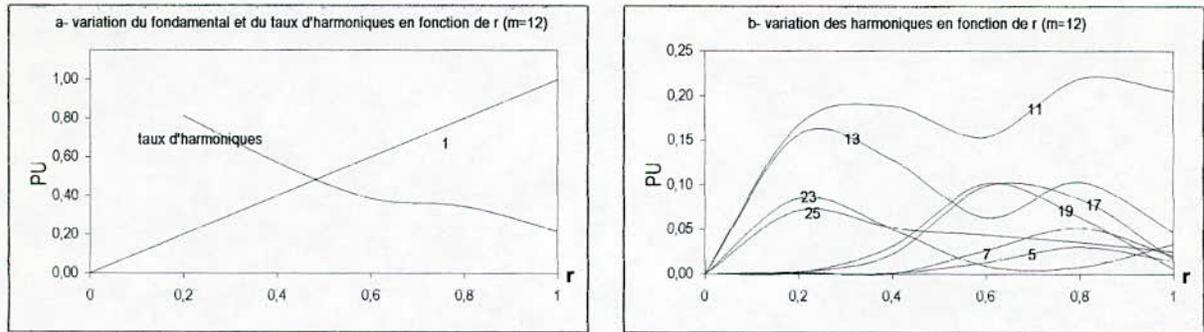


Fig.51.\*- Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 2) ( $m=12$ ).

On note que :

- Comme pour l'algorithme 1, on a une symétrie par rapport à  $\pi/2$  et  $\pi$  dans le cas de  $m$  pair, et donc seul les harmoniques impairs existent (fig.III.50, a et c), et pour  $m$  impair, en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Fig.III.50.b).

- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples  $m.f$ . La première famille centrée autour de la fréquence  $m.f$  est la plus importante de point de vue amplitude (Fig.III.50.\*).

- Pour  $m=12$ , les harmoniques les plus importants en amplitude sont de rang 11 et 13.

- La caractéristique de réglage est linéaire de  $r=0$  à  $1$ , et le taux d'harmoniques décroît quand  $r$  augmente (Fig.III.51.a).

- Le taux d'harmoniques a diminué de 30% par rapport au premier algorithme, (un taux d'harmonique de 60% avec l'algorithme 1 et de 40% avec l'algorithme 2).

Les figures (III.52.\*) représentent la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 2).

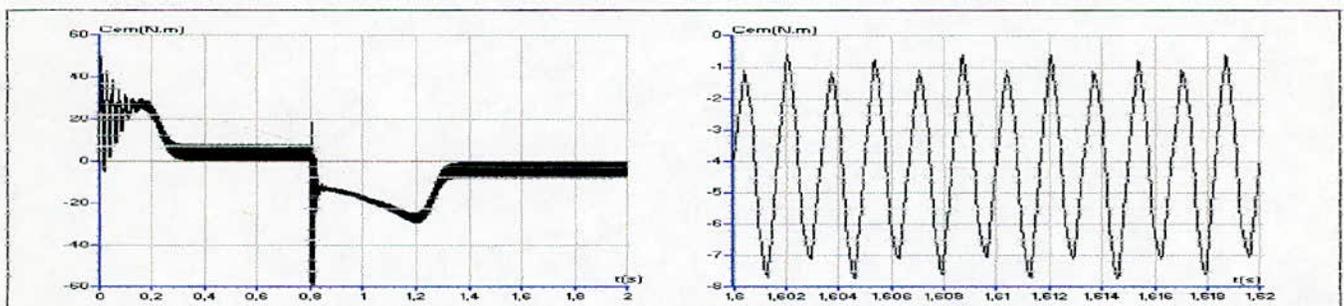


Fig. III.52.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 2) ( $m=12$ ).

