

REPUBLIQUE ALGERIÈNNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGÉNIEUR

DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ÉTUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ÉTAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: ELECTROMÉCANIQUE

THÈME

**APPLICATION DES RÉSEAUX DE NEURONES
À LA COMMANDE DES ONDULEURS
MULTINIVEAUX CASCADÉS SYMÉTRIQUES**

Proposé et dirigé par :

Monsieur: BARKATI Saïd

Présenté par :

CHOUIDIRA Adel
GASMI Abdelkrim
BOUZIDI Chaâbane

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2006/ 2007

REMERCIEMENTS

*Nous tenons à remercier tout d'abord **ALLAH** le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années. Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur **BARKATI Saïd** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour son suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils. A travers ce mémoire, nous adressons nos reconnaissances à tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui. Nos remerciements vont aussi à tous les membres du jury qui ont accepté de juger ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes les personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, en particulier **Brik youcef** et **ouaguéni fayssal**. Et enfin Nous tenons à remercier également tous nos collègues de la promotion 2006-2007 pour leur l'aide inestimable.*

Abdelkrim -Adel -Chaâbane

Je dédie ce travail

*Á ma chère mère, pour ses sacrifices depuis qu'elle mis au monde
Á mon père, qui m'a toujours soutenu et aidé à affronter les difficultés
Á mes grandes mères que dieu les gardes
Á l'esprit de mes grands pères, et mes sœurs Nadia, Fattoum, oncles,
tantes, mes frères Bachir, Tahar, Lakdher, Nouredine
Á tous les membres de ma grande famille.
Et bien sur à mon cher ami d'enfance Abdelhag Issam.*

*Á mes amis: Taha, Belkacem, Redha, Mouhamed Elamine, Rezqi,
Chaabane, Moumou, Bilel, Yacine, Radhouane Nouredine, Brahim,
Houari, Farouk, Hamza, Mouhamed, Mourade, Alaa, Yacine, Nacim,
Fares,...*

*Á tous mes amis que je ne vais pas nommer car ils sont nombreux
& je ne sais pas qui choisir.*

*Á tous mes collègues sans exception & à toutes les promotions
2007 surtout d'électromécanique.*

Á tous mes voisins & à tout les habitants de Eddis.

Je vous remercie tous

CHOUIDIRA Adel

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail

*A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leur soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.
A mes grands parents, et surtout à ma tante Akila*

*A mes frères Issam, Fouad, Soufian et Radhouan
A mes sœurs Loubna, Siham, Wafa
A ma belle sœur Amel et surtout mon beau neveu el-ketkout Abderrahman ouasim
A toute ma famille de près ou de loin*

*Aux chers frères, amis
Khloufi, Lemnaouar, Mouslim, Radhouane, Loucif, Fares, Faïçal, Adel, Chaabane, Lhamel, Ayoub, Hail, Lazhar, Hamza, Sami, Ismail, Houari, Walid, Mouhamed, Amar, ...*

A tous les amis d'études surtout ceux d'électromécanique promotion 2007

GASMI Abd elkrim

Dédicace

A mon chère père adoré Hachemi,

A ma mère,

A mes frères et mes sœurs,

A toutes ma famille,

A tous mes amis,

A tous ceux qui m'aiment,

Je dédie ce modeste travail

Chaàbane

SOMMAIRE

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

CHAPITRE I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

I.1 Introduction.....	3
I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	3
I.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	3
I.2.2 Modèle électrique.....	3
I.2.3 Modèle dynamique.....	4
I.2.4 Equations générales.....	4
I.2.4.1 Equations électriques.....	5
I.2.4.2 Equations magnétiques.....	5
I.2.4.3 Equations mécaniques.....	6
I.3 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée.....	7
I.3.1 Équations électriques.....	8
I.3.2 Equations magnétiques.....	8
I.3.3 Équations mécaniques.....	8
I.4 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)	9
I.5 Simulation et interprétations	9
I.5.1 Démarrage à vide	10
I.5.2 Application d'une charge($C_r=130kN.m$).....	12
I.6 Conclusion.....	13

CHAPITRE II COMMANDE PAR MLI DE L'ONDULEUR CASCADE MULTINIVEAUX

II.1 Introduction.....	14
II.2 Le principe de fonctionnement de l'onduleur mis en série (en cascade) à N niveaux.....	14
II.2.1 Présentation du convertisseur.....	14
II.2.2 Alimentation des cellules.....	17
II.2.3 Commande complémentaire	17
II.2.4 Modélisation des valeurs instantanées.....	18
II.2.5 Vecteurs d'état du convertisseur	18
II.2.6 Configurations possibles.....	20
II.3 Stratégies de commande MLI de l'onduleur à N niveaux.....	25
II.3.1 Commande triangulo-sinusoidale	25
II.3.1.1 Forme des porteuses.....	25
II.3.1.2 Modulation de largeur d'impulsions subharmonique(SHPWM)	26

II.3.1.3 Commande triangulo-sinusoïdale à $\frac{N-1}{2}$ porteuses unipolaires	34
II.3.1.3.1 Porteuses en dents ordinaires	35
II.3.1.3.2 Porteuses en dents de scie.....	41
II.3.1.4 Commande triangulo-sinusoïdale à (N-1) porteuses en dents de scie Bipolaires.....	45
II.3.1.5 Commande triangulo-sinusoïdale à $N - 1$ porteuses bipolaires Avec l'injection de l'harmonique trois.....	51
II.3.1.6 Commande MLI avec des porteuses déphasées (Phase-shifted carrier PWM) PSCPWM	58
II.3.1.7 MLI avec fréquence de commutation optimale (Switch Frequency Optimal PWM (SFO PWM))	63
II.3.1.8 Commentaires.....	69
II.3.2 Modulation vectorielle.....	70
II.3.2.1 Principe	70
II.3.2.2 Commentaires.....	77
II.3.3 Commande par hystérésis de courant modulaire	78
II.3.3.1 Principe.....	78
II.3.3.2 Algorithme de la commande.....	79
II.3.4 Association machine asynchrone - onduleur cascadié à sept niveaux ..	84
II.3.5 Etude comparative et conclusion.....	85

CHAPITRE III

COMMANDE PAR LA STRATEGIE D'ELIMINATION DES HARMONIQUES

III.1 Introduction.....	88
III.2 Commande de l'onduleur à N niveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques.....	88
III.3 Série de Fourier.....	89
III.3.1 Coefficients de Fourier.....	89
III.3.1.1 Symétrie par rapport à la demi période.....	90
III.3.1.2 Symétrie par rapport au quart de la période.....	91
III.3.2 Application aux onduleurs multi-niveaux.....	91
III.4 Méthodes de résolution des systèmes non linéaires.....	96
III.4.1 Méthode de Newton-Raphson.....	96
III.4.1.1 Application de la stratégie d'élimination d'harmonique.....	97
III.4.1.2 Onduleur triphasé à trois niveaux.....	98
III.4.1.2.1 Elimination des harmoniques (5), (5, 7), (5, 7, 11).....	98
III.4.1.3 Onduleur triphasé à cinq niveaux.....	104
III.4.1.3.1 Elimination de l'harmonique 5 ($N = 5, H = 5$).....	104
III.4.1.3.2 Elimination des harmoniques (5,7) et (5,7 et 11).....	107

III.4.1.4 Onduleur triphasé à sept niveaux.....	111
III.4.1.4.1 Elimination des harmoniques 5 et 7 ($N=7, H=5,7$).....	111
III.4.1.4.2 Elimination des harmoniques 5, 7 et 11 ($N=7, H=5,7$ et 11)	
III.4.1.5 Onduleur triphasé à onze niveaux (élimination des harmoniques 5, 7, 11, et 13 ($N=11, H=5, 7, 11,13$)).....	115
III.4.2 Méthodes analytiques.....	118
III.4.2.1 Théorie résultante.....	118
III.4.2.1.1 Fraction co-première.....	118
III.4.2.1.2 Matrice de Sylvester.....	119
III.4.2.1.3 Application de la théorie résultante aux onduleurs multi-niveaux	120
III.4.2.2 Polynômes symétriques et sommes de puissance.....	128
III.4.2.2.1 Polynômes symétriques.....	128
III.4.2.2.1.1 Polynômes symétriques élémentaires.....	128
III.4.2.2.1.2 Théorème fondamental des polynômes symétriques...	129
III.4.2.2.1.3 Application des polynômes symétriques aux onduleurs multi-niveaux.....	130
III.4.2.2.2 Sommes de puissance.....	133
III.4.2.2.2.1 Application des sommes de puissance aux l'onduleurs multi-niveaux.....	134
III.5 Association MAS-onduleur cascadi sept niveaux commandé en par la stratégie d'élimination d'harmoniques.....	137
III.6 Conclusion.....	138

CHAPITRE IV

APPLICATION DES RESEAUX DE NEURONES AUX ONDULEURS MULTINIVEAUX CASCADE SYMETRIQUES

IV.1 Introduction.....	139
IV.2 Définition de neurone.....	139
IV.3 Les modèles mathématiques.....	139
IV.4 Les réseaux de neurones artificiels.....	140
IV.4.1 Introduction	140
IV.4.2 Historique.....	140
IV.4.3 Structure.....	141
IV.5 Le neurone Formel.....	141
IV.5.1 Modélisation générale.....	142
IV.5.1.1 La nature des entrées et des sorties.....	142
IV.5.1.2 La fonction d'entrée totale.....	142
IV.5.1.3 La fonction d'activation.....	143
IV.6 Classification des réseaux de neurones selon leur structure.....	145
IV.6.1 Les réseaux de neurones non bouclés « statiques ».....	145
IV.6.2 Les réseaux de neurones bouclés « dynamiques ».....	145
IV.7 Propriétés fondamentales des réseaux de neurones : l'approximation Universelle.....	146

IV.8	L'apprentissage des réseaux de neurones.....	147
IV.8.1	Apprentissage supervisé.....	147
IV.8.2	Apprentissage non supervisé.....	148
IV.8.3	Apprentissage par renforcement.....	148
IV.9	Les principes règles d'apprentissage.....	148
IV.9.1	Règle de Hebb.....	149
IV.9.2	Règle de Windrow Hoff.....	150
IV.10	Modèle de perceptron de réseaux de neurones.....	151
IV.10.1	Le perceptron multicouches.....	152
IV.11	Méthode d'apprentissage de réseaux de neurones.....	153
IV.11.1	Méthode d'apprentissage retenue et développée « Levenberg- Marquard »	153
IV.11.2	Avantages de la règle LM.....	156
IV.12	Application des réseaux de neurones aux onduleurs multiniveaux.....	156
IV.12.1	Architecture du réseau élaboré.....	157
IV.12.2	Onduleur à trois niveaux.....	158
IV.12.3	Onduleur à cinq niveaux.....	159
IV.12.4	Onduleur à sept niveaux.....	161
IV.12.5	Onduleur à onze niveaux.....	162
IV.13	Validation du réseau de neurone par un onduleur à 7 niveaux.....	163
IV.14	Conclusion.....	165
 CONCLUSION GÉNÉRALE.....		166

ANNEXE

Annexe I : Paramètres de la machine asynchrone.

Annexe II : Exemple de calcul par le logiciel MATHEMATICA

BIBLIOGRAPHIES

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les processus électriques de puissance fonctionnant sous moyenne ou haute tension (les entraînements réglés pour trains TGV, les moteurs asynchrones pour soufflerie, les broyeurs de matériaux ...) exigent généralement une source de tension triphasée réglable en amplitude et parfois même en fréquence. Ces sources de tension peuvent être réalisées par des onduleurs à deux niveaux [01]. Cependant, cette solution nécessite le groupement en série et/ou en parallèle de plusieurs composants électroniques de puissance qui techniquement peuvent poser des problèmes suite à la dispersion des caractéristiques de ces composants.

Pour palier à ce problème, une nouvelle structure est mise en œuvre, grâce à l'évolution remarquable des performances des semi-conducteurs, à savoir la structure d'onduleur multi-niveaux [09]. Plusieurs topologies multi-niveaux ont été proposées, dont certaines sont difficiles à réaliser. Il faut noter que la structure multi-niveaux présente l'avantage essentiel de fournir la haute tension sous des contraintes électriques admissibles pour les composants électroniques.

Certaines applications nécessitent des performances de hauts niveaux mais la présence des harmoniques de bas ordre dans le signal de tension peut dégrader ces performances. Afin d'améliorer la qualité du signal de sortie de l'onduleur multi-niveaux, différentes stratégies de commande ont été développées. Pour la stratégie de modulation de largeurs d'impulsions, la stratégie triangulo-sinusoidale est la plus connue. Elle pousse les harmoniques vers les fréquences élevées, en ayant recours à des porteuses de haute fréquence.

Cependant, pour les applications de puissance électrique élevée les composants électroniques sont limités en fréquence de commutation ce qui limite à son tour la fréquence de la porteuse. On peut remédier à ce problème en appliquant la méthode d'élimination d'harmoniques adaptée au cas des onduleurs multi-niveaux [05]. Ceci permet d'annuler les harmoniques les plus gênants et de réguler le fondamental du signal avec l'avantage majeur d'une faible fréquence de commutations des composants électroniques.

Le principe de cette technique fait appel à la résolution des systèmes d'équations non linéaires pour obtenir les angles d'amorçage des composants électroniques. L'implémentation pratique de cette méthode exige le stockage de toutes les valeurs de ces angles. Le besoin d'une grande capacité mémoire rend la réalisation complexe et coûteuse. Aussi, une approche mathématique de calculs et d'implémentation facile est souhaitée. Cette approche peut être réalisée par les réseaux de neurones artificiels. Ces derniers sont connus par leur propriété d'approximation universelle parcimonieuse [17].

Notre travail s'insère dans ce domaine important de la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multi-niveaux cascades dont l'objectif principal est le développement de cette commande en exploitant d'une part les méthodes classiques et d'autre part les réseaux de neurones artificiels (RNA).

Notre travail penche également sur l'étude de l'alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur multi-niveaux cascadié symétrique, en conséquence quatre chapitres constituent ce mémoire :

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

nous donnerons les différentes simulations pour pouvoir connaître le comportement dynamique de la machine.

Dans le deuxième, nous présenterons les différentes stratégies de commande de l'onduleur à structure cascadié, tel que la modulation de largeurs d'impulsions MLI basée sur la technique triangulo-sinusoïdale, la commande vectorielle et puis par d'hystérésis de courant. Cette partie est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur avec une meilleure qualité spectrale.

Le troisième chapitre sera consacré au développement de la stratégie d'élimination d'harmoniques. Deux méthodes seront présentées où les angles de commutation sont calculés tels qu'une tension sinusoïdale fondamentale désirée est produite, tandis qu'en même temps certains harmoniques d'ordre plus supérieur sont éliminés. Dans ce cas on utilise l'idée de la série de Fourier qui sera discutée au début de ce chapitre, des équations éliminant certains harmoniques ont été exprimés en termes d'angles de commutation. Les techniques numériques, telles que *Newton-Raphson*, trouveront des solutions pour ces équations. D'autre part la théorie résultante sera utilisée pour résoudre les équations polynômes. En outre, les idées des polynômes symétriques et des sommes de puissance seront discutées dans la deuxième partie de ce chapitre.

Le quatrième chapitre, présentera d'abord une brève introduction sur les réseaux de neurones artificiels ceci, permet de choisir le réseau adéquat pour assurer l'approximation des caractéristiques de commande des interrupteurs des onduleurs obtenues au chapitre précédent. Enfin, une caractéristique générale optimisée est déterminée pour le cas d'un onduleur multi-niveaux à structure cascadié symétrique.

Chapitre I

*Modélisation et simulation de la
machine asynchrone*

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques [02].

En ingénierie, La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. La difficulté de simulation du moteur asynchrone provient de sa structure fortement non linéaire. Ce chapitre traitera la modélisation de la machine asynchrone, basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statiques et rotoriques à des axes perpendiculaires appelés (α, β) .

I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.2.1 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation des machines asynchrone repose sur le contexte habituel des hypothèses simplificatrices suivantes, à savoir [03] :

- entrefer constant, l'effet des encoches négligeable;
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer;
- circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté;
- pertes ferromagnétiques négligeables;
- l'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte;
- la répartition de l'induction, le long de l'entrefer, soit sinusoïdale.

I.2.2 Modèle électrique

Le fonctionnement physique du moteur asynchrone permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la Figure (I.1) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.

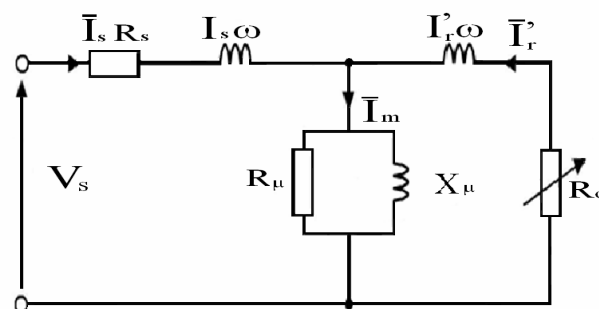


Figure (I.1) : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire

I.2.3 Modèle dynamique

Le circuit de la Figure (I. 1) est valable seulement en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre les phases du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor.

▪ Mise en équations

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la Figure (I.2), dont les phases sont repérées respectivement A, B, C et a, b, c. L'angle électrique θ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases A et a, qui sont choisis comme axes de références.

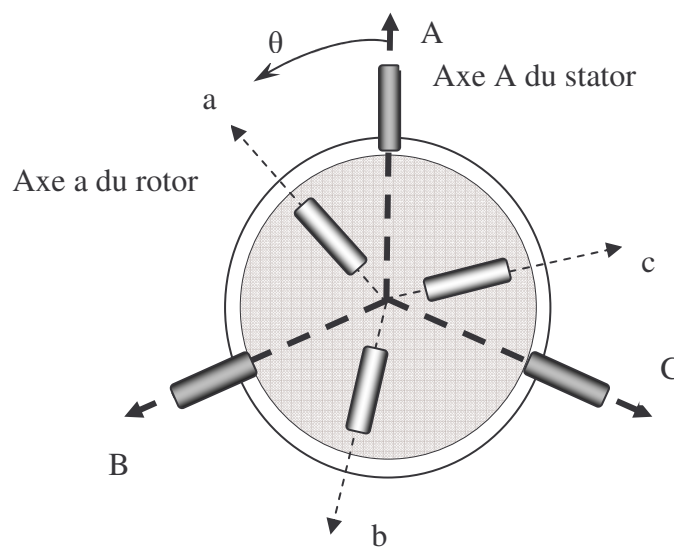


Figure (I.2) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.2.4 Equations générales

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

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

I.2.4.1 Equations électriques

Les six enroulements (a, b, c et A, B, C) représentés par la Figure (I.2), obéissent aux équations matricielles suivantes :

$$[V_{sABC}] = R_s \cdot [i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (I.1)$$

$$[V_{rabc}] = R_r \cdot [I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (I.2)$$

Avec ;

R_s : Résistance d'une phase statorique

R_r : Résistance d'une phase rotorique

I.2.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit:

Pour le stator :

$$[\phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$[\phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (I.4)$$

On désigne par:

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Avec :

l_s : Inductance propre statorique par phase.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

l_r : Inductance propre rotorique par phase.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec :

M_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont alignés.

Finalement, on obtient les équations de tensions suivantes:

Pour le stator :

$$[V_{sABC}] = [R_s][i_{sABC}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sABC}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \quad (I.7)$$

Pour le rotor :

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sABC}] \} \quad (I.8)$$

I.2.4.3 Equation mécanique

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [04].

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (I.9)$$

Tel que

$C_e (N.m)$: Couple électromagnétique.

$C_r (N.m)$: Couple résistant.

$\Omega_r (rad/s)$: Vitesse mécanique rotorique.

$J (kg.m^2)$: Moment d'inertie des parties tournantes.

$f (Nm.s.rad^{-1})$: Coefficient de frottement.

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = P \cdot \Omega_r \quad (I.10)$$

Avec :

P : Nombre de paires de pôles.

Remarque

On peut noter la non linéarité dans les équations (I.7) et (I.8), et pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de Park.

I.4 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone triphasée

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (A, B, C) en un système biphasé équivalent (d, q), comme le montre la Figure (I.3). Il s'agit de substituer les enroulements triphasés statoriques ou rotoriques par des enroulements biphasés l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

$$\begin{aligned}
 [V_{dq0}] &= [A][V_{ABC}] \\
 [i_{dq0}] &= [A][i_{ABC}] \\
 [\phi_{dq0}] &= [A][\phi_{ABC}]
 \end{aligned}
 \tag{I.11}$$

Où: [A] est la matrice de Park, définie par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}
 \tag{I.12}$$

La Figure (1.3) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.

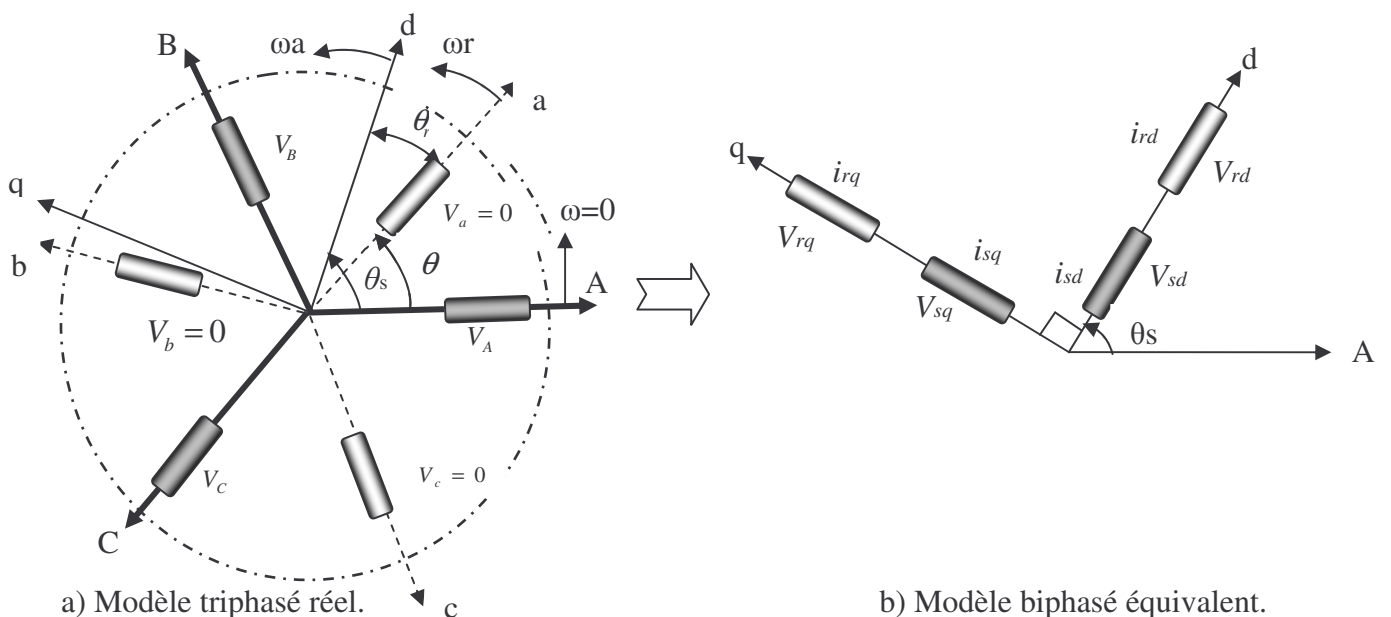


Figure (I.3) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

A partir de la définition d'angle de la Figure (I.3), on peut appliquer la transformation de Park comme suit:

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} H_{s \, dq0} \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} H_{s \, ABC} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Où H_s est une grandeur statorique (tension, courant ou flux) pour: $[A_s] = [A(\theta = \theta_s)]$

Avec: $[A(\theta)]$ définie par (1.12).

Pour le rotor on a:

$$\begin{bmatrix} H_{r \, dq0} \end{bmatrix} = [A_r] \begin{bmatrix} H_{r \, ABC} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Où H_r est une grandeur rotorique (tension, courant ou flux) pour: $[A_r] = [A(\theta = \theta_r)]$

I.3.1 Équations électriques

$$V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_a \cdot \phi_{sq} \quad (\text{I.15})$$

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_a \cdot \phi_{sd} \quad (\text{I.16})$$

$$V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \cdot \phi_{rq} = 0 \quad (\text{I.17})$$

$$V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \cdot \phi_{rd} = 0 \quad (\text{I.18})$$

I.3.2 Equations magnétiques

$$\phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \quad (\text{I.19})$$

$$\phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \quad (\text{I.20})$$

$$\phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \quad (\text{I.21})$$

$$\phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \quad (\text{I.22})$$

I.3.3 Équations mécaniques

$$\begin{aligned} J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} &= C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \\ C_e &= P \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \\ \omega_r &= P \cdot \Omega_r \end{aligned} \quad (\text{I.23})$$

D'après les équations (I.15) à (I.18) on peut se placer dans différents référentiels correspondants à des axes fixes, liés au stator ($\omega_a = 0$), ou à des axes liés au rotor ($\omega_a = \omega_r$) ou des axes liés au champ tournant ($\omega_a = \omega_s$).

I.4 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

Les équations (I.15) à (I.18) permettent d'écrire pour ce cas :

$$\begin{aligned}
 V_{s\alpha} &= R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\
 V_{s\beta} &= R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\
 V_{r\alpha} &= 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \\
 V_{r\beta} &= 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{r\alpha}
 \end{aligned} \tag{I.24}$$

Les équations des flux sont:

$$\begin{aligned}
 \phi_{s\alpha} &= L_s \cdot i_{s\alpha} + M \cdot i_{r\alpha} \\
 \phi_{r\alpha} &= L_r \cdot i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha} \\
 \phi_{s\beta} &= L_s \cdot i_{s\beta} + M \cdot i_{r\beta} \\
 \phi_{r\beta} &= L_r \cdot i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta}
 \end{aligned} \tag{I.25}$$

Le couple électromagnétique est exprimé par:

$$C_e = P \cdot M \cdot (i_{\alpha r} \cdot i_{\beta s} - i_{\alpha s} \cdot i_{\beta r}) \tag{I.26}$$

L'équation du mouvement est défini par:

$$C_e - f \cdot \frac{\omega_r}{P} - C_r = \frac{J}{P} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \tag{I.27}$$

I.5 Simulations et interprétations

La machine simulée est une machine alimentée par un réseau triphasé 5500 V, $f_s = 60$ Hz, dont les paramètres sont donnés dans l'Annexe 1.

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases}
 V_{SA} = \sqrt{2} \cdot 5500 \cdot \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t) \\
 V_{SB} = \sqrt{2} \cdot 5500 \cdot \sin\left(2\pi \cdot f_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{SC} = \sqrt{2} \cdot 5500 \cdot \sin\left(2\pi \cdot f_s \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{cases} \tag{I.28}$$

Avec :

f_s : Fréquence d'alimentation.

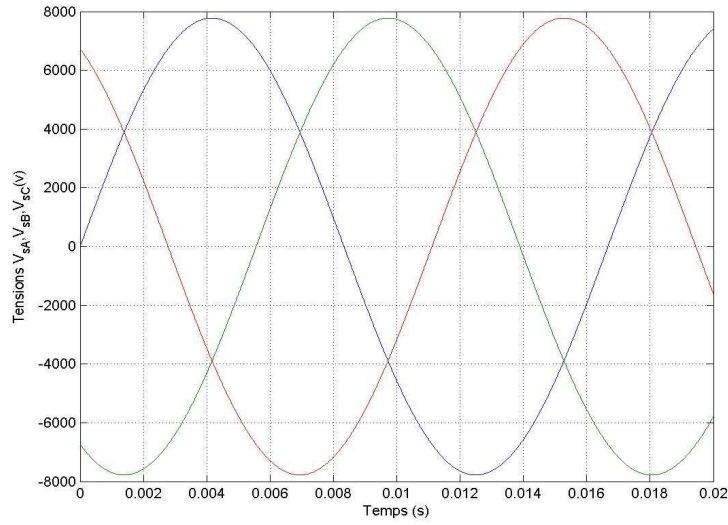


Figure (1.4) : Forme d'onde des tensions alimentant la MAS.

I.5.1 Démarrage à vide

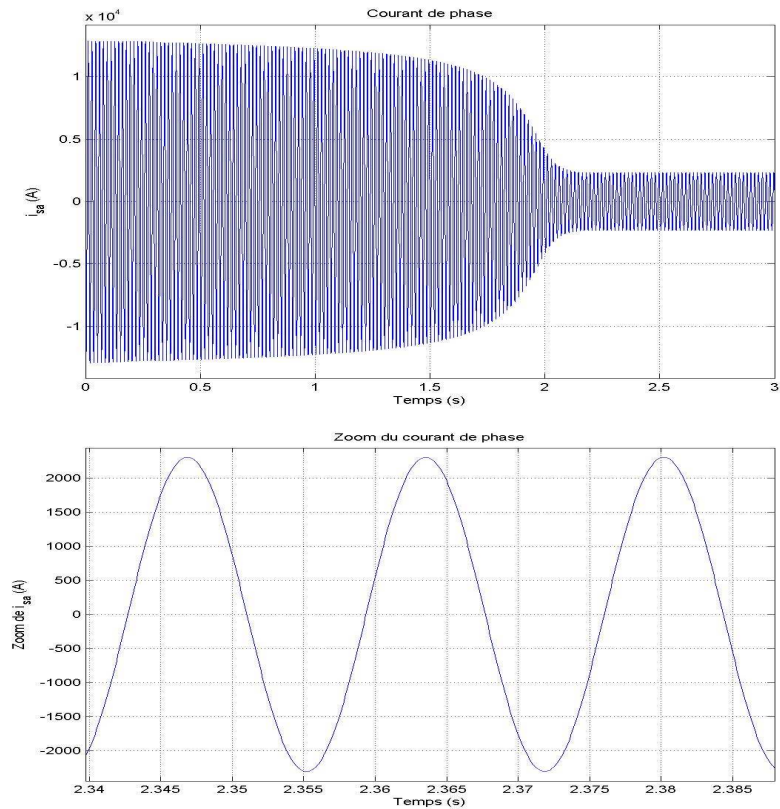
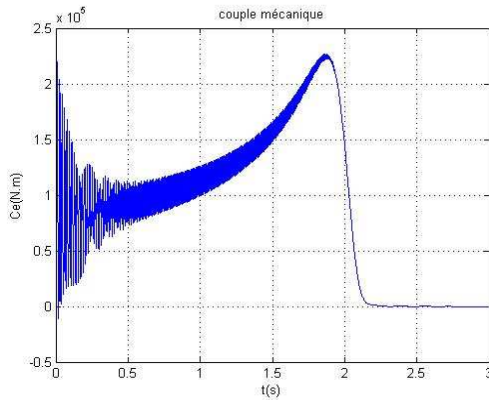
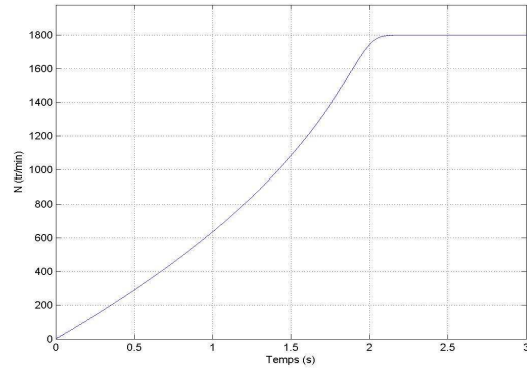


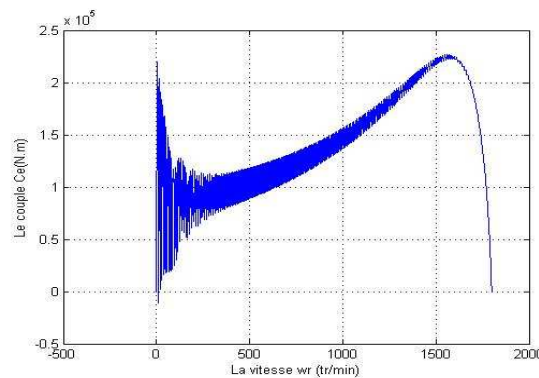
Figure (1.5) : Forme d'onde du courant de la MAS.



a) Couple électromagnétique



b) Vitesse de rotation



c) Caractéristique mécanique

Figures (I.6) : Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale.

– Interprétations des résultats

D'après les Figures (I.5) et (I.6) on constate que :

- Pour la vitesse

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

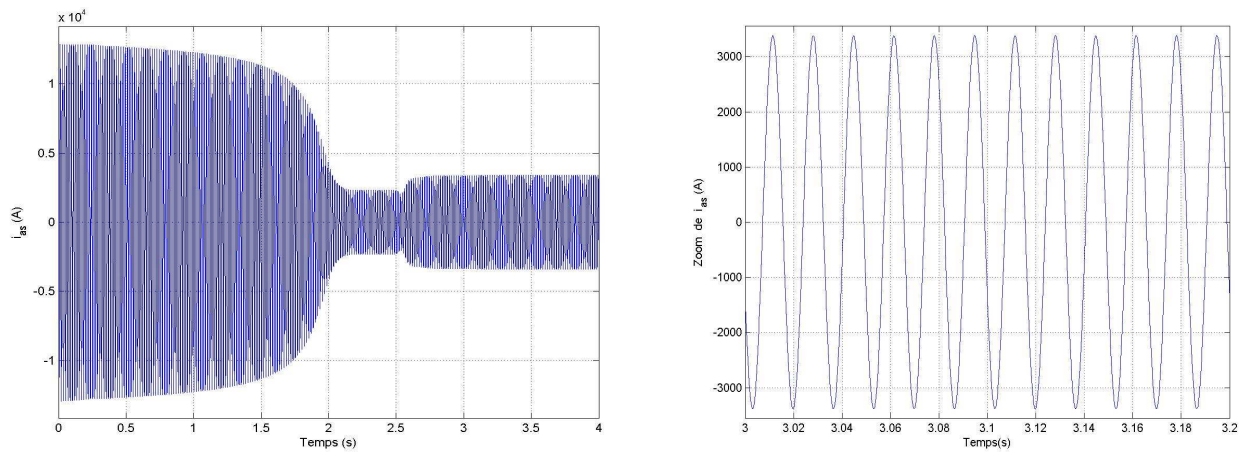
- Pour le courant statorique

Au démarrage, le courant prend sa valeur maximale, au moment où le moteur joue un rôle de transformateur. Le courant oscille autour de zéro jusqu'à l'instant où il prend sa valeur permanente.

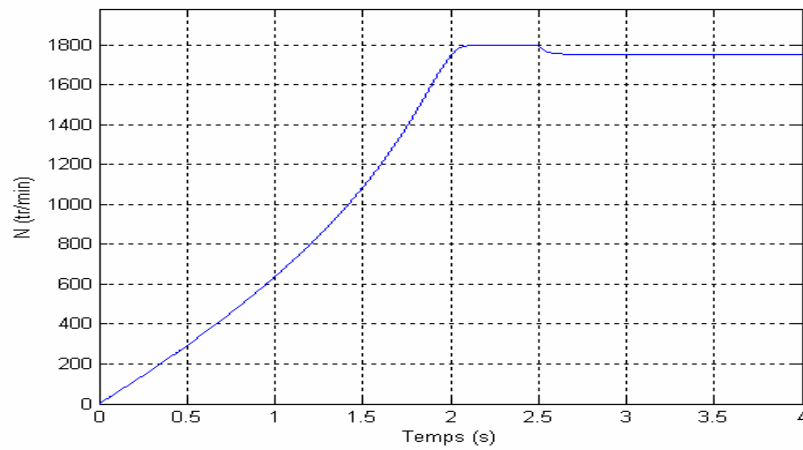
- Pour le couple électromagnétique

La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence du fort couple électromagnétique, ce dernier oscille de manière décroissante jusqu'à une valeur qui compense les frottements.

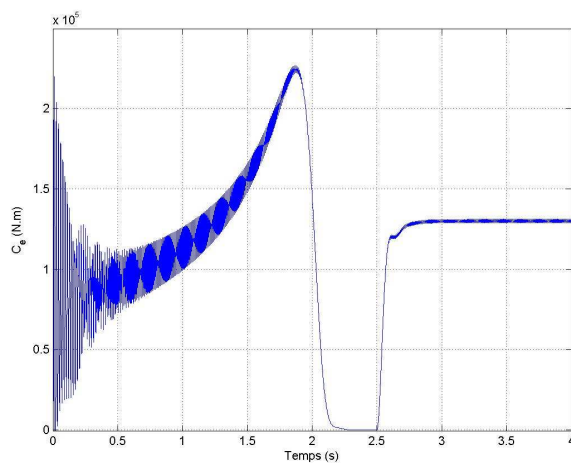
I.5.2 Application d'une charge ($C_r=130$ kN.m)



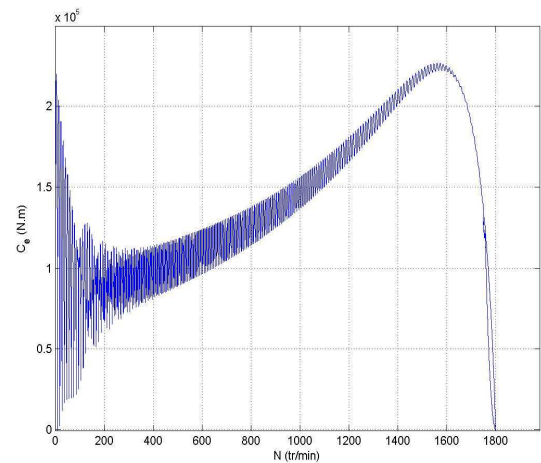
a) Courant statorique



b) Vitesse de rotation



c) Couple électromagnétique



d) Caractéristique mécanique

Figure (1.7) : Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant ($C_r = 130$ kN.m) à $t = 2.5$ s.

– Interprétations des résultats

D'après la Figure (I.7) on remarque :

- Pour le courant statorique

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 12.83 kA jusqu'à 2.196s; après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 2.3kA.

A l'instant $t = 2.5$ s nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 130$ kN.m), nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur.

- Pour le couple électromagnétique

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 1.87 s le couple tend vers zéro.

A l'instant $t = 2.5$ s nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 130$ kN.m) nous constatons que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué.

- Pour la vitesse

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 2.265s. La vitesse rotorique s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

A l'instant $t = 2.5$ s, l'application de la charge nominale se poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone triphasée alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée équilibrée à fréquence constante.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien l'utilité du modèle de Park, dans le référentiel lié au stator, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine asynchrone. La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement lors du fonctionnement à vide et atteint sa valeur nominale en charge.

Chapitre II

*Commande par MLI de l'onduleur
cascadé multiniveaux*

II.1 Introduction

Les machines à courant alternatif sont souvent alimentées par des groupements d'onduleurs à deux niveaux. Cependant, ces derniers sont limités en tension et en puissances. Afin de contourner ce problème, plusieurs structures de convertisseurs ont été proposées [01], parmi les convertisseurs utilisés dans l'industrie sont les onduleurs multi-niveaux en cascade ou en série.

La dénomination complète de cette topologie, introduite par Marchesoni, [05] devrait être onduleurs multi-niveaux symétriques à cellules en série. Ces onduleurs sont également connus sous l'appellation onduleurs multi-niveaux cascades (*cascade multilevel inverter dans la littérature anglo-saxonne*). Cette dénomination est imprécise, elle provient du fait que la structure n'a tout d'abord été employée qu'avec des cellules symétriques, de sorte que la précision était superflue. Cependant pour être précis, il faudrait maintenant parler d'onduleur multi-niveaux cascades symétriques, l'omission de l'adjectif symétrique sous-entendant qu'il peut s'agir aussi bien d'une configuration symétrique que d'une configuration asymétrique.

Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages, parmi les plus importants on mentionne [06]:

- il peut générer une tension très proche de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle du fondamental;
- il réduit les tensions du mode homopolaire ;
- il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.

La tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion (MLI, ou *PMW, Pulse Width Modulation, en anglais*), le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [07].

Ce chapitre sera consacré à la description et à la présentation d'un onduleur à N niveaux cascadi symétrique. On étudiera les différentes stratégies de commande par MLI de l'onduleur triphasé à trois, cinq, sept, onze niveaux et avec chaque commande nous allons réaliser l'association de la machine asynchrone avec l'onduleur à structure cascadi.

II.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur cascadi à N niveaux

II.2.1 Présentation du convertisseur

L'onduleur multi-niveaux symétrique est constitué de Q cellules élémentaires en série. Chaque cellule élaborée à partir d'interrupteurs entièrement commandables (MOS, GTO, IGBT, associés chacun à une diode antiparallèle supposée idéale) comme l'indique la Figure (II.1).

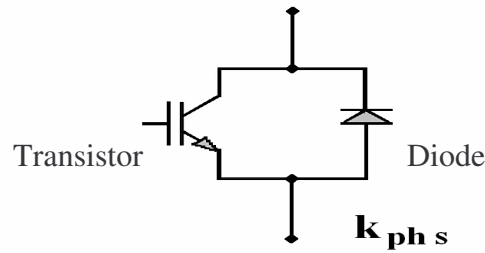


Figure (II.1) : Interrupteur bidirectionnel

L'indice ph de la numérotation de chaque interrupteur, représente la phase considérée (1, 2, 3), et l'indice s indique le numéro de l'interrupteur (de 1 à N_a).

Avec :

$$N_a = N - 1 \tag{II. 1}$$

Le principe de base assez naturel consiste à connecter en série des ponts en H, comme illustré par la Figure (II.3) afin de générer un onduleur de niveau arbitraire, En ne prenant en considération que les 3 niveaux distincts ($+E_c$, 0 , $-E_c$) générés par chacune de ses cellules, un convertisseur composé de Q ponts en H connectés en série (par phase) dispose de 3^Q états de commutation distincts. Dans la plupart des cas, les cellules sont équivalentes, les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série telle que l'onde de la tension synthétisée est la somme des tensions de sortie. Le nombre des niveaux de tension de sortie dans un onduleur en cascade est définie par :

$$N = 2.e + 1 = 2.Q + 1 \tag{II. 2}$$

Où e est le nombre des sources de tension continue.

Q est le nombre des cellules par bras d'onduleur.

Pour générer un niveau quelconque, il y a des permutations possibles des cellules et des combinaisons distinctes conduisant à ce niveau.

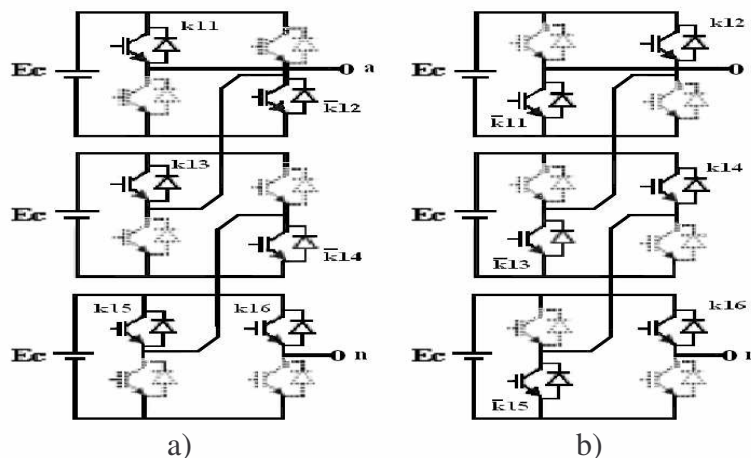


Figure (II.2) : Mise en série de trois onduleurs par phase : exemples de possibilités de commutation a) $V_{an} = +2.E_c$, b) $V_{an} = -3.E_c$

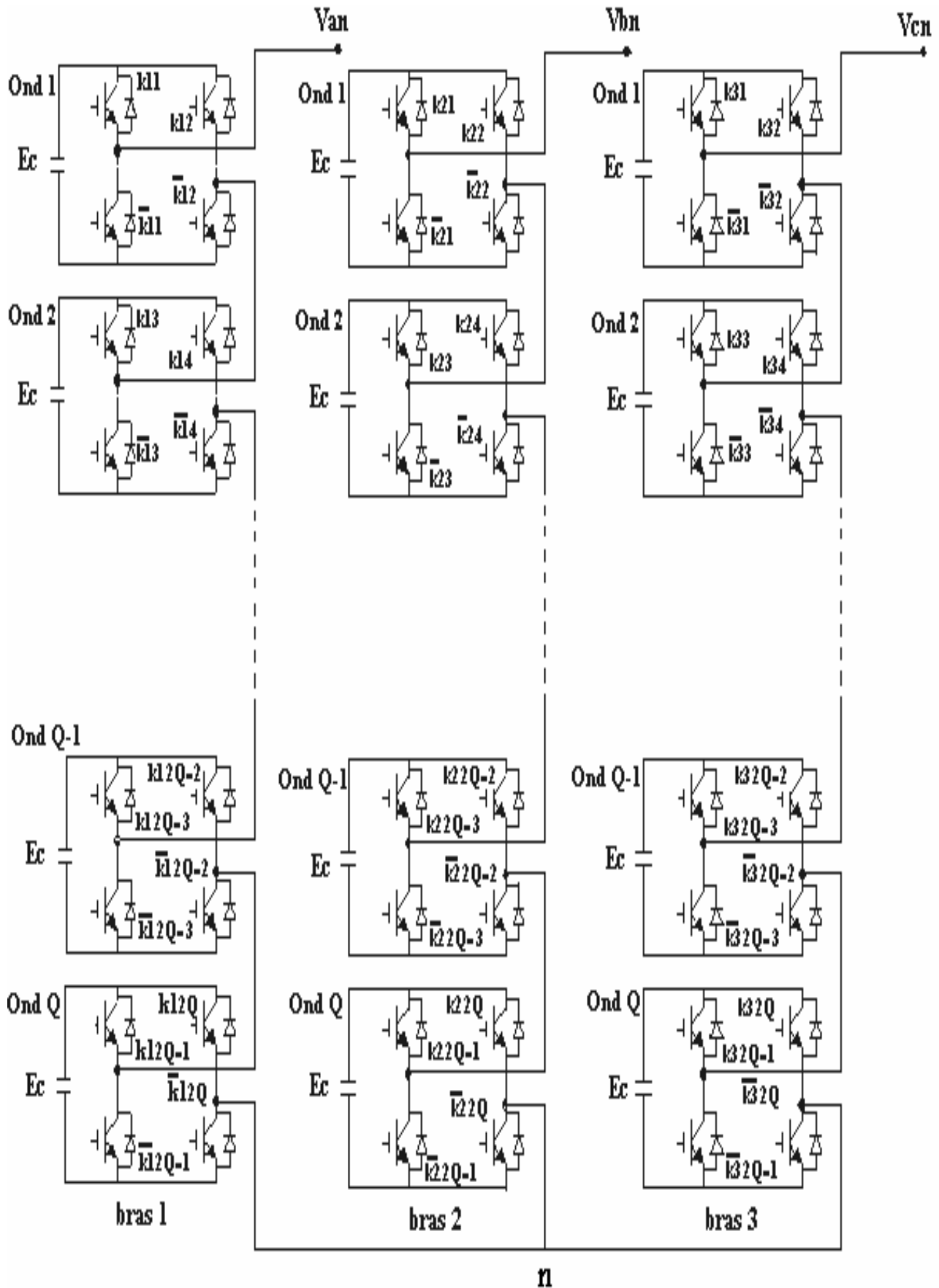


Figure (II.3) : Schéma d'un onduleur triphasé cascadi à N niveaux.

La Figure. (II.2) illustre un exemple de possibiliti de commutation permettant d'obtenir la tension V_{an} . Sur la Figure. (II.2-a) les deux premiers cellules gènèrent chacune une tension E_c , et la cellule trois gènère une tension de 0V qui pourrait aussi s'obtenir en activant les deux interrupteurs inférieurs (\bar{k}_{15} et \bar{k}_{16}). La tension résultante est la somme des tensions des cellules partielles.

$$V_{an} = \sum_{i=1}^{(N-1)/2} V_i \tag{II.3}$$

II.2.2Alimentation des cellules

La principale difficulti de cette topologie réside dans l'alimentation des ponts en H. Il faut autant d'alimentations isolées les unes des autres qu'il y a de cellules. Pour les applications, où la rrversibiliti en puissance n'est pas requise, on peut se contenter de rrvaliser les sources de tension avec des redresseurs à diodes isolés les unes des autres par des transformateurs triphasés à frrvéquence industrielle. Pour certaines applications, la rrversibiliti en puissance est nrvcessaire. Cela peut être le cas en traction électrique, lorsqu'on veut faire de la rrvuprvration au freinage. On peut alimenter les cellules à partir de convertisseurs CC- CC isolés les unes des autres par des transformateurs haute frrvéquence [08].

II.2.3Commande complrvmentaire

La relation qui existe entre la tension de sortie d'un onduleur à Q cellules avec les tensions de sortie de chaque cellule est donnrvée par le Tableau (II.1)

Grandeurs électriques	Tension de sortie des cellules						
	cellule _Q	cellule _{Q-1}	cellule _{Q-2}	cellule ₃	cellule ₂	cellule ₁
V_{an}	E_c	E_c	E_c	E_c	E_c	E_c
$Q.E_c$	E_c	E_c	E_c	E_c	E_c	E_c
$(Q-1).E_c$	0	E_c	E_c	E_c	E_c	E_c
$(Q-2).E_c$	0	0	E_c	E_c	E_c	E_c
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
$3.E_c$	0	0	0	E_c	E_c	E_c
$2.E_c$	0	0	0	0	E_c	E_c
E_c	0	0	0	0	0	E_c
0	0	0	0	0	0	0
$-E_c$	0	0	0	0	0	$-E_c$
$-2.E_c$	0	0	0	0	$-E_c$	$-E_c$
$-3.E_c$	0	0	0	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
$(Q-2).E_c$	0	0	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$
$(Q-1).E_c$	0	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$
$Q.E_c$	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$	$-E_c$

Tableau (II.1) : Tension de sortie en fonction des tensions des cellules.

