

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

DER Génie Electrique & Informatique
Département d'Electrotechnique

Thèse

Présentée Par

M^r Hakim GHERAIA

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'ENP

En vue d'obtenir le Grade de Magister en Electrotechnique

Option: **Machines Electriques**

THEME

**MODELISATION ET COMMANDE D'UN
ONDULEUR NPC A SEPT NIVEAUX.
APPLICATION A LA CONDUITE D'UNE
MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

Soutenue le 13 Juin 1999 devant le Jury composé de :

MM.

Président : **M.S. BOUCHERIT**.....Maître de conférences à l'ENP
Rapporteur : **E.M. BERKOUK**.....Docteur à l'ENP
Examineurs : **M.O. MAHMOUDI**.....Chargé de cours à l'ENP
C. LARBES.....Ph.d à l'ENP
K. ALIOUANE.....Docteur à l'ENP

Ecole Nationale Polytechnique

10, Avenue Hassan Badi, EL-Harrach, Alger, Algérie.

Tél : (02) 52.53.01/03 ; Fax : (02) 52.29.73 E-MAIL: ENP@IST.CERIST.DZ

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicace

A ma mère, A ma mère, A ma mère.

A mon père.

A mes frères et sœurs.

A ma famille

A mes amis et collègues.

A vous



Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone triphasée	
Introduction	3
I.1 Rappels	3
I.2 Hypothèses simplificatrices	4
I.3 Conventions	4
I.4 Modèle de la machine asynchrone triphasée (MAS)	4
I.4.1 Equations Electriques de la MAS	4
I.4.2 Equation mécanique	5
I.5 Transformation de Park	6
I.6 Modélisation de la MAS dans le repère de Park	7
I.7 Choix du référentiel	7
I.7.1 référentiel lié au stator	8
I.7.2 référentiel lié au rotor	8
I.7.3 référentiel lié au champ tournant	8
I.8 Equations d'états	9
I.9 Simulation Numérique	11
Conclusion	12
Chapitre II Modélisation de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC	
Introduction	13
II.1 Modélisation du fonctionnement de l'onduleurs à sept niveaux à structure NPC	13
II.1.1 Structure de l'onduleur NPC à sept niveaux	13
II.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à sept niveaux	13
II.1.3 Différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à sept niveaux	13
II.1.4 Cellule de commutation multi-tripole	16
II.1.5 Réseau de Pétri série d'un bras de l'onduleur NPC à sept niveaux	17
II.1.6 Réseau de pétri parallèle d'un bras de l'onduleur NPC à sept niveaux	19
II.2 Modélisation de l'onduleur en vue de la commande	21
II.2.1 Hypothèses	21
II.2.2 Commandabilité des convertisseurs statiques	21
II.2.3 Fonction de connexion	21
II.2.4 Fonction génératrice	22
II.2.5 Commande complémentaire	22
II.3 Modélisation aux valeurs instantanées (modèle de connaissance)	23
II.3.1 Relations de conversion simples	26
II.3.2 Relations de conversion composées	27

IV.4.2 La loi de commande	82
IV.4.3 Les règles de commande floue.....	83
IV.4.4 Réglage de vitesse et de la position de la MAS par la CV indirecte incluant un contrôleur flou	84
IV.4.5 Simulation numérique.....	85
Conclusion	86
Chapitre V Cascade redresseur à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux - MAS	
Introduction	87
V.1 Redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux	87
V.1.1 Modèle de commande du redresseur	88
V.1.2 Stratégie de commande d'hystérésis du redresseur	89
V.2 Modélisation du filtre capacitif	89
V.3 Détermination des paramètres de la cascade redresseur à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone	91
V.4 Cascade redresseur à MLI à deux niveaux -onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone	92
V.5 Cascade batterie - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone.....	95
V.6 Asservissement du redresseur à MLI à deux niveaux.....	97
V.6.1 Modèle de la boucle de tension	97
V.6.2 Dimensionnement des régulateurs de tension	97
V.7 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade redresseur à MLI triphasé à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone.....	98
V.8 Commande de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux.....	100
Conclusion	102
Conclusion générale	104
Annexe 1	107
Annexe 2	108
Bibliographie	112

La liste des symboles

MAS	: Machine asynchrone .
s, r	: Indices correspondant respectivement au stator et au rotor .
a_r, b_r, c_r	: Axes correspondant aux trois phases rotoriques .
A_s, B_s, C_s	: Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
I_{ds}, I_{qs}	: Courants statoriques dans le référentiel (d, q) .
I_{dr}, I_{qr}	: Courants rotoriques dans le référentiel (d, q) .
V_{ds}, V_{qs}	: Tensions statoriques dans le référentiel (d, q) .
V_{dr}, V_{qr}	: Tensions rotoriques dans le référentiel (d, q) .
Φ_{ds}, Φ_{qs}	: Flux statorique dans le référentiel (d, q) .
Φ_{dr}, Φ_{qr}	: Flux rotorique dans le référentiel (d, q) .
Φ_{dm}, Φ_{qm}	: Flux magnétisant dans le référentiel (d, q) .
ω_s	: Vitesse synchrone.
ω_{gl}	: Vitesse de glissement .
Ω	: Vitesse mécanique du rotor .
p	: Nombre de paires de pôles .
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple de charge .
J	: Moment d'inertie de la partie tournante.
K_f	: Coefficient de frottement .
M	: Inductance mutuelle cyclique .
L_s, L_r	: Inductance cycliques statorique et rotorique par phase.
R_s, R_r	: Résistances du stator et du rotor .
T_r	: Constante de temps rotorique.
V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}	: Tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu M .
V_A, V_B, V_C	: Tensions simples de la machine asynchrone par rapport au neutre de la machine.
V_{am}, V_{bm}, V_{cm}	: Tensions de sortie du redresseur par rapport au point fictif m .
V_a, V_b, V_c	: Tensions du redresseur par rapport au neutre du réseau.
I_e	: Valeur efficace des courants de référence du réseau.
i_c	: Courant du filtre capacitif intermédiaire total .
i_{cref}	: Courant de référence du filtre capacitif intermédiaire total .
i_{ch}	: Courant de charge de l'onduleur multiniveaux.
$i_{k(k=1,2,3)}$: Courants de phase de la MAS respectivement A_s, B_s, C_s .
$V_{res1}, V_{res2}, V_{res3}$: Tensions simples du réseau.
$i_{res1}, i_{res2}, i_{res3}$: Courants de phase du réseau.
Ired	: Courant redressé.
Ured	: Tension redressée .

- * : Indication des grandeurs de référence.
- P : Opérateur de laplace.
- $G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta u}$: Les gains de normalisation.
- T_v, T_h : Périodes d'échantillonnage .

Introduction générale

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très importants dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées : tant de point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré. La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple - flux sont découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son encombrement, son coût de fabrication et d'entretien, et interdit son emploi dans des milieux hostiles. En outre, les machines de très grande puissance sont difficiles à réaliser. En revanche, les machines alternatives possèdent de nombreux avantages. L'absence du collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement élevée. La machine asynchrone est de conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat et à l'entretien. Elle supporte de fortes surcharges qui peuvent aller jusqu'à 5 à 7 fois son couple nominal. Elle peut aussi fonctionner dans des milieux critiques (poussière,...etc). La variation de vitesse du moteur asynchrone triphasé fait l'objet depuis quelques années de très nombreux travaux, aussi bien dans le domaine académique qu'industriel. L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les **GTO** et **IGBT** ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi, l'ensemble des variateurs (convertisseur statique - machine à courant alternatif) a vu son coût diminué considérablement. Les progrès accomplis dans le domaine de la microinformatique (DSP, microcontrôleurs puissants et rapides) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur-machine plus performants et plus robustes. Dans les dernières années, on a vécu la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance multiniveaux qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance [Nikolaus 98],[Bahman 98],[Menziès 93],[Jih-shang Lai 96]. Plusieurs structures de ces convertisseurs multiniveaux ont été proposées. On peut citer : les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées, les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes [Mwinyiwawa 97] et ceux à structure NPC. Dans le cadre de notre travail, nous nous intéressons aux onduleurs multiniveaux à structure NPC et particulièrement à l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. Ainsi, il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible, et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offerts par la structure de ce nouveau convertisseur. L'utilisation de ce dernier dans les domaines de forte puissance et / ou haute tension permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications.

Ce mémoire comporte cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation du moteur asynchrone triphasé en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

Les parties qui suivent cette première partie constituent l'originalité de notre thèse de magister. Ainsi, dans le second chapitre, nous proposons en premier lieu un modèle de fonctionnement sans a priori sur la commande de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC en utilisant la méthode **DESIGN** associée aux réseaux de Petri. Ensuite, nous proposons un modèle de connaissance, en mode commandable, utilisant la notion de fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras. De même, nous élaborons un modèle de commande au sens des valeurs moyennes.

Le troisième chapitre est consacré à la synthèse de différentes stratégies **MLI** de commande de l'onduleur NPC à sept niveaux. Les performances de chaque algorithme sont analysées sur la base de la caractéristique de réglage et du taux d'harmoniques. Aussi, on étudie pour chacun des algorithmes les performances de la conduite de la machine asynchrone alimentée par ce type d'onduleur.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude des performances de la commande de vitesse et de position de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur triphasé NPC à sept niveaux. Nous étudions deux types de commande : la commande vectorielle (indirecte et directe), et la commande par la logique floue.

Dans la dernière partie, nous étudions la cascade d'un redresseur à **MLI** à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone. Nous montrons l'instabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux, et le flottement du potentiel du point milieu **M**. Comme solution à ce problème nous proposons un algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur. A cet effet, nous analysons les performances de la cascade constituée d'une batterie - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone. Ensuite, nous étudions les performances de la cascade : redresseur à **MLI** à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone en introduisant l'algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur. Nous clôturerons cette partie par l'étude de l'influence de la stabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux sur les performances de la commande de la machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur à **MLI** à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux.

On terminera ce mémoire par une conclusion générale sur notre travail et les résultats essentiels obtenus.

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 modélisation de la machine asynchrone par le schéma équivalent classique permet de calculer les grandeurs principales de fonctionnement dans le régime permanent (tels que le couple développé, le facteur de puissance ...etc). Néanmoins, le schéma équivalent est insuffisant pour l'analyse des régimes transitoires de fonctionnement de la machine asynchrone. 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 triphasé (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 créé par le système des courants triphasés statoriques tourne à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, ω_s étant la pulsation des grandeurs statoriques et p le nombre de paires de pôles. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s (asynchronisme), les enroulements rotoriques sont 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 électromagnétique sur le rotor .

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 $\omega_{gl} = g \cdot \omega_s$.

I.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. 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 alors 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'encoche est négligé. Les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique ;

I.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 . On a :

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt} ; \quad \theta_r = \theta_s - \theta$$

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

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

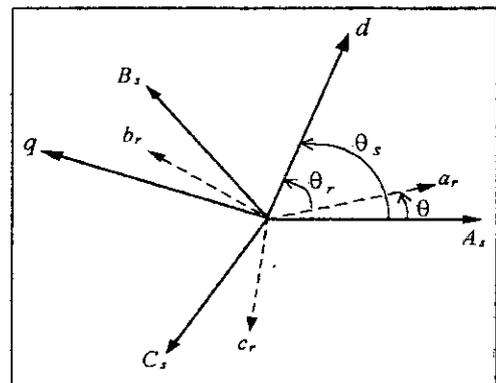


Fig.I.1- Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

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 [Chatelain 84],[Krause 86],[Boussak 89] :

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

Les flux sont donnés par :

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

avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \\ [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} ; \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

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

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

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

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

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [0] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{aligned} \quad (I-4)$$

I.4.2. Equation mécanique

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 θ (angle de rotation électrique de la machine). L'application d'une transformation dite de **PARK** permet de simplifier le modèle d'un tel système.

I.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 s'ils créent la même force magnétomotrice d'entrefer. La composante homopolaire (d'indice o) ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d,q) .

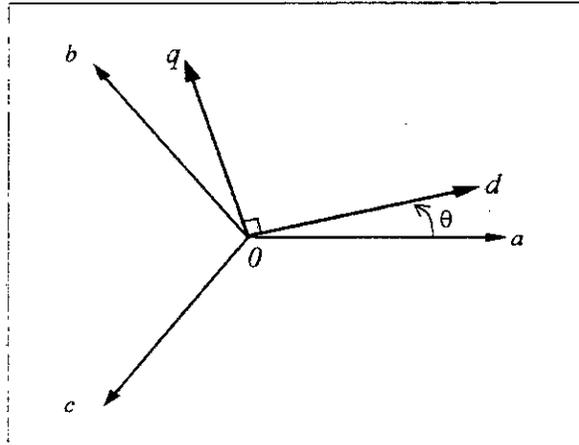


Fig.I.2- Systèmes d'axes triphasé (a,b,c) et diphasé (o,d,q)

Une matrice de passage est ainsi définie :

$$P(\theta) = 2/3 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

L'expression de la puissance électrique instantanée P_e est donnée par l'équation suivante :

$$P_e = (V_{abc})^t (I_{abc}) = (V_{dqo})^t (I_{dqo}) \quad (I-8)$$

A partir de cette relation, on démontre que la matrice de passage $[P(\theta)]$ est orthogonale c'est à dire : $[P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1}$.

D'où la matrice de passage inverse $[P(\theta)]^{-1}$ s'écrit comme suit :

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

Remarque : Le long de cette modélisation, cette transformation $[P(\theta)]$ sera utilisée afin de conserver l'équivalence énergétique :

$$[X_d, X_q, X_o]^t = [P(\theta)][X_a, X_b, X_c]^t \quad (I-10)$$

X : Peut être la tension, le courant ou le Flux .

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).

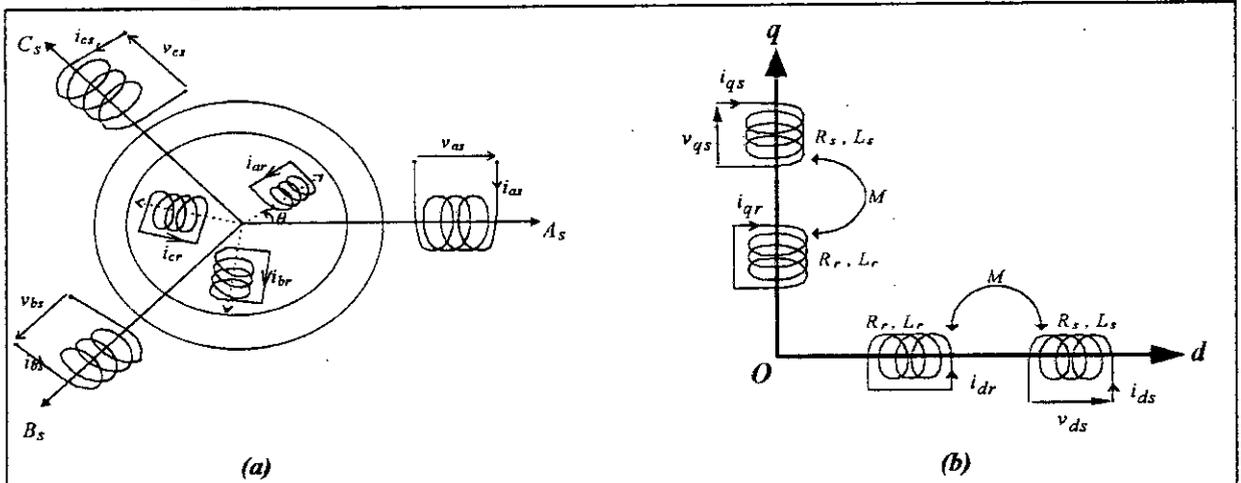


Fig.I.3- Représentation de la MAS dans l'espace (A_s, B_s, C_s) (a) et dans le repère de PARK (b)

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (I-11)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I-12)$$

avec :

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

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

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

$M = (2/3) \cdot M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

I.7. Choix du référentiel

Le choix du référentiel se fait en fonction du problème étudié. Il existe trois types de référentiel intéressants en pratique.

I.7.1. Référentiel lié au stator

C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

I.7.2. Référentiel lié au rotor

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

I.7.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega_r = \omega_{gl} = (\omega_s - \omega)$$

Ce dernier référentiel est préférable lors de l'étude des moteurs asynchrones ayant une alimentation à fréquence variable. Les principales équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce référentiel sont données par :

• équations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

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

• Le couple mécanique de la machine asynchrone

La connaissance du couple mécanique est essentielle pour la commande de la machine asynchrone. Nous le développerons sur la base de l'équation de la puissance électrique statorique $P_e(t)$ qui s'écrit dans le repère (d, q) :

$$P_e(t) = (V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs}) \quad (\text{I-16})$$

Comme nous avons choisi une transformation qui conserve la puissance, le facteur $3/2$ n'apparaît pas. Dans un référentiel lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques sont données par (I-14). En introduisant l'énergie électrique W_{e_s} , on obtient :

$$dW_{e_s} = [R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) dt + (d\Phi_{ds} I_{ds} + d\Phi_{qs} I_{qs}) + \omega_s (\underbrace{\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}}_{dW_s}) dt] \quad (\text{I-17})$$

Le troisième terme de l'équation (I-17) représente la variation de l'énergie transférée au rotor. Du côté du rotor, celle-ci peut être développée à partir des équations rotoriques (I-14), en tenant compte du fait que les enroulements rotoriques sont constamment en court-circuit sous la forme :

$$0 = dW_{e_r} = [Rr(I_{dr}^2 + I_{qr}^2)dt + (d\Phi_{dr} I_{dr} + d\Phi_{qr} I_{qr}) + (\omega_s - \omega)(\Phi_{dr} I_{qr} - \Phi_{qr} I_{dr})] \quad (I-18)$$

En considérant les équations des flux (I-15), on a :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds} &= M(I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \\ \Phi_{dr} I_{qr} - \Phi_{qr} I_{dr} &= M(I_{ds} I_{qr} - I_{qs} I_{dr}) \\ \Rightarrow \Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds} &= -(\Phi_{dr} I_{qr} - \Phi_{qr} I_{dr}) \end{aligned} \quad (I-19)$$

L'énergie dW_δ qui transite à travers l'entrefer est donnée par :

$$\begin{aligned} dW_\delta &= \omega_s (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) dt \\ &= [Rr(I_{dr}^2 + I_{qr}^2)dt + (d\Phi_{dr} I_{dr} + d\Phi_{qr} I_{qr}) + \underbrace{\omega M(I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr})dt}_{dW_{mec}}] \end{aligned} \quad (I-20)$$

Nous pouvons décomposer l'énergie dW_δ en trois termes :

- L'énergie perdue par effet Joule .
- La variation d'énergie magnétique rotorique.
- L'énergie dW_{mec} qui produit le couple mécanique .

Le couple mécanique s'obtient en divisant dW_{mec} par la vitesse mécanique ($\Omega = \omega / p$) :

$$C_{em} = p \cdot M(I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \quad (I-21)$$

D'autres expressions du couple électromagnétique peuvent être obtenues, et voici quelques unes :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{p}{M} (\Phi_{qs} \cdot \Phi_{dr} - \Phi_{ds} \cdot \Phi_{qr}) \\ C_{em} &= p \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_{em} &= p \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \end{aligned} \quad (I-22)$$

I.8. Equations d'états

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, U, t) \\ Y = g(X, U, t) \end{cases} \quad (I-23)$$

avec :

X : vecteur d'état .

U : vecteur d'entrée .

Y : vecteur de sortie .

Afin d'obtenir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega \quad (I-24)$$

C_r représente le couple résistant et (J, K_f) respectivement l'inertie totale du moteur avec la charge et le coefficient de frottement. Nous avons donc quatre équations électriques (I-4)(I-5)

et l'équation mécanique (I-24) qui décrivent le comportement du moteur asynchrone. La représentation d'état du modèle du moteur asynchrone dépend du repère choisi, et du choix des variables d'états pour les équations électriques. L'utilisation du repère (d,q) implique quand même la connaissance exacte de la position de ce repère. Le choix des variables d'état dépend de la structure de commande adoptée : une structure sans observateur ou une structure avec observateur. Pour le modèle complet, la vitesse mécanique est une variable d'état. Pour les quatre variables électriques les choix possibles sont (dans le repère (d,q)) :

$$\begin{aligned} X &= (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad I_{ds} \quad I_{qs} \quad \omega)^t ; \\ X &= (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr} \quad \omega)^t ; \\ X &= (\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad I_{dr} \quad I_{qr} \quad \omega)^t ; \\ X &= (\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad I_{ds} \quad I_{qs} \quad \omega)^t ; \\ X &= (\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad \omega)^t ; \\ X &= (I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr} \quad \omega)^t ; \end{aligned}$$

Le choix des courants statoriques se justifie par le fait qu'ils sont mesurables. Pour la commande, on veut contrôler la norme du flux rotorique. Spécialement dans le cadre de la commande vectorielle, on travaille dans le repère (d,q) tournant avec le flux rotorique; d'où la préférence pour un modèle avec deux composantes de flux rotoriques. Le choix des quatre flux ou des quatre courants comme variables d'état se justifie par le fait qu'ils ont des normes sensiblement égales et en vue d'une implémentation numérique pour les observateurs. Nous avons choisi le modèle avec les deux composantes de courant statorique et celle du flux rotorique. Les entrées du modèle de la machine asynchrone sont les tensions de commande dans le repère (d,q) . Le système d'état est :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (p \cdot C_{em} - p \cdot C_r - K_f \cdot \omega) \\ Y = X \end{cases} \tag{I-25}$$

avec:

$$X = (I_{ds} \quad I_{qs} \quad \Phi_{ds} \quad \Phi_{qs})$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & \omega_{gl} & \frac{1}{\sigma \cdot T_s \cdot T_r} & \frac{\omega}{\sigma \cdot L_s} \\ -\omega_{gl} & \frac{-1}{\sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) & \frac{\omega}{\sigma \cdot L_s} & \frac{1}{\sigma \cdot T_r \cdot T_s} \\ -R_s & 0 & 0 & \omega_s \\ 0 & -R_s & -\omega_s & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ;$$

et
$$U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

I.9. Simulation numérique

Pour la simulation nous avons considéré une machine asynchrone triphasée à cage (Annexe 1) alimentée par un réseau alternatif 50 Hz ayant une tension efficace de 220V.

• Interprétations et commentaires

Lors du démarrage à vide (**Fig.I.4**), on constate d'emblée l'importance du courant statorique pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par suréchauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

Après le régime transitoire qui dure 0.25 seconde, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 1500 tr/mn (157 rd/sec), puisque la charge est nulle (glissement négligeable). Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 0.2 Nm qui compense les pertes par frottements et le flux rotorique atteint la valeur de 1.14 Wb. Les courants I_{ds} et I_{qs} prennent des valeurs constantes.

Dés l'application d'un couple résistant de 10 Nm (égal au couple nominal du moteur) sur l'arbre de la machine (**Fig.I.5**), on constate que :

- le couple électromagnétique compense rapidement la perturbation.
- une diminution du flux rotorique de 6.6 % et une chute de vitesse de l'ordre de 5.5 % (légère augmentation du glissement).

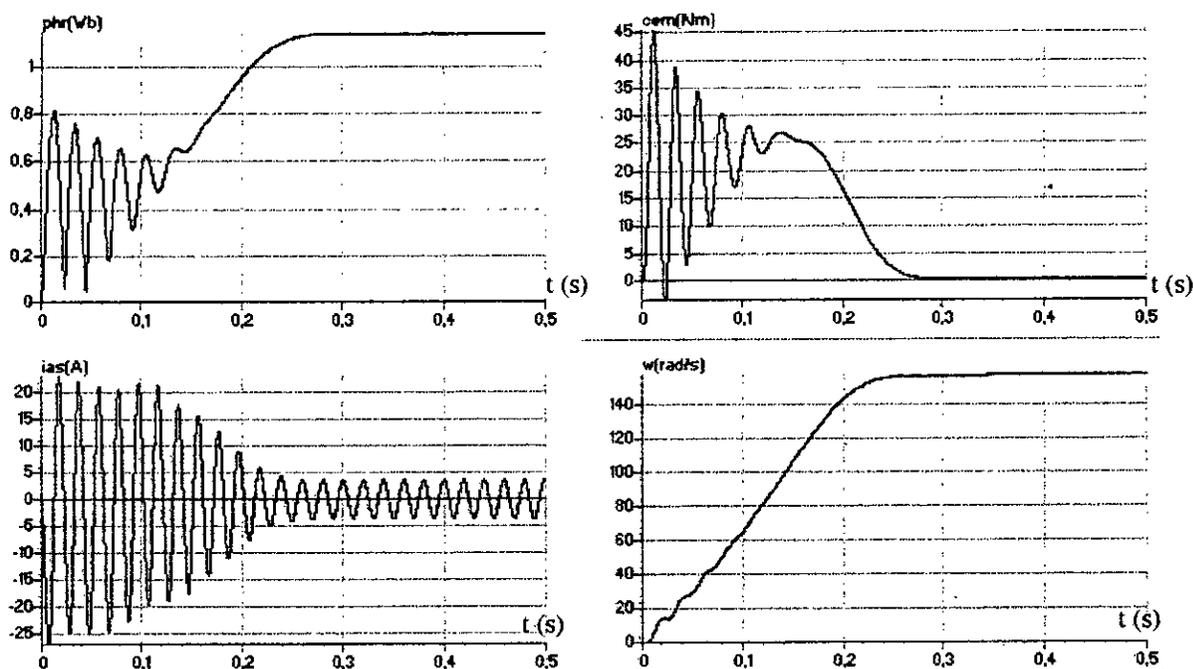


Fig.I.4- La conduite de la machine asynchrone triphasée à vide

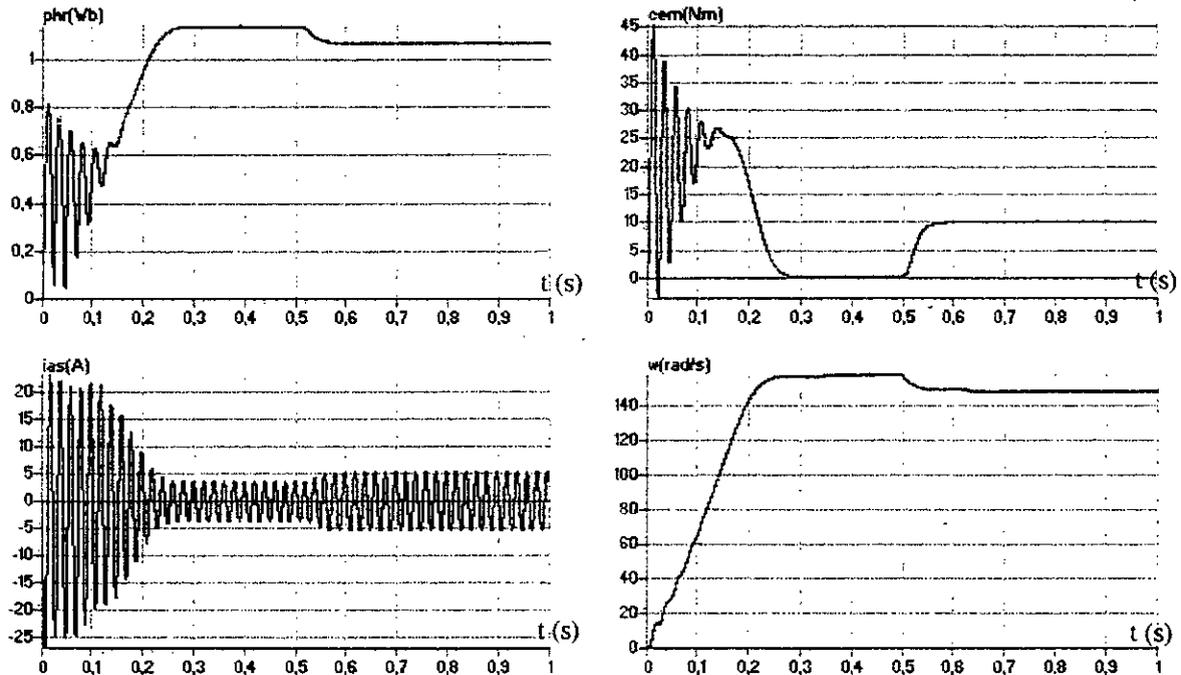


Fig.I.5- La conduite de la machine asynchrone triphasée avec application d'une charge ($C_r=C_n=10 \text{ Nm}$).

Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. 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. Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone, nous avons utilisé la transformation dite de **PARK**. Ainsi, le système d'état électrique de la machine a été réduit de six à quatre équations, et nous l'avons validé à travers une simulation numérique.

Chapitre II

Modélisation de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC

Introduction

Dans le chapitre précédent, on a élaboré le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée en vue d'une alimentation par convertisseur statique. L'alimentation de cette machine est assurée généralement par des onduleurs à deux niveaux de faible tension et puissance. Pour monter en puissance et en tension, on utilise généralement des groupements de ces derniers [Chauvet 90],[Foch 93],[Rabbouch 95]. Pour remédier aux problèmes de ces groupements, une nouvelle structure d'onduleur est proposée, à savoir l'onduleur à sept niveaux à structure NPC. Plusieurs études sont faites sur les onduleurs de tension à deux niveaux, aussi bien du point de vue modélisation que stratégie 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 tension à deux niveaux. Dans ce chapitre, on présente respectivement le modèle de connaissance et de commande d'un onduleur de tension triphasé à sept niveaux à structure NPC .

II.1. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC

II.1.1. Structure de l'onduleur NPC à sept niveaux

L'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC (Neutral Point clamping) étudié est constitué de trois (3) bras et de six (6) sources de tension continue . Chaque bras comporte douze (12) interrupteurs dont huit (8) en série et quatre (4) en parallèle, ainsi que de deux (2) diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche. La figure (II.1) donne une représentation schématique de cet onduleur. Pour simplifier la représentation schématique de l'onduleur NPC à sept niveaux, on peut représenter chaque paire transistor(T_{ks})- diode(D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks}) comme est présenté dans la figure (II.2) .

II.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à sept niveaux

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à sept 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, en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri [Manesse 87] .

II.1.3. Différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à sept niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre neuf 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.

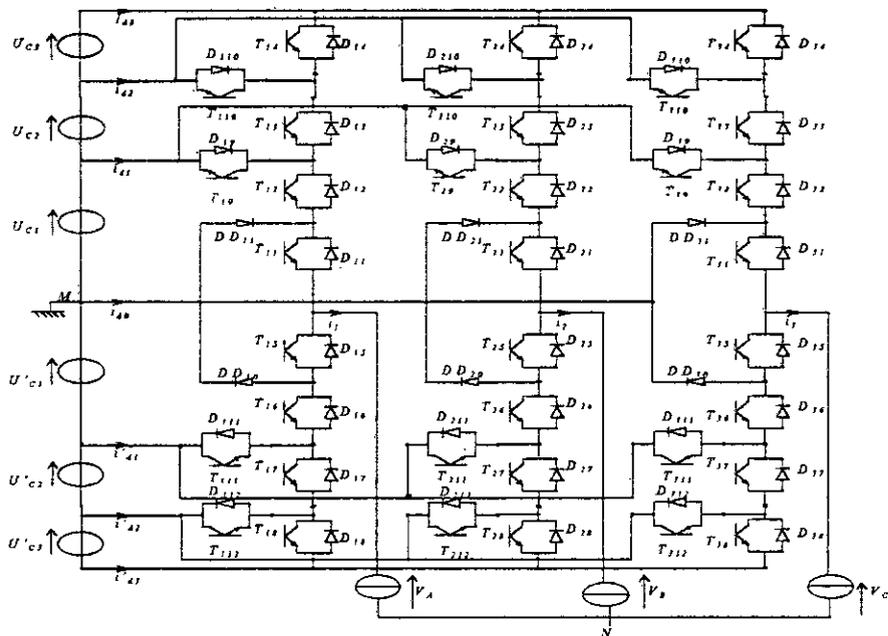


Fig.II.1- Onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC (VSD).

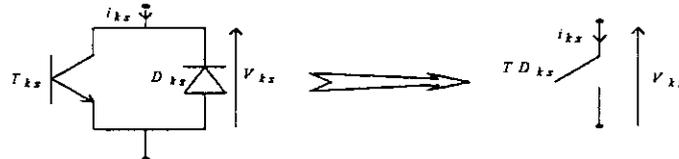


Fig.II.2- Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor - diode.

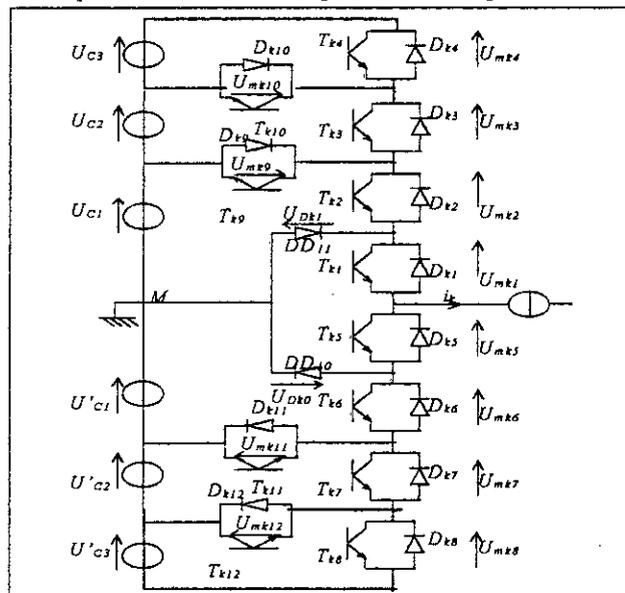


Fig.II.3- Un bras de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC.

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras sont des 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.

Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$i_k=0$
E_1	$V_{KM}=0$
E_2	$V_{KM}=0$
E_3	$V_{KM}=U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} = 3U_C$
E_4	$V_{KM}=U_{C1} + U_{C2} = 2U_C$
E_5	$V_{KM}=U_{C1} = U_C$
E_6	$V_{KM}=-U_{C1} - U_{C2} - U_{C3} = -3U_C$
E_7	$V_{KM}=-U_{C1} - U_{C2} = -2U_C$
E_8	$V_{KM}=-U_{C1} = -U_C$

Tableau II.1- Les grandeurs électriques associées à chacune des configurations d'un bras k.

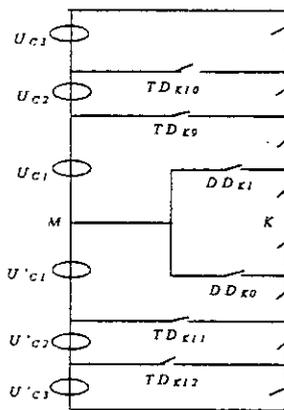


Fig.II.4.1- La configuration E_0

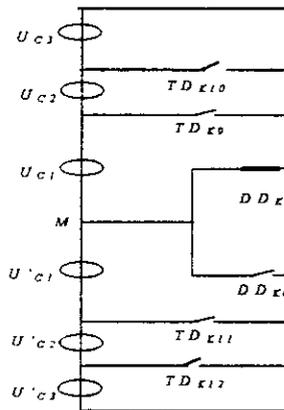


Fig.II.4.2- La configuration E_1

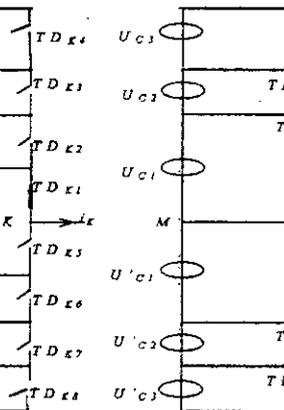


Fig.II.4.3- La configuration E_2

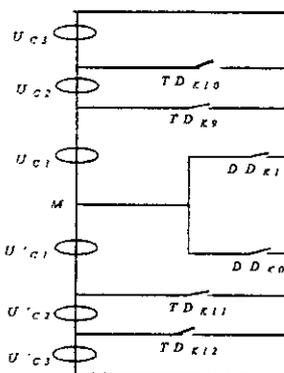


Fig.II.4.5- La configuration E_3

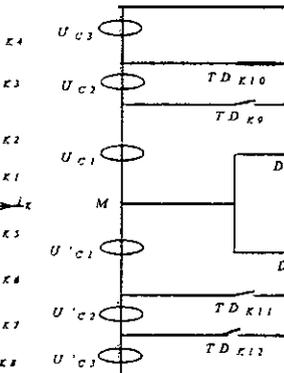


Fig.II.4.6- La configuration E_4

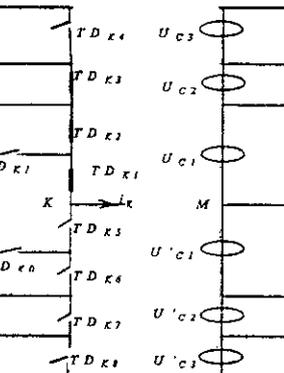


Fig.II.4.7- La configuration E_5

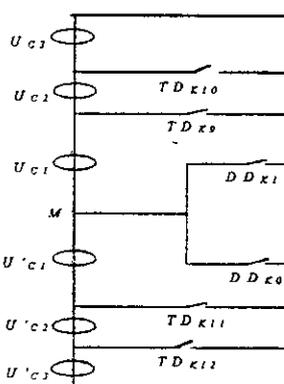


Fig.II.4.5- La configuration E_6

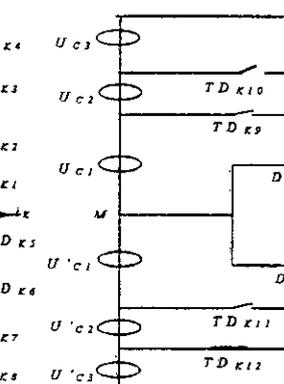


Fig.II.4.6- La configuration E_7

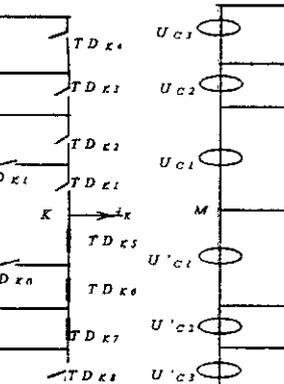
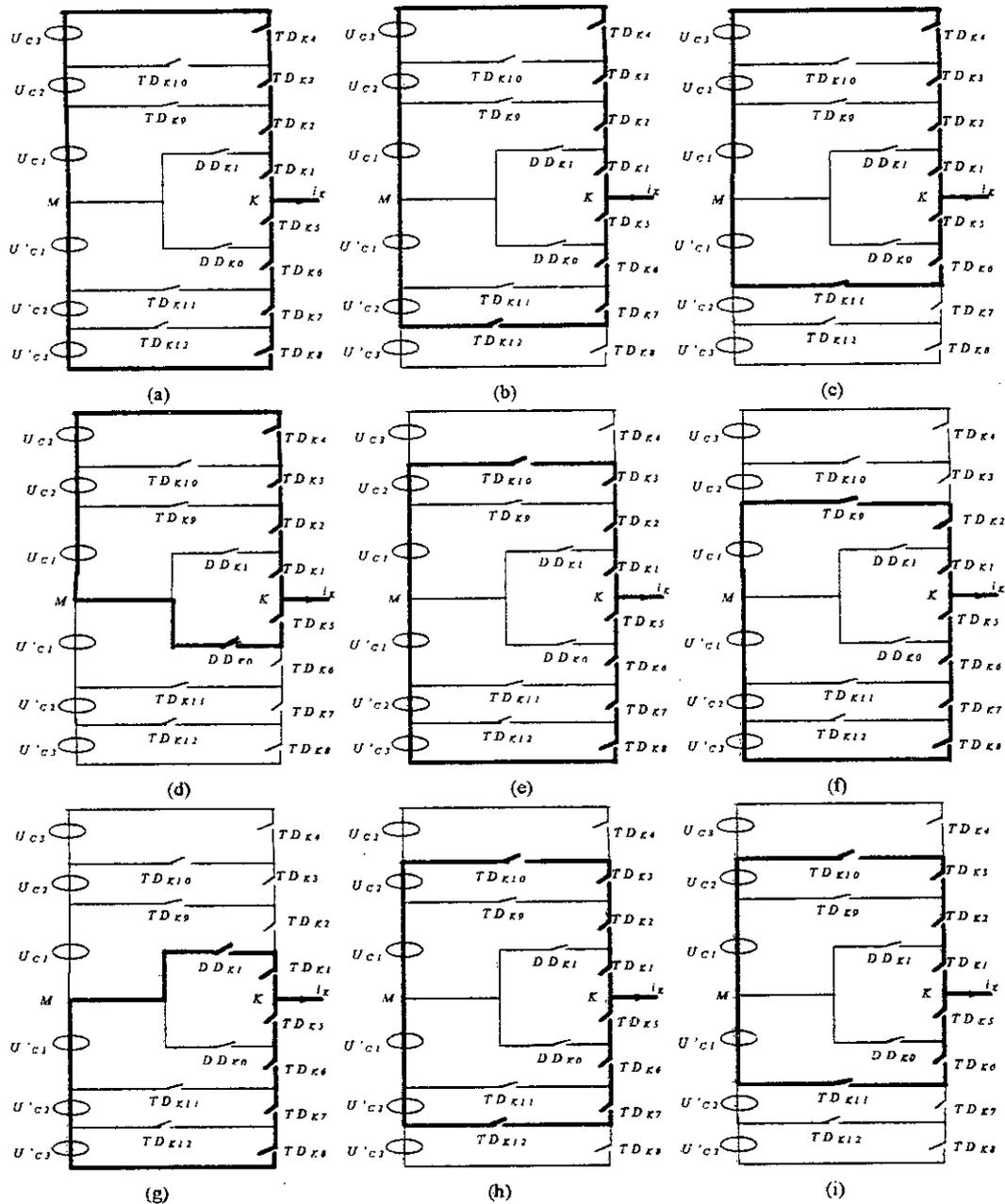


Fig.II.4.7- La configuration E_8

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

II.1.4. Cellule de commutation multi-tripôle

Chaque bras k de l'onduleur NPC à sept niveaux (Fig.II.2) constitue une cellule de commutation multi-tripôle. Les semi-conducteurs de cette cellule se combinent pour donner plusieurs cellules tripôles [Yao 94],[Ben Romdhane 94.1],[Ben Romdhane 94.2],[Berkouk 95.2]. Les transitions entre les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à sept niveaux font intervenir des commutations type tripôle simple comme pour les onduleurs à trois niveaux. Les différentes cellules tripôles sont présentées dans la figure (II.5). Dans cette figure, les éléments constituant les cellules tripôles sont montrés par de gros traits. Ainsi, l'élaboration du modèle d'un bras de l'onduleur à sept niveaux se trouve ainsi facilitée .



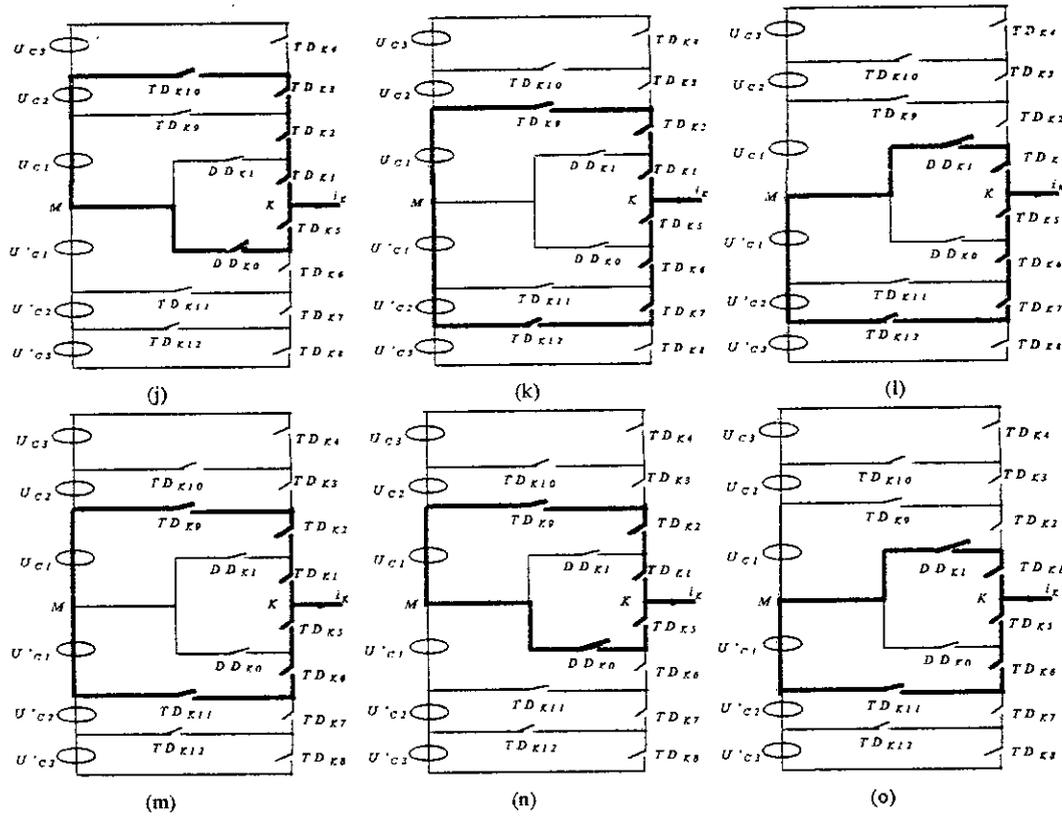


Fig.II.5- Les différentes cellules tripôles contenues dans la cellule multi-tripôle d'un bras de l'onduleur à sept niveaux.