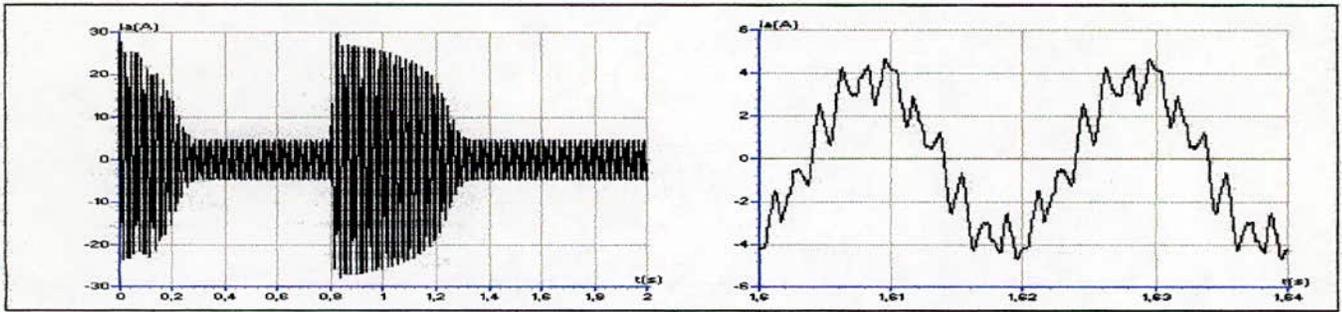


Fig. III.52.b- Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 2) ( $m=12$ ).

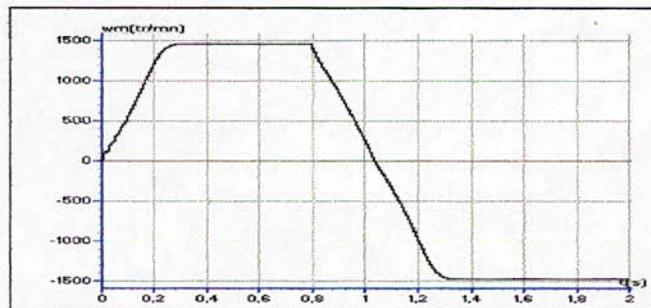


Fig. III.52.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 2) ( $m=12$ ).

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié différentes stratégies de commande des onduleurs de tension triphasés à cinq niveaux. Ces stratégies sont d'une manière générale extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux.

Les stratégies triangulo-sinusoïdales et modulation vectorielle utilisant une ou quatre porteuses peuvent être réalisées soit en analogique ou en numérique (échantillonnage).

Le couple obtenu avec ces stratégies a une fréquence trois ou six fois celle de la tension de sortie. Le taux d'harmoniques décroît quand le taux de modulation augmente.

L'injection de l'harmonique trois dans les tensions de références permet d'augmenter la zone linéaire de réglage de la tension, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée.

<i>La stratégie</i>	$r_{max}$ de la caractéristique de réglage	Valeur maximale du taux d'harmonique	Valeur minimale du taux d'harmonique	La fréquence centrale de la première famille d'harmonique	La fréquence du couple
<b>Pleine Onde</b>	-	-	-	-	6.f
<b>Hystérésis en courant</b>	-	-	-	-	-
<b>Triangulo-sinusoidale à une seule porteuse</b>	1	0.80	0.15	m.f	6.f
<b>Triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois</b>	1.15	0.81	0.14	m.f	6.f
<b>Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dent de scie (Algorithme 1)</b>	1	0.67	0.13	4.m.f	3.f
<b>Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1)</b>	1	0.81	0.12	4.m.f	6.f
<b>Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2)</b>	1.15	0.67	0.13	m.f	3.f
<b>Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 3)</b>	1	0.80	0.15	m.f	6.f
<b>Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dent de scie (inj. harm. 3) (Algorithme 1)</b>	1.15	0.67	0.14	4.m.f	3.f
<b>Triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (inj. harm. 3) (Algorithme 2)</b>	1.15	0.67	0.13	m.f	3.f
<b>Modulation Vectorielle</b>	1	0.80	0.19	m.f	3.f
<b>Modulation Calculée (Algorithme 1)</b>	1	0.82	0.36	m.f	6.f
<b>Modulation Calculée (Algorithme 2)</b>	1	0.81	0.22	m.f	6.f

TABLEAU A4.1

*Conclusion Générale*

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à l'étude de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré au premier chapitre un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée en vue de son alimentation par un convertisseur statique. L'utilisation de la transformation de PARK au stator a permis de réduire le système d'état de la machine de six à quatre équations.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude d'une nouvelle structure de conversion continu - alternative utilisable en haute tension et forte puissance : Onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Ainsi on a développé :

- Un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri.
- Un modèle de connaissance et de commande de l'onduleur : on a montré que l'utilisation des fonctions de connexion permet d'aboutir à un modèle d'onduleur à cinq niveaux analogue à ceux à deux et à trois niveaux. Cette étude a permis également une généralisation des modèles déjà élaborés pour les onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux en utilisant la notion de fonction de connexion associée au demi-bras.