Pour éviter les courts-circuits et pour acquérir les niveaux $-QE_c, \dots, -2E_c, -E_c, 0, +E_c, +2E_c, \dots, +QE_c$, les groupes $(k_{11}, k_{12}), (k_{13}, k_{14}) \dots$ et $(k_{1\ 2Q-1}, k_{1\ 2Q})$ sont à commande complémentaire par rapport aux groupes $(\bar{k}_{11}, \bar{k}_{12}), (\bar{k}_{13}, \bar{k}_{14}), \dots, (\bar{k}_{1\ 2Q-1}, \bar{k}_{1\ 2Q})$. Le Tableau suivant montre la table d'excitation associée à cette commande complémentaire pour chaque cellule.

cellule _i	k_{phi1}	k_{phi2}	\bar{k}_{phi1}	\bar{k}_{phi2}
1	1	0	0	1
0	1	1	0	0
0	0	0	1	1
-1	0	1	1	0

Tableau (II.2) : Table d'excitation d'une cellule

II.2.4 Modélisation en valeurs instantanées

- Tensions de sortie des ponts constituant le bras k

$$\begin{aligned}
 u_{k1} &= (s_{k1} - s_{k2}).E_c \\
 u_{k2} &= (s_{k3} - s_{k4}).E_c \\
 u_{k3} &= (s_{k5} - s_{k6}).E_c \\
 &\vdots \\
 u_{k\left(\frac{N-1}{2}\right)} &= (s_{k(2.N-3)} - s_{k(2.N-2)}).E_c \\
 u_{k\frac{N-1}{2}} &= (s_{k(2.N-1)} - s_{k(2.N)}).E_c
 \end{aligned}
 \tag{II.3}$$

- Tension simple du bras k

$$V_{kn} = u_{k1} + u_{k2} + u_{k3} + \dots + u_{k\left(\frac{N-1}{2}\right)} + u_{k\frac{N-1}{2}}
 \tag{II.4}$$

II.2.5 Vecteurs d'état du convertisseur

On note par une écriture vectorielle chaque configuration du convertisseur. Les composantes de ce vecteur représentent les états des interrupteurs permettant la circulation du courant dans la charge. La valeur 1 signifie l'état passant de l'interrupteur, 0 son état bloqué. On prend en compte seulement les états des interrupteurs $k_{11}, k_{12}, k_{13}, \dots, k_{1\ 2Q}$ étant donné que ceux des autres sont les complémentaires.

- On prend comme exemple un convertisseur à deux cellules (5 niveaux).

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}' = [1 \ 1 \ 1 \ 1] = 1111 \quad \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}' = [1 \ 1 \ 1 \ 0] = 1110 \quad \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}' = [0 \ 0 \ 1 \ 1] = 0011$$

Le vecteur 1111 se traduit par l'état passant de chacun des interrupteurs $k_{11}, k_{12}, k_{13}, k_{14}$. En vertu de leur complémentarité avec $\bar{k}_{11}, \bar{k}_{12}, \bar{k}_{13}, \bar{k}_{14}$, ces derniers prennent alors le vecteur d'état 0000. On résume dans le Tableau ci-après les cinq niveaux du convertisseur avec tous les vecteurs pouvant générer chacun d'eux.

Valeur de V_{an}	k_{11}	k_{12}	k_{13}	k_{14}
$+ 2E_c$	1	0	1	0
$+ E_c$	1	0	1	1
	1	0	0	0
	1	1	1	0
	0	0	1	0
0	1	0	0	1
	1	1	1	1
	1	1	0	0
	0	1	1	0
	0	0	0	0
	0	0	1	1
$- E_c$	0	1	1	1
	0	1	0	0
	1	1	0	1
	0	0	0	1
$- 2E_c$	0	1	0	1

Tableau (II.3) : Vecteurs d'état du convertisseur à cinq niveaux

On voit bien que pour générer les niveaux $- E_c, 0, + E_c$, on dispose de plusieurs vecteurs d'état. Par exemple, pour générer le niveau E_c , on peut se servir de 1011, 1000, 1110, 0010. On les appelle les vecteurs d'état redondants. Le choix du vecteur à appliquer repose sur le vecteur d'état courant et la minimisation de la perte de commutation. Chaque vecteur d'état permet directement de déterminer la valeur de la tension aux bornes de la charge. On remarque que les états des interrupteurs pour fournir l'alternance négative ou nulle de V_{an} sont les compléments binaires de ceux qui permettent de générer l'alternance positive ou nulle. De plus, chaque vecteur d'état contient $2b$ composantes.

Avec :

$$b = N - 1 \tag{II.5}$$

II.2.6 Configurations possibles

Pour obtenir les 5 niveaux, citons les schémas de configurations correspondants :

1. Niveau $2E_c$

Ce qui correspond au vecteur d'état 1010, d'où la configuration suivante :

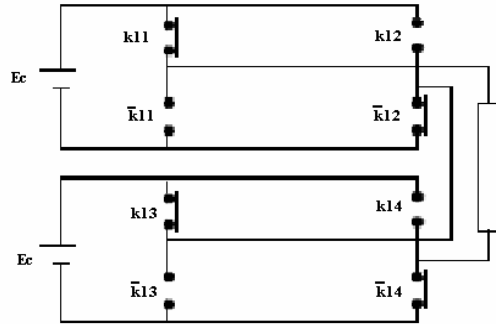


Figure (II.4.1) : Configuration du convertisseur pour générer le niveau $+2E_c$

2. Niveau E_c

Ce qui correspond aux vecteurs d'état 1011, 1000, 1110, 0010 d'où les schémas suivants :

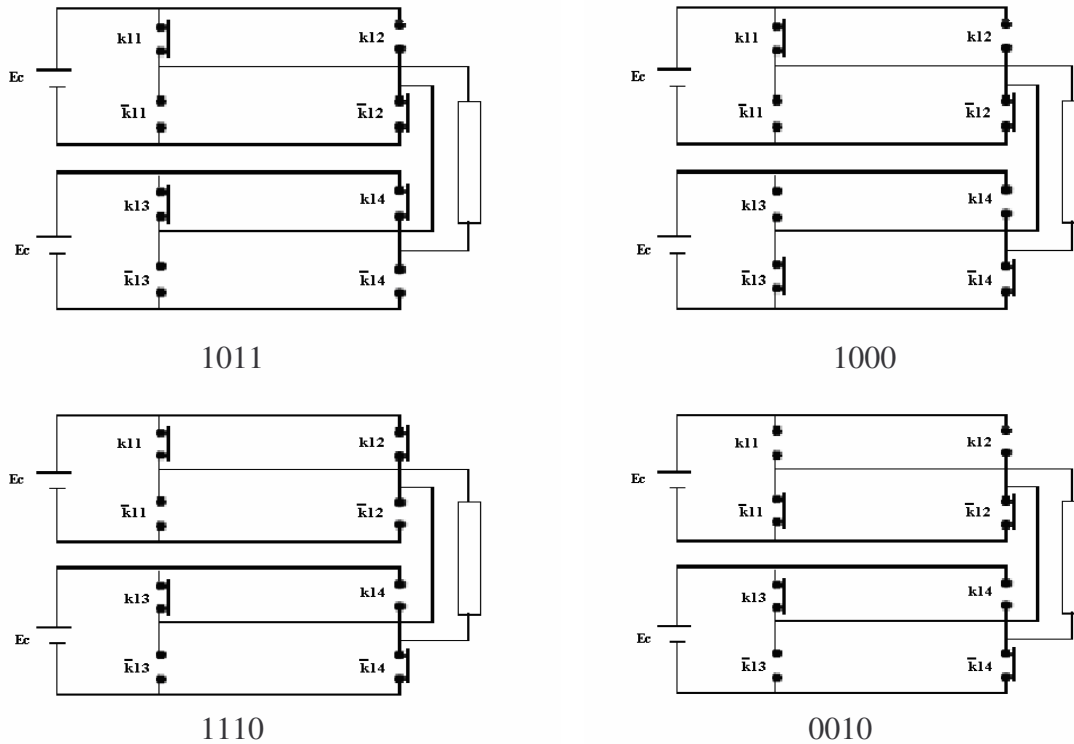


Figure (II.4.2) : Configurations du convertisseur pour générer le niveau $+E_c$

3. Niveau 0

Ce qui correspond aux vecteurs d'état 1001, 1111, 1100, 0110, 0000, 0011 d'où les schémas suivants :

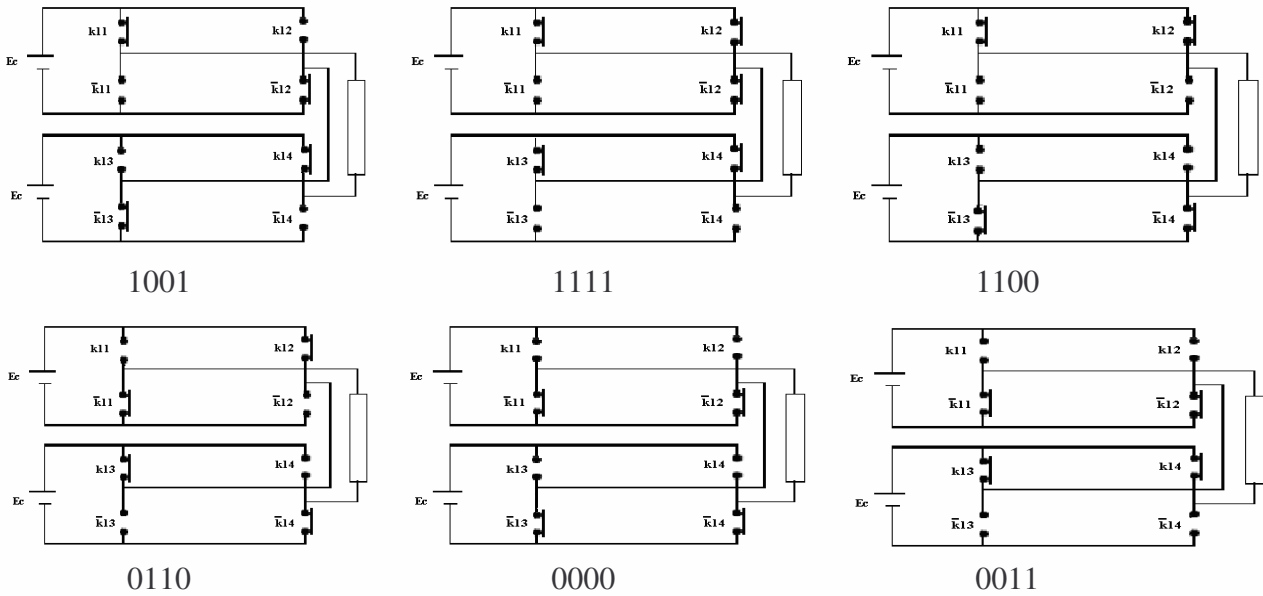


Figure. (II.4.3) : Configuration du convertisseur pour générer le niveau 0

4. Niveau $-E_c$

Ce niveau correspond aux vecteurs d'états 0111, 0100, 1101, 0001

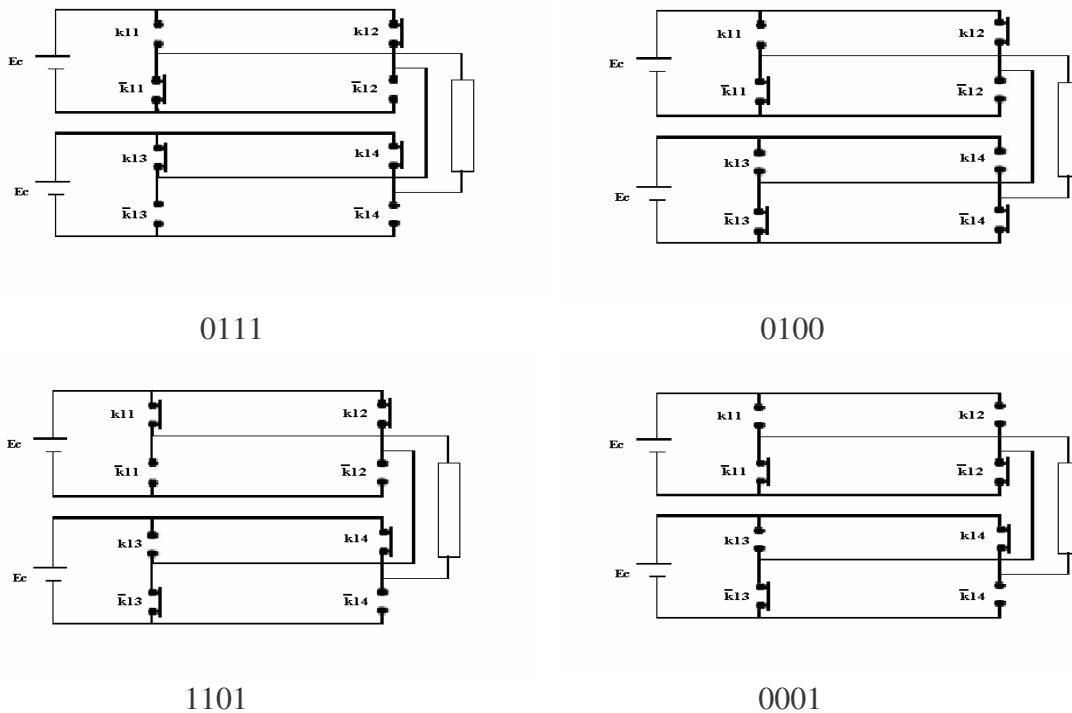


Figure. (II.4.4) : Configurations du convertisseur pour générer le niveau $-E_c$

5. Niveaux $-2.E_c$

Ce qui correspond au vecteur d'état 0101, d'où la configuration suivante :

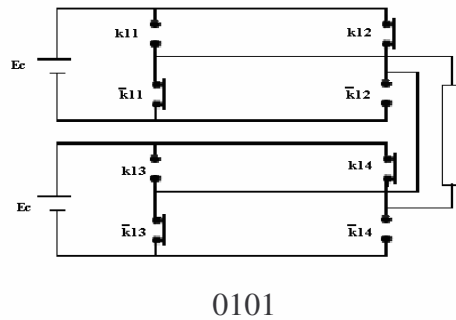


Figure. (II.4.5) : Configuration du convertisseur pour générer le niveau $-2.E_c$

Dans ces configurations, on peut bien préciser le sens du courant si le courant est positif, c'est l'IGBT qui conduit; si le courant est négatif, c'est la diode qui conduit. Le vecteur d'état est indépendant du sens de courant dans la charge. C'est une des caractéristiques des ponts en H.

- Pour un convertisseur à trois cellules ($N = 7$) le tableaux d'excitation devient :

Valeur de V_{an}	k_{11}	k_{12}	k_{13}	k_{14}	k_{15}	k_{16}
$+3E_c$	1	0	1	0	1	0
$+2E_c$	1	0	1	0	0	0
	1	0	1	0	1	1
	1	0	1	1	1	0
	1	0	0	0	1	0
	0	0	1	0	1	0
	1	1	1	0	1	0
$+E_c$	1	0	1	1	0	0
	1	0	0	0	0	0
	1	1	1	0	0	0
	0	0	1	0	0	0
	1	0	1	1	1	1
	1	0	0	0	1	1
	1	1	1	0	1	1
	0	0	1	0	1	1
	1	1	1	1	1	0
	0	0	0	0	1	0
	1	1	0	0	1	0
0	0	1	1	1	0	

0	1	0	0	1	0	0
	1	1	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	0	1	1	0	0	0
	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0
	1	0	0	1	1	1
	1	1	1	1	1	1
	1	1	0	0	1	1
	0	1	1	0	1	1
	0	0	0	0	1	1
	0	0	1	1	1	1
	0	0	1	0	0	1
	0	0	0	1	1	0
	1	1	1	0	0	1
	1	1	0	1	1	0
	1	0	0	0	0	1
	0	1	0	0	1	0
	1	0	1	1	0	1
	0	1	1	1	1	0
1	0	1	1	0	0	
1	0	0	0	0	0	
1	1	1	0	0	0	
$-E_c$	0	1	0	0	1	1
	0	1	1	1	1	1
	0	0	0	1	1	1
	1	1	0	1	1	1
	0	1	0	0	0	0
	0	1	1	1	0	0
	0	0	0	1	0	0
	1	1	0	1	0	0
	0	0	0	0	0	1
	1	1	1	1	0	1
	0	0	1	1	0	1
	1	1	0	0	0	1
$-2E_c$	0	1	0	1	1	1
	0	1	0	1	0	0
	0	1	0	0	0	1
	0	1	1	1	0	1
	1	1	0	1	0	1
	0	0	0	1	0	1
$-3E_c$	0	1	0	1	0	1

Tableau (II.4) : Vecteurs d'état du convertisseur à sept niveaux

Les multiples possibilités permettant de générer la même tension à la sortie peuvent être exploitées afin d'optimiser les performances du convertisseur (élimination des harmoniques, réduction des pertes par commutation ou par conduction). Cette topologie présente plusieurs avantages, parmi lesquels :

- La modularité de sa structure permet facilement son extension à un nombre élevé de cellules sur chaque phase, sans complexité supplémentaire ;
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basses tensions.

Dans les applications comme l'alimentation des véhicules électriques, ou les applications de petite puissance, les tensions continues sont disponibles (piles à combustibles, batteries, cellules photovoltaïques...). Par contre dans d'autres applications mobiles (comme dans la traction ferroviaire, et dans la propulsion maritime), la nécessité de disposer d'autant de sources de tensions isolées que de cellules partielles rend cette topologie volumineuse et coûteuse.

Dans les applications industrielles comme l'alimentation des compresseurs de forte puissance (plusieurs dizaines de mégawatts) pour le pompage du pétrole et du gaz par exemple, le réseau d'alimentation est souvent à tension élevée (33 kV, 270 kV ...). La présence d'un transformateur basse fréquence devient quasiment incontournable, pour adapter la tension du réseau à celle des machines (généralement 3.3 kV ou 6.6 kV), compte tenu de la limitation en tension de blocage des semi-conducteurs actuels. Le transformateur dans ce cas, facilite l'obtention des sources de tensions galvaniquement isolées. Son encombrement, son coût et sa maintenance (notamment le refroidissement) ne posent forcément plus un problème, puisqu'il s'agit là d'une application immobile.

Dans les applications triphasées, si la stratégie de commande n'est pas convenablement choisie, on pourrait générer des tensions de mode commun qui pourraient être prohibitives éventuellement pour la charge, mais aussi pour le convertisseur et son alimentation [09].

Pour la suite du travail, sont adoptées les hypothèses suivantes :

- Les tensions des cellules E_c sont des tensions continues supposées égales et constantes;
- Les interrupteurs bidirectionnels sont supposés idéaux;
- Le récepteur est couplé en étoile avec neutre isolé.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasée équilibré directe sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{réf1} = V_M \cdot \sin(\omega t) \\ V_{réf2} = V_M \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{réf3} = V_M \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

II.3 Stratégies de commande MLI de l'onduleur à N niveaux

Les stratégies de commande des convertisseurs multi-niveaux sont une adaptation de celles appliquées aux convertisseurs à deux niveaux [09]. Dans cette partie, nous présentons quelques stratégies de commande comme :

- Commande triangulo-sinusoidale;
- Modulation vectorielle;
- Commande à hystérésis de courant modulair.

II.3.1 Commande triangulo-sinusoidale

Plusieurs techniques triangulo-sinusoidale appliquées au convertisseur multi-niveaux ont été étudiées pendant les dernières deux décennies. En générale, les techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont classifiées dans les deux catégories suivantes:

- Les techniques à porteuses triangulaires;
- Les techniques numériques directes (modulation vectorielle).

Tous les deux sont des extensions des stratégies MLI traditionnelles à deux niveaux au convertisseur multi-niveaux. Récemment, avec le développement de la technologie numérique, la modulation vectorielle est largement répandue, en raison non seulement son exécution matérielle relativement facile, mais aussi de la bonne utilisation des sources de tensions continues. Mais cette méthode à un inconvénient très significatif si le niveau de tension est plus de cinq, l'algorithme de commande devient trop complexe pour le mettre en application. Ainsi il est raisonnable d'adapter les techniques à porteuses triangulaires dans des applications à niveau élevé [10]. Dans ce chapitre, les principes des techniques MLI appliquée à l'onduleur multi-niveaux cascadi seront décrits.

II.3.1.1 Forme des porteuses

Pour avoir une caractéristique de réglage linéaire, la porteuse doit être formée de segments de droite de pentes identiques, positive ou négative. On distingue la porteuse en dents de scie et la porteuse triangulaire symétrique Figure (II.5). La dernière présente l'avantage de permettre un échantillonnage à deux fois la fréquence de la porteuse, ce qui se traduit par un signal généralement de meilleure qualité [08].

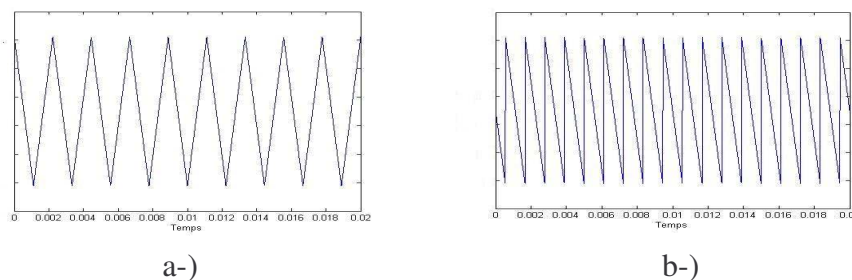


Figure. (II.5) : Exemples de porteuses triangulaires; a-) triangles symétriques b-) dents de scies décalées à gauche

Les modulateurs multi-niveaux sont généralement basés sur l'utilisation de porteuses triangulaires symétriques. Ces porteuses sont au nombre d'une de moins que le nombre de niveaux, leur agencement caractérise la méthode de modulation. La combinaison des signaux de comparaison permet de déterminer le signal modulé et plus ou moins directement d'obtenir les signaux de commande. Le signal modulé est généré par le convertisseur par l'intermédiaire des signaux de commande, il n'a généralement pas d'utilité en tant que signal et souvent on passe directement des signaux de comparaison aux signaux de commande du convertisseur [08].

Les agencements les plus fréquemment rencontrés sont [11]:

- porteuses en phase (phase disposition PD), Figure. (II.6) (a),
- porteuses alternées (alternative phase opposition disposition APOD), Figure. (II.6) (b),
- porteuses en phase du même côté de l'axe du zéro, avec opposition de part et d'autre de l'axe zéro (phase opposition disposition POD), Figure. (II.6)(c).

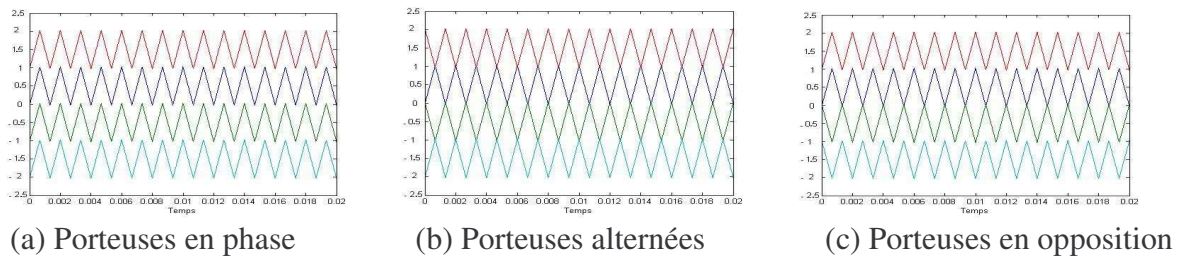


Figure (II.6) : Principaux agencements de porteuses

Les porteuses triangulaires sont données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_p = V_{pm} \cdot \arctan(\tan(\omega t - \psi)) \cdot 2 / \pi & \text{pour les dents de scie} \\ V_p = V_{pm} \cdot (\arcsin(\cos(\omega t - \psi)) \cdot 4 / \pi - 1) & \text{pour les dents ordinaires} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.3.1.2 Modulation de largeur d'impulsion subharmonique (SHPWM)

Le principe de la méthode SHPWM est basé sur l'utilisation de plusieurs porteuses triangulaires avec seulement une onde de référence par phase, appelée modulante. Pour un onduleur de N niveaux, les $N-1$ porteuses triangulaires de même fréquence f_p et même amplitude crête à crête V_{pm} , sont disposées de sorte que les bandes qu'elles occupent soient contiguës. La référence nulle est placée au milieu de l'ensemble des porteuses. L'onde de la modulation est une sinusoïdale de fréquence $f_{réf}$ et d'amplitude V_M . Les instants de commutation des interrupteurs, sont déterminés par la comparaison des $(N-1)$ porteuses avec la modulante Figure (II.7).

Pour la technique SHPWM, l'indice de modulation m est le rapport de la fréquence de la porteuse f_p à la fréquence de la tension de référence sinusoïdale $f_{réf}$:

$$m = \frac{f_p}{f_{réf}} \tag{II.8}$$

Avec :

$f_{réf}$: La fréquence du signal de référence (modulante).

f_p : La fréquence de la porteuse.

La modulation est synchrone lorsque m est entier, elle est asynchrone dans le cas contraire. De l'autre coté, le taux de modulation r est le rapport entre l'amplitude de la tension de référence V_M et $N-1$ fois l'amplitude de la porteuse triangulaire V_{pm} :

$$r = \frac{V_M}{(N-1)V_{pm}} \tag{II.9}$$

Avec :

V_M : L'amplitude de l'onde de référence (modulante).

V_{pm} : L'amplitude de la porteuse.

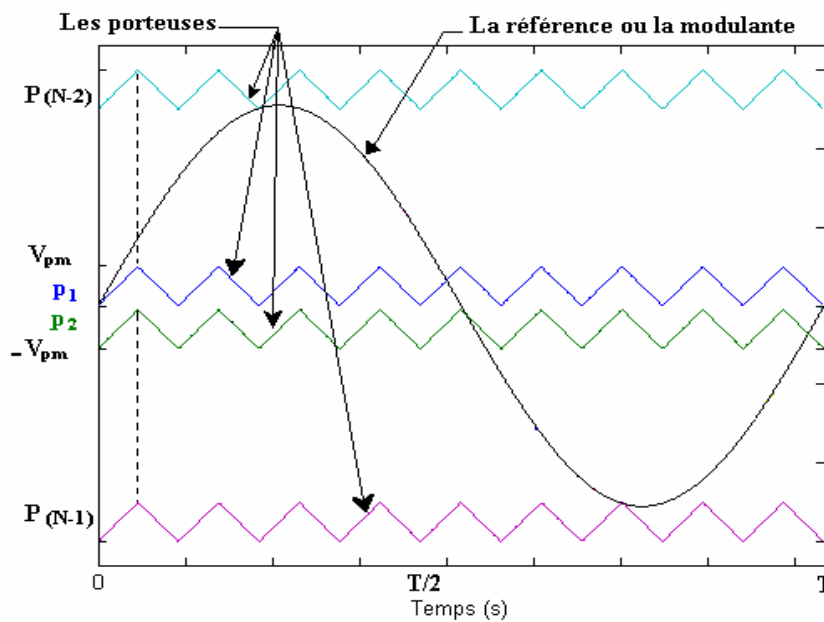


Figure (II.7) : La référence et les $(N-1)$ porteuses triangulaires d'un onduleur cascadi à N niveaux

– **Algorithme de la commande**

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale à $N-1$ porteuses se résume pour un bras k de l'onduleur à N niveaux comme suit

$$\begin{aligned}
 & \text{if } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \leq E_c) \text{ et } (V_{réfk} \geq Vp1) \Rightarrow (V'_{k11} = 1 \text{ else } V'_{k11} = 0) \\
 & \text{if } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (E_c \leq V_{réfk} \leq 2.E_c) \text{ et } (V_{réfk} \geq Vp3) \Rightarrow (V'_{k12} = 1 \text{ else } V'_{k12} = 0) \\
 & \dots
 \end{aligned} \tag{II.10}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{if } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } ((\frac{N-1}{2}-1)E_c \leq V_{réfk} \leq (\frac{N-1}{2}).E_c) \text{ et } (V_{réfk} \geq Vp(N-2)) \\
 & \Rightarrow (V'_{k\frac{N-1}{2}} = 1 \text{ else } V'_{k\frac{N-1}{2}} = 0)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{if } (V_{réfk} \leq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq -E_c) \text{ et } (V_{réfk} \geq Vp2) \Rightarrow (V''_{k11} = 0 \text{ else } V''_{k11} = -1) \\
 & \text{if } (V_{réfk} \leq 0) \text{ et } (-E_c \geq V_{réfk} \geq -2.E_c) \text{ et } (V_{réfk} \geq Vp4) \Rightarrow (V''_{k12} = 0 \text{ else } V''_{k12} = -1) \\
 & \dots
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{if } (V_{réfk} \leq 0) \text{ et } (-\frac{N-1}{2}E_c \geq V_{réfk} \geq -(\frac{N-1}{2}).E_c) \text{ et } (V_{réfk} \geq Vp(N-1)) \\
 & \Rightarrow (V''_{k\frac{N-1}{2}} = 0 \text{ else } V''_{k\frac{N-1}{2}} = -1)
 \end{aligned}$$

$$V_k = \sum_{i=1}^{\frac{N-1}{2}} (V'_i + V''_i) \tag{II.11}$$

Suivant la valeur de V_k il est possible de définir les signaux de commande des différentes cellules.

– Résultats de simulation

– Pour le niveau trois ($N = 3$)

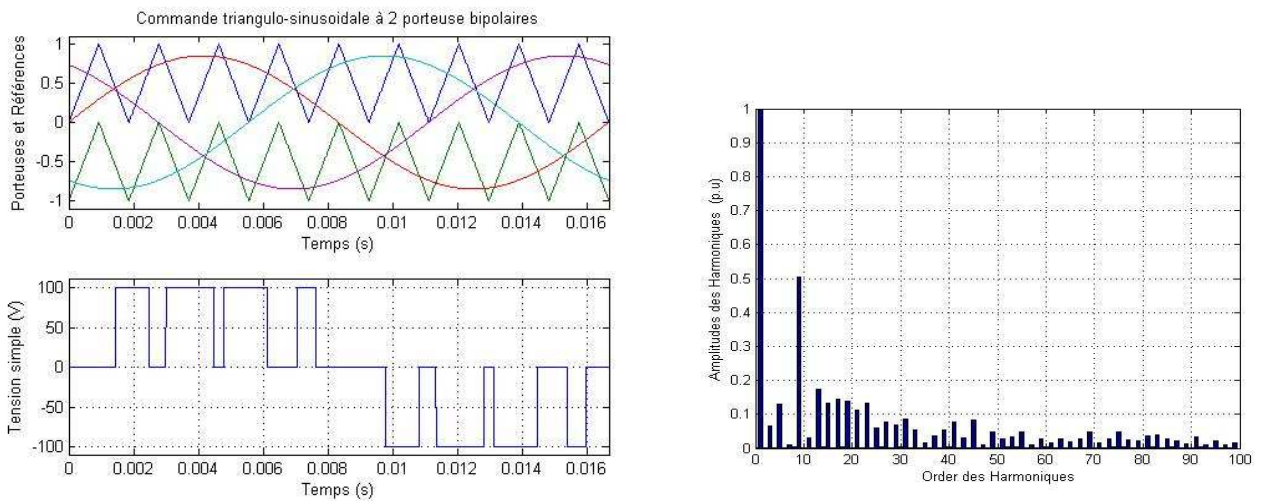


Figure (II.8.1) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 9, r = 0.85$)

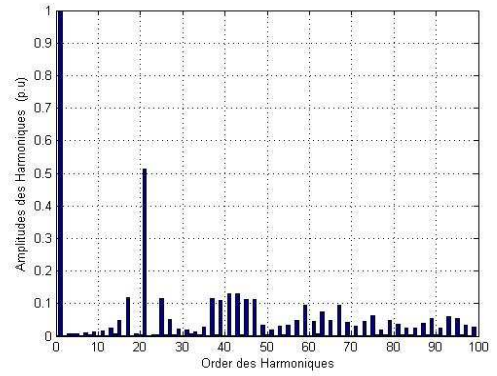
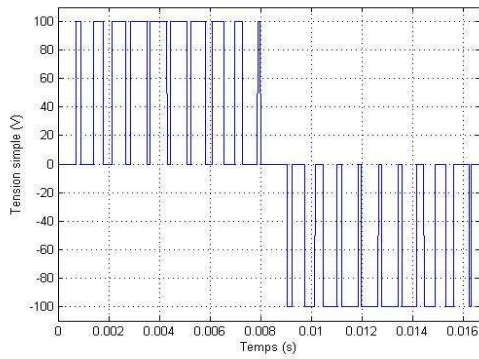


Figure (II.8.2) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau cinq ($N = 5$)

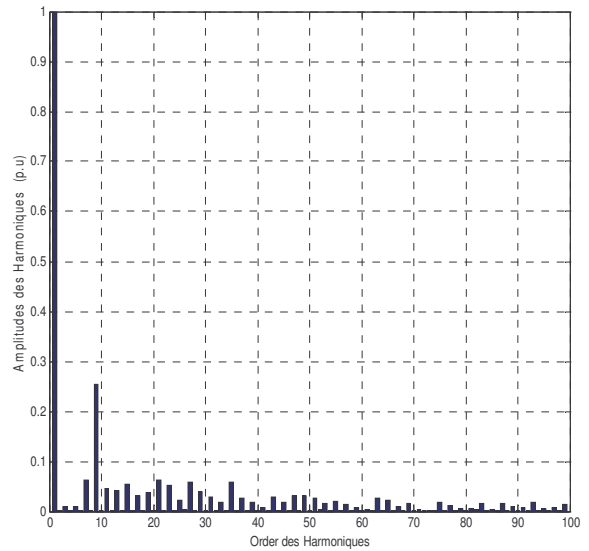
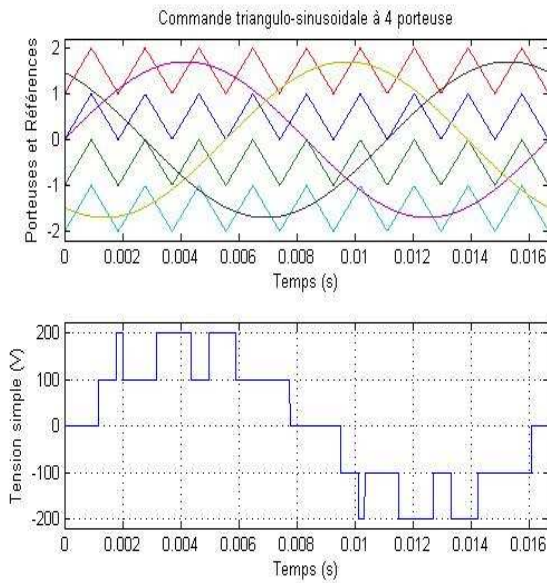


Figure. (II.8.3) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 9, r = 0.85$)

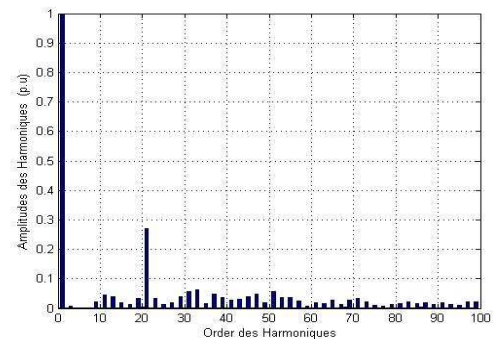
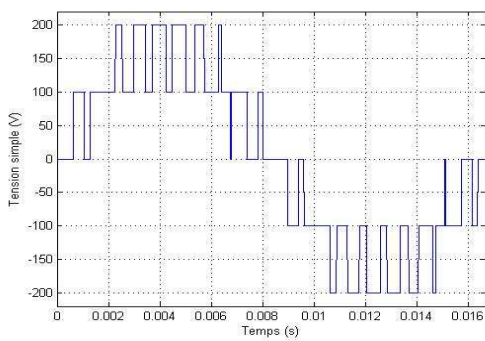


Figure (II.8.4) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau sept ($N = 7$)

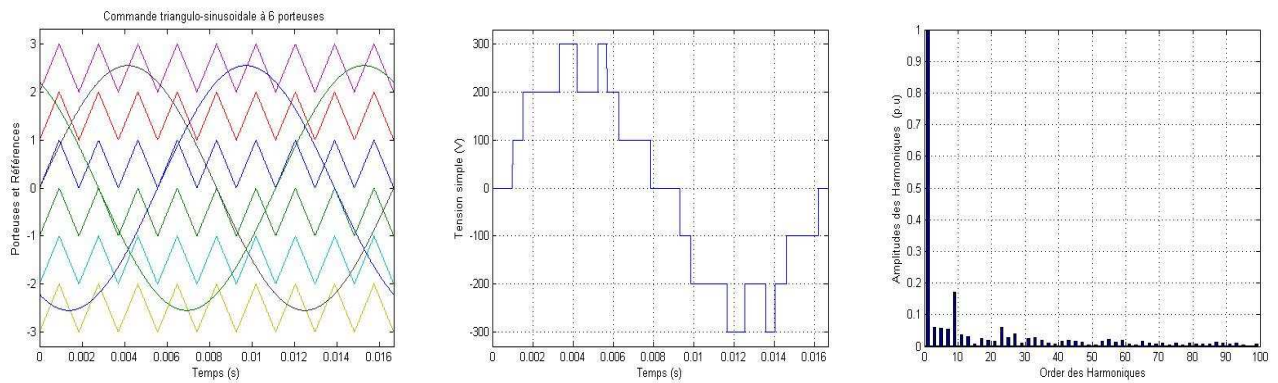


Figure (II.8.5) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 9, r = 0.85$)

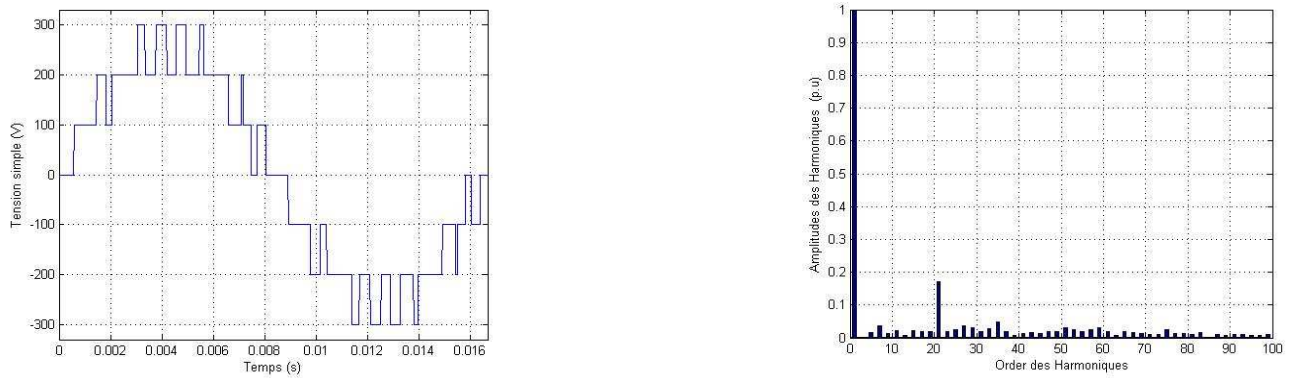


Figure (II.8.6) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveaux onze ($N = 11$)

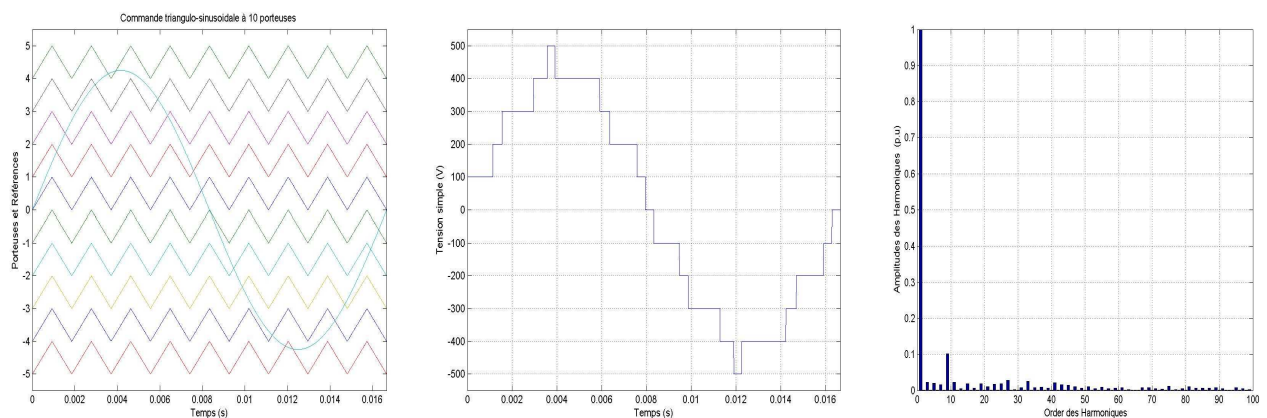


Figure (II.8.7) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à dix porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 9, r = 0.85$)

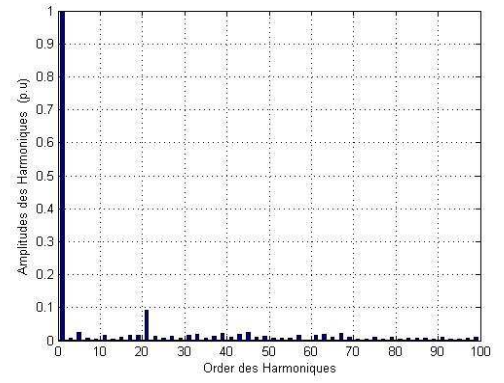
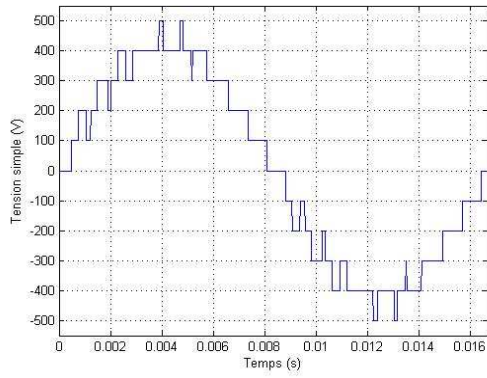
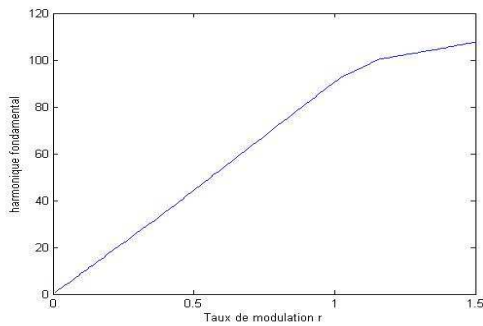
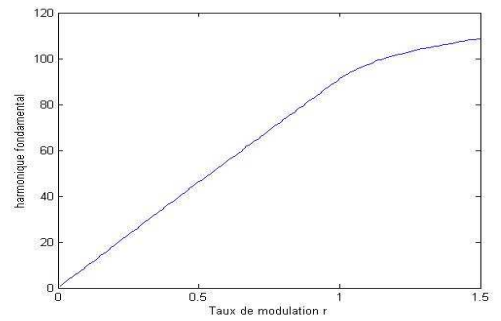


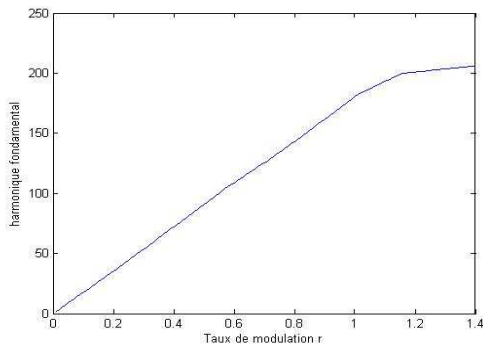
Figure (II.8.8) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à onze niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 21, r = 0.85$)



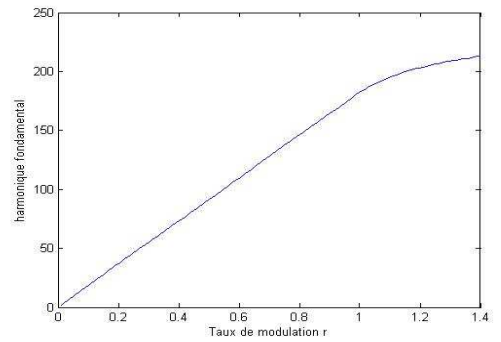
($N = 3, m = 9$)



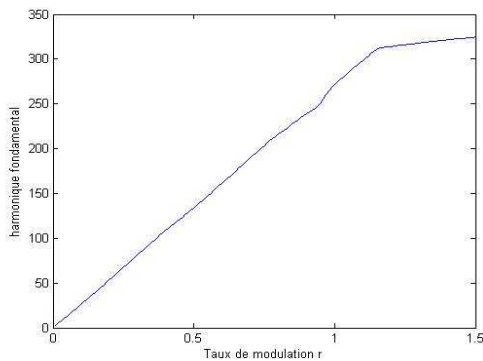
($N = 3, m = 21$)



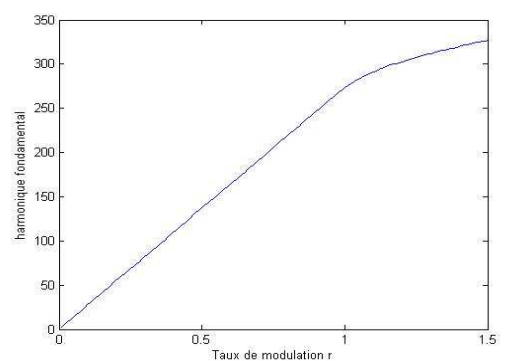
($N = 5, m = 9$)



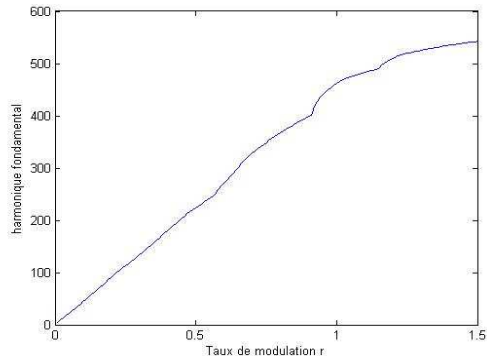
($N = 5, m = 21$)



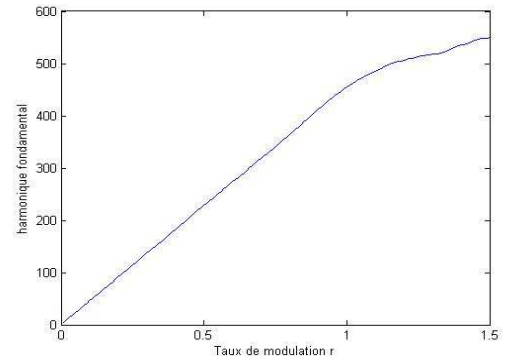
($N = 7, m = 9$)



($N = 7, m = 21$)

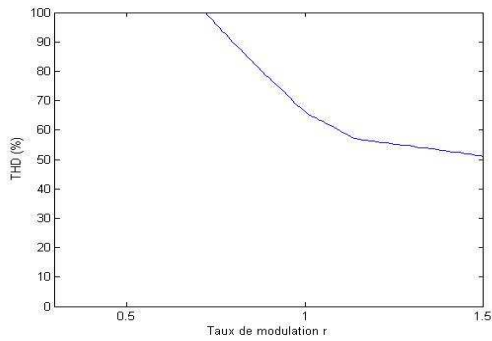


$(N = 11, m = 9)$

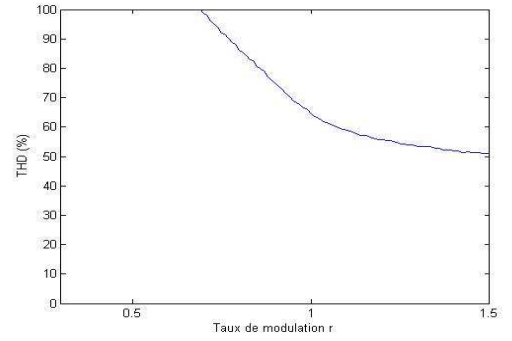


$(N = 11, m = 21)$

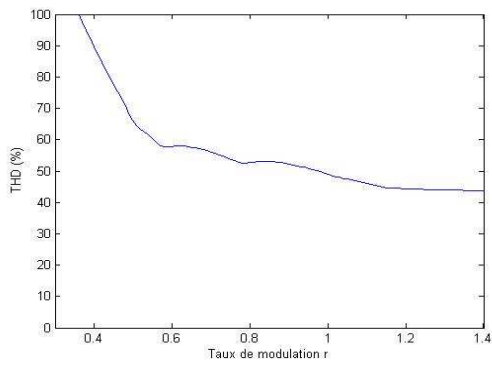
Figure. (II.9.1) : Caractéristiques de réglages de la commande SHPWM