II.1.5. Réseau de Petri série d'un bras de l'onduleur NPC à sept niveaux

Une fois les neuf configurations du bras sont déterminées, et ses quinze cellules tripôles possibles définies, l'analyse des conditions de transition entre ces différentes configurations, en utilisant les conditions de commutation type tripôle et de type dipôle donnent les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement de ce bras d'onduleur [France 87],[Manesse 87],[Hautier 89],[Rasoanarivo 92]. Le réseau de Petri série du fonctionnement d'un bras de l'onduleur est représenté à la figure (II.6), où La variable R_{mn} intervenant dans ce réseau, représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n . Les différentes variables sont explicitées ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 R_{01} &= [(B_{k1} \& U_{mk1} > 0) \& U_{Dk1} > 0 \& \overline{B_{k2}}] \\
 R_{02} &= [(B_{k5} \& U_{mk5} > 0) \& U_{Dk0} > 0 \& \overline{B_{k6}}] \\
 R_{03} &= [(B_{k1} \& U_{mk1} > 0) \& (B_{k2} \& U_{mk2} > 0) \& (B_{k3} \& U_{mk3} > 0) \& (B_{k4} \& U_{mk4} > 0)] \text{ ou } [U_{mk1} < 0 \& U_{mk2} < 0 \& U_{mk3} < 0 \& U_{mk4} < 0] \\
 R_{04} &= [(B_{k1} \& U_{mk1} > 0) \& (B_{k2} \& U_{mk2} > 0) \& (B_{k3} \& U_{mk3} > 0) \& \overline{B_{k4}}] \text{ ou } [U_{mk1} < 0 \& U_{mk2} < 0 \& U_{mk3} < 0 \& \overline{B_{k10}}] \\
 R_{05} &= [(B_{k1} \& U_{mk1} > 0) \& (B_{k2} \& U_{mk2} > 0) \& \overline{B_{k3}}] \text{ ou } [U_{mk1} < 0 \& U_{mk2} < 0 \& \overline{B_{k9}} \& \overline{B_{k10}}] \\
 R_{06} &= [(B_{k5} \& U_{mk5} > 0) \& (B_{k6} \& U_{mk6} > 0) \& (B_{k7} \& U_{mk7} > 0) \& (B_{k8} \& U_{mk8} > 0)] \text{ ou } [U_{mk5} < 0 \& U_{mk6} < 0 \& U_{mk7} < 0 \& U_{mk8} < 0] \\
 R_{07} &= [(B_{k5} \& U_{mk5} > 0) \& (B_{k6} \& U_{mk6} > 0) \& (B_{k7} \& U_{mk7} > 0) \& \overline{B_{k8}}] \text{ ou } [U_{mk5} < 0 \& U_{mk6} < 0 \& U_{mk7} < 0 \& \overline{B_{k12}}] \\
 R_{08} &= [(B_{k5} \& U_{mk5} > 0) \& (B_{k6} \& U_{mk6} > 0) \& \overline{B_{k7}} \& \overline{B_{k8}}] \text{ ou } [U_{mk5} < 0 \& U_{mk6} < 0 \& \overline{B_{k11}} \& \overline{B_{k12}}]
 \end{aligned}$$

$$R_{10} = (i_k = 0)$$

$$R_{12} = \text{impossible}$$

$$R_{13} = [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3}) \& (B_{k4})]$$

$$R_{14} = [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3}) \& (\overline{B_{k4}})]$$

$$R_{15} = [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (\overline{B_{k3}}) \& (\overline{B_{k4}})]$$

$$R_{16} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (\overline{B_{k12}}) \& (\overline{B_{k11}})]$$

$$R_{17} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (B_{k12}) \& (\overline{B_{k8}})]$$

$$R_{18} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (B_{k11}) \& (\overline{B_{k8}}) \& \overline{B_{k7}}]$$

$$R_{20} = (i_k = 0)$$

$$R_{21} = \text{impossible}$$

$$R_{23} = [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k5}}) \& (\overline{B_{k9}}) \& (\overline{B_{k10}})]$$

$$R_{24} = [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k5}}) \& (\overline{B_{k4}}) \& (B_{k10})]$$

$$R_{25} = [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k5}}) \& (B_{k9}) \& (B_{k3}) \& (\overline{B_{k4}})]$$

$$R_{26} = [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k5}}) \& (B_{k6}) \& (B_{k7}) \& (B_{k8})]$$

$$R_{27} = [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k5}}) \& (B_{k6}) \& (B_{k7})]$$

$$R_{28} = [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k5}}) \& (B_{k6})]$$

$$R_{30} = (i_k = 0)$$

$$R_{31} = [(i_k > 0) \& B_{k1} \& \overline{B_{k2}}]$$

$$R_{32} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (B_{k5})]$$

$$R_{34} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k4}}) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k10}) \& (\overline{B_{k4}})]$$

$$R_{35} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k4}}) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (\overline{B_{k3}})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k9}) \& (\overline{B_{k4}})]$$

$$R_{36} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& (B_{k7}) \& (B_{k8})]$$

$$R_{37} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (B_{k12})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& (B_{k7}) \& (\overline{B_{k8}})]$$

$$R_{38} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (B_{k11})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& (\overline{B_{k7}}) \& (\overline{B_{k8}})]$$

$$R_{40} = (i_k = 0)$$

$$R_{41} = [(i_k > 0) \& B_{k1} \& \overline{B_{k2}}]$$

$$R_{42} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (B_{k5})]$$

$$R_{43} = [(i_k > 0) \& (B_{k4}) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k10}})]$$

$$R_{45} = [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (\overline{B_{k3}})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k9})]$$

$$R_{46} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& (B_{k7}) \& (B_{k8})]$$

$$R_{47} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (B_{k12})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& (B_{k7})]$$

$$R_{48} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (B_{k11})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6})]$$

$$R_{50} = (i_k = 0)$$

$$R_{51} = [(i_k > 0) \& B_{k1} \& \overline{B_{k2}}]$$

$$R_{52} = [(i_k > 0) \& (\overline{B_{k1}}) \& (B_{k5})]$$

$$R_{53} = [(i_k > 0) \& (B_{k4}) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k9}})]$$

$$R_{54} = [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3}) \& (\overline{B_{k4}})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k9}}) \& (B_{k10})]$$

$$R_{56} = [(i_k > 0) \& (B_{k1})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& (B_{k7}) \& (B_{k8})]$$

$$R_{57} = [(i_k > 0) \& (B_{k1})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& (B_{k7}) \& (\overline{B_{k8}})]$$

$$R_{58} = [(i_k > 0) \& (B_{k1})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& (\overline{B_{k7}}) \& (\overline{B_{k8}})]$$

$$R_{60} = (i_k = 0)$$

$$R_{61} = [(i_k > 0) \& B_{k1} \& \overline{B_{k5}}]$$

$$R_{62} = [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k6}})]$$

$$R_{63} = [(i_k > 0) \& (B_{k4}) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k5}})]$$

$$R_{64} = [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3}) \& (\overline{B_{k4}})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k5}}) \& (B_{k10})]$$

$$R_{65} = [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k5}}) \& (B_{k9}) \& (\overline{B_{k3}})]$$

$$R_{67} = [(i_k > 0) \& (B_{k12})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (\overline{B_{k8}})]$$

$$R_{68} = [(i_k > 0) \& (B_{k11}) \& (\overline{B_{k7}})] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k7}) \& (\overline{B_{k8}})]$$

$$\begin{aligned}
R_{70} &= (i_k = 0) \\
R_{71} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& \overline{B_{k5}}] \\
R_{72} &= [(i_k < 0) \& \overline{B_{k6}}] \\
R_{73} &= [(i_k > 0) \& (B_{k4}) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3})] \text{ou} [(i_k < 0) \& \overline{B_{k5}}] \\
R_{74} &= [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3}) \& \overline{B_{k4}}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \overline{B_{k5}} \& \overline{B_{k4}} \& (B_{k10})] \\
R_{75} &= [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2})] \text{ou} [(i_k < 0) \& \overline{B_{k5}} \& (B_{k9}) \& \overline{B_{k3}}] \\
R_{76} &= [(i_k > 0) \& (B_{k12}) \& \overline{B_{k11}}] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& (B_{k7}) \& (B_{k8})] \\
R_{78} &= [(i_k > 0) \& (B_{k11}) \& \overline{B_{k12}}] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k5}) \& (B_{k6}) \& \overline{B_{k7}} \& \overline{B_{k8}}] \\
R_{80} &= (i_k = 0) \\
R_{81} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& \overline{B_{k5}}] \\
R_{82} &= [(i_k < 0) \& \overline{B_{k6}}] \\
R_{83} &= [(i_k > 0) \& (B_{k4}) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3})] \text{ou} [(i_k < 0) \& \overline{B_{k5}}] \\
R_{84} &= [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2}) \& (B_{k3}) \& \overline{B_{k4}}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \overline{B_{k5}} \& \overline{B_{k4}} \& (B_{k10})] \\
R_{85} &= [(i_k > 0) \& (B_{k1}) \& (B_{k2})] \text{ou} [(i_k < 0) \& \overline{B_{k5}} \& (B_{k9}) \& \overline{B_{k3}}] \\
R_{86} &= [(i_k > 0) \& \overline{B_{k11}}] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k7}) \& (B_{k8})] \\
R_{87} &= [(i_k > 0) \& (B_{k12}) \& \overline{B_{k11}}] \text{ou} [(i_k < 0) \& (B_{k7})]
\end{aligned}$$

II.1.6. Réseau de Petri parallèle d'un bras de l'onduleur NPC à sept niveaux

La figure(II.7) montre le réseau de Petri parallèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à sept niveaux . Les différentes réceptivités d'entrée Re et de sortie R_s de ce réseau s'exprime en fonction des réceptivités de transition R_{nm} comme suit :

1-Réceptivité d'entrée du réseau de Petri parallèle

$$\begin{aligned}
Re(E_0) &= (Prdp = E_1) \wedge R_{10} + (Prdp = E_2) \wedge R_{20} + (Prdp = E_3) \wedge R_{30} + (Prdp = E_4) \wedge R_{40} + (Prdp = E_5) \wedge R_{50} \\
&+ (Prdp = E_6) \wedge R_{60} + (Prdp = E_7) \wedge R_{70} + (Prdp = E_8) \wedge R_{80} \\
Re(E_1) &= (Prdp = E_0) \wedge R_{01} + (Prdp = E_2) \wedge R_{21} + (Prdp = E_3) \wedge R_{31} + (Prdp = E_4) \wedge R_{41} + (Prdp = E_5) \wedge R_{51} \\
&+ (Prdp = E_6) \wedge R_{61} + (Prdp = E_7) \wedge R_{71} + (Prdp = E_8) \wedge R_{81} \\
Re(E_2) &= (Prdp = E_0) \wedge R_{02} + (Prdp = E_1) \wedge R_{12} + (Prdp = E_3) \wedge R_{32} + (Prdp = E_4) \wedge R_{42} + (Prdp = E_5) \wedge R_{52} \\
&+ (Prdp = E_6) \wedge R_{62} + (Prdp = E_7) \wedge R_{72} + (Prdp = E_8) \wedge R_{82} \\
Re(E_3) &= (Prdp = E_0) \wedge R_{03} + (Prdp = E_1) \wedge R_{13} + (Prdp = E_2) \wedge R_{23} + (Prdp = E_4) \wedge R_{43} + (Prdp = E_5) \wedge R_{53} \\
&+ (Prdp = E_6) \wedge R_{63} + (Prdp = E_7) \wedge R_{73} + (Prdp = E_8) \wedge R_{83} \\
Re(E_4) &= (Prdp = E_0) \wedge R_{04} + (Prdp = E_1) \wedge R_{14} + (Prdp = E_2) \wedge R_{24} + (Prdp = E_3) \wedge R_{34} + (Prdp = E_5) \wedge R_{54} \\
&+ (Prdp = E_6) \wedge R_{64} + (Prdp = E_7) \wedge R_{74} + (Prdp = E_8) \wedge R_{84} \\
Re(E_5) &= (Prdp = E_0) \wedge R_{05} + (Prdp = E_1) \wedge R_{15} + (Prdp = E_2) \wedge R_{25} + (Prdp = E_3) \wedge R_{35} + (Prdp = E_4) \wedge R_{45} \\
&+ (Prdp = E_6) \wedge R_{65} + (Prdp = E_7) \wedge R_{75} + (Prdp = E_8) \wedge R_{85} \\
Re(E_6) &= (Prdp = E_0) \wedge R_{06} + (Prdp = E_1) \wedge R_{16} + (Prdp = E_2) \wedge R_{26} + (Prdp = E_3) \wedge R_{36} + (Prdp = E_4) \wedge R_{46} \\
&+ (Prdp = E_5) \wedge R_{56} + (Prdp = E_7) \wedge R_{76} + (Prdp = E_8) \wedge R_{86} \\
Re(E_7) &= (Prdp = E_0) \wedge R_{07} + (Prdp = E_1) \wedge R_{17} + (Prdp = E_2) \wedge R_{27} + (Prdp = E_3) \wedge R_{37} + (Prdp = E_4) \wedge R_{47} \\
&+ (Prdp = E_5) \wedge R_{57} + (Prdp = E_6) \wedge R_{67} + (Prdp = E_8) \wedge R_{87} \\
Re(E_8) &= (Prdp = E_0) \wedge R_{08} + (Prdp = E_1) \wedge R_{18} + (Prdp = E_2) \wedge R_{28} + (Prdp = E_3) \wedge R_{38} + (Prdp = E_4) \wedge R_{48} \\
&+ (Prdp = E_5) \wedge R_{58} + (Prdp = E_6) \wedge R_{68} + (Prdp = E_7) \wedge R_{78}
\end{aligned}$$

2-Réceptivité de sortie du réseau de Petri parallèle :

$$Rs(E_0) = (Prdp = E_0) \wedge (R_{01} + R_{02} + R_{03} + R_{04} + R_{05} + R_{06} + R_{07} + R_{08})$$

$$Rs(E_1) = (Prdp = E_1) \wedge (R_{10} + R_{12} + R_{13} + R_{14} + R_{15} + R_{16} + R_{17} + R_{18})$$

$$Rs(E_2) = (Prdp = E_2) \wedge (R_{20} + R_{21} + R_{23} + R_{24} + R_{25} + R_{26} + R_{27} + R_{28})$$

$$Rs(E_3) = (Prdp = E_3) \wedge (R_{30} + R_{31} + R_{32} + R_{34} + R_{35} + R_{36} + R_{37} + R_{38})$$

$$Rs(E_4) = (Prdp = E_4) \wedge (R_{40} + R_{41} + R_{42} + R_{43} + R_{45} + R_{46} + R_{47} + R_{48})$$

$$Rs(E_5) = (Prdp = E_5) \wedge (R_{50} + R_{51} + R_{52} + R_{53} + R_{54} + R_{56} + R_{57} + R_{58})$$

$$Rs(E_6) = (Prdp = E_6) \wedge (R_{60} + R_{61} + R_{62} + R_{63} + R_{64} + R_{65} + R_{67} + R_{68})$$

$$Rs(E_7) = (Prdp = E_7) \wedge (R_{70} + R_{71} + R_{72} + R_{73} + R_{74} + R_{75} + R_{76} + R_{78})$$

$$Rs(E_8) = (Prdp = E_8) \wedge (R_{80} + R_{81} + R_{82} + R_{83} + R_{84} + R_{85} + R_{86} + R_{87})$$

Remarque : La variable Prdp indique la configuration du bras de l'onduleur à sept niveaux.

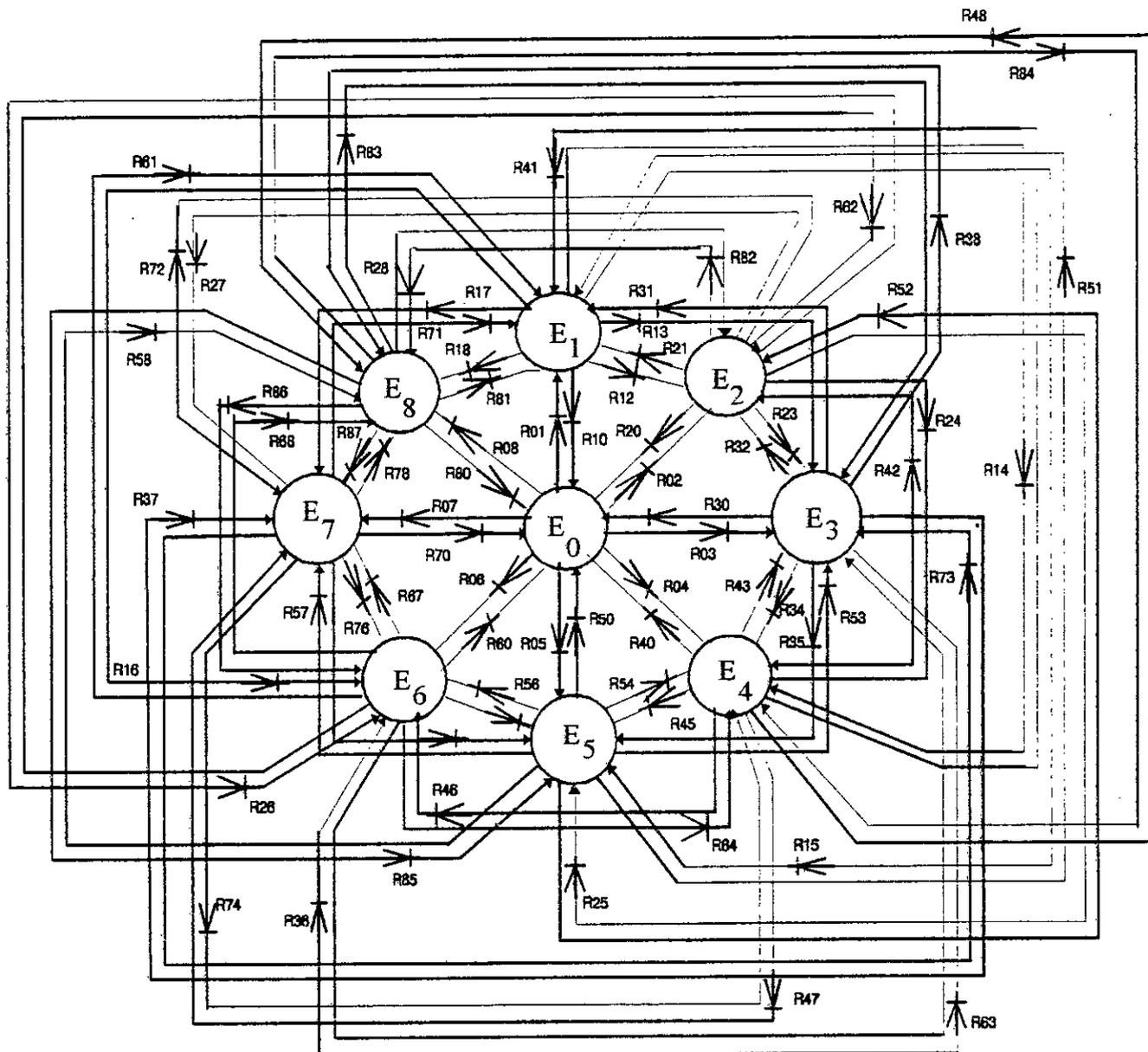


Fig.II. 6- Le réseau de Petri série de l'onduleur NPC à sept niveaux .

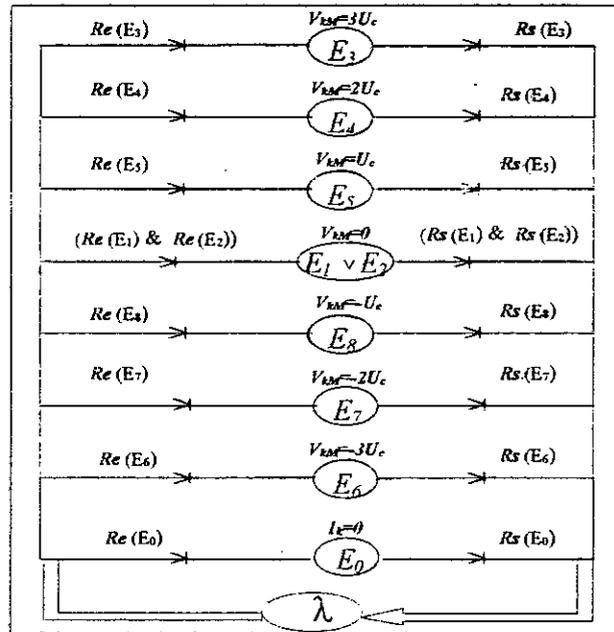


Fig.II.7- Réseau de Petri parallèle d'un bras d'onduleur à sept niveaux.

II.2. Modélisation de l'onduleur en vue de la commande

II.2.1. Hypothèses

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante ($U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U'_{C1} = U'_{C2} = U'_{C3} = U_C$). 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 [Guillaud 92],[Guillaud 94.1] [Guillaud 94.2],[Plateaux 94].

II.2.3. Fonction de connexion [Berkouk 95.2]

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.2.4. 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 [Guillaud 94.1]. 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.2.5. Commande complémentaire

La structure d'un bras de l'onduleur à sept niveaux est représentée à la figure (II.3). On suppose ($U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_{c5} = U_{c6} = U_{c7} = U_{c8}$). Pour cet onduleur, on remarque qu'il ya vingt quatre commandes complémentaires possibles, mais seulement deux entre elles sont intéressantes (commande N°2,3)(Annexe 2). Pour notre étude, nous avons choisi la commande complémentaire N°2 définie comme suit :

$$\begin{cases} B_{k5} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k7} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k8} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

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 :

$$\begin{cases} F_{k5} = 1 - F_{k2} \\ F_{k6} = 1 - F_{k1} \\ F_{k7} = 1 - F_{k4} \\ F_{k8} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Pour l'onduleur à sept 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 :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \cdot F_{k4} \\ F_{k0}^b = F_{k5} \cdot F_{k6} \cdot F_{k7} \cdot F_{k8} \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

F_{k1}^b est associée au demi-bras du haut ($TD_{k1}, TD_{k2}, TD_{k3}, TD_{k4}$), F_{k0}^b est associée au demi-bras du bas ($TD_{k5}, TD_{k6}, TD_{k7}, TD_{k8}$). En mode commandable, le réseau de Petri du fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à sept niveaux se simplifie de neuf à huit places.

II.3. Modélisation aux valeurs instantanées (Modèle de connaissance)

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux avec une charge triphasée 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 de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu M : 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_{MN} .

Les potentiels des noeuds A, B et C de l'onduleur triphasé à sept niveaux par rapport au point milieu M sont donnés par le système suivant [Gheraia 99.2]:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}\overline{F_{13}}U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}\overline{F_{14}}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{11}F_{12}F_{13}F_{14}(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) - \\ F_{15}F_{16}U_{C1} - F_{15}F_{16}F_{17}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{15}F_{16}F_{17}F_{18}(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}\overline{F_{23}}U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}\overline{F_{24}}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{21}F_{22}F_{23}F_{24}(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) - \\ F_{25}F_{26}U_{C1} - F_{25}F_{26}F_{27}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{25}F_{26}F_{27}F_{28}(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}\overline{F_{33}}U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}\overline{F_{34}}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{31}F_{32}F_{33}F_{34}(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) - \\ F_{35}F_{36}U_{C1} - F_{35}F_{36}F_{37}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{35}F_{36}F_{37}F_{38}(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

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

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13}F_{14} \\ F_{10}^b = F_{15}F_{16}F_{17}F_{18} \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23}F_{24} \\ F_{20}^b = F_{25}F_{26}F_{27}F_{28} \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33}F_{34} \\ F_{30}^b = F_{35}F_{36}F_{37}F_{38} \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

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

$$\begin{cases} F_{19} = F_{11}F_{12}\overline{F_{13}}F_{14} \\ F_{110} = F_{11}F_{12}F_{13}\overline{F_{14}} \\ F_{111} = F_{15}F_{16}\overline{F_{17}}F_{18} \\ F_{112} = F_{15}F_{16}F_{17}\overline{F_{18}} \end{cases}, \begin{cases} F_{29} = F_{21}F_{22}\overline{F_{23}}F_{24} \\ F_{210} = F_{21}F_{22}F_{23}\overline{F_{24}} \\ F_{211} = F_{25}F_{26}\overline{F_{27}}F_{28} \\ F_{212} = F_{25}F_{26}F_{27}\overline{F_{28}} \end{cases}, \begin{cases} F_{39} = F_{31}F_{32}\overline{F_{33}}F_{34} \\ F_{311} = F_{31}F_{32}F_{33}\overline{F_{34}} \\ F_{311} = F_{35}F_{36}\overline{F_{37}}F_{38} \\ F_{312} = F_{35}F_{36}F_{37}\overline{F_{38}} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

En introduisant ces fonctions dans le système (II-5), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{19}U_{C1} + F_{110}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{111}^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) - F_{11}U_{C1} - F_{112}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{10}^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) \\ V_{BM} = F_{29}U_{C1} + F_{210}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{211}^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) - F_{21}U_{C1} - F_{212}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{20}^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) \\ V_{CM} = F_{39}U_{C1} + F_{310}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{311}^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) - F_{31}U_{C1} - F_{312}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{30}^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

Sous forme matricielle, (II-8) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{19} + F_{110} + F_{11}^b \\ F_{29} + F_{210} + F_{21}^b \\ F_{39} + F_{310} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{110} + F_{11}^b \\ F_{210} + F_{21}^b \\ F_{310} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{10}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{20}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{112} + F_{10}^b \\ F_{212} + F_{20}^b \\ F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} \quad (\text{II-9})$$

Le système (II-9) montre qu'un onduleur à sept niveaux est une mise en série de six onduleurs à deux niveaux ou de trois onduleurs à trois niveaux. Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U'_{C1} = U'_{C2} = U'_{C3} = U_C$, la relation (II-9) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{19} + 2F_{110} + 3F_{11}^b - F_{111} - 2F_{112} - 3F_{10}^b \\ F_{29} + 2F_{210} + 3F_{21}^b - F_{211} - 2F_{212} - 3F_{20}^b \\ F_{39} + 2F_{310} + 3F_{31}^b - F_{311} - 2F_{312} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II-10})$$

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

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (\text{II-11})$$

La relation (II-11), et dans le cas où le neutre de la charge est isolé, permet d'exprimer :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{II-12})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

A partir des relations (II-9) et (II-13), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{19} + F_{110} + F_{11}^b \\ F_{29} + F_{210} + F_{21}^b \\ F_{39} + F_{310} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{110} + F_{11}^b \\ F_{210} + F_{21}^b \\ F_{310} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{10}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{20}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{112} + F_{10}^b \\ F_{212} + F_{20}^b \\ F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} \right\} \quad (\text{II-14})$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U'_{C1} = U'_{C2} = U'_{C3} = U_C$, la relation (II-14) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{19} + 2F_{110} + 3F_{11}^b - F_{111} - 2F_{112} - 3F_{10}^b \\ F_{29} + 2F_{210} + 3F_{21}^b - F_{211} - 2F_{212} - 3F_{20}^b \\ F_{39} + 2F_{310} + 3F_{31}^b - F_{311} - 2F_{312} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II-15})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{array}{l} \left[\begin{array}{l} F_{19} + F_{110} + F_{11}^b \\ F_{29} + F_{210} + F_{21}^b \\ F_{39} + F_{310} + F_{31}^b \end{array} \right] U_{C1} + \left[\begin{array}{l} F_{110} + F_{11}^b \\ F_{210} + F_{21}^b \\ F_{310} + F_{31}^b \end{array} \right] U_{C2} + \left[\begin{array}{l} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{array} \right] U_{C3} - \\ \left[\begin{array}{l} F_{111} + F_{112} + F_{10}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{20}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{30}^b \end{array} \right] U_{C1} - \left[\begin{array}{l} F_{112} + F_{10}^b \\ F_{212} + F_{20}^b \\ F_{312} + F_{30}^b \end{array} \right] U_{C2} - \left[\begin{array}{l} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{array} \right] U_{C3} \end{array} \right. \quad (\text{II-17})$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U'_{C1} = U'_{C2} = U'_{C3} = U_C$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{19} + 2F_{110} + 3F_{11}^b - F_{111} - 2F_{112} - 3F_{10}^b \\ F_{29} + 2F_{210} + 3F_{21}^b - F_{211} - 2F_{212} - 3F_{20}^b \\ F_{39} + 2F_{310} + 3F_{31}^b - F_{311} - 2F_{312} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II-18})$$

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 :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{19} i_1 + F_{29} i_2 + F_{39} i_3 \\ i_{d2} = F_{110} i_1 + F_{210} i_2 + F_{310} i_3 \\ i_{d3} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i'_{d1} = F_{111} i_1 + F_{211} i_2 + F_{311} i_3 \\ i'_{d2} = F_{112} i_1 + F_{212} i_2 + F_{312} i_3 \\ i'_{d3} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

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

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i'_{d1} + i'_{d2} + i'_{d3} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{II-20})$$

Alors le courant i_{d0} peut être écrit comme suit :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - \left(F_{19} + F_{110} + F_{111} + F_{112} + F_{11}^b + F_{10}^b \right) i_1 - \left(F_{29} + F_{210} + F_{211} + F_{212} + F_{21}^b + F_{20}^b \right) i_2 - \left(F_{39} + F_{310} + F_{311} + F_{312} + F_{31}^b + F_{30}^b \right) i_3 \quad (\text{II-21})$$

Pour l'onduleur triphasé à sept niveaux, le vecteur d'état est $[U_{C1} \ U_{C2} \ U_{C3} \ U_{C1} \ U_{C2} \ U_{C3} \ i_1 \ i_2 \ i_3]^t$, et ses entrées internes sont $[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d3} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i'_{d3} \ i_{d0}]^t$ ou $[U_{B1} \ U_{B2} \ U_{B3} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d3} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i'_{d3} \ i_{d0}]^t$.

II.3.1. Relations de conversion simples

Cette relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i'_{d3} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

On appelle $[N(t)]$ la matrice de conversion simple. Elle est définie comme suit :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} & N_{13} & N_{14} & N_{15} & N_{16} & 0 & 0 & 0 \\ N_{21} & N_{22} & N_{23} & N_{24} & N_{25} & N_{26} & 0 & 0 & 0 \\ N_{31} & N_{32} & N_{33} & N_{34} & N_{35} & N_{36} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{19} & F_{29} & F_{39} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{110} & F_{210} & F_{310} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{111} & F_{211} & F_{311} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{112} & F_{212} & F_{312} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11} \cdot F_{15} & F_{21} \cdot F_{25} & F_{31} \cdot F_{35} \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

avec:

$$N_{11} = 1/3 \left[2.(F_{19} + F_{110} + F_{11}^b) - (F_{29} + F_{210} + F_{21}^b) - (F_{39} + F_{310} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{12} = 1/3 \left[2.(F_{110} + F_{11}^b) - (F_{210} + F_{21}^b) - (F_{310} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{13} = 1/3 \left[2.(F_{11}^b) - (F_{21}^b) - (F_{31}^b) \right]$$

$$N_{14} = 1/3 \left[2.(-F_{111} - F_{112} - F_{10}^b) - (-F_{211} - F_{212} - F_{20}^b) - (-F_{311} - F_{312} - F_{30}^b) \right]$$

$$N_{15} = 1/3 \left[2.(-F_{112} - F_{10}^b) - (-F_{212} - F_{20}^b) - (-F_{312} - F_{30}^b) \right]$$

$$N_{16} = 1/3 \left[2.(-F_{10}^b) - (-F_{20}^b) - (-F_{30}^b) \right]$$

$$\begin{aligned}
N_{21} &= 1/3 \left[-(F_{19} + F_{110} + F_{11}^b) + 2.(F_{29} + F_{210} + F_{21}^b) - (F_{39} + F_{310} + F_{31}^b) \right] \\
N_{22} &= 1/3 \left[-(F_{110} + F_{11}^b) + 2.(F_{210} + F_{21}^b) - (F_{310} + F_{31}^b) \right] \\
N_{23} &= 1/3 \left[-(F_{11}^b) + 2.(F_{21}^b) - (F_{31}^b) \right] \\
N_{24} &= 1/3 \left[-(-F_{111} - F_{112} - F_{10}^b) + 2.(-F_{211} - F_{212} - F_{20}^b) - (-F_{311} - F_{312} - F_{30}^b) \right] \\
N_{25} &= 1/3 \left[-(-F_{112} - F_{10}^b) + 2.(-F_{212} - F_{20}^b) - (-F_{312} - F_{30}^b) \right] \\
N_{26} &= 1/3 \left[-(-F_{10}^b) + 2.(-F_{20}^b) - (-F_{30}^b) \right] \\
N_{31} &= 1/3 \left[-(F_{19} + F_{110} + F_{11}^b) - (F_{29} + F_{210} + F_{21}^b) + 2.(F_{39} + F_{310} + F_{31}^b) \right] \\
N_{32} &= 1/3 \left[-(F_{110} + F_{11}^b) - (F_{210} + F_{21}^b) + 2.(F_{310} + F_{31}^b) \right] \\
N_{33} &= 1/3 \left[-(F_{11}^b) - (F_{21}^b) + 2.(F_{31}^b) \right] \\
N_{34} &= 1/3 \left[-(-F_{111} - F_{112} - F_{10}^b) - (-F_{211} - F_{212} - F_{20}^b) + 2.(-F_{311} - F_{312} - F_{30}^b) \right] \\
N_{35} &= 1/3 \left[-(-F_{112} - F_{10}^b) - (-F_{212} - F_{20}^b) + 2.(-F_{312} - F_{30}^b) \right] \\
N_{36} &= 1/3 \left[-(-F_{10}^b) - (-F_{20}^b) + 2.(-F_{30}^b) \right]
\end{aligned}$$

II.3.2. Relations de conversion composées

Cette relation est définie par le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i'_{d3} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ U'_{C3} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

On appelle $[M(t)]$ la matrice de conversion composée. Elle est définie par :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} & M_{15} & M_{16} & 0 & 0 & 0 \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} & M_{24} & M_{25} & M_{26} & 0 & 0 & 0 \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} & M_{34} & M_{35} & M_{36} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{19} & F_{29} & F_{39} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{110} & F_{210} & F_{310} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{111} & F_{211} & F_{311} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{112} & F_{212} & F_{312} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11} \cdot F_{15} & F_{21} \cdot F_{25} & F_{31} \cdot F_{35} \end{bmatrix} \quad (\text{II-25})$$

avec :

$$M_{11} = (F_{19} + F_{110} + F_{11}^b) - (F_{29} + F_{210} + F_{21}^b)$$

$$M_{12} = (F_{110} + F_{11}^b) - (F_{210} + F_{21}^b)$$

$$M_{13} = (F_{11}^b) - (F_{21}^b)$$

$$M_{14} = (-F_{111} - F_{112} - F_{10}^b) - (-F_{211} - F_{212} - F_{20}^b)$$

$$M_{15} = (-F_{112} - F_{10}^b) - (-F_{212} - F_{20}^b)$$

$$M_{16} = (-F_{10}^b) - (-F_{20}^b)$$

$$M_{21} = (F_{29} + F_{210} + F_{21}^b) - (F_{39} + F_{310} + F_{31}^b)$$

$$M_{22} = (F_{210} + F_{21}^b) - (F_{310} + F_{31}^b)$$

$$M_{23} = (F_{21}^b) - (F_{31}^b)$$

$$M_{24} = (-F_{211} - F_{212} - F_{20}^b) - (-F_{311} - F_{312} - F_{30}^b)$$

$$M_{25} = (-F_{212} - F_{20}^b) - (-F_{312} - F_{30}^b)$$

$$M_{26} = (-F_{20}^b) - (-F_{30}^b)$$

$$M_{31} = -(F_{19} + F_{110} + F_{11}^b) + (F_{39} + F_{310} + F_{31}^b)$$

$$M_{32} = -(F_{110} + F_{11}^b) + (F_{310} + F_{31}^b)$$

$$M_{33} = -(F_{11}^b) + (F_{31}^b)$$

$$M_{34} = -(-F_{111} - F_{112} - F_{10}^b) + (-F_{311} - F_{312} - F_{30}^b)$$

$$M_{35} = -(-F_{112} - F_{10}^b) + (-F_{312} - F_{30}^b)$$

$$M_{36} = -(-F_{10}^b) + (-F_{30}^b)$$

La figure (II.8) montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à sept 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. Cette partie génère la matrice de conversion en utilisant la relation (II-23).
- 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.

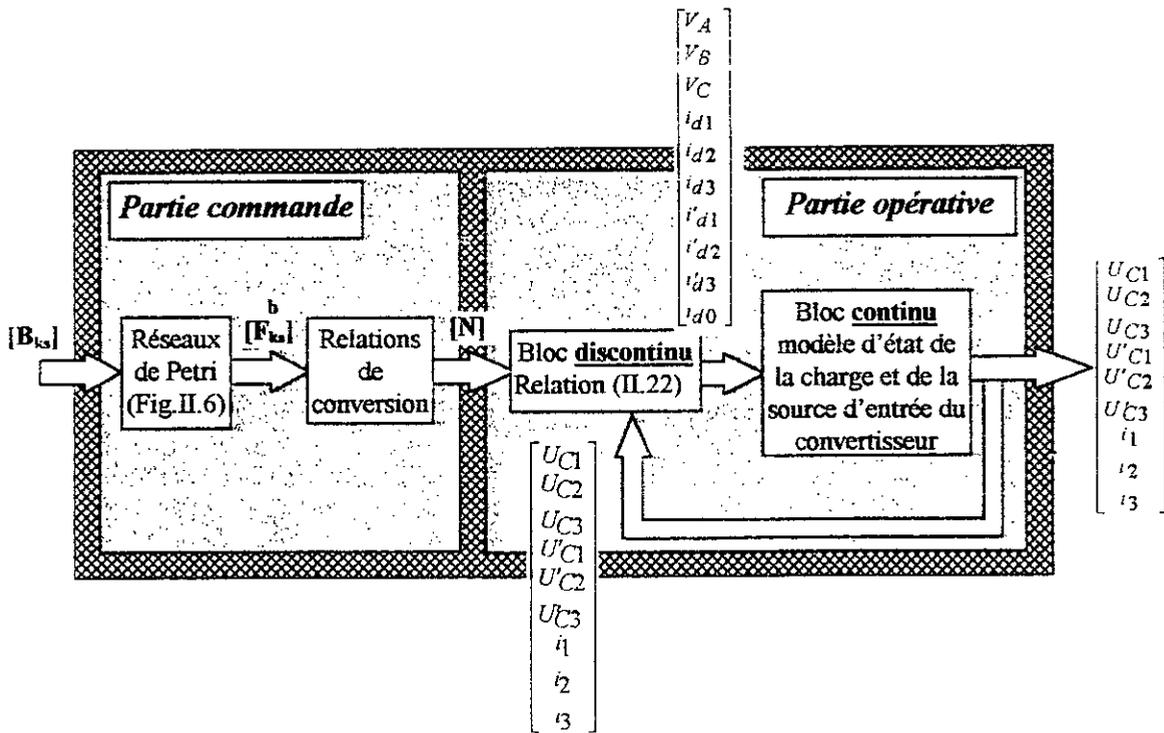


Fig.II.8- Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à sept niveaux.

II.4. Modélisation au sens des 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) [Gheraia 99.2]. Cette notion consiste à découper le fonctionnement de l'onduleur en intervalles de temps réguliers qui définissent la période de son fonctionnement. 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. 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-22) et (II-24) de l'onduleur triphasé à sept niveaux deviennent respectivement (II-26) et (II-27) avec $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i'_{d3} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ U_{C3} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II-26) ;$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i'_{d3} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ U_{C3} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (II-27)$$

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

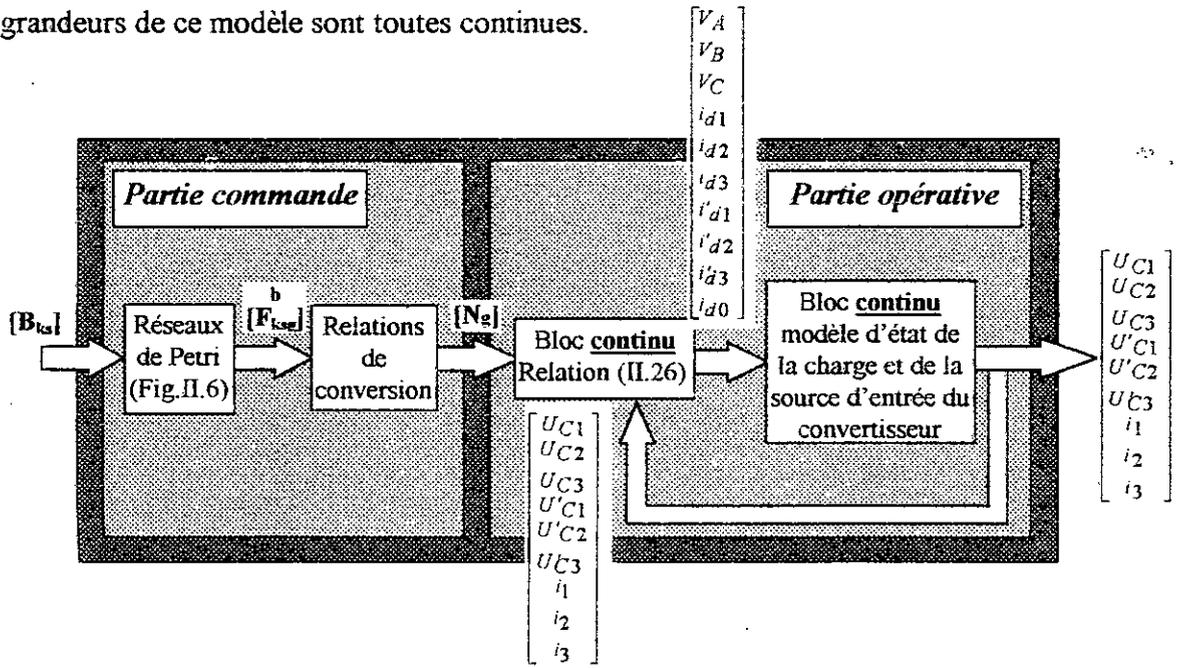


Fig.II.9- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à sept niveaux.

$$\begin{bmatrix} N_{11g} & N_{12g} & N_{13g} & N_{14g} & N_{15g} & N_{16g} & 0 & 0 & 0 \\ N_{21g} & N_{22g} & N_{23g} & N_{24g} & N_{25g} & N_{26g} & 0 & 0 & 0 \\ N_{31g} & N_{32g} & N_{33g} & N_{34g} & N_{35g} & N_{36g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{19g} & F_{29g} & F_{39g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{110g} & F_{210g} & F_{310g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{111g}^b & F_{211g}^b & F_{311g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{111g} & F_{211g} & F_{311g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{112g} & F_{212g} & F_{312g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11g} \cdot F_{15g} & F_{21g} \cdot F_{25g} & F_{31g} \cdot F_{35g} \end{bmatrix} \quad (II-28)$$

$$\begin{bmatrix} M_{11g} & M_{12g} & M_{13g} & M_{14g} & M_{15g} & M_{16g} & 0 & 0 & 0 \\ M_{21g} & M_{22g} & M_{23g} & M_{24g} & M_{25g} & M_{26g} & 0 & 0 & 0 \\ M_{31g} & M_{32g} & M_{33g} & M_{34g} & M_{35g} & M_{36g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{19g} & F_{29g} & F_{39g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{110g} & F_{210g} & F_{310g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{111g}^b & F_{211g}^b & F_{311g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{111g} & F_{211g} & F_{311g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{112g} & F_{212g} & F_{312g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11g} \cdot F_{15g} & F_{21g} \cdot F_{25g} & F_{31g} \cdot F_{35g} \end{bmatrix} \quad (II-29)$$

avec:

$$\begin{aligned}
 N_{11g} &= 1/3 \left[2.(F_{19g} + F_{110g} + F_{11g}^b) - (F_{29g} + F_{210g} + F_{21g}^b) - (F_{39g} + F_{310g} + F_{31g}^b) \right] \\
 N_{12g} &= 1/3 \left[2.(F_{110g} + F_{11g}^b) - (F_{210g} + F_{21g}^b) - (F_{310g} + F_{31g}^b) \right] \\
 N_{13g} &= 1/3 \left[2.(F_{11g}^b) - (F_{21g}^b) - (F_{31g}^b) \right] \\
 N_{14g} &= 1/3 \left[2.(-F_{111g} - F_{112g} - F_{10g}^b) - (-F_{211g} - F_{212g} - F_{20g}^b) - (-F_{311g} - F_{312g} - F_{30g}^b) \right] \\
 N_{15g} &= 1/3 \left[2.(-F_{112g} - F_{10g}^b) - (-F_{212g} - F_{20g}^b) - (-F_{312g} - F_{30g}^b) \right] \\
 N_{16g} &= 1/3 \left[2.(-F_{10g}^b) - (-F_{20g}^b) - (-F_{30g}^b) \right] \\
 N_{21g} &= 1/3 \left[-(F_{19g} + F_{110g} + F_{11g}^b) + 2.(F_{29g} + F_{210g} + F_{21g}^b) - (F_{39g} + F_{310g} + F_{31g}^b) \right] \\
 N_{22g} &= 1/3 \left[-(F_{110g} + F_{11g}^b) + 2.(F_{210g} + F_{21g}^b) - (F_{310g} + F_{31g}^b) \right] \\
 N_{23g} &= 1/3 \left[-(F_{11g}^b) + 2.(F_{21g}^b) - (F_{31g}^b) \right] \\
 N_{24g} &= 1/3 \left[-(-F_{111g} - F_{112g} - F_{10g}^b) + 2.(-F_{211g} - F_{212g} - F_{20g}^b) - (-F_{311g} - F_{312g} - F_{30g}^b) \right] \\
 N_{25g} &= 1/3 \left[-(-F_{112g} - F_{10g}^b) + 2.(-F_{212g} - F_{20g}^b) - (-F_{312g} - F_{30g}^b) \right] \\
 N_{26g} &= 1/3 \left[-(-F_{10g}^b) + 2.(-F_{20g}^b) - (-F_{30g}^b) \right] \\
 N_{31g} &= 1/3 \left[-(F_{19g} + F_{110g} + F_{11g}^b) - (F_{29g} + F_{210g} + F_{21g}^b) + 2.(F_{39g} + F_{310g} + F_{31g}^b) \right] \\
 N_{32g} &= 1/3 \left[-(F_{110g} + F_{11g}^b) - (F_{210g} + F_{21g}^b) + 2.(F_{310g} + F_{31g}^b) \right] \\
 N_{33g} &= 1/3 \left[-(F_{11g}^b) - (F_{21g}^b) + 2.(F_{31g}^b) \right] \\
 N_{34g} &= 1/3 \left[-(-F_{111g} - F_{112g} - F_{10g}^b) - (-F_{211g} - F_{212g} - F_{20g}^b) + 2.(-F_{311g} - F_{312g} - F_{30g}^b) \right] \\
 N_{35g} &= 1/3 \left[-(-F_{112g} - F_{10g}^b) - (-F_{212g} - F_{20g}^b) + 2.(-F_{312g} - F_{30g}^b) \right] \\
 N_{36g} &= 1/3 \left[-(-F_{10g}^b) - (-F_{20g}^b) + 2.(-F_{30g}^b) \right]
 \end{aligned}$$

$$M_{11g} = (F_{19g} + F_{110g} + F_{11g}^b) - (F_{29g} + F_{210g} + F_{21g}^b)$$

$$M_{12g} = (F_{110g} + F_{11g}^b) - (F_{210g} + F_{21g}^b)$$

$$M_{13g} = (F_{11g}^b) - (F_{21g}^b)$$

$$M_{14g} = (-F_{111g} - F_{112g} - F_{10g}^b) - (-F_{211g} - F_{212g} - F_{20g}^b)$$

$$M_{15g} = (-F_{112g} - F_{10g}^b) - (-F_{212g} - F_{20g}^b)$$

$$M_{16g} = (-F_{10g}^b) - (-F_{20g}^b)$$

$$M_{21g} = (F_{29g} + F_{210g} + F_{21g}^b) - (F_{39g} + F_{310g} + F_{31g}^b)$$

$$M_{22g} = (F_{210g} + F_{21g}^b) - (F_{310g} + F_{31g}^b)$$

$$M_{23g} = (F_{21g}^b) - (F_{31g}^b)$$

$$M_{24g} = (-F_{211g} - F_{212g} - F_{20g}^b) - (-F_{311g} - F_{312g} - F_{30g}^b)$$

$$M_{25g} = (-F_{212g} - F_{20g}^b) - (-F_{312g} - F_{30g}^b)$$

$$M_{26g} = (-F_{20g}^b) - (-F_{30g}^b)$$

$$M_{31g} = -(F_{19g} + F_{110g} + F_{11g}^b) + (F_{39g} + F_{310g} + F_{31g}^b)$$

$$M_{32g} = -(F_{110g} + F_{11g}^b) + (F_{310g} + F_{31g}^b)$$

$$M_{33g} = -(F_{11g}^b) + (F_{31g}^b)$$

$$M_{34g} = -(F_{111g} - F_{112g} - F_{10g}^b) + (-F_{311g} - F_{312g} - F_{30g}^b)$$

$$M_{35g} = -(F_{112g} - F_{10g}^b) + (-F_{312g} - F_{30g}^b)$$

$$M_{36g} = -(F_{10g}^b) + (-F_{30g}^b)$$

II.5. Modélisation au sens des valeurs moyennes avec charge couplée en étoile avec neutre isolé

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

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i'_{d1} + i'_{d2} + i'_{d3} + i_{d0} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{cases} i_3 = -(i_1 + i_2) \\ V_C = -(V_A + V_B) \\ i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i'_{d1} + i'_{d2} + i'_{d3}) \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

Et avec l'hypothèse $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U'_{C1} = U'_{C2} = U'_{C3} = U_C$, le système (II-26) peut être réduit en utilisant $(V_A, V_B, i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i'_{d1}, i'_{d2}, i'_{d3}, U_C, i_1 \text{ et } i_2)$ au système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i'_{d3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{rg}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II-32})$$

De même, la relation (II-27) peut être réduite (la somme des tensions composées est nulle). Remplaçons dans (II-32) les tensions simples V_A et V_B par les tensions composées U_{AB} et U_{BC} , on obtient alors le système :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i'_{d3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rg}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II-33})$$

On appellera $[N_{r_g}(t)]$ et $[M_{r_g}(t)]$ respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée de l'onduleur triphasé à sept niveaux.

$$[N_{r_g}(t)] = \begin{bmatrix} Nr_{11g} & 0 & 0 \\ Nr_{21g} & 0 & 0 \\ 0 & F_{19g} - F_{39g} & F_{29g} - F_{39g} \\ 0 & F_{110g} - F_{310g} & F_{210g} - F_{310g} \\ 0 & F_{111g}^b - F_{311g}^b & F_{211g}^b - F_{311g}^b \\ 0 & F_{111g} - F_{311g} & F_{211g} - F_{311g} \\ 0 & F_{112g} - F_{312g} & F_{212g} - F_{312g} \\ 0 & F_{10g}^b - F_{30g}^b & F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

avec :

$$Nr_{11g} = 1/3 \cdot [2 \cdot (F_{19g} + 2F_{110g} + 3F_{111g}^b - F_{111g} - 2F_{112g} - 3F_{10g}^b) - (F_{29g} + 2F_{210g} + 3F_{211g}^b - F_{211g} - 2F_{212g} - 3F_{20g}^b) - (F_{39g} + 2F_{310g} + 3F_{311g}^b - F_{311g} - 2F_{312g} - 3F_{30g}^b)]$$

$$Nr_{21g} = 1/3 \cdot [-(F_{19g} + 2F_{110g} + 3F_{111g}^b - F_{111g} - 2F_{112g} - 3F_{10g}^b) + 2 \cdot (F_{29g} + 2F_{210g} + 3F_{211g}^b - F_{211g} - 2F_{212g} - 3F_{20g}^b) - (F_{39g} + 2F_{310g} + 3F_{311g}^b - F_{311g} - 2F_{312g} - 3F_{30g}^b)]$$

$$[M_{r_g}(t)] = \begin{bmatrix} Mr_{11g} & 0 & 0 \\ Mr_{21g} & 0 & 0 \\ 0 & F_{19g} - F_{39g} & F_{29g} - F_{39g} \\ 0 & F_{110g} - F_{310g} & F_{210g} - F_{310g} \\ 0 & F_{111g}^b - F_{311g}^b & F_{211g}^b - F_{311g}^b \\ 0 & F_{111g} - F_{311g} & F_{211g} - F_{311g} \\ 0 & F_{112g} - F_{312g} & F_{212g} - F_{312g} \\ 0 & F_{10g}^b - F_{30g}^b & F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

avec :

$$Mr_{11g} = (F_{19g} + 2F_{110g} + 3F_{111g}^b - F_{111g} - 2F_{112g} - 3F_{10g}^b) - (F_{29g} + 2F_{210g} + 3F_{211g}^b - F_{211g} - 2F_{212g} - 3F_{20g}^b)$$

$$Mr_{21g} = (F_{29g} + 2F_{210g} + 3F_{211g}^b - F_{211g} - 2F_{212g} - 3F_{20g}^b) - (F_{39g} + 2F_{310g} + 3F_{311g}^b - F_{311g} - 2F_{312g} - 3F_{30g}^b)$$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant la méthode DESIGN associée au réseaux de Petri. Ainsi, on a défini pour l'onduleur à sept niveaux, la cellule de commutation multi-tripôle qui contient quinze cellules de commutation élémentaire de type tripôle. L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras, en mode commandable, nous permet d'avoir l'analogie entre le modèle de l'onduleur NPC à sept niveaux et celui de l'onduleur à deux et à trois niveaux (structure NPC). On a montré en particulier que la structure de l'onduleur triphasé à sept niveaux est une mise en série de six onduleurs à deux niveaux ou trois onduleurs à trois niveaux (structure NPC). L'utilisation des fonctions génératrices permet l'élaboration d'un modèle homogène de l'onduleur multiniveaux où toutes ses grandeurs sont continues. L'utilisation de ces modèles sera effectuée particulièrement au cours du chapitre III, pour l'élaboration des stratégies de commande de l'onduleur triphasé NPC à sept niveaux.