Le modèle de commande élaboré utilisant les fonctions génératrices est un modèle moyen du convertisseur.

Le troisième chapitre a été consacré au développement de différentes stratégies de commande des onduleurs à cinq niveaux. Nous avons étudié en particulier les stratégies suivantes :

- Commande pleine onde.
- Commande par hystérésis en courant.
- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.
- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.
- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse (et quatre porteuses) avec injection de l'harmonique trois.
- Modulation vectorielle
- Modulation calculée en utilisant le modèle de commande (deux algorithmes)

Ces stratégies donnent des couples de la machine asynchrone triphasée de fréquence six ou trois fois celle des tension de sortie de l'onduleur. Leurs caractéristiques de réglage sont linéaires jusqu'à  $r_{max}=1, 1.15$  ou  $1.2$ . Le taux d'harmoniques décroît généralement quand  $r$  augmente, ce dernier permet de pousser les harmoniques vers les hautes fréquences, qui seront facilement filtrés. Les harmoniques se rangent en famille centrées autour des fréquences multiples de  $mf$  ou  $4mf$ .

Nous avons montré que l'injection de l'harmonique trois dans les tensions de références permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de ces onduleurs, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée.

Pour la continuité de ce mémoire, nous proposons :

- Développer d'autres algorithmes MLI de commande de l'onduleur, et en particulier l'élimination d'harmoniques, et ceux utilisant le modèle de commande.
- Etudier les différentes possibilités pour générer les quatre sources de tensions continues d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux, ainsi que les problèmes associés.
- Etudier les performances de la conduite d'autres machines alternatives ( telle que la machine synchrone) alimentées par ce nouveau onduleur.

# *Annexes*

Les paramètres de la machine asynchrone triphasée utilisée :

• Tension nominale	220/380 V
• Courant nominal	6.7/3.7 A
• Puissance nominale	1.5 kW
• Nombre de paires de pôles $p$	2
• Résistance statorique par phase $R_s$	4.850 $\Omega$
• Résistance rotorique par phase ramenée au stator $R_r$	3.805 $\Omega$
• Inductance de fuite statorique $l_s$	0.274 H
• Inductance de fuite rotorique ramenée au stator $l_r$	0.274 H
• Inductance mutuelle cyclique stator - rotor $M_{sr}$	0.258 H
• Moment d'inertie de la masse tournante $J$	0.031 kg.m <sup>2</sup>
• Coefficient de frottement $K_f$	0.001136 Nm/rd/s
• Vitesse nominale $N_n$	1420 tr/mn

• Modélisation de la MAS : Mise sous forme d'équation d'état

On met le système d'équations (I-12) sous forme d'équation d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \quad \text{avec : } \begin{cases} X: \text{Vecteur d'état} \\ U: \text{Vecteur d'entrée} \end{cases}$$

On prend  $X = (i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})^t$

On a :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A2-1})$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_s i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega\phi_{qr} \\ v_{qr} = R_s i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega\phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A2-2})$$

et

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{A2-3})$$

d'où

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\phi_{dr} - M i_{ds}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\phi_{qr} - M i_{qs}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{A2-4})$$

En remplaçant les équations (A2-4) dans (A2-2), on obtient le système (A2-2')

$$\begin{cases} 0 = \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} - \frac{R_r M}{L_r} i_{ds} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega\phi_{qr} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - \frac{R_r M}{L_r} i_{qs} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega\phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = + \frac{R_r M}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} - \omega\phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = + \frac{R_r M}{L_r} i_{qs} + \omega\phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{A2-2}')$$

Du système d'équations (A2-3) toujours, on a :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{A2-5})$$

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{ds}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\phi_{qs}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A2-5}')$$

$$\text{avec : } \sigma = \left( 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right) \quad (\text{A2-6})$$

En substituant (A2-2') dans (A2-5'), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{ds}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_r M^2}{L_r^2} i_{ds} - \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{dr} - \frac{\omega M}{L_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qs}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{R_r M^2}{L_r^2} i_{qs} - \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{qr} + \frac{\omega M}{L_r} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A2-5}'')$$