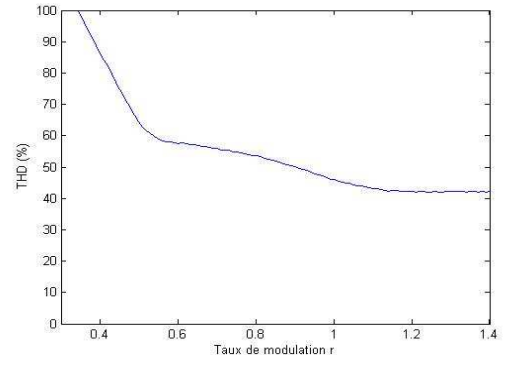
$(N = 3, m = 9)$



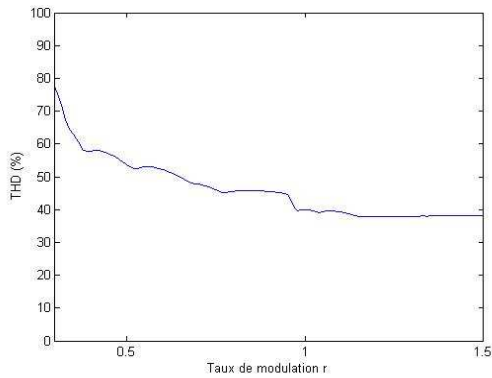
$(N = 3, m = 21)$



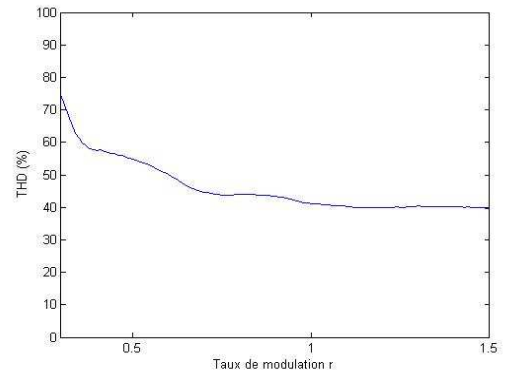
$(N = 5, m = 9)$



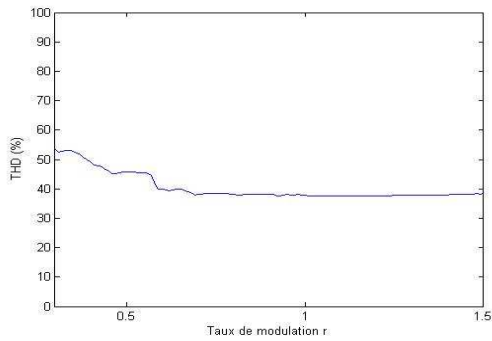
$(N = 5, m = 21)$



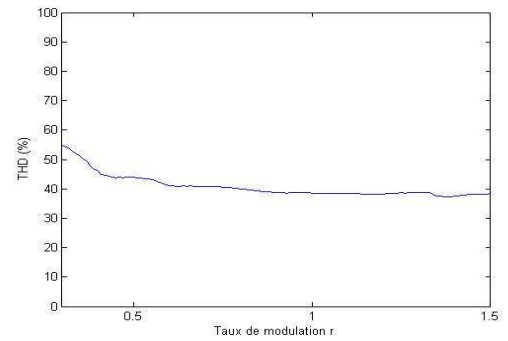
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$



($N = 11, m = 9$)



($N = 11, m = 21$)

Figure (II.9.2): Variation du THD en fonction de r pour les 100 premiers harmoniques

— Association machine asynchrone-onduleur cascadi à sept niveaux

La Figure (II.10) représente l'alimentation de la machine asynchrone par un onduleur cascadi à sept niveaux qui sera adoptée pour la suite de notre travail. Cette association conduit aux résultats de la Figure (II.11)

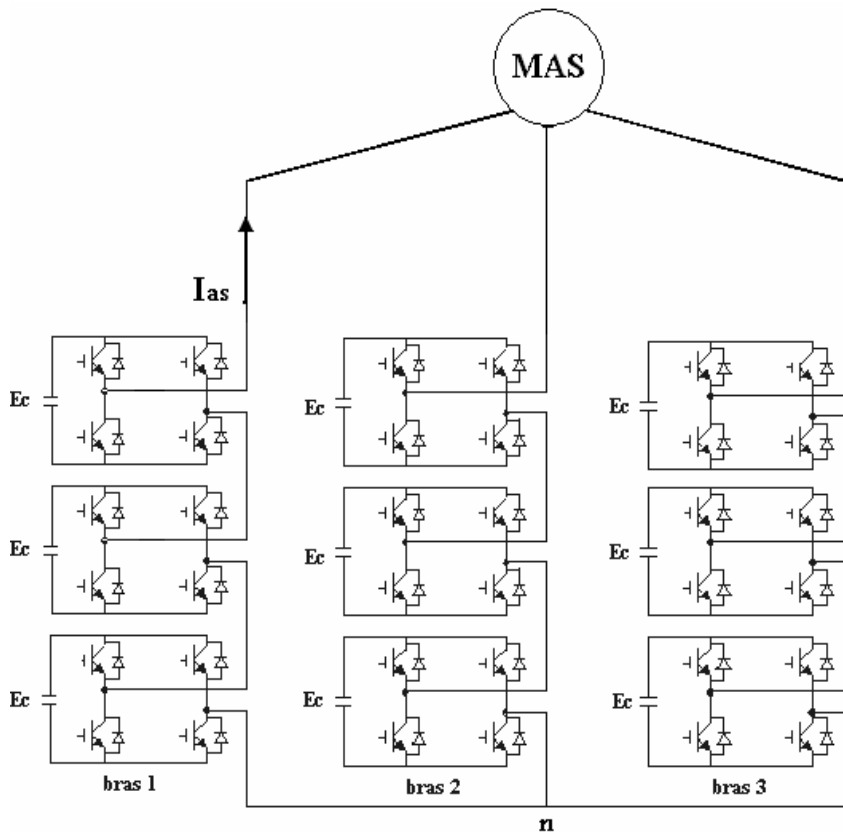
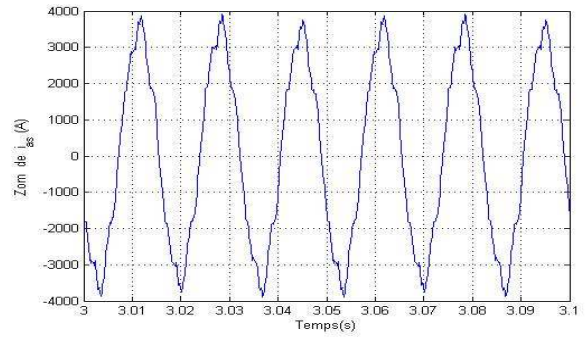
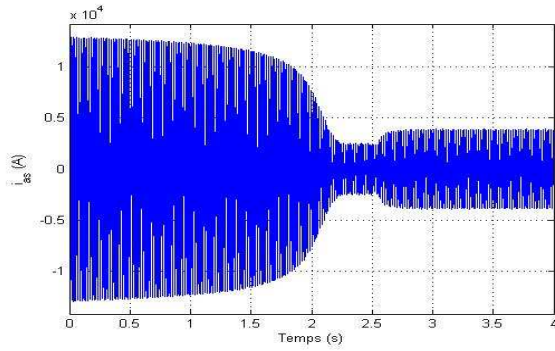
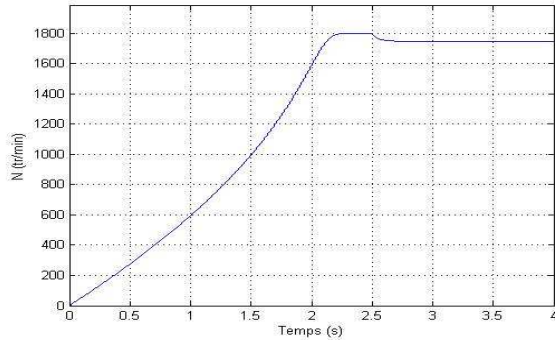


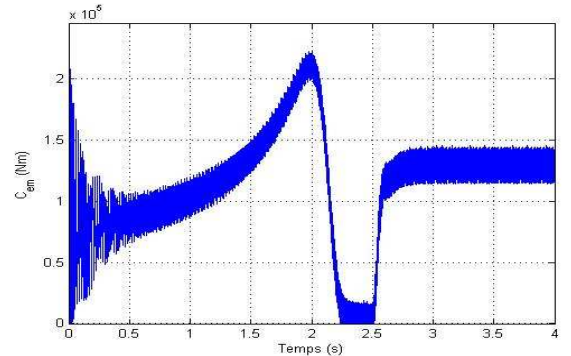
Figure (II.10) : Association Machine asynchrone Onduleur cascadi à sept niveaux



a) Courant statorique



b) Vitesse de rotation



c) Couple électromagnétique

Figure (II.11) : Caractéristiques du moteur asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande SHPWM ($r = 0.85, m = 9$) lors d'une application d'un couple résistant ($C_r = 130 \text{ kN.m}$) à $t = 2.5 \text{ s}$.

II.3.1.3 Commande triangulo-sinusoidal à $\frac{N-1}{2}$ porteuses unipolaires

Cette stratégie de commande est définie par $\frac{N-1}{2}$ porteuses identiques (soit porteuses en dents de scie ou en dents ordinaires), dont l'une est déphasée par rapport à l'autre de $\frac{2\pi}{N-1}$.

On admet que toutes les sources de tensions continues de l'onduleur à N niveaux sont égales

$$E_{c1} = E_{c2} = E_{c3} = \dots = E_c \tag{II.12}$$

Pour les dents ordinaires

$$V_{pn} = V_{pm} \cdot \arcsin(\cos(2\omega t - (n-1)\pi/(N-1))) / 3. \quad n = 1, \dots, \frac{N-1}{2} \tag{II.13}$$

Pour les dents de scie

$$V_{pn} = V_{pm} \cdot \arctan(\tan(\omega t - (n-1)\pi/(N-1))) / 3. \quad n = 1, \dots, \frac{N-1}{2} \tag{II.14}$$

– Algorithme de la commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale à $\frac{N-1}{2}$ porteuses unipolaires se résume pour un bras k de l'onduleur à N niveaux comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \text{if } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq Vp1) \Rightarrow (V_{k0} = 1 \text{ else } V_{k0} = 0) \\
 & \text{if } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq Vp2) \Rightarrow (V_{k1} = 1 \text{ else } V_{k1} = 0) \\
 & \vdots \\
 & \text{if } (V_{réfk} \geq 0) \text{ et } (V_{réfk} \geq Vp_{N-1/2}) \Rightarrow (V_{k\frac{N-1}{2}-1} = 1 \text{ else } V_{k\frac{N-1}{2}-1} = 0). \tag{II.15} \\
 & \text{if } (V_{réfk} < 0) \text{ et } (|V_{réfk}| \geq Vp1) \Rightarrow (V_{k0} = -1 \text{ else } V_{k0} = 0) \\
 & \text{if } (V_{réfk} < 0) \text{ et } (|V_{réfk}| \geq Vp2) \Rightarrow (V_{k1} = -1 \text{ else } V_{k1} = 0) \\
 & \vdots \\
 & \text{if } (V_{réfk} < 0) \text{ et } (|V_{réfk}| \geq Vp_{N-1/2}) \Rightarrow (V_{k\frac{N-1}{2}-1} = -1 \text{ else } V_{k\frac{N-1}{2}-1} = 0) \\
 & V_k = V_{k0} + V_{k1} + \dots + V_{k\frac{N-1}{2}-1}
 \end{aligned}$$

Suivant les valeurs de V_k , on génère les commandes des composants de puissance.

– Résultats de simulation

II.3.1.3.1 Porteuses en dents ordinaires

– Pour le niveau trois (N = 3)

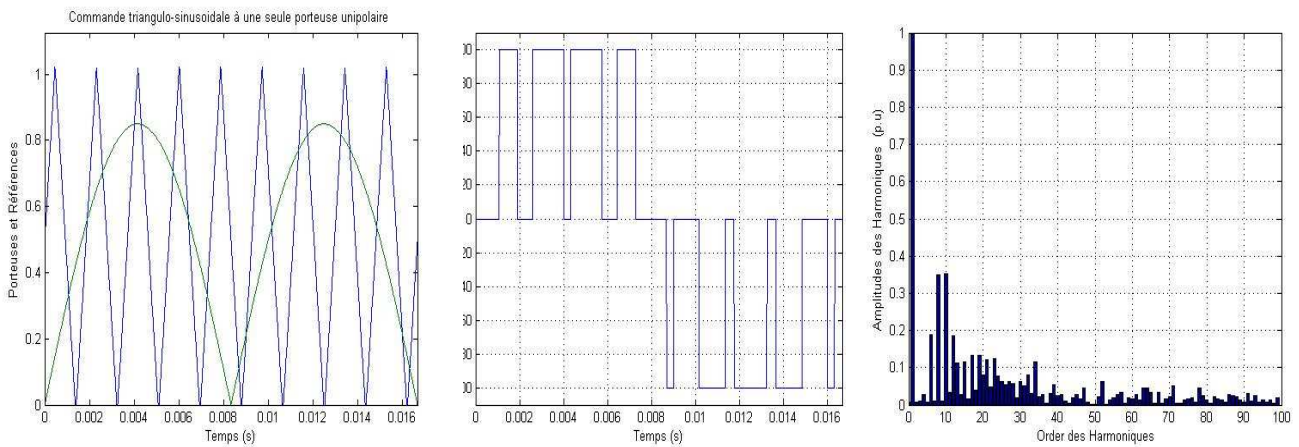


Figure. (II.12.1) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 9, r = 0.85$).

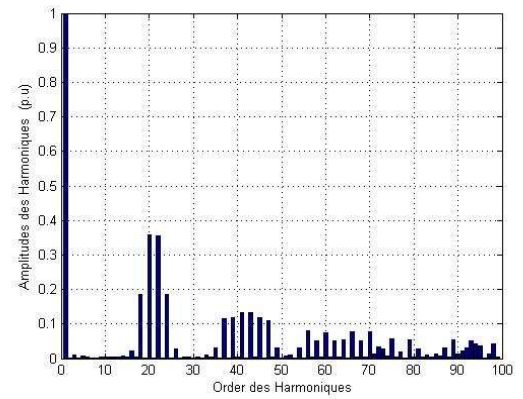
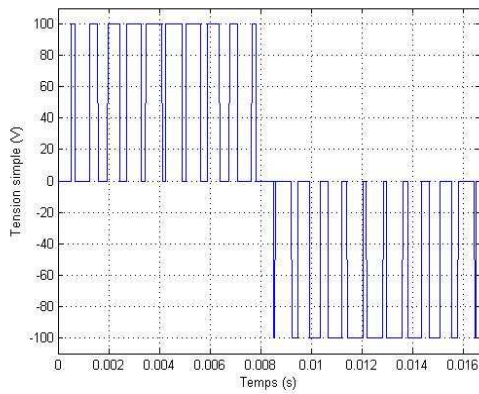


Figure. (II.12.2) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau cinq ($N = 5$)

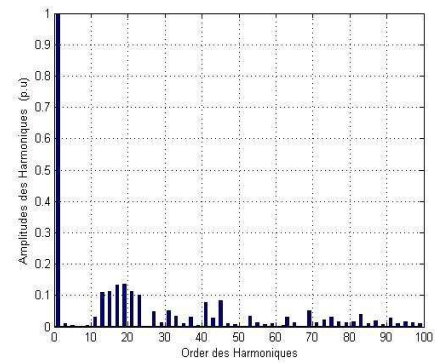
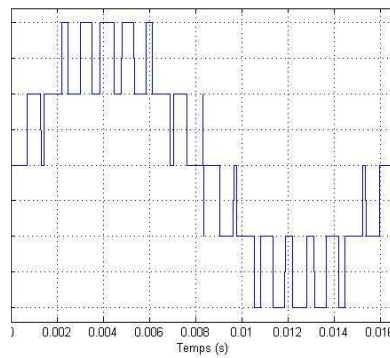
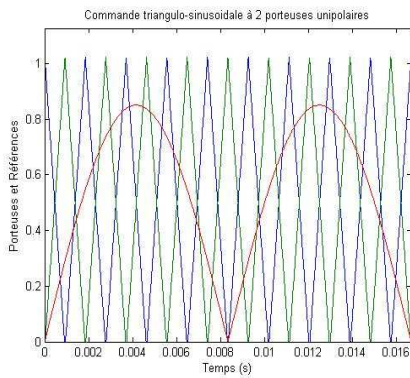


Figure. (II.12.3) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 9, r = 0.85$).

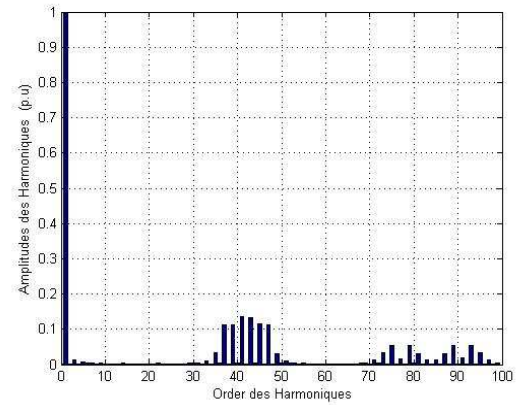
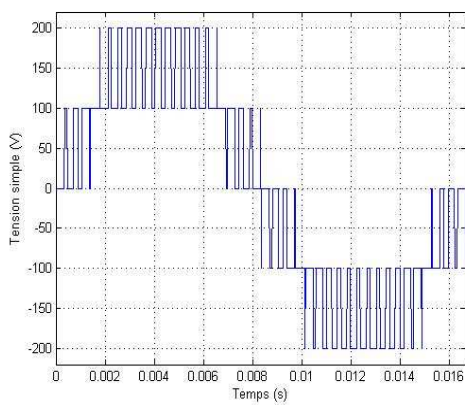


Figure (II.12.4) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau setp ($N = 7$)

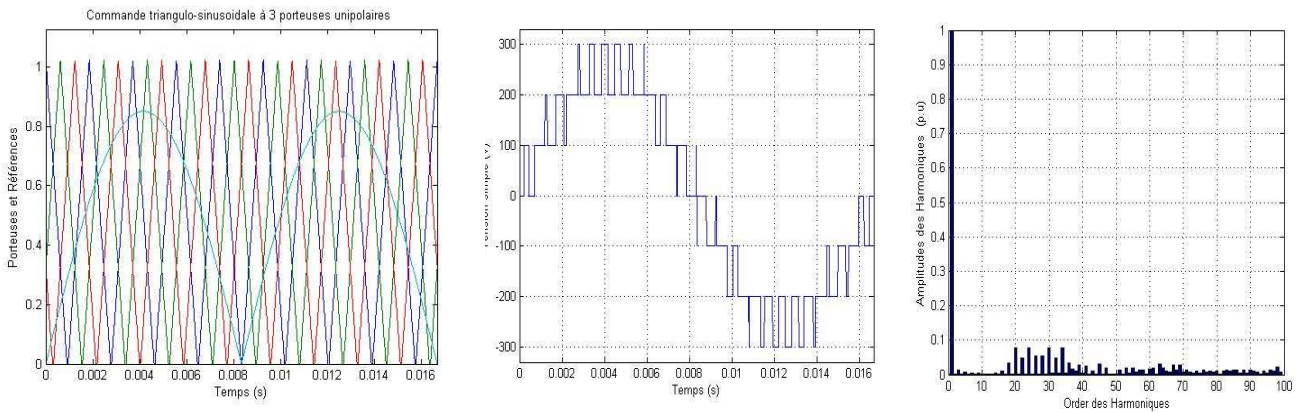


Figure (II.12.5) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à trois porteuses, ainsi que la tension V_{an} et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 9, r = 0.85$).

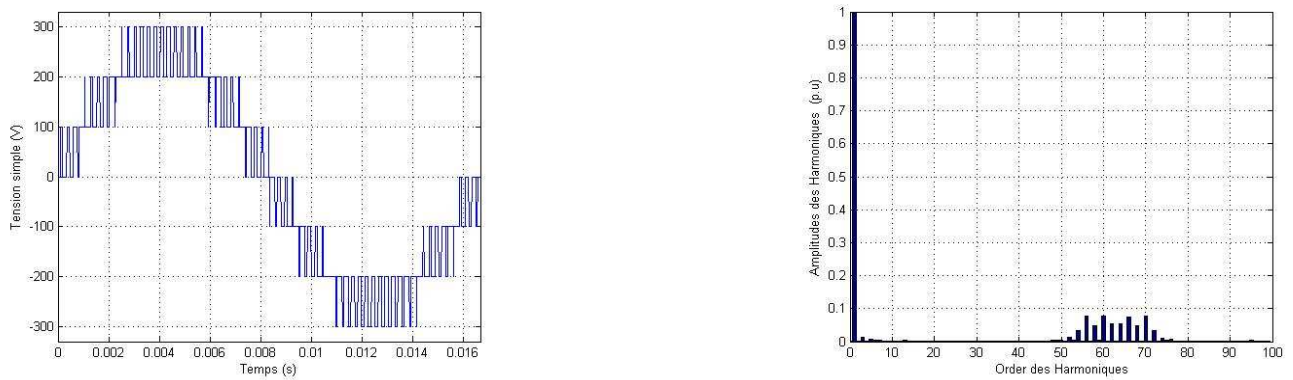


Figure (II.12.6) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau onze ($N = 11$)

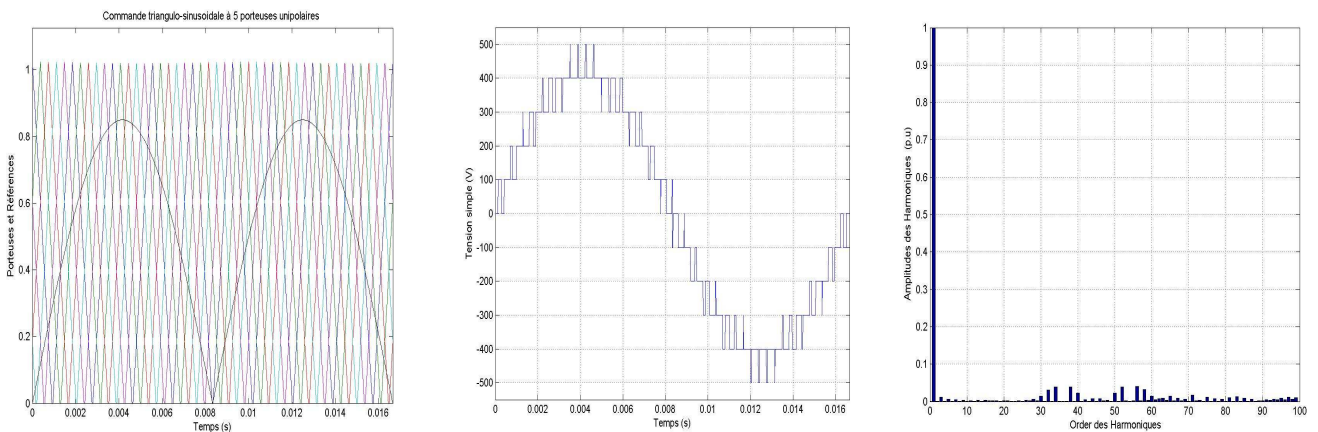


Figure (II.12.7) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidal à dix porteuses, ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 9, r = 0.85$).

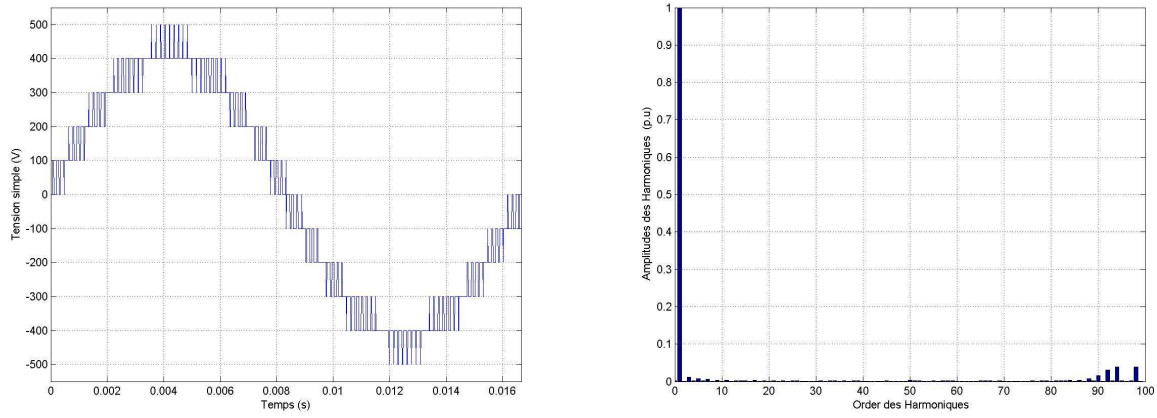
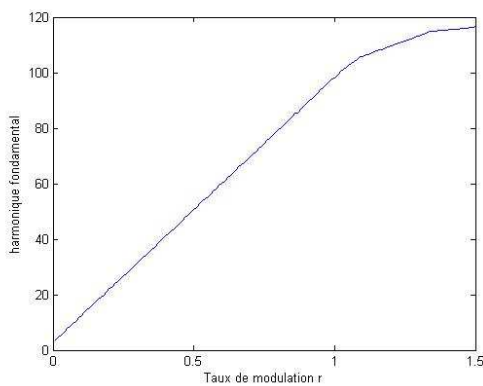
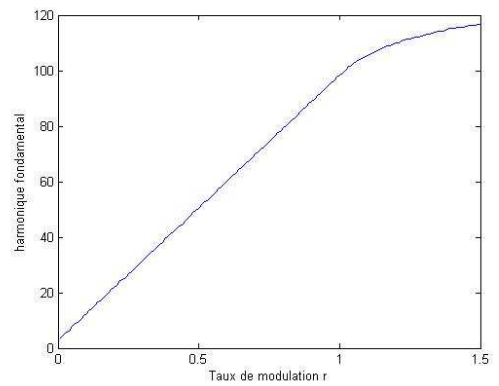


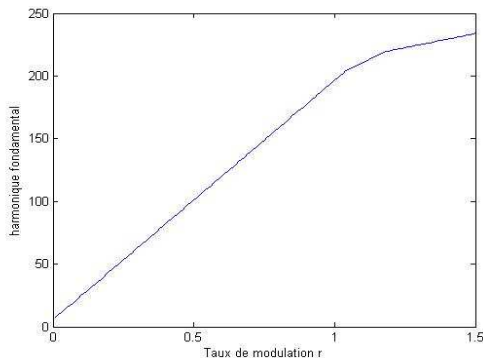
Figure (II.12.8) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à onze niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 21, r = 0.85$)



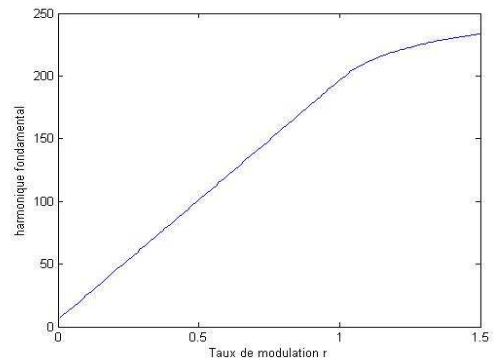
($N = 3, m = 9$)



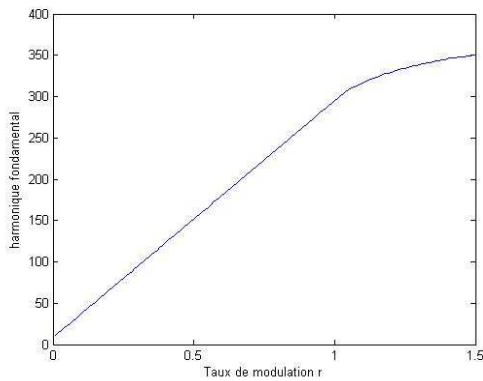
($N = 3, m = 21$)



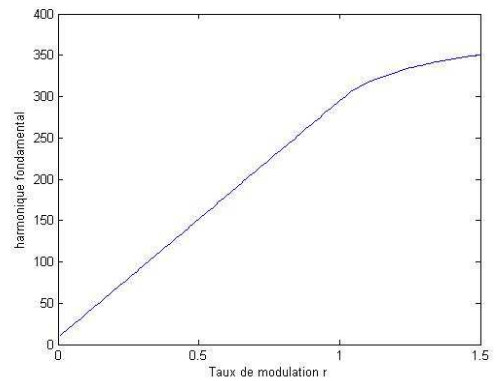
($N = 5, m = 9$)



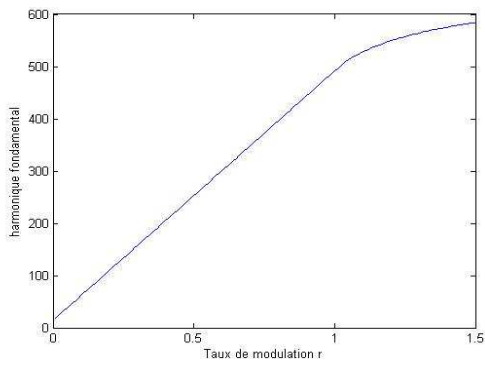
($N = 5, m = 21$)



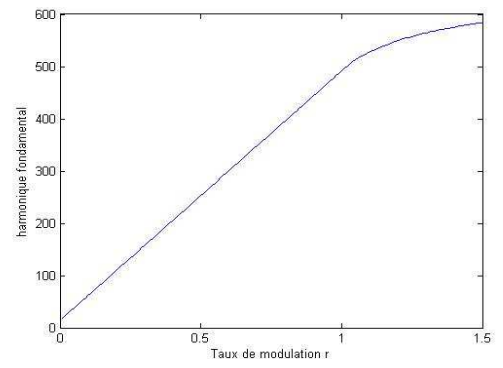
($N = 7, m = 9$)



($N = 7, m = 21$)

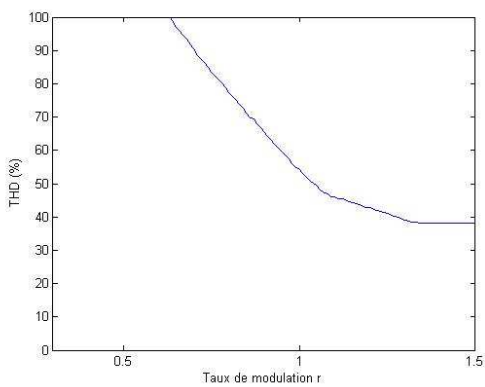


$(N = 11, m = 9)$

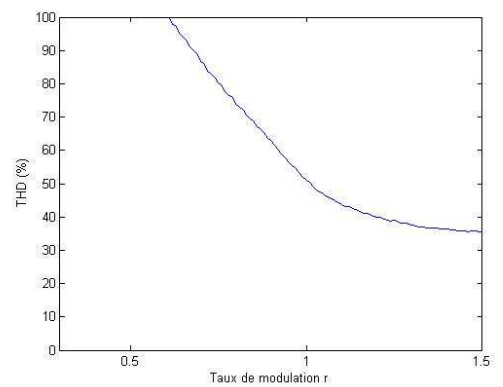


$(N = 11, m = 21)$

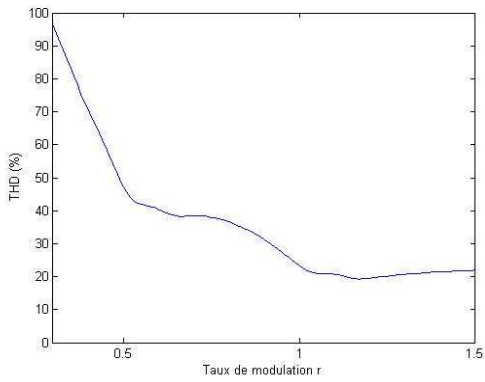
Figure (II.13.1) : Caractéristiques de réglages de la commande triangulo-sinusoidale à $\frac{N-1}{2}$ porteuses unipolaires en dents ordinaires



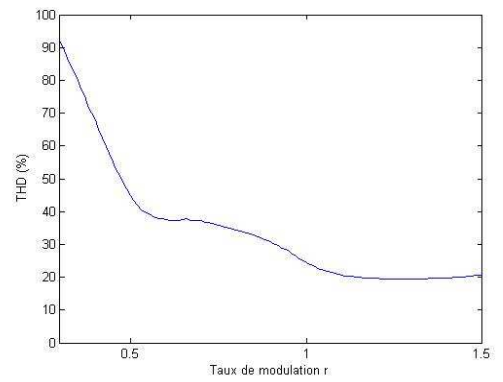
$(N = 3, m = 9)$



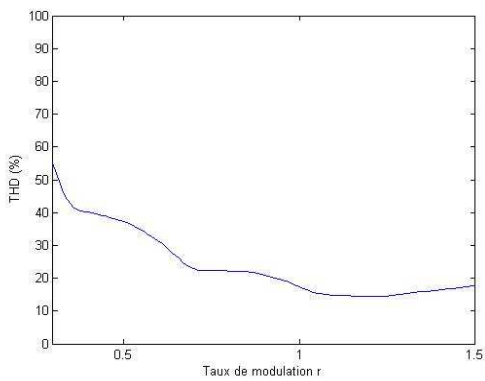
$(N = 3, m = 21)$



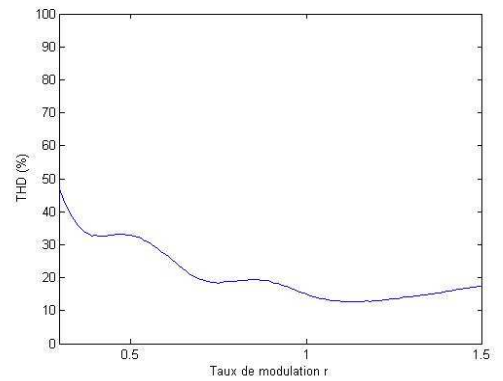
$(N = 5, m = 9)$



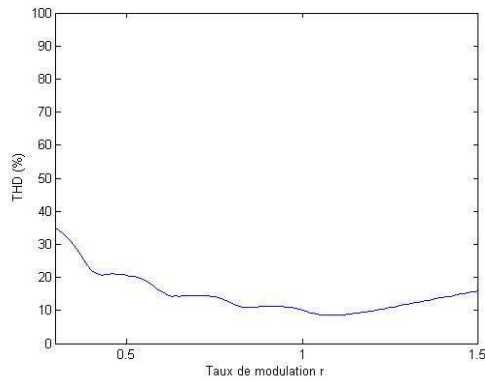
$(N = 5, m = 21)$



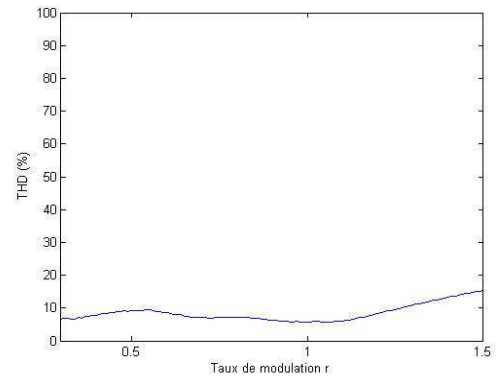
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$



($N = 11, m = 9$)

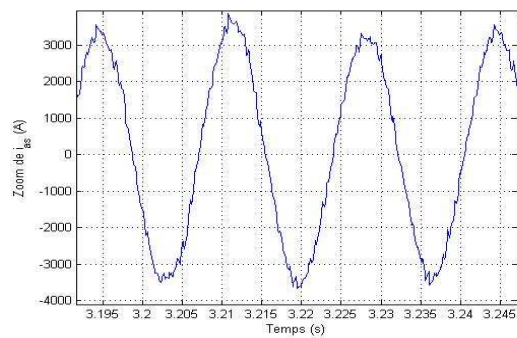
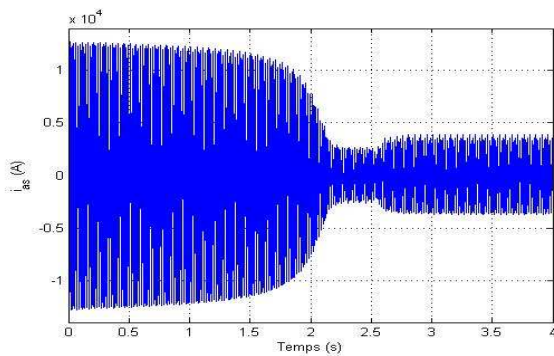


($N = 11, m = 21$)

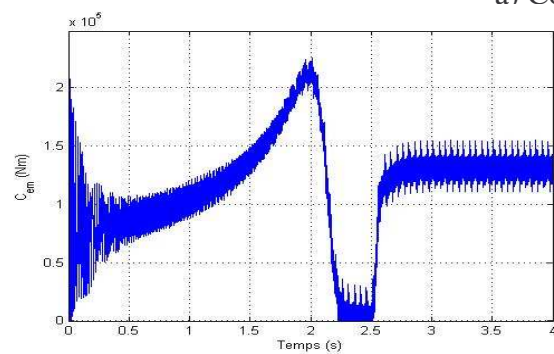
Figure (II.13.2) : Variation du THD en fonction de r pour les 100 premiers harmoniques

— Association machine asynchrone-onduleur cascadi à sept niveaux

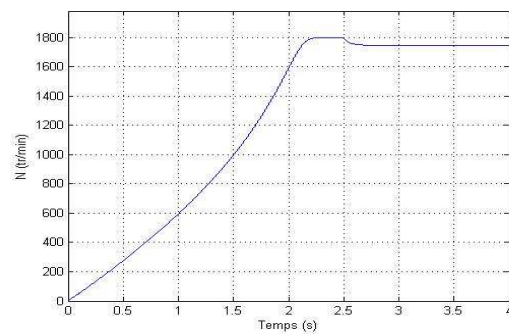
Les résultats de l'association de la machine asynchrone avec l'onduleur cascadi à sept niveaux sont donnés par la figure (II.14)



a) Courant statorique



b) Vitesse de rotation



c) Couple électromagnétique

Figure (II.14) : Caractéristiques du moteur asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande PWM unipolaire en dents ordinaires ($r = 0.85, m = 9$) lors d'une application d'un couple résistant ($C_r = 130 \text{ kN.m}$) à $t = 2.5\text{s}$.

II.3.1.3.2 Porteuses en dents de scie

– Pour le niveau trois ($N = 3$)

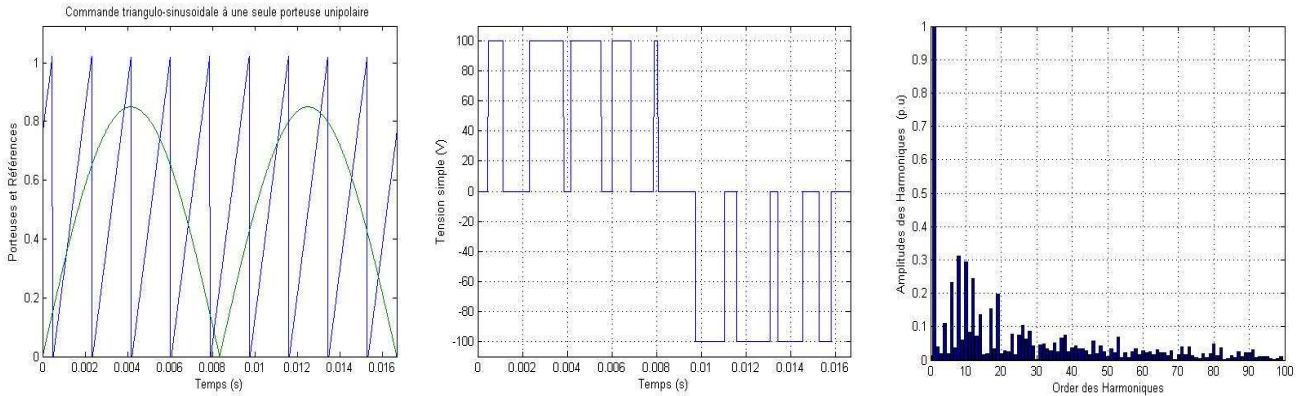


Figure (II.15.1) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse, ainsi que la tension V_{an} et son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 9, r = 0.85$).

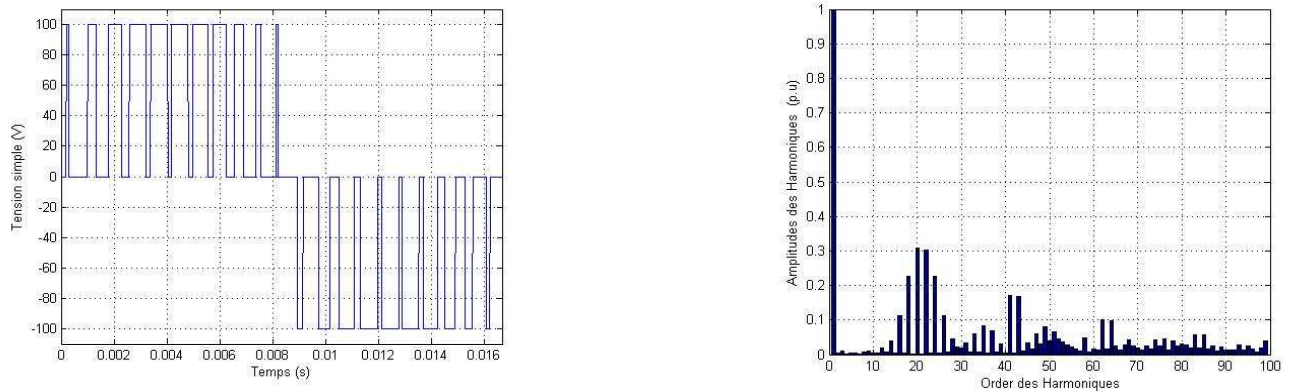


Figure (II.15.2) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau cinq ($N = 5$)

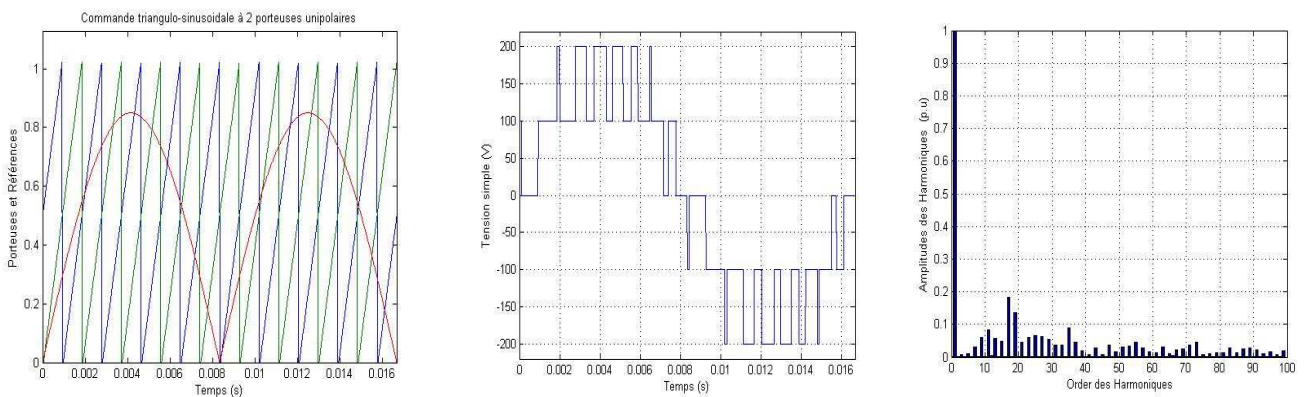


Figure (II.15.3) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec sa spectre harmonique pour ($N = 5, m = 9, r = 0.85$).

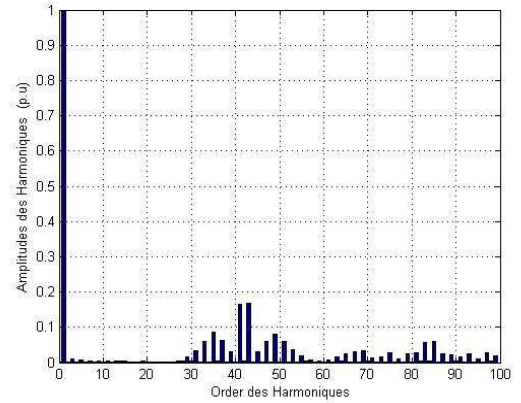
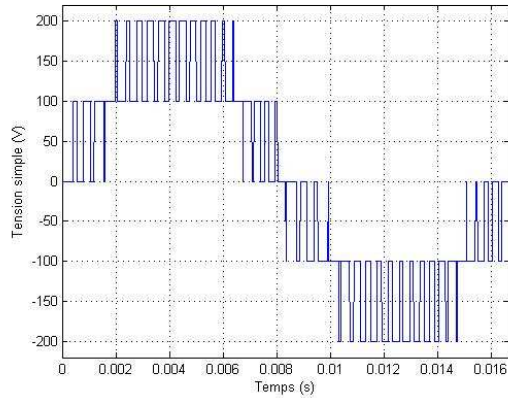


Figure (II.15.4) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau sept ($N = 7$)

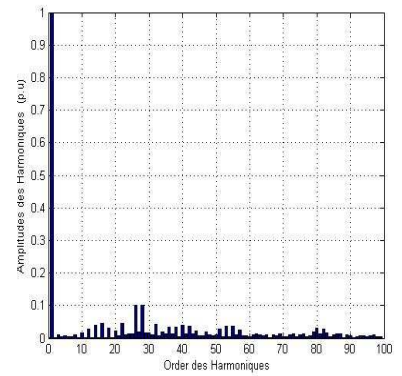
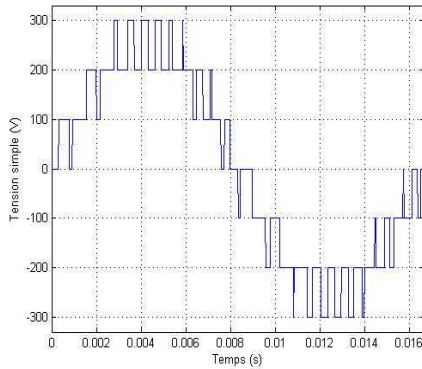
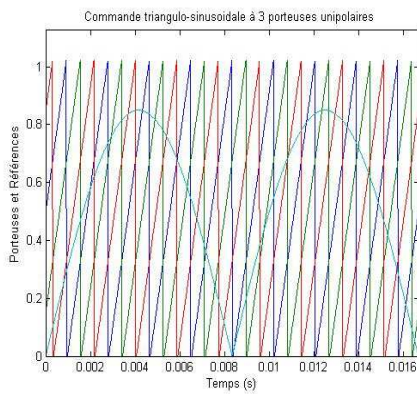


Figure (II.15.5) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à trois porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 9, r = 0.85$).

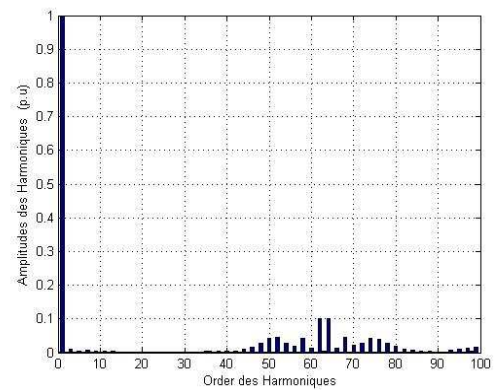
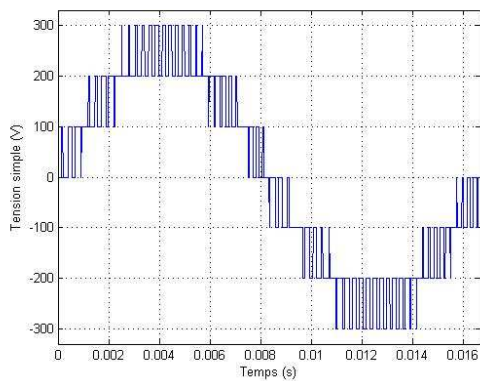


Figure (II.15.6) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau onze ($N = 11$)

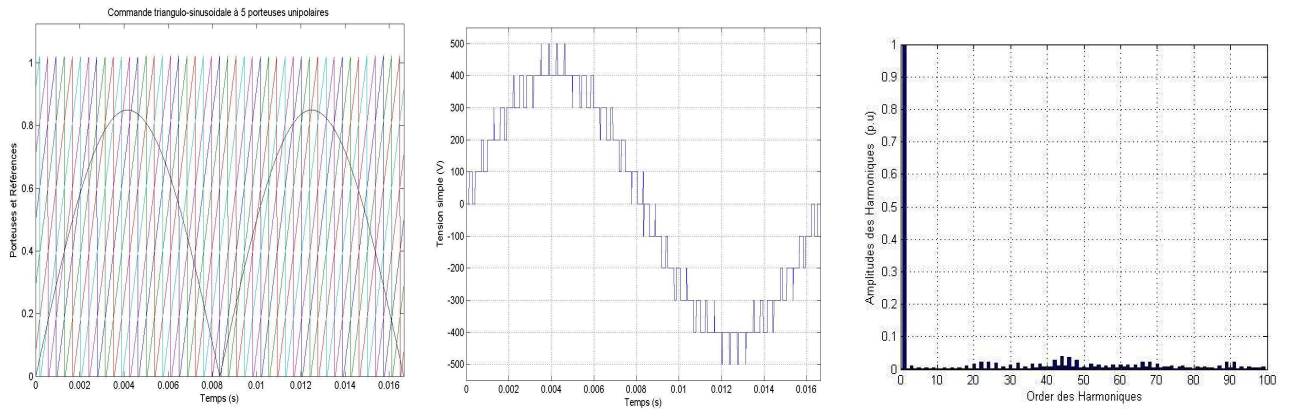


Figure (II.15.7) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à cinq porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 9, r = 0.85$).