Chapitre III

Stratégies de commande de l'onduleur NPC à sept niveaux

Introduction

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux [Bowes 75],[bowes 85],[Seguier 89],[Boudjerda 93],[Faucher 93],[Berkouk 95]. Dans ce chapitre, on étudiera les différentes stratégies de commande MLI de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC. Certaines stratégies que nous allons présenteres sont des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux [Berkouk 95]. L'analyse de ces différentes stratégies sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par cet onduleur, 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 six porteuses (trois algorithmes).
6. Commande triangulo-sinusoïdale à six porteuses avec injection de l'harmonique trois.
7. Modulation vectorielle.
8. Modulation calculée (deux algorithmes)

III.1. Commande pleine onde

Plusieurs commandes pleine ondes sont possibles pour cet onduleur. 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 sept niveaux à structure NPC pour un cas de commande pleine onde.

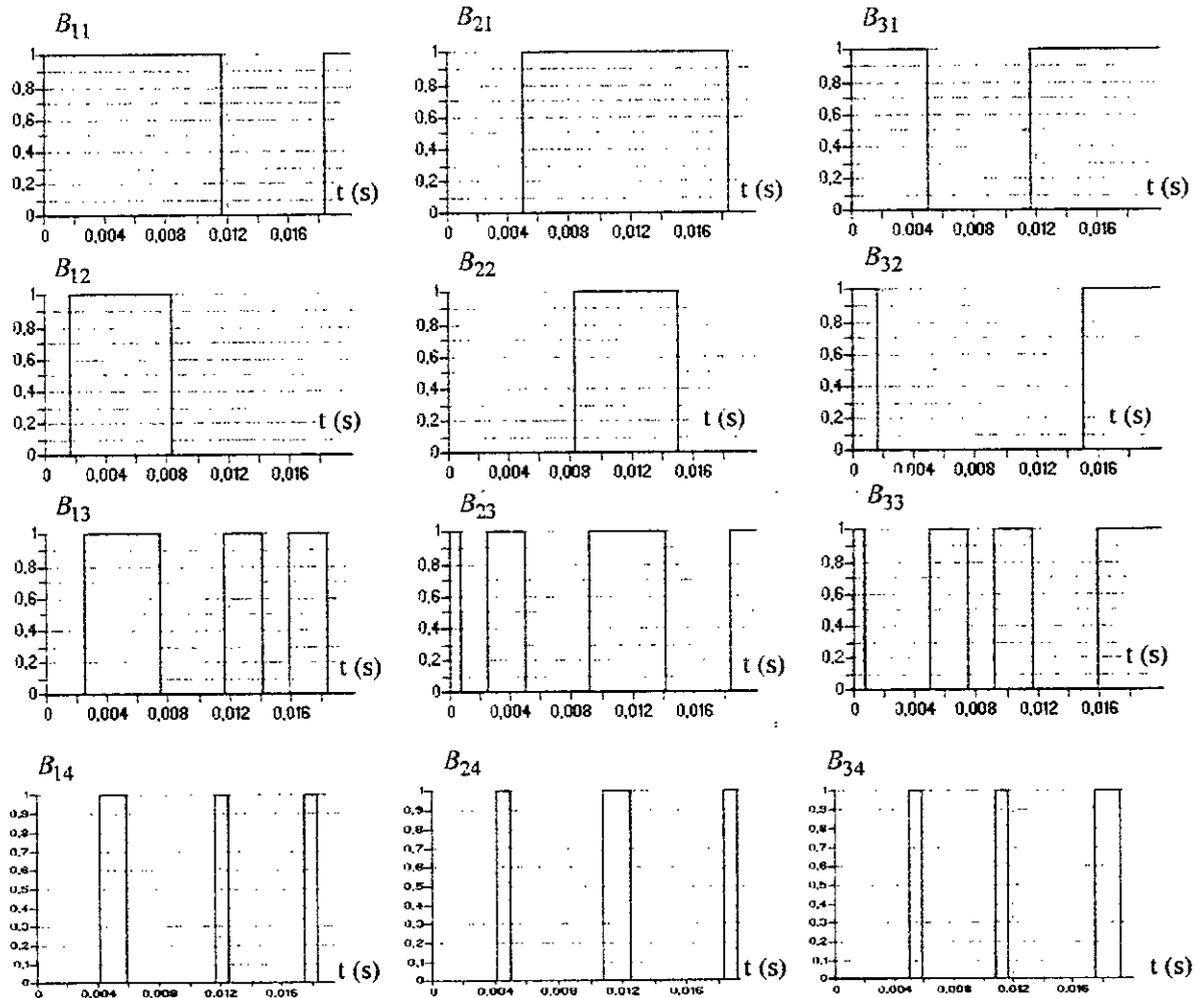


Fig.III.1- Séquence de commande des interrupteurs pour la stratégie de commande pleine onde de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC.

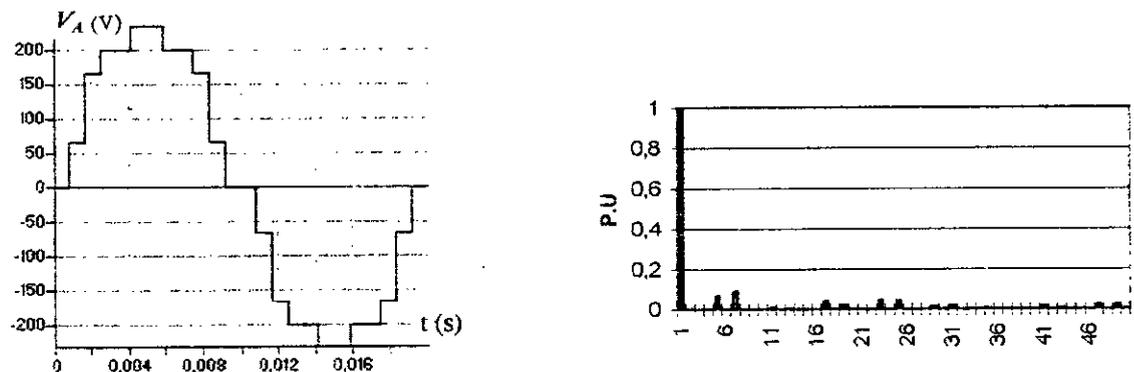


Fig.III.2- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie pleine onde

Le spectre de la tension V_A (Fig.III.2) montre que les harmoniques multiples de trois sont nuls, et que les harmoniques de 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 sept niveaux commandé par la stratégie pleine onde. La charge impose à la machine un couple résistant de 2 Nm.

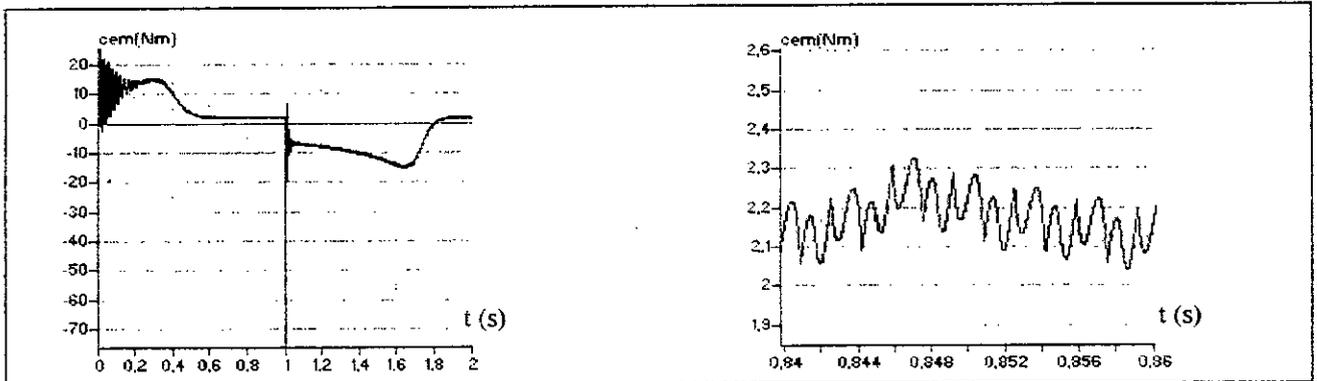


Fig.III.3- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande pleine onde.

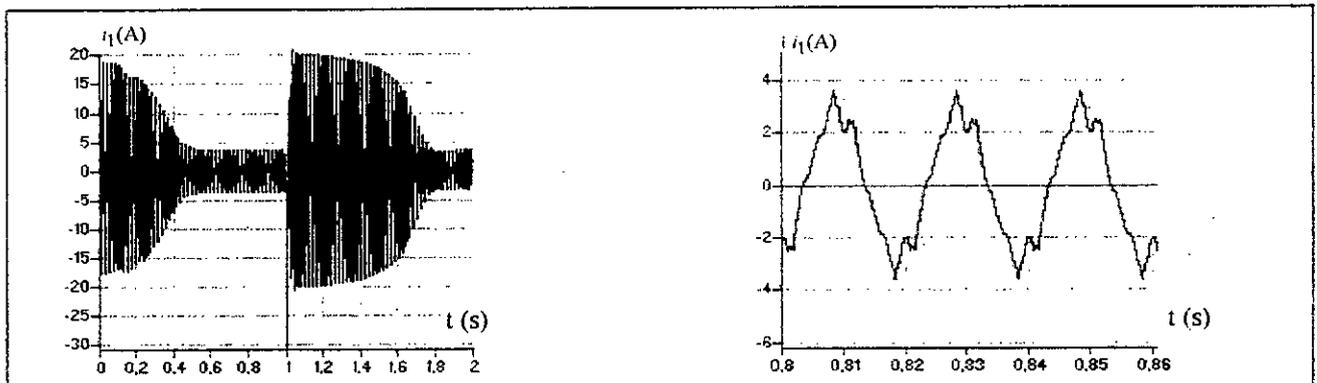


Fig.III.4- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande pleine onde.

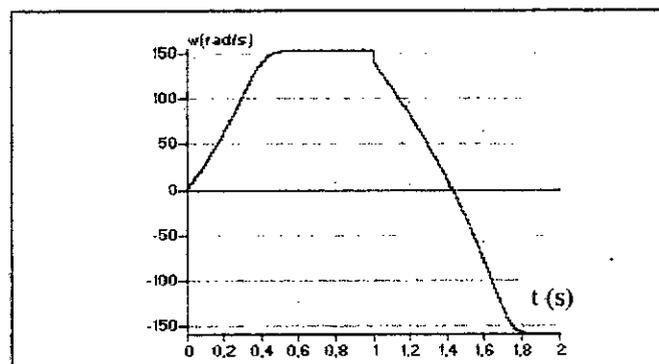


Fig.III.5- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande pleine onde.

Le couple électromagnétique de la machine (Fig.III.3) a une fréquence six fois celle de l'onduleur. Cela est dû à l'existence des harmoniques 5 et 7. La figure (III.5) montre la possibilité d'inversion du sens de rotation du moteur asynchrone 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 sept 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.6) montre le schéma synoptique de cette stratégie.

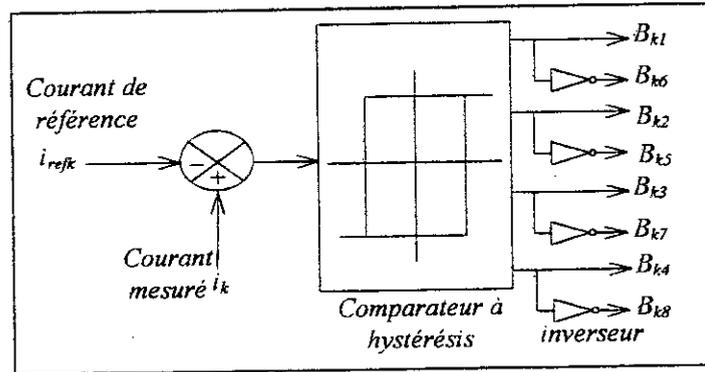


Fig.III.6- Schéma synoptique de la commande d'hystérésis en courant des onduleurs à sept niveaux.

Les courants de référence alimentant la machine triphasée 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 ε_k l'écart entre le courant réel i_k et le courant de référence i_{refk} : $\varepsilon_k = i_k - i_{refk}$ ($k=1,2,3$), V_{kmp} : la tension précédente de sortie de l'onduleur. Alors l'algorithme de cette stratégie est donné comme suit :

$$\begin{cases} \Delta i < \varepsilon_k \leq 2\Delta i \Rightarrow V_{km} = V_{kmp} - U_c \text{ (Si } V_{kmp} \geq -2U_c) \\ 2\Delta i < \varepsilon_k \leq 3\Delta i \Rightarrow V_{km} = V_{kmp} - 2U_c \text{ (Si } V_{kmp} \geq -U_c) \\ \varepsilon_k > 3\Delta i \Rightarrow V_{km} = V_{kmp} - 3U_c \text{ (Si } V_{kmp} \geq 0) \\ \text{si non } V_{km} = 3U_c \\ \\ \varepsilon_k \leq -3\Delta i \Rightarrow V_{km} = V_{kmp} + 3U_c \text{ (Si } V_{kmp} \leq 0) \\ -3\Delta i < \varepsilon_k \leq -2\Delta i \Rightarrow V_{km} = V_{kmp} + 2U_c \text{ (Si } V_{kmp} \leq U_c) \\ -2\Delta i < \varepsilon_k \leq -\Delta i \Rightarrow V_{km} = V_{kmp} + U_c \text{ (Si } V_{kmp} \leq 2U_c) \\ \text{si non } V_{km} = -3U_c \end{cases} \quad (III-2)$$

Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs du bras k sont donnés comme suit :

$$\begin{cases}
 V_{kM} = 3.U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; B_{k4} = 1 \\
 V_{kM} = 2.U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; B_{k4} = 0 \\
 V_{kM} = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; B_{k4} = 0 \\
 V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ; B_{k4} = 0 \\
 V_{kM} = -U_c \Rightarrow B_{k5} = 1 ; B_{k6} = 1 ; B_{k7} = 0 ; B_{k8} = 0 \\
 V_{kM} = -2.U_c \Rightarrow B_{k5} = 1 ; B_{k6} = 1 ; B_{k7} = 1 ; B_{k8} = 0 \\
 V_{kM} = -3.U_c \Rightarrow B_{k5} = 1 ; B_{k6} = 1 ; B_{k7} = 1 ; B_{k8} = 1
 \end{cases}
 \tag{III-3}$$

Les figures (III.7.*) et (III.8.*) montrent respectivement la tension de sortie de l'onduleur et les courants de référence et réel pour $I_{ref1} = 10A$, $\Delta i = 0.1A$ et $\Delta i = 1A$.

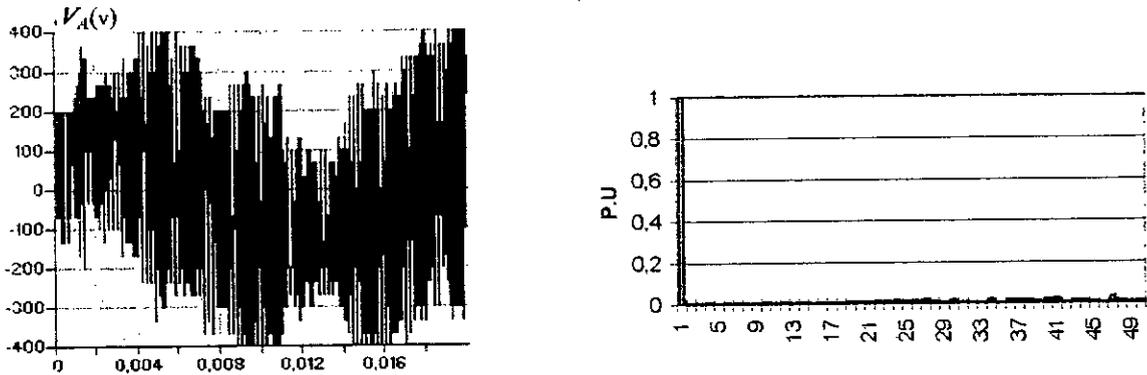


Fig.III.7.a- La tension V_A de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i = 0.1A$).

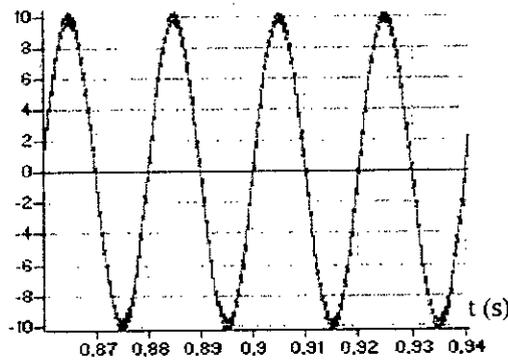


Fig.III.7.b- Les courants de référence et réel de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i = 0.1A$).

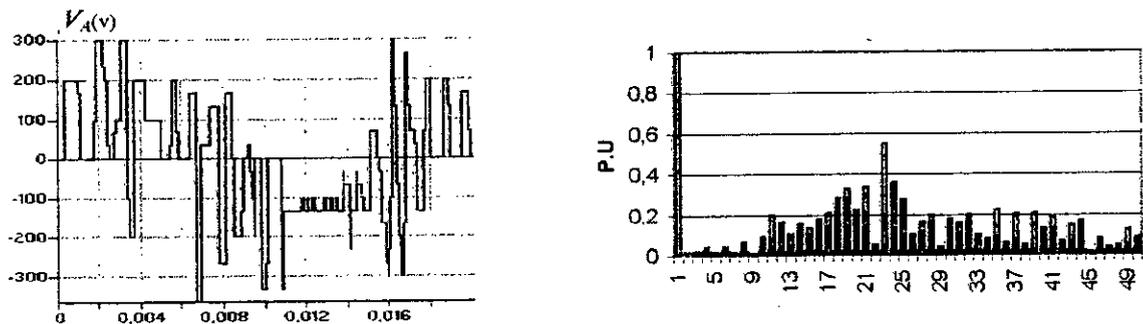


Fig.III.8.a- La tension V_A de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i = 1A$).

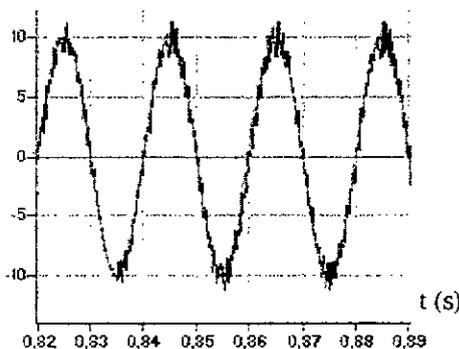


Fig.III.8.b- Les courants de référence et réel de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=1A$).

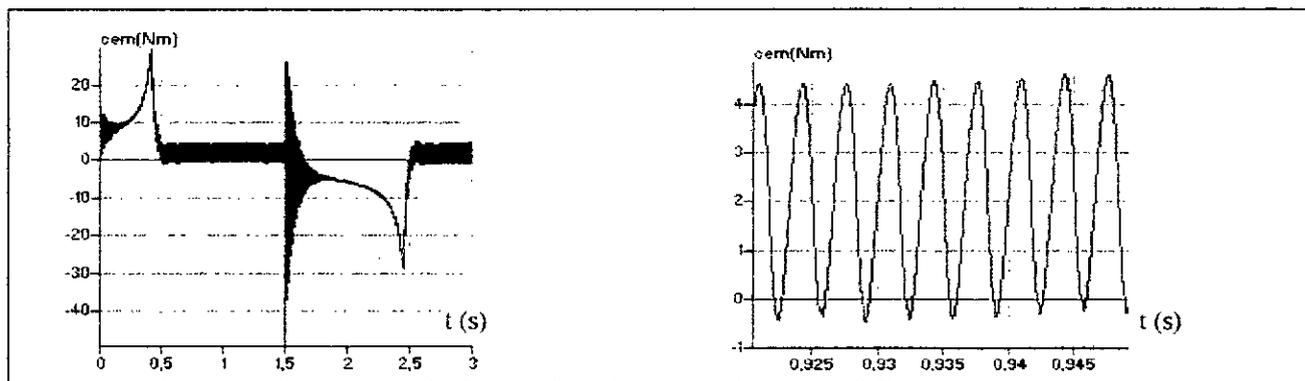


Fig.III.9- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.1A$) $Cr=2Nm$, $i_{ref1}=15A$.

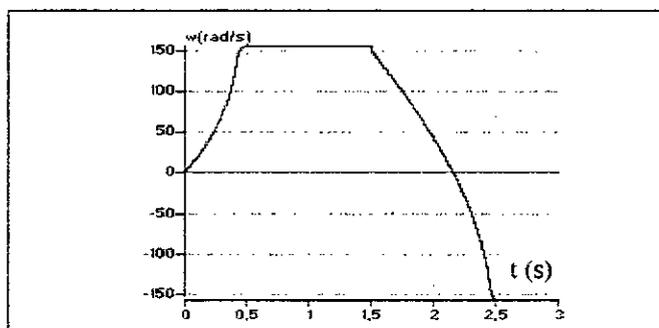


Fig.III.10- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.1A$) $Cr=2Nm$, $i_{ref1}=15A$.

Les figures (III.9) et (III.10) montrent respectivement les résultats de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour $\Delta i=0.1A$. La charge impose à la machine un couple résistant de 2 Nm. Les courants de la machine suivent bien leurs références pour de faibles valeurs de Δi . Ce dernier reste un paramètre très important de la stratégie. Lorsque Δi est très petit, le nombre des commutations est très élevé et le taux d'harmoniques est relativement faible. 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 six fois celle de la tension de sortie pour $\Delta i=0.1A$, à cause de la présence des harmoniques de rang 5 et 7.

III.3. Commande triangulo-sinusoidale 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. 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 sinusoidale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoidale [Gheraia 99.3].

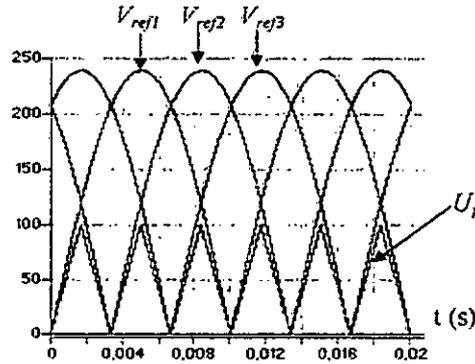


Fig. III.11- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6, r=0.8$).

• Caractéristiques de la modulation

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

- Indice de modulation m : égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence

$$f \text{ de la référence } m = \frac{f_p}{f}$$

- Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à trois fois la valeur crête U_{pm} de la porteuse $r = \frac{V_m}{3 \cdot U_{pm}}$.

La modulation est synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le 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-4) et (III-5) :

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

La variable marche permet d'inverser le sens de rotation de la machine asynchrone.

$$U_p(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad \text{(III-5)}$$

• Algorithme de commande

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

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{si } (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{km} = 0 \\
 \text{si } (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow V_{km} = U_{pm} \\
 \text{si } (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow V_{km} = -U_{pm} \\
 \text{si } (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow V_{km} = U_{pm} \\
 \text{si } (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow V_{km} = -U_{pm} \\
 \text{si } (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow V_{km} = 2.U_{pm} \\
 \text{si } (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow V_{km} = -2.U_{pm} \\
 \text{si } (2.U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 3.U_{pm}) \& (|V''_{refk}| \leq U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow V_{km} = -2.U_{pm} \\
 \text{si } (2.U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 3.U_{pm}) \& (|V''_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow V_{km} = 3.U_{pm} \\
 \text{si } (2.U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 3.U_{pm}) \& (|V''_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow V_{km} = -3.U_{pm} \\
 \text{avec: } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} & \text{Si } V_{refk} < 0 \\ V_{refk} + U_{pm} & \text{Si } V_{refk} \geq 0 \end{cases} \\
 V''_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - 2.U_{pm} & \text{Si } V_{refk} < 0 \\ V_{refk} + 2.U_{pm} & \text{Si } V_{refk} \geq 0 \end{cases}
 \end{array} \right. \quad (III-6)$$

Les ordres de commande B_{kS} des interrupteurs du bras k sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{kM} = 3.U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; B_{k4} = 1 \\
 V_{kM} = 2.U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; B_{k4} = 0 \\
 V_{kM} = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; B_{k4} = 0 \\
 V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ; B_{k4} = 0 \\
 V_{kM} = -U_c \Rightarrow B_{k5} = 1 ; B_{k6} = 1 ; B_{k7} = 0 ; B_{k8} = 0 \\
 V_{kM} = -2.U_c \Rightarrow B_{k5} = 1 ; B_{k6} = 1 ; B_{k7} = 1 ; B_{k8} = 0 \\
 V_{kM} = -3.U_c \Rightarrow B_{k5} = 1 ; B_{k6} = 1 ; B_{k7} = 1 ; B_{k8} = 1
 \end{array} \right. \quad (III-7)$$

Les figures (III.12),(III.13) représentent la tension simple V_A d'une phase de l'onduleur commandé par la stratégie de commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

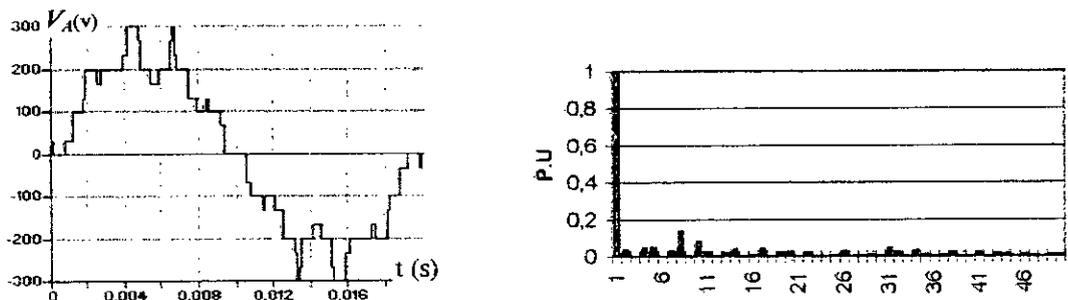


Fig. III.12- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=9, r=0.8$

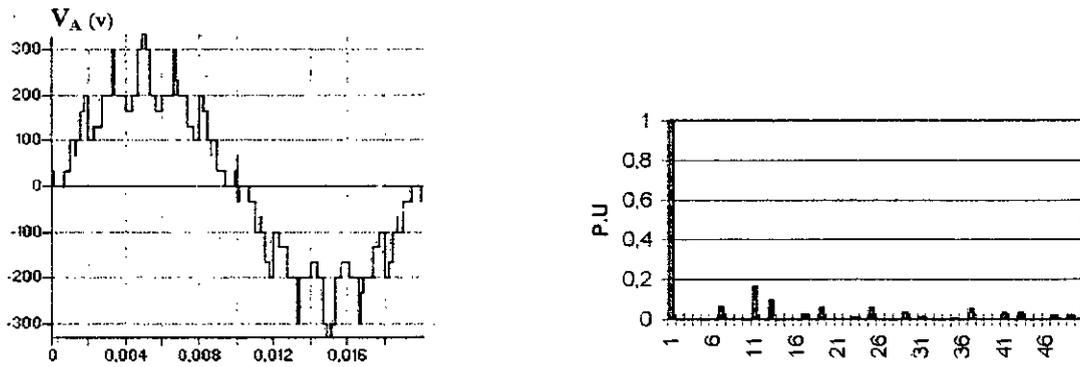


Fig. III.13- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=12, r=0.8$

On constate pour cette stratégie que :

- Pour m pair, on a une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , et donc seul les harmoniques impairs existent (Fig.III.13). Pour m impair, on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Fig.III.12).
- 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 du point de vue amplitude (Fig.III.13),(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.14).

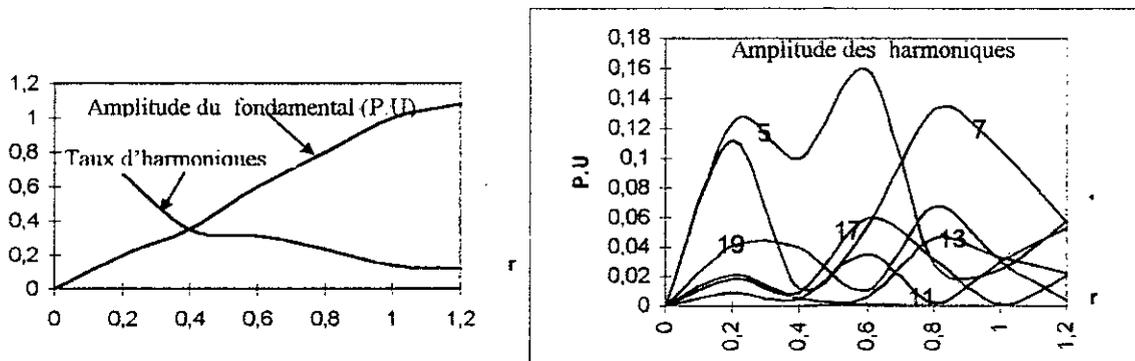


Fig. III.14- Les caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$).

Les figures (III.15),(III.16) et (III.17) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension triphasé à sept 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.15). Cela est dû à l'existence des harmoniques 5 et 7.

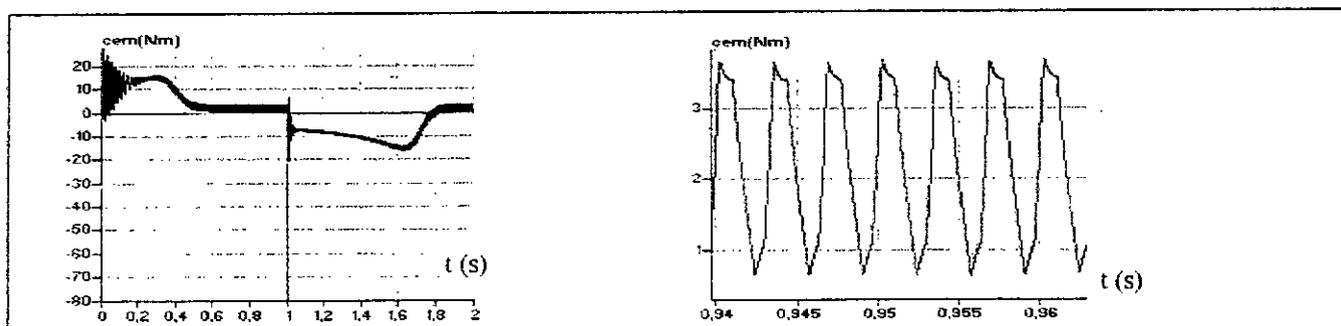


Fig.III.15- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$).

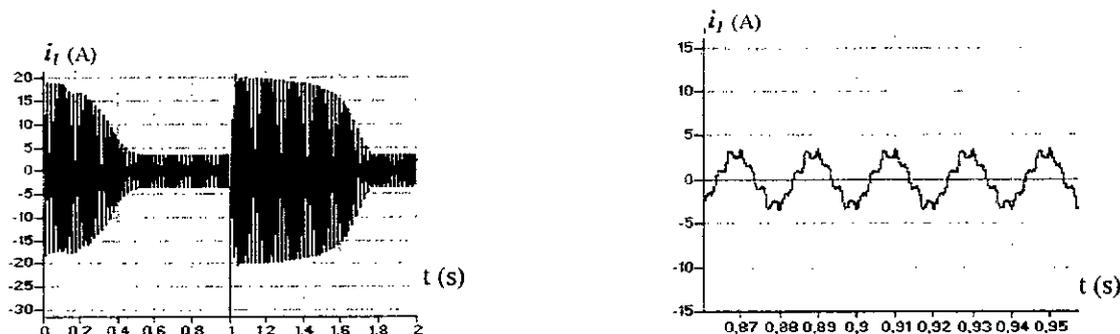


Fig.III.16- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$).

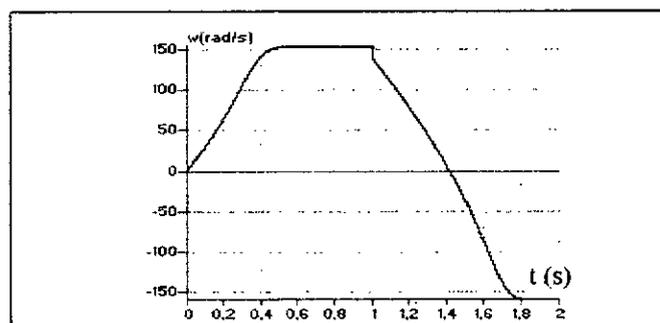


Fig.III.17- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$).

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 sept niveaux. Ainsi, les nouvelles tensions de référence en injectant l'harmoniques trois seront :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \left[\sin(\omega t - \varphi) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{ref2} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \text{ marche}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{ref3} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \text{ marche}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

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

La figure (III.18) représente les nouvelles tensions de référence et la porteuse unipolaire triangulaire utilisées.

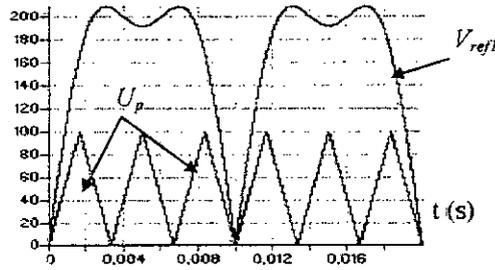


Fig.III.18- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m=6, r=0.8$)

Les figures (III.19),(III.20) représentent la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois. Les figures (III.22),(III.23) et (III.24) montrent les performances de la conduite de la machine triphasée alimentée par l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois. Pour les résultats présentés dans cette partie, on a pris $a=0.2$, 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.21).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.
- Les harmoniques les plus importants sont toujours de rang 5 et 7. Leurs amplitudes passent par leur maximums respectivement pour $r=0.2$ et $r=0.6$
- 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.

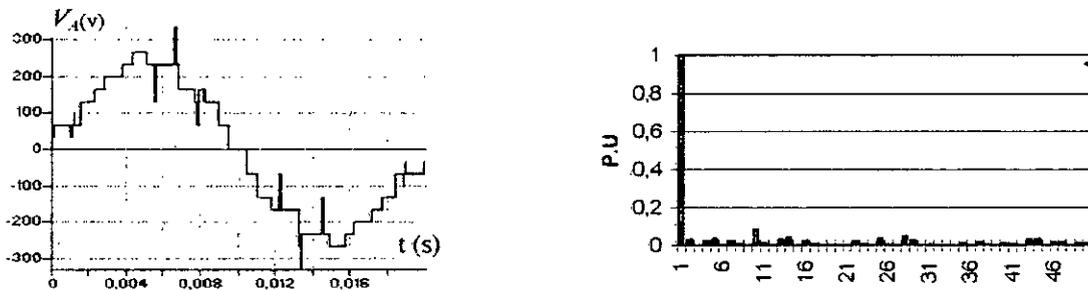


Fig.III.19- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=9, r=0.8$

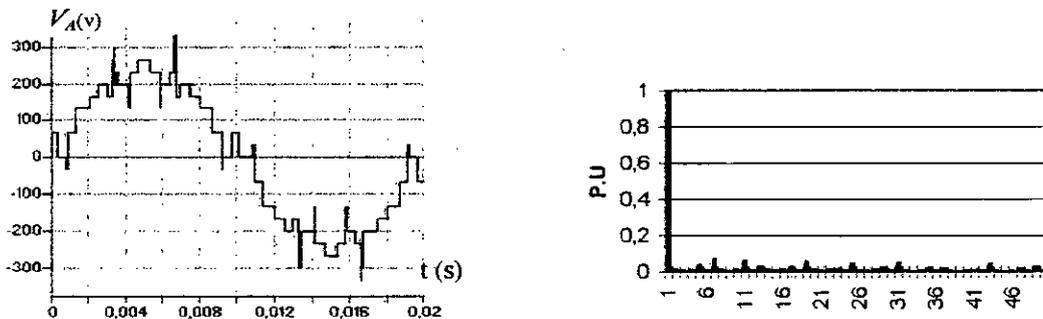


Fig.III.20- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=12, r=0.8$

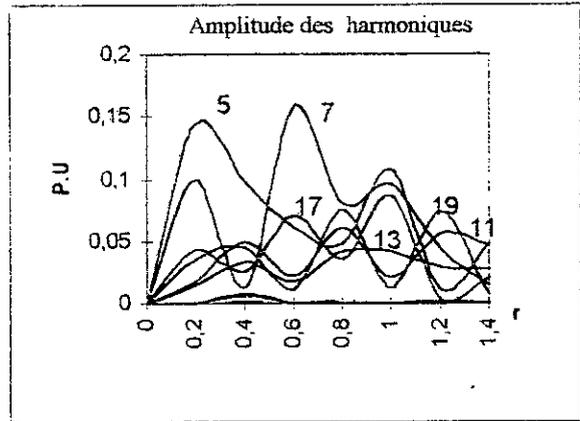
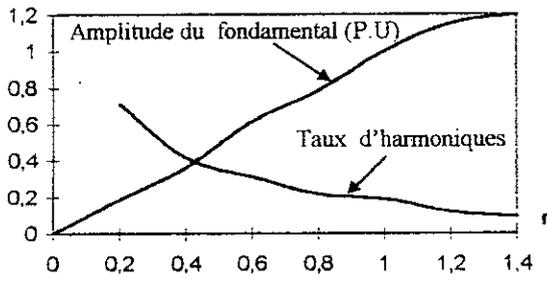


Fig.III.21- Les caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuses avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

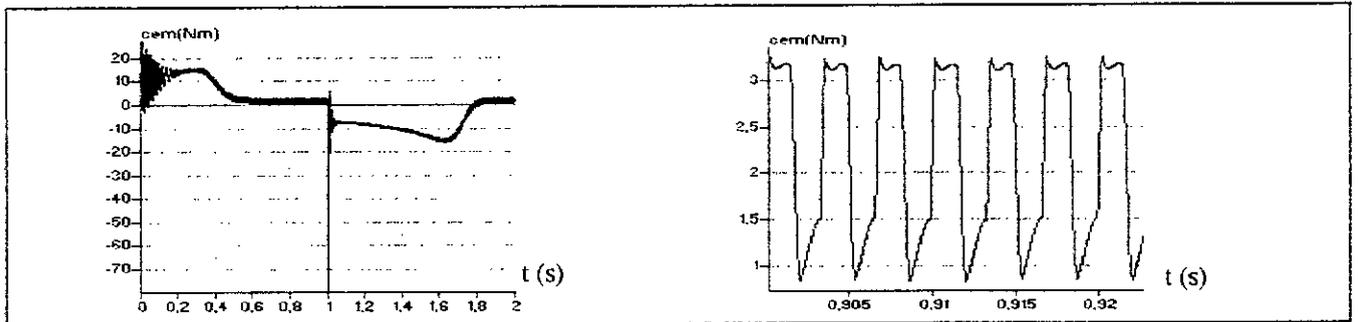


Fig.III.22- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

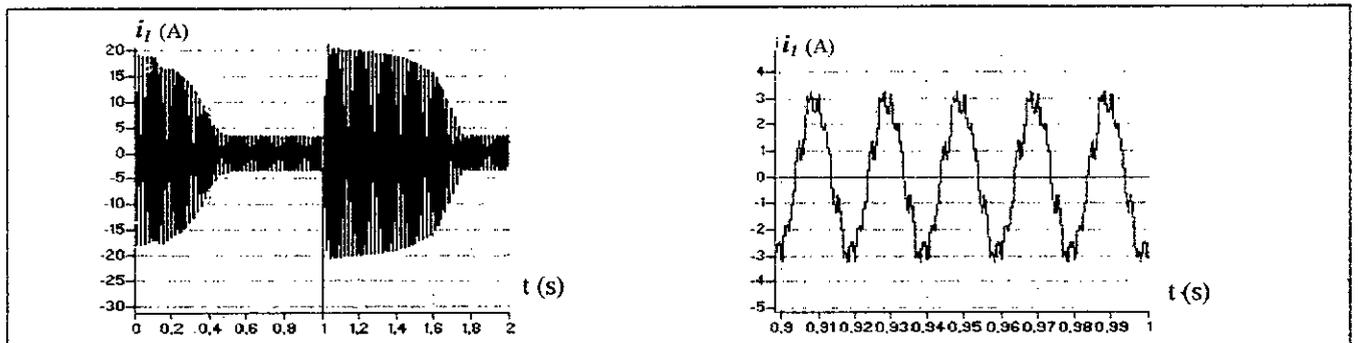


Fig.III.23- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

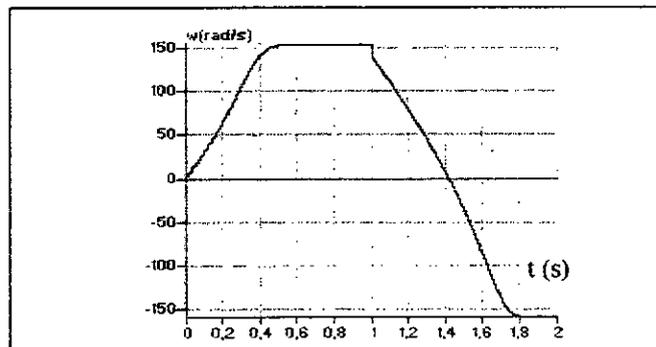


Fig.III.24- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

III.5. Commande triangulo-sinusoidale à six porteuses

Dans ce paragraphe, on va présenter les différents algorithmes de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses pour la commande de l'onduleur NPC à sept niveaux. Différentes porteuses sont possibles, à savoir, porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dent de scie unipolaire ou bipolaire [Gheraia 98.2],[Gheraia 98.3]. Comme pour la commande triangulo-sinusoidale 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 sept niveaux et afin d'améliorer le taux d'harmoniques, on utilise six porteuses en dents de scie bipolaires ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}, U_{p5}, U_{p6}$) déphasées d'un sixième de période ($T_p/6$) l'une par rapport à l'autre (T_p : période de la porteuse) (Fig.III.25).

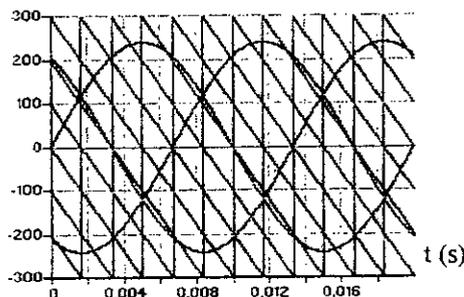


Fig.III.25- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (Algorithme 1) ($m=2, r=0.8$)

Les différentes équations des différentes porteuses utilisées dans cette stratégie sont :

$$\begin{aligned}
 U_{p1}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{-2t}{T_p} + 1 \right) ; 0 \leq t < T_p \\ U_{pm} \left(\frac{-2t}{T_p} - 1 \right) ; T_p \leq t < 2T_p \end{cases} \\
 U_{p2}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{-2t_2}{T_p} - 1 \right) ; 0 \leq t < \frac{T_p}{6} \\ U_{pm} \left(\frac{-2t_2}{T_p} + 1 \right) ; \frac{T_p}{6} \leq t < \frac{2T_p}{6} \end{cases} \\
 U_{p3}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{-2t_3}{T_p} - 1 \right) ; 0 \leq t < \frac{2T_p}{6} \\ U_{pm} \left(\frac{-2t_3}{T_p} + 1 \right) ; \frac{2T_p}{6} \leq t < \frac{3T_p}{6} \end{cases} \\
 U_{p4}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{-2t_4}{T_p} - 1 \right) ; 0 \leq t < \frac{3T_p}{6} \\ U_{pm} \left(\frac{-2t_4}{T_p} + 1 \right) ; \frac{3T_p}{6} \leq t < \frac{4T_p}{6} \end{cases} \\
 U_{p5}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{-2t_5}{T_p} - 1 \right) ; 0 \leq t < \frac{4T_p}{6} \\ U_{pm} \left(\frac{-2t_5}{T_p} + 1 \right) ; \frac{4T_p}{6} \leq t < \frac{5T_p}{6} \end{cases} \\
 U_{p6}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{-2t_6}{T_p} - 1 \right) ; 0 \leq t < \frac{5T_p}{6} \\ U_{pm} \left(\frac{-2t_6}{T_p} + 1 \right) ; \frac{5T_p}{6} \leq t < T_p \end{cases}
 \end{aligned} \tag{III-9}$$

$$\text{avec : } t_i = t - (i-1) \cdot (T_p / 6) \quad i = 2, 6$$

Pour cet algorithme [Gheraia 99.3], le coefficient de réglage r a pour expression : $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$

1^{ère} étape : détermination des tensions intermédiaires ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}, V_{k5}, V_{k6}$)

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_{c1} = U_c \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \\ V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = U_{c1} = U_c \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = U_{c1} = U_c \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \\ V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 0 \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = U_{c1}' = -U_c \\ V_{refk} \geq U_{p5} \Rightarrow V_{k5} = 0 \\ V_{refk} < U_{p5} \Rightarrow V_{k5} = U_{c1}' = -U_c \\ V_{refk} \geq U_{p6} \Rightarrow V_{k6} = 0 \\ V_{refk} < U_{p6} \Rightarrow V_{k6} = U_{c1}' = -U_c \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

2^{ème} étape : détermination du signal V_{kM} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$\begin{aligned} V_{kM} &= V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} + V_{k5} + V_{k6} \\ \begin{cases} V_{kM} = 3.U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; B_{k4} = 1 \\ V_{kM} = 2.U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; B_{k4} = 0 \\ V_{kM} = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; B_{k4} = 0 \\ V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ; B_{k4} = 0 \\ V_{kM} = -U_c \Rightarrow B_{k5} = 1 ; B_{k6} = 1 ; B_{k7} = 0 ; B_{k8} = 0 \\ V_{kM} = -2.U_c \Rightarrow B_{k5} = 1 ; B_{k6} = 1 ; B_{k7} = 1 ; B_{k8} = 0 \\ V_{kM} = -3.U_c \Rightarrow B_{k5} = 1 ; B_{k6} = 1 ; B_{k7} = 1 ; B_{k8} = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III-11})$$

Les figures (III.26),(III.27) et (III.28) représentent la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six 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 des harmoniques impaires, des harmoniques paires existent.
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence $f'_p = 6mf = 6f_p$ (avec f_p : fréquence des quatre porteuses).
- La première famille centrée autour de la fréquence $6mf$ 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 filtrées (FigIII.28).

La figure (III.29) montre les variations, en fonction du taux de modulation r , de l'amplitude du fondamental et du taux d'harmoniques. Pour $m=6$, On constate que :

- Le taux de modulation r permet, comme pour la stratégie à une seule porteuse, un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à 1.
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente. Il est meilleur avec cette stratégie que celle à une seule porteuse.

Les figures (III.30),(III.31) et (III.32) montrent la conduite de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 1).