Ensuite en remplaçant (A2-5'') dans (A2-1), on aura :

$$\begin{cases} v_{ds} = \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_{dr} - \frac{\omega M}{L_r} \phi_{qr} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_{qr} + \frac{\omega M}{L_r} \phi_{dr} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases}$$

d'où :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( v_{ds} - \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{\omega M}{L_r} \phi_{qr} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( v_{qs} - \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_{qr} - \frac{\omega M}{L_r} \phi_{dr} \right) \end{cases} \quad (\text{A2-7})$$

D'où le système (A2-8), qui représente la mise sous forme d'équations d'état du système d'équations (I-12).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} -\left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) & 0 & \frac{M}{L_r T_r} & \frac{\omega M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) & -\frac{\omega M}{L_r} & \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{A2-8})$$

- Réflexion sur les différentes commandes complémentaires possibles pour l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Soit le bras  $k$  d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC (Fig.II.2). Pour une première vue, l'interrupteur  $T_{k1}$  par exemple peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois interrupteurs du demi-bras du bas. Ainsi, on remarque que six commandes complémentaires sont possibles pour chaque bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

- **Commande N°01**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (A3-1)$$

$n^\circ$	$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$B_{k5}$	$B_{k6}$	$V_{kM}$
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	1	0	$-U_c$
3	0	1	0	1	0	1	$V=0$ ou $i=0$
4	0	1	1	1	0	0	$V=0$ ou $i=0$
5	1	0	0	0	1	1	$V=0$ ou $i=0$
6	1	0	1	0	1	0	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	0	0	1	$U_c$
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A3.1

Cette commande rend le système pratiquement commandable en 4 niveaux seulement en interdisant les commande n° 3,4,5 et 6 (Tableau A3.1) où les configurations dépendent en plus des grandeurs électriques du système (Commande interne).

- **Commande N°02**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k3} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k2} \end{cases} \quad (A3-2)$$

$n^\circ$	$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$B_{k5}$	$B_{k6}$	$V_{kM}$
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	0	1	$V=0$ ou $i=0$
3	0	1	0	1	1	0	$-U_c$
4	0	1	1	1	0	0	$V=0$ ou $i=0$
5	1	0	0	0	1	1	$V=0$ ou $i=0$
6	1	0	1	0	0	1	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	0	1	0	$U_c$
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A3.2

Avec cette commande complémentaire en a les mêmes remarques que la commande N°01, Cette commande rend le système commandable en quatre niveaux seulement.

- **Commande N°03**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (A3.3)$$

$n^\circ$	$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$B_{k5}$	$B_{k6}$	$V_{kM}$
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	1	0	$-U_c$
3	0	1	0	0	1	1	<i>Pas connue</i>
4	0	1	1	0	1	0	<i>Pas connue</i>
5	1	0	0	1	0	1	0
6	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	0	0	0	1	$U_c$
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A3.3

Cette commande complémentaire rend le système commandable en cinq niveaux en interdisant les cas (n°3 et 4) où la configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système (Commande interne).

- **Commande N°04**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (\text{A3.4})$$

$n^\circ$	$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$B_{k5}$	$B_{k6}$	$V_{kM}$
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	0	1	$V=0$ ou $i=0$
3	0	1	0	0	1	1	Pas connue
4	0	1	1	0	0	1	Pas connue
5	1	0	0	1	1	0	Court-circuit
6	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	0	0	1	0	$U_c$
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

**Tableau A3.4**

Cette commande complémentaire rend le système commandable en quatre niveaux en interdisant les cas correspondants aux commandes n° 2,3 et 4 (tableau A3.4) où la configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système (Commande interne), et au cas n°5 (tableau A3.4) où la source de tension est court-circuitée.

- **Commande N°05**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k2}} \end{cases} \quad (\text{A3.5})$$

$n^\circ$	$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$B_{k5}$	$B_{k6}$	$V_{kM}$
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	0	1	1	Pas connue
3	0	1	0	1	1	0	$-U_c$
4	0	1	1	0	1	0	Pas connue
5	1	0	0	1	0	1	0
6	1	0	1	0	0	1	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	1	0	0	Court-circuit
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

**Tableau A3.5**

Avec cette commande, le système est commandable en quatre niveaux et on doit interdire les commande n° 2,4 et 6 car la tension de sortie en plus des grandeurs électriques du système (Commande interne).