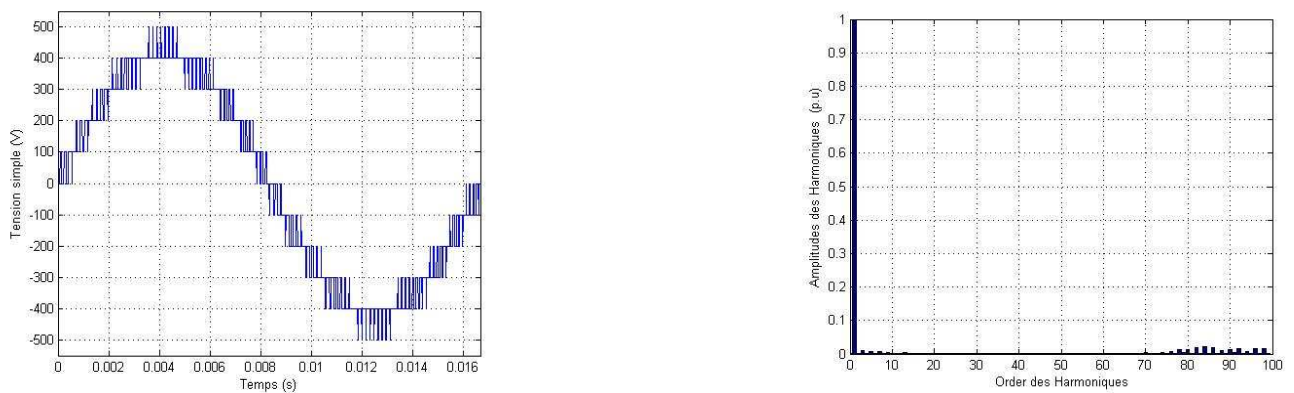
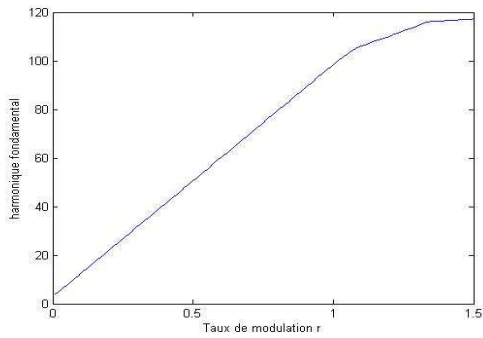
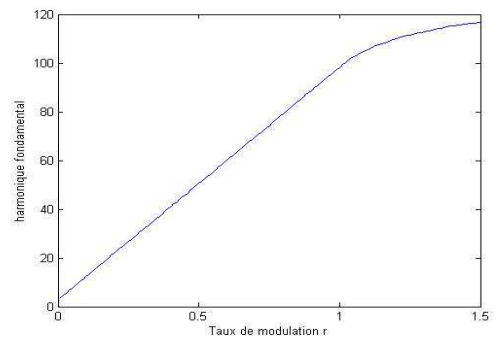


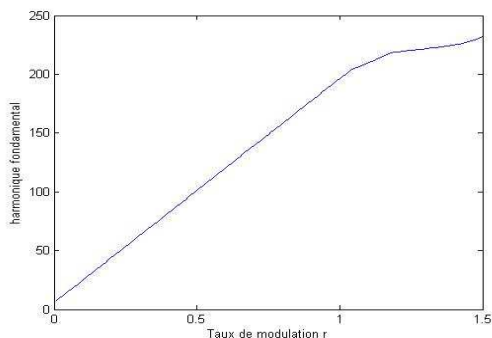
Figure (II.15.8) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à onze niveaux. et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 21, r = 0.85$)



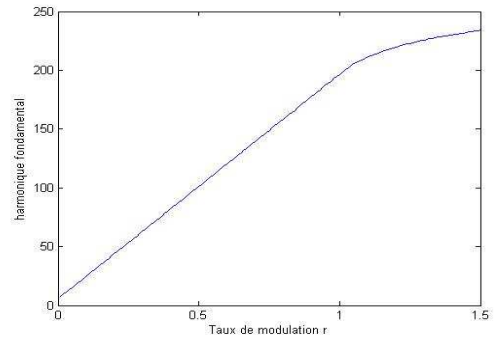
($N = 3, m = 9$)



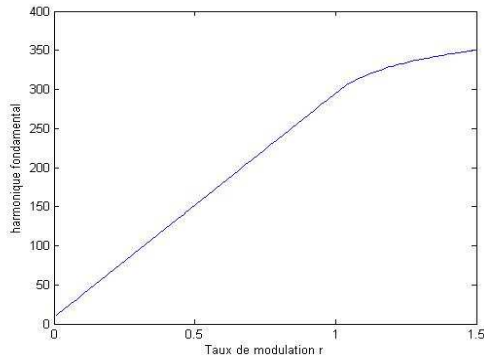
($N = 3, m = 21$)



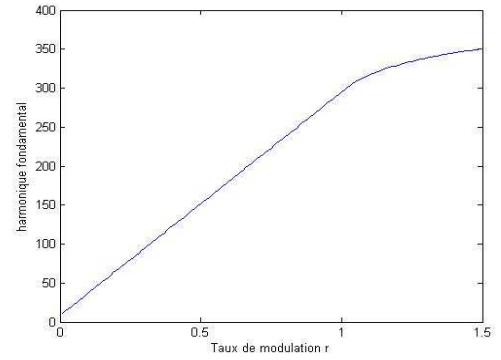
($N = 5, m = 9$)



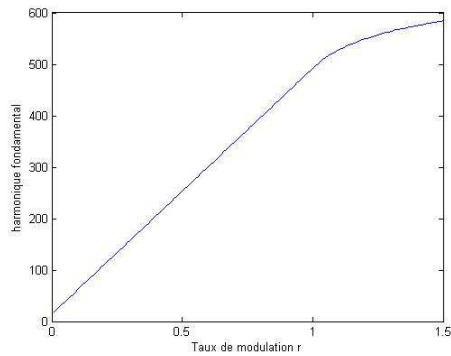
($N = 5, m = 21$)



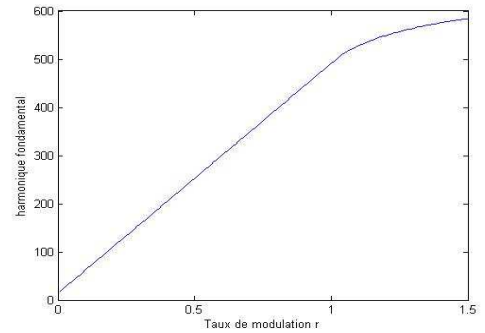
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$

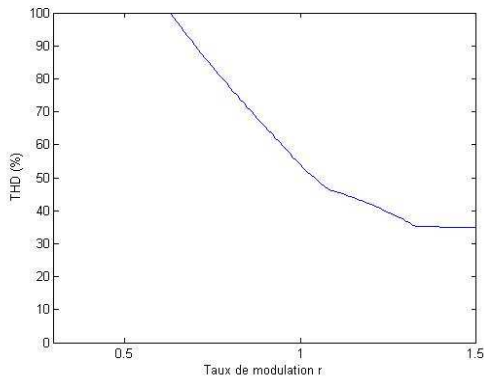


$(N = 11, m = 9)$

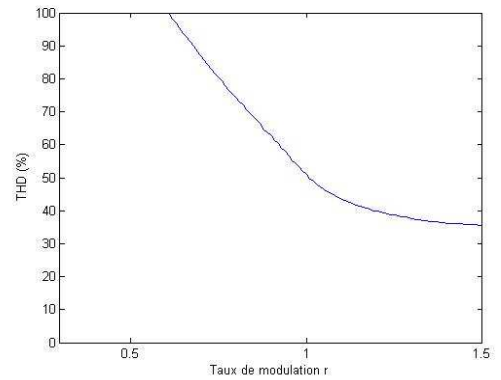


$(N = 11, m = 21)$

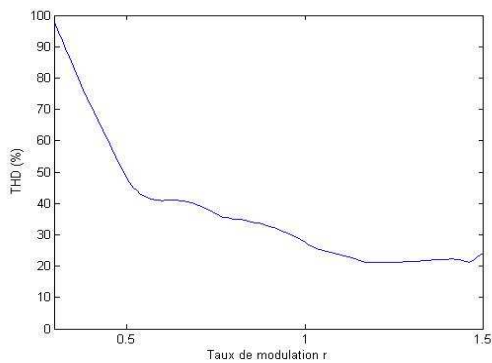
Figure (II.16.1) : Caractéristiques de réglages de la commande triangulo-sinusoïdale à $\frac{N-1}{2}$ porteuses unipolaires en dents de scie.



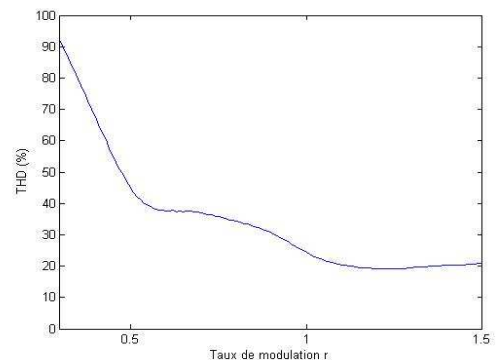
$(N = 3, m = 9)$



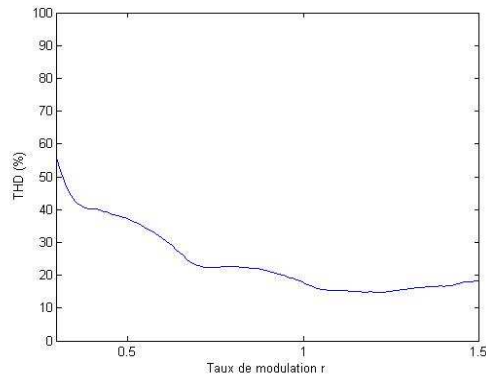
$(N = 3, m = 21)$



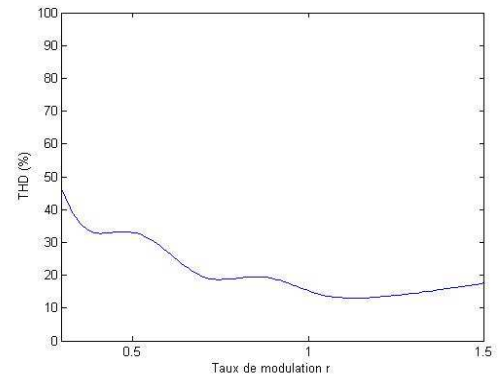
$(N = 5, m = 9)$



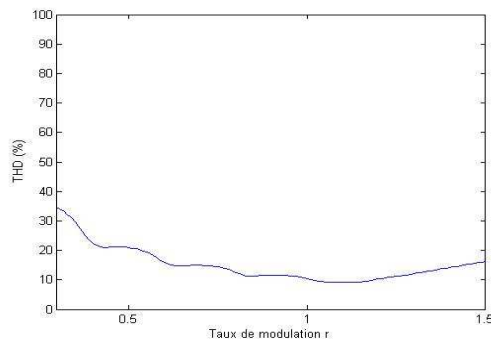
$(N = 5, m = 21)$



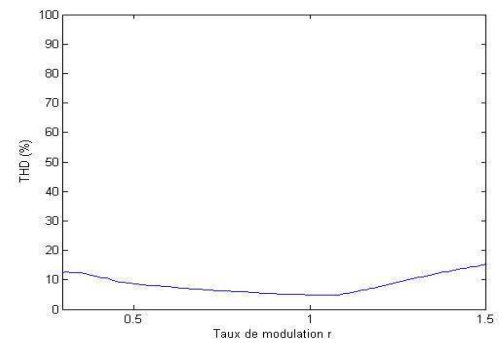
($N = 7, m = 9$)



($N = 7, m = 21$)



($N = 11, m = 9$)



($N = 11, m = 21$)

Figure (II.16.2) : Variation du THD en fonction de r pour les 100 premiers harmoniques.

II.3.1.4 Commande triangulo-sinusoidal à $(N-1)$ porteuses en dents de scie bipolaires

Dans cette commande on utilise $N-1$ porteuses bipolaires en dents de scie identiques, dont l'une est déphasée par rapport à l'autre de $\pi/(N-1)$.

On admet toujours que toutes les sources de tensions continues de l'onduleur triphasé à N niveaux sont égales.

Les porteuses sont exprimées par:

$$V_{pn} = V_{pm} \cdot \arctan(\tan(\omega t - (n-1) \cdot \pi / (N-1))) \cdot \pi / 5 \quad n = 1, \dots, N-1 \quad (\text{II.16})$$

– Algorithme de la commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidal à $N-1$ porteuses en dents de scie bipolaires se résume pour un bras k de l'onduleur comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \text{si } (V_{réfk} \geq V_{p1}) \Rightarrow (V_{k1} = 1 \quad \text{si non } V_{k1} = 0) \\
 & \text{si } (V_{réfk} \geq V_{p2}) \Rightarrow (V_{k2} = 1 \quad \text{si non } V_{k2} = 0) \\
 & \dots\dots\dots \\
 & \dots\dots\dots \\
 & \text{si } (V_{réfk} \geq V_{p \frac{N}{2}}) \Rightarrow (V_{k \frac{N}{2}} = 1 \quad \text{si non } V_{k \frac{N}{2}} = 0) \\
 & \text{si } (V_{réfk} \geq V_{p \frac{N}{2}+1}) \Rightarrow (V_{k \frac{N}{2}+1} = 0 \quad \text{si non } V_{k \frac{N}{2}+1} = -1) \\
 & \dots\dots\dots \\
 & \dots\dots\dots \\
 & \text{si } (V_{réfk} \geq V_{p_{N-1}}) \Rightarrow (V_{k_{N-1}} = 0 \quad \text{si non } V_{k_{N-1}} = -1) \\
 & V_k = V_{k1} + V_{k2} + \dots\dots\dots + V_{k_{N-1}}
 \end{aligned}
 \tag{II.17}$$

Suivant les valeurs de V_k , on génère les commandes des composants de puissance.

– Résultats de simulation

– Pour le niveau trois ($N = 3$)

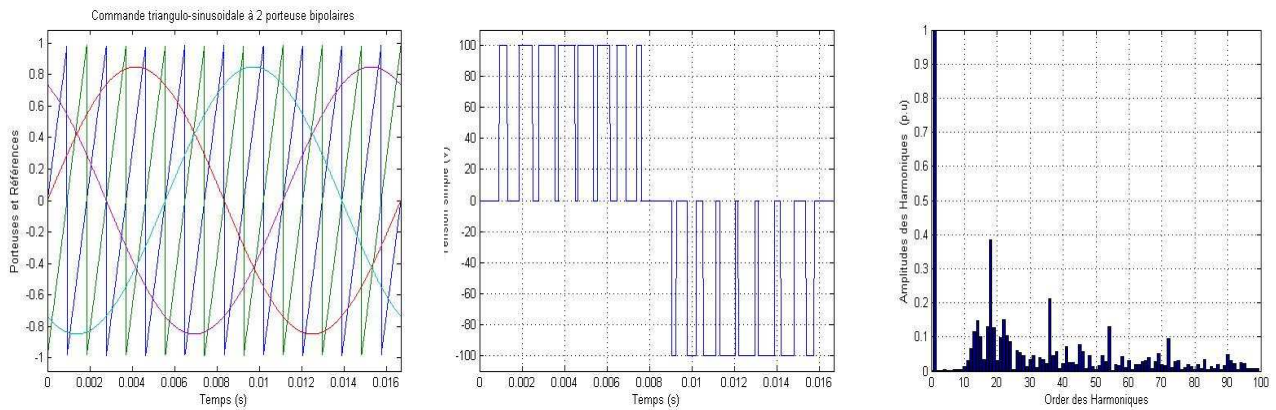


Figure (II.17.1) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 9, r = 0.85$).

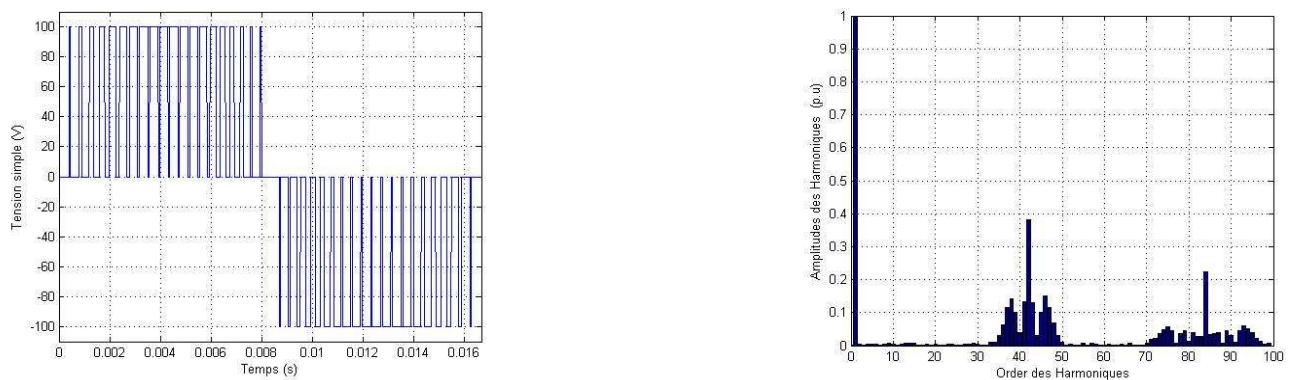


Figure (II.17.2) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveaux cinq ($N = 5$)

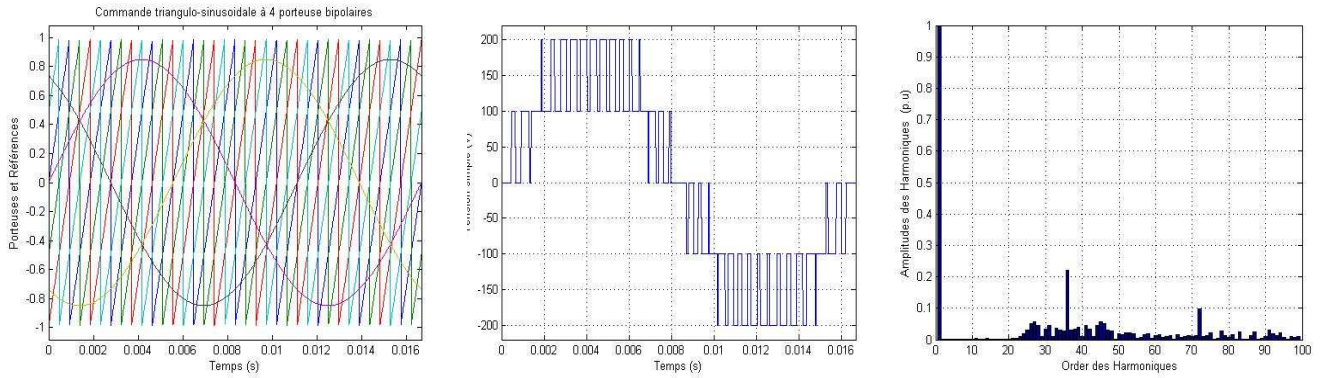


Figure (II.17.3) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses, ainsi que la tension V_{an} avec son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 9, r = 0.85$).

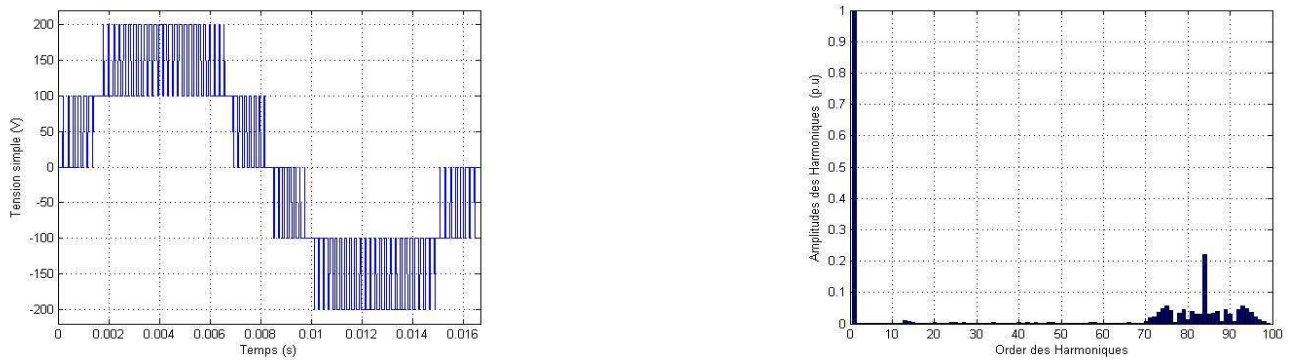


Figure (II.17.4) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveaux sept ($N = 7$)

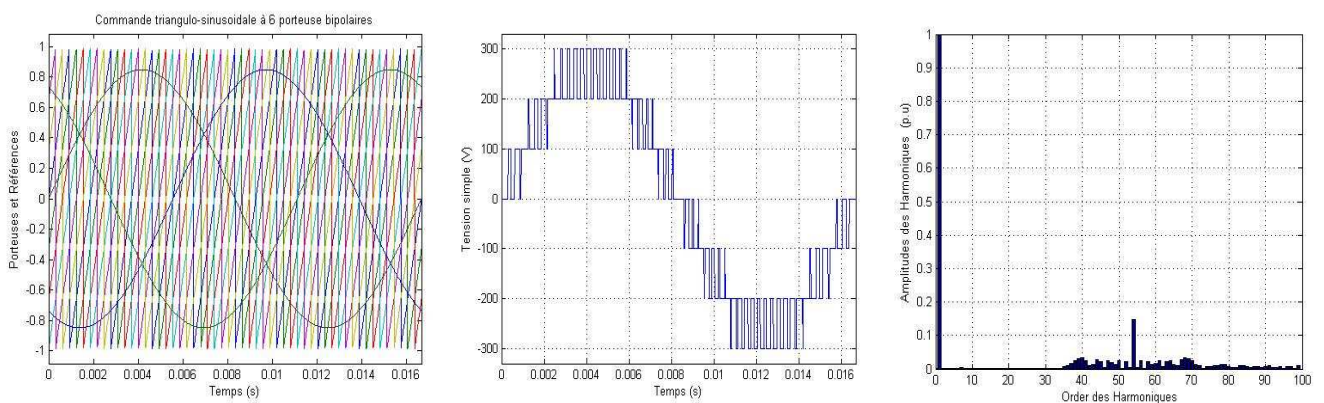


Figure (II.17.5) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à sept niveaux, ainsi que la tension V_{an} et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 9, r = 0.85$).

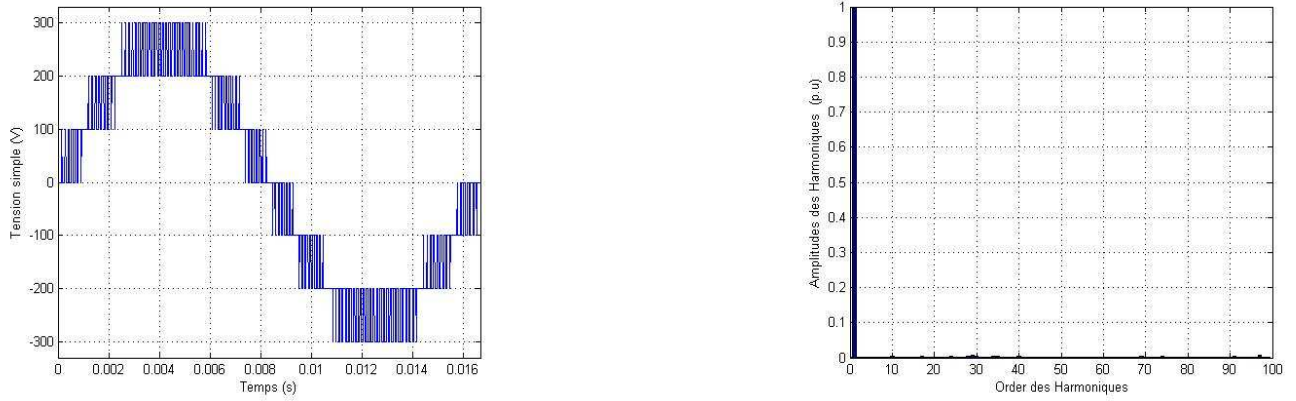


Figure (II.17.6) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveaux onze ($N = 11$)

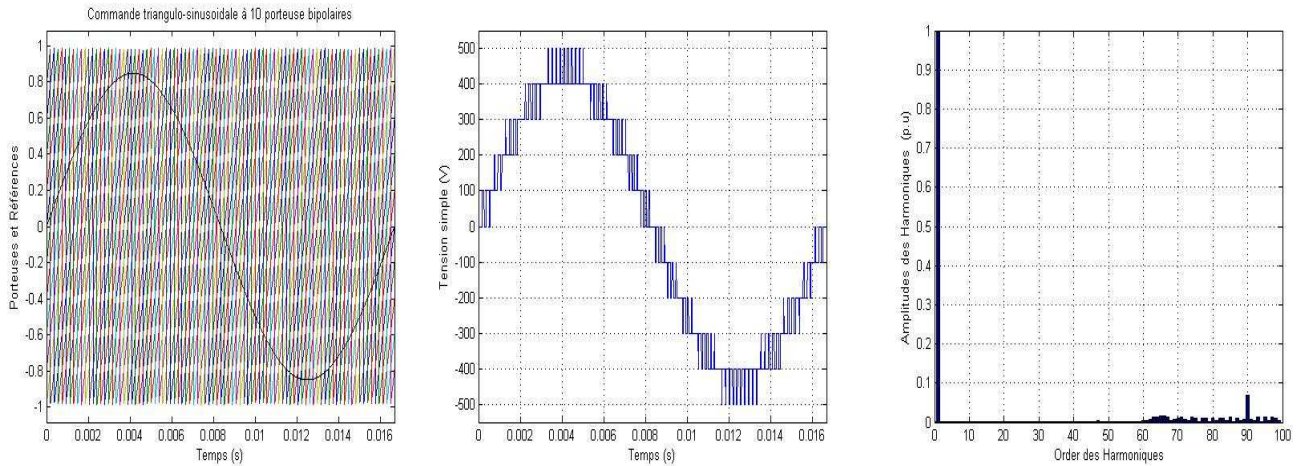


Figure (II.17.7) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à onze niveaux, ainsi que la tension V_{an} et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 9, r = 0.85$)

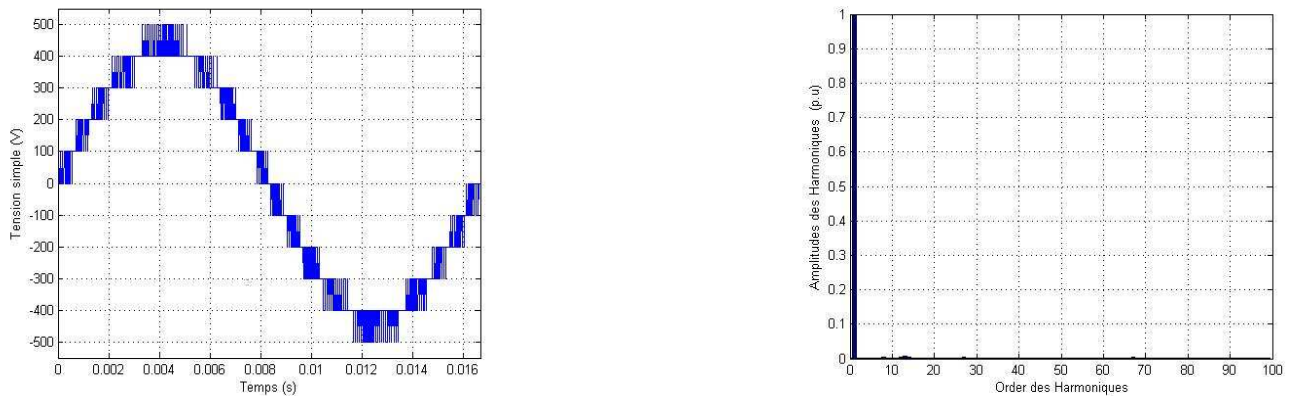
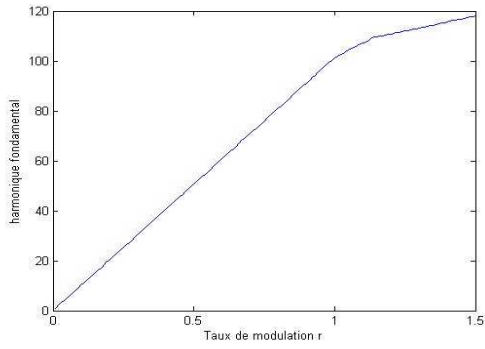
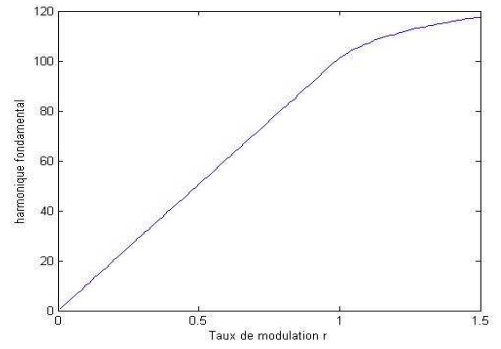


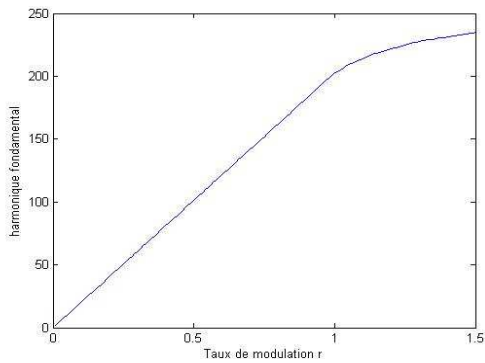
Figure (II.17.8) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à onze niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 21, r = 0.85$)



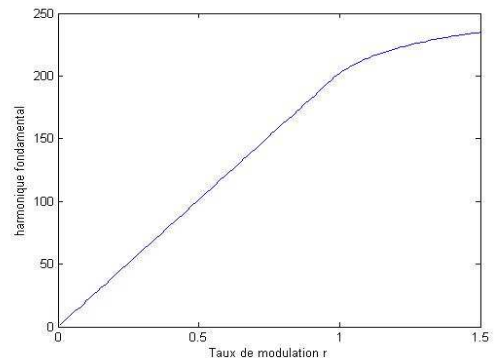
$(N = 3, m = 9)$



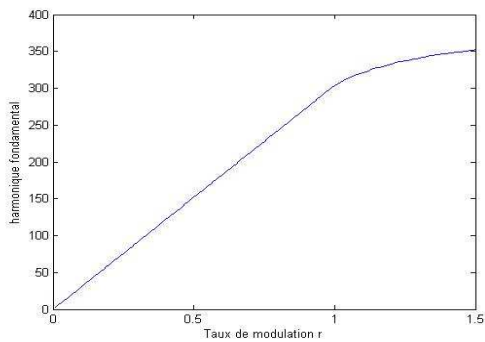
$(N = 3, m = 21)$



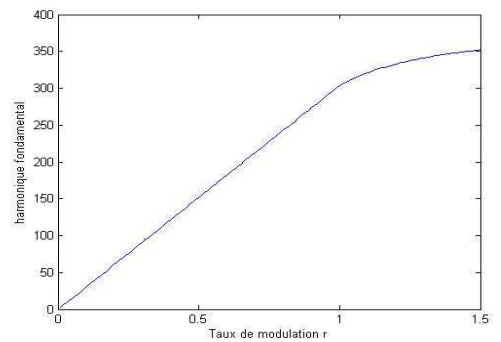
$(N = 5, m = 9)$



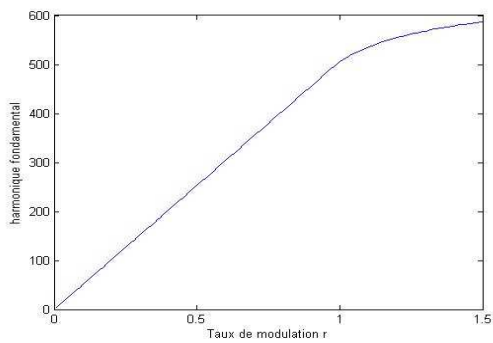
$(N = 5, m = 21)$



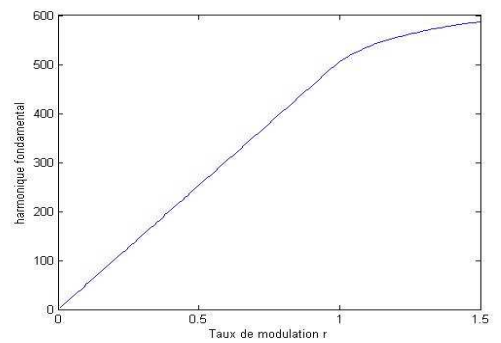
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$

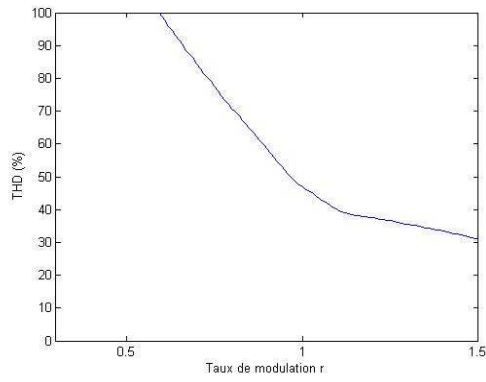


$(N = 11, m = 9)$

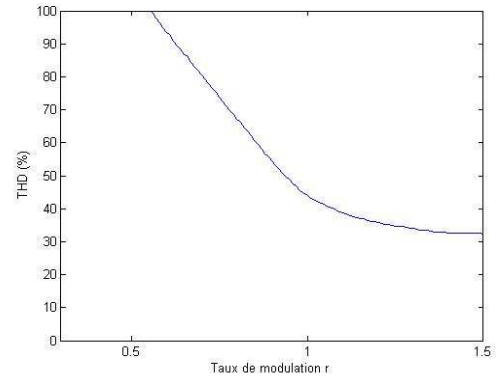


$(N = 11, m = 21)$

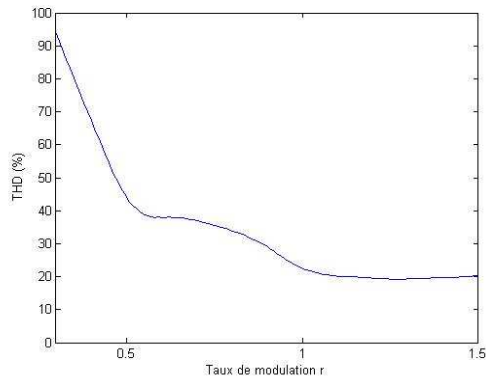
Figure. (II.18.1) : Caractéristiques de réglages de la commande triangulo-sinusoidale à $(N-1)$ porteuses en dents de scie bipolaires



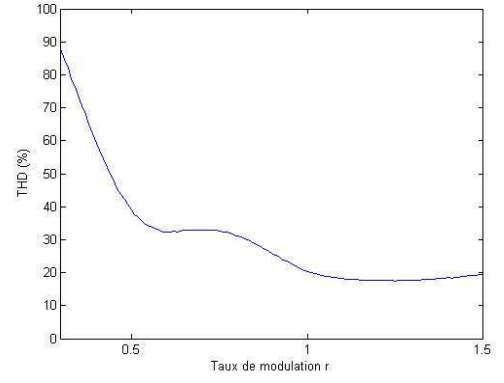
$(N = 3, m = 9)$



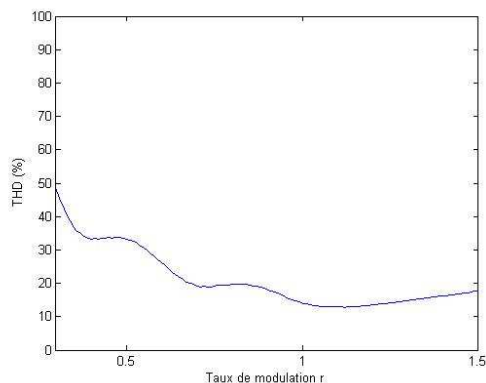
$(N = 3, m = 21)$



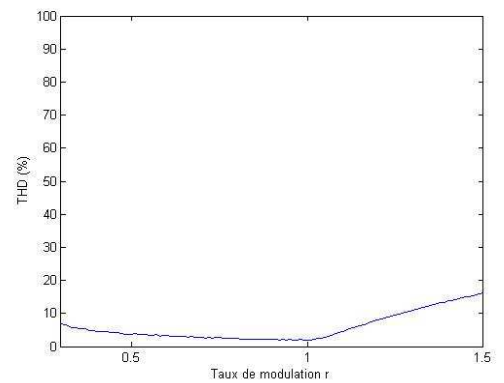
$(N = 5, m = 9)$



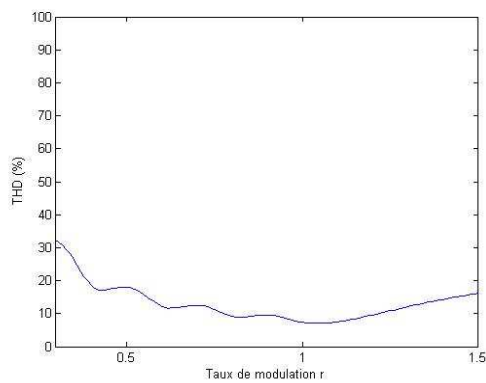
$(N = 5, m = 21)$



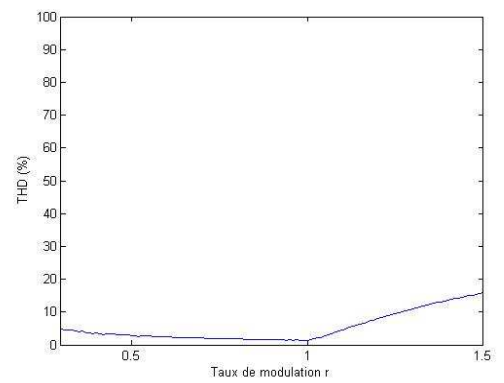
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$



$(N = 11, m = 9)$

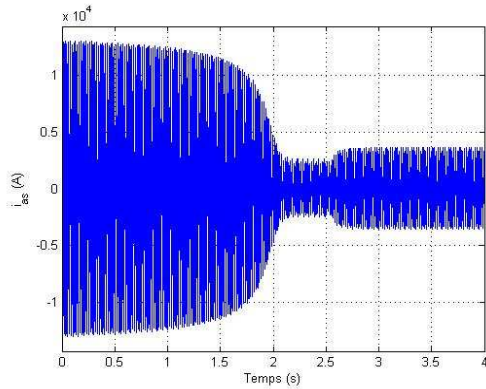


$(N = 11, m = 21)$

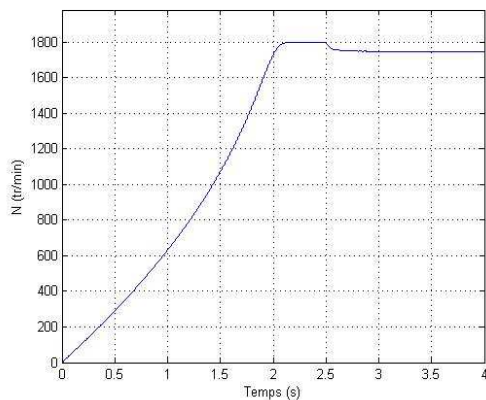
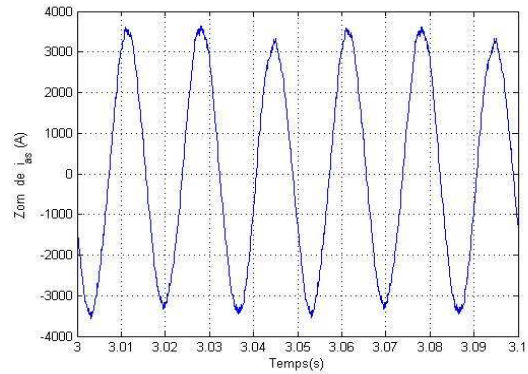
Figure. (II.18.2) : Variation du THD en fonction de r pour les 100 premiers harmoniques.

– Association machine asynchrone-onduleur cascadi à sept niveaux

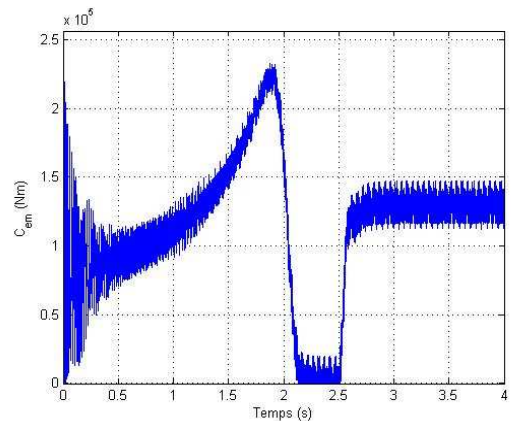
Les résultats obtenus lors de l'association de la machine asynchrone à un onduleur cascadi symétrique à sept niveaux sont regroupés dans la Figure (II.19)



a) Courant statorique



b) Vitesse de rotation



c) Couple électromagnétique

Figure (II.19) : Caractéristiques du moteur asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande MLI Bipolaire en dents de scie ($r = 0.85$, $m = 9$) lors d'une application d'un couple résistant ($C_r = 130$ kN.m) à $t = 2.5$ s.

II.3.1.5 Commande triangulo-sinusoidal à $N - 1$ porteuses bipolaires avec l'injection de l'harmonique trois

Le principe de cette commande est d'injecter l'harmoniques de rang trois, les tensions de référence sont modifiées et représentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{réf1} = V_m \cdot (\sin(\omega.t - \varphi) + a \cdot \sin 3(\omega.t - \varphi)) \\ V_{réf2} = V_m \cdot (\sin(\omega.t - \varphi - 2\pi/3) + a \cdot \sin 3(\omega.t - \varphi)) \\ V_{réf3} = V_m \cdot (\sin(\omega.t - \varphi - 4\pi/3) + a \cdot \sin 3(\omega.t - \varphi)) \end{cases} \quad (II.18)$$

avec (a = 0.2)

Les équations des porteuses bipolaires sont données par:

$$V_{pn} = V_{pm} \cdot \arcsin(\cos(\omega.t - (n-1) \cdot \pi/3)) \cdot 2/\pi. \quad n = [1, 2, \dots, N-1] \quad (II.19)$$

– Résultats de simulation

– Pour le niveau trois (N = 3)

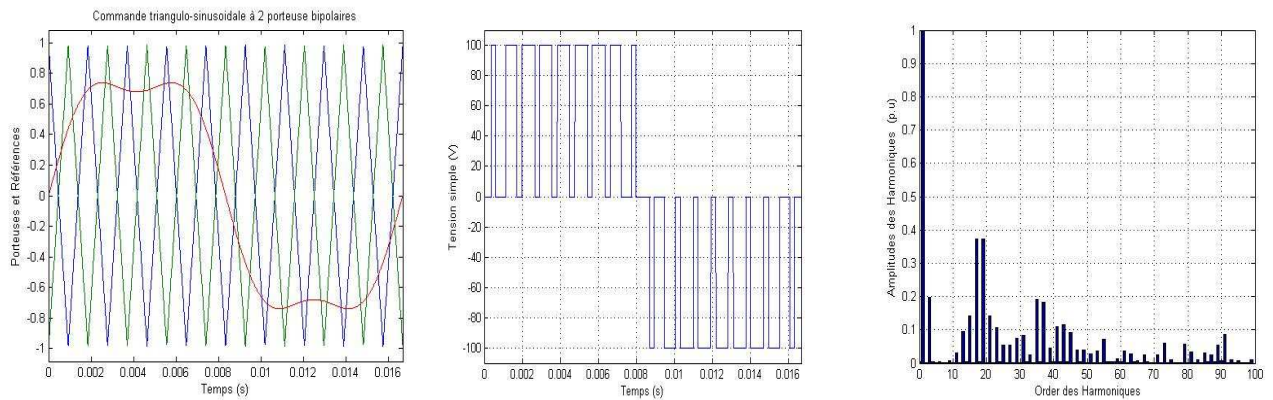


Figure (II.20.1) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec l'injection de l'harmonique trois ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour (N = 3, m = 9, r = 0.85).

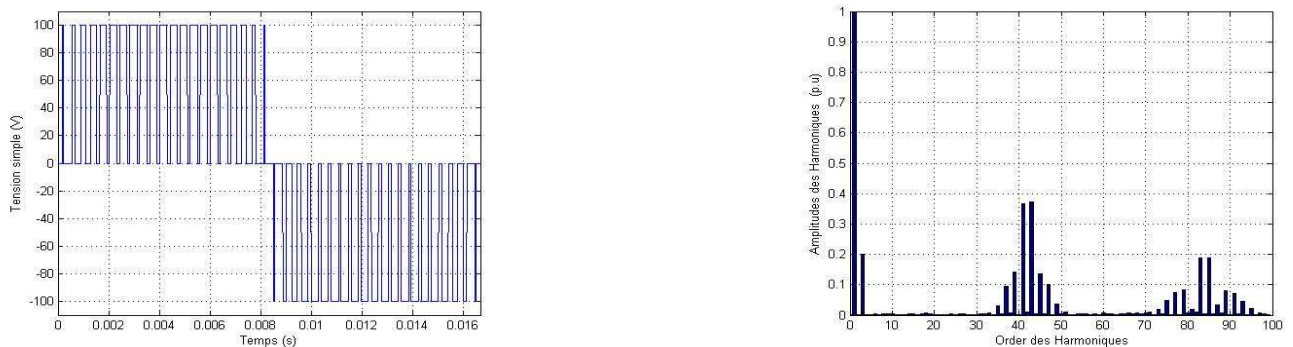


Figure (II.20.2) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et son spectre harmonique pour (N = 3, m = 21, r = 0.85)

– Pour le niveaux cinq ($N = 5$)

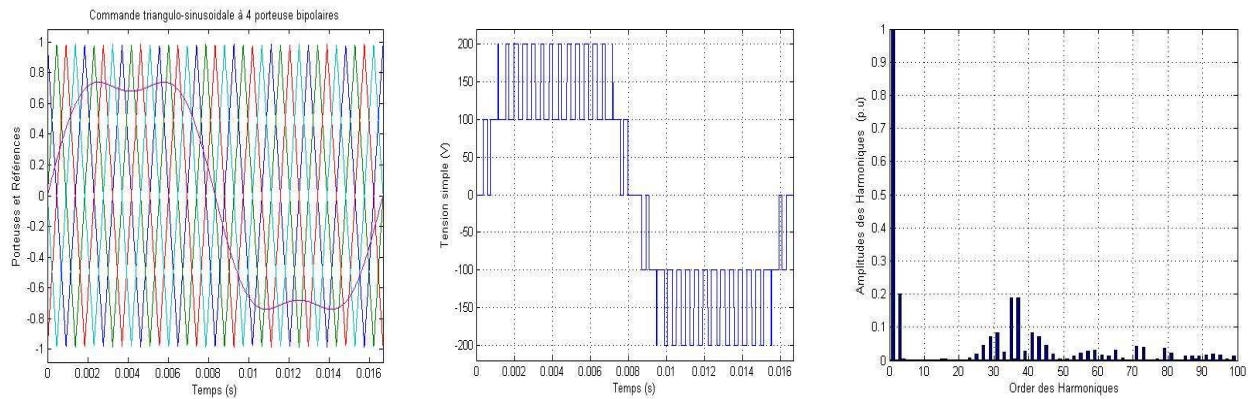


Figure (II.20.3) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec l'injection de l'harmonique trois, ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 9, r = 0.85$)

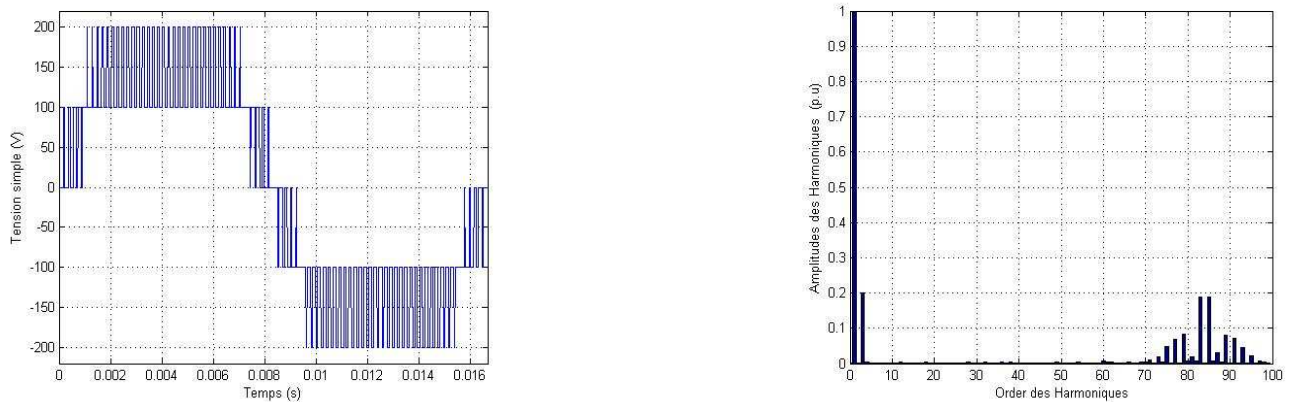


Figure (II.20.4) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveaux sept ($N = 7$)

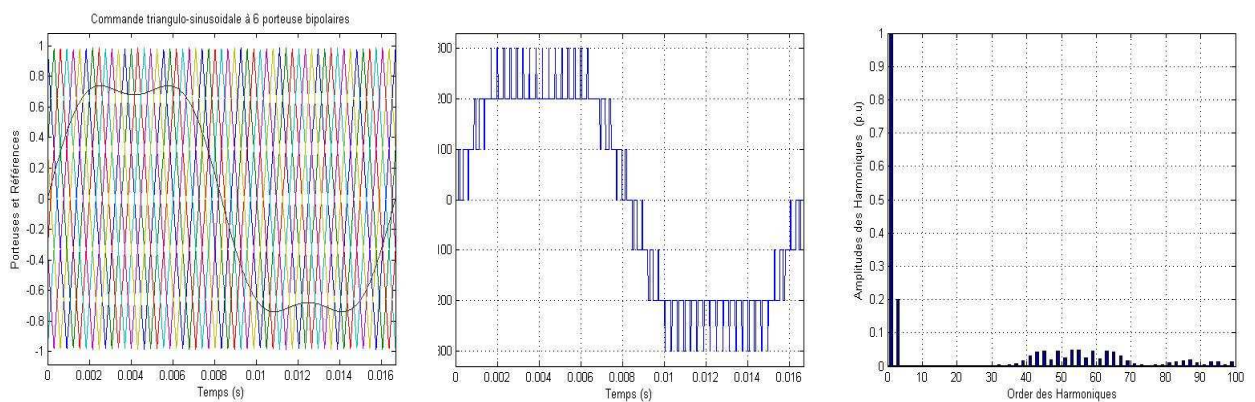


Figure (II.20.5) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses avec l'injection de l'harmonique trois ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 9, r = 0.85$).