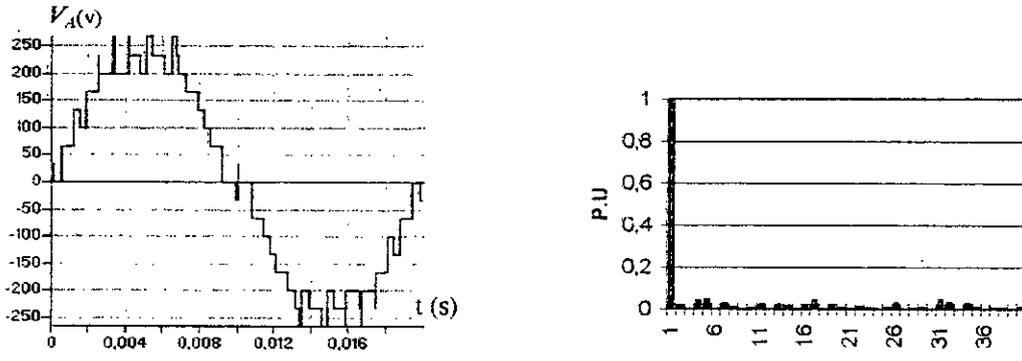


Fig.III.26- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=3, r=0.8$

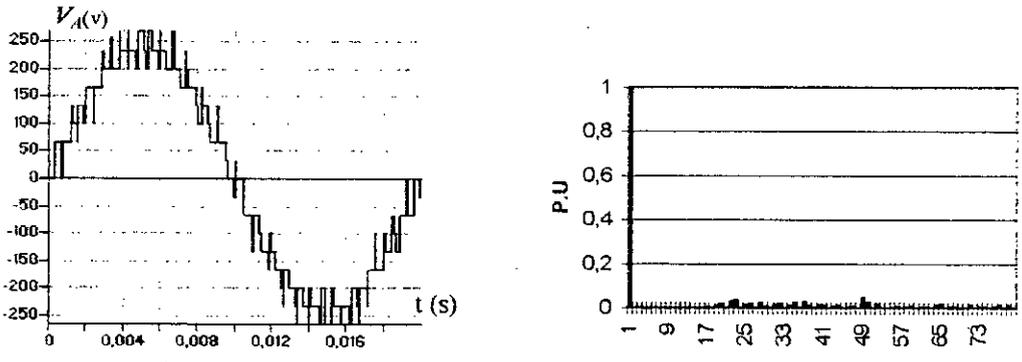


Fig.III.27- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=6, r=0.8$

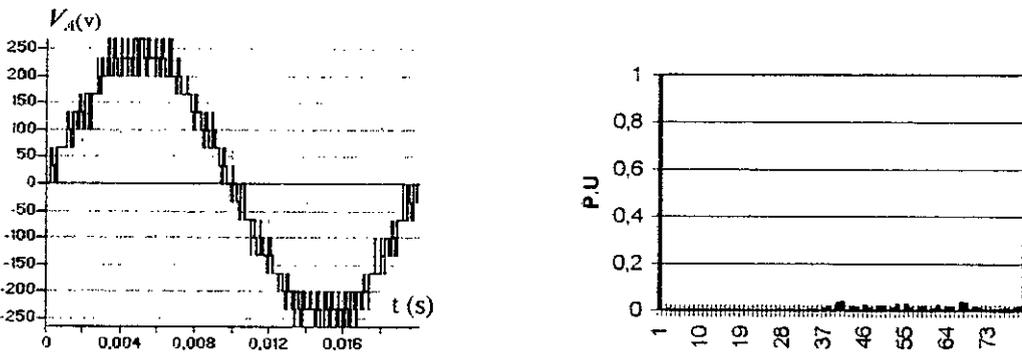


Fig.III.28- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=9, r=0.8$

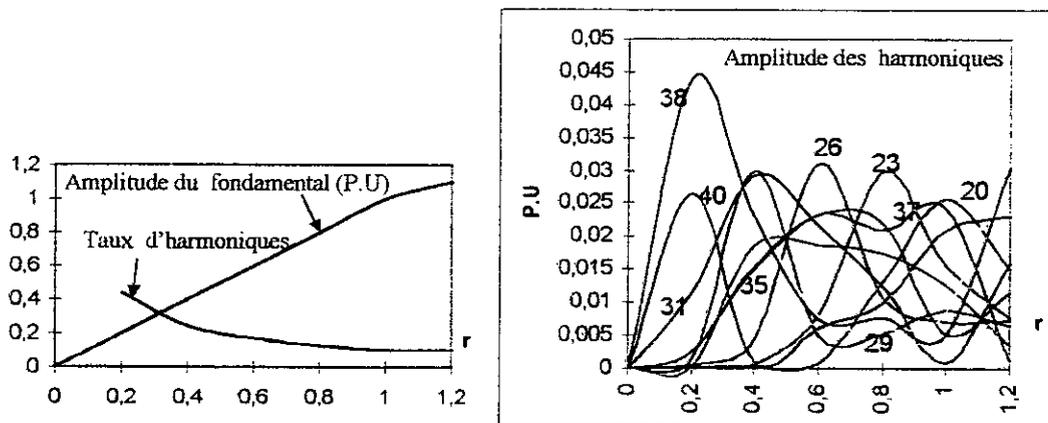


Fig.III.29- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses ($m=6$).

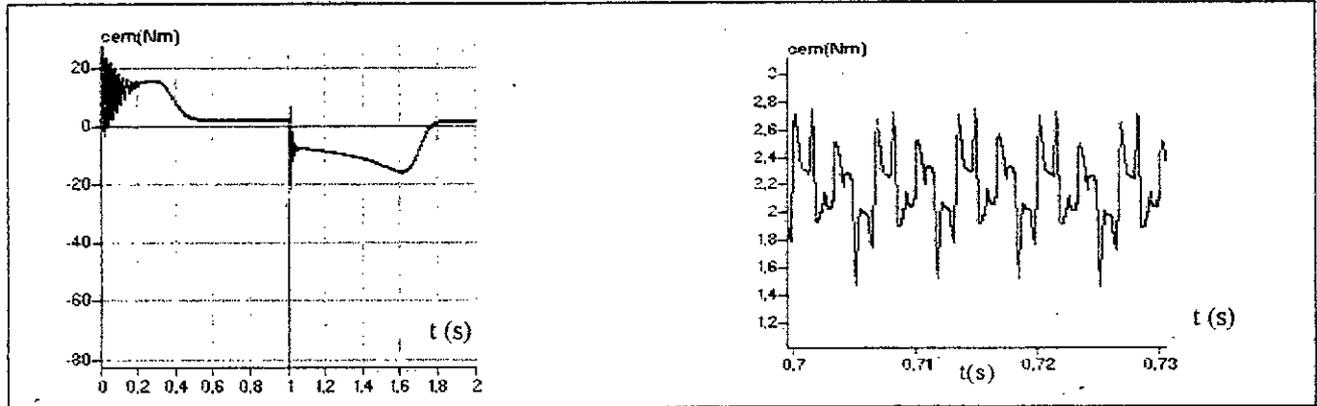


Fig.III.30- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses ($m=3, r=0.8$).

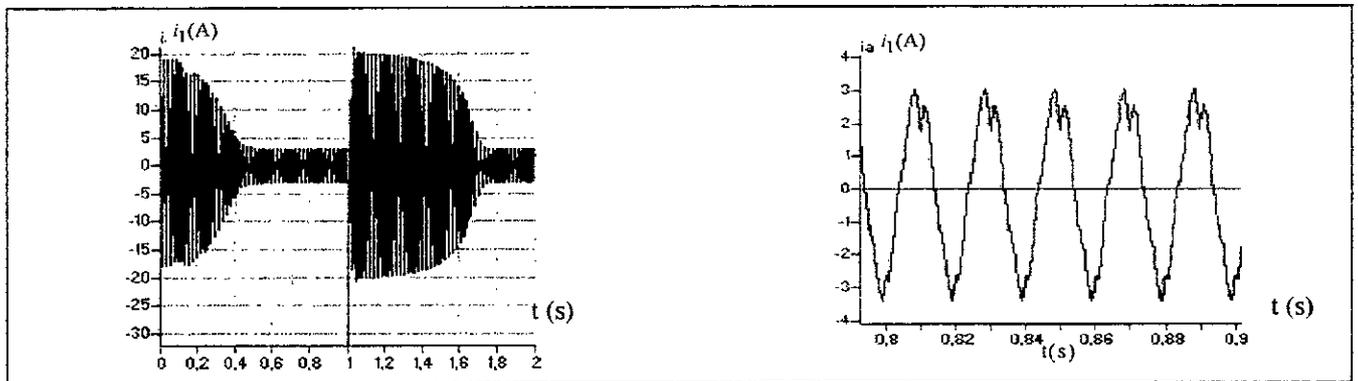


Fig.III.31- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à six porteuses ($m=3, r=0.8$).

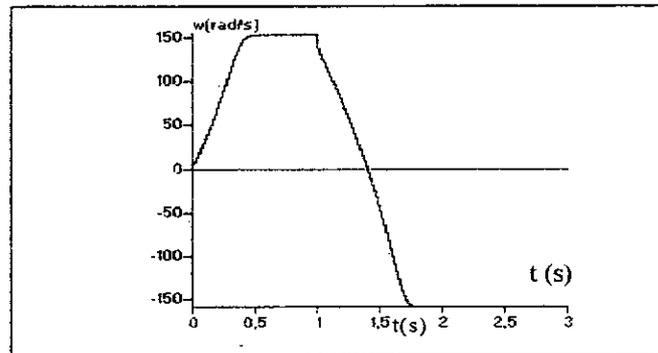


Fig.III.32- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses ($m=3, r=0.8$).

Afin d'éliminer les harmoniques pairs, on utilise six porteuses triangulaires (Fig.III.33). Les équations de ces porteuses sont données par le système (III-13).

$$\begin{aligned}
 U_{p1} &= \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 1 \right) & ; \quad 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 3 \right) & ; \quad \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p2} &= \begin{cases} U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} - 1/3 \right) & ; \quad 0 < t < \frac{T_p}{6} \\ U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 5/3 \right) & ; \quad \frac{T_p}{6} < t < \frac{T_p}{2} + \frac{T_p}{6} \\ U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 11/3 \right) & ; \quad \frac{T_p}{2} + \frac{T_p}{6} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p3} &= \begin{cases} U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 1/3 \right) & ; \quad 0 < t < \frac{2.T_p}{6} \\ U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 7/3 \right) & ; \quad \frac{2.T_p}{6} < t < \frac{T_p}{2} + \frac{2.T_p}{6} \\ U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 13/3 \right) & ; \quad \frac{T_p}{2} + \frac{2.T_p}{6} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p4} &= -U_{p1} \\
 U_{p5} &= -U_{p2} \\
 U_{p6} &= -U_{p3}
 \end{aligned}
 \tag{III-12}$$

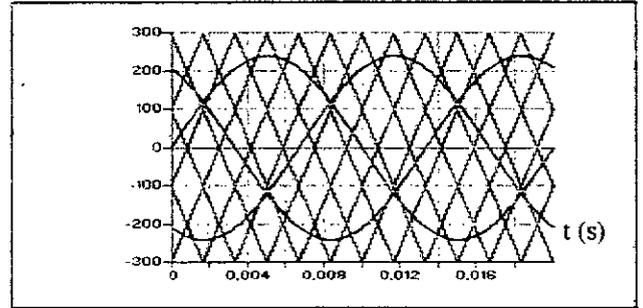


Fig.III.33- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses triangulaires (m=2,r=0.8)

Les figures (III.34),(III.35) et (III.36) représentent la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses.

- Avec cette stratégie et quelque soit m pair ou impair, la tension V_A ne présente que des harmoniques impairs. On remarque aussi que ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $6mf$ comme dans le cas de porteuses en dents de scie .
- Le taux d'harmoniques est supérieur à celui obtenu avec la stratégie précédente. Il représente un minimum à $r=0.4$, et un maximum à $r=0.2$. La caractéristique de réglage est linéaire de $r=0$ jusqu'à $r=1$.
- Les harmoniques les plus importants, pour $m=6$, sont de rang 35 et 37. Ils représentent 12% par rapport au fondamental pour $r=0.2$.

Les figures (III.38),(III.39) et (III.40) montrent les performances de la conduite de la machine triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par cette stratégie. La charge impose un couple résistant de 2Nm.

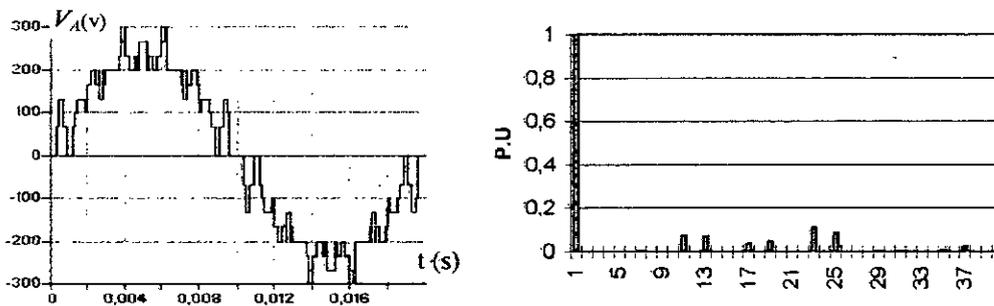


Fig.III.34- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour m=3,r=0.8

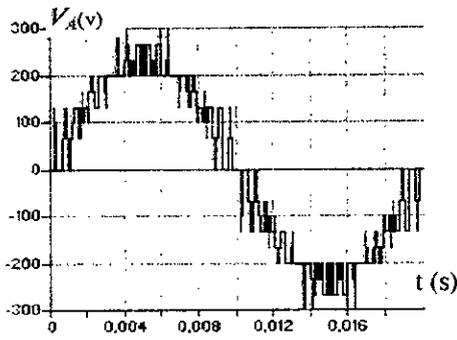


Fig.III.35- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=6, r=0.8$

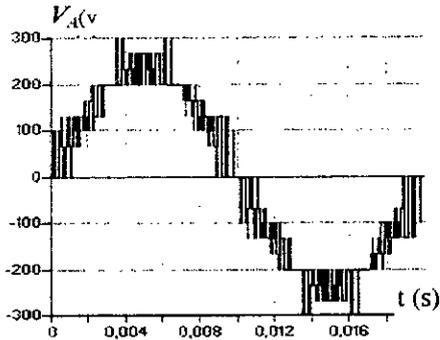
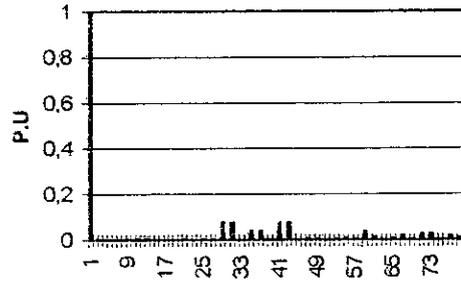


Fig.III.36- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=9, r=0.8$

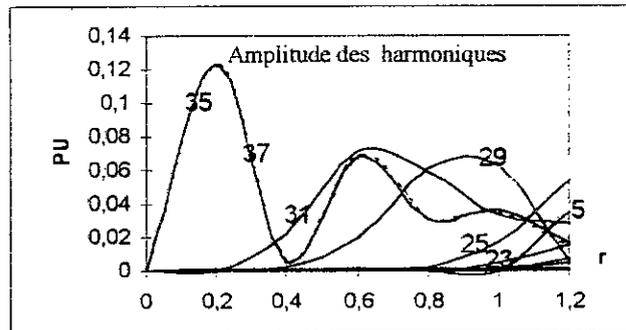
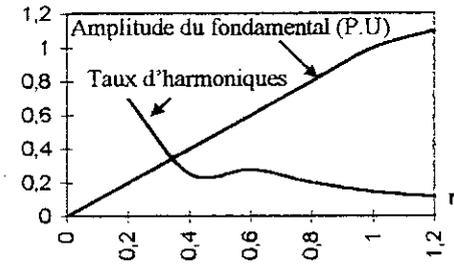
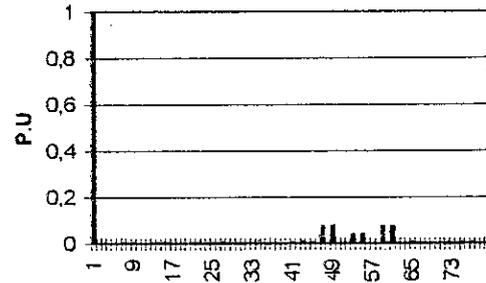


Fig.III.37- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses triangulaires ($m=6$).

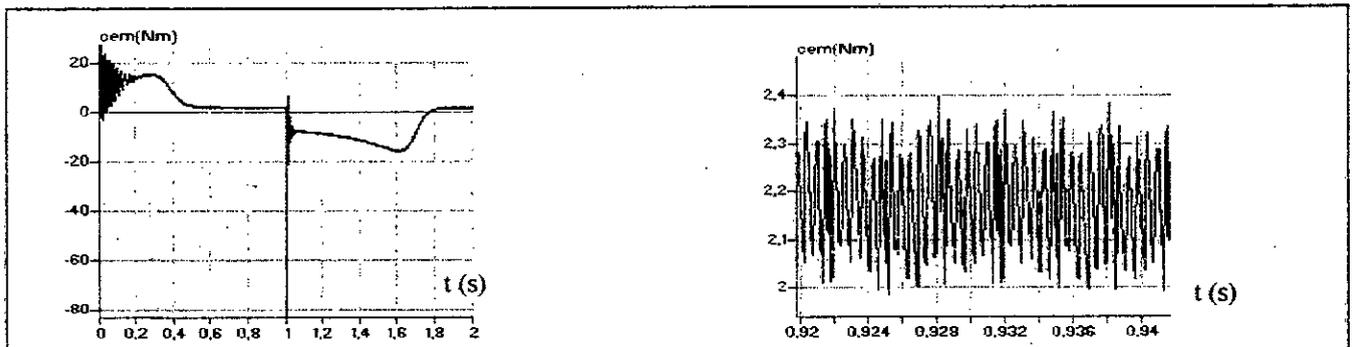


Fig.III.38- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses triangulaires ($m=6$).

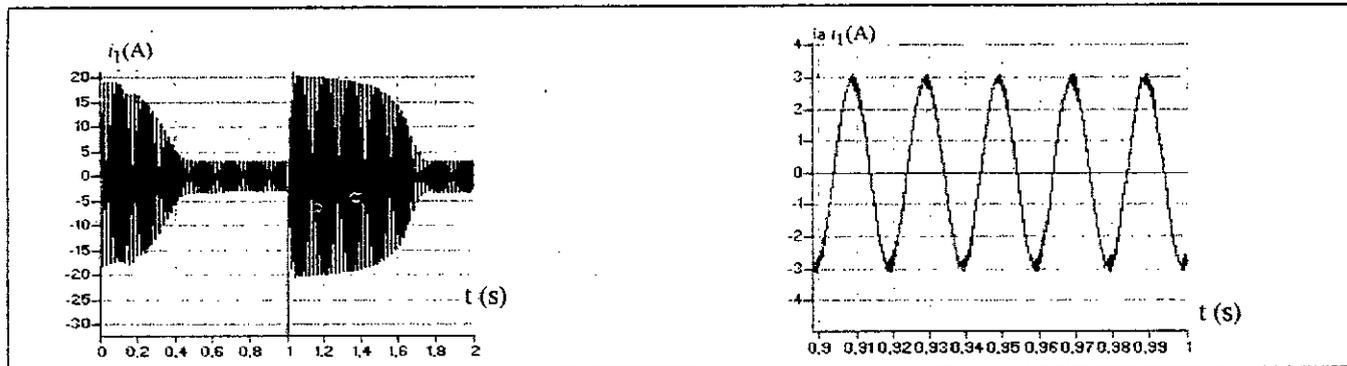


Fig.III.39- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à six porteuses triangulaires ($m=6$).

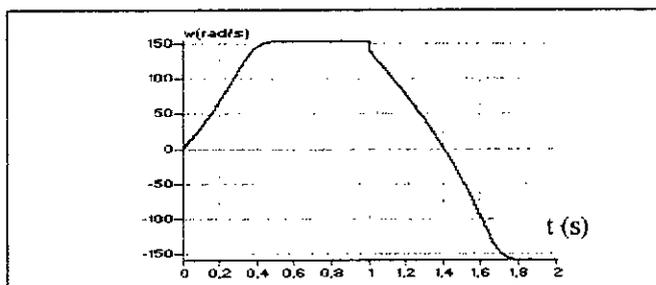


Fig.III.40- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses triangulaires ($m=6$).

• **Algorithme 2 :**

Dans cet algorithme, on utilise six porteuses triangulaires ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}, U_{p5}, U_{p6}$) décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} (Fig.III.41). Les équations des porteuses sont les suivantes :

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

$$\begin{aligned} U_{p2}(t) &= U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) &= U_{p1}(t) + 2 \cdot U_{pm} \\ U_{p4}(t) &= U_{p1}(t) - U_{pm} \\ U_{p5}(t) &= U_{p1}(t) - 2U_{pm} \\ U_{p6}(t) &= U_{p1}(t) - 3 \cdot U_{pm} \end{aligned} \tag{III-13}$$

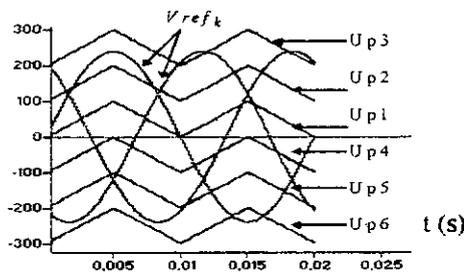


Fig.III.41- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (Algorithme 2) ($m=2, r=0.8$)

Pour cet algorithme, le coefficient de réglage r a pour expression : $r = \frac{V_m}{3 \cdot U_{pm}}$

Algorithme de commande :

Si $V_{ref_{k=1,2,3}} > 0$

- pour : $0 \leq |V_{ref_k}| \leq U_c$
- $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p1} \Rightarrow V_{km} = U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p1} \Rightarrow V_{km} = 0 \end{cases}$

- pour : $U_c < |V_{ref_k}| \leq 2.U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p2} \Rightarrow V_{km} = 2.U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p2} \Rightarrow V_{km} = U_c \end{cases}$
- pour : $2.U_c < |V_{ref_k}| \leq 3.U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p3} \Rightarrow V_{km} = 3.U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p3} \Rightarrow V_{km} = 2.U_c \end{cases}$

si $V_{ref_{k=1,2,3}} < 0$

- pour : $0 \leq |V_{ref_k}| \leq U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p1} \Rightarrow V_{km} = -U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p1} \Rightarrow V_{km} = 0 \end{cases}$
- pour : $U_c < |V_{ref_k}| \leq 2.U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p2} \Rightarrow V_{km} = -2.U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p2} \Rightarrow V_{km} = -U_c \end{cases}$
- pour : $2.U_c < |V_{ref_k}| \leq 3.U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p3} \Rightarrow V_{km} = -3.U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p3} \Rightarrow V_{km} = -2.U_c \end{cases}$

Les figures (III.42),(III.43) représentent la tension de sortie V_A et son spectre pour différentes valeur de m , de l'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 2) [Gheraia 98.2]. On note :

- La présence des harmoniques pairs et impairs dans le cas de m pair, et seulement des harmoniques impairs dans le cas de m impair. Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiple de $m.f$.

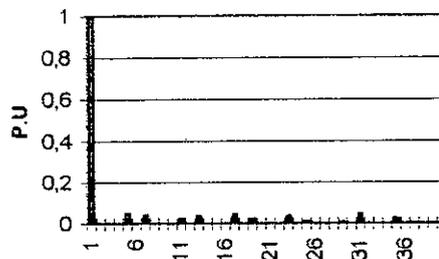
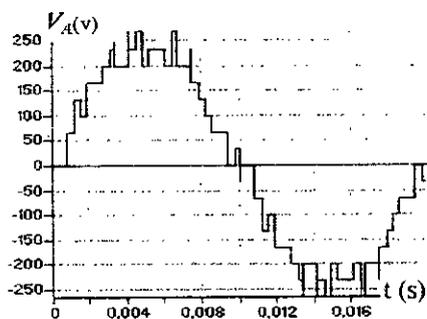


Fig. III.42- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=9, r=0.8$

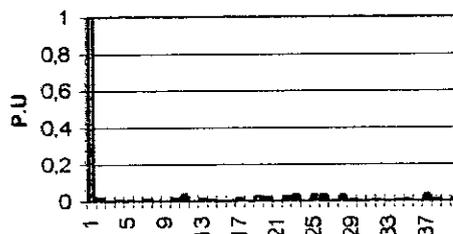
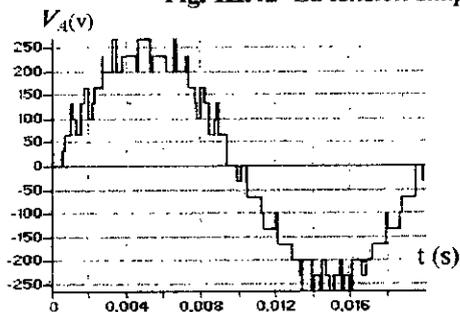


Fig. III.43- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=12, r=0.8$

Les figures (III.44),(III.45) et (III.46) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2). Le couple électromagnétique a 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.

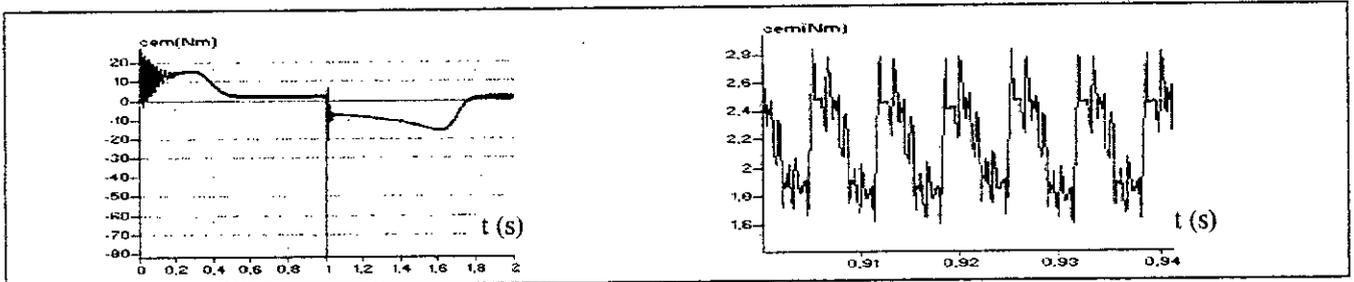


Fig.III.44- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 2) ($m=12,r=0.8$).

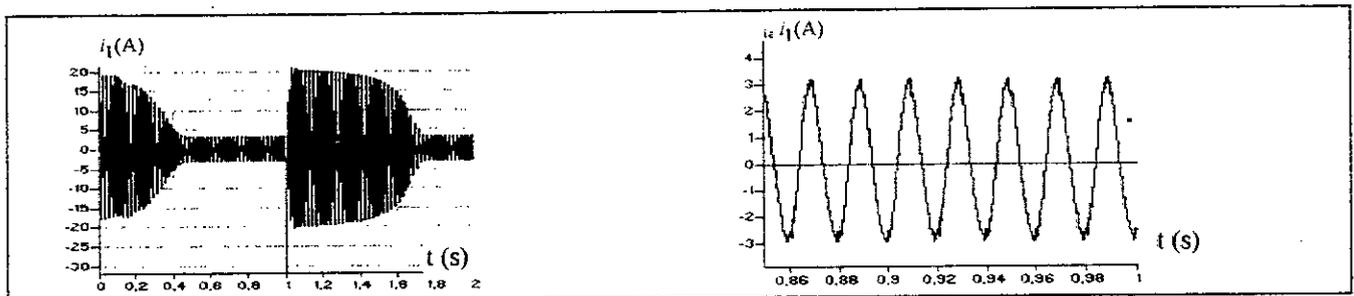


Fig.III.45- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 2) ($m=12,r=0.8$).

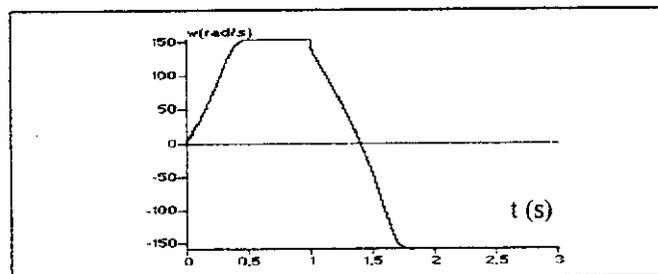


Fig.III.46- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 2) ($m=12,r=0.8$).

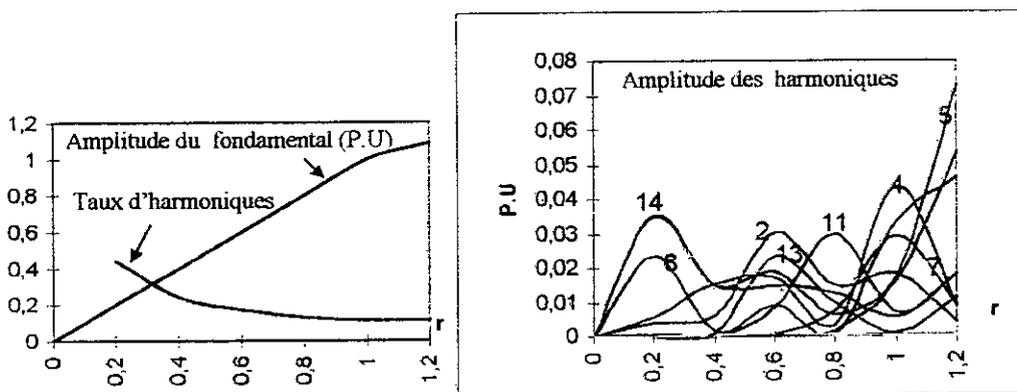


Fig.III.47- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 2) ($m=12$).

La caractéristique de réglage de l'onduleur est linéaire de $r=0$ jusqu'à $r=1$. Le taux d'harmoniques diminue avec l'augmentation du taux de modulation (Fig.III.47).

Algorithme 3 :

Dans cet algorithme, on utilise six porteuses triangulaires ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}, U_{p5}, U_{p6}$) identiques à celles utilisées pour le 2^{ème} algorithme, sauf que, les tensions (U_{p1}, U_{p4}), (U_{p2}, U_{p5}) (U_{p3}, U_{p6}) sont symétriques par rapport à l'axe des temps (Fig.III.48) [Gheraia 98.2]. D'où les équations des porteuses suivantes :

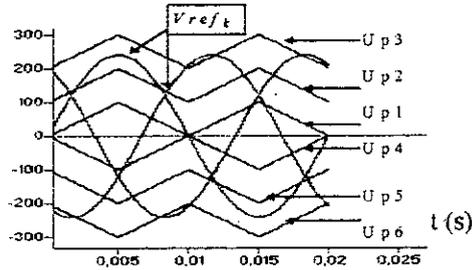


Fig.III.48- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (Algorithme 3)($m=2, r=0.8$)

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (III-14)$$

$$\begin{aligned} U_{p2}(t) &= U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) &= U_{p1}(t) + 2U_{pm} \\ U_{p4}(t) &= -U_{p1}(t) \\ U_{p5}(t) &= -U_{p2}(t) \\ U_{p6}(t) &= -U_{p3}(t) \end{aligned}$$

Cette stratégie est équivalente à une stratégie qui utilise des tensions de référence redressées et trois porteuses triangulaires au lieu de six porteuses figure(III.49) [Gheraia 99.3].

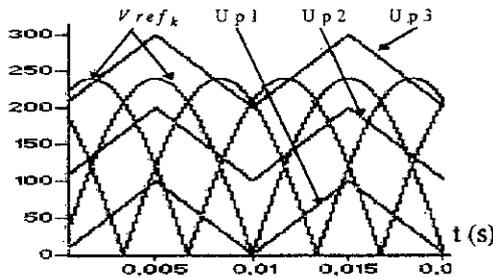


Fig.III.49- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à trois porteuses ($m=2, r=0.8$)

Algorithme de la stratégie

Si $V_{ref_{k=1,2,3}} > 0$

- pour : $0 \leq |V_{ref_k}| \leq U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p1} \Rightarrow V_{km} = U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p1} \Rightarrow V_{km} = 0 \end{cases}$
- pour : $U_c < |V_{ref_k}| \leq 2.U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p2} \Rightarrow V_{km} = 2.U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p2} \Rightarrow V_{km} = U_c \end{cases}$
- pour : $2.U_c < |V_{ref_k}| \leq 3.U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p3} \Rightarrow V_{km} = 3.U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p3} \Rightarrow V_{km} = 2.U_c \end{cases}$

si $V_{ref_{k=1,2,3}} < 0$

- pour : $0 \leq |V_{ref_k}| \leq U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p1} \Rightarrow V_{km} = -U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p1} \Rightarrow V_{km} = 0 \end{cases}$
- pour : $U_c < |V_{ref_k}| \leq 2.U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p2} \Rightarrow V_{km} = -2.U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p2} \Rightarrow V_{km} = -U_c \end{cases}$
- pour : $2.U_c < |V_{ref_k}| \leq 3.U_c$
 $\Rightarrow \begin{cases} |V_{ref_k}| > V_{p3} \Rightarrow V_{km} = -3.U_c \\ |V_{ref_k}| \leq V_{p3} \Rightarrow V_{km} = -2.U_c \end{cases}$

Les figures (III.50) et (III.51) représentent la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 3). On remarque que les résultats obtenus sont identiques à la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse. Donc, on a deux stratégies de commande qui nous donnent des résultats identiques [Gheraia 99.3]. La seule différence est dans la réalisation des circuits de commande.

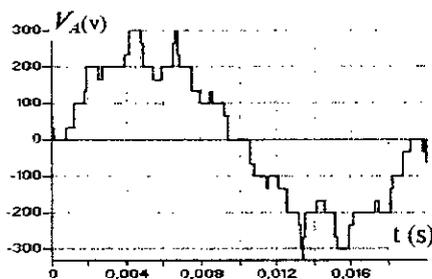


Fig. III.50- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur $m=9, r=0.8$

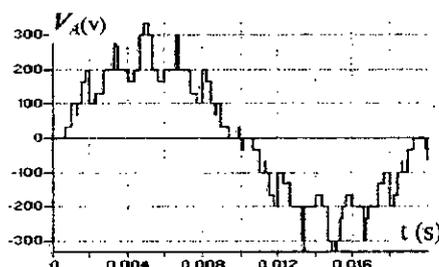
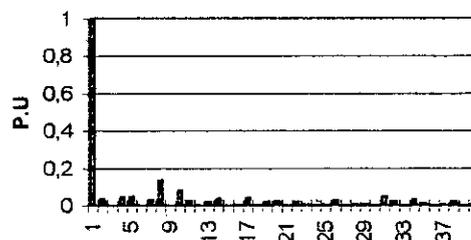
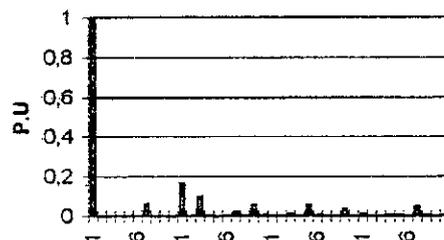


Fig. III.51- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=12, r=0.8$



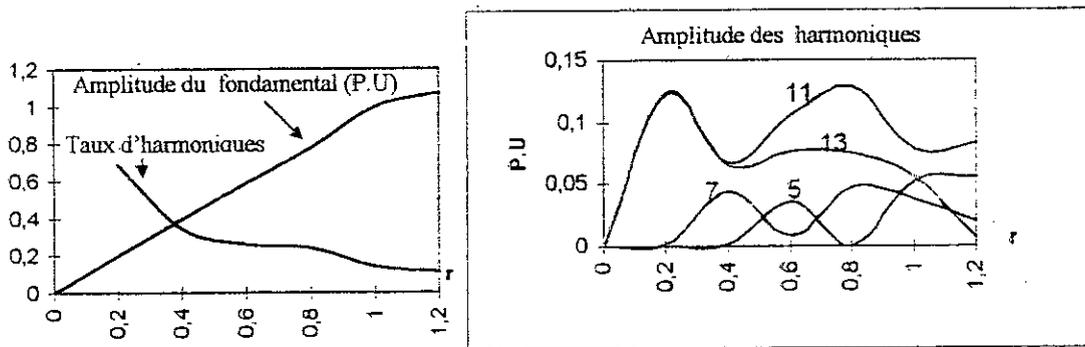


Fig.III.52- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 3) ($m=12$).

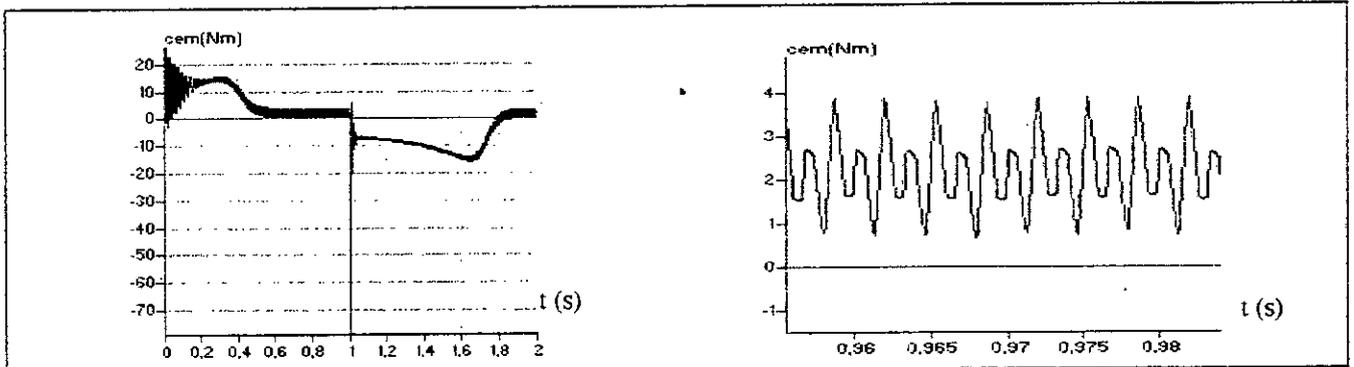


Fig.III.53- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses(algorithme 3) ($m=12, r=0.8$).

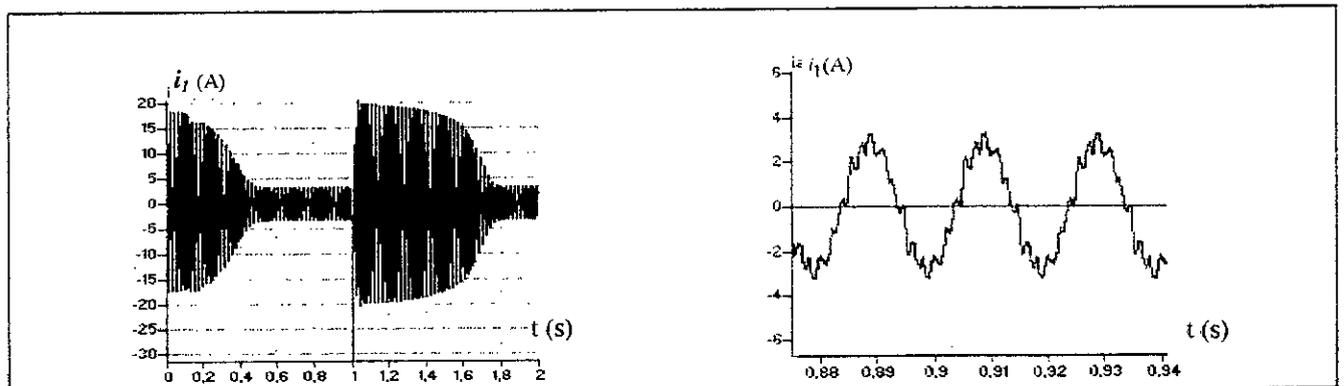


Fig.III.54- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 3) ($m=12, r=0.8$).

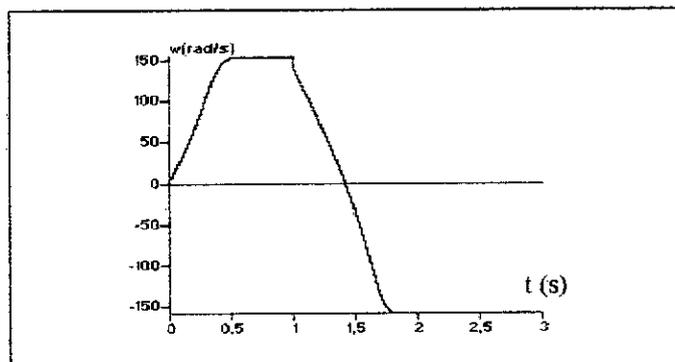


Fig.III.55- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 3) ($m=12, r=0.8$).

III.6. Commande triangulo-sinusoidale à six porteuses avec injection de l'harmonique trois

Afin d'élargir la zone-linéaire des caractéristiques de réglage des différentes stratégies, nous injectons l'harmonique trois comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse (l'harmonique trois est naturellement éliminée à cause de la symétrie du système). Le choix de l'amplitude de l'harmonique 3 est fondamental pour avoir de bonne performance. Nous avons choisi pour notre étude $a=0.2$.

Les figures (III.57) et (III.58) représentent la tension de sortie V_A et son spectre d'un bras A de l'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois. Les figures (III.60),(III.61) et (III.62) montrent les performances de la conduite de la machine triphasée alimentée par l'onduleur triphasé à sept niveaux . Pour les résultats présentés dans cette partie, on note

- Par rapport au cas sans injection de l'harmonique trois, la zone linéaire de la caractéristique de réglage s'élargit d'environ de 15% (Fig.III.59).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.
- D'une manière générale, les harmoniques sont pratiquement les mêmes que pour le cas sans injection de l'harmonique trois.
- Le couple a une fréquence égale à trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur.

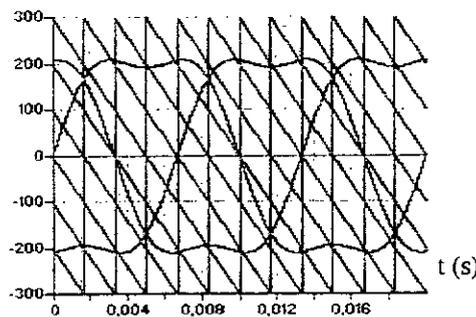


Fig.III.56- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois ($m=2,r=0.8,a=0.2$).

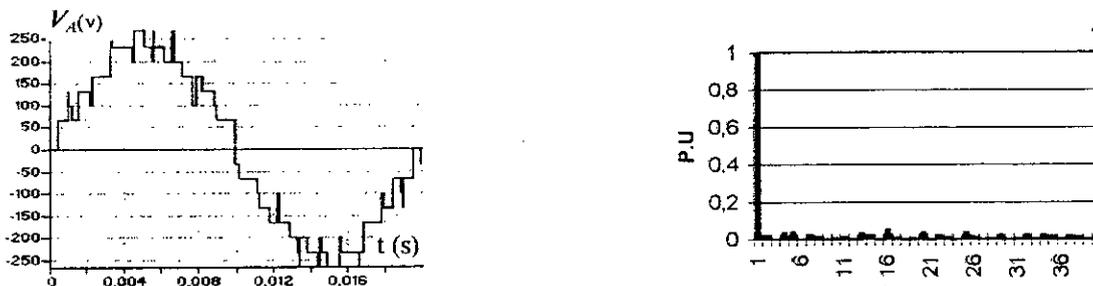


Fig.III.57- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=3,r=0.8,a=0.2$.

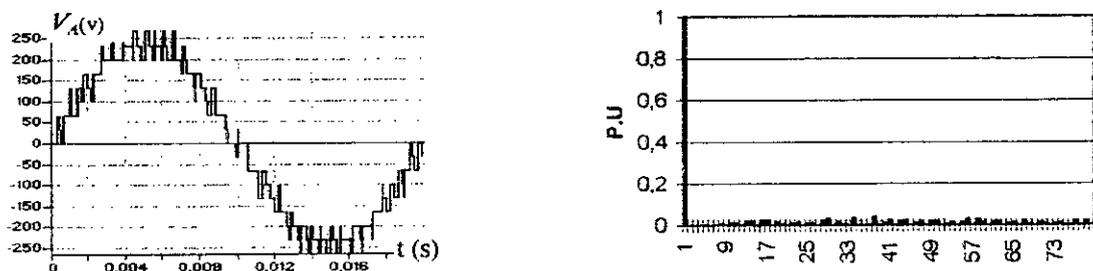


Fig.III.58- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=6,r=0.8,a=0.2$.

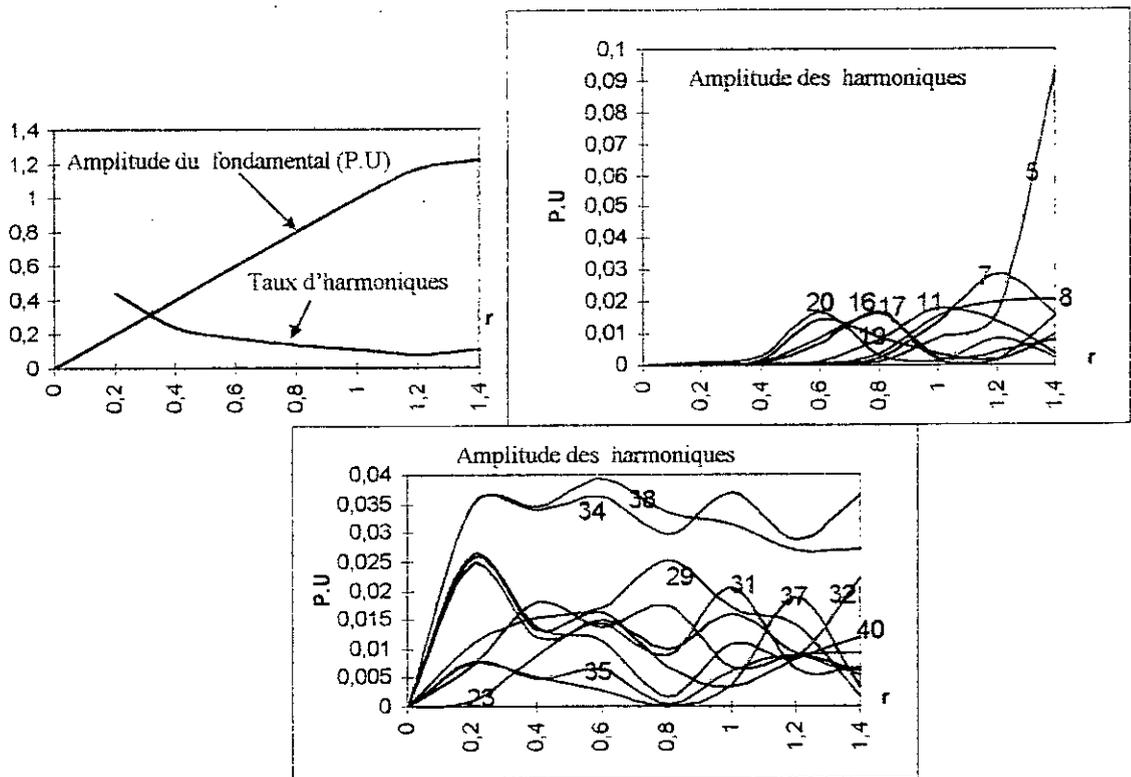


Fig.III.59- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses avec injection de l'harmonique 3 ($m=6$).

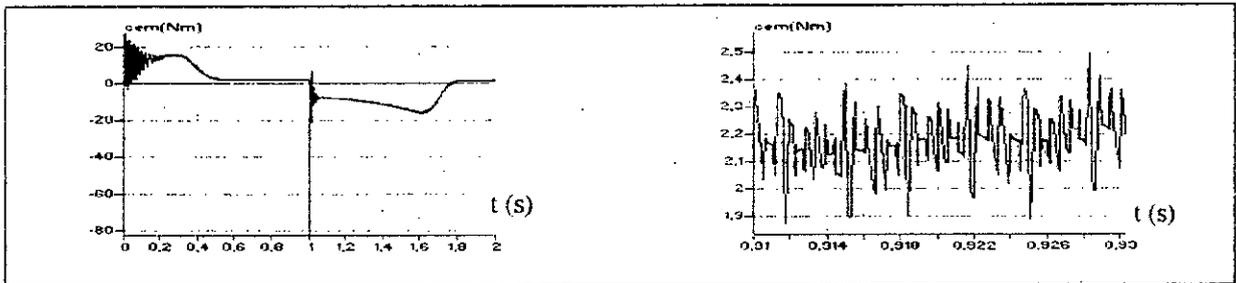


Fig.III.60.- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone ($m=6, r=0.8$).