• **Commande N°06**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k3} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k1} \end{cases} \quad (\text{A3.6})$$

$n^\circ$	$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	$B_{k5}$	$B_{k6}$	$V_{kM}$
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	0	1	1	<i>Pas connue</i>
3	0	1	0	1	1	0	$V=0$ ou $i=0$
4	0	1	1	0	1	0	<i>Pas connue</i>
5	1	0	0	1	0	1	<i>Court-circuit</i>
6	1	0	1	0	0	1	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	1	0	0	<i>Court-circuit</i>
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

**Tableau A3.6**

Cette commande complémentaire rend le système commandable en deux niveaux seulement en interdisant les commande n° 2,3,4 et 6 (tableau A3.6) où la tension de sortie dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne), et en les commandes n°5 et 7 où la source de tension est court-circuitée.

Ainsi, cette analyse de ces six commandes complémentaires possibles, montre que seule la commande N°03 permet d'exploiter les cinq niveaux de tension de sortie possibles ( $2U_c, U_c, 0, -U_c, -2U_c$ ) pour un bras  $k$ .

Afin d'avoir la commandabilité totale de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC, on doit éliminer les cas correspondant aux commandes n°3 et 4 du tableau (A3.3).

Pour les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, on utilise cette commande complémentaire (Commande N°03).

## *Bibliographie*

- [1] **AIT GOUGAM**, « Etude des stratégies de modulation de largeurs d'impulsions pour un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone. », *Thèse de Magister, ENP Février 1992.*
  
- [2] **AMARA.Y, BENAMARR.R**, « Modélisation et commande vectorielle d'une machine à induction. », *PFE, ENP 1997.*
  
- [3] **AMROUCHE.S, LARRAS.M**, « Modélisation et commande de l'onduleur à trois niveaux. Application a la M.A.S », *PFE, USTHB 1997.*
  
- [4] **BERKOUK.E.M, FIALA.B**, « Modélisation globale d'un onduleur MLI associé à un moteur asynchrone triphasé. », *P.F.E ENP 1991*
  
- [5] **BERKOUK.E.M**, « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasé alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux. », *Thèse de doctorat, CNAM 1995.*
  
- [6] **BERKOUK.E.M, BENROMDHANIE.Y, MANESSE.G**, « High voltage rectifiers-mutlilevels inverters cascade. Application to asynchronous machine field oriented control. », *IEEE Stockholm Power Tech Conference. Sweden. July 1995.*
  
- [7] **BÜHLER.H**, « Electronique de réglage et de commande. », *Dunod, Paris 1987.*
  
- [8] **CHATELAIN.J**, « Machines électriques. », *Tome 1 et 2 Dunod, Paris 1984.*
  
- [9] **CHAUPRADE.R, MILSANT.F**, « Electronique de puissance, commande des moteurs à courant alternatif. », *Collection ingénieur EEA Eyrolles 1988.*
  
- [10] **FAUCHER.J**, « Quelques aspects de la modulation de largeur d'impulsion. », *France Février 1993.*
  
- [11] **HAUTIER.J.P, CARON.J.P**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone. », *Edition Tec et Doc Paris 1995.*

- [12] **HEBERT.A, NAUDET.C, PINARD.M**, « Machines électriques - Electronique de puissance. », *Dunod, Paris 1994.*
- [13] **KACZMAREK**, « De nouveaux algorithmes directs de commande en modulation de largeur d'impulsion. », *Thèse de Doctorat, Paris 1989.*
- [14] **PRADEEP.M.B, STEFANOVIC.V.R**, « Generalized structure of a multilevel PWM inverter. », *IEEE Trans on industry application, vol IA-19,N°6,1057-1069,1983*
- [15] **SEGUIER.G, LESENNE.J, NOTELET.F**, « Introduction à l'électrotechnique approfondie. », *Edition Lavoisier Tec et Doc 1980.*
- [16] **SEGUIER.G, LABRIQUE.F**, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 4 », *Edition Lavoisier Tec et Doc 1989.*
- [17] **VELAERTS.B, MATHYS.P**, « New developments of 3-level PWM strategies. », *EPE'89, Allemagne 1989.*