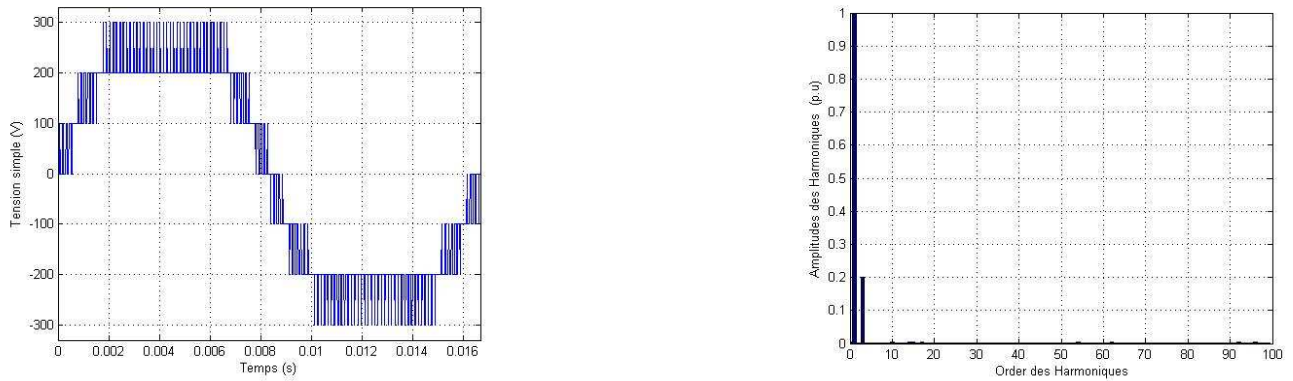


Figure (II.20.6) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveaux onze ($N = 11$)

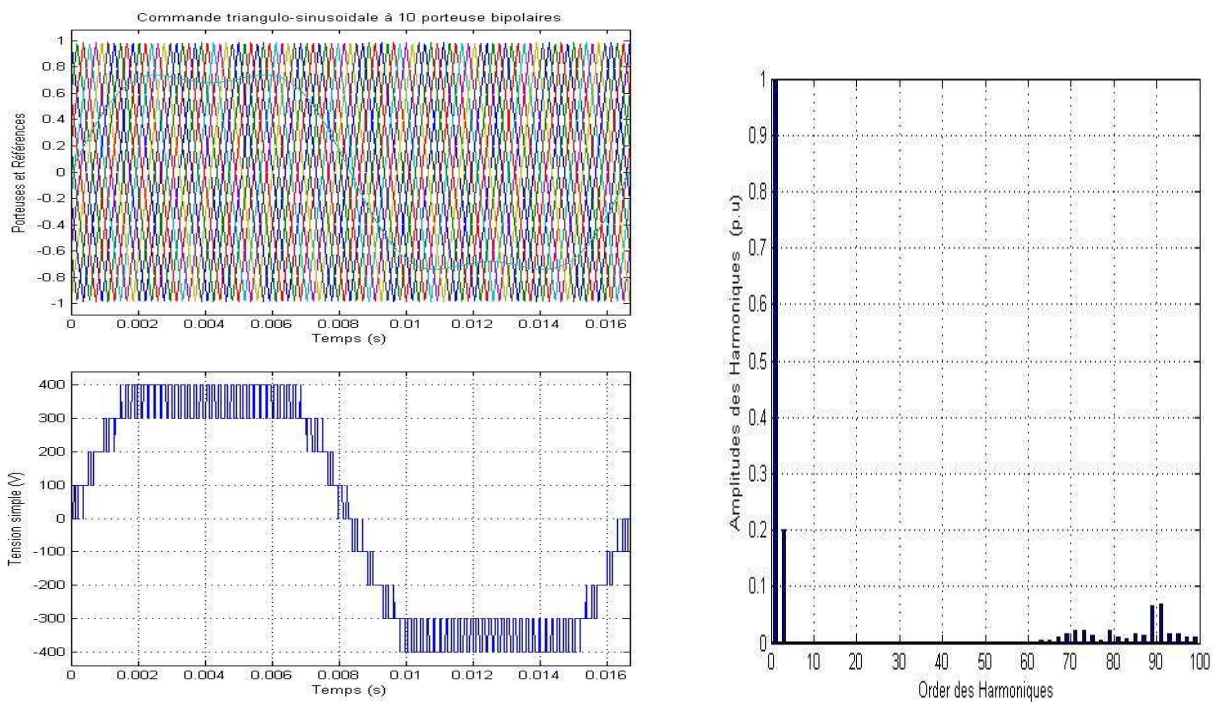


Figure (II.20.7) : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à dix porteuses avec l'injection de l'harmonique trois ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 9, r = 0.85$).

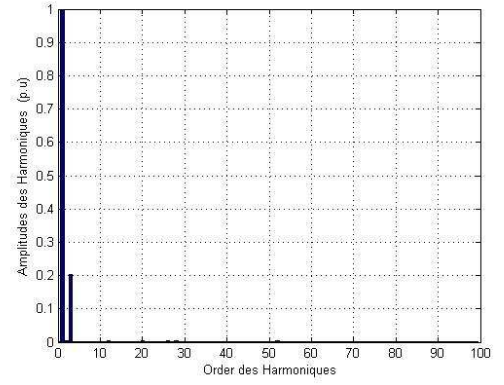
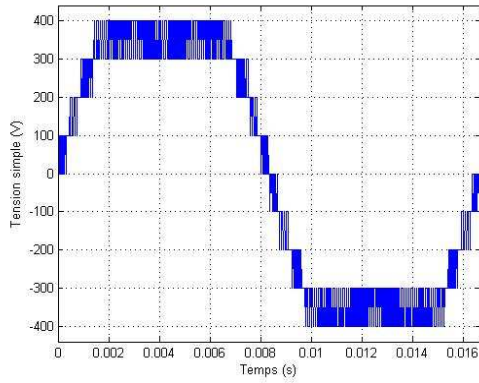
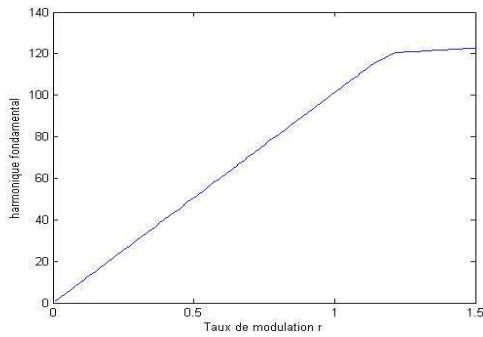
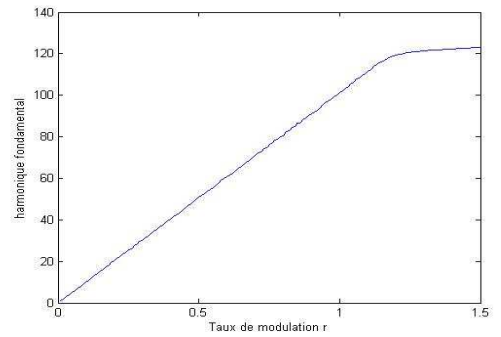


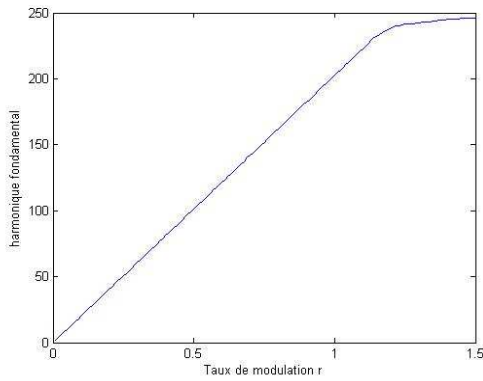
Figure (II.20.8) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à onze niveaux, et son spectre harmonique pour $(N = 11, m = 21, r = 0.85)$



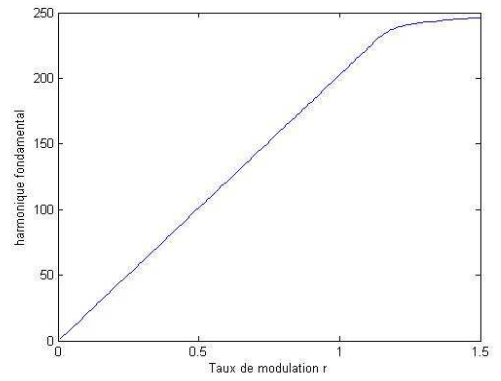
$(N = 3, m = 9)$



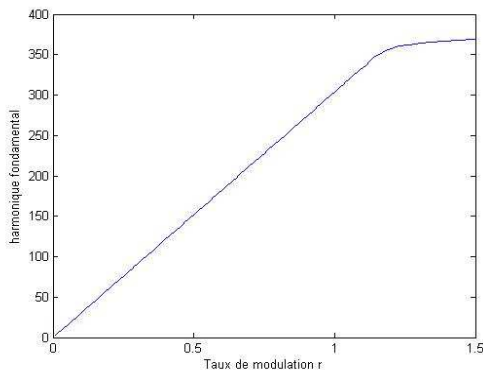
$(N = 3, m = 21)$



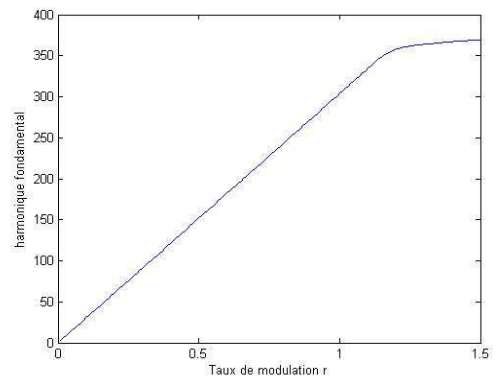
$(N = 5, m = 9)$



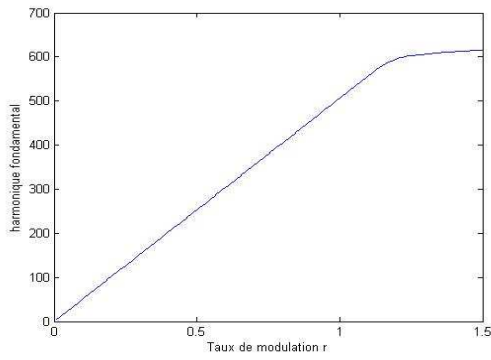
$(N = 5, m = 21)$



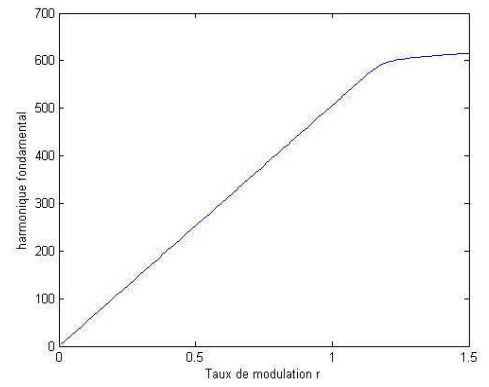
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$

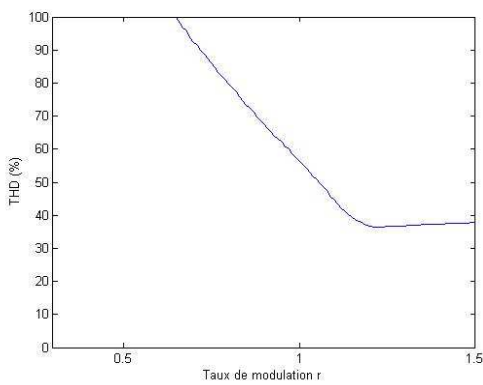


$(N = 11, m = 9)$

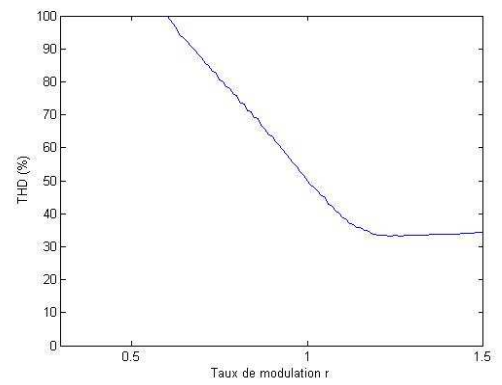


$(N = 11, m = 21)$

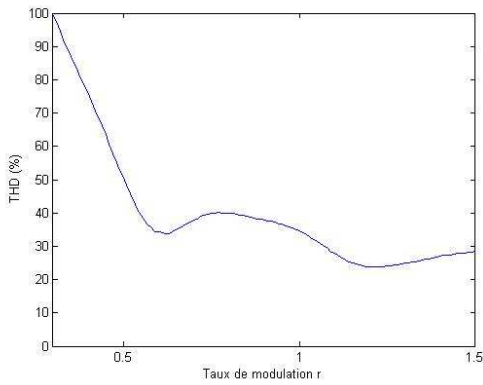
Figure. (II.21.1) : Caractéristiques de réglages de la commande triangulo-sinusoïdale à $N - 1$ porteuses bipolaires avec l'injection de l'harmonique trois



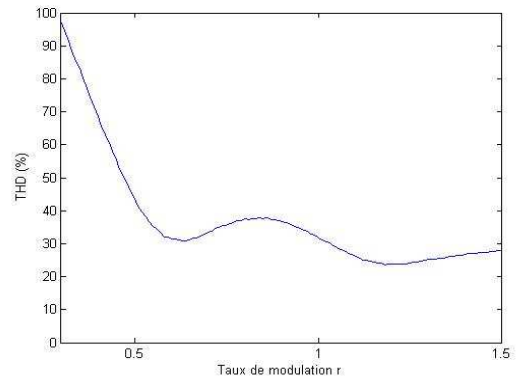
$(N = 3, m = 9)$



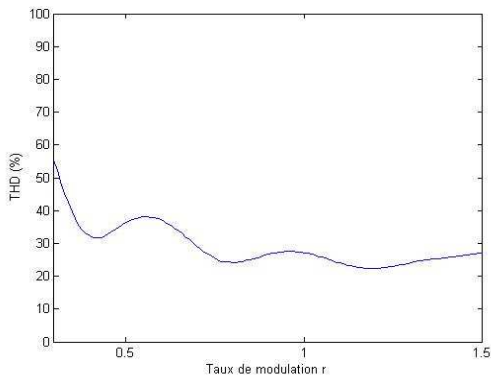
$(N = 3, m = 21)$



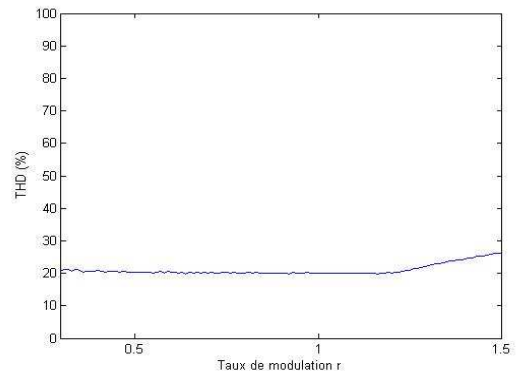
$(N = 5, m = 9)$



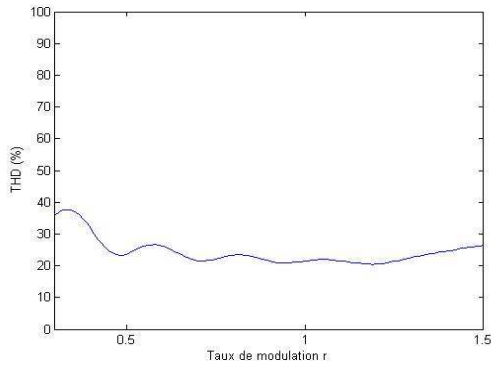
$(N = 5, m = 21)$



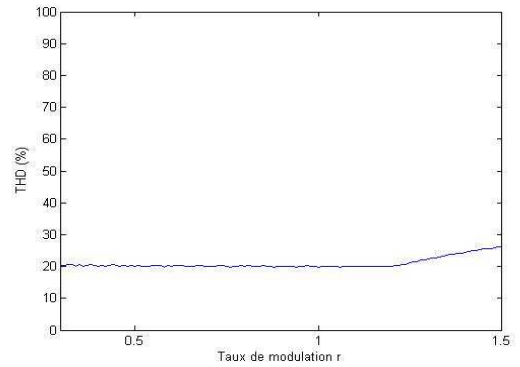
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$



($N = 11, m = 9$)

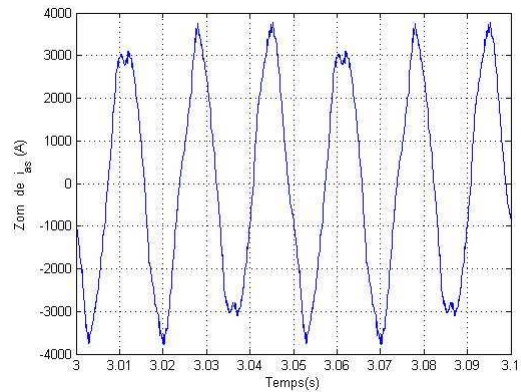
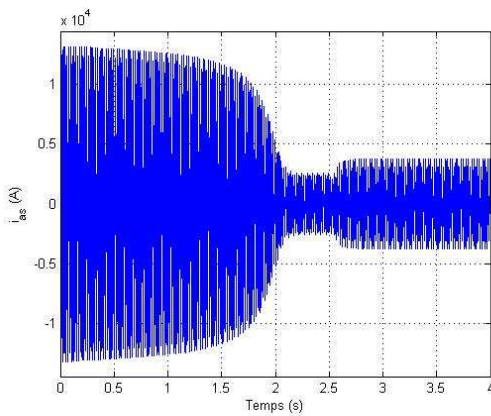


($N = 11, m = 21$)

Figure. (II.21.2) : Variation du THD en fonction de r pour les 100 premiers harmoniques.

– Association machine asynchrone-onduleur cascadi à sept niveaux

Les caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par un onduleur cascadi sont données par la Figure (II.22)



a) Courant statorique

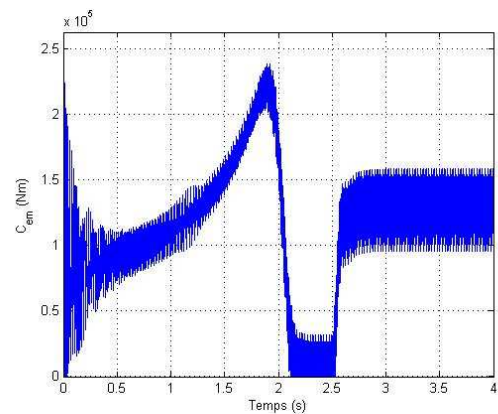
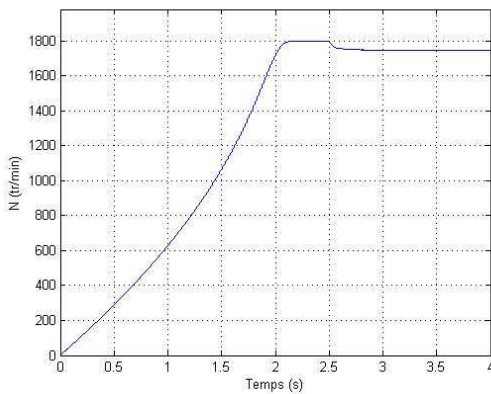


Figure (II.22) : Caractéristiques du moteur asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande MLI bipolaire avec de l'injection l'harmonique trois ($r = 0.85, m = 9, a = 0.2$). lors d'une application d'un couple résistant ($C_r = 130 \text{ kN.m}$) à $t = 2.5\text{s}$

II.3.1.6 Commande MLI avec des porteuses déphasée (Phase-shifted carrier PWM) PSCPWM

La commande PSCPWM est une stratégie spécifique à la famille des onduleurs multi-niveaux cascadiés. Une amélioration du taux d'harmonique est possible lorsque chaque cellule monophasée est commandée en utilisant une modulation à trois niveaux. Dans cette approche deux références par phase de formes d'onde sinusoïdales déphasée de 180° sont nécessaires pour chacune des cellules. La porteuse du $i^{\text{ème}}$ cellule est déphasée de $180^\circ(i-1)/Q$ (où Q étant le nombre total des cellules par bras)

On admet que toutes les sources de tensions continues de l'onduleur à N niveaux sont égales.

Les références sont données par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{\text{réf}10} = V_M \cdot \sin(\omega t) \\ V_{\text{réf}20} = V_M \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{\text{réf}30} = V_M \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ V_{\text{réf}11} = -V_M \cdot \sin(\omega t) \\ V_{\text{réf}21} = -V_M \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{\text{réf}31} = -V_M \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les équations des porteuses sont données par:

$$V_{pi} = -V_{pm} \cdot \text{abs}(\arcsin(\cos(\omega t - (i-1) \cdot \pi/Q))) \cdot \pi/5. \quad i = 1 \ 2 \ 3 \dots \dots \frac{(N-1)}{2} \quad (\text{II.21})$$

Avec : $N \geq 5$

– Algorithme de la commande

L'algorithme de la commande PCSPWM à $\frac{(N-1)}{2}$ porteuses se résume pour un bras k de l'onduleur à N niveaux comme suit :

– Le pont 1

$$\text{if } (V_{\text{réf}k} \geq V_{p1}) \Rightarrow (s_{k1} = 1 \quad \text{else} \quad s_{k1} = 0)$$

$$\text{if } (V_{\text{réf}k} \geq V_{p1}) \Rightarrow (s_{k2} = 1 \quad \text{else} \quad s_{k2} = 0)$$

– Le pont 2

.....

$$if \quad (V_{réfk} \geq V_{p2}) \Rightarrow (s_{k3} = 1 \quad else \quad s_{k3} = 0)$$

$$if \quad (V_{réfk} \geq V_{p2}) \Rightarrow (s_{k4} = 1 \quad else \quad s_{k4} = 0)$$

(II.22)

– Le pont Q

$$if \quad (V_{réfk} \geq V_{\frac{p(N-1)}{2}}) \Rightarrow (s_{k(N-2)} = 1 \quad else \quad s_{k(N-2)} = 0)$$

$$if \quad (V_{réfk} \geq V_{\frac{p(N-1)}{2}}) \Rightarrow (s_{k(N-1)} = 1 \quad else \quad s_{k(N-1)} = 0)$$

– Résultats de simulation

– Pour le niveau cinq (N = 5)

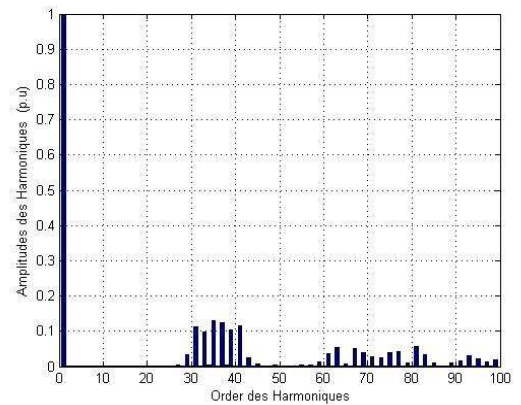
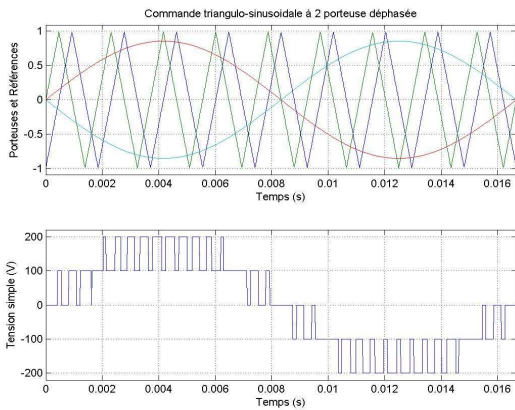


Figure (II.23.1) : Les différents signaux de la stratégie PSCPWM, ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 9, r = 0.85$).

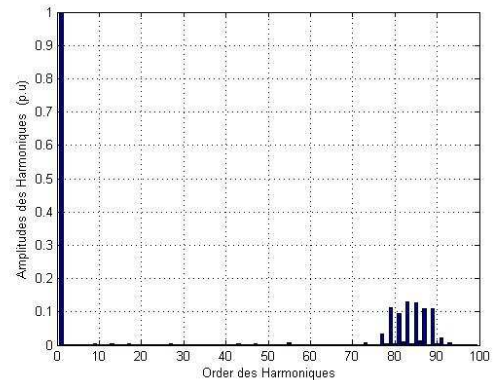
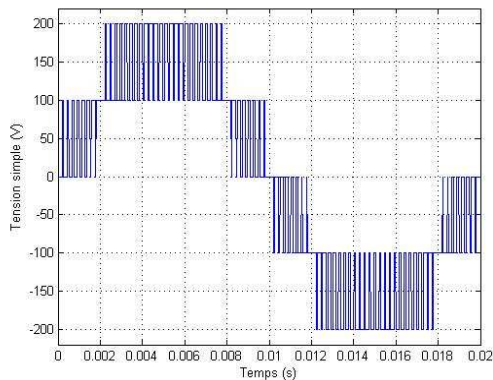


Figure (II.23.2) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau sept ($N = 7$)

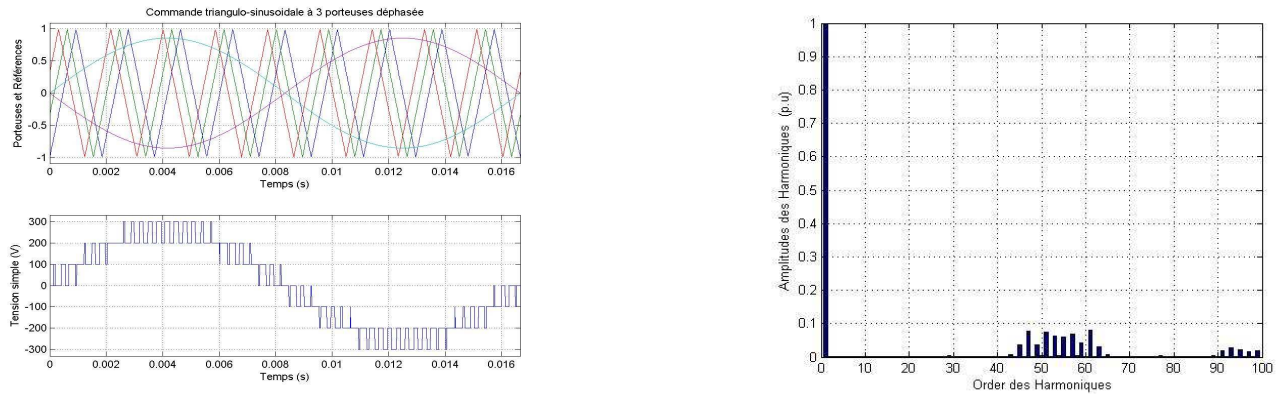


Figure (II.23.3) : Les différents signaux de la stratégie PSCPWM, ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique ($N = 7, m = 9, r = 0.85$).

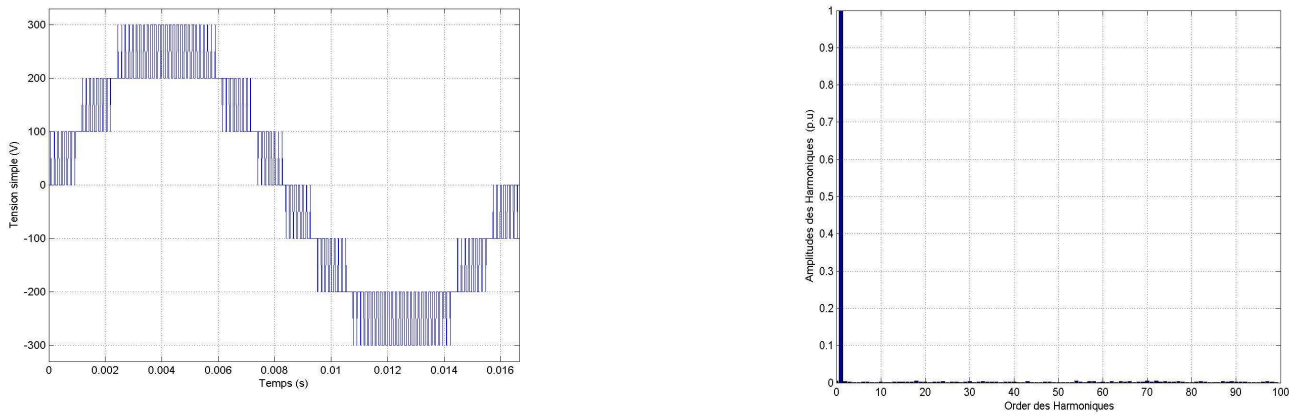


Figure (II.23.4) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau onze ($N = 11$)

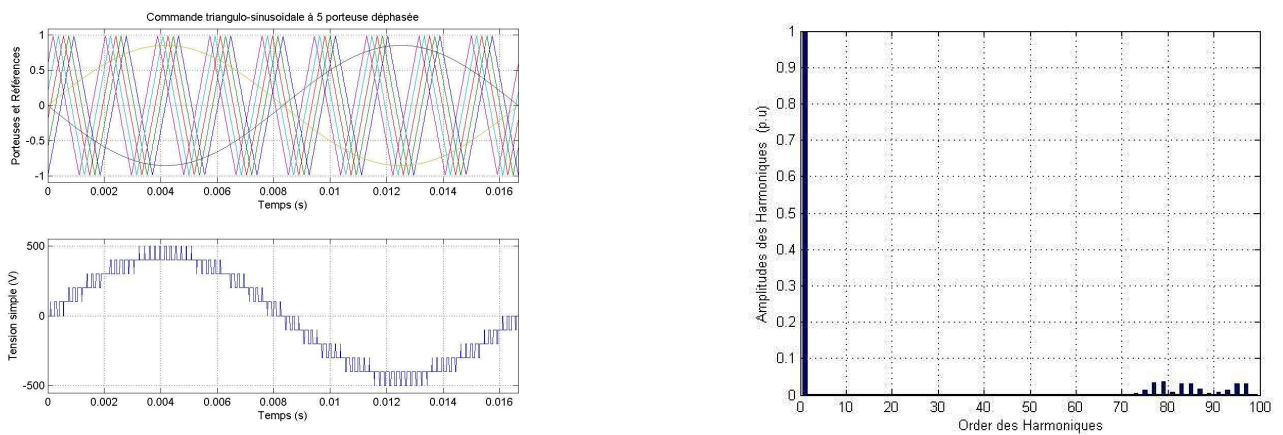


Figure (II.23.5) : Les différents signaux de la stratégie PSCPWM, ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 9, r = 0.85$).

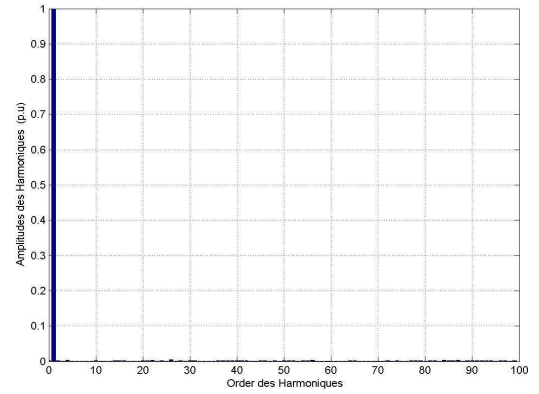
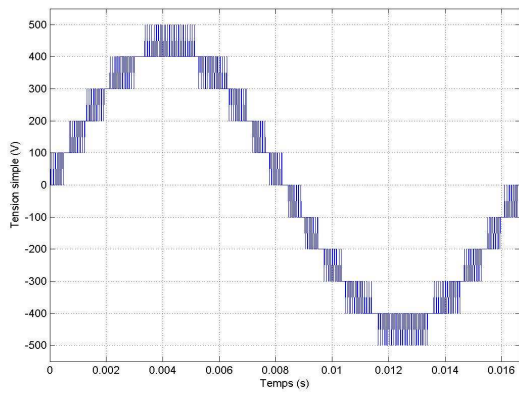
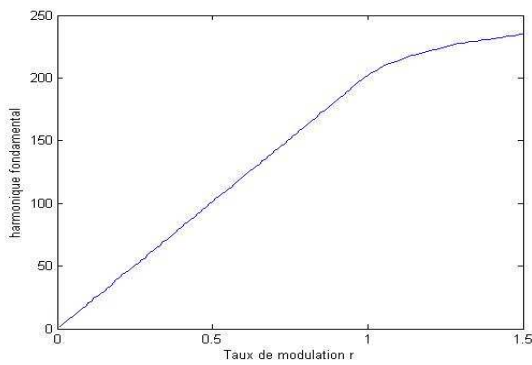
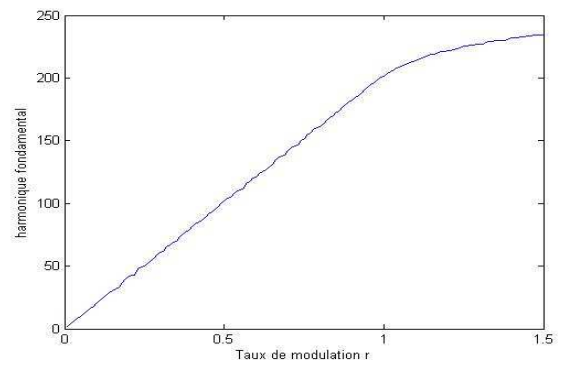


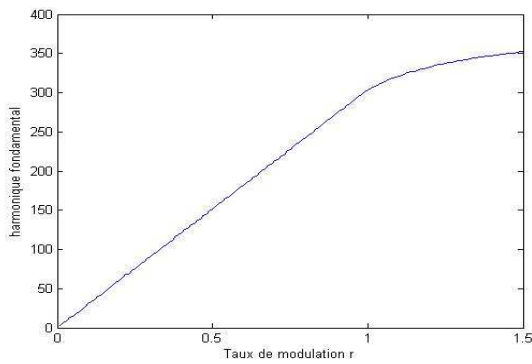
Figure (II.23.6) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à onze niveaux, et son spectre harmonique pour $(N = 11, m = 21, r = 0.9)$



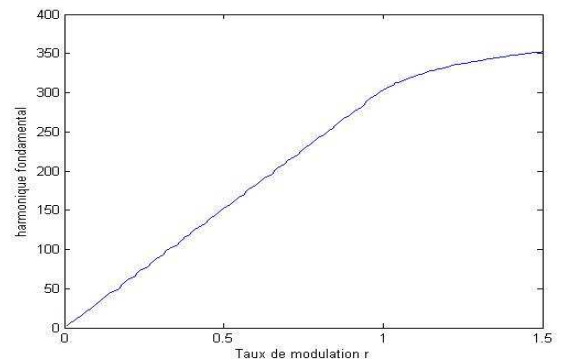
$(N = 5, m = 9)$



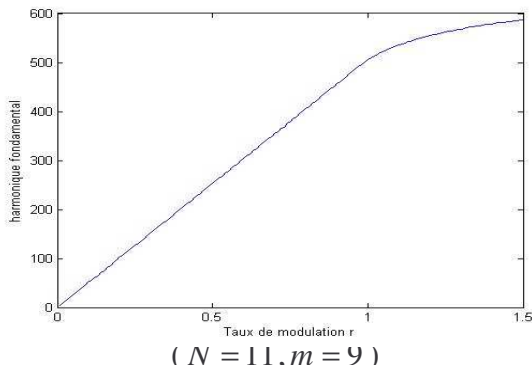
$(N = 5, m = 21)$



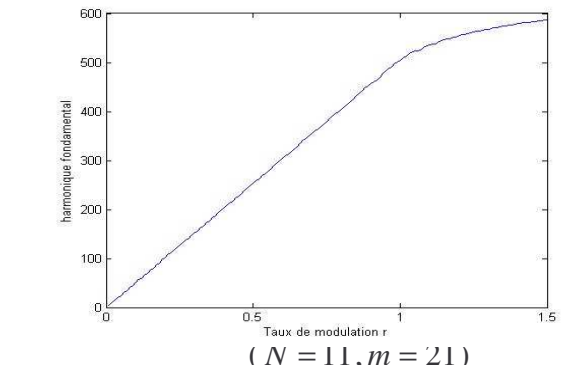
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$

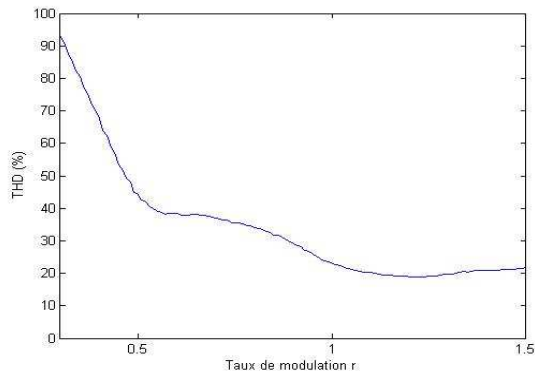


$(N = 11, m = 9)$

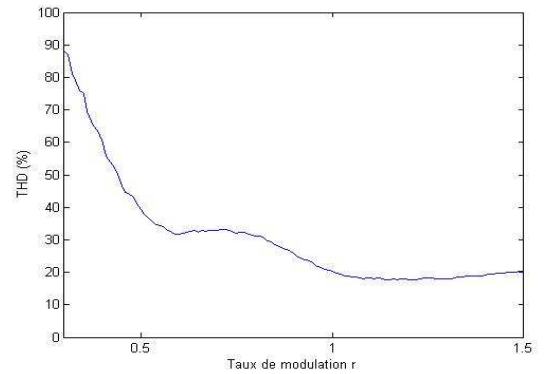


$(N = 11, m = 21)$

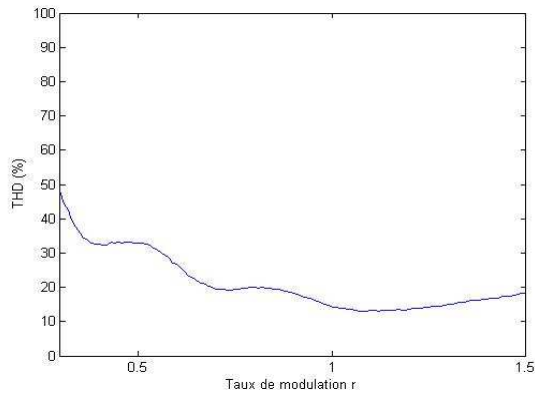
Figure. (II.24.1) : Caractéristiques de réglages de la commande PSCPWM



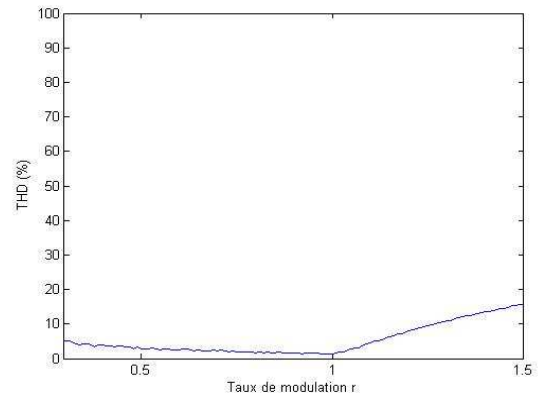
($N = 5, m = 9$)



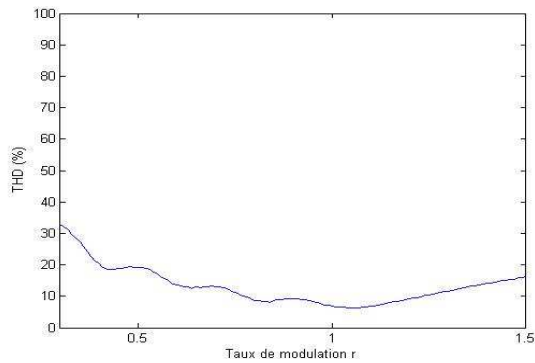
($N = 5, m = 21$)



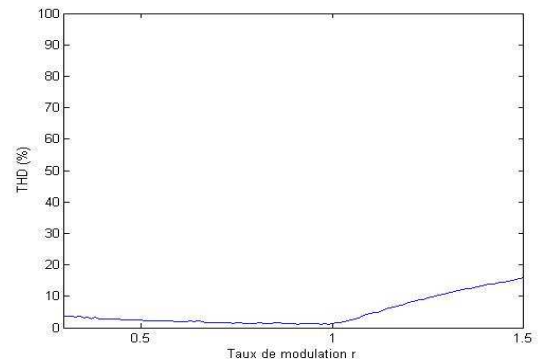
($N = 7, m = 9$)



($N = 7, m = 21$)



($N = 11, m = 9$)



($N = 11, m = 21$)

Figure. (II.24.2) : Variation du THD en fonction de r pour les 100 premiers harmoniques.

– Association machine asynchrone-onduleur cascadi à sept niveaux

Les caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par un onduleur cascadi sont données par la Figure (II.25)

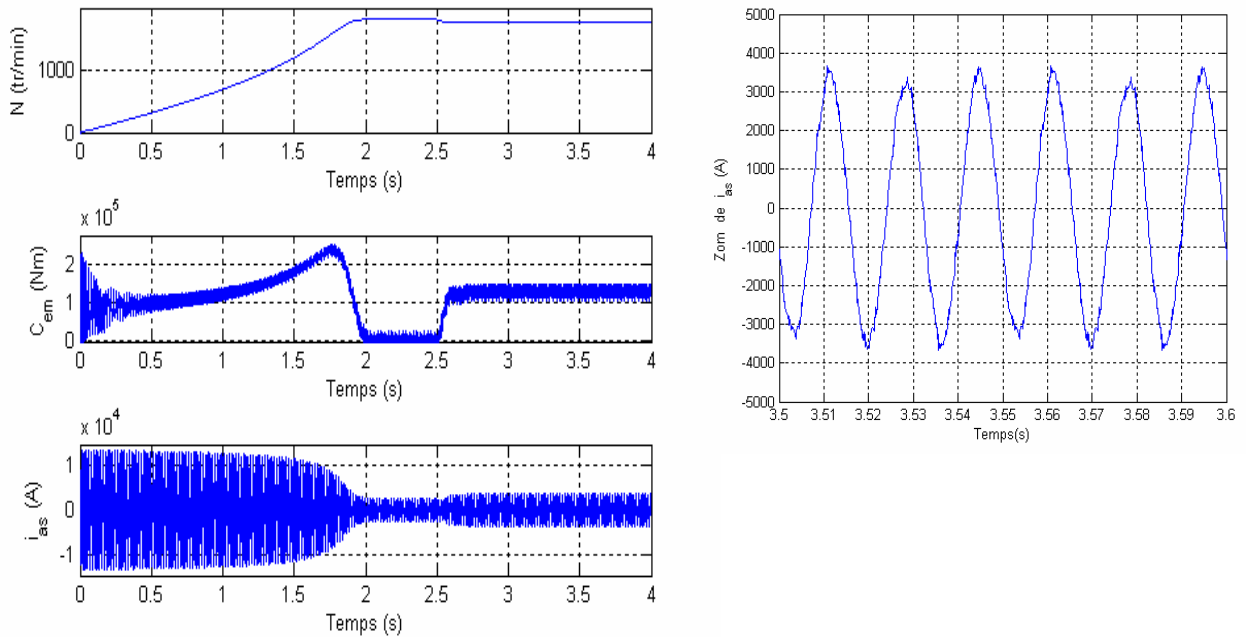


Figure (II.25) : Caractéristique du moteur asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande PSC PWM ($r = 0.85, m = 9$) lors d’une application d’un couple résistant ($C_r = 130 \text{ kN.m}$) à $t = 2.5\text{s}$.

II.3.1.7 MLI avec fréquence de commutation optimale (Switch Frequency Optimal PWM (SFO PWM))

Cette modulation peut utiliser aussi bien $\frac{(N-1)}{2}$ ou $(N-1)$ porteuses. Nous nous contenterons de présenter l’algorithme utilisant $(N-1)$ porteuses triangulaires ordinaires. Elle consiste de soustraire la moyenne instantanée du maximum et du minimum des trois tensions de référence $V_{réf} = (V_{réf1}, V_{réf2}, V_{réf3})$ de chacune des références individuelle pour obtenir la forme d’onde de la modulante, en d’autres termes [10]:

$$\begin{aligned}
 V'_{réf1} &= V_{réf1} + V_0 \\
 V'_{réf2} &= V_{réf2} + V_0 \\
 V'_{réf3} &= V_{réf3} + V_0
 \end{aligned}
 \tag{II.23}$$

La tension V_0 est donnée par l’expression suivante :

$$V_0 = -[\max(V_{réf}) + \min(V_{réf})] / 2.
 \tag{II.24}$$

L'algorithme de cette commande est identique à celui de la commande triangulo-sinusoidale à $(N-1)$ porteuses.

– Résultats de simulation

– Pour le niveau trois ($N = 3$)

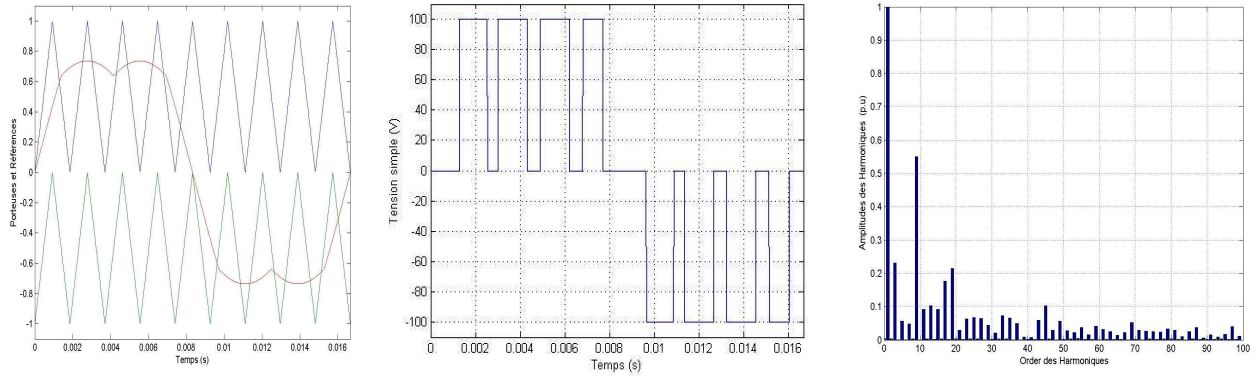


Figure (II.26.1) : Les différents signaux de la stratégie SFO-PWM, ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 9, r = 0.85$).

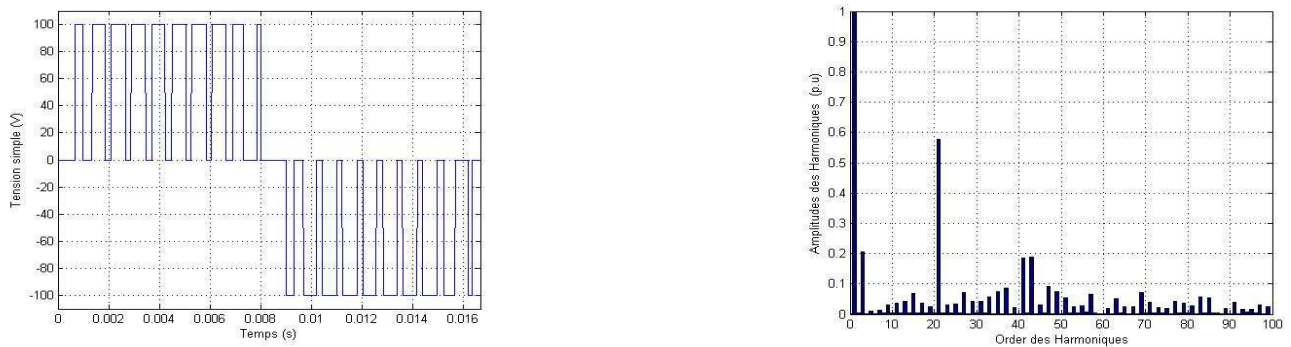


Figure (II.26.2) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 21, r = 0.85$).

– Pour le niveau cinq ($N = 5$)

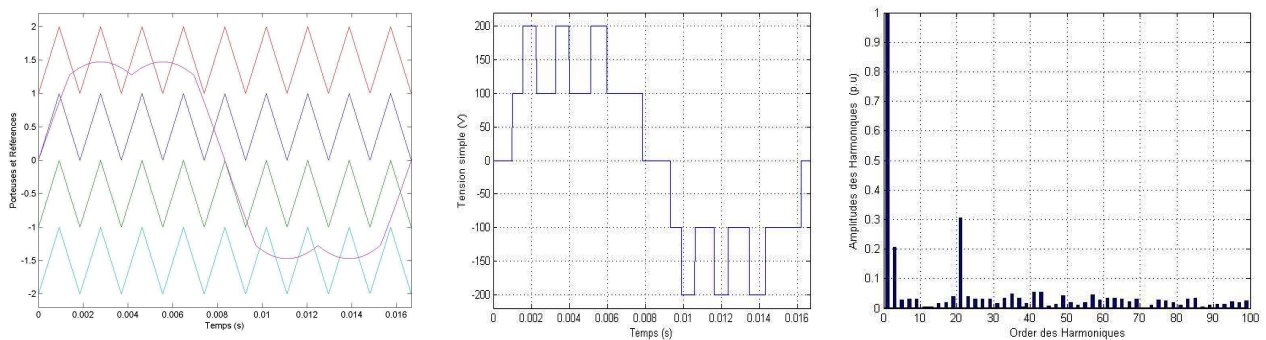


Figure (II.26.3) : Les différents signaux de la stratégie SFO-PWM ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 9, r = 0.85$).