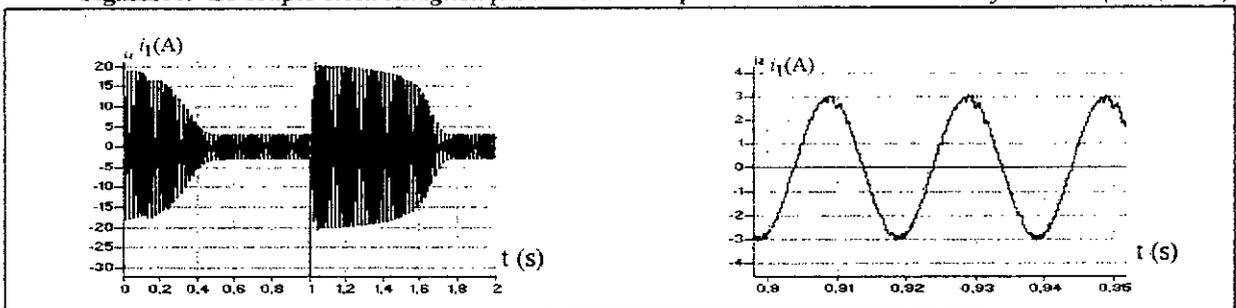


Fig.III.61- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone ($m=6, r=0.8$).

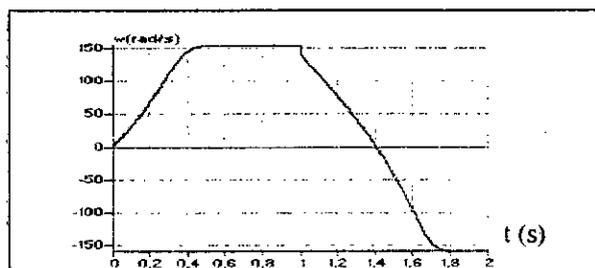


Fig.III.62- La vitesse de la machine asynchrone ($m=6, r=0.8$).

III.7. Modulation vectorielle

Principe : Cette nouvelle modulation vectorielle peut utiliser aussi bien une ou six porteuses [Henz 88],[satoshi 89],[Guillaud 92],[Boudjerda 93],[Berkouk 95]. Nous nous contenterons de présenter l'algorithme utilisant six porteuses bipolaires en dents de scie. Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à sept niveaux est une association en série de six onduleurs à deux niveaux ou de trois onduleurs à trois niveaux. On définit à partir du vecteur de référence $V_{sref} = (V_{sref1}, V_{sref2}, V_{sref3})^t$ deux nouveaux vecteurs de référence V_{sref1}, V_{sref2} [Berkouk 95]. Ces nouveaux vecteurs de référence sont définis comme suit :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \end{cases} \quad \text{avec } i=1,2,3 \quad (\text{III-15})$$

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

$$V_0 = -\frac{\left\{ \max(V_{sref}) + \min(V_{sref}) \right\}}{2} \quad (\text{III-16})$$

U_{p1}, U_{p2}, U_{p3} et U_{p4}, U_{p5}, U_{p6} sont les six porteuses triangulaires (les mêmes que celles utilisées dans la commande triangulo-sinusoidale à six porteuses triangulaires).

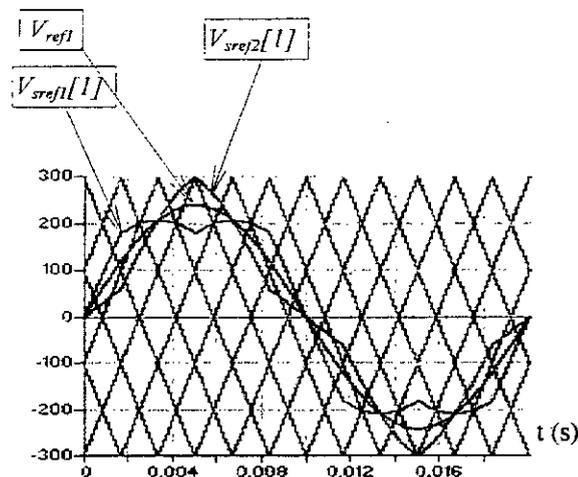


Fig.III.63- Différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle ($m=2, r=0.8$)

• 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 $V_{4M}[i], V_{5M}[i], V_{6M}[i]$ (images des sorties des six onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à sept niveaux)

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = U_{c1} = U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref2}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = U_{c2} = U_c \\ V_{sref2}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = 0 \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = U_{c3} = U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref2}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = U'_{c1} = -U_c \\ V_{sref2}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = 0 \end{cases} \\
 \begin{cases} V_{sref2}[i] < U_{p5} \Rightarrow V_{5M}[i] = U'_{c2} = -U_c \\ V_{sref2}[i] \geq U_{p5} \Rightarrow V_{5M}[i] = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref2}[i] < U_{p6} \Rightarrow V_{6M}[i] = U'_{c3} = -U_c \\ V_{sref2}[i] \geq U_{p6} \Rightarrow V_{6M}[i] = 0 \end{cases}$$

Etape 2 : Détermination de la tension $V_{AM}[i]$ image de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux et des ordres de commande des interrupteurs :

$$V_{AM}[i] = V_{1M}[i] + V_{2M}[i] + V_{3M}[i] + V_{4M}[i] + V_{5M}[i] + V_{6M}[i] \tag{III-18}$$

d'où les commandes des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{AM} = 3U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, & B_{k2} = 1 & , B_{k3} = 1 & , B_{k4} = 1 \\ V_{AM} = 2U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, & B_{k2} = 1 & , B_{k3} = 1 & , B_{k4} = 0 \\ V_{AM} = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, & B_{k2} = 1 & , B_{k3} = 0 & , B_{k4} = 0 \\ V_{AM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, & B_{k2} = 0 & , B_{k3} = 0 & , B_{k4} = 0 \\ V_{AM} = -U_c \Rightarrow B_{k5} = 1, & B_{k6} = 1 & , B_{k7} = 0 & , B_{k8} = 0 \\ V_{AM} = -2U_c \Rightarrow B_{k5} = 1, & B_{k6} = 1 & , B_{k7} = 1 & , B_{k8} = 0 \\ V_{AM} = -3U_c \Rightarrow B_{k5} = 1, & B_{k6} = 1 & , B_{k7} = 1 & , B_{k8} = 1 \end{cases} \tag{III-19}$$

Les figures (III.64) et (III.65) montrent que la tension présente des harmoniques pairs et impairs. Les harmoniques de rang 2 et 4 ont des amplitudes comparables (Fig.III.66). Pour $m=12$, les premiers harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de rang 8,10,14 et 16 (Fig.III.65). Les harmoniques sont centrés autour des fréquences multiples de mf et non $6mf$.

Les figures (III.67),(III.68) et (III.69) montrent les performances 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 2Nm. Le couple électromagnétique a 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. Les caractéristiques de réglage de l'amplitude du fondamental des tensions est linéaire de $r=0$ à 1.15, et le taux d'harmoniques décroît avec r (Fig.III.66).

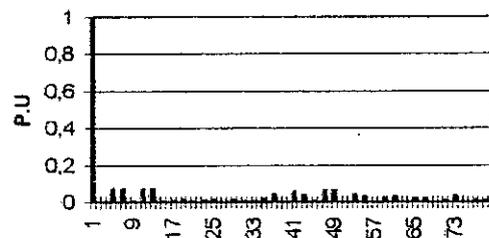
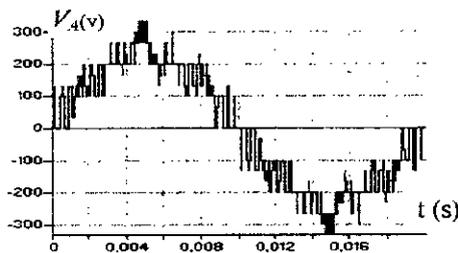


Fig. III.64- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=9,r=0.8$

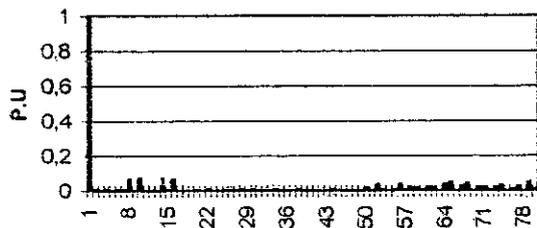
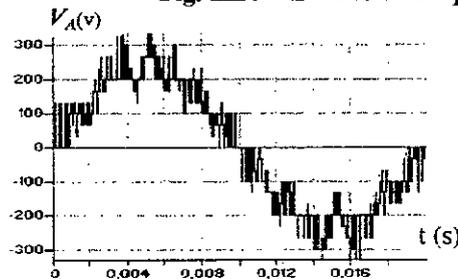


Fig. III.65- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur pour $m=12,r=0.8$

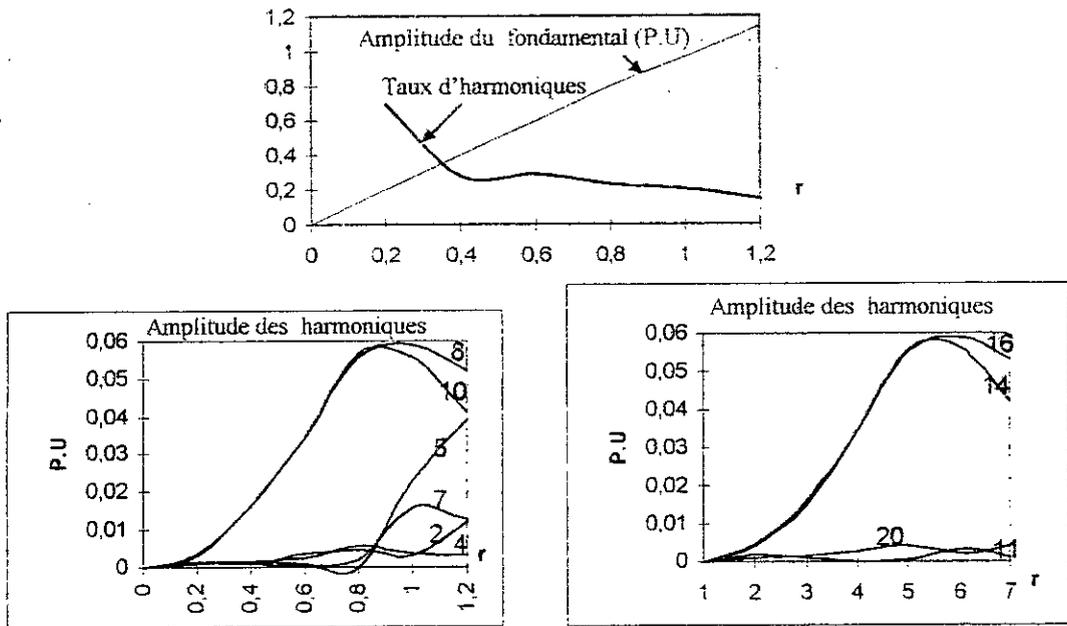


Fig.III.66- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

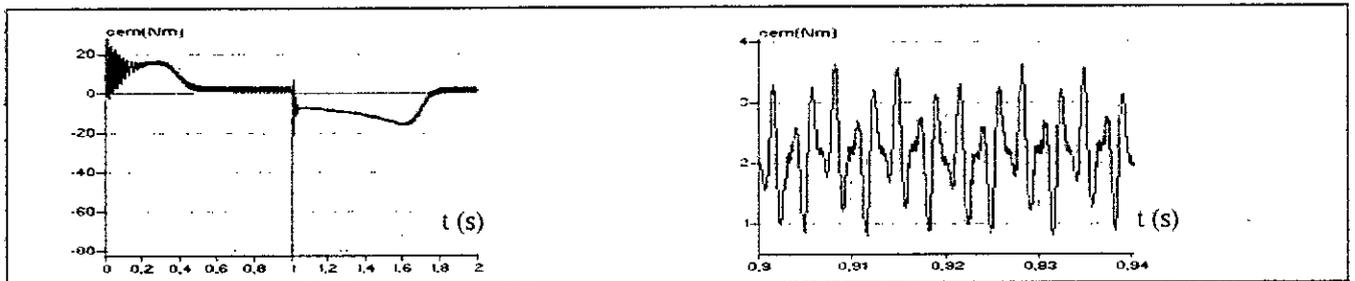


Fig.III.67- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la modulation vectorielle ($r=0.8, m=12$).

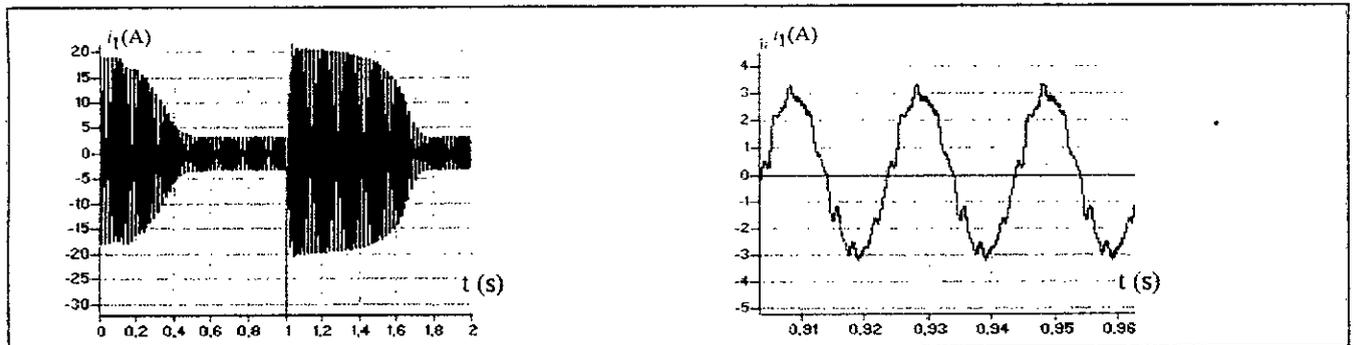


Fig.III.68- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la modulation vectorielle ($r=0.8, m=12$).

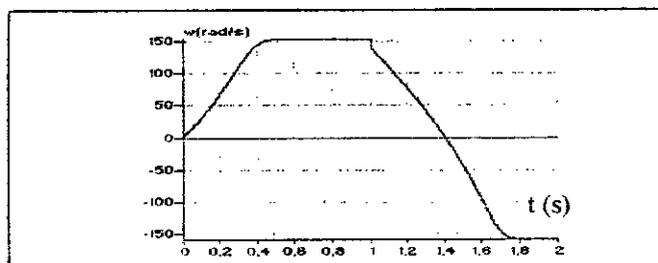


Fig.III.69- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la modulation vectorielle ($r=0.8, m=12$).

III.8. Modulation calculée

Dans cette partie, on va présenter deux algorithmes de commande des onduleurs NPC à sept niveaux destinés à une réalisation numérique, et utilisant les modèles de commande de ces convertisseurs présentés dans le chapitre précédent (Chapitre II) [Berkouk95],[Seixas 88]. L'organigramme général d'une stratégie de commande utilisant ces modèles de commande est présenté à la figure (III.70).

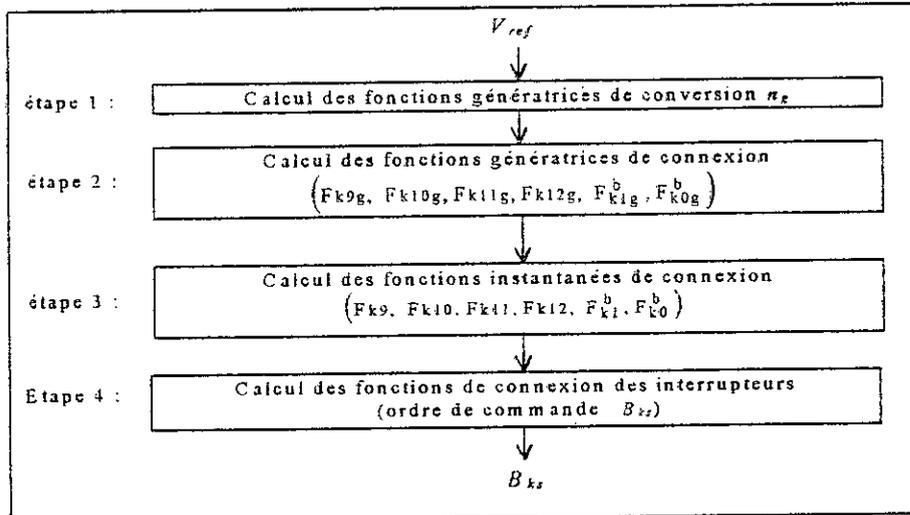


Fig.III.70- Organigramme d'une modulation calculée utilisant les modèles de commande des onduleurs à sept niveaux à structure NPC.

• 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.70) s'expriment pour cet algorithme comme suit :

Etape 1 : Calcul des fonctions génératrices de conversion simples ng_k :

$$ng_k = v_{refk} / U_c \quad \text{avec : } k=1,2,3$$

Etape 2 : Calcul des fonctions génératrices de connexion des demi bras et celles des interrupteurs :

$$\bullet 0 \leq ng_k \leq 1 \Rightarrow (F_{k9})_g = ng_k$$

$$\bullet 1 < ng_k \leq 2 \Rightarrow \begin{cases} (F_{k9})_g + 2.(F_{k10})_g = ng_k \\ (F_{k9})_g + (F_{k10})_g = 1 \end{cases}$$

$$\bullet 2 < ng_k \leq 3 \Rightarrow \begin{cases} 2.(F_{k10})_g + 3.(F_{k1}^b)_g = ng_k \\ (F_{k10})_g + (F_{k1}^b)_g = 1 \end{cases}$$

$$\bullet -1 < ng_k \leq 0 \Rightarrow (F_{k11})_g = ng_k$$

$$\bullet -2 < ng_k \leq -1 \Rightarrow \begin{cases} (F_{k11})_g + 2.(F_{k12})_g = ng_k \\ (F_{k11})_g + (F_{k12})_g = 1 \end{cases}$$

$$\bullet -3 \leq ng_k \leq -2 \Rightarrow \begin{cases} 2.(F_{k12})_g + 3.(F_{k0}^b)_g = ng_k \\ (F_{k12})_g + (F_{k0}^b)_g = 1 \end{cases}$$

Etape 3 : Calcul des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras.

La figure (III.71) décrit le passage des fonctions génératrices continues $(F_{ks})_g$ aux fonctions de connexion F_{ks} qui apparaissent comme une distribution temporelle d'impulsions de largeurs variables (**modulation de largeurs d'impulsions**). Si l'échantillonnage a lieu au début de la période comprise entre les instants $(q-1)Th$ et $(q)Th$, $(F_{ks_g})_{(q-1)}$ représente, sur cette même période, l'amplitude de la fonction génératrice échantillonnée. La valeur moyenne de la connexion établie pendant cette période doit être égale à $(F_{ks_g})_{(q-1)}$, soit :

$$(1 / Th) \int_{(q-1)Th}^{qTh} F_{ks} \cdot dt = \delta_{(q-1)} = (F_{ks_g})_{(q-1)} \quad (\text{III-20})$$

$\delta_{(q-1)}$ correspond donc au rapport cyclique et la présentation ainsi faite ne prévoit rien quant à la position de l'impulsion de largeur $[\delta_{(q-1)} \cdot Th]$ à l'intérieur de l'intervalle temporel considéré. Précisons toutefois que des études menées à ce sujet ont conclu que les meilleurs résultats spectraux sont obtenus avec des impulsions centrées, et une période Th égale à un sous-multiple impair de la période du fondamental de l'onde de sortie de l'onduleur.

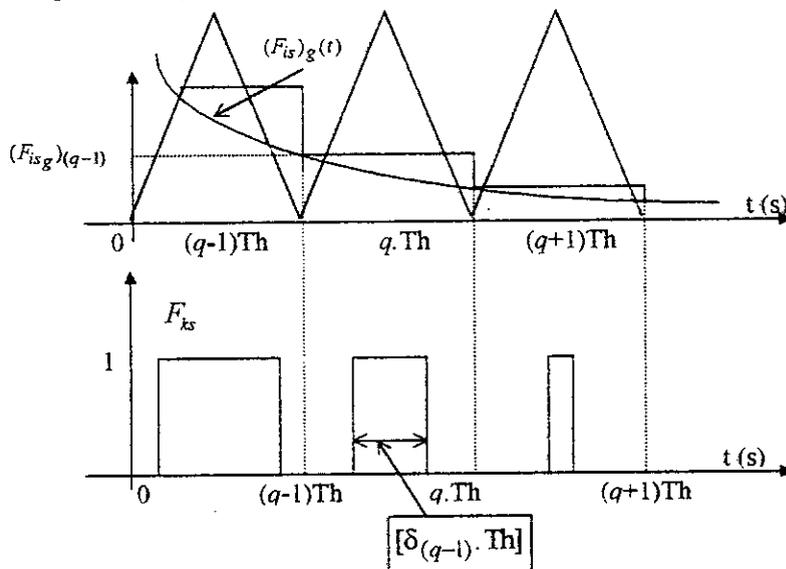


Fig.III.71-Elaboration des fonctions de connexion discontinues à partir de leur fonctions génératrices.

Les figures (III.72) et (III.73) représentent la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 1). On note pour les résultats obtenus avec cet algorithme que :

- Pour m pair, la tension de sortie V_A présente une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , et donc seuls les harmoniques impairs existent (Fig.III.73).
- Pour m impair, on a une symétrie par rapport à π seulement et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Fig.III.72).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$. La première famille centrée autour de la fréquence $m.f$ est la plus importante de point de vue amplitude (Fig.III.72),(Fig.III.73).

- Pour $m=39$, les harmoniques les plus importants en amplitude sont de rang 38 et 40. La caractéristique de réglage est linéaire de $r=0$ à 1, et le taux d'harmoniques décroît quand r augmente (Fig.III.74).

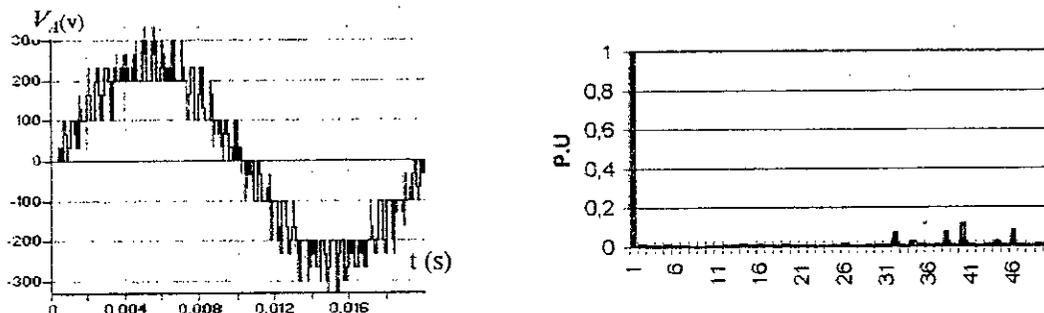


Fig.III.72- La tension de sortie et son spectre de l'onduleur $m=39, r=0.8$.

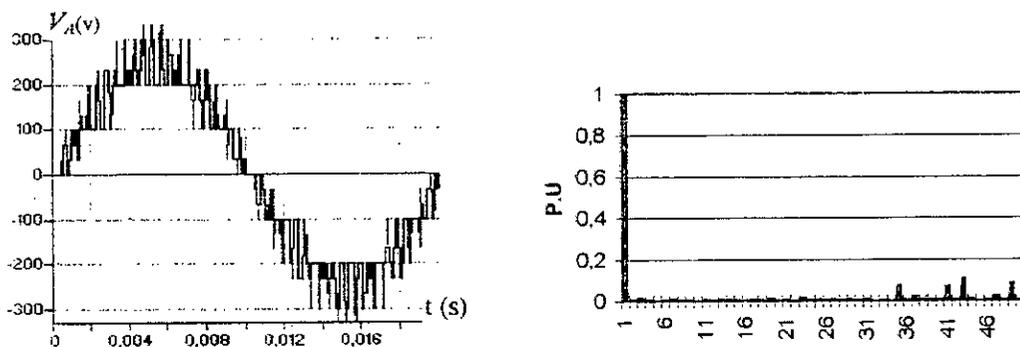


Fig.III.73- La tension de sortie et son spectre de l'onduleur $m=42, r=0.8$.

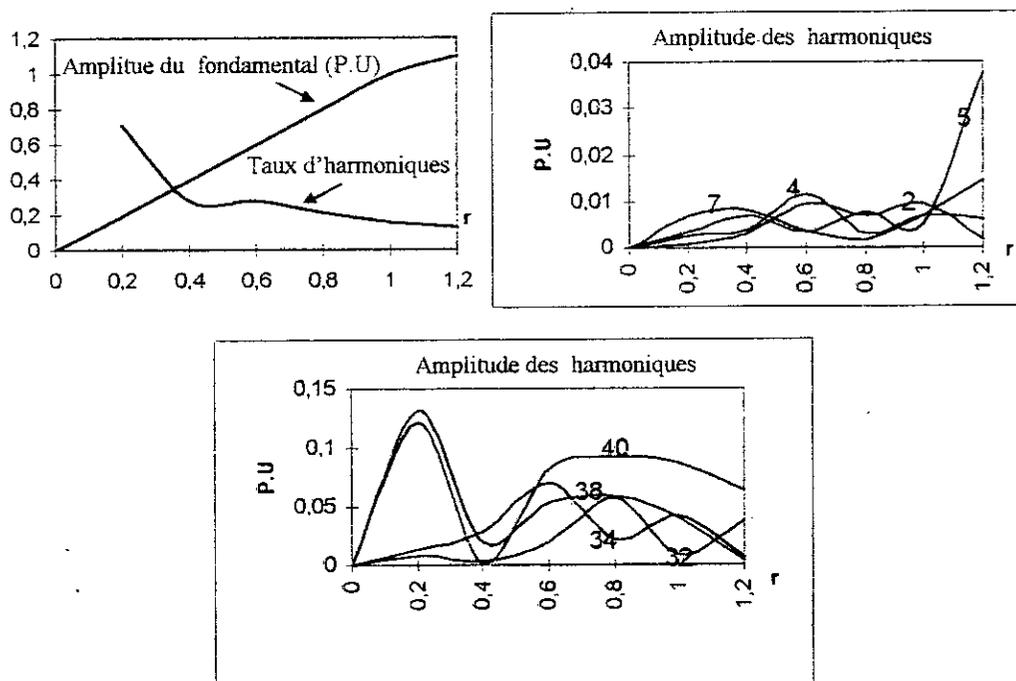


Fig.III.74- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 1) ($m=39$).

Les figures (III.75),(III.76) et (III.77) représentent la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1).

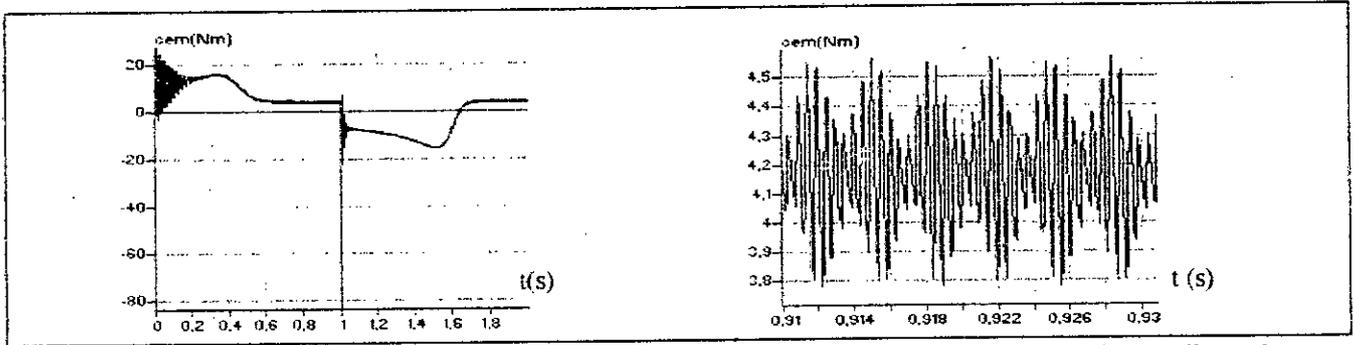


Fig. III.75- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 1) (m=39).

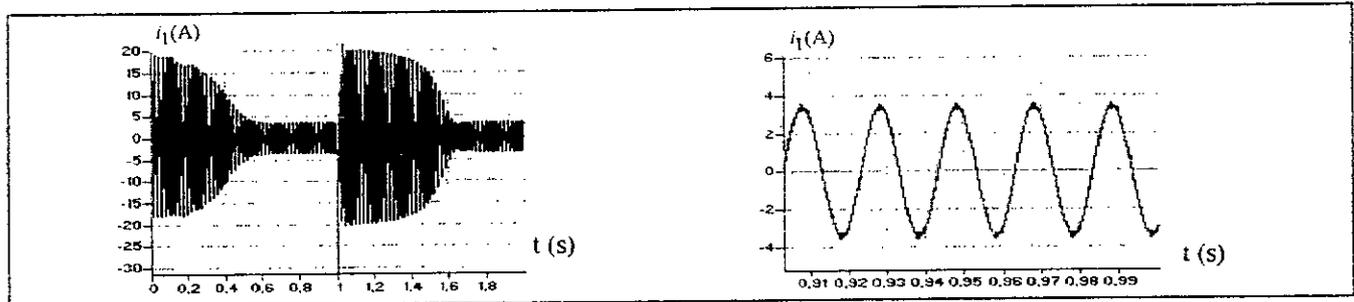


Fig. III.76- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 1) (m=39).

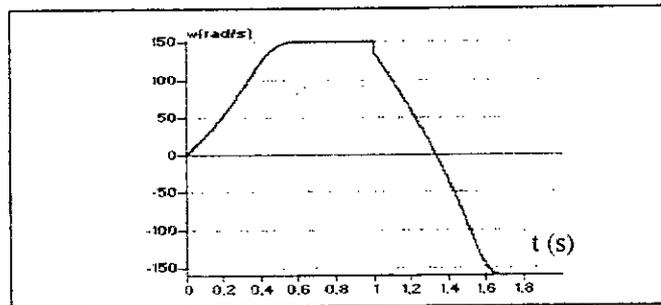


Fig. III.77- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 1) (m=39).

• Algorithme 2 :

Pour faciliter l'implémentation de la modulation vectorielle présentée précédemment, nous proposons cet algorithme utilisant les modèles de commande des onduleurs triphasés à sept niveaux .

Etape 1 : Calcul des fonctions génératrices de conversion simples ng_k^* : $ng_k^* = vref_k^* / Uc$ telle que :

$$Vref_k^* = Vref_k + V_0$$

avec : $k=1,2,3$

$$V_0 = -\{max(Vref_{k=1,2,3}) + min(Vref_{k=1,2,3})\} / 2$$

Etape 2 : Calcul des fonctions génératrices de connexion des demi bras et celles des interrupteurs :

$$\begin{aligned}
 &\bullet 0 \leq ng_k^* \leq 1 \Rightarrow (F_{k9})_g = ng_k^* \\
 &\bullet 1 < ng_k^* \leq 2 \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} (F_{k9})_g + 2.(F_{k10})_g &= ng_k^* \\ (F_{k9})_g + (F_{k10})_g &= 1 \end{aligned} \right. \\
 &\bullet 2 < ng_k^* \leq 3 \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} 2.(F_{k10})_g + 3.(F_{k1}^b)_g &= ng_k^* \\ (F_{k10})_g + (F_{k1}^b)_g &= 1 \end{aligned} \right. \\
 &\bullet -1 \leq ng_k^* \leq 0 \Rightarrow (F_{k11})_g = ng_k^* \\
 &\bullet -2 \leq ng_k^* < -1 \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} (F_{k11})_g + 2.(F_{k12})_g &= ng_k^* \\ (F_{k11})_g + (F_{k12})_g &= 1 \end{aligned} \right. \\
 &\bullet -3 \leq ng_k^* < -2 \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} 2.(F_{k12})_g + 3.(F_{k0}^b)_g &= ng_k^* \\ (F_{k12})_g + (F_{k0}^b)_g &= 1 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

Etape3 : Calcul des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras : Le passage des fonctions génératrices de connexion des interrupteurs et celle des demi-bras à leurs fonctions instantanées est effectué en utilisant le même algorithme que celui de la stratégie précédente (modulation calculée : Algorithme 1) .

Les figures (III.78),(III.79) représentent la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 2).

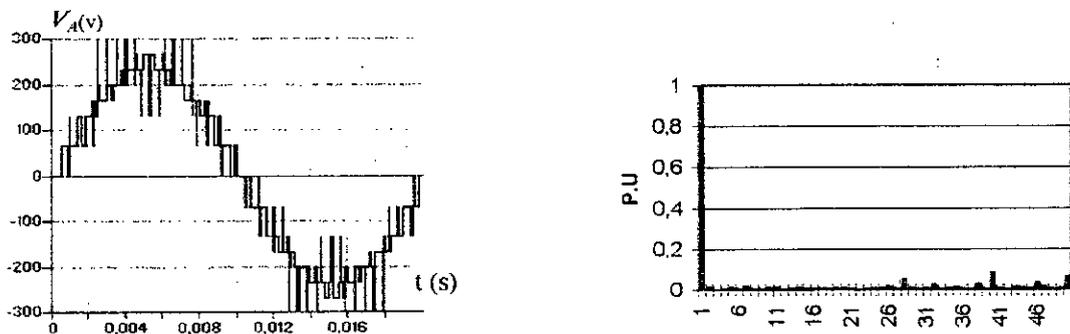


Fig.III.78- La tension de sortie et son spectre de l'onduleur pour $m=39, r=0.8$

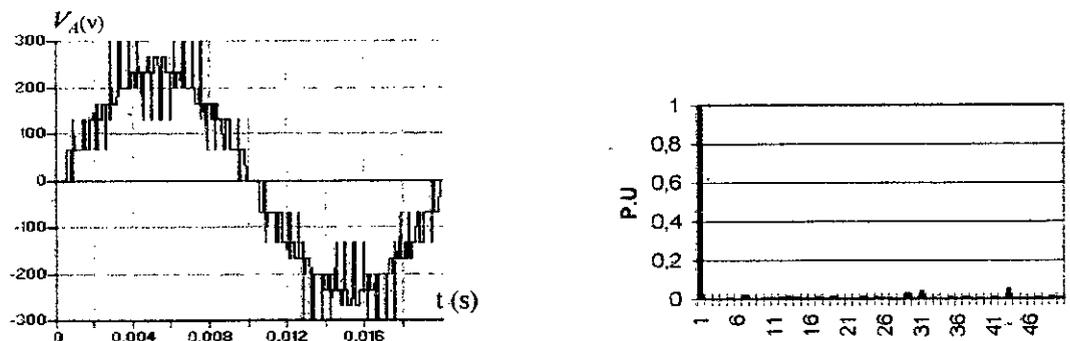


Fig.III.79- La tension de sortie et son spectre de l'onduleur pour $m=42, r=0.8$

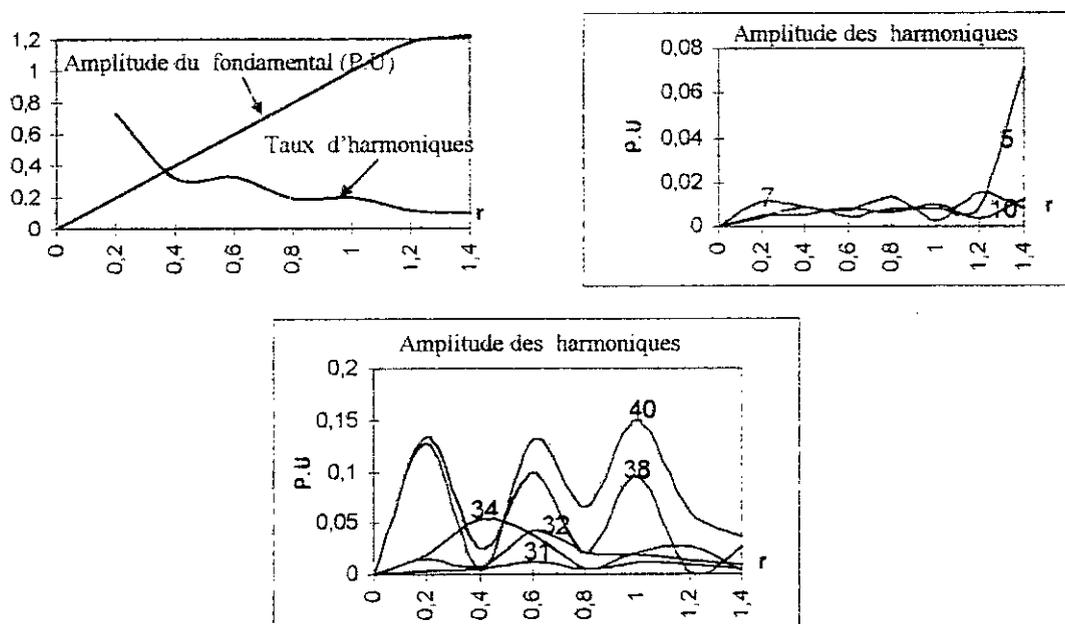


Fig.80- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 2) ($m=39$).

On note que :

- Comme pour l'algorithme 1, on a une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π dans le cas de m pair, et donc seuls les harmoniques impairs existent (Fig.III.79). Pour m impair, en plus des harmoniques impairs des harmoniques pairs existent (Fig.III.78).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$. La première famille centrée autour de la fréquence $m.f$ est la plus importante de point de vue amplitude (Fig.III.78),(Fig.III.79).
- Pour $m=39$, les harmoniques les plus importants, en amplitude sont de rang 38 et 40.
- La caractéristique de réglage est linéaire de $r=0$ à 1,2, et le taux d'harmoniques décroît quand r augmente (Fig.III.80).

Les figures (III.81),(III.82) et (III.83) représentent la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée(algorithme 2).

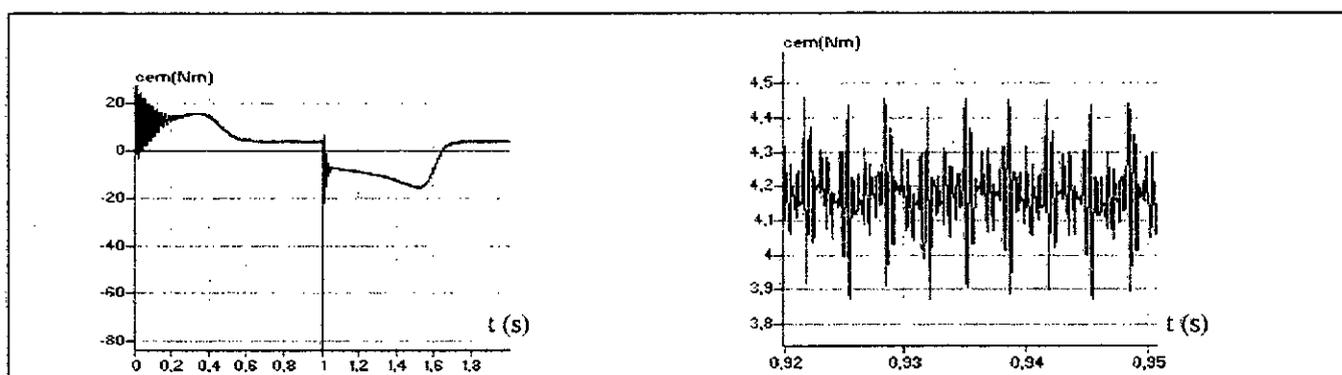


Fig. III.81- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 2) ($r=0.8, m=39$).

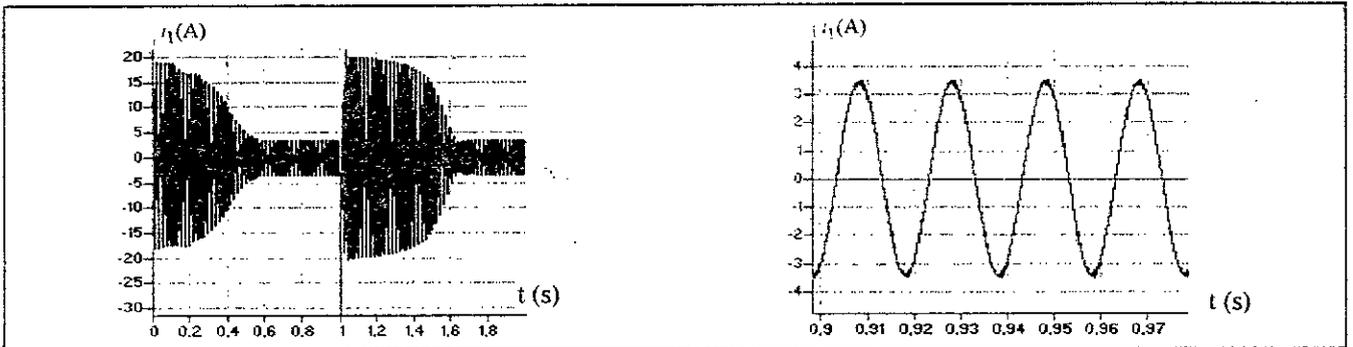


Fig. III.82- Le courant i_1 transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 2) ($r=0.8, m=39$).

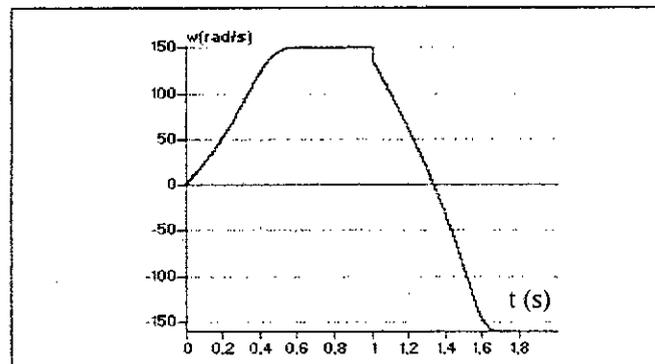


Fig. III.83- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 2) ($r=0.8, m=39$).

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié différentes stratégies de commande des onduleurs de tension triphasés à sept niveaux à structure NPC. Ces stratégies sont d'une manière générale des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux. Les stratégies triangulo-sinusoïdales et la modulation vectorielle utilisant une ou six porteuses peuvent être réalisées soit en analogique ou en numérique (échantillonnage). Les harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur se rangent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$ ou $6m.f$. Le couple obtenu avec ces stratégies a une fréquence trois ou six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Le taux d'harmoniques décroît quand le taux de modulation augmente. L'injection de l'harmonique trois dans les tensions de référence permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension d'environ de 15%, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée.

Tableau récapitulatif

La stratégie	r_{\max} de la caractéristique réglage	TDH maximal	TDH minimal	La fréquence centrale de la première famille d'harmoniques	La fréquence du couple
Triangulo-sinusoidale à une seule porteuse	1	0.67	0.12	m.f	6.f ou 3.f
Triangulo-sinusoidale à six porteuses triangulaires	1	0.697	0.113	6.m.f	6.f ou 3.f
Triangulo-sinusoidale à six porteuses (Algorithme 1)	1	0.44	0.1	6.m.f	6.f ou 3.f
Triangulo-sinusoidale à six porteuses (Algorithme 2)	1	0.44	0.11	m.f	6.f ou 3.f
Triangulo-sinusoidale à six porteuses (Algorithme 3)	1	0.686	0.11	m.f	6.f ou 3.f
Modulation vectorielle	1.15	0.694	0.14	m.f	6.f ou 3.f
Modulation calculée (Algorithme 1)	1	0.71	0.127	m.f	6.f ou 3.f
Modulation calculée (Algorithme 2)	1.2	0.73	0.098	m.f	6.f ou 3.f

Chapitre IV

Commande de vitesse et de position de
la machine asynchrone

Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée a comme principal avantage la facilité de sa commande. Le flux et le couple sont découplés et contrôlables indépendamment.

- le courant inducteur est producteur du flux .
- le courant induit est producteur du couple.

Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent étre atteintes : le flux étant maintenu en permanence à sa valeur nominale, le couple est alors maximal à tout instant. Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet, ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse de la MCC et exige une maintenance importante. De plus, il interdit l'utilisation du moteur à courant continu dans des ambiances difficiles. A l'heure actuelle, grâce à la commande vectorielle le moteur asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une plage de puissance de quelques watts jusqu'à quelques mégawatts. Tous les travaux de recherche effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes. La première appelée « méthode directe » a été initiée par **F. Blaschke** et la seconde connue sous le nom de « méthode indirecte » a été introduite par **K. Hasse**. Dans le cadre de notre travail, nous allons présenter les différents aspects concernant le contrôle par la méthode du flux orienté [**Blaschke 72**],[**Leonhard 85**],[**Bose 86**],[**Vas 90**],[**Defornel 88**],[**Levi 96**],[**Trznadlowski 94**]. On montrera en particulier les performances de la commande vectorielle (indirecte et directe) de la MAS alimentée par un onduleur NPC à sept niveaux. Pour en profiter des performances des systèmes flous, nous proposons d'incorporer un contrôleur flou dans le système de commande. Cela est effectué en remplaçant le régulateur classique PI de la commande vectorielle indirecte par un régulateur flou de type PI [**Buhler 94**],[**Ketata 92**],[**Y.F.Li 89**].

IV.1. Principe de la commande par orientation du flux

Le principe de la commande vectorielle a été proposé pour la première fois par **Hasse** en 1968, et **Blaschke** en 1971. Il consiste à assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects :

- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.
- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel **d-q** et les champs (statorique, rotorique, et d'entrefer) de la machine tournant à la même vitesse (vitesse de synchronisme). L'orientation d'un de ces trois champs suivant l'axe **d** du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu (**Fig.IV.1**).

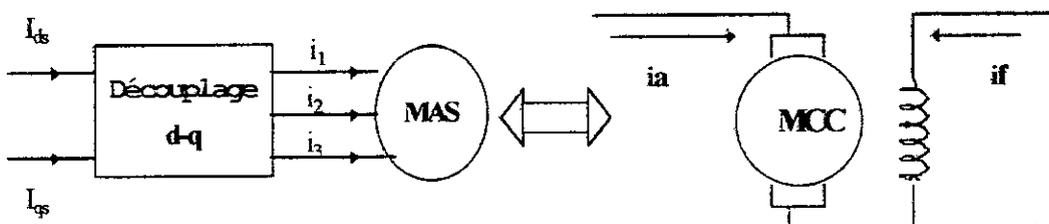


Fig.IV.1- Principe du découplage

IV.2. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux

Après avoir choisi un référentiel d'axes **d-q** lié au champ tournant, on peut avoir trois méthodes d'orientation du flux.

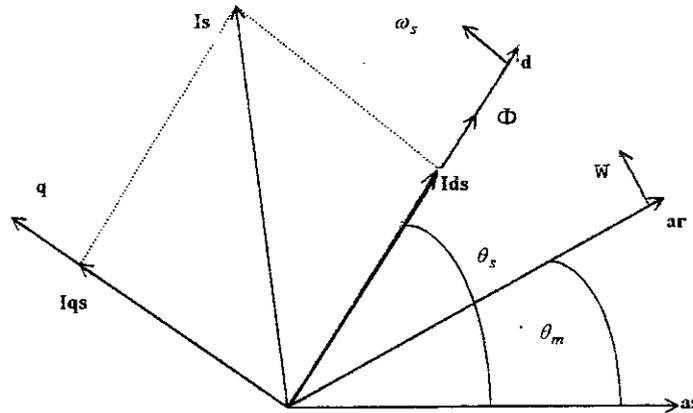


Fig.IV.2- Orientation du flux.

Le flux Φ représenté à la figure(IV.2) peut être le flux rotorique (le plus fréquemment), statorique ou magnétisant. Ce qui implique que la commande par orientation du flux peut se faire de trois manières:

- orientation du flux rotorique, avec les conditions:

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad , \quad \Phi_{qr} = 0$$

- orientation du flux statorique, avec les conditions:

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \quad , \quad \Phi_{qs} = 0$$

- orientation du flux magnétisant, avec les conditions:

$$\Phi_{dm} = \Phi_m \quad , \quad \Phi_{qm} = 0$$

IV.2.1. Orientation du flux rotorique

On choisit un référentiel **d-q** de telle sorte que l'axe direct **d** coïncide avec le vecteur du flux rotorique Φ_r . On a alors :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad , \quad \Phi_{qr} = 0$$

En imposant ces conditions dans les équations de la machine asynchrone obtenues dans le référentiel lié au champ tournant, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \omega_s \cdot \Phi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{ds} \\ \Phi_r = \frac{M \cdot I_{ds}}{(1 + s \cdot T_r)} \\ C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot I_{qs} \\ \omega_{gl} = \frac{M \cdot I_{qs}}{T_r \cdot \Phi_r} \end{array} \right. \quad (IV-1)$$

On constate que seule la composante directe du courant statorique I_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique Φ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature I_{qs} si le flux rotorique Φ_r est maintenu constant.

IV.3. Commande vectorielle

Dans le paragraphe précédent, nous nous sommes intéressés à présenter les principes de la commande vectorielle. Nous avons rappelé les trois types d'orientation du flux dans la machine asynchrone. L'orientation du flux rotorique conduit à un découplage entre les composantes du courant statorique I_{ds} et I_{qs} , et présente une certaine simplicité de mise en oeuvre, c'est aussi le plus utilisé dans la littérature. Ces observations nous ont poussé à opter pour l'orientation du flux rotorique pour la commande vectorielle. Pour la réalisation de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone, il existe deux méthodes : la méthode directe et la méthode indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux.

IV.3.1. Réglage de vitesse et de position de la MAS par la commande vectorielle indirecte

Principe : Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [Vas 90],[Faidallah 95]. Elle élimine le besoin d'un capteur ou d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

IV.3.1.2. Structure de la commande

La figure (IV.11) montre un schéma fonctionnel d'une commande indirecte appliquée sur la machine asynchrone alimentée par un onduleur NPC à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 1) [Gheraia 98.3].

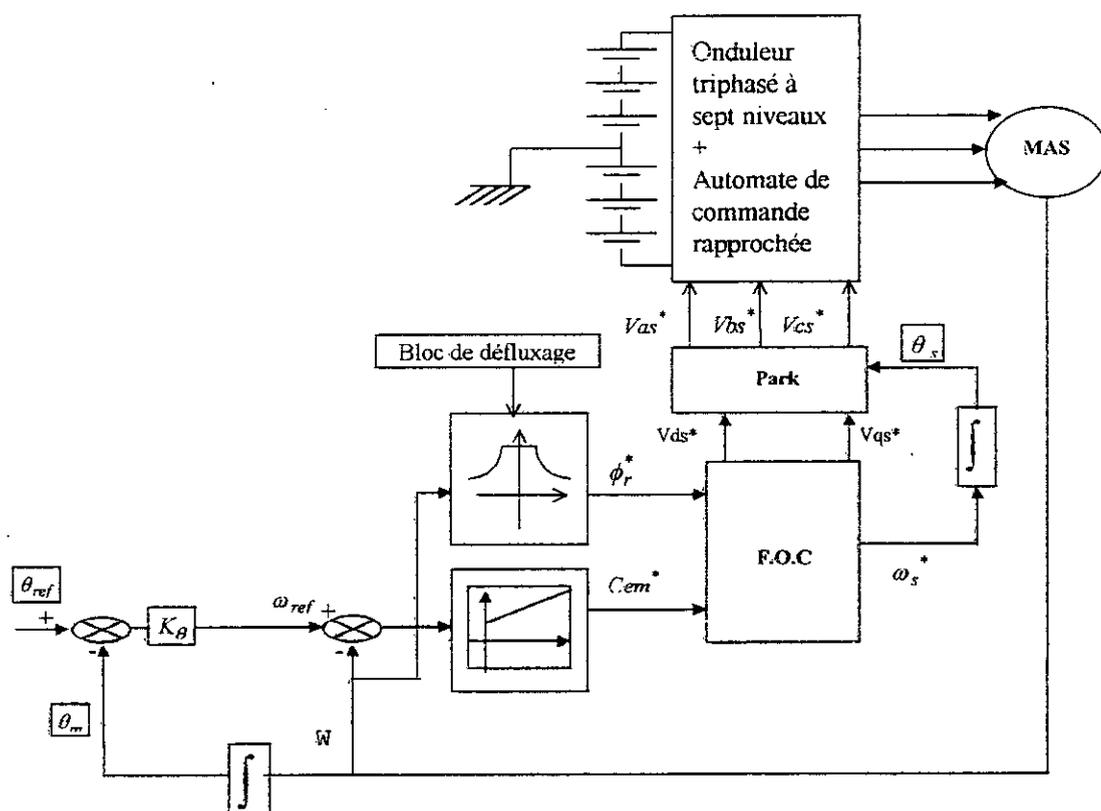


Fig.IV.3- Schéma fonctionnel de la commande de position de la MAS alimentée par un onduleur à sept niveaux avec la méthode de la commande vectorielle indirecte.

Le découplage est assuré grâce au F.O.C (Field Oriented Controller, Bloc de découplage), dont les entrées sont le couple de référence obtenu à partir d'un régulateur analogique PI de vitesse, qui traite le signal d'erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée, et le flux de référence obtenu lui à partir du bloc de défluxage. On peut écrire les équations du FOC comme suit :

$$\begin{aligned}
 i_{ds}^* &= \Phi_r^* / M \\
 i_{qs}^* &= L_r C_{em}^* / p \cdot M \cdot \Phi_r^* \\
 \omega_s^* &= \omega_m + M \cdot R_r \cdot i_{qs}^* / L_r \cdot \Phi_r^* \\
 V_{ds}^* &= R_s \cdot i_{ds}^* - \omega_s^* \sigma L_s i_{qs}^* \\
 V_{qs}^* &= R_s \cdot i_{qs}^* - \omega_s^* L_s i_{ds}^*
 \end{aligned} \tag{IV-2}$$

Le bloc de défluxage sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse. Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit :

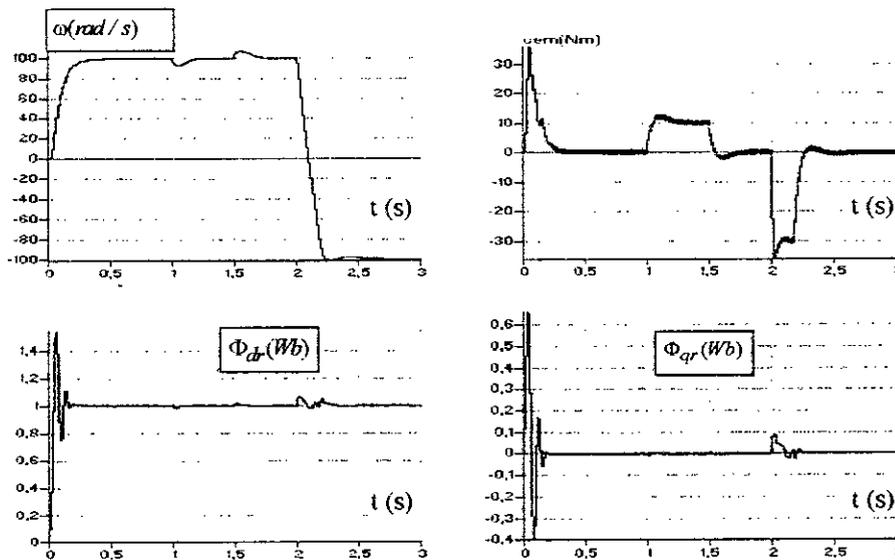
$$\Phi_r = \begin{cases} \Phi_n & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\Phi_n \times \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \tag{IV-3}$$

Le couple de référence est borné de façon symétrique ($|\mathbf{C}_{em}| \leq 3 \cdot \mathbf{C}_n$) afin de ne pas dépasser le couple maximal admissible par la machine.

IV.3.1.3. Simulation numérique

Pour la simulation du système de réglage de vitesse, nous considérons un test en échelon de vitesse de 100 rd/s entre les instants $t=0s$ et $t=2s$, suivi d'une inversion à -100 rd/s entre les instants $t=2s$ et $t=3s$. L'application d'un couple de charge nominal de 10Nm entre les instants $t=1s$ et $t=1,5s$. Les paramètres du régulateur de vitesse sont : $K_{p\omega} = 0,9$, $K_{i\omega} = 11$.

Les résultats de simulation, donnés par la figure(IV.4), montrent la dynamique de poursuite de la vitesse et le rejet de la perturbation. L'application d'un couple de charge à $t=1s$ n'influe pas sur le flux rotorique, ce qui montre le bon découplage entre le flux et le couple.



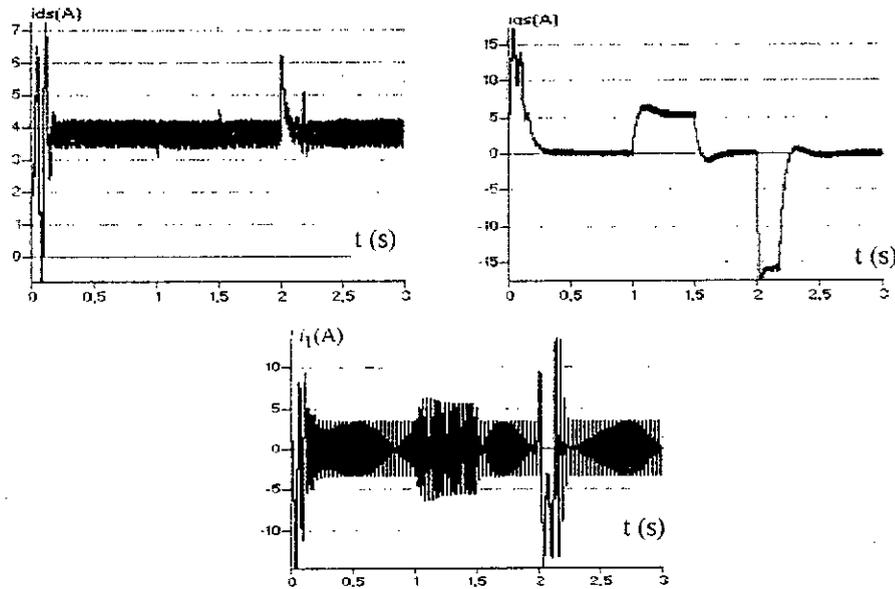


Fig.IV.4- Les performances de la commande de vitesse de la MAS (commande vectorielle indirecte) .

Pour la simulation du système de réglage de position, nous appliquons un échelon de position de 5 rd entre les instants $t=0s$ et $t=1s$, suivi d'une inversion à -5 rd entre les instants $t=1s$ et $t=2s$, et puis une inversion de la consigne à 5 rd entre l'instant $t=2s$ et $t=3s$.

Les paramètres de réglage sont :

régulateur de vitesse :

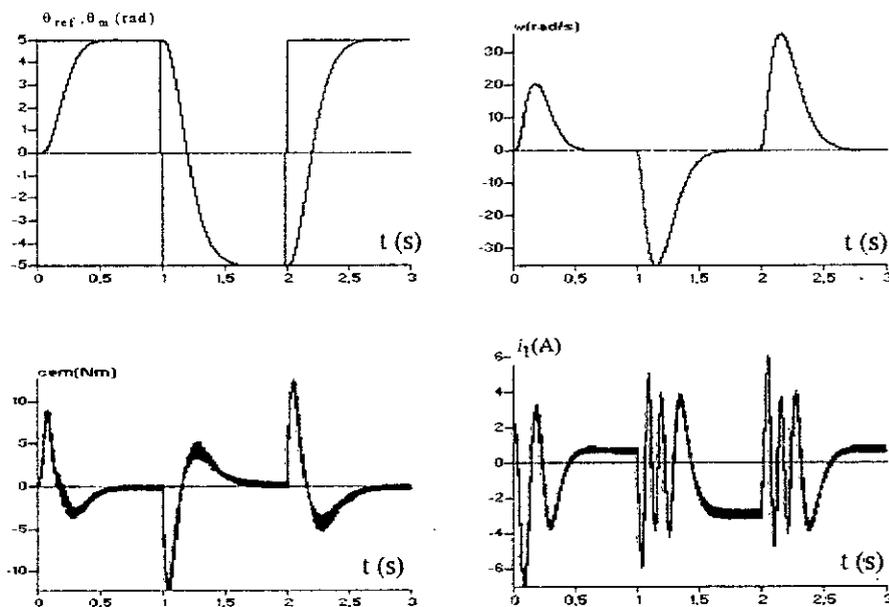
$$K_{p\omega} = 0.9$$

$$K_{i\omega} = 11$$

régulateur de position :

$$K_{\theta} = 4.4$$

Les résultats de simulation, illustrés par la figure (IV.5), montrent la dynamique de poursuite de la position, et le découplage entre le couple et le flux.



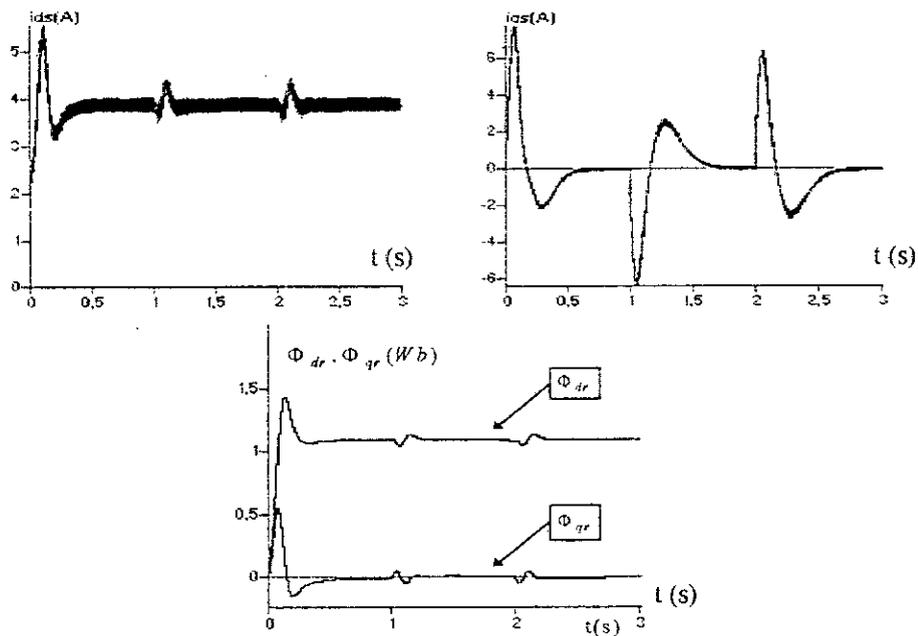


Fig.IV.5- Simulation du réglage de position par la commande vectorielle indirecte .

IV.3.1.4. Avantages et inconvénients de la méthode indirecte

La méthode de commande indirecte est caractérisée par le fait qu'aucune estimation du couple ou du flux n'est nécessaire. Cela permet d'allier la simplicité et l'efficacité du contrôle vectoriel. Cette méthode a l'avantage de ne nécessiter que la mesure de la position ou de la vitesse. Les courants de référence I_{ds}^* et I_{qs}^* ne sont conçus qu'à partir de grandeurs de références qui, par définition, ne sont pas bruitées. Le seul inconvénient de cette méthode est la sensibilité de la commande vis-à-vis des variations des paramètres de la machine et en particulier la constante de temps rotorique T_r [Garces 30][Chiping 93][Wide 97].

IV.3.2. Réglage de vitesse et de position de la MAS par la commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite la connaissance de l'amplitude et de la phase du flux rotorique pour chaque instant. Alors, en plus de l'utilisation d'un capteur de vitesse pour déterminer la phase de flux, cette méthode nécessite un capteur, ou un estimateur ou un observateur de flux .

IV.3.2.1. Structure de la commande

La figure (IV.6) présente le schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée par un onduleur NPC à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 1) [Gheraia 98.1].

Cette méthode montre trois grandeurs régulées à savoir la vitesse, le couple et le flux. Le couple de référence est obtenu à partir d'un régulateur PI analogique, qui traite le signal d'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Le couple de référence est comparé au couple estimé et l'erreur est traitée par un autre régulateur PI analogique qui nous donne le courant de référence I_{qs}^* . Le courant de référence I_{ds}^* est obtenu, quant à lui, à partir de la régulation du flux.

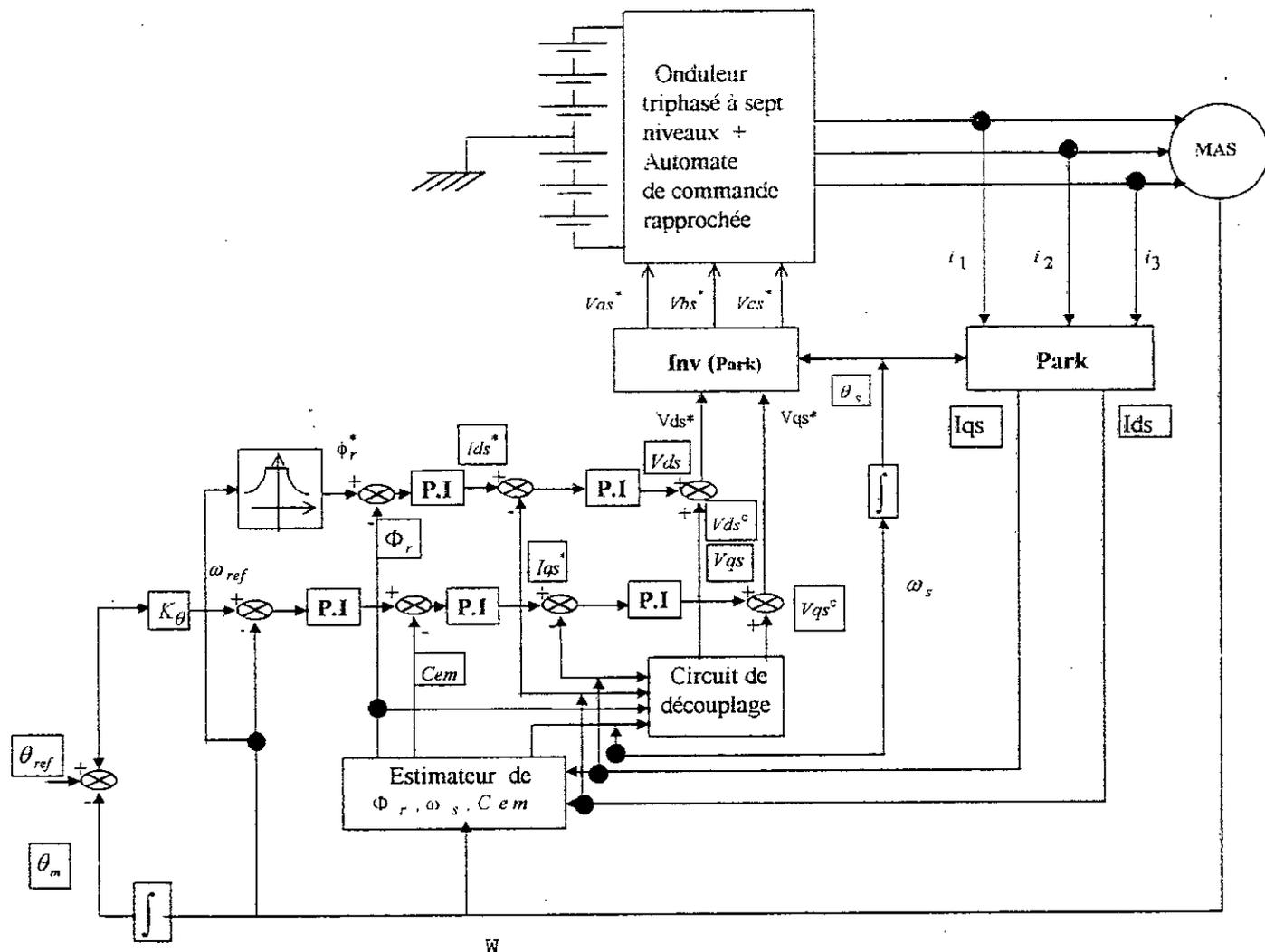


Fig.IV.6- Schéma fonctionnel de la commande de position de la MAS alimentée par un onduleur à sept niveaux avec la méthode de la commande vectorielle directe.

IV.3.2.2. Le circuit de reconstitution du flux

La reconstitution du flux rotorique se fait par trois moyens différents : mesure directe, estimation ou observation .

IV.3.2.3. Mesure directe

Afin d'accéder au flux rotorique, la première idée est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs peuvent être :

- des capteurs à effet **Hall** placés sous les dents du stator . Ces capteurs donnent alors des valeurs locales du flux. Il faut ensuite traiter ces valeurs pour obtenir le flux rotorique global. Le flux mesuré est alors sensible aux encoches du rotor et contient de nombreux harmoniques.
- Des bobinages supplémentaires dans le stator : des bobines installées sous un pôle du stator peuvent donner une mesure du flux rotorique.

IV.3.2.4. Estimation du flux rotorique

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique, il est préférable d'utiliser des modèles dynamiques de flux. Ces modèles donnent la position et le module du flux rotorique à partir de la mesure des grandeurs statoriques (courants et tensions) et de la position ou de la vitesse du rotor.

IV.3.2.5. Observation du flux rotorique

L'observateur est constitué d'un modèle de la machine et d'une boucle de retour correctrice dont le rôle est d'éliminer l'erreur entre les grandeurs de sortie observées et celles mesurées. L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation de l'ensemble des variables définissant l'état du système. Il existe deux sortes d'observateurs : déterministe (de **Luenberger**) et stochastique (de **Kalman**).

Dans notre cas, nous avons utilisé un estimateur de flux basé sur la mesure des courants statoriques. Il est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_r^e + Tr \cdot \frac{d\Phi_r^e}{dt} = M \cdot I_{ds} \\ Cem^c = p \cdot \frac{M}{Lr} \cdot I_{qs} \cdot \Phi_r^e \\ \omega_{gl}^e = \omega_s - \omega = \frac{M \cdot I_{qs}}{Tr \cdot \Phi_r^e} \\ \theta_s = \int \omega_s \cdot dt \end{cases} \tag{IV-4}$$

Son schéma fonctionnel est donné par la figure (IV.7).

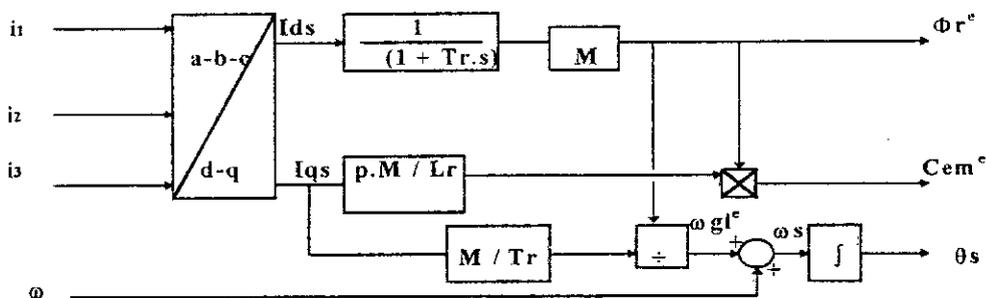


Fig.IV.7- Estimateur de flux et de couple.

Les équations du circuit de découplage sont données par :

$$\begin{aligned} V_{ds}^c &= -\sigma \cdot Ls \cdot \omega_s \cdot I_{qs} \\ V_{qs}^c &= \omega_s \cdot Lm / Lr \cdot \Phi_r + \sigma \cdot Ls \cdot \omega_s \cdot I_{ds} \end{aligned} \tag{IV-5}$$

IV.3.2.6. Simulation numérique

Les simulations présentées dans cette partie sont réalisées sur une machine asynchrone triphasée associée à un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses présentée au chapitre précédent .

La simulation du système de réglage de vitesse de la MAS concerne la réponse à un échelon de vitesse de 100 rd/s entre les instants $t=0$ s et $t=2$ s, suivi d'une inversion à -100 rd/s entre les instants $t=2$ s et $t=3$ s. L'application d'un couple de charge nominal de 10Nm, entre les instants $t=1$ s et $t=1,5$ s.

Les paramètres du régulateur de vitesse :

$$K_{p\omega} = 15.5$$

$$K_{i\omega} = 400$$

Les paramètres du régulateur du couple :

$$K_{pCem} = 0.531$$

$$K_{iCem} = 53.1$$

Les paramètres du régulateur du flux :

$$K_{p\Phi} = 51.95$$

$$K_{i\Phi} = 5582.21$$

Les paramètres des régulateurs de courants (I_{ds} , I_{qs}) :

$$K_{pi} = 580$$

$$K_{if} = 155400$$

Les résultats de simulation (figure (IV.8)) montrent la dynamique rapide de poursuite de la vitesse et le rejet rapide de la perturbation. L'application d'un couple de charge à $t=1$ s n'influe pas sur le flux rotorique, ce qui montre le découplage parfait entre la commande du flux et celle du couple.

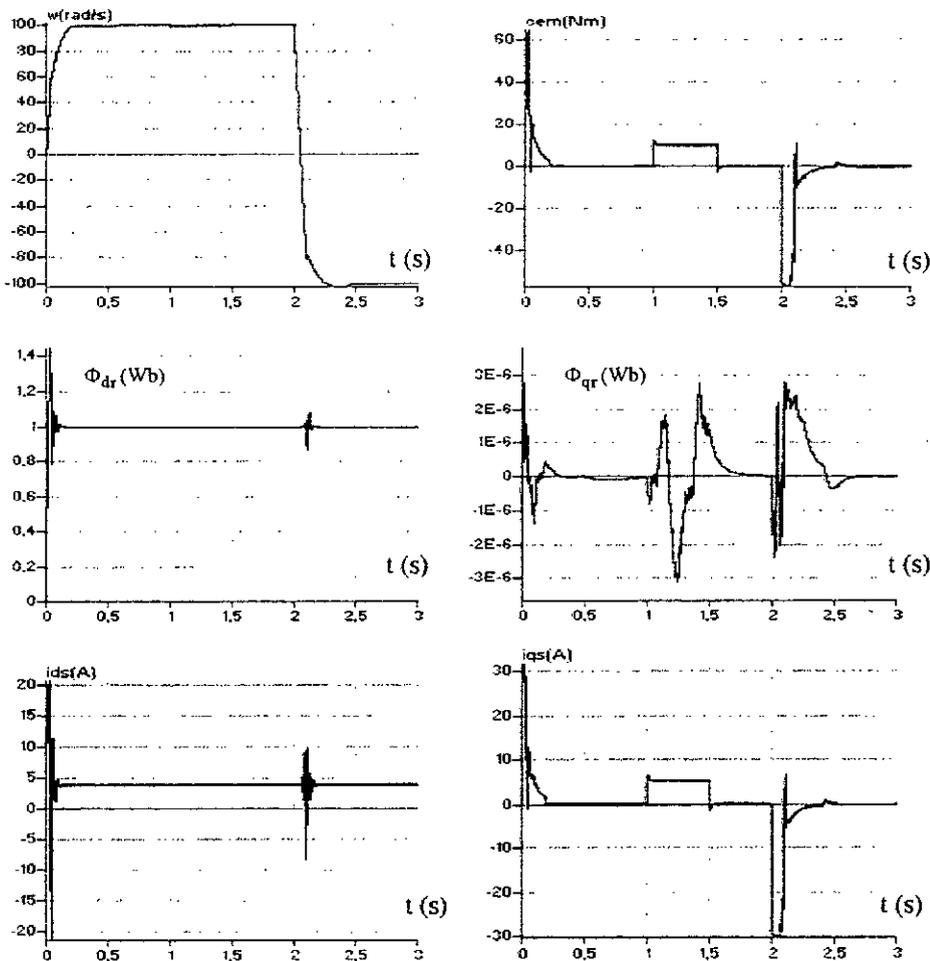


Fig.IV.8- Simulation du réglage de vitesse par la commande vectorielle directe .

La simulation du système de réglage de position concerne la réponse à un échelon de position de 5 rd entre les instants $t=0s$ et $t=1s$, suivi d'une inversion à -5 rd entre les instants $t=1s$ et $t=2s$, et puis une inversion de la consigne à 5 rd entre les instants $t=2s$ et $t=3s$. Le régulateur de position est un régulateur proportionnel ($K_{\theta} = 8.5$).

Les résultats de simulation, donnés par la figure (IV.9), montrent la dynamique de poursuite de la position, et le bon découplage entre le couple et le flux.

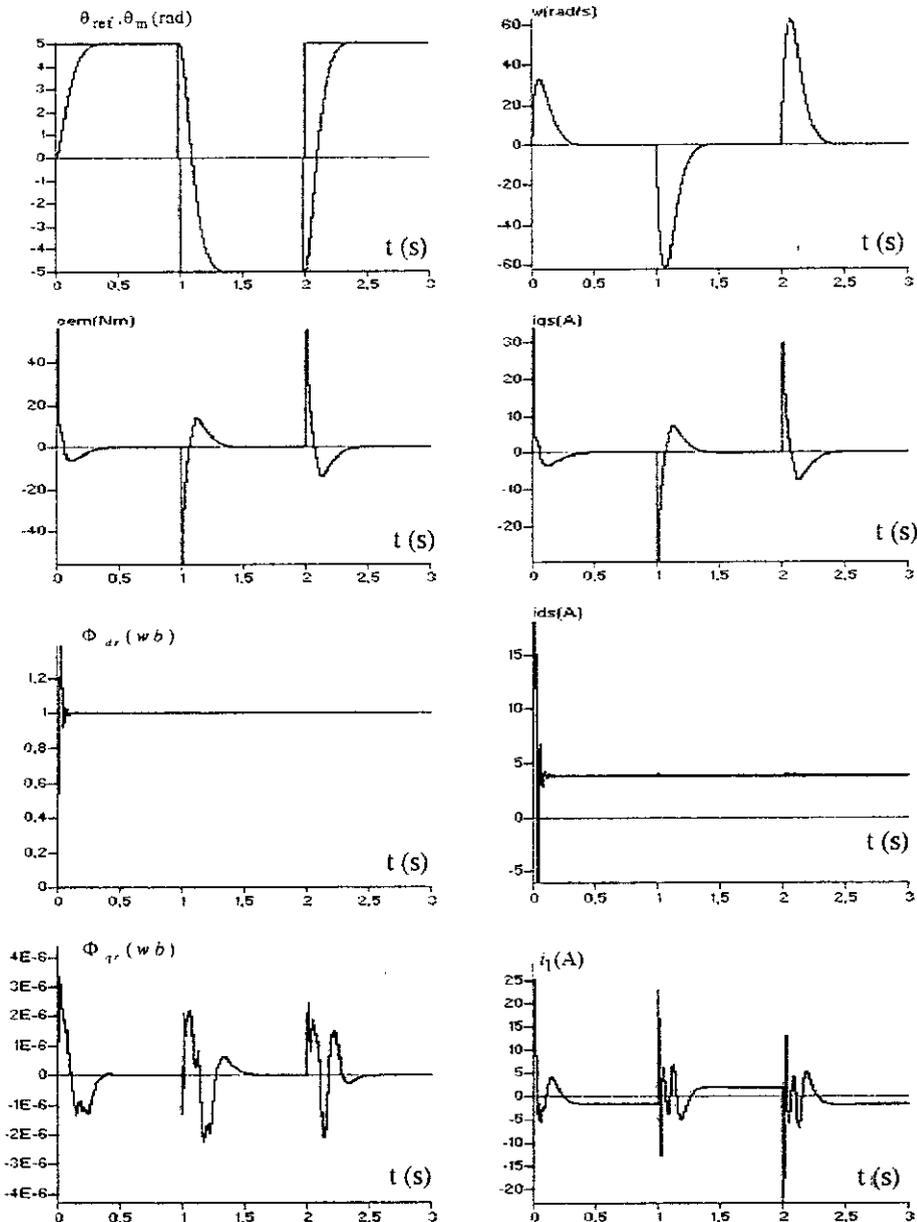


Fig.IV.9- Simulation du réglage de position de la MAS par la commande vectorielle directe .

IV.3.2.7. Avantages et inconvénients de la méthode directe avec estimateur du flux

Le principal avantage de la méthode directe est la simplicité de mise en oeuvre. En effet, elle permet de découpler totalement le couple et le flux de la machine asynchrone avec une loi de commande simple. Le principal inconvénient de cette méthode est de réaliser une estimation en boucle ouverte du flux sans aucune correction. Le flux estimé ne sera identique à celui qui existe réellement dans la machine que si le modèle de comportement de la machine utilisée pour réaliser l'estimateur est conforme à la réalité. Or, cet estimateur dépend de la constante de temps rotorique.

IV.4. Commande Floue

L'origine du développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle de processus basé sur la connaissance de l'opérateur. La stratégie de contrôle flou est formée d'un ensemble de règles de décision conditionnelles dont la forme dépend essentiellement du processus à contrôler. Le contrôle ainsi envisagé nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique basée sur la connaissance d'un expert (l'approche humaine) en une stratégie de contrôle automatique. Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un contrôleur flou sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnels. En particulier, la logique floue apparaît utile lorsque le processus est très complexe à analyser par les techniques classiques, ou lorsque les sources d'informations sont incertaines [Buhler 94].

IV.4.1. Description du contrôleur Flou

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie figure (IV.10). D'après ce schéma, le contrôleur est composé :

- 1-d'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps (Δe).
- 2-des facteurs de Normalisation associés à l'erreur, à sa variation et le gain associé à la variation de la commande ($G_{\Delta u}$).
- 3-d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- 4-des règles de contrôle flou (Inférence).
- 5-d'un bloc de déffuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur Numérique.
- 6-d'un bloc sommateur.

IV.4.2. La loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation telle que ($u = f(e, \Delta e)$). Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande (Δu) nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne (Fig.IV.12).

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta u} \cdot \Delta U_{k+1} \quad (\text{IV-6})$$

où :

- $G_{\Delta u}$: gain associé à la commande (U_{k+1}). En générale choisi faible pour assurer la stabilité du système.

- ΔU_{k+1} : variation de la commande.

L'erreur (e) et la variation de l'erreur (Δe) sont normalisées comme suit :

$$\begin{aligned} X_e &= e / G_e \\ X_{\Delta e} &= \Delta e / G_{\Delta e} \end{aligned} \quad (\text{IV-7})$$

Les gains de normalisation jouent un rôle extrêmement important. En effet, ceux sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en sept (7) classes, et celle de la sortie en onze classes, comme montré à la figure (IV.11).

IV.4.3. Les règles de commande floue

Les règles de la commande s'écrivent comme suit :

si (e est NB) et (Δe est NB) alors (Δu est NVB).

ou :

si (e est Z) et (Δe est Z) alors (Δu est Z).

ou :

si (e est PB) et (Δe est PB) alors (Δu est Z).

Pour l'implication, on utilise la méthode de **Mamdani**. La défuzzification se fait par la relation dite « des hauteurs pondérées » définie comme suit :

$$\Delta U = \left(\sum_{i=1}^n u_i \cdot \mu_{\Delta u_i} \right) / \left(\sum_{i=1}^n \mu_{\Delta u_i} \right) \quad (IV-8)$$

n : le nombre de classes de fuzzification associé à la variable ΔU .

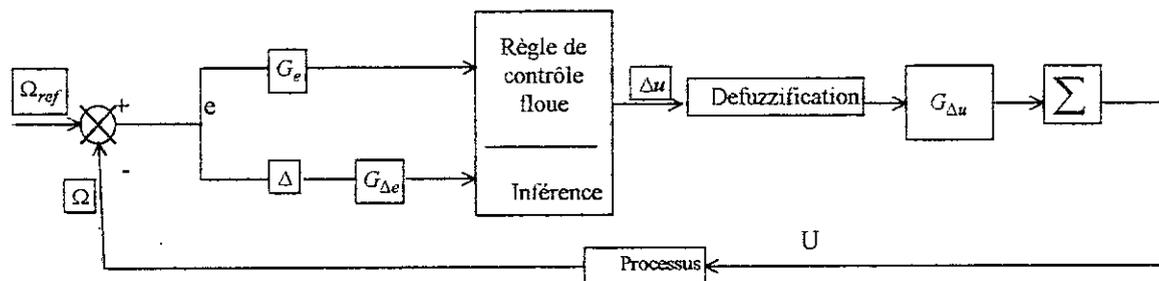


Fig.IV.10- Schéma d'un contrôleur flou .

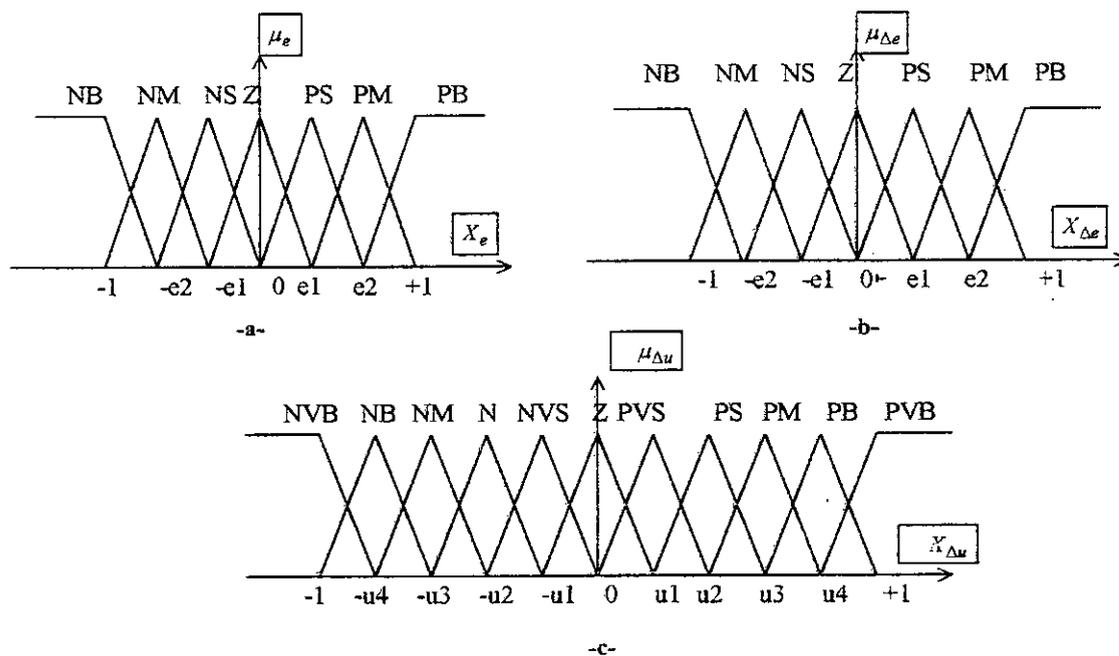


Fig IV.11- Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques :

- a- pour l'erreur .
- b- pour la variation de l'erreur .
- c- pour la variation de la commande.

$\Delta \theta$ \ e	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z
NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS
NS	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS	PS
Z	NM	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM
PS	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB
PM	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB
PB	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB	PVB

Fig.IV.12- Tableau des règles de décision floue (inférence) .

Les classes sont notées comme suit :

- NVB : Negative very big
- NB : Negative big
- NM : Negative medium
- NS : Negative small
- NVS : Negative very small
- PVB : Positive very big
- PB : Positive big
- PM : Positive medium
- PS : Positive small
- PVS : Positive very small
- Z : zero

IV.4.4. Réglage de vitesse et de position de la MAS par la commande vectorielle indirecte incluant un contrôleur flou

La figure (IV.13) présente la structure générale de la commande vectorielle indirecte appliquée pour le réglage de vitesse et de position de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses (algorithme 1) [Gheraia 99.1]. Le régulateur de vitesse classique est remplacé par un contrôleur flou (Fig.IV.10) .

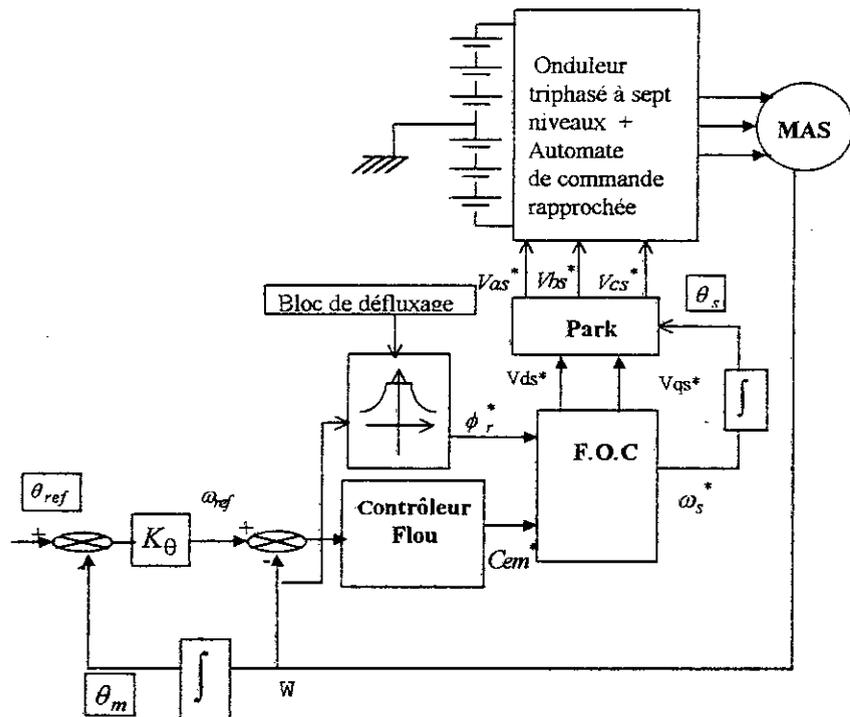


Fig.IV.13- schéma fonctionnel de réglage de position de la MAS alimentée par l'onduleur à sept niveaux incluant un contrôleur flou .

IV.4.5. Simulation numérique

La simulation du système de réglage de vitesse de la MAS concerne la réponse à un échelon de vitesse de 100 rd/s entre les instants $t=0s$ et $t=0.5s$, suivi d'une inversion à -100 rd/s entre les instants $t=0.5s$ et $t=1s$, et puis une inversion à 100 rd/s entre les instants $t=1s$ et $t=2s$.

Les résultats de simulation (figure(IV.14)) montrent une poursuite rapide et parfaite de la vitesse et le bon découplage entre le flux et le couple.

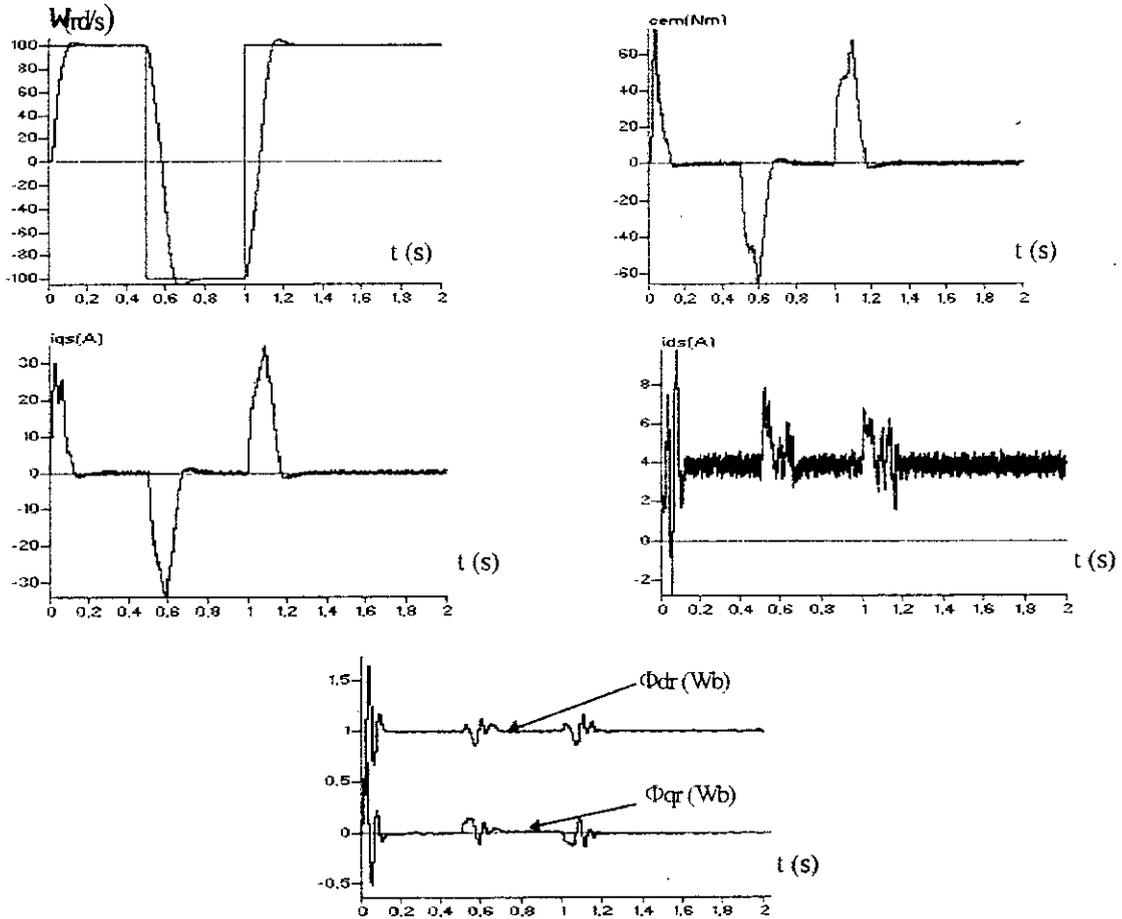
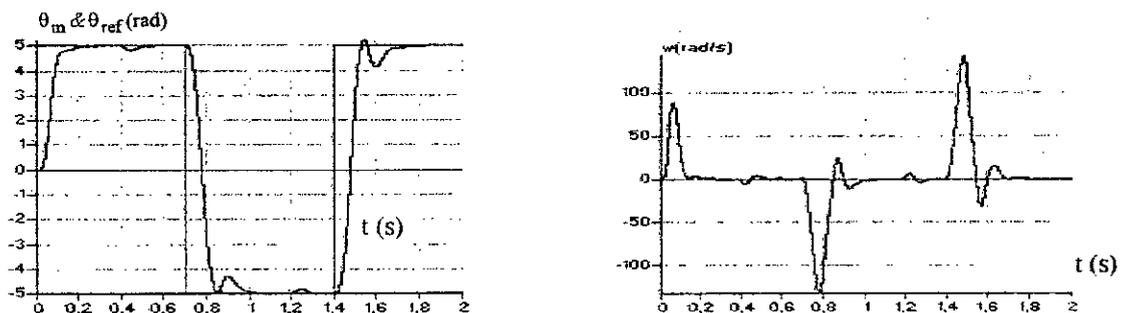


Fig.IV.14- Réglage de vitesse de la MAS par la logique floue .

La simulation du système de réglage de position concerne la réponse à un échelon de position de 5 rd entre les instants $t=0s$ et $t=0.7s$, suivi d'une inversion à -5 rd entre les instants $t=0.7s$ et $t=1.4s$, et puis une inversion de la consigne à 5 rd entre les instants $t=1.4s$ et $t=2s$. Le régulateur de position est un régulateur proportionnel ($K_{\theta} = 15$).

Les résultats de simulation, illustrés par la figure (IV.15), montrent la dynamique de poursuite rapide de la position et le parfait découplage entre le couple et le flux.



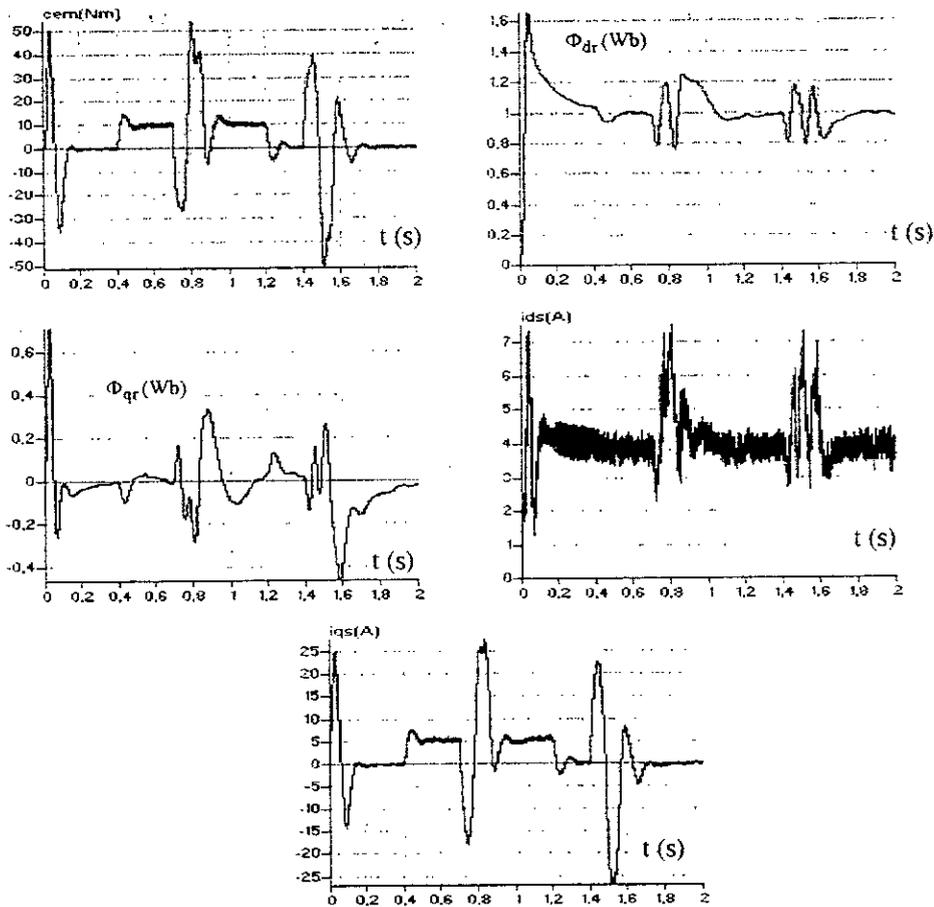


Fig.IV.15- Régulation de position de la MAS par la logique floue .