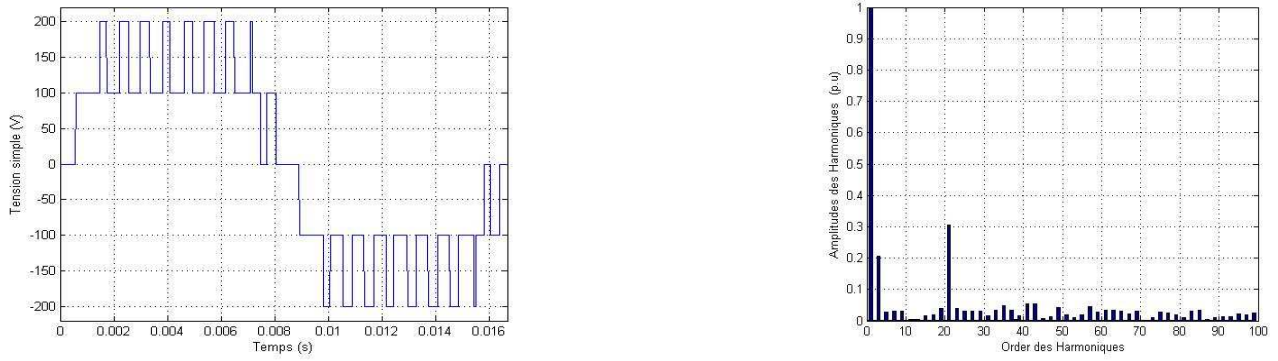


Figure (II.26.4) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau sept ($N = 7$)

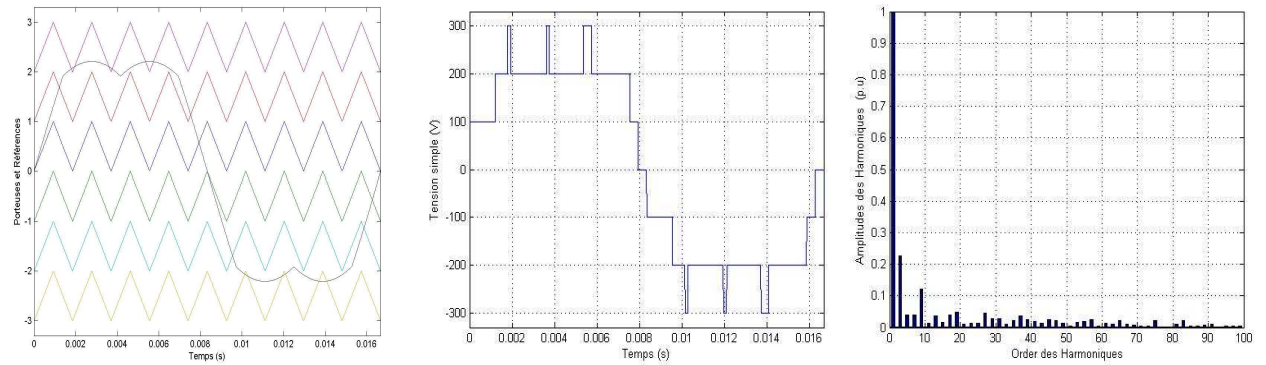


Figure (II.26.5) : Les différents signaux de la stratégie SFO-PWM ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 9, r = 0.85$).

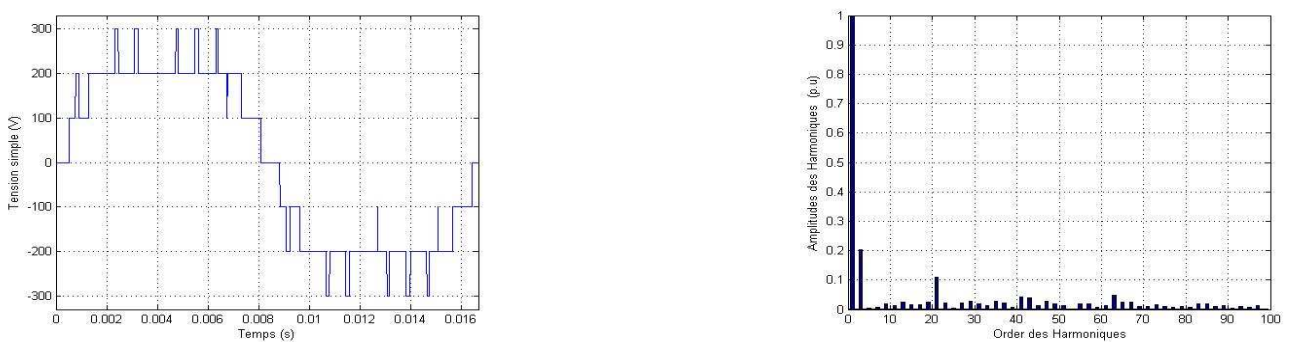


Figure (II.26.6) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau onze ($N = 11$)

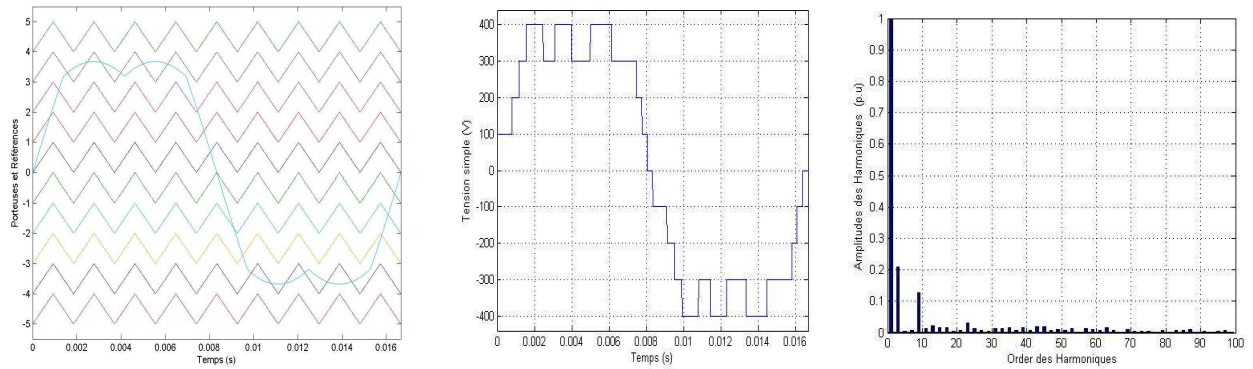


Figure (II.26.7) : Les différents signaux de la stratégie SFO-PWM ainsi que la tension V_{an} , et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 9, r = 0.85$).

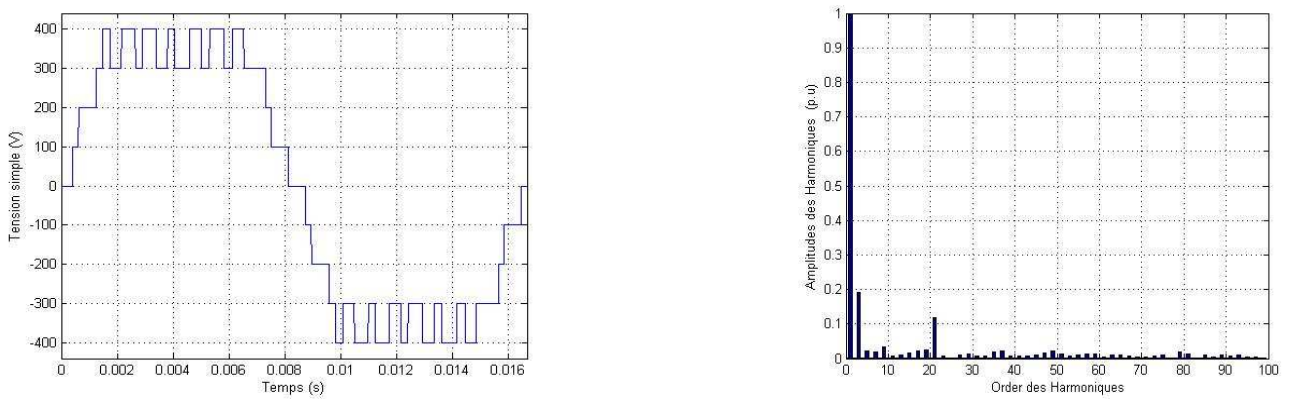
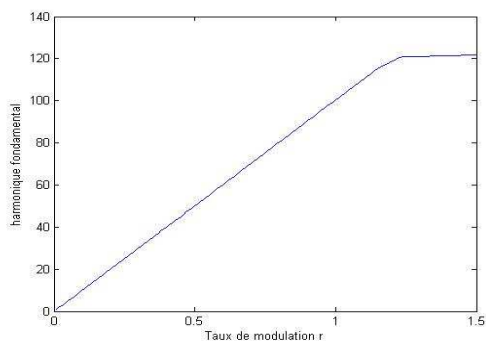
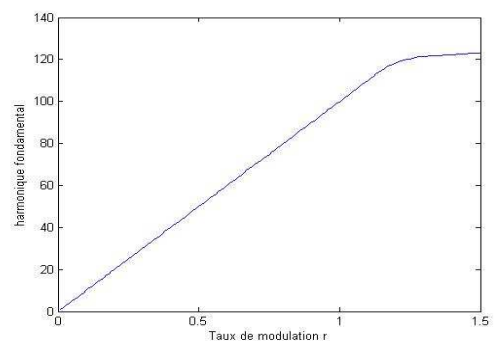


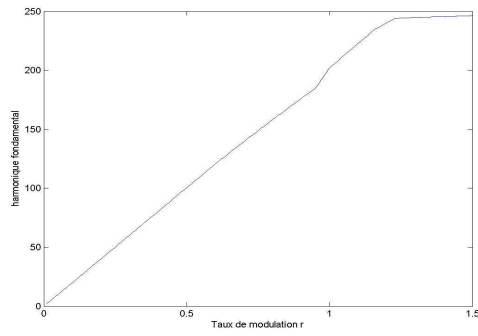
Figure (II.26.8) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à onze niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 11, m = 21, r = 0.85$)



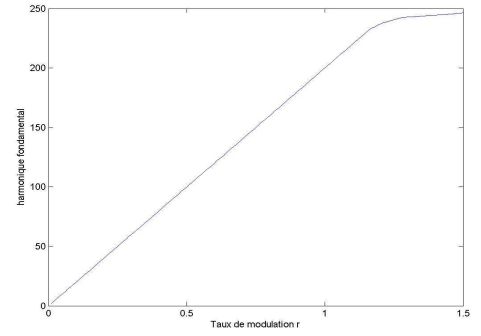
($N = 3, m = 9$)



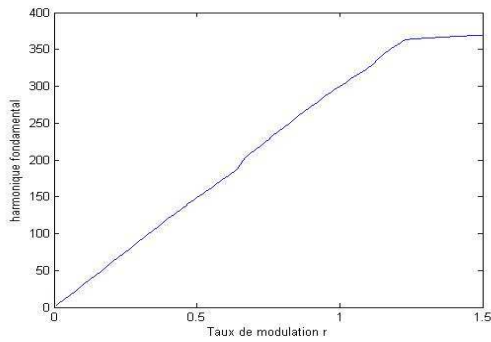
($N = 3, m = 21$)



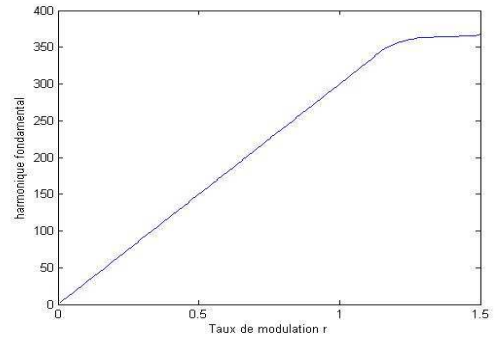
$(N = 5, m = 9)$



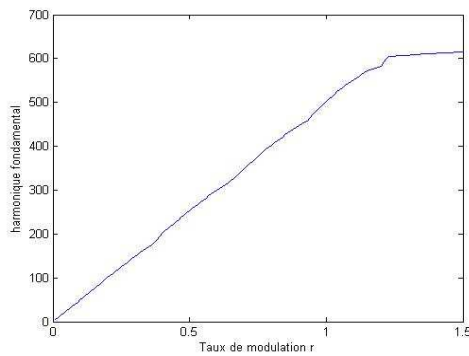
$(N = 5, m = 21)$



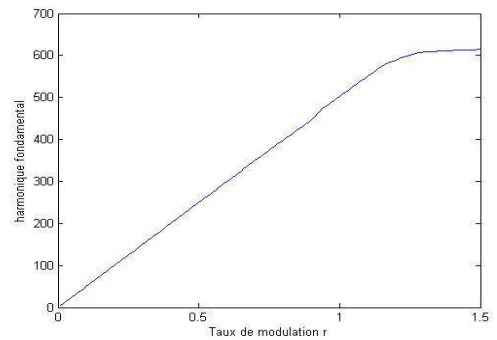
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$

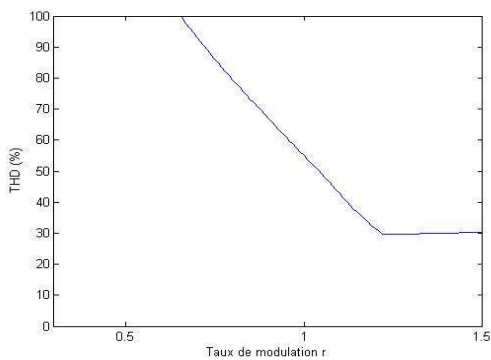


$(N = 11, m = 9)$

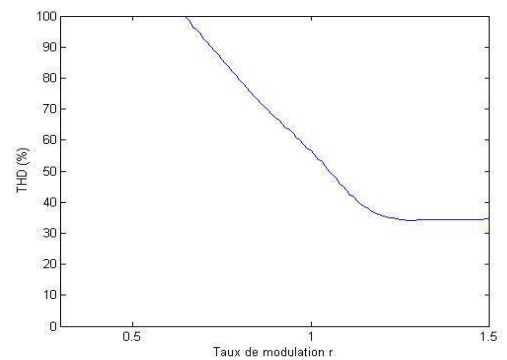


$(N = 11, m = 21)$

Figure (II.27.1) : Caractéristiques de réglages de la commande SFO PWM



$(N = 3, m = 9)$



$(N = 3, m = 21)$

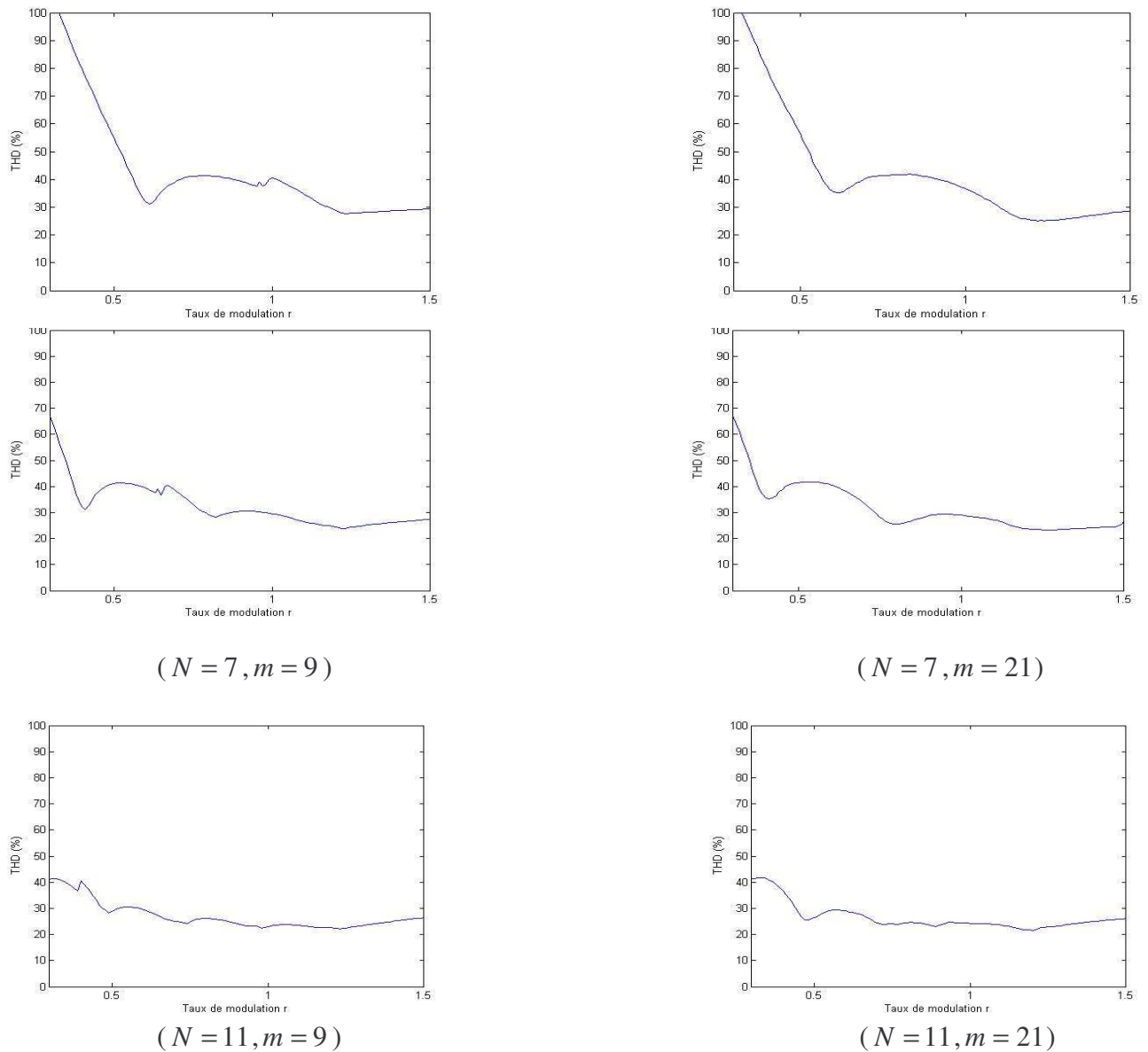
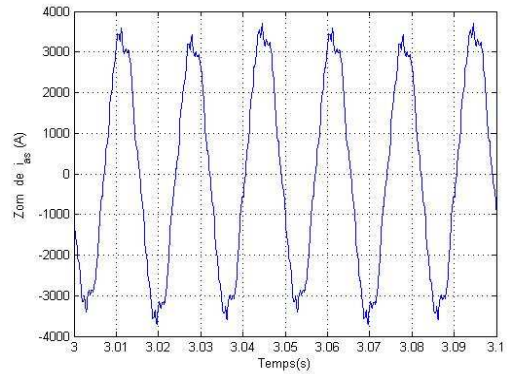
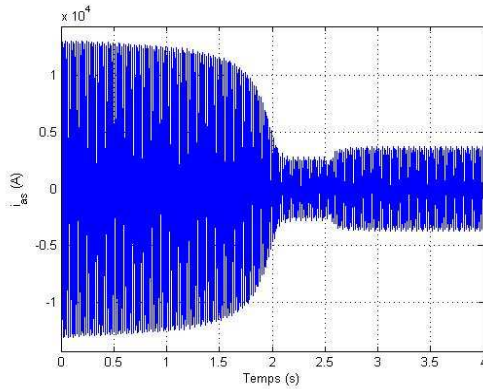


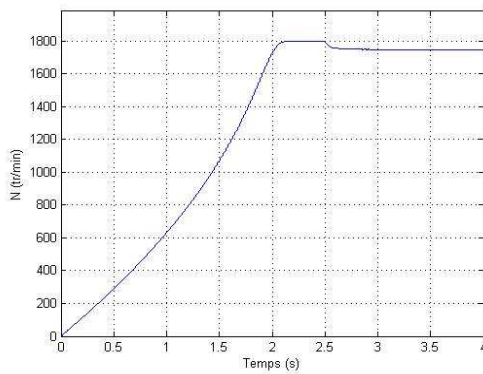
Figure. (II.27.2) : Variation du THD en fonction de r pour les 100 premiers harmoniques.

– Association machine asynchrone-onduleur cascadi à sept niveaux

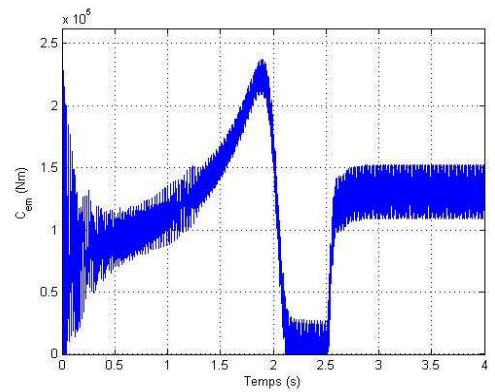
L'association de l'onduleur cascadi à sept niveaux commandé par la technique SFO PWM avec la machine asynchrone donne les résultats représentées par la Figure (II.28) suivantes :



a) Courant statorique



b) Vitesse de rotation



c) Couple électromagnétique

Figure (II.28) : Caractéristiques du moteur asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande SFO PWM ($r = 0.85, m = 9$) lors d'une application d'un couple résistant ($C_r = 130 \text{ kN.m}$) à $t = 2.5\text{s}$.

II.3.1.8 Commentaires

Les figures (II.8, 12, 15, 17, 20, 23,26) représentées ci-dessus montrent :

- Pour les différentes valeurs de l'indice de modulation m , on remarque que les harmoniques de rangs impairs existent.
- Les harmoniques de la tension V_{an} se regroupent autour des fréquences multiples de $(\frac{N-1}{2}) * f_p$ pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à $(\frac{N-1}{2})$ porteuses unipolaires et $(N-1) * f_p$ pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à $(N-1)$ porteuses bipolaires.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de la tension V_{an} vers les fréquences les plus élevées, d'où l'avantage de faciliter leur filtrage.
- L'augmentation du nombre de niveaux N permet d'améliorer la forme de la tension V_{an} (plus proche à la forme sinusoïdale) ce qui implique la diminution du THD.

La stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à $(\frac{N-1}{2})$ porteuses unipolaires montre :

- La tension V_{an} est symétrique par rapport au quart de la période dans le cas des porteuses en dents ordinaires, donc les seules harmoniques existants sont ceux de rangs impairs. De l'autre coté, la tension V_{an} est symétrique par rapport à la demie période dans le cas des porteuses en dents de scie. En plus des harmoniques impaires, les harmoniques paires existent.
- Les premiers harmoniques les plus importants sont ceux du rang $(\frac{N-1}{2}).m\pm 1$, $(\frac{N-1}{2}).m\pm 5$ et $(\frac{N-1}{2}).m\pm 7$ pour ($r = 0.85$).

Les Figures (II.9, 13, 16, 18, 21, 24,27) ci-dessus montrent que :

- Le taux de modulation permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental $V_1 = (\frac{N-1}{2}).E_c.r$.
- L'augmentation du taux de modulation permet de diminuer le THD.
- La variation de l'amplitude du fondamental ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation m .
- Quant le nombre de niveau du convertisseur augmente, la déformation harmonique diminue pour toutes les techniques triangulo-sinusoidale.
- Pour la technique PSC-PWM, le taux de modulation $r = 1$ donnera le meilleur THD comme montré dans la Figure (II.24.2) ce qui est égal à 1.3292 % pour le niveau 11.

La stratégie de commande triangulo-sinusoidale à $N-1$ porteuses bipolaires avec injection de l'harmonique trois montre que :

- L'injection de l'harmonique trois permet d'améliorer la forme de la tension V_{an} et d'augmenter son amplitude fondamentale.

II.3.2 Modulation vectorielle

II.3.2.1 Principe

On définit à partir du vecteur de référence V_{sref} , $V_{sref} = (V_{sref1}, V_{sref2}, V_{sref3})^t$, deux nouveaux vecteurs de référence V_{sref1} et V_{sref0} . Les composantes du vecteur de référence V_{sref} sont définies par le système d'équation (II.21).

Ces nouveaux vecteurs de référence sont définis comme suit :

$$\begin{aligned} V_{sref1}[i] &= V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref0}[i] &= V_{sref}[i] - V_0 \quad i = 1,2,3 \end{aligned} \quad (II.25)$$

La tension V_0 est donnée par l'expression (II.22) ci-dessous:

$$V_0 = \frac{\{\max(V_{sref}) + \min(V_{sref})\}}{2} \tag{II.26}$$

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_{i1} à $V_{i(N-1)}$ et V_{is}

$$\begin{aligned}
 & \text{if } V_{ref1}[i] \geq V_{p1} \Rightarrow V_{i1} = 1 \quad \text{else } V_{i1} = 0 \\
 & \text{if } V_{ref1}[i] \geq V_{p2} \Rightarrow V_{i2} = 1 \quad \text{else } V_{i2} = 0 \\
 & \vdots \\
 & \text{if } V_{ref1}[i] \geq V_{p\frac{N-1}{2}} \Rightarrow V_{i\frac{N-1}{2}} = 1 \quad \text{else } V_{i\frac{N-1}{2}} = 0 \\
 & \text{if } V_{ref0}[i] \geq V_{i(\frac{N-1}{2}+1)} \Rightarrow V_{i(\frac{N-1}{2}+1)} = 0 \quad \text{else } V_{i(\frac{N-1}{2}+1)} = -1 \\
 & \vdots \\
 & \text{if } V_{ref0}[i] \geq V_{p(N-1)} \Rightarrow V_{i(N-1)} = 0 \quad \text{else } V_{i(N-1)} = -1 \\
 & V_{is} = V_{i1} + V_{i2} + V_{i3} + \dots + V_{i(N-1)}
 \end{aligned} \tag{II.27}$$

– **Etape 2** : détermination des ordres de commande des interrupteurs du bras;

$$\begin{aligned}
 & \text{if } V_{is} = \frac{N-1}{2} \Rightarrow \begin{aligned} & s_{i1} = 1 \quad s_{i2} = 0 \\ & \vdots \\ & s_{i3} = 1 \quad s_{i4} = 0 \\ & \vdots \\ & s_{i(2N-1)} = 1 \quad s_{i2N} = 0 \end{aligned} \\
 & \text{if } V_{is} = 1 \Rightarrow \begin{aligned} & s_{i1} = 1 \quad s_{i2} = 0 \\ & \vdots \\ & s_{i3} = 0 \quad s_{i4} = 0 \\ & \vdots \\ & s_{i(2N-1)} = 0 \quad s_{i2N} = 0 \end{aligned} \\
 & \text{if } V_{is} = 0 \Rightarrow \begin{aligned} & s_{i1} = 0 \quad s_{i2} = 0 \\ & \vdots \\ & s_{i3} = 0 \quad s_{i4} = 0 \\ & \vdots \end{aligned}
 \end{aligned} \tag{II.28}$$

$$\begin{aligned}
 & s_{i(2N-1)} = 0 \quad s_{i2N} = 0 \\
 \text{if } V_{is} = -1 \Rightarrow & \begin{aligned}
 & s_{i1} = 0 \quad s_{i2} = 1 \\
 & \vdots \\
 & s_{i3} = 0 \quad s_{i4} = 0 \\
 & \vdots \\
 & s_{i(2N-1)} = 0 \quad s_{i2N} = 0
 \end{aligned} \\
 \text{if } V_{is} = -\frac{N-1}{2} \Rightarrow & \begin{aligned}
 & s_{i1} = 0 \quad s_{i2} = 1 \\
 & \vdots \\
 & s_{i3} = 0 \quad s_{i4} = 1 \\
 & \vdots \\
 & s_{i(2N-1)} = 0 \quad s_{i2N} = 1
 \end{aligned}
 \end{aligned}$$

$V_{p1}, V_{p2}, \dots, V_{p(N-1)}$ sont des porteuses en dents ordinaires.

- Résultats de simulation
- Pour le niveau trois ($N = 3$)

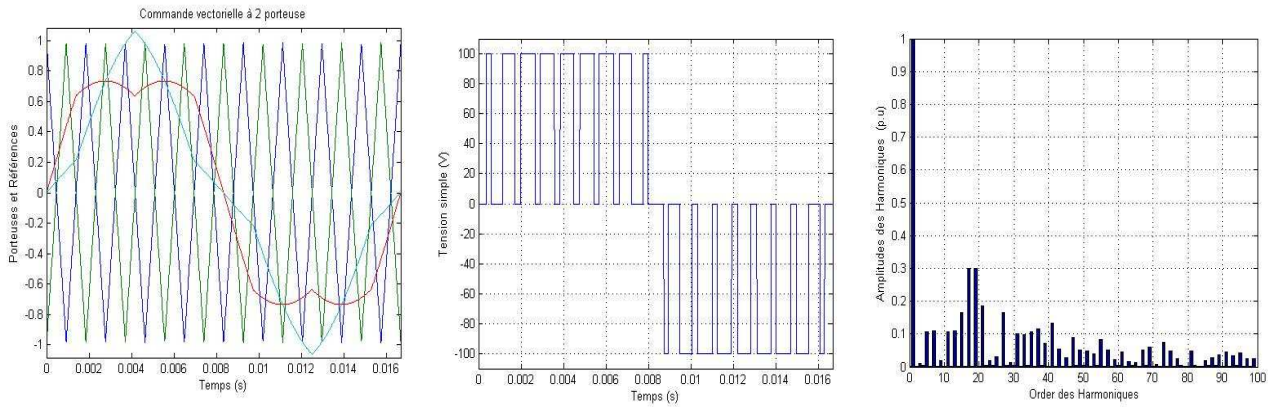


Figure. (II.29.1) : Les différents signaux de la commande vectorielle à deux porteuses, ainsi que la tension V_{an} et son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 9, r = 0.85$).

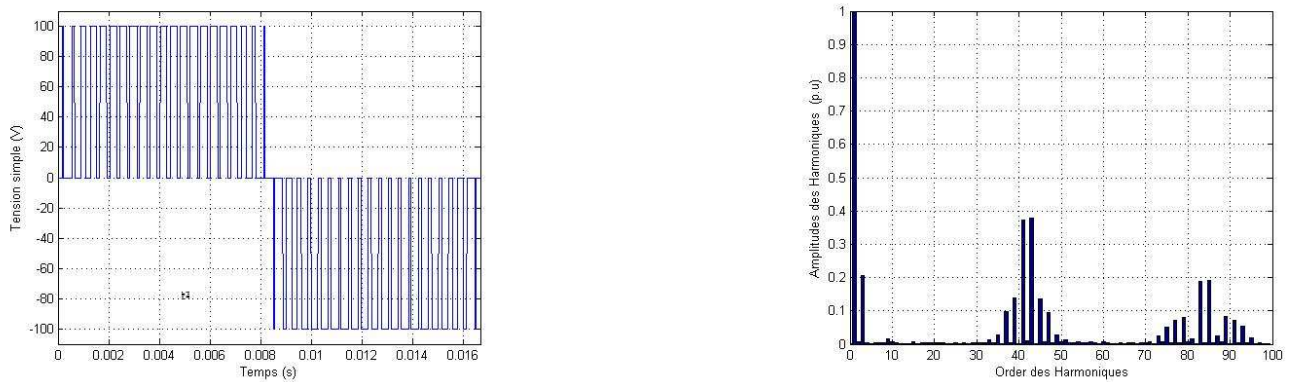


Figure (II.29.2) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 3, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau cinq ($N = 5$)

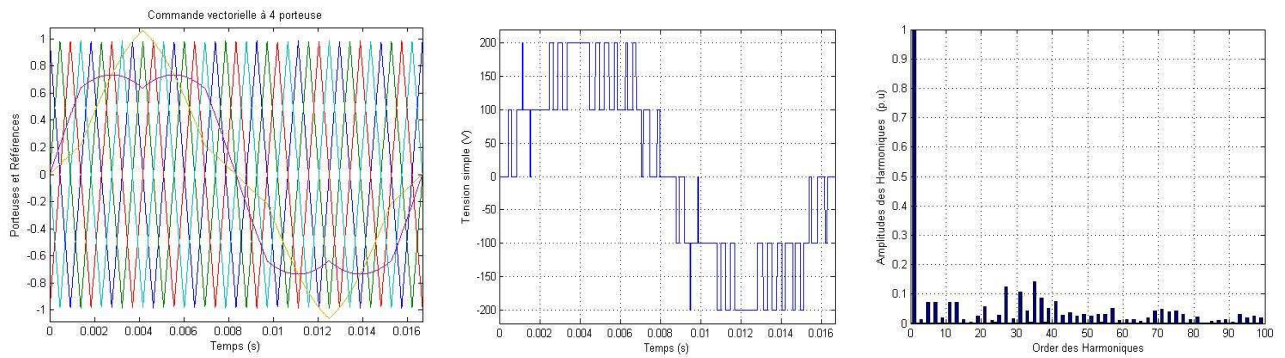


Figure (II.29.3) : Les différents signaux de la commande vectorielle à quatre porteuses, ainsi que la tension V_{an} et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 9, r = 0.85$)

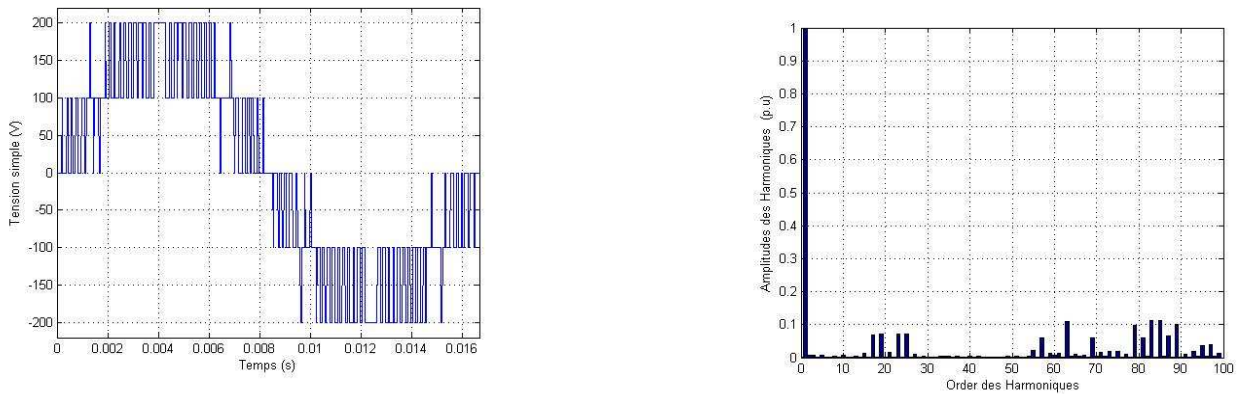


Figure (II.29.4) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et son spectre harmonique pour ($N = 5, m = 21, r = 0.85$)

– Pour le niveau sept ($N = 7$)

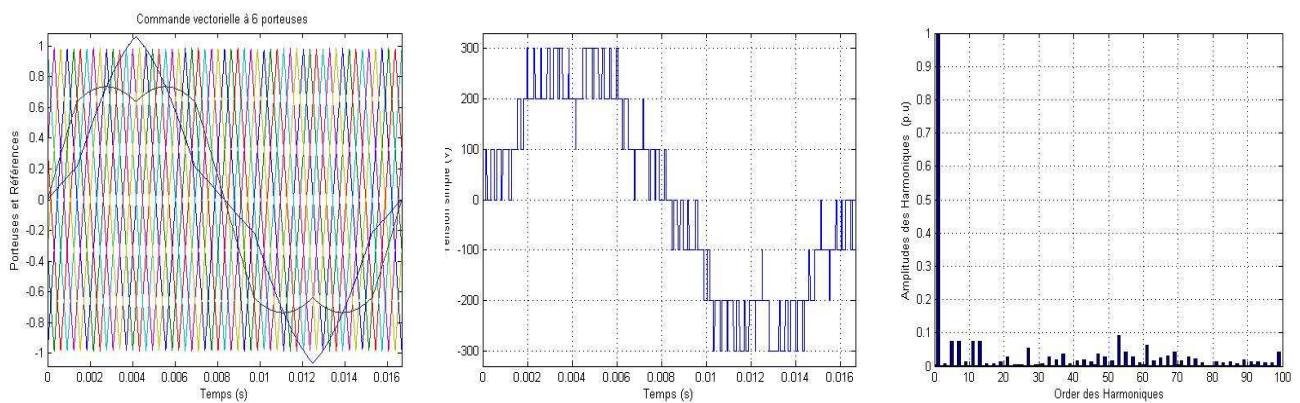


Figure (II.29.5) : Les différents signaux de la commande vectorielle à six porteuses, ainsi que la tension V_{an} et son spectre harmonique pour ($N = 7, m = 9, r = 0.85$)

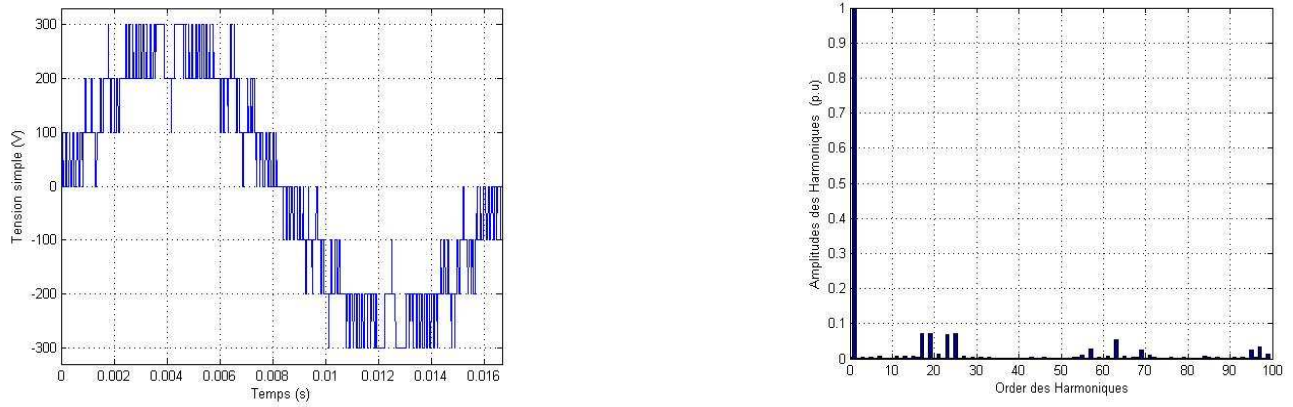


Figure (II.29.6) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à sept niveaux, et son spectre harmonique pour $(N = 7, m = 21, r = 0.85)$

– Pour le niveau onze ($N = 11$)

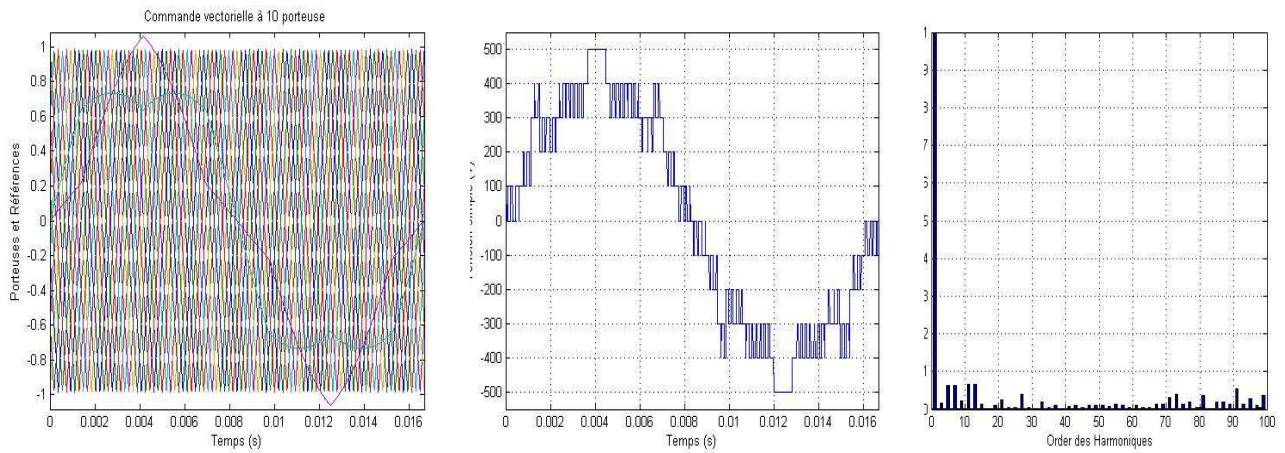


Figure (II.29.7) : Les différents signaux de la commande vectorielle à dix porteuses, ainsi que la tension V_{an} et son spectre harmonique pour $(N = 11, m = 9, r = 0.85)$

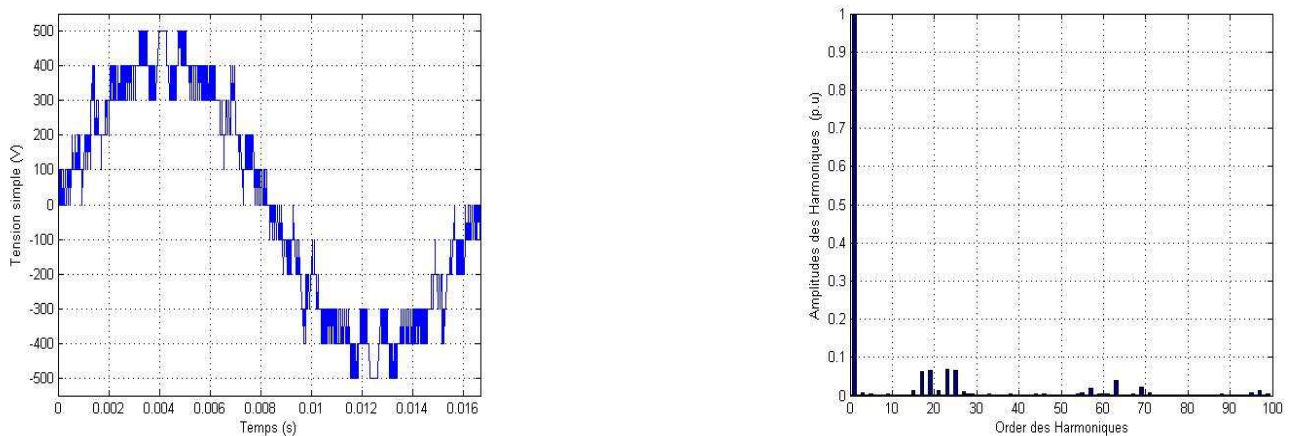
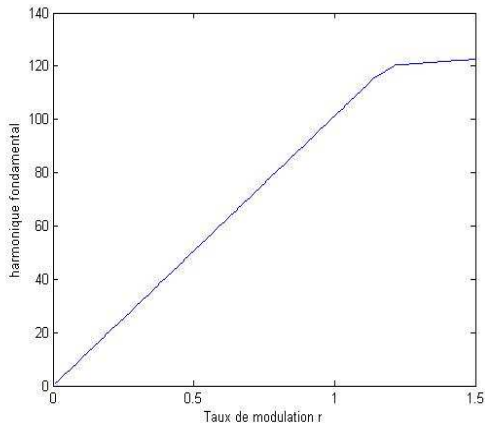
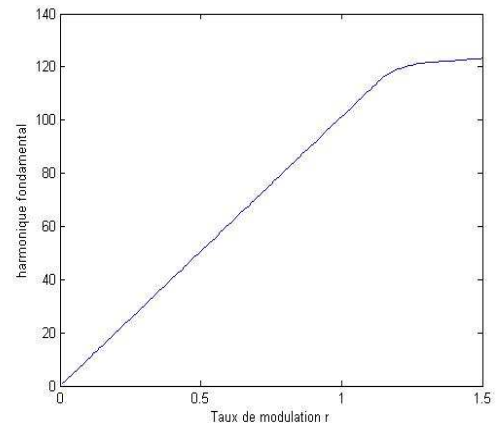


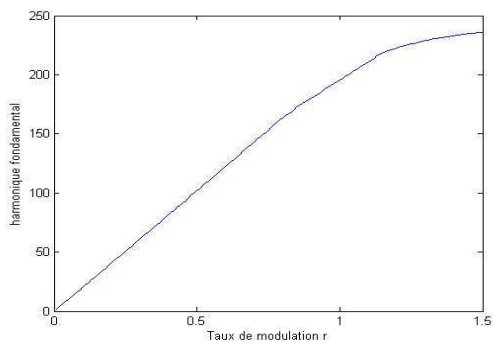
Figure (II.29.8) : La tension V_{an} de la première phase de l'onduleur triphasé à onze niveaux, et son spectre harmonique pour $(N = 11, m = 21, r = 0.85)$



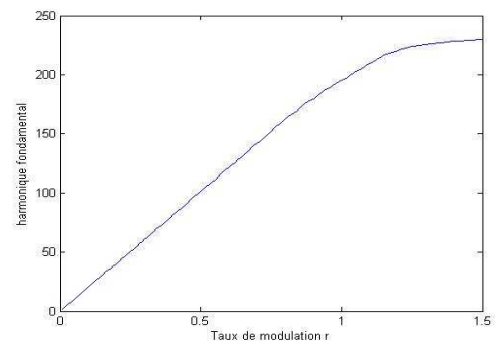
($N = 3, m = 9$)



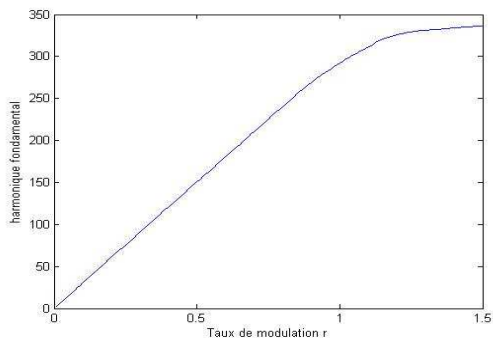
($N = 3, m = 21$)



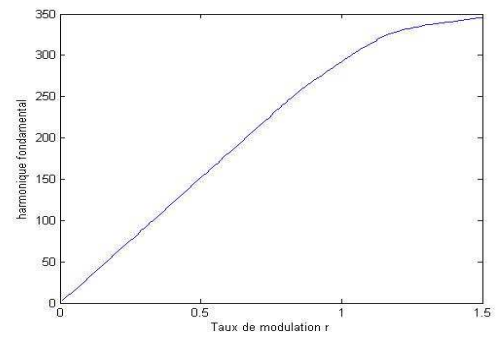
($N = 5, m = 9$)



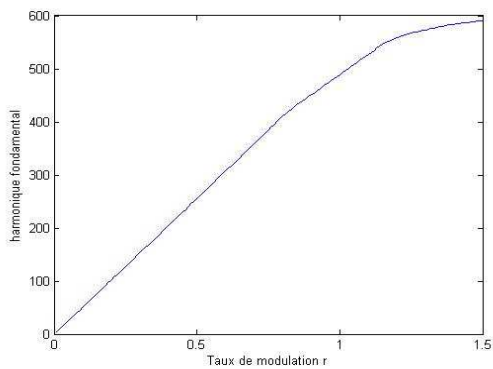
($N = 5, m = 21$)



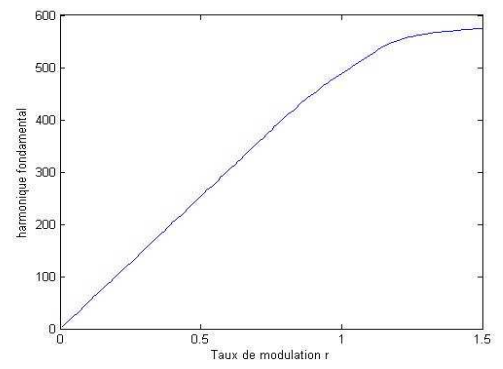
($N = 7, m = 9$)



($N = 7, m = 21$)

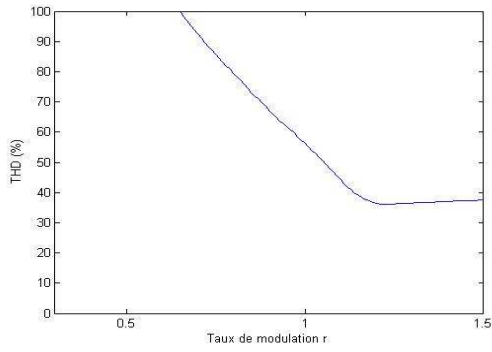


($N = 11, m = 9$)

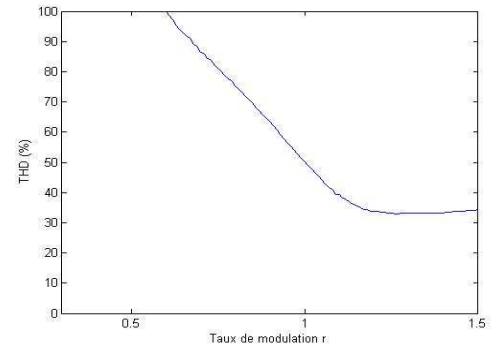


($N = 11, m = 21$)

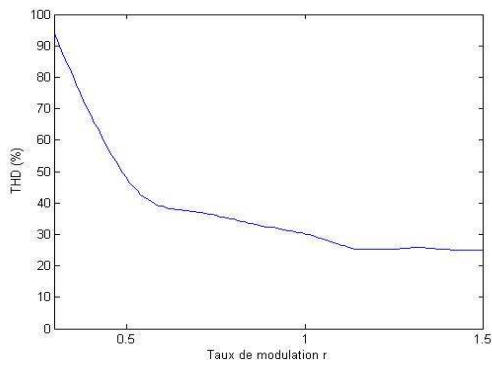
Figure (II.30.1) : Caractéristiques de réglages de la modulation vectorielle



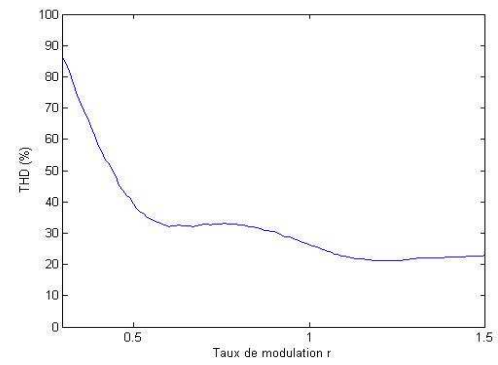
$(N = 3, m = 9)$



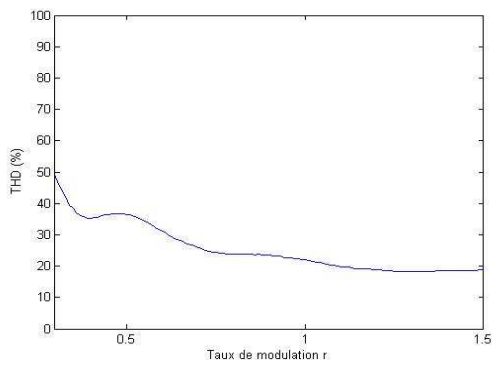
$(N = 3, m = 21)$



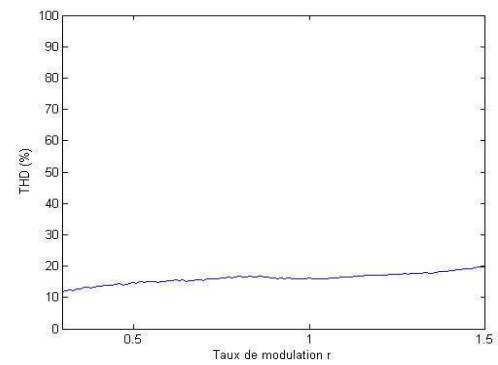
$(N = 5, m = 9)$



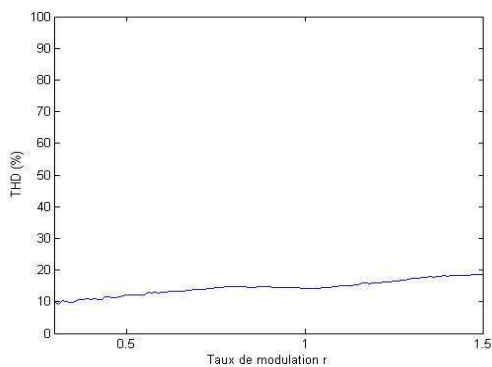
$(N = 5, m = 21)$



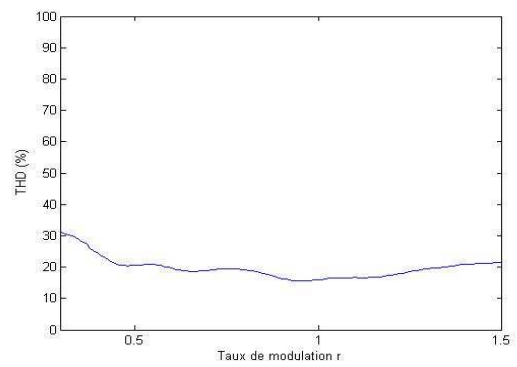
$(N = 7, m = 9)$



$(N = 7, m = 21)$



$(N = 11, m = 9)$



$(N = 11, m = 21)$

Figure (II.30.2) : Variation du THD en fonction de r pour les 100 premiers harmoniques.

– Association machine asynchrone-onduleur cascadié à sept niveaux

Les résultats de l'association de l'onduleur à sept niveaux à commande vectorielle avec la machine asynchrone sont donnés par la Figure (II.31)

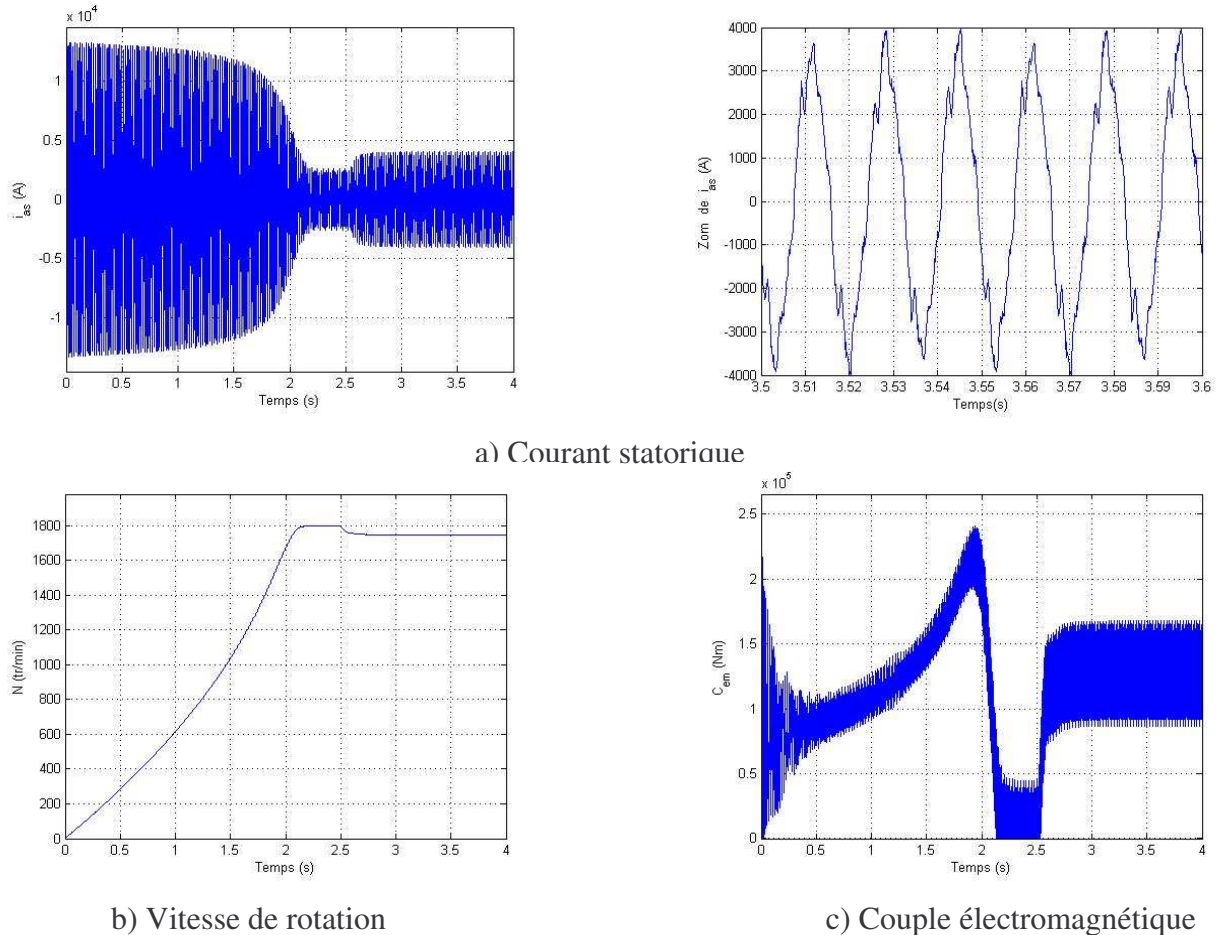


Figure (II.31) : Caractéristiques du moteur asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie de commande vectorielle ($r = 0.85, m = 9$) lors d'une application d'un couple résistant ($C_r = 130 \text{ kN.m}$) à $t = 2.5\text{s}$.

II.3.2.2 Commentaires

Les figures (II.29.1) à (II.29.8)) représentées ci-dessus montrent que :

- Pour les différentes valeurs de l'indice de modulation m , les harmoniques prennent des rangs pairs et impairs.
- Les harmoniques de la tension V_{an} se regroupent autour des fréquences multiples de $(N-1).f_p$.

- La modulation vectorielle permet d'améliorer la forme de la tension V_{an} et d'augmenter la valeur de son amplitude fondamentale.

Les figures (II.30.1) et (II.30.2), nous permet de constater que:

- Le taux de modulation permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental $V_1 = \frac{N-1}{2} \cdot E_c \cdot r$;
- L'augmentation du taux de modulation permet de diminuer le THD;
- L'augmentation du taux de modulation r permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers.

A partir de des figures (II.11, 14, 19, 22, 25, 28,31) on remarque qu'associer un onduleur de tension à la machine influence à un certain degré ses performances dynamiques. Cette influence se fait principalement ressentir sur le couple électromagnétique. Ce dernier adopte une allure très ondulée. Durant l'application d'un couple résistant, le couple électromagnétique rejoint une valeur de 130 kN.m pour le compenser. La vitesse ne parvient à se stabiliser qu'après certains temps du démarrage. Elle connaît une chute considérable pendant l'application du couple résistant

II.3.3 Commande par hystérésis de courant modulaire

II.3.3.1 Principe

Le principe de base de la commande par hystérésis en courant d'un onduleur à trois niveaux (par exemple) est de commuter la sortie d'un inverseur à trois niveaux entre les trois niveaux de tension $+E_c$, 0 et $-E_c$ de sorte à confiner l'erreur entre le courant mesuré et le courant de référence dans une bande d'hystérésis spécifiée. Lorsque l'erreur courante dépasse une limite d'hystérésis, le niveau plus haut (ou bas) de tension devrait être choisi pour essayer de forcer l'erreur courante vers zéro. Dans certains moments, le niveau de tension de l'inverseur n'est pas suffisant de renvoyer l'erreur à zéro, l'inverseur dans ce cas devrait commuter au prochain niveau de tension haut (ou bas), et ce processus devrait cesser seulement lorsqu'on a choisit le niveau correct de tension qui renverse la direction de l'erreur [12]. Pour mettre en application la logique de choix du niveau correct de la tension, nous pouvons employer la technique suivante, présentée comme suit :

La stratégie est basée sur une hystérésis à double bandes excentriques. La bande d'hystérésis supérieure B_1 est employée pour commuter l'onduleur entre les niveaux tension de 0 (limite inférieure de B_1) et $-E_c$ (limite supérieure de B_1), alors que la bande d'hystérésis inférieure B_2 commute l'onduleur entre $+E_c$ (limite inférieure de B_2) et 0 (limite supérieure de B_2). L'erreur de courant reste confiner dans une bande d'hystérésis (B_1 ou B_2) jusqu'à ce que l'inverseur devient incapable de forcer l'erreur vers zéro. Ceci est illustré dans Figure (II.32) où l'erreur commence à être confinée dans la bande inférieure B_2 , à cause de la commutation de l'onduleur entre $+E_c$ et 0. Ce processus de commutation continue jusqu'au temps t_1 quand la tension de sortie de l'inverseur est de 0V insuffisante pour réduire l'erreur du courant, qui tend vers la limite supérieure de la bande d'hystérésis B_1 . Lorsque l'erreur dépasse cette limite, l'onduleur commute entre les deux prochains niveaux de tension adjacents 0 et $-E_c$ pour enfermer l'erreur dans B_1 jusqu'à ce que la tension de

sortie de l'inverseur soit encore insuffisante pour réduire l'erreur et elle tend de nouveau vers la bande d'hystérésis inférieure B_2 .

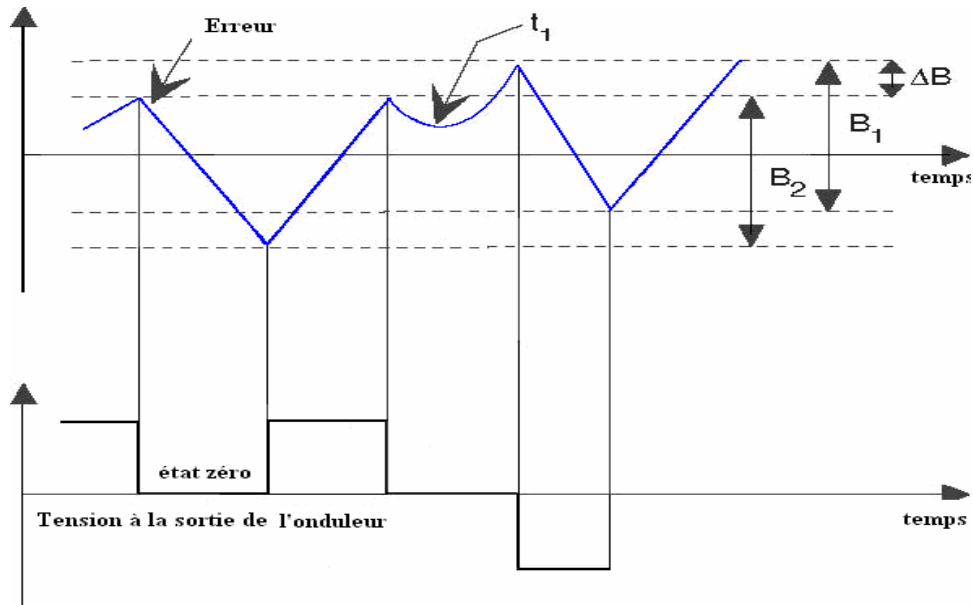


Figure (II.32) : Commande par hystérésis de courant d'un onduleur à trois niveaux

II.3.3.2 Algorithme de la commande

Pour l'onduleur triphasé à N niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour un bras k ($k = 1.2.3$) par le système (II.31) ci-dessous

Soit ϵ_k l'écart entre le courant réel et le courant de référence défini par :

$$\epsilon_k = i_{ks} - I_{refk} \tag{II.29}$$

Les courants de référence sont donnés par le système (II.30)

$$\begin{cases} I_{ref\ 1} = \sqrt{2}.I_{eff}.\sin(2.\pi.f_s.t) \\ I_{ref\ 2} = \sqrt{2}.I_{eff}.\sin\left(2.\pi.f_s.t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{ref\ 3} = \sqrt{2}.I_{eff}.\sin\left(2.\pi.f_s.t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{II.30}$$

Les commandes intermédiaires sont déterminées alors comme suit :

– Commande de la première cellule

```

if       $\varepsilon_k \geq \Delta B$     et   $\varepsilon_k < 2. \Delta B$ 

     $T_{k1} = 0;$ 

elseif   $\varepsilon_k \geq 2. \Delta B$ 

     $T_{k1} = -1;$ 

elseif   $\varepsilon_k \leq -\Delta B$     et   $\varepsilon_k > -2. \Delta B$ 

     $T_{k1} = 0;$ 

elseif   $\varepsilon_k \leq -2. \Delta B$ 

     $T_{k1} = 1;$ 

end

```

– Commande de la deuxième cellule

```

if       $\varepsilon_k \geq 3. \Delta B$     et   $\varepsilon_k < 4. \Delta B$ 

     $T_{k2} = 0;$ 

elseif   $\varepsilon_k \geq 4. \Delta B$ 

     $T_{k2} = -1;$ 

elseif   $\varepsilon_k \leq -3. \Delta B$     et   $\varepsilon_k > -4. \Delta B$ 

     $T_{k2} = 0;$ 

elseif   $\varepsilon_k \leq -4. \Delta B$ 

     $T_{k2} = 1;$ 

end

```

(II.31)

.....

– **Commande de la $Q^{i\grave{e}me}$ cellule**

if $\varepsilon_k \geq (2.N - 1) . \Delta B$ et $\varepsilon_k < 2.N . \Delta B$

$T_{kQ} = 0;$

elseif $\varepsilon_k \geq 2.N . \Delta B$

$T_{kQ} = -1;$

elseif $\varepsilon_k \leq -(2.N - 1) . \Delta B$ et $\varepsilon_k > -2.N . \Delta B$

$T_{kQ} = 0;$

elseif $\varepsilon_k \leq -2.N . \Delta B$

$T_{kQ} = 1;$

end

$$T_k = T_{k1} + T_{k2} + \dots + T_{kQ}; \quad (\text{II.32})$$

Suivants les valeurs de T_k , il est possible de déterminer les commandes des interrupteurs de puissance.

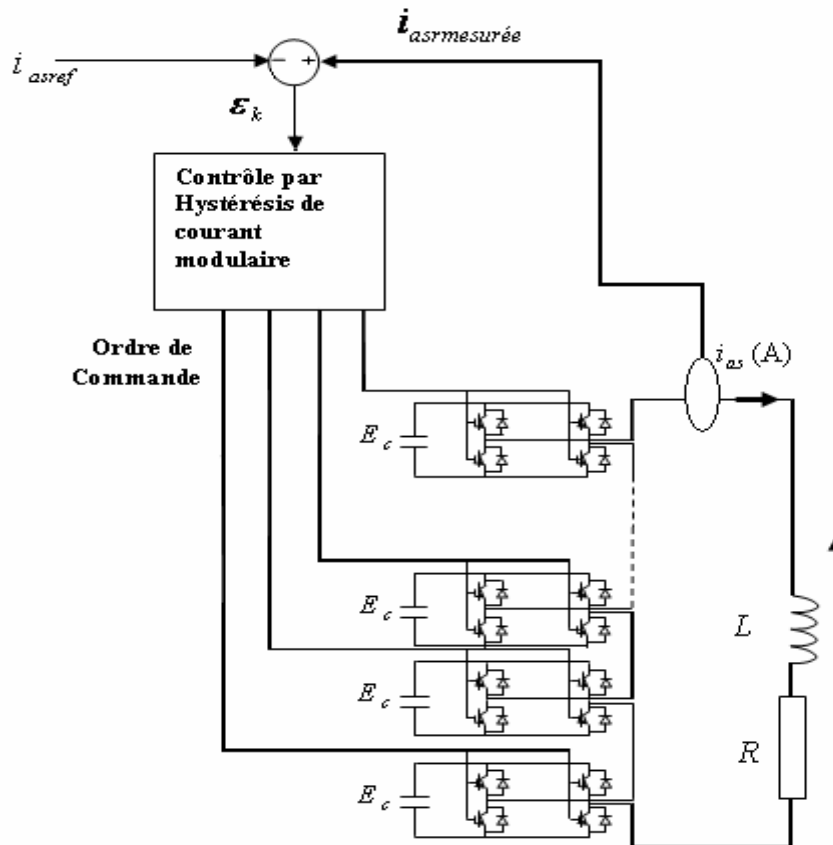


Figure (II.33) : Schéma d'un bras de l'onduleur cascadi à N niveaux commandé par hystérésis de courant.

La Figure (II.34) représente les résultats obtenus lors de l'alimentation d'une charge inductive ($R = 10 \Omega, L = 0.3 H$) avec un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis de courant ($I_{eff} = 2 A, f_s = 50 Hz, \Delta B = 0.2 A$).

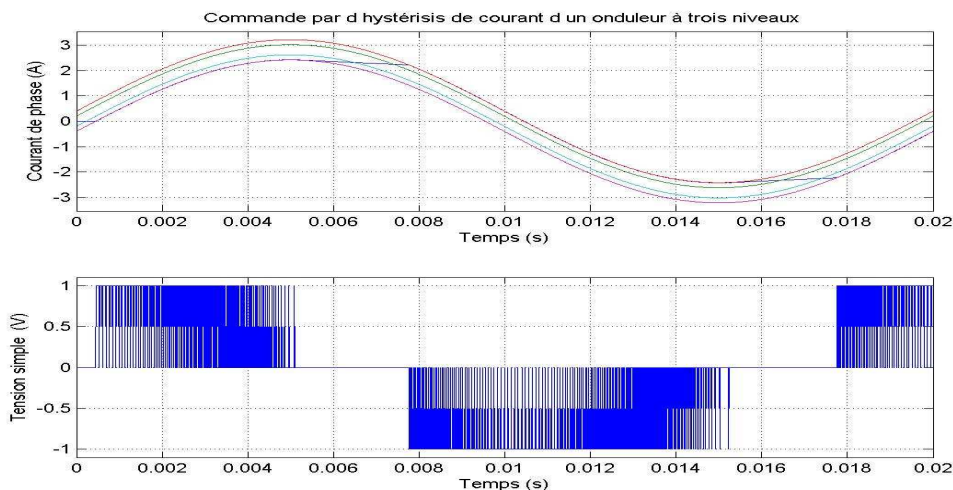
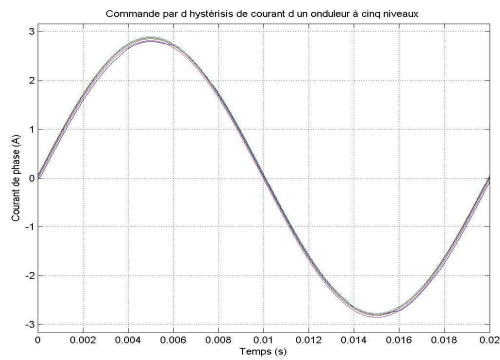
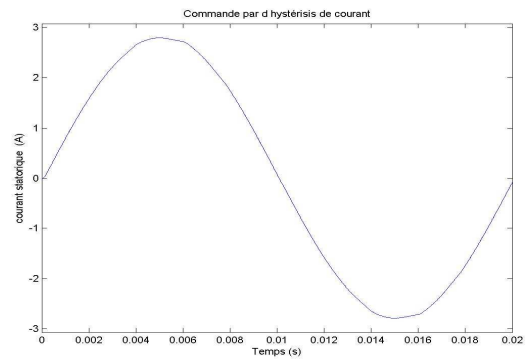


Figure (II.34) : Commande par hystérésis en courant d'un onduleur à trois niveaux.

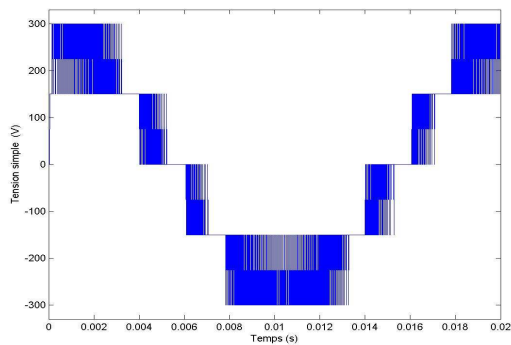
La Figure (II.35) représente les résultats obtenus lors de l'association d'un onduleur triphasé à cinq niveaux avec une charge inductive ($R = 10 \Omega, L = 0.3 H$). L'onduleur est commandé par la stratégie hystérésis de courant avec $I_{eff} = 2 A$ et $\Delta B = 0.02 A$



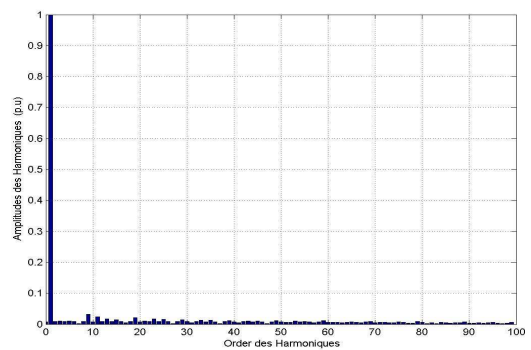
a) Courant de phase et de référence



b) Courant statorique

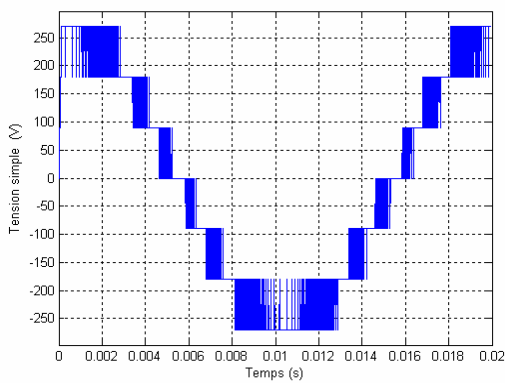


c) Tension simple V_{an}

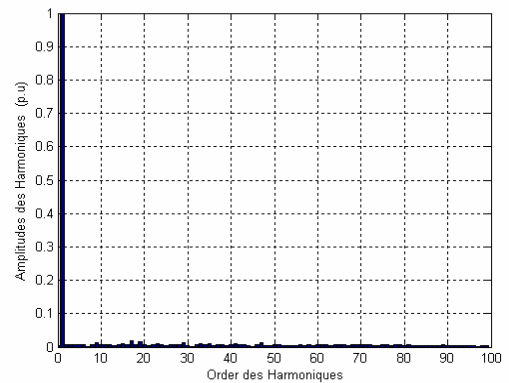


d) Spectre d'harmonique de la tension

Figure (II.35) : Résultats de la commande par hystérésis en courant d'un onduleur à cinq niveaux.



a) la tension simple



b) spectre d'harmonique

Figure (II.36) : Tension de sortie simple et son spectre d'harmonique d'un onduleur à sept niveaux ($\Delta B = 0.01$)

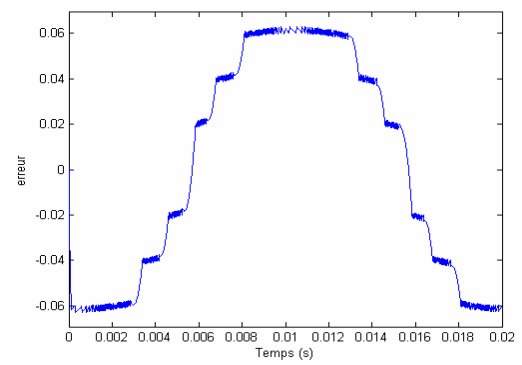
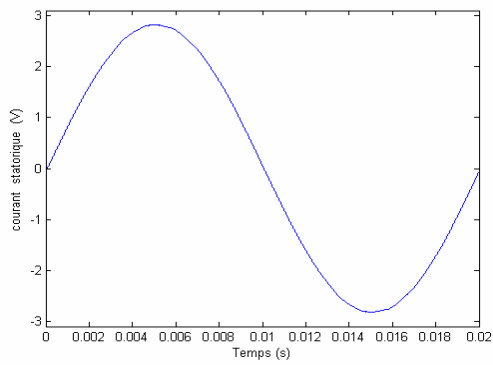
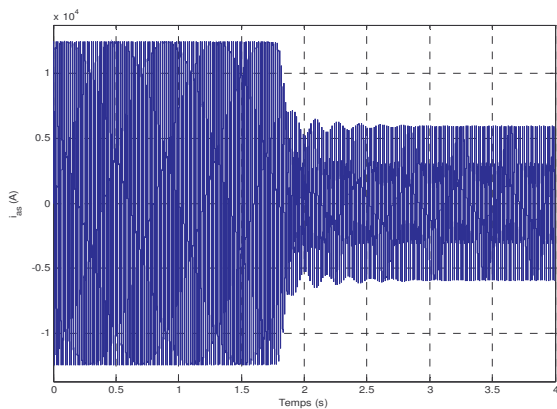


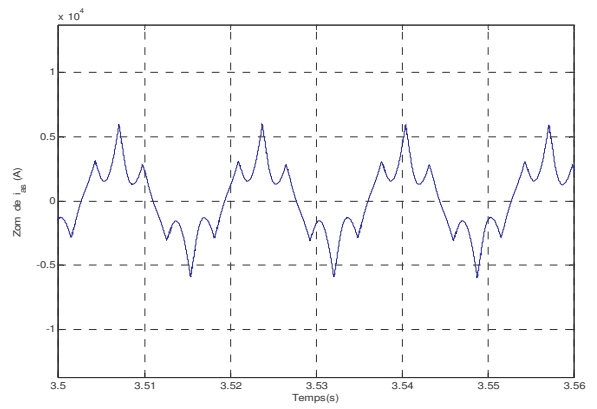
Figure (II.37) : Courant de sortie et erreur statique d'un onduleur à sept niveaux ($\Delta B = 0.01$)

II.3.4 Association machine asynchrone onduleur cascadi à sept niveaux

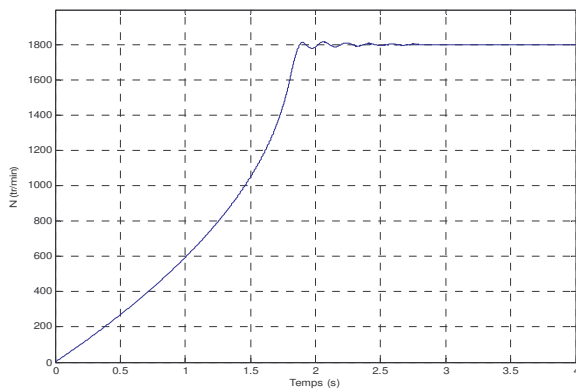
L'association de la machine asynchrone avec un onduleur de tension commandé en courant conduit aux résultats de la figure (II.38).



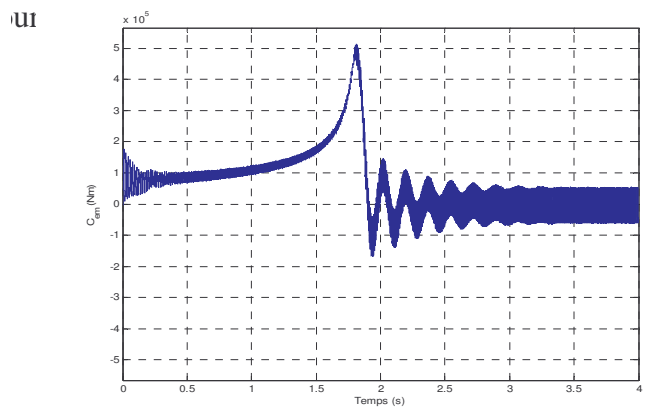
a) Courant statorique i_{as}



b) Zoom du courant statorique i_{as}



a) Vitesse de rotation



b) Couple électromagnétique

Figure (II.38) : Evolution du courant, de la vitesse et du couple électromagnétique

II.3.5. Etude comparative et conclusion

Niveaux d'onduleur	Stratégie de commande	THDmin (m=9)	Taux de modulation (r)	Harmoniques dominants	
Trois niveaux	1	SHPWM	49.01	0.995	5 7 11 13
	2	Commande T-S à une porteuse unipolaire	46.6	1.08	5 7 11 13 17
	3	Commande T-S à deux porteuses en dents de scie bipolaires	45.6	1.02	11 13 17 19 23 25 29
	4	Commande T-S à deux porteuses bipolaires avec l'injection de l'harmonique trois (a = 0.2)	36.49	1.22	11 17 19
	5	SFO PWM	29.594	1	5 11 13 17 19
	6	Modulation vectorielle	40.25	1.23	5 7 11 13 17 19
Cinq niveaux	1	SHPWM	46.4	1.0998	5 7 11
	2	Commande T-S à deux porteuses unipolaires	20.95	1.05	17 19 23 29 31
	3	Commande T-S à quatre porteuses en dents de scie bipolaires	22.5	1	23 25 29 31 35 37 ...
	4	Commande T-S à quatre porteuses bipolaires avec l'injection de l'harmonique trois (a = 0.2)	23.761	1.21	23 25 29 31
	5	PSC PWM	24.33	0.97	7 11 13 17 23
	6	SFO PWM	27.7004	1.23	5 11 13 25 29
	7	Modulation vectorielle	25.195	1.22	5 7 11 13 17
Sept niveaux	1	SHPWM	15.62	1.16	5 7 11
	2	Commande T-S à trois porteuses unipolaires	13.1026	1.17	17 23 25

	3	Commande T-S à six porteuses en dents de scie bipolaires	13.092	1.0563	37 41 47 49 55 57 ...
	4	Commande T-S à six porteuses bipolaires avec l'injection de l'harmonique trois ($a = 0.2$)	22.4493	1.17	41 43 49 53 55
	5	PSC PWM	14.22	1	5 7 11 13 17
	6	SFO PWM	23.5	1.27	5 7 11 13 19
	7	Modulation vectorielle	18.185	1.27	5 7 11 13
Onze niveaux	1	SHPWM	9.534	1.04	5 7 13
	2	Commande T-S à cinq porteuses unipolaires	8.7545	1.04	31 37
	3	Commande T-S à dix porteuses en dents de scie bipolaires	7.1383	1.02	47 77 71
	4	Commande T-S à dix porteuses bipolaires avec l'injection de l'harmonique trois ($a = 0.2$)	20.4587	1.19	56 71 89 91
	5	PSC PWM	6.163	1.04	5 7 11
	6	SFO PWM	22.035	1.23	11 13
	7	Modulation vectorielle	15.5477	0.95	5 7 11

Tableau (II.4) : Tableau récapitulatif.

Remarque: On note par T-S : la commande triangulo-sinusoidale.

Dans ce chapitre, nous avons étudié différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé multi-niveaux à savoir la stratégie de commande triangulo-sinusoidale, la commande vectorielle et la commande par hystérésis en courant. Ces stratégies sont d'une manière générale des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux. Dans la commande triangulo-sinusoidale nous constatons qu'à chaque fois qu'on augmente le taux de modulation, l'amplitude du fondamental de la tension de sortie augmente de façon linéaire. Nous remarquons aussi que l'augmentation de l'indice de modulation permet d'éliminer les harmoniques de rangs faibles et de les repousser vers les fréquences les plus élevées ce qui traduit une facilité de filtrage. L'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur permet de monter en puissance et de diminuer les contraintes sur les semi-

conducteurs. En outre, lorsqu'on utilise une porteuse en dents de scie, la forme de la tension simple s'améliore et l'amplitude des harmoniques indésirables baisse, mais l'inconvénient de cette dernière est d'augmenter le nombre des harmoniques dans d'autres familles. La commande par hystérésis en courant donne des résultats satisfaisant surtout qu'elle assure un courant en phase avec la tension du réseau.

Après avoir étudié chaque stratégie nous avons réalisé également l'association entre l'onduleur multi-niveaux à structure cascadi et le moteur asynchrone triphasé. Nous remarquons que l'augmentation du nombre de niveau de l'onduleur permet d'améliorer le régime transitoire du moteur asynchrone et de réduire les oscillations du couple électromagnétique soit au démarrage ou en régime permanent et améliore également la forme du courant statorique. En même temps cette augmentation du nombre de niveaux permet de diminuer les vibrations permanentes de la vitesse rotorique et d'accélérer le changement du sens de rotation en cas de nécessité.

Chapitre III

*Commande par la stratégie
d'élimination d'harmoniques*

III.1 Introduction

Il arrive souvent que soit les tensions ou les courants d'un circuit n'aient pas une forme d'onde sinusoïdale ainsi la Figure (III.1), montre une tension alternative qui est fortement déformée.

Afin que la tension délivrée par l'onduleur soit proche de la forme sinusoïdale idéale et avec un faible taux d'harmoniques une stratégie est souvent proposée pour les onduleurs de tension. Il s'agit de la stratégie d'élimination d'harmoniques. L'objectif est de calculer les instants adéquats d'ouverture et de fermeture des interrupteurs du convertisseur, pour annuler les harmoniques indésirables (de rang 5, 7, 11, ... etc.), et contrôler le fondamental. La présence de tels harmoniques dans une source de tension alimentant une charge provoque plusieurs contraintes : création des pertes au niveau des équipements, perturbation des performances de la charge et diminution du facteur de puissance [01].

Cette technique offre donc plusieurs avantages [01]:

- Réduction du coût des filtres;
- Réduction des pertes par commutation aux bornes des interrupteurs;
- Augmentation de la durée de vie des composants;
- Amélioration de la fiabilité du système (convertisseur- machine).

Dans ce chapitre nous allons élaborer l'algorithme adéquat qui permet de commander un onduleur multi-niveaux par la stratégie proposée. Dans cette technique de commande le problème posé ce ramène à la résolution d'un système d'équations non linéaires. Pour cette raison, ce chapitre sera consacré aux différentes méthodes de résolution des systèmes non linéaires les plus utilisées.

III.2 Commande de l'onduleur à N niveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques

L'idée de cette stratégie a été introduite pour la première fois par *Turnbull* en 1967 puis développée par *Patel* et *Hoft* en 1973 [01]. Son principe consiste d'abord à formuler l'expression générale de l'amplitude des harmoniques, en basant sur le développement en série de Fourier. L'expression obtenue est une fonction des angles α_i de commutation. En suite, un système d'équations algébriques non linéaires est obtenu, en imposant la valeur désirée du fondamental et en annulant certain harmoniques. La résolution de ce système non linéaire permet de déterminer les angles α_i , par conséquent les instants de commande des interrupteurs à semi-conducteurs. Un système, par exemple de trois angles de commutation à déterminer permet d'éliminer le 5^{ème} et le 7^{ème} harmonique comme il est montré dans la Figure (III.1).

Il est à noter que pour un onduleur à N niveaux, on peut éliminer au minimum $(N-3)/2$ harmoniques ce qui correspond à un nombre minimal d'angles de commutation égale à $(N-1)/2$. Ces angles peuvent être choisis pour être n'importe où entre 0° et 90° sur la base d'obtenir un contenu harmonique inférieur ou une plus grande tension fondamentale. Pour éliminer les composantes harmoniques significatives, il est nécessaire de trouver la série de Fourier de la forme d'onde multi-niveaux.

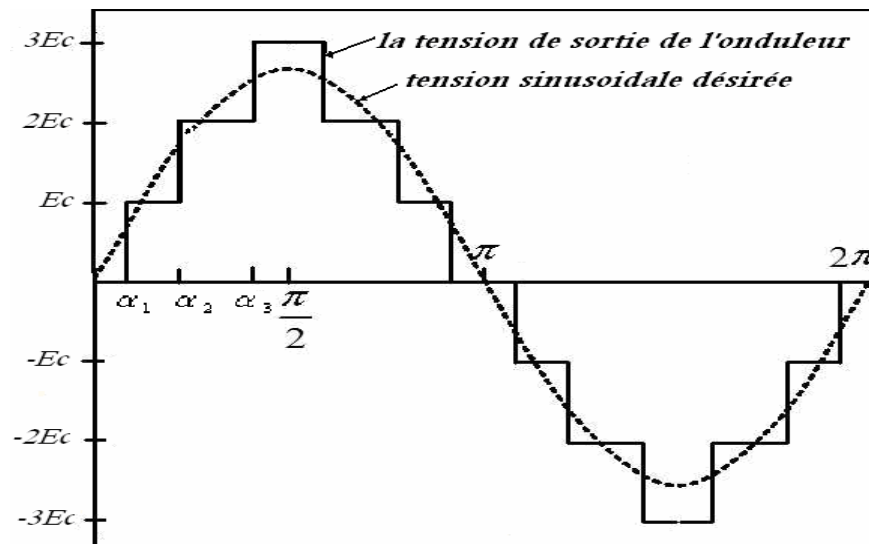


Figure (III.1) : Motif adopté pour éliminer les harmoniques de rangs 5 et 7 dans le cas d'un onduleur à sept niveaux.

III.3 Série de Fourier

Le principe de série de Fourier est introduit par *Jean Baptiste Joseph Fourier*; mathématicien Français (1768-1830). L'objectif est de décomposer un signal périodique en somme de sinus et de cosinus de fréquences multiples de la fréquence du signal de base. Ceci peut être exprimé d'une manière mathématique par la relation suivante :

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi n f_0 t) + b_n \sin(2\pi n f_0 t) \quad (\text{III.1})$$

Ou : $n \in \mathbb{N}^*(1, 2, 3, \dots)$.

Les paramètres a_0 , a_n et b_n sont dit: *coefficients de Fourier*, leurs valeurs donnent des indications sur la nature du signal. On note aussi que f_0 est appelée la fréquence fondamentale, et les multiples ($2f_0, 3f_0, \dots$) sont les fréquences harmoniques.

La fonction $f(t)$, donc est une superposition de sinusoïdes dont les fréquences prennent leur valeur dans l'intervalle $[0, \infty]$.

III.3.1 Coefficients de Fourier

Pour une fonction périodique, continue par morceaux sur l'intervalle $[0, \infty]$, les coefficients a_0 , a_n et b_n sont indépendants du temps et sont donnés par les intégrales suivantes :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (\text{III.2})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(2\pi n f_0 t) dt \quad (\text{III.3})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(2\pi.n.f_0.t) dt \quad (\text{III.4})$$

Avec T : la période du signal $f(t)$.

Si la fonction $f(t)$ est à valeurs réelles, les coefficients de Fourier sont aussi des réels.

De l'équation (III.2), il est clair que le coefficient a_0 ce n'est que la valeur moyenne du signal $f(t)$ a décomposé; a_0 est donc nul si la fonction $f(t)$ est alternative. Cette équation peut être obtenue par une simple intégration de l'expression (III.1) sur une période T :

$$\int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt = \int_{t_0}^{t_0+T} \left(a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(2\pi.n.f_0.t) + b_n \sin(2\pi.n.f_0.t) \right) dt \quad (\text{III.5})$$

$$= \int_{t_0}^{t_0+T} a_0 dt + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{t_0}^{t_0+T} (a_n \cdot \cos(2\pi.n.f_0.t) + b_n \sin(2\pi.n.f_0.t)) dt \quad (\text{III.6})$$

$$= a_0 T + 0 \quad (\text{III.7})$$

La relation (III.2), peut être tirée directement de (III.7).

Pour calculer la $k^{\text{ème}}$ valeur du coefficient a_n , on multiplie d'abord l'équation (III.1) par $\cos(2\pi.k.f_0.t)$, puis l'expression obtenue est intégrée sur une période T :

$$\begin{aligned} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(2\pi.k.f_0.t) dt &= \int_{t_0}^{t_0+T} (a_0 \cos(2\pi.k.f_0.t)) dt \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \int_{t_0}^{t_0+T} (a_n \cos(2\pi.n.f_0.t) \cos(2\pi.k.f_0.t)) dt \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \int_{t_0}^{t_0+T} (b_n \sin(2\pi.n.f_0.t) \sin(2\pi.k.f_0.t)) dt \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

$$= 0 + a_k \left(\frac{T}{2} \right) + 0 \quad (\text{III.9})$$

Par conséquent l'expression (III.9) vérifie (III.3).

De même pour le calcul de la $k^{\text{ème}}$ valeur de b_n , il suffit de multiplier (III.1) par $\sin(2\pi.k.f_0.t)$ et de l'intégrer sur T .

Pour les fonctions admettant certaine symétrie, le calcul des coefficients de Fourier se simplifie nettement. Nous allons présenter par la suite les deux cas les plus fréquents.

III.3.1.1 Symétrie par rapport à la demi période

Les fonctions avec une symétrie par rapport à la demi période possèdent la propriété suivante :

$$f(t) = -f\left(t - \frac{T}{2}\right) \quad (\text{III.10})$$

Dans ce cas, le développement en séries de Fourier peut être appliqué sur une demie période $\frac{T}{2}$ au lieu de T . Les coefficients de Fourier sont donc :

$$a_0 = 0 \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{cases} a_n = 0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(2.\pi.n.f_0.t) dt & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} b_n = 0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(2.\pi.n.f_0.t) dt & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

$$\begin{cases} b_n = 0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(2.\pi.n.f_0.t) dt & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.3.1.2 Symétrie par rapport au quart de la période

Dans ce cas les coefficients de Fourier sont les suivants :

$$a_0 = 0 \quad (\text{III.16})$$

$$a_n = 0 \quad (\text{III.17})$$

$$\begin{cases} b_n = 0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ b_n = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} f(t) \sin(2.\pi.n.f_0.t) dt & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$$\begin{cases} b_n = 0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ b_n = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} f(t) \sin(2.\pi.n.f_0.t) dt & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

De ces relations on conclut que :

- La valeur moyenne est nulle;
- Les termes en cosinus sont tous nuls;
- Les termes pairs en sinus sont nuls;
- Les termes impairs en sinus seuls existent.

Il est en résulte, que la décomposition en séries de Fourier peut se faire donc sur le quart de la période.

III.3.2 Application aux onduleurs multi-niveaux

Ce paragraphe présente l'application de l'analyse de Fourier aux signaux de tension fournis par les onduleurs multi-niveaux. Donc, nous décomposons le signal de sortie d'un onduleur, pour déterminer les équations exprimant les différents harmoniques. Ces équations sont en fonction des angles de commutation des interrupteurs.

Par la suite nous développons en séries de Fourier un signal comportent c angles de commutation sur le quart de la période.

Ainsi, pour un signal défini par des échelons comme suit :

$$f(t) = \begin{cases} \beta_1 & \text{si } z \in [\alpha_1, \alpha_2]. \\ \beta_2 & \text{si } z \in [\alpha_2, \alpha_3]. \\ \dots & \dots \\ \beta_i & \text{si } z \in [\alpha_i, \alpha_{i+1}]. \\ \dots & \dots \\ \beta_c & \text{si } z \in [\alpha_c, \pi/2]. \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Le terme b_n s'écrit:

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \beta_1 \sin(n.z) dz + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \beta_2 \sin(n.z) dz + \dots + \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \beta_i \sin(n.z) dz + \dots + \int_{\alpha_c}^{\pi/2} \beta_c \sin(n.z) dz \right] \quad (\text{III.21})$$

Ou encore sous la forme compactée:

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left\{ \left[\sum_{i=1}^{(c-1)} \beta_i \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \sin(n.z) dz \right] + \int_{\alpha_c}^{\pi/2} \beta_c \sin(n.z) dz \right\} \quad (\text{III.22})$$

En effectuant l'intégrale, l'équation (III.22) devient:

$$b_n = \frac{4}{\pi.n} \left\{ \left[\sum_{i=1}^{(c-1)} \beta_i [\cos(n.\alpha_i) - \cos(n.\alpha_{i+1})] \right] + \beta_c \cos(n.z) \right\} \quad (\text{III.23})$$

En notant par \bar{b} le terme entre crochet dans la relation (III.23), il devient :

$$b_n = \frac{4}{\pi n} [\bar{b} + \beta_c \cos(n.z)] \quad (\text{III.24})$$

Le développement de \bar{b} donne:

$$\begin{aligned} \bar{b} = & \beta_1 \cos(n.\alpha_1) - \beta_1 \cos(n.\alpha_2) \\ & + \beta_2 \cos(n.\alpha_2) - \beta_2 \cos(n.\alpha_3) \\ & + \beta_3 \cos(n.\alpha_3) - \beta_3 \cos(n.\alpha_4) \\ & \dots \\ & \dots \\ & + \beta_{(c-2)} \cos(n.\alpha_{(c-2)}) - \beta_{(c-2)} \cos(n.\alpha_{(c-1)}) \\ & + \beta_{(c-1)} \cos(n.\alpha_{(c-1)}) - \beta_{(c-1)} \cos(n.\alpha_c) \end{aligned} \quad (\text{III.25})$$

D'où

$$b_n = \beta_1 \cos(n\alpha_1) + (\beta_2 - \beta_1) \cos(n\alpha_2) + (\beta_3 - \beta_2) \cos(n\alpha_3) + \dots + (\beta_{(c-1)} - \beta_{(c-2)}) \cos(n\alpha_{(c-1)}) + (\beta_c - \beta_{(c-1)}) \cos(n\alpha_c) \quad (\text{III.26})$$

En utilisant la forme condensée :

$$b_n = \sum_{i=1}^c (\beta_i - \beta_{i-1}) \cos(n\alpha_i) \text{ et } \beta_0 = 0 \quad (\text{III.27})$$

On pose :

$$\lambda_i = (\beta_i - \beta_{i-1}) \quad (\text{III.28})$$

Finalement b_n s'écrit sous la forme :

$$b_n = \frac{4}{\pi n} \sum_{i=1}^c \lambda_i \cos(n\alpha_i), \quad \lambda_i = \beta_i - \beta_{i-1}, \quad \beta_0 = 0 \quad (\text{III.29})$$

Avec λ_i est l'écran entre deux niveaux de tension consécutifs. Pour son calcul, on distingue trois cas :

- Pour une tension quelconque en forme d'escalier ascendant sur $\frac{1}{4}T$, exemple de la Figure (III.1), on peut écrire donc que :

$$\beta_i = \beta'_i E_c, \beta'_i \in [0 \dots N_a/2], \quad N_a = (N - 1) \quad (\text{III.30})$$

$$\begin{aligned} \beta_{i-1} &= \beta'_i - E_c = \beta'_i E_c - E_c \\ &= (\beta'_i - 1) E_c \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

$$\lambda_i = \beta_i - \beta_{i-1} = \beta'_i E_c - (\beta'_i - 1) E_c = E_c \quad (\text{III.32})$$

$$\lambda_i = \lambda'_i E_c, \lambda'_i = 1, \forall i \in [1, c] \quad (\text{III.33})$$

et b_n se réduit à:

$$b_n = \frac{4E_c}{n\pi} \sum_{i=1}^c \cos(n\alpha_i) \quad (\text{III.34})$$

- Dans le cas où l'onde de tension est définie sur $T/4$ par des créneaux de niveaux multiples de E_c dans la représentation est irrégulière sur la période c'est le cas de la Figure (III.2) avec son Tableau (III.1).