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les performances de la commande de vitesse et de position de la MAS alimentée par l'onduleur NPC à sept niveaux . Nous avons étudié :

1- les deux types de commande vectorielle (indirecte et directe). Les résultats de simulation montrent :

- le suivi parfait de la référence sans dépassement .
- le rejet parfait de la perturbation .
- le bon découplage entre le couple et le flux .
- le couple est pratiquement proportionnel au courant I_{qs} .

2- la commande floue. Les résultats de simulation montrent :

- une amélioration du temps de réponse du système par rapport au réglage conventionnel .
- le rejet rapide et parfait de la perturbation.
- le bon découplage entre le couple et le flux .
- le couple est pratiquement proportionnel au courant I_{qs} .

Chapitre V

cascade redresseur à MLI à deux niveaux -
Onduleur NPC à sept niveaux - machine
asynchrone

Introduction

Dans l'étude précédente, on a supposé les différentes tensions ($U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c'1}, U_{c'2}, U_{c'3}$) du filtre capacitif d'entrée de l'onduleur NPC triphasé à sept niveaux constantes. Or ceci n'est pas vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance qui utilisent des batteries. Dans cette partie, on propose un dispositif permettant de générer ces tensions à partir d'un réseau alternatif 50Hz. C'est le redresseur triphasé à MLI à deux niveaux. Après avoir présenté ce convertisseur alternatif - continu, nous proposons d'étudier la cascade redresseur triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur triphasé NPC à sept niveaux - MAS. On montrera particulièrement le problème de flottement du potentiel du point milieu **M** de l'onduleur [Berkouk 95],[Ben Romdhane 95.1],[lienart 89]. Pour analyser ce problème, nous présenterons d'abord la cascade batterie - onduleur NPC à sept niveaux - MAS. Ensuite, nous proposerons un algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur triphasé à MLI à deux niveaux en jouant sur le courant redressé [Kulkarny 87],[Guillaud 92],[Hujeux 92],[Rioval 93],[Plateaux 94], [Pouliquen 97]. Ainsi, comme on le montrera, la boucle de tension impose la valeur efficace des courants de référence du réseau. Cet asservissement permet en outre d'utiliser des capacités de valeurs raisonnables ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C = 60\text{mF}$). Ce dernier point est très important surtout dans les domaines de forte puissance pour lesquels notre onduleur est destiné. Comme application de cette étude, on présentera les performances de cet asservissement utilisé avec la cascade redresseur triphasé à MLI à deux niveaux-onduleur NPC à sept niveaux-MAS. Pour obtenir coté réseau un faible taux d'harmoniques des courants et un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité, nous avons choisi une commande par hystérésis des courants appelés par l'étage redresseur. L'onduleur NPC à sept niveaux est commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 1) présenté dans le chapitre III. Nous clôturerons cette partie par l'étude de l'influence de la stabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux sur les performances de la commande de vitesse et de position de la machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur triphasé à MLI à deux niveaux-onduleur NPC à sept niveaux.

V.1. Redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux

La réversibilité de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux lui permet de fonctionner en redresseur de courant. Les modèles élaborés pour les onduleurs de tension à deux niveaux sont utilisables en tenant compte des nouvelles conventions des deux sources (réseau et la charge)[Berkouk 95]. Toutes les stratégies de commande utilisées pour la commande de l'onduleur de tension à deux niveaux sont également utilisables pour les redresseurs de courant. Pour notre étude, nous avons choisi la commande par hystérésis de courant.

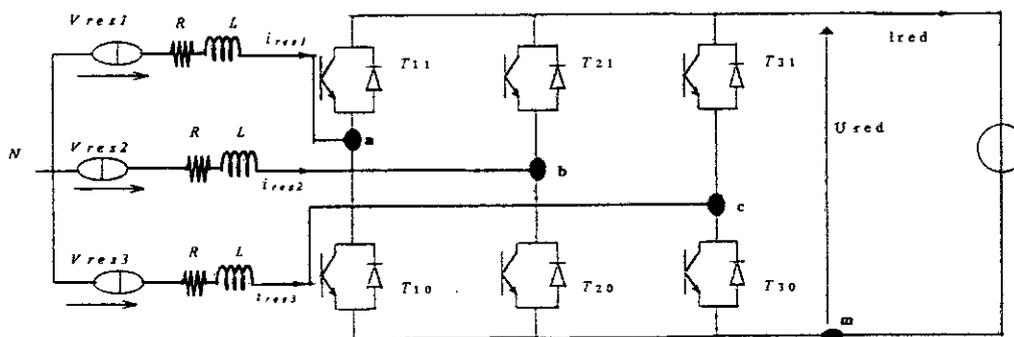


Fig.V.1- Redresseur de courant triphasé à deux niveaux.

V.1.1. Modèle de commande du redresseur

La structure du redresseur triphasé à MLI à deux niveaux est montrée à la figure (V.1). Soit F_{ks} ($k \in \{1, 2, 3\}, s \in \{0, 1\}$) la fonction de connexion d'un interrupteur T_{ks} et F_k la fonction de commutation de la cellule de commutation associée au bras k de ce redresseur. Les relations entre ces différentes fonctions sont les suivantes :

$$\begin{cases} F_{11} = 1/2 \cdot (1 + F_1(t)) \\ F_{21} = 1/2 \cdot (1 + F_2(t)) \\ F_{31} = 1/2 \cdot (1 + F_3(t)) \end{cases} \text{ et } \begin{cases} F_{10} = 1/2 \cdot (1 + F_1(t - T/2)) \\ F_{20} = 1/2 \cdot (1 + F_2(t - T/2)) \\ F_{30} = 1/2 \cdot (1 + F_3(t - T/2)) \end{cases} \quad (\text{V-1})$$

avec :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad (\text{V-2})$$

Les potentiels des noeuds **a, b, c** du redresseur triphasé à deux niveaux par rapport au point **m** sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11} \cdot U_{red} \\ V_{bm} = F_{21} \cdot U_{red} \\ V_{cm} = F_{31} \cdot U_{red} \end{cases} \quad (\text{V-3})$$

Les différentes tensions composées de ce redresseur s'expriment au moyen des fonctions de connexion comme suit :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_{am} - V_{bm} = (F_{11} - F_{21}) \cdot U_{red} \\ U_{bc} &= V_{bm} - V_{cm} = (F_{21} - F_{31}) \cdot U_{red} \\ U_{ca} &= V_{cm} - V_{am} = (F_{31} - F_{11}) \cdot U_{red} \end{aligned} \quad (\text{V-4})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{aN} &= V_a = (U_{ab} - U_{ca}) / 3 \\ V_{bN} &= V_b = (U_{bc} - U_{ab}) / 3 \\ V_{cN} &= V_c = (U_{ca} - U_{bc}) / 3 \end{aligned} \quad (\text{V-5})$$

Les tensions simples du redresseur sont données au moyen des fonctions de connexion comme :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = 1/3 \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \cdot U_{red} \quad (\text{V-6})$$

Pour exprimer ces tensions composées et simples en utilisant les fonctions de commutation, on introduit le système (V-1) respectivement dans (V-4) et (V-6). Ainsi, on aboutit aux relations (V-7) et (V-8) suivantes liant respectivement les tensions composées et simples aux fonctions de commutation.

$$\begin{pmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{pmatrix} = 1/2 \cdot \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \cdot U_{red} \quad (\text{V-7})$$

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = 1/6 \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \cdot U_{red} \quad (V-3)$$

Pour les courants, on peut écrire la relation (V-9) donnant le courant redressé I_{red} en fonction des courants i_1, i_2 et i_3 du réseau triphasé :

$$\begin{aligned} I_{red} &= F_{11} \cdot i_{res1} + F_{21} \cdot i_{res2} + F_{31} \cdot i_{res3} \\ &= 1/2 \cdot (1 + F_1) \cdot i_{res1} + 1/2 \cdot (1 + F_2) \cdot i_{res2} + 1/2 \cdot (1 + F_3) \cdot i_{res3} \end{aligned} \quad (V-9)$$

V.1.2. Stratégie de commande d'hystérésis du redresseur

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis en courant des redresseurs de courant triphasé à deux niveaux. Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence i_{refk} au courant réel i_{resk} , et à partir de l'écart entre eux, on déduit la commande des interrupteurs du redresseur. La figure (V.2) montre le schéma synoptique de cette stratégie.

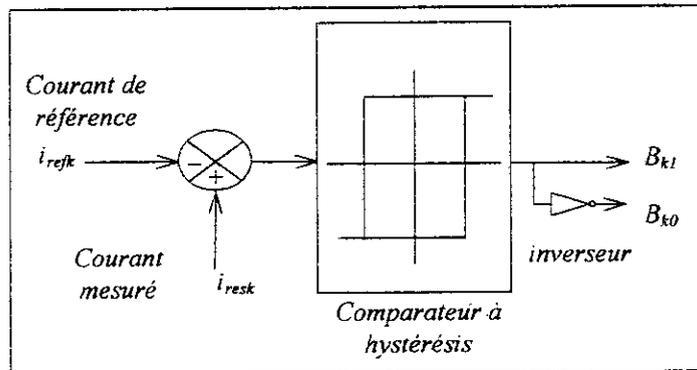


Fig.V.2- Schéma synoptique de la commande d'hystérésis en courant des redresseurs de courant à deux niveaux.

Les courants de référence sont donnés par le système suivant :

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

Si on désigne par ε_k l'écart entre le courant réel i_k et le courant de référence i_{refk} :

$\varepsilon_k = i_{resk} - i_{refk}$ ($k=1,2,3$). L'algorithme de cette stratégie est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \varepsilon_k > \Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1 \quad \& \quad B_{k0} = 0 \\ \varepsilon_k < -\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0 \quad \& \quad B_{k0} = 1 \end{cases}$$

si non : on garde la même commande

V.2. Modélisation du filtre capacitif

Le filtre intermédiaire entre le redresseur de courant et l'onduleur NPC à sept niveaux est un pont tampon pour l'énergie échangée entre le réseau et l'onduleur. L'environnement du filtre

capacitif dans le cas d'une cascade : un redresseur triphasé à MLI à deux niveaux-onduleur NPC à sept niveaux (VSI), est présenté à la figure(V.3). Le redresseur de courant est équivalent à une source de courant continu.

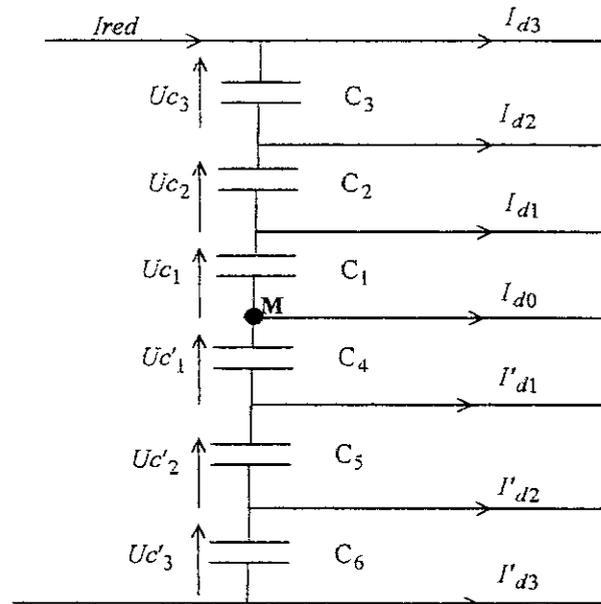


Fig.V.3- filtre capacitif intermédiaire.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 C_1 \cdot dU_{c1} / dt &= I_{red} - I_{d3} - I_{d2} - I_{d1} \\
 C_2 \cdot dU_{c2} / dt &= I_{red} - I_{d3} - I_{d2} \\
 C_3 \cdot dU_{c3} / dt &= I_{red} - I_{d3} \\
 C_4 \cdot dU'_{c1} / dt &= I_{red} - I_{d3} - I_{d2} - I_{d1} - I_{d0} = I_{red} + I'_{d3} + I'_{d2} + I'_{d1} \\
 C_5 \cdot dU'_{c2} / dt &= I_{red} - I_{d3} - I_{d2} - I_{d1} - I_{d0} - I'_{d1} = I_{red} + I'_{d3} + I'_{d2} \\
 C_6 \cdot dU'_{c3} / dt &= I_{red} - I_{d3} - I_{d2} - I_{d1} - I_{d0} - I'_{d1} - I'_{d2} = I_{red} + I'_{d3} \\
 \text{avec: } C_1 &= C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C
 \end{aligned} \tag{V-10}$$

Ce système peut être représenté par le graphe informationnel de la figure (V.4) [Faucher 92],[Guillaud 94.1],[Degobert 94],[Berkouk 95]. Les relations (R1),(R2),(R3),(R4),(R5) et (R6) de ce graphe sont respectivement les équations du système (V-10). Dans ce graphe, on peut considérer $(I_{d0}, I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, I'_{d1}, I'_{d2}, I'_{d3})$ comme des perturbations et I_{red} comme grandeur de commande. Ainsi, on voit que pour contrôler les tensions du pont capacitif, on ne possède qu'une seule grandeur de réglage I_{red} . A partir de la relation (V-10), on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 C \cdot d(U'_{c3} - U_{c3}) / dt &= I_{d3} + I'_{d3} \\
 C \cdot d(U'_{c2} - U_{c2}) / dt &= (I_{d2} + I'_{d2}) + (I_{d3} + I'_{d3}) \\
 C \cdot d(U'_{c1} - U_{c1}) / dt &= (I_{d1} + I'_{d1}) + (I_{d2} + I'_{d2}) + (I_{d3} + I'_{d3}) \\
 C \cdot d(U_{c3} - U_{c2}) / dt &= I_{d2} \\
 C \cdot d(U_{c2} - U_{c1}) / dt &= I_{d1} \\
 C \cdot d(U_{c1} - U'_{c1}) / dt &= I_{d0} \\
 C \cdot d(U'_{c1} - U'_{c2}) / dt &= I'_{d1} \\
 C \cdot d(U'_{c2} - U'_{c3}) / dt &= I'_{d2} \\
 C \cdot d(\Delta U_c) / dt &= I_{d0} \\
 \text{avec : } \Delta U_c &= U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} - U'_{c1} - U'_{c2} - U'_{c3}
 \end{aligned} \tag{V-11}$$

La relation (V-11) montre que la source du déséquilibre entre les différentes sources de tension d'entrée de l'onduleur, sont les courants ($I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, I'_{d1}, I'_{d2}, I'_{d3}, I_{d0}$).

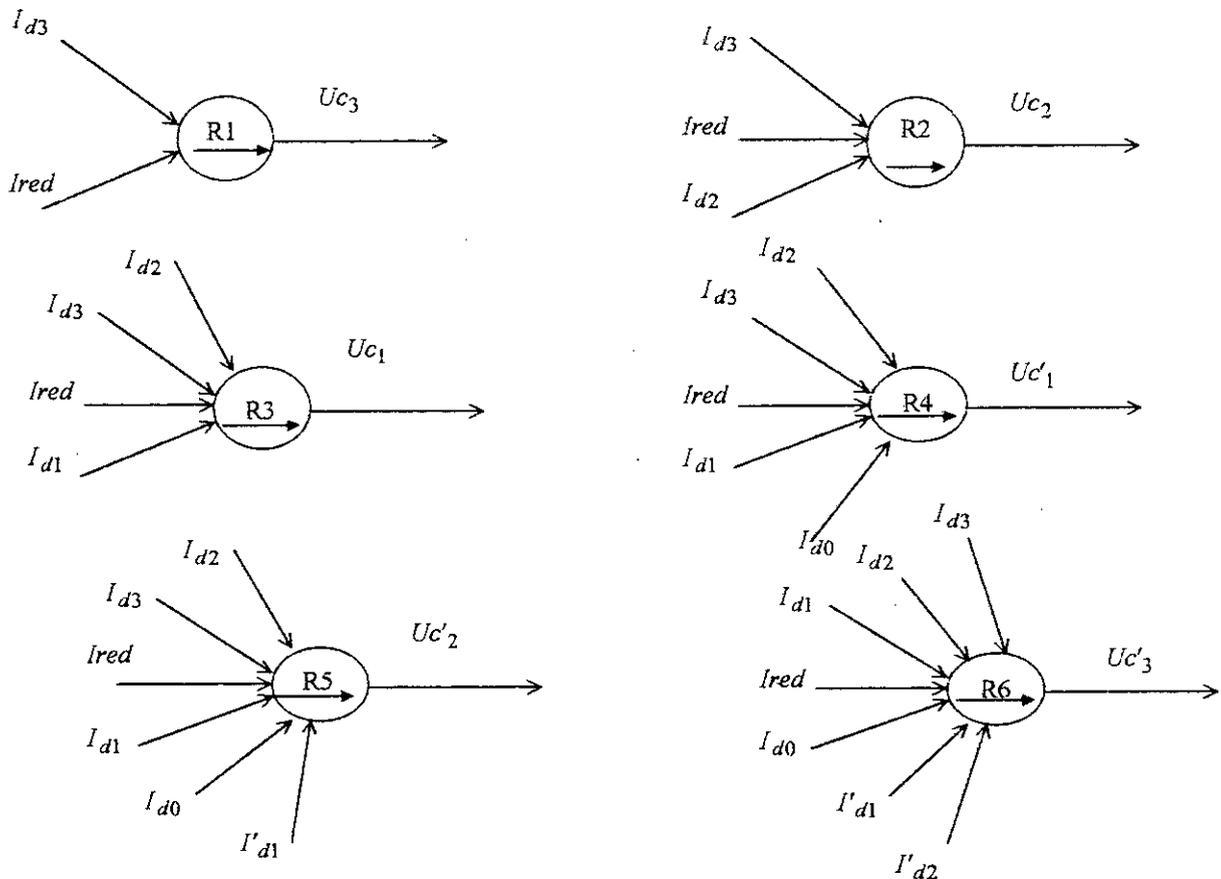


Fig.V.4- graphe informationnel du filtre capacitif.

V.3. Détermination des paramètres de la cascade redresseur à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone

Pour avoir un fonctionnement en régime nominal du moteur asynchrone, il faut que ce dernier reçoit une puissance suffisante au démarrage. Cette puissance est fournie par le réseau à travers la cascade redresseur à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux. La valeur efficace des courants de référence du réseau se déduit par l'application du principe de la conservation de puissance comme suit :

$$P_{res} = P_J + P_{em} + P_m$$

$$\Leftrightarrow 3.V_{res,eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos\varphi - 3.R \cdot I_{eff}^2 = P_J + C_{em} \cdot \Omega + P_m$$

tel que:

P_{res} : Puissance du réseau.

P_J : Pertes Joules.

P_{em} : Puissance électromagnétique.

P_m : Pertes mécaniques.

(V-12)

En supposant un facteur de puissance réseau unitaire et en négligeant les pertes Joules et les pertes mécaniques, on obtient :

$$3.V_{res_{eff}} \cdot I_{eff} = C_{em} \cdot \Omega \quad (V-13)$$

En tenant compte des valeurs importantes du couple électromagnétique au démarrage et en imposant à I_{eff} la valeur suivante :

$$I_{eff} = C_{em_{max}} \cdot \Omega_{nom} / 3 \cdot V_{res_{eff}}$$

$$C_{em_{max}} = 1,2 \cdot C_{em_{nom}}$$

$C_{em_{nom}}$: couple nominal de la machine .

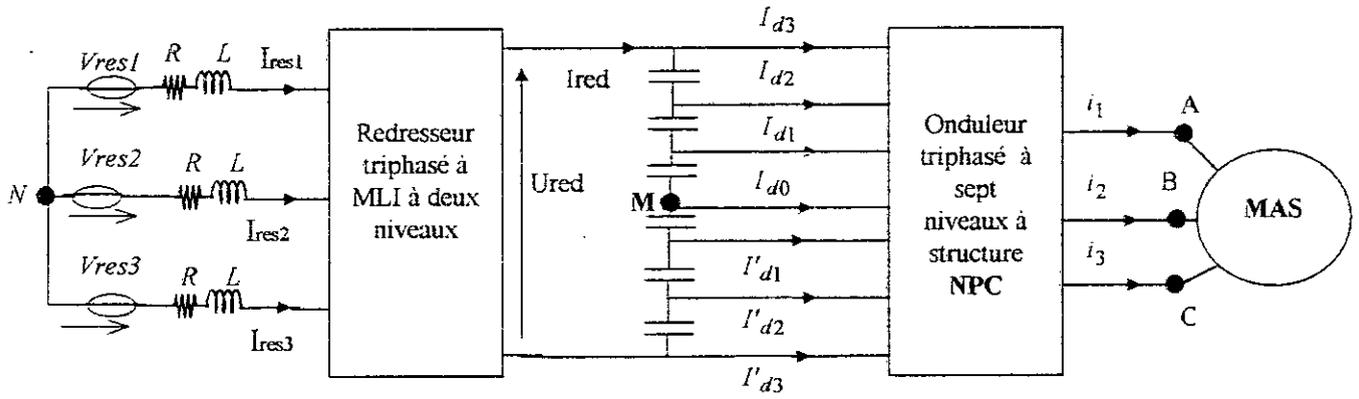
Ω_{nom} : vitesse nominale de la machine .

Pour assurer la commandabilité du redresseur, la valeur initiale que doit prendre chacune des différentes tensions du pont capacitif doit être supérieure au tiers de la valeur maximale de la tension fournie par le réseau. Ceci est nécessaire également pour assurer un facteur de puissance unitaire [Guillaud 92],[Berkouk 95].

V.4. Cascade d'un redresseur triphasé à MLI à deux niveau - onduleur triphasé NPC à sept niveaux - machine asynchrone

La figure (V.5) présente la structure de la cascade : redresseur triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone [Gheraia 99.4]. L'onduleur NPC à sept niveaux est commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithmel), présentée dans le chapitre III. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 220 V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude du courant de référence calculée pour une vitesse nominale de la machine asynchrone de 1420 tr/mn est de 5A. Le couple de charge du moteur est $C_r=2Nm$.

Les figures(V.6.*) présentent les différentes grandeurs de la cascade. La figure (V.6.a) montre l'instabilité de la tension de sortie de l'onduleur, et également la tension du redresseur. La figure(V.6.b) montre l'instabilité des tensions du filtre capacitif d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux, et le flottement du potentiel du point milieu M. Les différents courants d'entrée des demi-bras de haut de l'onduleur (I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}) ont une valeur moyenne positive et une fréquence trois fois celle des tensions de sortie de l'onduleur . Alors que les courants d'entrée des demi-bras de bas ($I'_{d1}, I'_{d2}, I'_{d3}$) ont une valeur moyenne négative et une fréquence également trois fois celle des tensions de sortie de l'onduleur (Fig.V.6.d). Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle. Le couple électromagnétique et la vitesse sont donnés à la figure (V.6.e). Le couple a une fréquence trois fois celle des tensions de sortie de l'onduleur.



FigV.5 Cascade d'un redresseur triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur triphasé à sept niveaux-MAS

($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C = 60 \text{ mF}$), $R = 0,25$, $L = 10 \text{ mH}$, $\Delta i = 0,05 \text{ A}$, $V_{res\text{eff}} = 220 \text{ V}$.

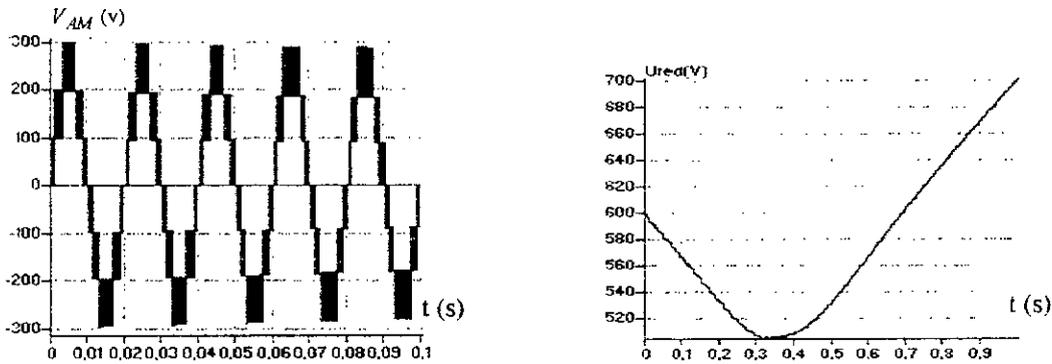


Fig.V.6.a- Tension de sortie de l'onduleur, et la tension U_{red} du redresseur.

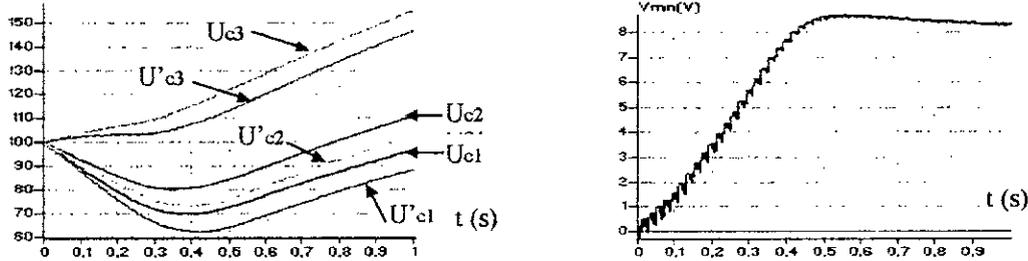


Fig.V.6.b- Les différentes tensions du filtre capacitif, et le potentiel du point milieu M.

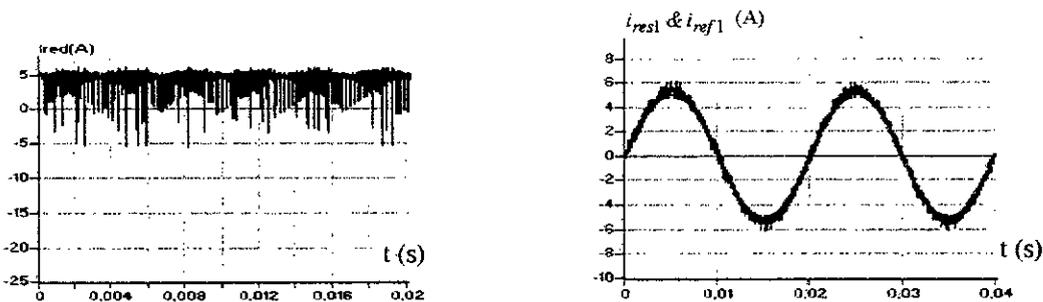


Fig.V.6.c- Courant redressé I_{red} et le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur.

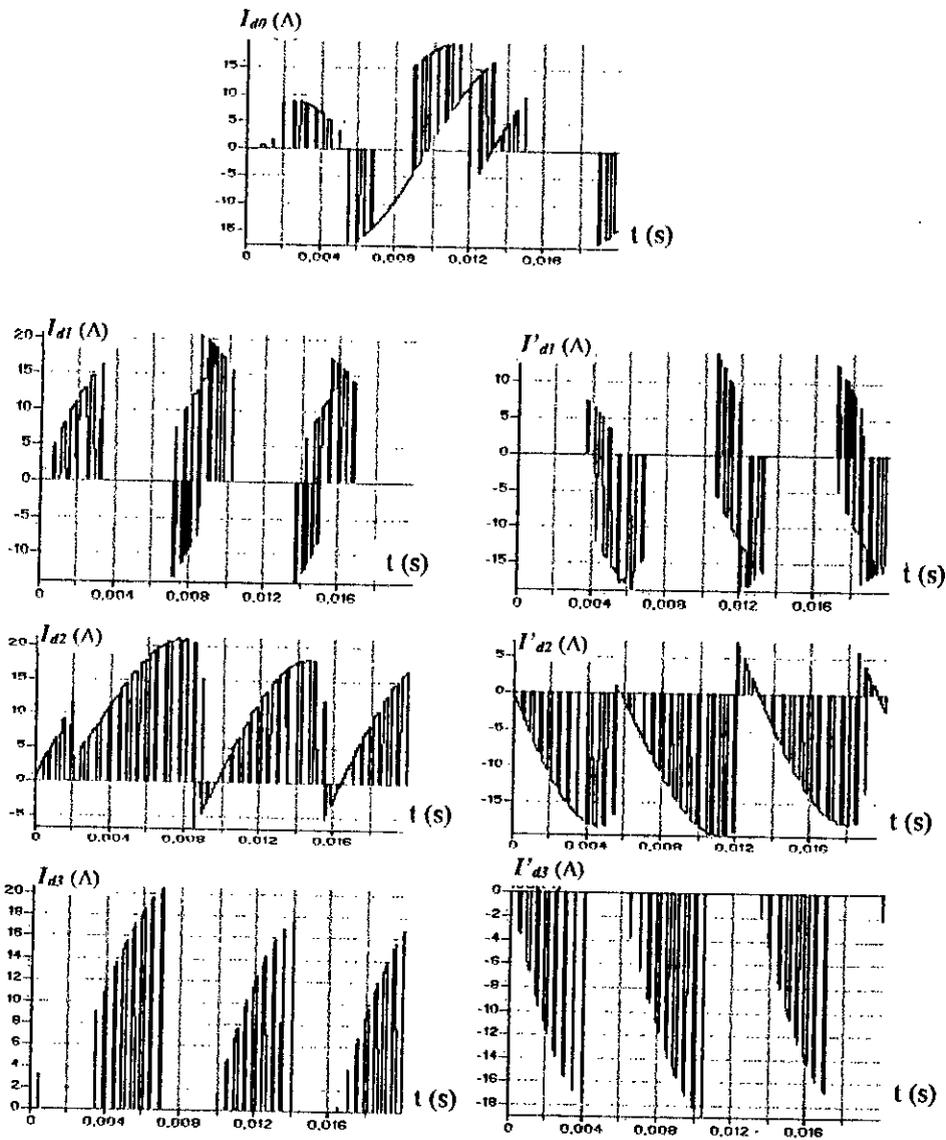


Fig.V.6.d- Les courants ($I_{d0}, I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, I'_{d1}, I'_{d2}, I'_{d3}$) d'entrée de l'onduleur à sept niveaux.

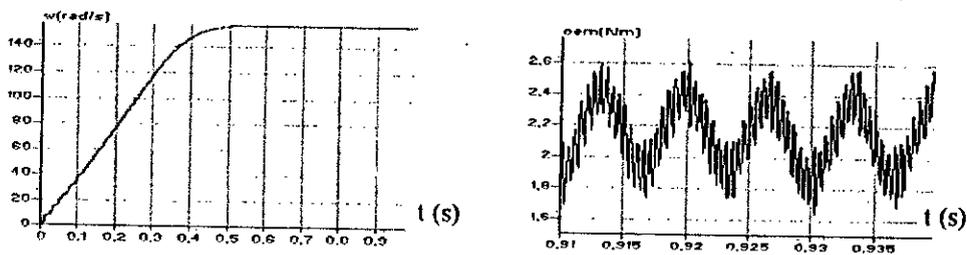


Fig.V.6.e- Vitesse et Couple du moteur asynchrone triphasé.

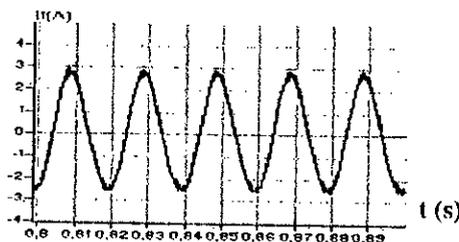


Fig.V.6.f- Courant d'une phase de la machine asynchrone triphasée

V.5. Cascade batterie - onduleur NPC triphasé à sept niveaux - machine asynchrone

La structure de la cascade batterie - onduleur triphasé à sept niveaux - machine asynchrone est présentée à la figure (V.6). Les paramètres du filtre capacitif intermédiaire sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C = 60\text{mF}$. La tension de la batterie est fixée à 600V.

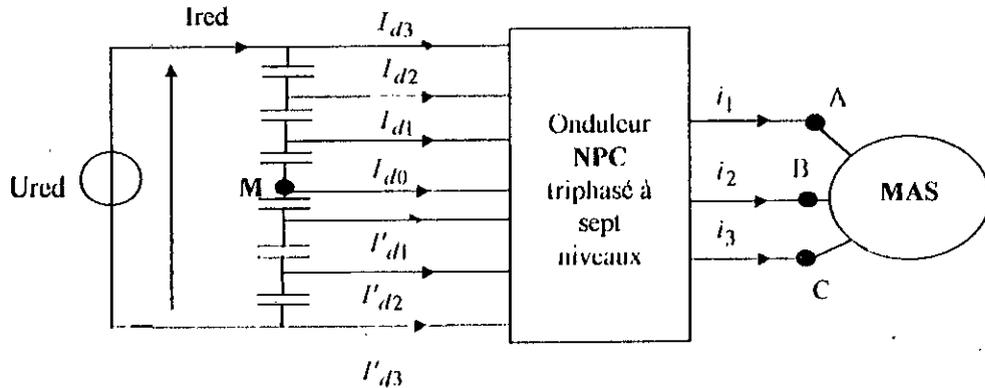


Fig.V.7- Cascade batterie - onduleur triphasé NPC à sept niveaux - machine asynchrone.

La figure(V.8.a) représente la tension d'une phase de l'onduleur par rapport au point milieu M, et la tension fournie par la batterie. La tension de sortie de l'onduleur est relativement stable, et a une valeur moyenne pratiquement nulle. Les différentes tensions du filtre capacitif d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux deviennent constantes après un régime transitoire, et égales par paire ($U_{c1} \approx U'_{c1}, U_{c2} \approx U'_{c2}$ et $U_{c3} \approx U'_{c3}$) (Fig.V.8.b). Le potentiel du point milieu M de l'onduleur est instable (Fig.V.8.b). La figure(V.8.c) représente les différents courants de l'onduleur ($I_{d0}, I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, I'_{d1}, I'_{d2}, I'_{d3}$). La fréquence de ces courants est trois fois la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur. Les figures (V.8.d-e) présentent les différentes grandeurs de la machine asynchrone (la vitesse, le couple et le courant d'une phase statorique). La fréquence du couple est trois fois la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur.

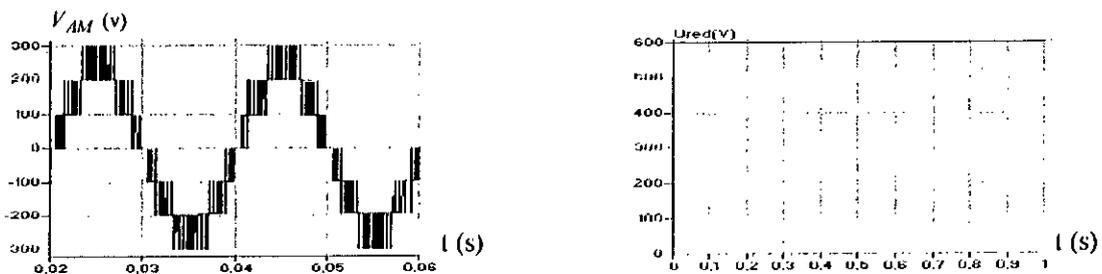


Fig.V.8.a- La tension de sortie de l'onduleur NPC à sept niveaux, et de la batterie.

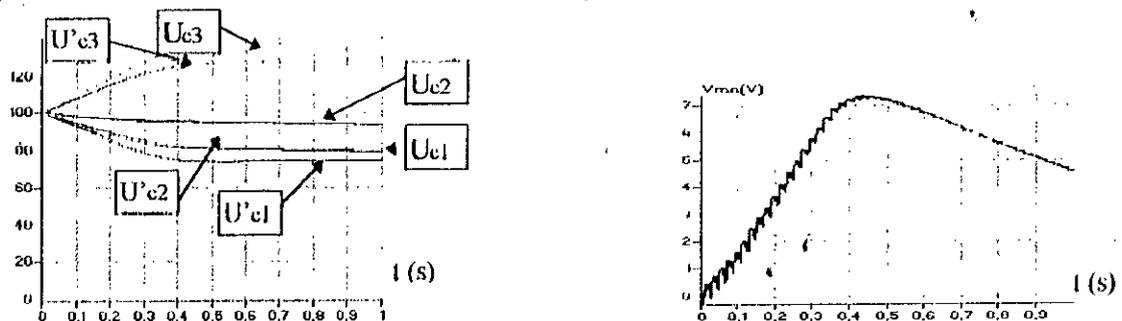


Fig.V.8.b- Les différentes tensions du filtre capacitif, et le potentiel du point milieu M.

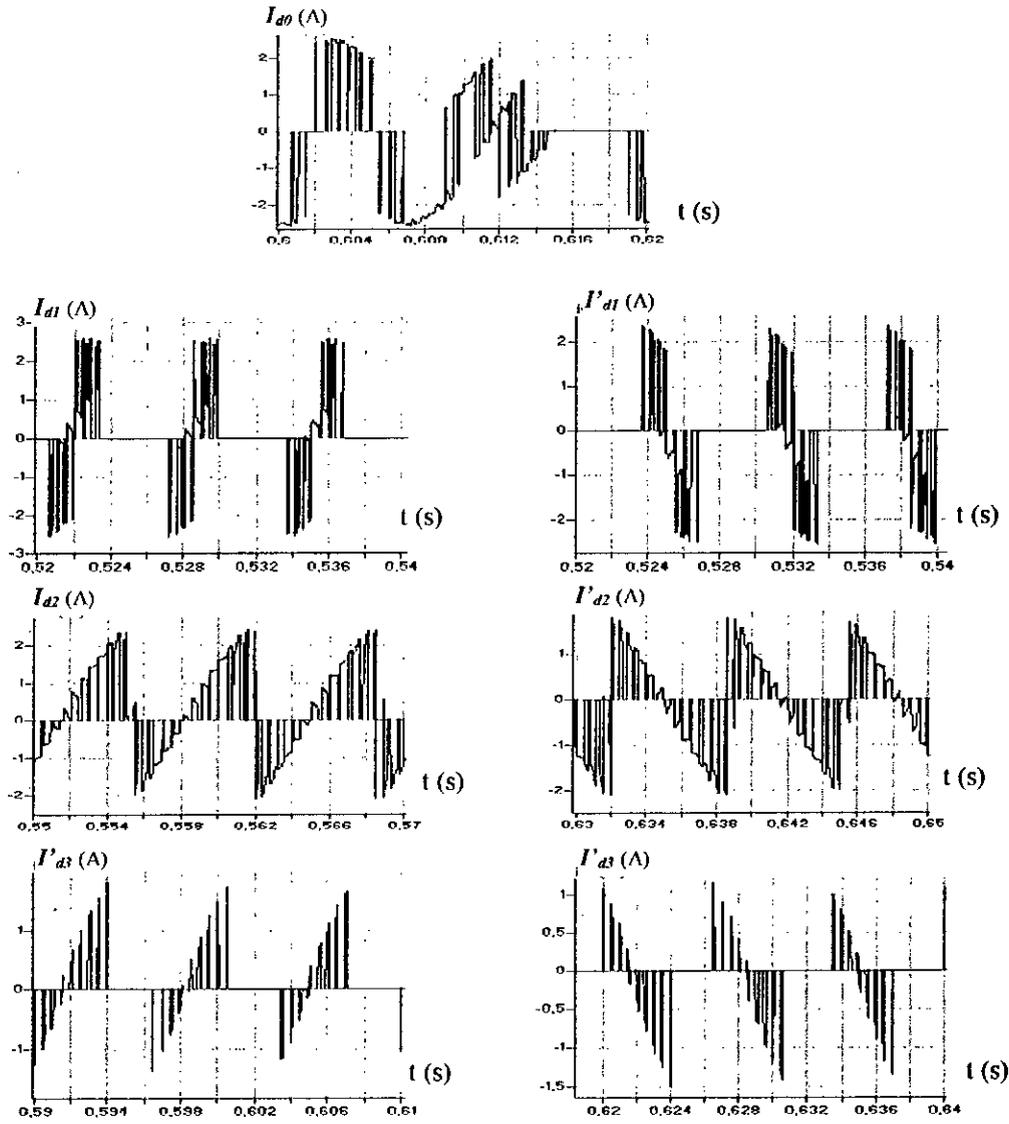


Fig.V.8.c- Les courants ($I_{d0}, I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, I'_{d1}, I'_{d2}, I'_{d3}$) d'entrée de l'onduleur à sept niveaux.

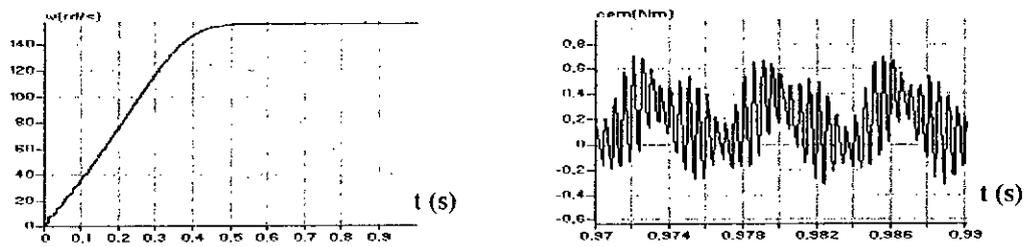


Fig.V.8.d- Vitesse et le Couple du moteur asynchrone .

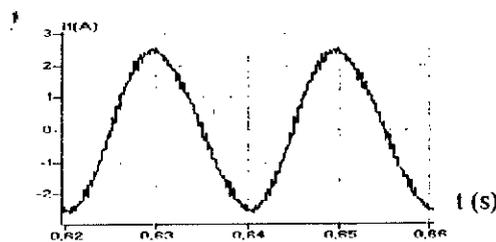


Fig.V.8.e- Courant d'une phase de la machine asynchrone triphasée .

V.6. Asservissement du redresseur à MLI à deux niveaux

V.6.1. Modèle de la boucle de tension

La boucle de tension doit imposer la valeur efficace I_r des courants de référence du réseau . Pour modéliser cette boucle de tension , on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes.

$$\begin{cases} P_o = V_1 \cdot I_{res1} + V_2 \cdot I_{res2} + V_3 \cdot I_{res3} = \sum_{k=1}^3 [V_{resk} \cdot I_{resk} - R \cdot I_{resk}^2 - (1/2) \cdot L \cdot d(I_{resk}^2) / dt] \\ P_s = U_{red} \cdot I_{red} = U_{red} \cdot (i_c + i_{ch}) \end{cases} \quad (V-14)$$

En négligeant la puissance dissipée par effet de joule dans les résistances du réseau , on aboutit à :

$$P = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} \cdot I_{resk}) - (1/2) \cdot L \cdot \sum_{k=1}^3 dI_{resk}^2 / dt + U_{red} \cdot I_{red} \quad (V-15)$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes, on peut écrire alors :

$$P = 3 \cdot V_r \cdot I_e = U_{red} \cdot I_{red} \quad (V-16)$$

avec :

$$V_{resk} = V_r \cdot \sqrt{2} \cdot \sin (w \cdot t - (2\pi / 3) \cdot (k - 1))$$

$$I_{resk} = I_e \cdot \sqrt{2} \cdot \sin (w \cdot t - (2\pi / 3) \cdot (k - 1))$$

Ainsi en triphasé, la puissance fluctuante est nulle. D'où aucune contrainte n'est imposée à la période d'échantillonnage T_v de la boucle de tension. Le modèle de la boucle de tension, déduit de la relation (V-16), est présenté à la figure (V.9).

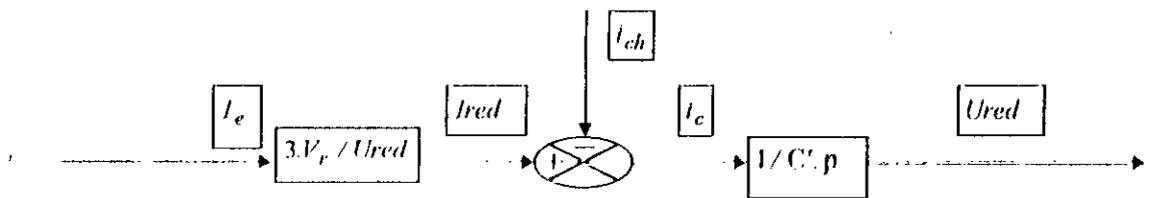


Fig.V.9- Modèle de la boucle de tension du redresseur MLI triphasé à deux niveaux .

V.6.2. Dimensionnement des régulateurs de tension

l'algorithme d'asservissement de la tension U_{red} est montré à la figure (V.10) . On calcule les paramètres K_{pv} et K_{iv} du régulateur (P.I) de la boucle de tension afin d'avoir un système équivalent en boucle fermée du second ordre.

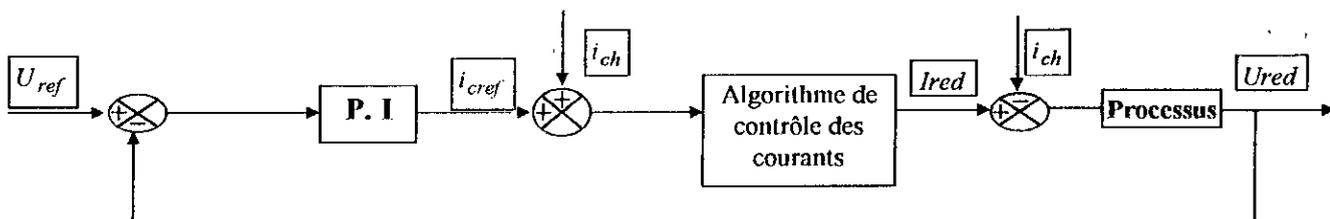


Fig.V.10- algorithme de contrôle de la tension redressée du redresseur triphasé à deux niveaux .

V.6.3. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade : un redresseur à MLI triphasé à deux niveaux - onduleur triphasé à sept niveaux - machine asynchrone

On applique l'algorithme d'asservissement du redresseur triphasé à MLI à deux niveaux élaboré précédemment pour commander le redresseur de la cascade : redresseur triphasé à deux niveaux-onduleur triphasé à sept niveaux-machine asynchrone. La structure de la cascade est donnée à la figure(V.2). Les paramètres du filtre d'entrée du pont redresseur et ceux du filtre capacitif de sortie sont respectivement: $R = 0.25\Omega$, $L = 10\text{ mH}$, $\Delta i = 0.1\text{ A}$ et $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C = 60\text{ mF}$. Le réseau alternatif 50Hz a une tension efficace 220V. Les paramètres du régulateur (PI) de la boucle de tension sont : $K_{pv} = 0.01$, $K_{iv} = 0.5$.

La figure (V.11.a) représente la tension d'une phase de l'onduleur par rapport au point milieu M , et la tension de sortie du redresseur de courant à deux niveaux. La tension de sortie du redresseur suit parfaitement sa référence. La tension de sortie de l'onduleur est relativement stable, et a une valeur moyenne nulle. Les différentes tensions du filtre capacitif d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux deviennent constantes après un régime transitoire, et égales par paire ($U_{c1} \approx U'_{c1}$, $U_{c2} \approx U'_{c2}$ et $U_{c3} \approx U'_{c3}$) (Fig.V.11.c). Le potentiel du point milieu M de l'onduleur est instable (Fig.V.11.c). Nous avons constaté que les courants I_{d1} , I_{d2} et I_{d3} ont une fréquence $3.f$ et une valeur moyenne positive, alors que les courants I'_{d1} , I'_{d2} et I'_{d3} ont la même fréquence et une valeur moyenne négative (FigV.11.d). Ainsi nous avons :

$$\begin{cases} (I_{d1})_{\text{moy}} + (I'_{d1})_{\text{moy}} \cong 0 \\ (I_{d2})_{\text{moy}} + (I'_{d2})_{\text{moy}} \cong 0 \\ (I_{d3})_{\text{moy}} + (I'_{d3})_{\text{moy}} \cong 0 \\ (i_{d0})_{\text{moy}} \cong 0 \end{cases}$$

Les figures (V.11.e-f) représentent les différentes grandeurs du moteur asynchrone (vitesse, couple et courant d'une phase statorique). La fréquence du couple de la machine est trois fois la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur .

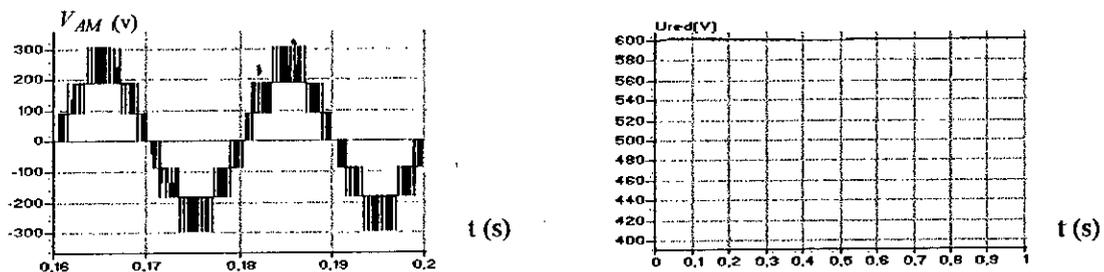


Fig.V.11.a- La tension de sortie de l'onduleur NPC à sept niveaux et du redresseur .

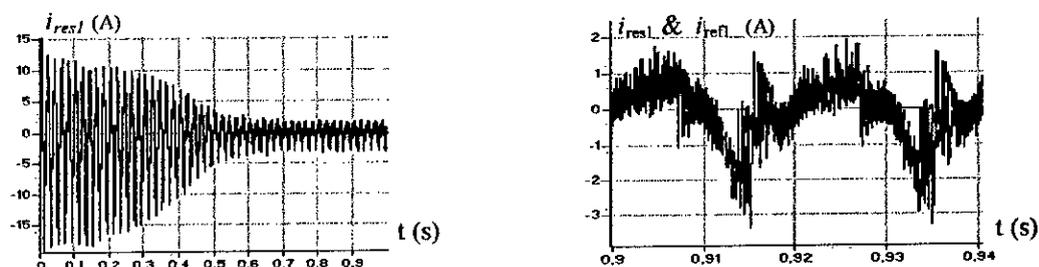


Fig.V.11.b- Courant du réseau triphasé alimentant le redresseur .

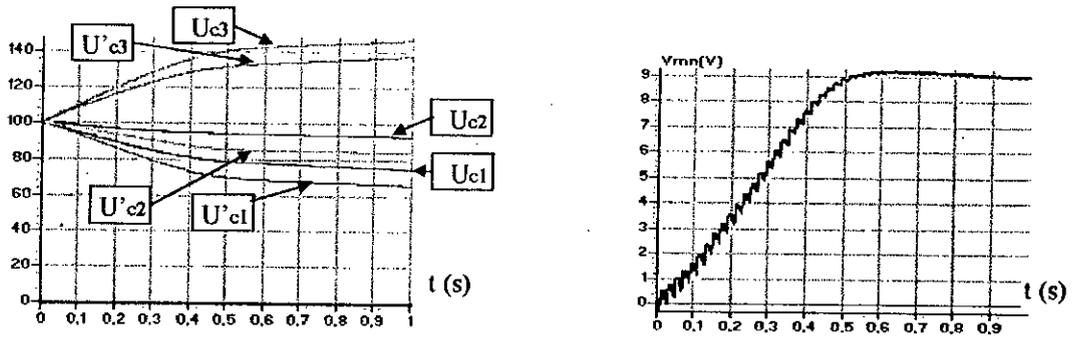


Fig.V.11.c- Les différentes tensions du filtre capacitif, et le potentiel du point milieu M.

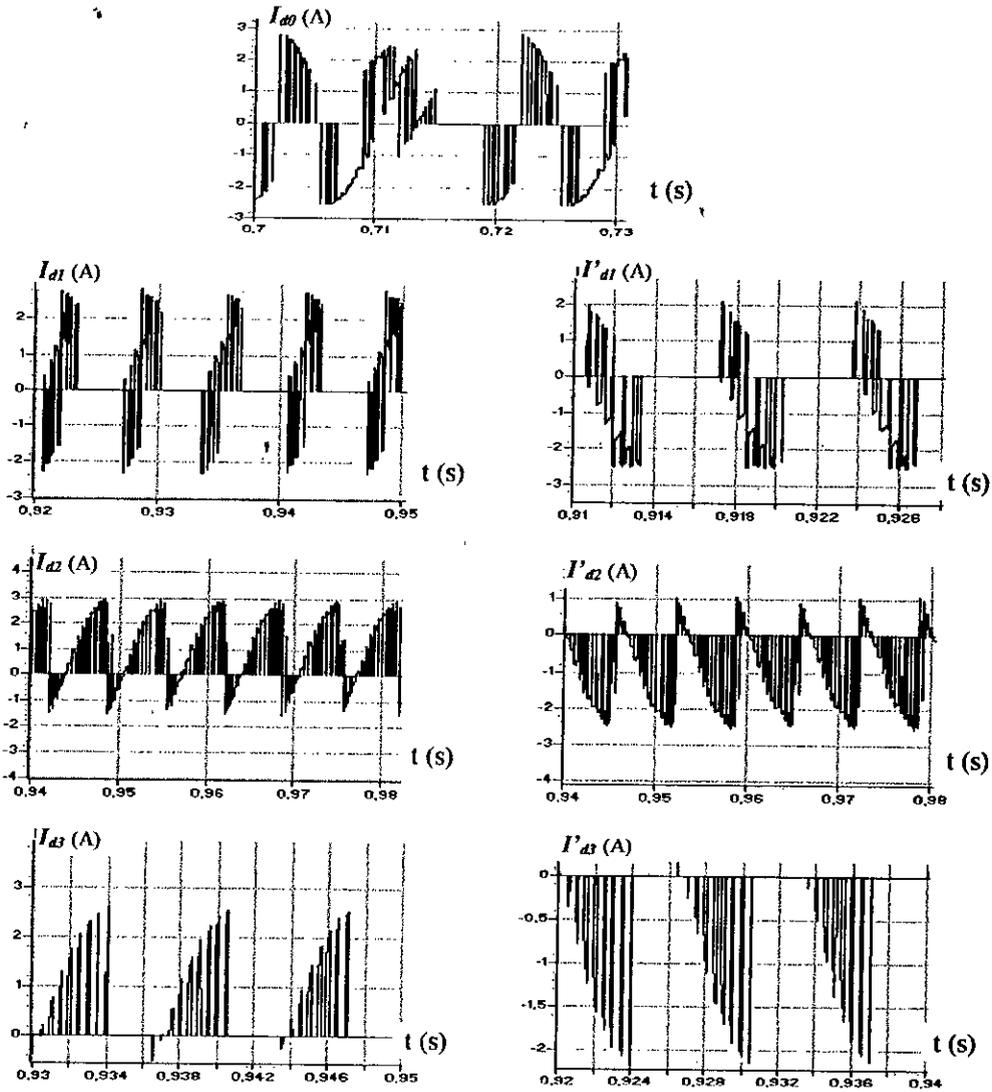


Fig.V.11.d- Les courants ($I_{d0}, I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, I'_{d1}, I'_{d2}, I'_{d3}$) d'entrée de l'onduleur à sept niveaux.

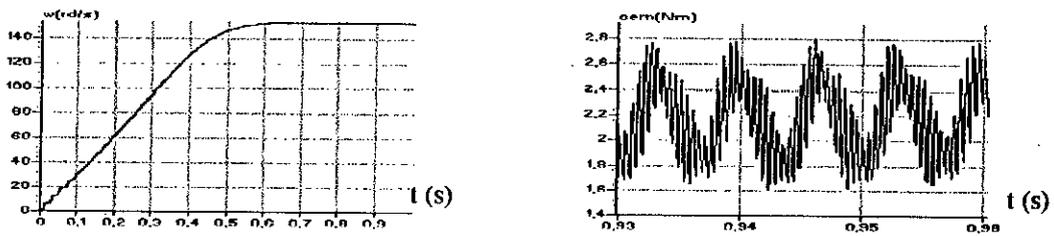


Fig.V.11.e- Vitesse et le Couple du moteur asynchrone.

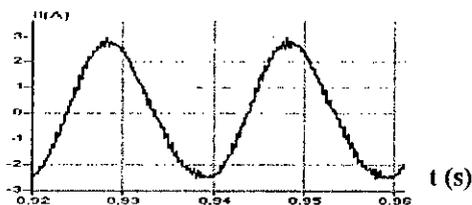


Fig.V.11.f- Courant d'une phase du moteur asynchrone.

V.8 Commande de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux

La figure (V.12) présente la structure générale de la commande vectorielle appliquée pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade : redresseur à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux. Le régulateur de vitesse est un contrôleur flou (Fig.IV.10). Les résultats de simulation de cette structure en boucle ouverte de la tension de sortie du redresseur sont illustrés dans les figures (V.13),(V.14),(V.15) et (V.16). On note :

- une instabilité de la tension de sortie du redresseur (Fig.V.13) .
- une instabilité des différentes tensions du filtre capacitif d'entrée de l'onduleur. Ces tensions sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U'_{c1}, U_{c2} \approx U'_{c2}$ et $U_{c3} \approx U'_{c3}$)(Fig.V.13).
- la vitesse suit sa référence, mais après le temps $t=1s$, la vitesse diminue considérablement et devienne nulle (Fig.V.14).
- le courant i_{qs} et le couple sont pratiquement proportionnels, mais après $t=1s$, on perd cette propriété (Fig.V.14.),(Fig.V.15). Le découplage entre le couple et le flux est perdue (Fig.V.16).

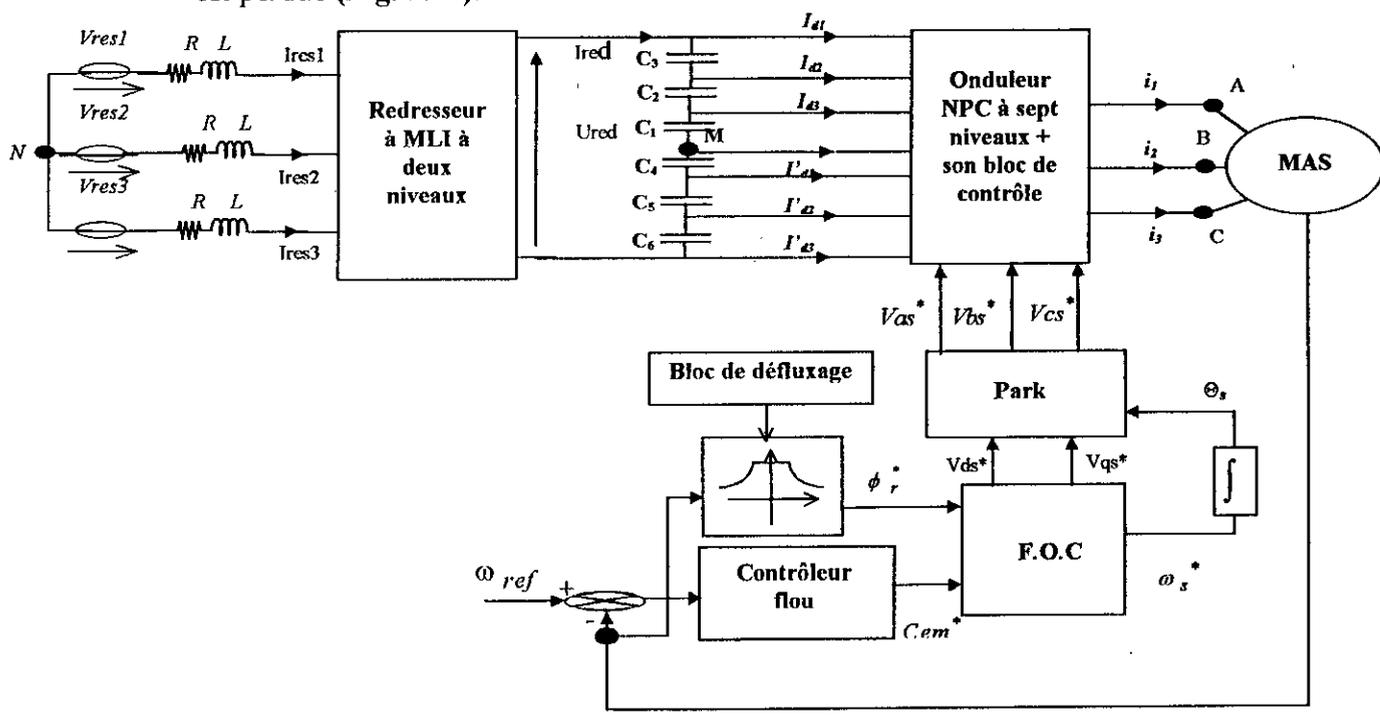


Fig.V.12- schéma bloc de la commande vectorielle indirecte incluant un contrôleur flou de la machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux.

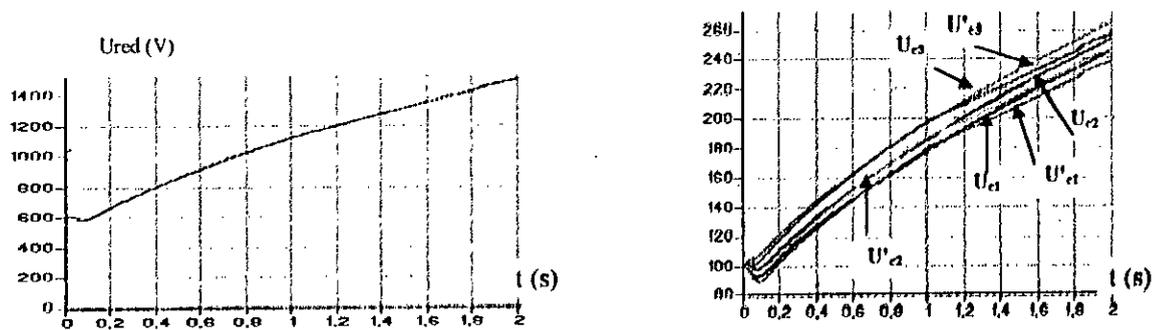


Fig.13 Tension de sortie du redresseur et les différentes tensions du filtre capacitif .

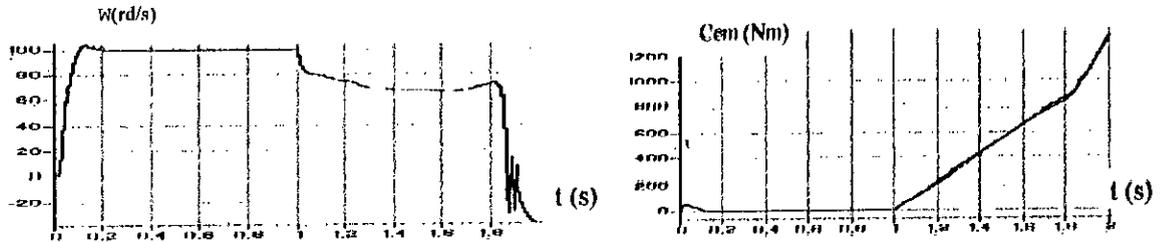


Fig.V.14- Vitesse et Couple électromagnétique de la machine asynchrone .



Fig.V.15- Courant quadratique i_{q3} et le courant d'une phase de la machine asynchrone i_1

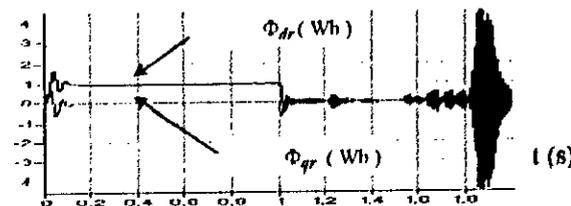


Fig.V.16- Le flux direct ϕ_{dr} et quadratique ϕ_{qr} de la machine asynchrone.

Les résultats d'application de l'algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur triphasé à MLI à deux niveaux (Fig.V.9), dans le processus de réglage de vitesse par la commande vectorielle indirecte incluant un contrôleur flou de la machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux, sont illustrés dans les figures (V.17),(V.18) et (V.19). On note :

- la tension de sortie du redresseur suit sa référence (Fig.V.17).
- les différentes tensions d'entrée de l'onduleur deviennent constantes après un régime transitoire. Ces tensions sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U'_{c1}, U_{c2} \approx U'_{c2}$ et $U_{c3} \approx U'_{c3}$)(Fig.V.17).
- la vitesse suit rapidement sa référence avec le rejet de la perturbation (Fig.V.18) .
- le courant i_{q3} et le couple sont proportionnels (Fig.V.18),(Fig.V.19).
- le découplage entre le flux et le couple est maintenu (Fig.V.19).

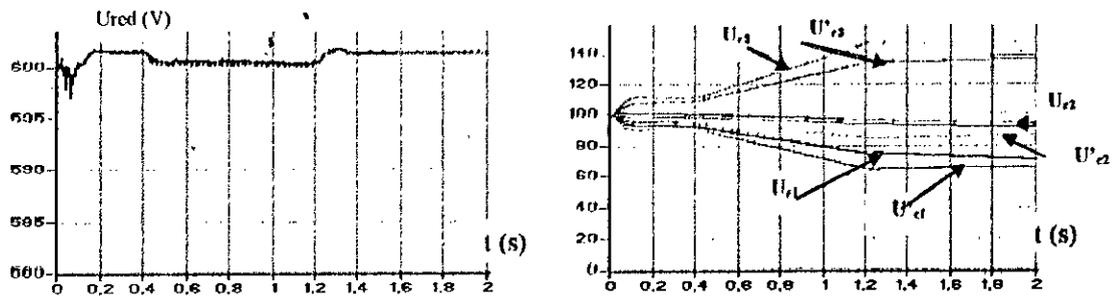


Fig.V.17- Tension de sortie du redresseur et les différentes tensions du filtre capacitif .

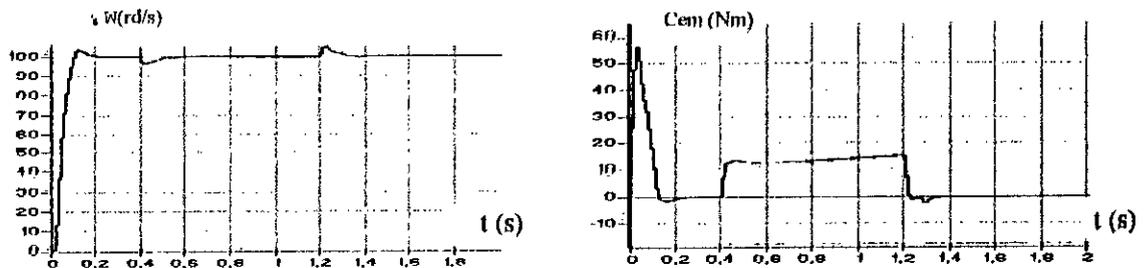


Fig.V.18- Vitesse et Couple électromagnétique de la machine asynchrone .

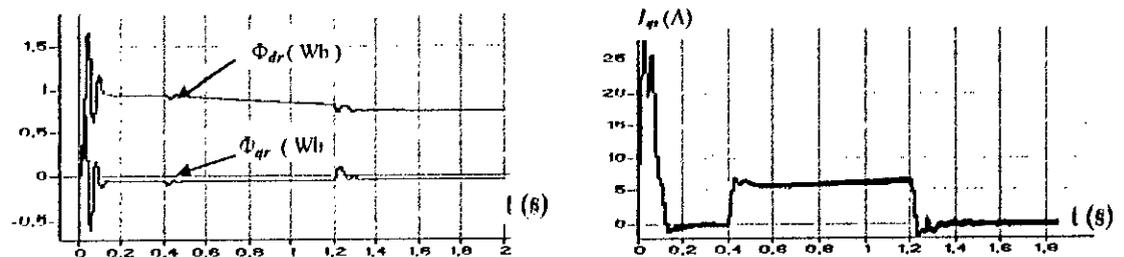


Fig.V.19- Les flux direct et quadratique (Φ_{dr} , Φ_{qr}), et le courant quadratique i_{qrs} de la machine asynchrone

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la cascade : redresseur à MLI à deux niveaux - onduleur triphasé NPC à sept niveaux - machine asynchrone triphasée, et nous avons montré :

- une instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux ($U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c'1}, U_{c'2}, U_{c'3}$), et par conséquent, une instabilité des tensions de sortie de l'onduleur .
- une instabilité du potentiel du point milieu M de l'onduleur .

L'application de l'algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur à deux niveaux à la cascade redresseur à MLI triphasé à deux niveaux - onduleur triphasé NPC à sept niveaux VSI - machine asynchrone, montre :

- le suivi parfait de la tension de sortie du redresseur de sa référence .
- une stabilité partielle des tensions d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux. Ces tensions sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U_{c'1}, U_{c2} \approx U_{c'2}$ et $U_{c3} \approx U_{c'3}$), et par conséquent, les tensions de sortie de l'onduleur sont relativement stables, et équilibrées .

- une instabilité du potentiel du point milieu **M** de l'onduleur .
- une valeur moyenne du courant I_{d0} pratiquement nulle, et nous avons également :

$$\{ (I_{d1})_{moy} + (I'_{d1})_{moy} \cong 0 \}, \{ (I_{d2})_{moy} + (I'_{d2})_{moy} \cong 0 \} \text{ et } \{ (I_{d3})_{moy} + (I'_{d3})_{moy} \cong 0 \} .$$

Ces résultats sont identiques à ceux obtenus avec la cascade batterie - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone .

L'application de la commande vectorielle indirecte incluant un contrôleur flou pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux montre quand le redresseur à MLI à deux niveaux est commandé en boucle ouverte, une perte du découplage entre le flux et le couple, et un arrêt de la machine asynchrone après un certain temps de fonctionnement sous l'effet de la charge continue des condensateurs du filtre capacitif intermédiaire. Dans ce cas, le principe de la conservation de l'énergie n'est pas vérifié (Puissance active délivrée par le réseau \neq Puissance active absorbée par la machine). En revanche, l'introduction de l'algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur dans la cascade redresseur triphasé à MLI à deux niveaux-onduleur NPC à sept niveaux-machine asynchrone, limite la charge des condensateurs, et par conséquence améliore les performances de la commande de la MAS, ce qui permet d'avoir le découplage entre le couple et le flux et le suivi parfait et rapide de la vitesse de sa référence avec le rejet de la perturbation .

Conclusion générale

Conclusion générale

A travers ce travail, nous avons présenté une contribution à la modélisation et la commande d'une nouvelle structure d'onduleurs multiniveaux : onduleur à sept niveaux à structure NPC .

Dans le chapitre I, nous avons développé la modélisation d'une machine asynchrone triphasée symétrique en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Nous avons pu établir un modèle mathématique simplifié de la machine asynchrone en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques en utilisant la transformation de **PARK** .

Dans le chapitre II, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant la méthode **DESIGN** associée au réseaux de Petri. Ainsi, on a défini pour l'onduleur à sept niveaux, la cellule de commutation multi-tripôle qui contient quinze cellules de commutation élémentaires de type tripôle. Ensuite, nous avons établi un modèle de l'onduleur en vue de la commande, et nous avons proposé une commande complémentaire optimale. L'utilisation des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras (I_{km}^h) permet l'élaboration d'un modèle en vue de la simulation : c'est le modèle de connaissance. On a montré à travers ce modèle que la structure de l'onduleur triphasé à sept niveaux est une mise en série de six onduleurs à deux niveaux ou trois onduleurs à trois niveaux. L'utilisation des fonctions génératrices permet l'élaboration d'un modèle homogène de l'onduleur NPC à sept niveaux, où toutes ses grandeurs sont continues : c'est le modèle de commande. Ce modèle de commande est très utilisable pour l'élaboration des stratégies de commande numérique .

Le chapitre III a été consacré à la synthèse des stratégies de commande de l'onduleur NPC à sept niveaux. Plusieurs stratégies de commande **MLI** ont été proposées qui sont d'une manière générale des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux. Mis à part la commande pleine onde, toutes les autres stratégies peuvent être utilisées dans des asservissements. La stratégie triangulo-sinusoidale utilisant six porteuses bipolaires est la plus intéressante pour la commande de l'onduleur NPC à sept niveaux. Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur NPC à sept niveaux est équivalent à six onduleurs à deux niveaux. Les harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $6m.f$, d'où l'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser ces harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées. La stratégie de modulation vectorielle utilisant six porteuses bipolaires permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ de 15%, cette dernière est également très performante. Le couple obtenu avec les différentes stratégies de commande étudiées, a une fréquence trois ou six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. L'injection de l'harmonique trois permet d'élargir la zone linéaire

de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 15%, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée. L'utilisation du modèle de commande de l'onduleur NPC à sept niveaux nous a permis de développer deux algorithmes de commande algébrique.

Dans le chapitre IV, nous avons appliqué deux techniques de commande pour le réglage de vitesse et de position de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur NPC à sept niveaux à savoir la commande vectorielle (indirecte et directe), et la commande par la logique floue. Nous avons montré à travers des simulations numériques que la commande floue associée à la commande vectorielle indirecte permet d'améliorer le temps de réponse du système par rapport au réglage conventionnel. Les résultats obtenus sont d'une manière générale parfaits, et très encourageants pour l'utilisation de l'onduleur NPC à sept niveaux dans les domaines de forte puissance et / ou haute tension telle que la traction électrique.

Dans l'étude précédente, on a supposé les différentes tensions ($U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c'1}, U_{c'2}, U_{c'3}$) du filtre capacitif d'entrée de l'onduleur NPC triphasé à sept niveaux constantes. Or ceci n'est pas vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance qui utilisent des batteries.

Dans le chapitre V, nous avons proposé un dispositif permettant de générer les sources de tension du filtre capacitif d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux à partir d'un réseau alternatif 50Hz : c'est le redresseur triphasé à MLI à deux niveaux. Après avoir présenté ce convertisseur alternatif - continu, nous avons étudié la cascade redresseur triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur triphasé NPC à sept niveaux - MAS, et nous avons montré :

- une instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux ($U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c'1}, U_{c'2}, U_{c'3}$), et par conséquence, une instabilité des tensions de sortie de l'onduleur.
- une instabilité du potentiel du point milieu **M** de l'onduleur.
- la possibilité de réaliser une cascade alternative - alternative à pont de sortie multiniveaux, absorbant un courant réseau le moins pollué possible et un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau à condition de bien corriger les problèmes ci-dessus.

L'application de l'algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur à la cascade redresseur à MLI triphasé à deux niveaux - onduleur triphasé NPC à sept niveaux - machine asynchrone montre :

- le suivi parfait de la tension de sortie du redresseur de sa référence.
- une stabilité partielle des sources de tension d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux. Ces tensions sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U'_{c1}, U_{c2} \approx U'_{c2}$ et $U_{c3} \approx U'_{c3}$), et par conséquence, les tensions de sortie de l'onduleur sont relativement stables et équilibrées.
- une instabilité du potentiel du point milieu **M** de l'onduleur.

- une valeur moyenne du courant I_{d0} pratiquement nulle, et nous avons également :

$$\{ (I_{d1})_{moy} + (I'_{d1})_{moy} \approx 0 \}, \{ (I_{d2})_{moy} + (I'_{d2})_{moy} \approx 0 \} \text{ et } \{ (I_{d3})_{moy} + (I'_{d3})_{moy} \approx 0 \}.$$

Ces résultats sont identiques à ceux obtenus avec la cascade batterie - onduleur NPC à sept niveaux - machine asynchrone .

La stabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux influe considérablement sur la commande floue de la machine asynchrone. Les résultats obtenus pour la commande de vitesse de la machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur à MLI à deux niveaux - onduleur NPC à sept niveaux montrent la dégradation des performances de la commande quand le redresseur à MLI à deux niveaux est commandé en boucle ouverte. Ces performances sont récupérées avec l'asservissement de la tension de sortie du redresseur à MLI à deux niveaux.

Comme perspectives de ce travail, on peut citer :

- l'élaboration de nouveaux algorithmes de commande de l'onduleur NPC à sept niveaux (Élimination d'harmoniques, la double modulation, modulation calculée, etc).
- étude d'autres cascades ayant l'onduleur NPC à sept niveaux comme pont de sortie.
- recherche d'autres solutions du problème de la stabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux.
- utilisation de l'onduleur NPC à sept niveaux pour la conduite d'autres machines alternatives.
- recherche des algorithmes permettant d'extrapoler les stratégies de commande de l'onduleur NPC à sept niveaux au cas des onduleurs à N niveaux.

Données relatives à la machine à cage utilisée pour la simulation :

Tension	220V/380V
Courant nominal	6.7A/3.7A
Puissance	1.5 kW
Nombre de paires de pôles p	2
Résistance statorique par phase R_s	4.85 Ω
Résistance rotorique par phase ramenée au stator R_r	3.805 Ω
Inductance de fuite statorique L_{fs}	0.016 H
Inductance de fuite rotorique ramenée au stator L_{fr}	0.016 H
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor M	0.258 H
Résistance équivalente au pertes fer R_{fe}	500 Ω
Moment d'inertie de la partie tournante J	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement k_r	0.001136 Nm/rd/s
Vitesse nominale N_n	1420 tr/mn

Commandes complémentaires pour les onduleurs à sept niveaux

Il ya vingt quatre commandes complémentaire pour un bras k d'un onduleur à sept niveaux , et voici quelques commandes complémentaires possibles :

Commande N°1 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$B_{k5} = \overline{B_{k1}}$$

$$B_{k6} = \overline{B_{k2}}$$

$$B_{k7} = \overline{B_{k3}}$$

$$B_{k8} = \overline{B_{k4}}$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

VAM	Bk1	Bk2	Bk3	Bk4	Bk5	Bk6	Bk7	Bk8
-3.Uc	0	0	0	0	1	1	1	1
-2.Uc	0	0	0	1	1	1	1	0
-Uc	0	0	1	0	1	1	0	1
-Uc	0	0	1	1	1	1	0	0
inconue	0	1	0	0	1	0	1	1
inconue	0	1	0	1	1	0	1	0
inconue	0	1	1	0	1	0	0	1
inconue	0	1	1	1	1	0	0	0
inconue	1	0	0	0	0	1	1	1
inconue	1	0	0	1	0	1	1	0
inconue	1	0	1	0	0	1	0	1
inconue	1	0	1	1	0	1	0	0
Uc	1	1	0	0	0	0	1	1
Uc	1	1	0	1	0	0	1	0
2.Uc	1	1	1	0	0	0	0	1
3.Uc	1	1	1	1	0	0	0	0

Tableau A.1

Le tableau A.1 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable uniquement en six niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 5,6,7,8,9,10,11 et 12 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Commande N°2 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$B_{k5} = \overline{B_{k2}}$$

$$B_{k6} = \overline{B_{k1}}$$

$$B_{k7} = \overline{B_{k4}}$$

$$B_{k8} = \overline{B_{k3}}$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

Vout	Bk1	Bk2	Bk3	Bk4	Bk5	Bk6	Bk7	Bk8
-3.Uc	0	0	0	0	1	1	1	1
-Uc	0	0	0	1	1	1	0	1
-2.Uc	0	0	1	0	1	1	1	0
-Uc	0	0	1	1	1	1	0	0
inconnue	0	1	0	0	0	1	1	1
inconnue	0	1	0	1	0	1	0	1
inconnue	0	1	1	0	0	1	1	0
inconnue	0	1	1	1	0	1	0	0
0	1	0	0	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	0	1
0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	0	1	1	1	0	0	0
Uc	1	1	0	0	0	0	1	1
Uc	1	1	0	1	0	0	0	1
2.Uc	1	1	1	0	0	0	1	0
3.Uc	1	1	1	1	0	0	0	0

Tableau A.2

Ce tableau A.2 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable en sept niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 5,6,7 et 8 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Commande N°3 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$B_{k5} = \overline{B_{k2}}$$

$$B_{k6} = \overline{B_{k1}}$$

$$B_{k7} = \overline{B_{k3}}$$

$$B_{k8} = \overline{B_{k4}}$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

Vout	Bk1	Bk2	Bk3	Bk4	Bk5	Bk6	Bk7	Bk8
3.Uc	0	0	0	0	1	1	1	1
2.Uc	0	0	0	1	1	1	1	0
Uc	0	0	1	0	1	1	0	1
Uc	0	0	1	1	1	1	0	0
inconue	0	1	0	0	0	1	1	1
inconue	0	1	0	1	0	1	1	0
inconue	0	1	1	0	0	1	0	1
inconue	0	1	1	1	0	1	0	0
0	1	0	0	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1	0
0	1	0	1	0	1	0	0	1
0	1	0	1	1	1	0	0	0
Uc	1	1	0	0	0	0	1	1
Uc	1	1	0	1	0	0	1	0
2.Uc	1	1	1	0	0	0	0	1
3.Uc	1	1	1	1	0	0	0	0

Tableau A.3

Ce tableau A.3 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable en sept niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 5,6,7 et 8 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Commande N°4 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$B_{k5} = \overline{B_{k1}}$$

$$B_{k6} = \overline{B_{k2}}$$

$$B_{k7} = \overline{B_{k4}}$$

$$B_{k8} = \overline{B_{k3}}$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

Vout	Bk1	Bk2	Bk3	Bk4	Bk5	Bk6	Bk7	Bk8
3.Uc	0	0	0	0	1	1	1	1
Uc	0	0	0	1	1	1	0	1
2.Uc	0	0	1	0	1	1	1	0
Uc	0	0	1	1	1	1	0	0
inconue	0	1	0	0	1	0	1	1
inconue	0	1	0	1	1	0	0	1
inconue	0	1	1	0	1	0	1	0
inconue	0	1	1	1	1	0	0	0
inconue	1	0	0	0	0	1	1	1
inconue	1	0	0	1	0	1	0	1
inconue	1	0	1	0	0	1	1	0

inconnue	1	0	1	1	0	1	0	0
Uc	1	1	0	0	0	0	1	1
Uc	1	1	0	1	0	0	0	1
2.Uc	1	1	1	0	0	0	1	0
3.Uc	1	1	1	1	0	0	0	0

Tableau A.4

Le tableau A.4 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable uniquement en six niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 5,6,7,8,9,10,11 et 12 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

[Ben Romdhane 95.1]

Y.B. Romdhane, E.M.Berkouk, F.Rabbouch, G.Manesse, "Etude comparative des courants appelés au réseau par deux cascades de conversion à onduleur deux et trois niveaux ", **PRCR'95, France 95.**

[Berkouk 95]

E.M.Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrone monophasée et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects, application aux gradateurs et onduleur multiniveaux ", **Thèse de doctorat, CNAM 1998.**

[Berkouk 95.1]

E.M.berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse, "High voltage rectifier -multilevel inverters cascade. Application to asynchronous machine field oriented control", **IEEE International Symposium on Electric power Engineering, SUEDE 1995.**

[Berkouk 95.2]

E.M.Berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse, "Knowledge and control models for three level voltage inverters ", **IMACS'95, ALLEMAGNE 1995.**

[Berkouk 95.3]

E.M.berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse, "PWM strategies to control three level inverter . Application to the induction motors drive ", **EPE'95 , Espagne 1995.**

[Blaschke 72]

F.Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines ", **Siemens Review, vol 34, Mai 1972.**

[Bose 86]

P.K.Bose, "Power Electronics and AC Drives ", **Printice Hall, 1986.**

[Boudjerda 93]

N.boudjerda, "Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoidale : étude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension ", **Thèse de magister ENP Alger 1993.**

[Boussak 89]

M.Boussak, "Contribution à la modélisation entrée sortie et l'identification parametrique des machines à induction", **Thèse de doctorat, Paris VI, Paris 1989.**

[Bowes 75]

S.R.Bowes, and T.Davies, "Novel approach to the analysis of modulation processes in power convertors", **IEE Proc, vol 122, N°5, Mai 1975.**

[Bowes 85]

S.R.Bowes, M.I.Mech, T.Davies, " Microprocessor-based development system for PWM variable speed drives ", **IEE Proc**,vol 132, **January 1985**.

[Buhler 94]

H .Buhler , "Reglage par logique floue ", **Presses polytechniques et universitaires Romandes 1994** .

[Capolino 87]

G.Capolino, "Contribution à la modélisation et à la simulation des machines asynchrones monophasées à condensateur", **Thèse de doctoratès sciences, INPG September 1997**.

[Chatelain 84]

J. Chatelain, "Machine électriques ",**Tome 1 et 2,Ed dunod 1984**.

[Chauvet 90]

J.P.Chauvet, "Conception d'une commande rapprochée pour onduleur en tension à cinq niveaux ", **Memoire CNAM, Paris 1990**.

[Chipping 93]

S.Chipping , **X.Lue**,and **T.A.Lipo**, "Indirect field oriented control of induction machines utilising a reactive power perturbation scheme ", **Ecole polytechnique de montréal, IMACS-TCP93, July 1993,pp 403-407**.

[Defornel 88]

B.Defornel, "Variations de vitesse de machine alternatives ",**INP Toulouse, 1988**.

[Degobert 94]

P.Degobert, J.P.Hautier, "Sur une commande numérique de la machine asynchrone à flux statorique orienté ", **GDR CNRS, Paris 1994**.

[Faucher 92]

J.Faucher, M.Grandpierre, "Les graphes informationnels de causalité. Application à la simulation des systèmes Electriques ", **Journées EEA, Electrotechnique, CNAM , Paris 1992**.

[Faucher 93]

J.Faucher, "Quelques aspects de la modulation de largeur d'impulsion", **France Fevrier 1993**.

[Faidallah 95]

A.Faidallah, "Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrone ",**Thèse de doctorat de l'INPL,France,Fev 1995**.

[Foch 93]

H.Foch,A.Meynard, "Imbricated cells Multi-level voltage source inverter for high voltage application ", **EPE Journal**,vol 3, **N°2, Juin 1993**.

[France 87]

B. France, "Sur la modélisation globale du moteur asynchrone alimenté par gradateur. Application à la conception de commandes pour basses vitesses ", **Thèse de docteur-Ingenieur, Université des sciences et Techniques, Lille 1988.**

[Garces 80]

L.Garces, "Parameter adaptation for speed controlled static a.c.drive with squirrel-cage induction motor ", **IEEE Trans.Ind. Appl.pp 173-178.**

[Gheraia 98.1]

H.Gheraia,E.M.Berkouk,G.Manesse, "Commande de position par la méthode du flux orienté de la machine a induction de forte puissance alimentée par un onduleur NPC à sept niveaux ",**SNAPSEA'98, Annaba ,Novembre1998.**

[Gheraia 98.2]

H.Gheraia,E.M.Berkouk,G.Manesse, "Commande d'un onduleur NPC à sept niveaux . Application a la conduite d'une machine asynchrone de forte puissance",**ICEL'98, Oran, October 1998.**

[Gheraia 98.3]

H.Gheraia,E.M.Berkouk,G.Manesse , "Position Control of an Induction Machine Fed by a NPC Seven Level Inverters ",**ICEM'98, Turkey 1998.**

[Gheraia 99.1]

H.Gheraia,E.M.Berkouk,G.Manesse , "Fuzzy Position Control of an Induction Machine Fed by a Seven Levels Voltage Source NPC Inverters ",**CICEM'99, Chine 1999.**

[Gheraia 99.2]

H.Gheraia,E.M.Berkouk,G.Manesse , "Knowledge and Control Models of the Seven Levels NPC Voltage Source Inverter ",**ELECTRIMACS'99, Portugal 1999.**

[Gheraia 99.3]

H.Gheraia,E.M.Berkouk,G.Manesse , "PWM Strategies of a Seven Levels NPC Voltage Source Inverter . Application to the Induction Machine Drive",**EPE'99, Suisse 1999.**

[Gheraia 99.4]

H.Gheraia,E.M.Berkouk,G.Manesse , "A High Voltage Two Levels PWM Rectifier - seven Levels NPC Voltage Source Inverter-Induction Machine Cascade",**EM'99 , Greece 1999.**

[Guillaud 94.2]

X.Guillaud ,J.P. Hautier, "Modèle de commande d'un convertisseur monophasé ", **Journée SEE, Lille 1994.**

[Guillaud 92]

X.Guillaud, "Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bicommandables ", **Thèse de doctorat, Lille 1992.**

[Guillaud 94.1]

X.Guillaud ,J.P.Hautier,"Concepts de modélisation pour la modélisation des convertisseurs ", **Journal physique 3, Avril 1994.**

[Hautier 89]

J.P.Hautier et G.Manesse, "Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques", **Techniques de l'ingénieur traité Génie Electrique, CNAM Paris 1992.**

[Henz 88]

W.Heinz,H.Skudelny ,G.Stankee,"Analysis and realisation of pulse width modulation based on a voltage space vector", **IEEE Trans IA,vol 24, N°1, Janvier/Fevrier 1988.**

[Hujeux 92]

J.A.Hujeux,"Conception et réalisation d'un redresseur à modulation de largeurs d'impulsion ", **Memoire CNAM, Lille 1992.**

[Jih-sheng Lai 96]

Jih-sheng Lai, Fang Zheng Peng ,"Multilevel Converters-A New Breed of Power Converters ",**IEEE Transactions on industry application, Vol.32, NO.3, May/Juin 1996.**

[Ketata 92]

R.Ketata , "Methodologies de regulation numerique incluant la logique floue",**Thèse de doctorat ,CNRS, Toulouse, juillet 1992.**

[Krause 86]

P.C.Krause, "Analysis of Electrical Machinery ", **Mc.GRWHILL,1986.**

[Kulkarny 87]

A.B.Kulkarny ,J.W.Dixon,M.Nishimoto,B.Ooi,"Transient tests on a voltage regulated Controlled -Current PWM converter ", **IEEE Trans on Industrial Electronics, vol IE 34 n°3, Aout 1987.**

[Leonhard 85]

W.Leonhard,"Control of electrical Drives", **Springer Verlag,1985.**

[Levi 96]

E.Levi,M.Sokola,A.Boglietti,and M.Pastorelli,"Iron Loss in Rotor-Flux-Oriented induction Machines: Identification, Assessment of Detuning, and Compensation ",**IEEE Transactions on power Electronics, vol.11,N°5, September 1996.**

[Lienart 89]

P.Lienart, "Sur la commande rapproché d'une cascade réversible de deux convertisseurs statiques : modélisation et réalisation ", **Thèse de doctorat USTLFA, Lille 1989.**

[Manesse 87]

G.Manese, "Sur une analyse fonctionnelle des groupements d'interrupteurs statiques. Extension à la modélisation des convertisseurs dans leur environnement de contrôle et de puissance", Thèse de doctorat ès sciences physiques, **USTLFA, Lille 1987.**

[Menzies 93]

R.W.Menzies, P.Steimer, and J.K.Steinke, "Five level GTO inverters for large induction motor drives ", in **Conf Rec IEEE IAS Annu Meeting, 1993, pp.595-601.**

[Mwinyiwiwa 97]

B.Mwinyiwiwa,Z.Wolanski, yiqiang chen, and Boon-Teck Ooi , " Multimodular Multilevel Converters with Input/Output Linearity ",**IEEE Transaction on industry Applications, vol.33,NO.5, September/October 1997.**

[Nikolaus 98]

Nikolaus P. Schibli, Tung Nguyen, and Alfred C. Rufer , " A Three-Phase Multilevel Converter for High-Power Induction Motors", **IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 13,NO. 5, Septembre 1998.**

[Plateaux 94]

J.P.Plateau, "Sur la conception et la réalisation d'un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsions à faible pollution harmonique ", **Memoire CNAM, Paris 1994.**

[Pouliquen 97]

H.Pouliquen, P.Rioual, J.P.Louis , " Régulation d'un redresseur MLI connecté a un réseau déséquilibré à partir d'un modèle généralisé ", **ISSN 1161-0581, EDF 1997.**

[Rabbouch 95]

F.Rabboch, " Modelisation des convertisseurs en pont bidirectionnels en courant. Application au redressement et au filtrage ", **Thèse de doctorat, Paris VII, Paris 1993.**

[Rahman 97]

K.M.Rahman, M. Rezug khan, M.A.Choudhury,M.A.Rahman, "Variable-Band Hysteresis Current Controllers For PWM Voltage Source inverters ",**IEEE Transactions on power Electronics,vol 12,N°6, November 1997.**

[Rasoanarivo 92]

I.Rasoanarivo, "Sur l'analyse par phaseur temporel des montages gradateurs. Applications à la division de fréquence ", **Thèse de doctorat, CNAM 1992.**

[Rioual 93]

P.Rioval , "Modelisation et commande d'un redresseur à MLI alimenté par un réseau déséquilibré ", Thèse de doctorat, ENS Cachan 1993.

[Satoshi 89]

O.Satoshi, H.Akagi, A.Akira , " A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory ", EPE 1989.

[Seguier 89]

G. Seguier, F.Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance ", Tome 4 : La conversion Continu-alternatif, Ed Lavoisier Tec & Doc 1989.

[Seixas 88]

P.Seixas, "Commande numérique d'une machine asynchrone autopilotée ", Thèse de doctorat INP Toulouse 1988.

[Thomas 90]

J.Thomas, "Contribution à la commande multivariable d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur MLI ", Memoire d'ingenieur CNAM, Paris 1990.

[Trznadlowski 94]

A.M. Trznadlowski, " The field orientation principle in control of induction motors", University of Nevada ,Reno 1994.

[Vas 90]

P.Vas, " Vector control of AC machines ", Oxford science publications, 1990.

[Wide 97]

S.Wide , M.W. Dunnigan, and B.W.Williams, "A new method of rotor resistance estimation for vector controlled induction machines", IEEE Trans . Ind.Electron, April 1997, pp247-257.

[Y.F.Li 89]

Y.F.Li, C.C.Lau, "Development of fuzzy algorithmes for servo-systems", IEEE, Control systems magazine , pp 65,79, April 1989.

ملخص

تهدف هذه الدراسة إلى إعطاء نموذج رياضي وكذا التحكم في موج جديد ذو سبعة مستويات وتركيبه من النوع NPC. نبدأ بإعطاء نموذج رياضي بدون الأعد بعين الاعتبار نظام التحكم وهذا باستعمال طريقة DESIGN المرتبطة بشبكة Petri. بعد ذلك، نقترح نموذجاً معرفياً مستعملين في ذلك التوابع الارتباطية وكذا النموذج التحكمي وذلك في نظام التحكم. للتحكم في هذا الموج الجديد قمنا باقتراح عدة استراتيجيات منطية.

كطبيق لهذه الدراسة، قمنا بدراسة التحكم في السرعة والوضعية لماكنة لا متزانة مغلدة من طرف هذا الموج، وذلك باستعمال نوعين من التحكم: التحكم الشعاعي والتحكم الغامض، وأندرا نقوم بدراسة استقرار مصادره للجهود للمدوج ذو سبعة مستويات وتأثيرها على التحكم في الماكنة للأستزانة مغلدة بالتالي: مقوم للتيار ذو مستويين-موج ذو سبعة مستويات.

كلمات مفتاحية: متعدد المستويات، VSI، NPC، سبعة مستويات، الإستراتيجية المنطية، التحكم الشعاعي، التحكم الغامض، مقوم للتيار، التالي.

Abstract

This work contributes to the modelling and control of a new structure of multilevels converters as the seven levels NPC voltage source inverter. Firstly, we give the functioning model of this inverter without considering the control mode, we use the DESIGN method associated to the Petri nets. After, we elaborate a knowledge model using a connection functions of the switches and the half arm, also we propose a control model. Next, we have proposed several PWM strategies to control seven levels NPC VSI. As application of this study, we have studied the performances of two kinds of control to regulate the speed and the position of the induction machine fed by the seven levels NPC VSI as the field oriented control and the fuzzy logic control. In the last part, we have studied a stability of the different input DC voltage of the seven levels NPC VSI and their influences to the control of the induction machine fed by the cascade : two levels PWM rectifier-seven levels NPC VSI.

Keywords : multilevels, NPC, VSI, seven levels, PWM, field oriented control, fuzzy logic control, current rectifier, cascade.

Résumé

Notre travail contribue à la modélisation et la commande d'une nouvelle structure de convertisseur multiniveaux, c'est l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC. Nous avons établi un modèle de fonctionnement sans à priori sur la commande en utilisant la méthode DESIGN associée au réseaux de Petri. Ensuite, nous proposons un modèle de connaissance, en mode commandable, utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras. De même nous élaborons un modèle de commande au sens des valeurs moyennes. Plusieurs stratégies de commande MLI de l'onduleur NPC à sept niveaux sont proposées.

Comme application de cette étude, nous avons étudié les performances de deux types de commande de vitesse et de position de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur NPC à sept niveaux : la commande vectorielle (directe et indirecte) et la commande par la logique floue. Enfin, nous avons étudié la stabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur NPC à sept niveaux et leurs influence sur les performances de la commande de la machine asynchrone. Dans le cas d'une cascade alternative-alternative constituée d'un redresseur triphasé à MLI à deux niveaux-onduleur NPC à sept niveaux.

Mots clés : multiniveaux, VSI, NPC, sept niveaux, MLI, commande vectorielle, commande floue, cascade redresseur de courant.