Alors

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_i = \beta'_i E_c, \beta'_i \in \left[0 \dots \frac{N-1}{2} \right] \\ \beta_{(i-1)} = \beta'_{(i-1)} E_c = \lambda'_i E_c \end{array} \right. \quad (\text{III.35})$$

$$\lambda_i = (\beta'_i - \beta'_{(i-1)}) E_c = \lambda'_i E_c, \quad \lambda'_i = \beta'_i - \beta'_{(i-1)} \quad (\text{III.36})$$

$$b_n = \frac{4E_c}{n\pi} \sum_{i=1}^c \lambda'_i \cos(n.\alpha_i) \tag{III.37}$$

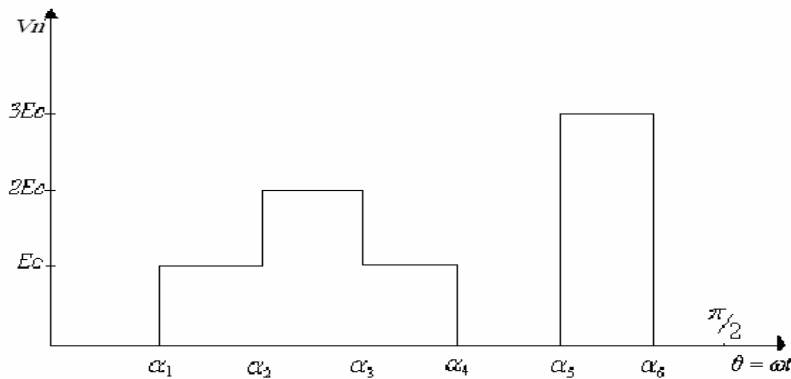


Figure (III.2) : Forme de la tension sur un quart de période d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à pas irrégulier

i	0	1	2	3	4	5
β'_i	0	1	2	1	0	3
λ'_i	-	1	1	-1	-1	3

Tableau (III.1) : Valeurs des coefficients β'_i et λ'_i

- Le cas le plus général correspond à un signal de tension dont les créneaux par intervalle sont des niveaux quelconque différents de E_c comme, il est indiqué par la Figure (III.3) et le Tableau (III.2) :

On note par

$$\beta_i = E_{ci} \text{ et } \lambda_i = E_{ci} - E_{c(i-1)} \tag{III.38}$$

$$b_n = \frac{4}{\pi.n} \sum_{i=1}^n (E_{ci} - E_{c(i-1)}) \cos(n.\alpha_i) \tag{III.39}$$

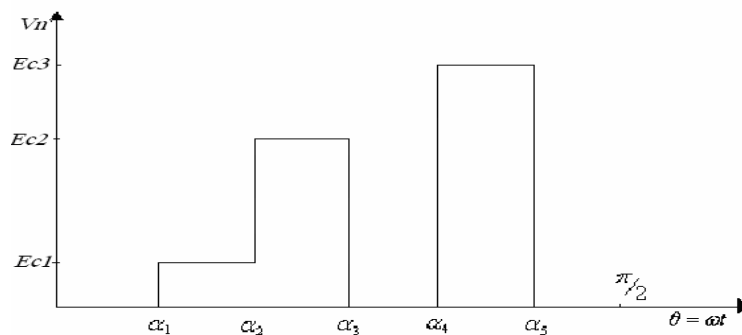


Figure (III.3) : Forme de la tension sur un quart de période d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à pas irrégulier (les tensions E_c sont différentes).

i	0	1	2	3	4	5
β_i	0	E_{c1}	E_2	E_3	0	E_5
λ_i	6	E_1	E_2-E_1	E_3-E_2	$-E_3$	E_5

Tableau (III.2) : Valeurs des coefficients β_i et λ_i

Dans notre étude, l'écart entre deux niveaux consécutifs λ_i est régulier. Ce qui revient à exploiter les relations de (III.34) à (III.37). L'expression de b_n pour les créneaux ascendant et descendant est:

$$b_n = \frac{4}{\pi n} E_c [\lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(n\alpha_c)] \quad (\text{III.40})$$

On note que pour les différents rangs d'harmoniques, il suffit de remplacer n par le nombre impair correspondant à l'harmonique :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 = \frac{4}{\pi} E_c [\lambda'_1 \cos(\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(\alpha_c)] \\ b_5 = \frac{4}{5\pi} E_c [\lambda'_1 \cos(5\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(5\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(5\alpha_c)] \\ \vdots \\ b_q = \frac{4}{q\pi} E_c [\lambda'_1 \cos(q\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(q\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(q\alpha_c)] \end{array} \right. \quad (\text{III.41})$$

Il faut noter que dans le cas des onduleurs triphasés. Les tensions composées ne comportent pas d'harmoniques de rang trois et multiples de trois.

La décomposition en série de Fourier de la tension de sortie d'un onduleur multi-niveaux peut être obtenue après avoir remplacé les équations (III.16), (III.17), et (III.37) dans la relation (III.1) :

$$V_n = \frac{4}{\pi} E_c \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} [\lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(n\alpha_c)] \sin(2\pi n f_0 t) \quad (\text{III.42})$$

Le but de tout ce développement est bien sur de déterminer les angles α_i tout en annulant les $(c-1)$ harmoniques, et en assurant un bon contrôle du fondamental. Ceci revient à résoudre le système suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 = \frac{4}{\pi} E_c [\lambda'_1 \cos(\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(\alpha_c)] = V_{\max} \\ b_5 = \frac{4}{5\pi} E_c [\lambda'_1 \cos(5\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(5\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(5\alpha_c)] = 0 \\ \vdots \\ b_q = \frac{4}{q\pi} E_c [\lambda'_1 \cos(q\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(q\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(q\alpha_c)] = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.43})$$

Le système (III.43) est un système algébrique non linéaire comportant q équations à q inconnus. Les systèmes non linéaires peuvent exhiber de fortes instabilités numériques et en effet leur résolution est délicate. Dans le prochain paragraphe nous présentons deux méthodes de résolutions les plus connues dans la littérature.

III.4 Méthodes de résolution des systèmes non linéaires

III.4.1 Méthode de Newton-Raphson

Pratiquement, les méthodes d'analyse utilisées pour résoudre une équation algébrique non linéaire multivariées de la forme suivante $f(\alpha) = 0$, sont basées sur la méthode de *Newton Raphson*. Cette méthode d'analyse non linéaire détermine itérativement la solution à condition que la dérivée existe.

- **Algorithme de la méthode**

La résolution de notre système d'équations non linéaires, afin de trouver les angles de commutation idoines, est effectuée par l'implantation de l'algorithme de la méthode de *Newton-Raphson* selon les étapes suivantes :

1)- Proposer un ensemble de valeurs initiales

$$\alpha^j = [\alpha_1^j, \alpha_2^j, \dots, \alpha_c^j]^T$$

Avec $j=0$

2)- Calculer la valeur de :

$$F(\alpha^j) = F^j \quad (\text{III.44})$$

Où:

F : forme vectorielle condensée des équations non linéaires du système de l'équation (III.43).

3)- Linéariser l'équation (III.44) autour de α^j :

$$F^j + \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j \partial \alpha^j = M \quad (\text{III.45})$$

Où:

M : amplitudes des harmoniques.

f : fonctions liant les harmoniques aux angles de commutation.

Et

$$\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_c} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_c}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_c}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_c}{\partial \alpha_c} \end{bmatrix}$$

$$\partial \alpha^j = [\partial \alpha_1^j \ \partial \alpha_2^j \ \dots \ \partial \alpha_c^j]^T$$

4) Résoudre $\partial\alpha^j$ à partir de l'équation (III.45) par :

$$\partial\alpha^j = \text{INV} \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j (M - F^j) \quad (\text{III.46})$$

Où :

$$\text{INV} \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j \text{ est la matrice inverse de } \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^j$$

5) Changer les valeurs initiales à chaque étape par :

$$\alpha^{j+1} = \alpha^j + \partial\alpha^j \quad (\text{III.47})$$

6) Répéter le processus : de l'équation (III.44) à l'équation (III.47) jusqu'à ce que $\partial\alpha^j$ soit satisfaite pour le degré de précision désiré, si la méthode converge le système d'équation donne une solution sinon choisir une autre valeur initial α^j .

La solution recherchée doit satisfaire la condition suivante:

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_c < \frac{\pi}{2} \quad (\text{III.48})$$

III.4.1.1 Application de la stratégie d'élimination d'harmonique

Dans cette partie, nous allons utiliser les notions théoriques de séries de Fourier pour développer les signaux de sortie des onduleurs multi-niveaux. Les équations mathématiques obtenues expriment les amplitudes des harmoniques en fonction des angles de commutation.

- **Facteur de distorsion (THD)**

Dans l'industrie la distorsion d'une tension est généralement défini par le facteur de distorsion (Total Harmonic Distorsion), le THD d'une tension est égale à la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques, divisé par la valeur efficace du fondamental. Donc le THD est donné mathématiquement par la formule suivante :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} b_n^2}}{b_1} \quad (\text{III.49})$$

Où:

b_1 : L'amplitude du fondamental, dont la fréquence est f_0 .

b_n : L'amplitude du $n^{\text{ème}}$ harmonique à la fréquence nf_0 .

De (III.34), l'amplitude du fondamental et des harmoniques, sont exprimées par :

$$b_1 = \frac{4E_c}{\pi} \sum_{i=1}^c \cos(\alpha_i) \quad \text{et} \quad b_n = \frac{4E_c}{n\pi} \sum_{i=1}^c \cos(n\alpha_i) \quad (\text{III.50})$$

Remplaçons (III.50) dans (III.49), il vient:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=5}^{\infty} \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^c \cos(n\alpha_i) \right)^2}}{\sum_{i=1}^c \cos(\alpha_i)} \quad (III.51)$$

En utilisant (III.51), le THD de la tension de sortie peut être calculé. Théoriquement, pour obtenir un THD exact, des harmoniques infinis doivent être calculés. Cependant, il n'est pas possible dans la pratique. Par conséquent, certain nombre d'harmoniques sera donné.

III.4.1.2 Onduleur triphasé à trois niveaux

III.4.1.2.1 Elimination des harmoniques (5), (5, 7), (5, 7, 11)

La sortie de cet onduleur délivre un signal de trois niveaux de tension ($E_c, 0, -E_c$), qui peut être représentée par différentes formes selon le nombre d'harmoniques à éliminer. En effet pour éliminer uniquement le 5^{ème} harmonique, il est alors nécessaire de déterminer deux angles de commutation (α_1 et α_2). La forme correspondante de la tension d'un bras d'onduleur est illustrée par la Figure (III.4.a). Un troisième angle est nécessaire pour annuler les harmoniques de rang 5 et 7 (Figure (III.4.b)). La Figure (III.4.c), donne la forme de tension adéquate d'un bras d'onduleur pour éliminer en même temps les harmoniques de rang 5, 7 et 11.

La détermination de tous ces angles exige la décomposition en série de Fourier de ces trois signaux alternatifs.

De ces figures, il apparaît que la tension V_{an} admet une symétrie par rapport au quart et à la demie de la période d'où les harmoniques paires sont nuls. De plus les fonctions décrivant ces formes sont impaires, le coefficient a_n de la série de Fourier est donc aussi nul.

Puisque la forme d'onde de tension correspond au cas où c'est l'expression (III.34) est applicable donc le terme b_n est donné par :

$$b_n = \frac{4E_c}{\pi n} \sum_{i=1}^c \lambda_i \cos(n\alpha_i), \quad \lambda_i = \beta_i - \beta_{i-1}, \quad (III.52)$$

Le coefficient unitaire λ_i , pour chacune des formes de la Figure (III.4) dans le cas d'un onduleur à trois niveaux, prend les valeurs présentées sur le Tableau (III.3).

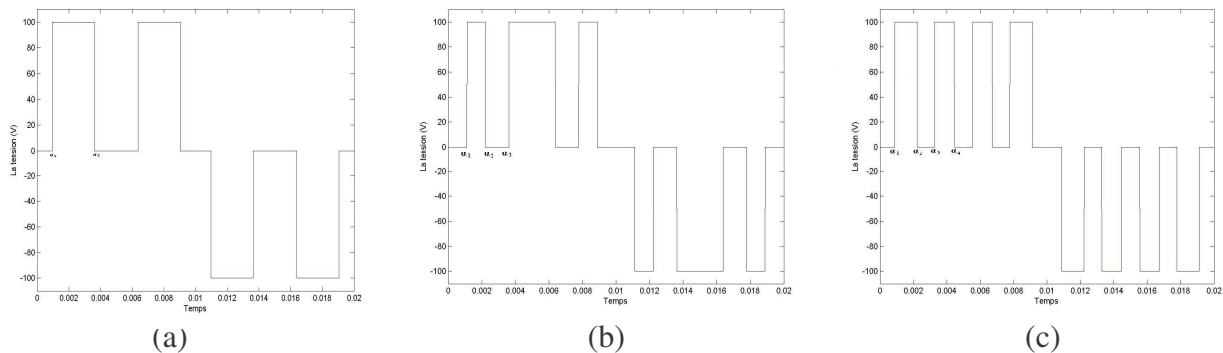


Figure (III.4) : Tensions de sortie de la première phase de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Figure	λ'_i	Harmoniques éliminés
(III.4.a)	$\lambda'_1 = 1, \lambda'_2 = -1,$	5
(III.4.b)	$\lambda'_1 = 1, \lambda'_2 = -1, \lambda'_3 = 1,$	5 et 7
(III.4.c)	$\lambda'_1 = 1, \lambda'_2 = -1, \lambda'_3 = 1, \lambda'_4 = -1$	5, 7 et 11

Tableau (III.3) : Les valeurs des coefficients λ'_i .

Pour chaque cas étudié, nous remplaçons les valeurs des λ'_i , et nous exprimons les systèmes d'équations obtenus en fonction du taux de modulation r avec :

$$r = \frac{\sqrt{2}V_{eff}}{(N-1) \frac{E_c}{2}} \quad (III.53)$$

Ceci permet d'aboutir aux trois systèmes d'équations algébriques présentés ci-dessous.

– **Elimination d'harmonique 5 ($N = 3, H = 5$)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) = 0 \end{cases} \quad (III.54)$$

– **Elimination les harmoniques 5 et 7 ($N = 3, H = 5$ et 7)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = \frac{r\pi}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (III.55)$$

– **Elimination les harmoniques 5, 7 et 11 ($N = 3, H = 5, 7$ et 11)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{r\pi}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (III.56)$$

Ces systèmes possèdent c équations non linéaires à c inconnues $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_c)$. Pour leurs résolutions nous avons choisie la méthode itérative de *Newton-Raphson*.

Les angles correspondants à chaque tension du bras de l'onduleur peuvent être déduits en utilisant par la relation (III.57) qui permet de construire ensuite les trois tensions de phase.

$$\alpha_i[j] = \alpha_i + \frac{2\pi}{3}(j-1) \quad \text{avec } j = 1, 2 \text{ ou } 3, \text{ numéro de la phase} \quad (III.57)$$

Les valeurs initiales des angles sont résumées dans les Tableaux (III.4)

Taux de modulation r	α_1 (°)	α_2 (°)
$0.01 < r \leq 0.50$	25	50
$0.50 < r \leq 0.70$	47	80
$0.07 < r \leq 0.97$	20	60
$0.97 < r \leq 1.005$	31	55
$1.005 < r \leq 1.08$	21	67
$1.08 < r \leq 1.2$	20	77

a) Elimination d'harmonique 5 pour ($N = 3$)

Taux de modulation r	α_1 (°)	α_2 (°)	α_3 (°)
$0.01 < r \leq 0.80$	57	52	80
$0.80 < r \leq 0.86$	36	43	57
$0.86 < r \leq 1.18$	27	40	53

b) Elimination les harmoniques 5 et 7 pour ($N = 3$)

Taux de modulation r	α_1 (°)	α_2 (°)	α_3 (°)	α_4 (°)
$0.01 < r \leq 0.80$	53.842	55.624	77.4632	80.5652
$0.80 < r \leq 0.88$	43.0234	50.0020	56.7916	88.5652
$0.88 < r \leq 1.1$	20.3916	44.7194	53.2278	85.9379

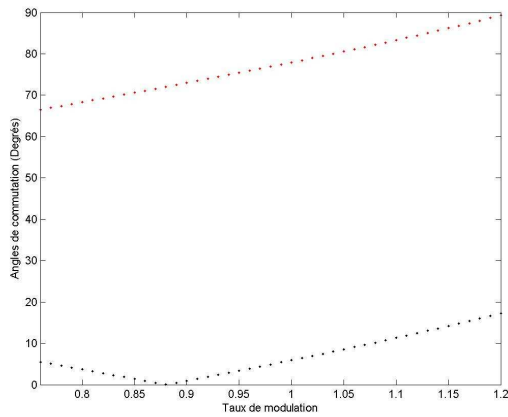
c) Elimination les harmoniques 5, 7 et 11 pour ($N = 3$)

Tableau (III.4) : Variation des angles de commutation initiaux en fonction du taux de modulation

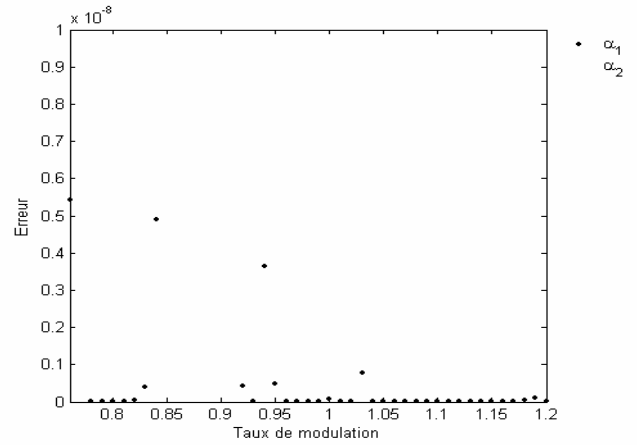
Pour les trois cas étudiés nous présentons sur les Figures (III.5.a, III.6.a, III.7.a) la variation des angles de commutation α_i en fonction du taux de modulation r . Les Figure (III.5.c et d), (III.6.c et d) et (III.7.c et d) donnent les différentes formes de tensions simples accompagnées de leurs spectres d'harmoniques pour $r = 0.85$.

Des figures présentées, nous remarquons que :

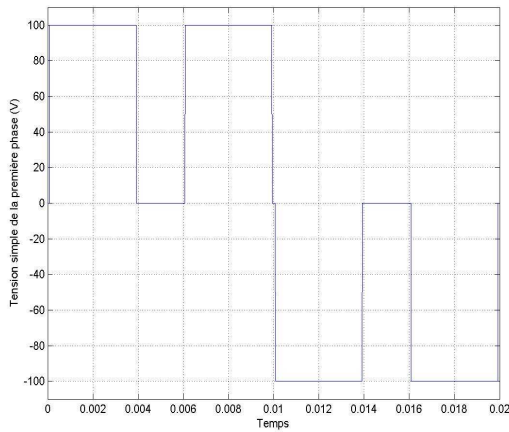
- Le système (III.54) ne possède pas de solution pour $0 < r < 0.76$; et possède des solutions uniques sur tout l'intervalle de r (de 0.76 à 1.2);
- Dans le cas où $N = 3, H = 5, 7$ le système possède des solutions pour tout l'intervalle de r , et pour le cas $N = 3, H = 5, 7, 11$, aucune solution n'existe pour r entre 0.68 et 0.89 donc la solution n'existe que dans les intervalles $0 < r < 0.68$ et $r > 0.89$;
- L'analyse spectrale de la tension de phase est donnée, pour chaque cas, par les Figures (III.5.d, III.6.d, III.7.d) où, il est possible de constater que les harmoniques à éliminer sont effectivement nuls, alors que les harmoniques non éliminés voient leurs amplitudes augmentées.



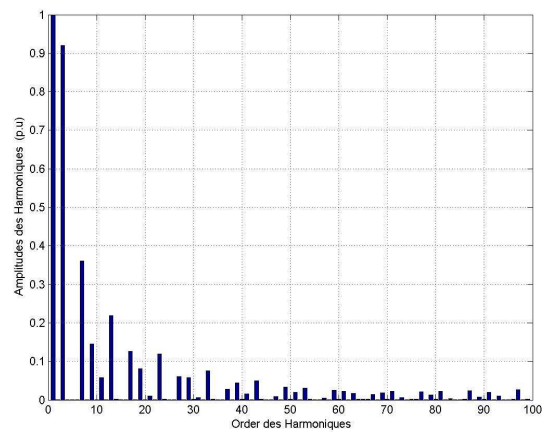
a) Angles de commutation ($H = 5$) en fonction de r



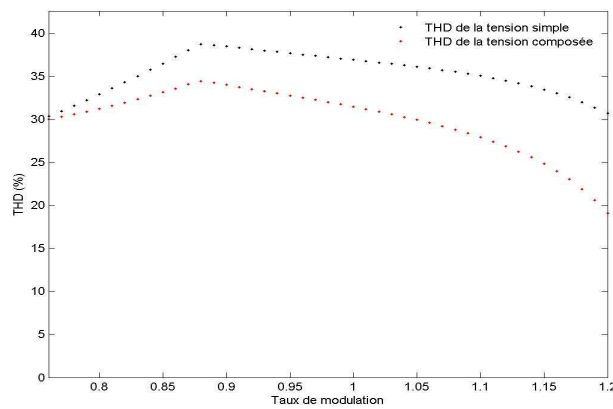
b) Erreur en fonction du taux de modulation



c) Tension simple de la première phase ($r = 0.85, E_c = 100 \text{ V}$)

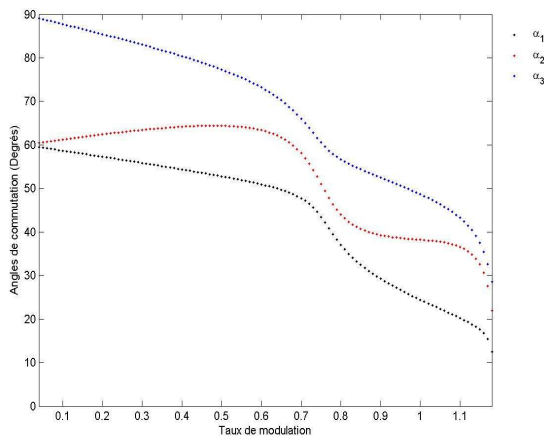


d) Spectre d'harmonique de la tension de la première phase ($r = 0.85, H = 5$)

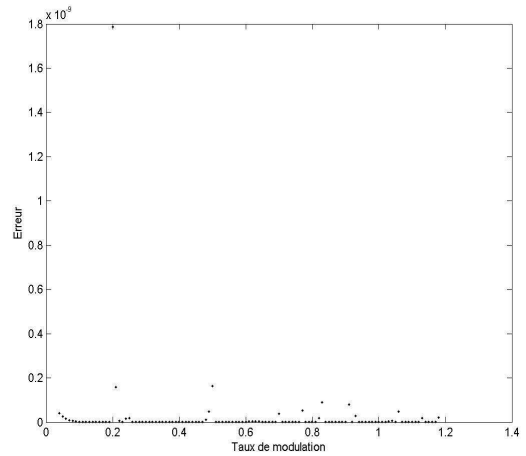


e) Facteur de distorsion en fonction du taux de modulation

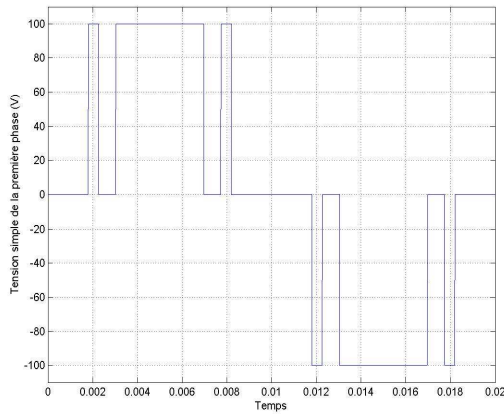
Figure (III.5) : Résultats de l'élimination de l'harmonique rang 5 ($N = 3$)



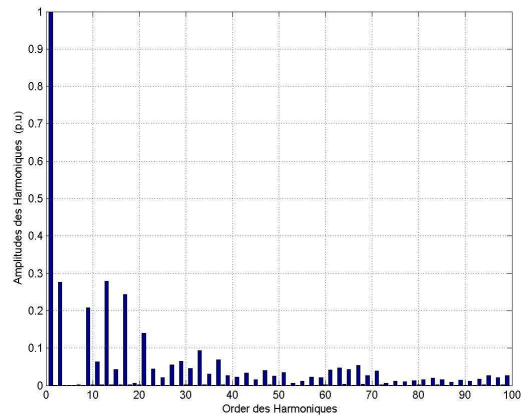
a) Angles de commutation ($H = 5$ et 7) en fonction de r



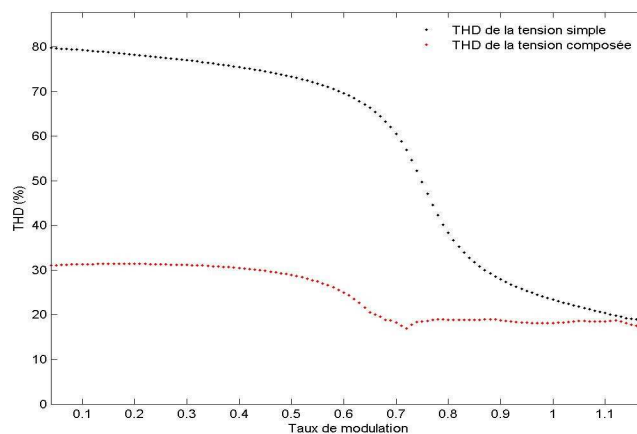
b) Erreur en fonction du taux de modulation



c) Tension simple de la première phase ($r = 0.85, E_c = 100 \text{ V}$)

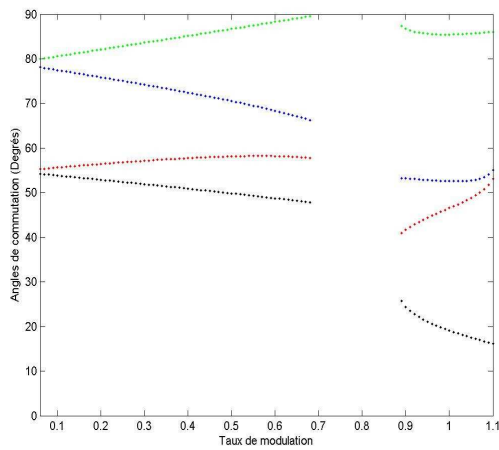


d) Spectre d'harmonique de la tension de la première phase

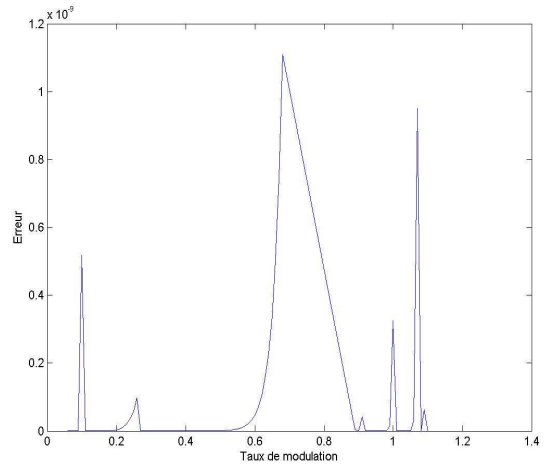


e) Facteur de distorsion en fonction du taux de modulation ($N = 3, H = 5, 7$)

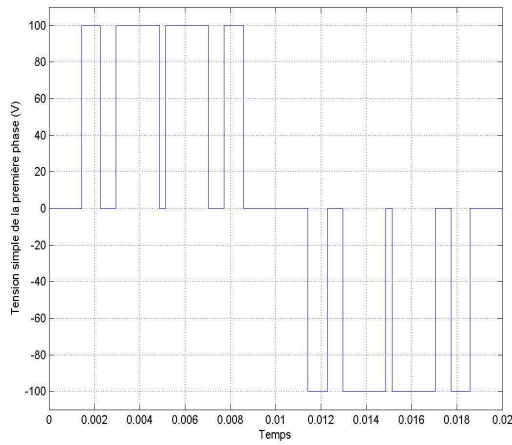
Figure (III.6) : Résultats de l'élimination des les harmoniques de rangs 5 et 7 ($N = 3$)



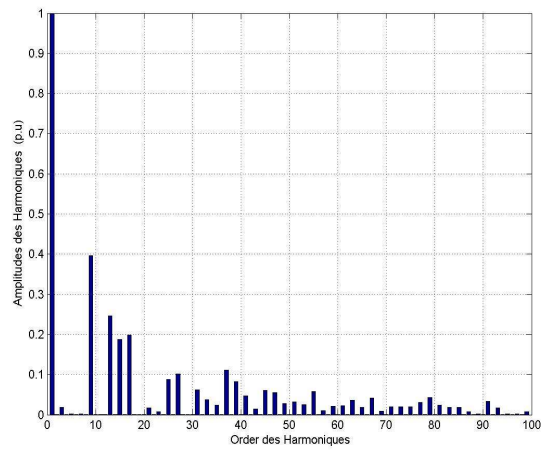
a) Angles de commutation ($H = 5, 7$ et 11) en fonction de r



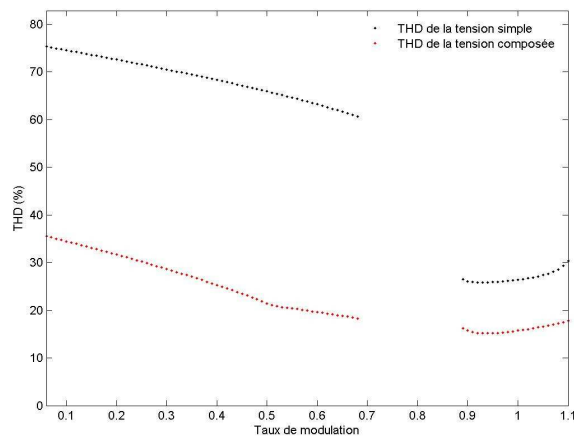
b) Erreur en fonction du taux de modulation



c) Tension simple de la première phase ($r=0.89, E_c = 100 \text{ V}$)



d) Spectre d'harmonique de la tension de la première bras ($r=0.89$)



e) Facteur de distorsion en fonction du taux de modulation ($N = 3, H = 5, 7$ et 11)

Figure (III.7) : Résultats de l'éliminer les harmoniques de rangs 5, 7 et 11 ($N = 3$)

III.4.1.3 Onduleur triphasé à cinq niveaux

III.4.1.3.1 Elimination de l'harmonique 5 ($N = 5, H = 5$)

Comme son nom indique, la sortie de cet onduleur délivre un signal de cinq niveaux de tension ($2E_c, E_c, 0, -E_c, -2E_c$), pour avoir les deux niveaux positifs avec le zéro sur le premier quart de la période, il faut au minimum deux angles de commutation (α_1, α_2). Ces angles permettront d'éliminer l'harmonique de rang 5 seul, il est alors nécessaire de déterminer ces angles de commutation, qui peuvent être choisis pour être n'importe où entre 0° et 90° sur la base d'obtenir un contenu harmonique inférieur ou une plus grande tension fondamentale. Et pour réduire ainsi la déformation harmonique de la tension de sortie. L'allure correspondante à la tension d'un bras d'onduleur est illustrée par la Figure (III.8). La détermination de ces deux angles exige la décomposition en série de Fourier de ce signal alternatif. De cette figure, il apparaît que la tension de sortie admet une symétrie par rapport au quart et à la demie de a période d'où les harmoniques paires sont nulles. De plus les fonctions dérivants de ces formes sont impaires, le coefficient a_n de la série de Fourier est aussi nul.

Puisque la forme d'onde de la tension correspondante au cas où l'expression (III.37) est applicable pour exprimer l'amplitude des harmoniques en fonction des angles de commutation, donc le terme b_n est donné par :

$$b_n = \frac{4E_c}{n\pi} \sum_{i=1}^c \lambda'_i \cos(n\alpha_i), \quad \lambda'_i = \beta'_i - \beta'_{(i-1)} \quad (\text{III.58})$$

Le coefficient unitaire λ'_i , pour la forme de la Figure (III.8), dans le cas d'un onduleur à 5 niveaux, prend les valeurs présentées dans le Tableau (III.5).

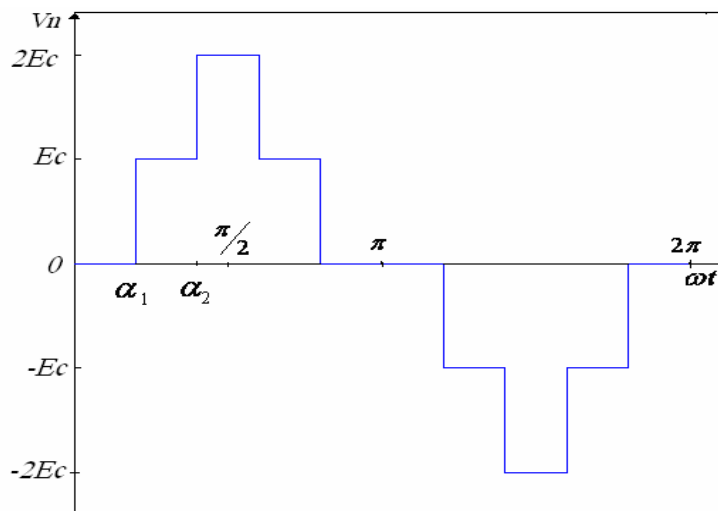


Figure (III.8) : Tension de sortie d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Figure	λ'_i	Harmonique éliminé
(III.8)	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1$	5

Tableau (III.5) : Les valeurs des coefficients λ'_i

En remplaçant ces valeurs ainsi que la valeur du taux de modulation r dans le système (III.43) on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) = \frac{r\pi}{2} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.59})$$

Avec $r = \frac{V_{\max}}{2E_c}$

Pour la résolution du système (III.59), nous avons choisi la méthode de Newton Raphson. Le Tableau (III.6) contient les angles de commutation initiaux adoptés pour chaque intervalle du taux de modulation.

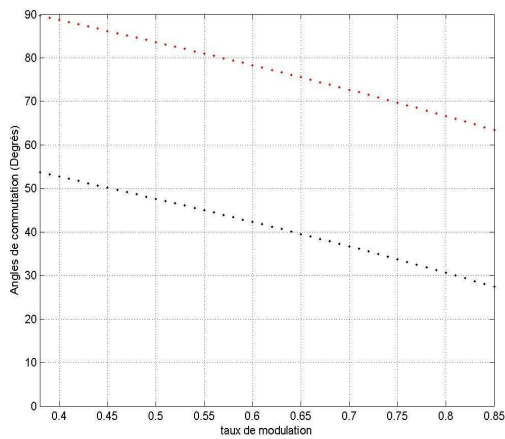
Taux de modulation r	α_1 (°)	α_2 (°)
$0.38 < r \leq 0.46$	53	88.7
$0.46 < r \leq 0.56$	47.6	81
$0.56 < r \leq 0.64$	41	78
$0.64 < r \leq 0.75$	35	72.6
$0.75 < r \leq 0.85$	32.5	68.5

Tableau (III.6) : Variation des angles de commutation initiaux en fonction du taux de modulation

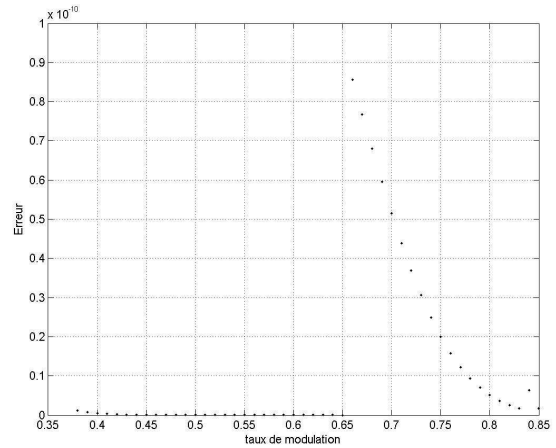
La Figure (III.9.a) représente la variation des angles de commutation α_i en fonction du taux de modulation r . Les Figures (III.9.c et d), fournissent la tension de sortie simple et son spectre d'harmonique. Les deux Figures (III.9.b et e) représentent l'erreur, et le facteur de distorsion THD normalisé. Le terme " normalisé " se rapporte simplement à l'idée que les amplitudes de tous les harmoniques ont été calculées relativement à l'amplitude du fondamental.

L'analyse de ces figures permet de tirer les remarques suivantes :

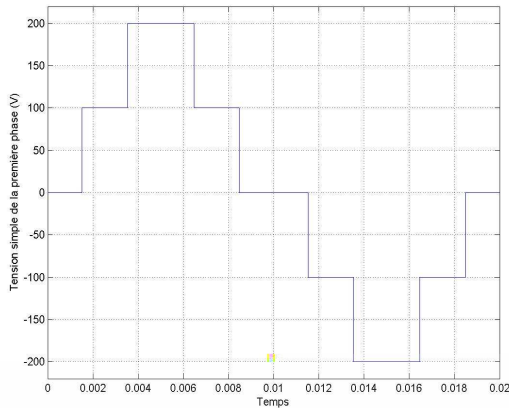
- Le système d'équation ne possède pas des solutions pour $r < 0.38$ et $r > 0.85$
- D'après la Figure (III.9.e), le THD de la tension simple est inversement proportionnel au taux de modulation.
- La tension simple de l'onduleur à cinq niveaux et son spectre d'harmonique sont donnés par les Figures (III.9.c et d), pour la valeur de $r=0.85$. Il est clair que l'harmonique est nul. Toutefois, les amplitudes des autres harmoniques non éliminés sont légèrement augmentées. De plus, le fondamental suit bien la valeur imposée.



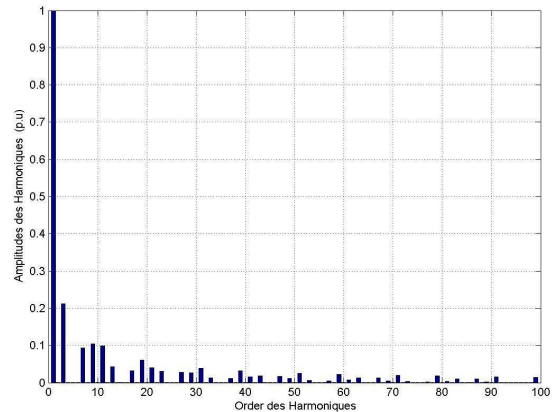
a) Angles de commutation en fonction du taux de modulation ($N = 5, H = 5$)



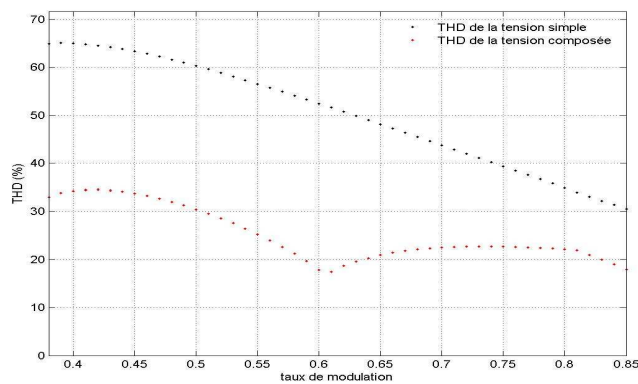
b) Erreur en fonction du taux de modulation ($N = 5, H = 5$)



c) Tension simple de la première phase ($r=0.85, H=5, E_c = 100 V$)



d) Spectre d'harmonique de tension de la première la phase ($r=0.85, H=5$)



e) Facteur de distorsion en fonction du taux de modulation ($N = 5, H = 5$)

Figure (III.9) : Résultats de l'élimination de l'harmonique de rang 5

III.4.1.3.2 Elimination des harmoniques (5,7) et (5,7 et 11)

Il est possible d'éliminer plus d'harmoniques ; un troisième angle est nécessaire pour annuler les harmoniques de rangs 5 et 7, Figure (III.10.a). La Figure (III.10.b), donne la forme de la tension d'un bras d'un onduleur à cinq niveaux comportant quatre angles de commutation qui assurent l'élimination des harmoniques de rangs 5,7 et 11. Il faut noter que les valeurs initiales adoptées pour les angles sont données par les Tableaux (III.7).

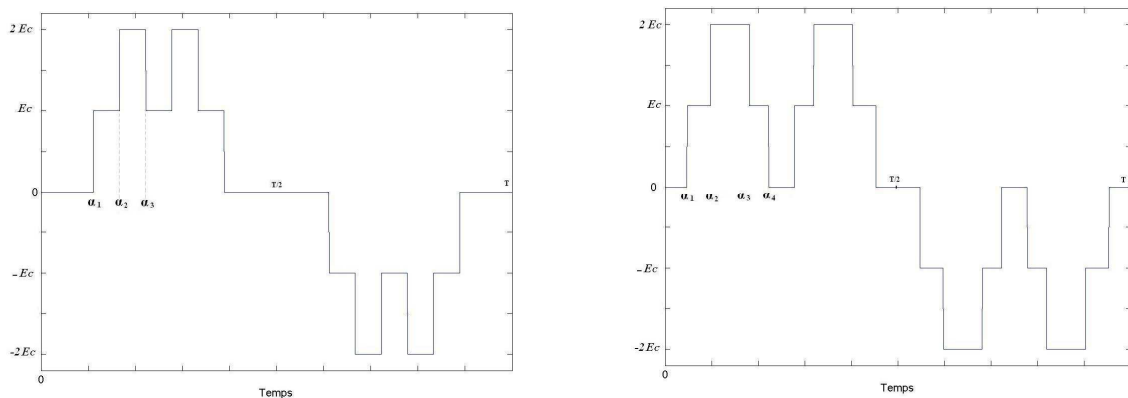
Taux de modulation r	α_1 (°)	α_2 (°)	α_3 (°)
$0.53 < r \leq 0.66$	45	70	82
$0.66 < r \leq 0.72$	43	71	88
$0.77 < r \leq 0.85$	19	65	82
$0.85 < r \leq 0.88$	13	60	86
$0.88 < r \leq 0.9$	05	40	70
$0.9 < r \leq 0.95$	20	60	88
$0.95 < r \leq 0.96$	09	21	66

b) Elimination des harmoniques 5 et 7 pour ($N = 5$)

Taux de modulation r	α_1 (°)	α_2 (°)	α_3 (°)	α_4 (°)
$0.35 < r \leq 0.40$	8	35	42	65
$0.40 < r \leq 0.55$	9	30	40	68
$0.55 < r \leq 0.59$	14	25	39	77
$0.60 < r \leq 0.64$	15	44	48	87
$0.65 < r \leq 0.90$	8	20	55	80

b) Elimination des harmoniques 5 , 7 et 11 pour ($N = 5$)

Tableau (III.7) : Variation des angles de commutation initiaux en fonction du taux de modulation



a) $N = 5, H = 5,7$

b) $N = 5, H = 5,7$ et 11

Figure (III.10) : Tension de sortie d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux ($N = 5, H = 5,7$)

Les coefficients λ'_i , pour les formes d'onde ci-dessus, sont donnés dans le Tableau (III.8)

Figure	λ'_i	Harmoniques éliminés
(III.10.a)	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1, \lambda'_3=-1$	5 et 7
(III.10.b)	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1, \lambda'_3=-1, \lambda'_4=-1$	5, 7 et 11

Tableau (III.8) : Les valeurs des coefficients λ'_i

En remplaçant les valeurs des λ'_i et la valeur du taux de modulation r dans le système (III.43), on obtient les deux systèmes d'équations (III.60) et (III.61) :

– **Elimination des harmoniques (5 et 7)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) = \frac{r\pi}{2} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.60})$$

– **Elimination des harmoniques 5,7 et 11**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{r\pi}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.61})$$

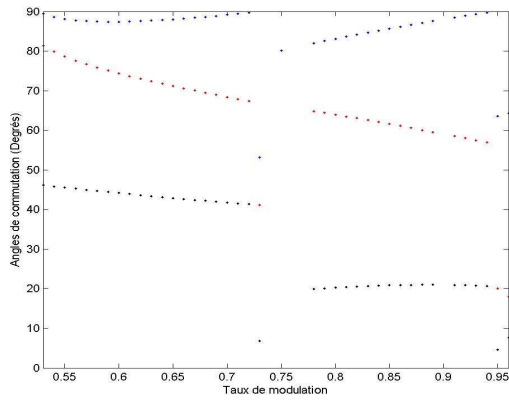
Avec $r = \frac{V_{\max}}{2E_c}$

La résolution des deux systèmes algébriques non linéaires (III.60) et (III.61) a conduit aux valeurs des angles de commutation α_i dont la variation en fonction du paramètre r apparaît aux Figures (III.11.a et 12.a)

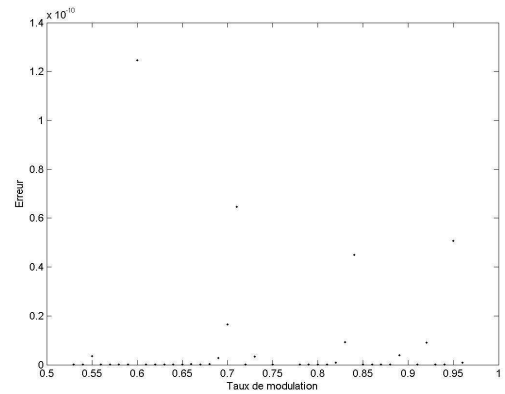
L'analyse de ces figures permet de tirer les remarques suivantes :

- Le système (III.60) ne possède pas des solutions pour $r > 0.73$, $r < 0.78$ donc la solution n'existe que dans l'intervalle, $0.53 \leq r \leq 0.73$ et $0.78 \leq r \leq 0.96$
- Pour le système de (III.61), la Figure (III.12.a) montre que les solutions n'existent que dans l'intervalle $0.36 \leq r \leq 0.9$.
- Nous observons que, l'erreur dans les Figures (III. (11.b) et (12.b)) est très faible, ce qui montre la précision par laquelle nous avons retenu les solutions.

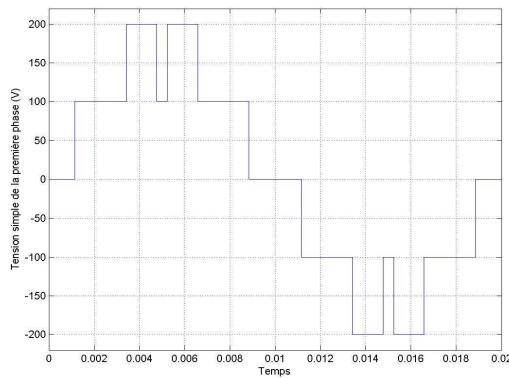
- La tension simple de l'onduleur à cinq niveaux et son spectre d'harmonique sont donnés par les deux Figures (III.12.c) et (III.12.d) pour la valeur $r = 0.85$. Il est clair que les harmoniques indésirables sont nuls. Toutefois, les amplitudes des autres harmoniques sont légèrement augmentées.



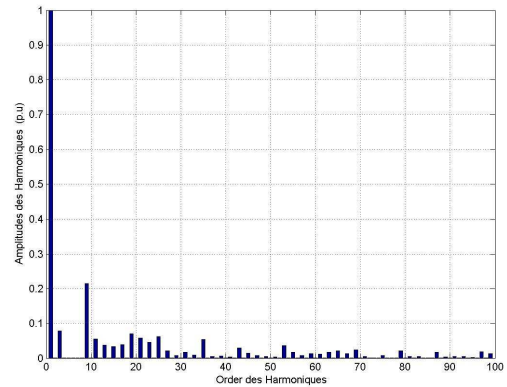
a) Angles de commutation en fonction du taux de modulation ($N = 5, H = 5$ et 7).



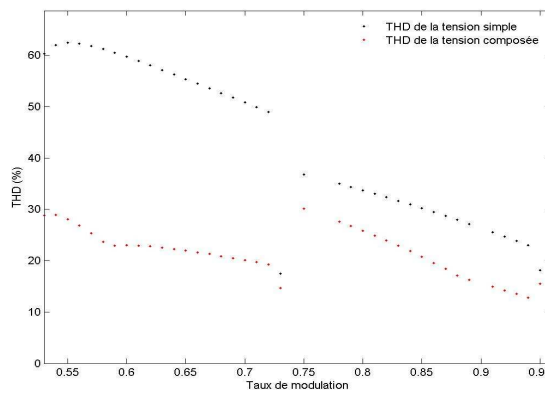
b) Erreur en fonction du taux de modulation



c) Tension simple de la première phase ($r=0.85, H=5, 7 E_c = 100 V$)

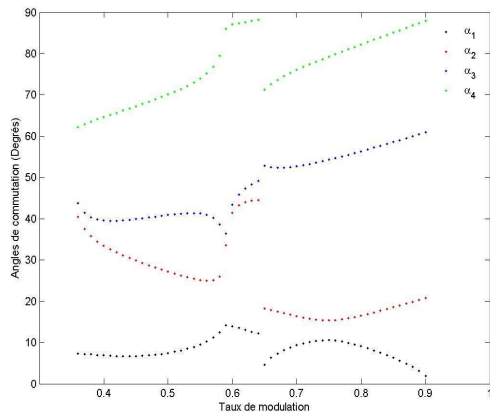


d) Spectre d'harmonique de la tension de la première phase ($r=0.85, H=5$ et 7)

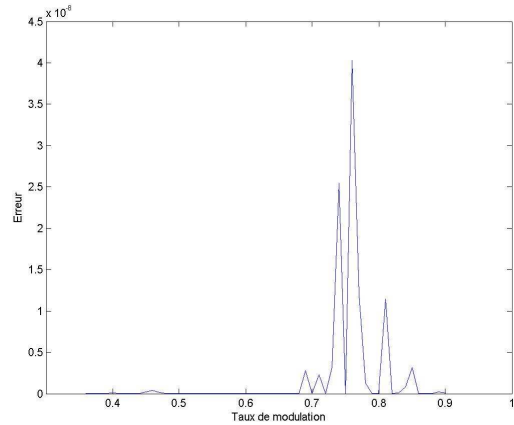


e) Facteur de distorsion en fonction du taux de modulation ($N = 5, H = 5, 7$)

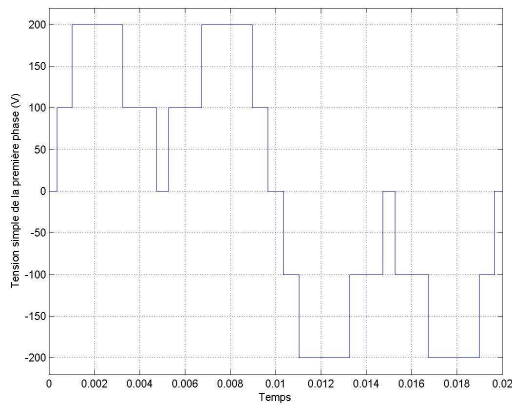
Figure (III.11) : Résultats de l'élimination de l'harmonique de rangs 5 et 7.



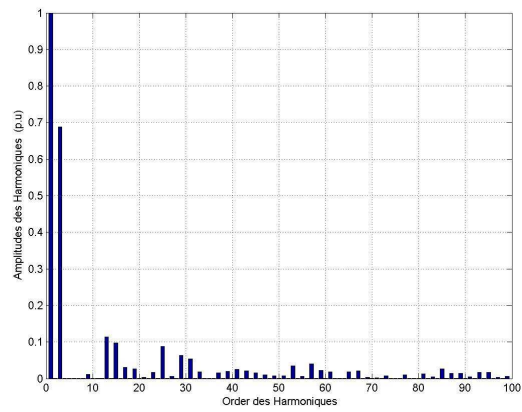
a) Angles de commutation en fonction du taux de modulation ($N = 5, H = 5, 7$ et 11).



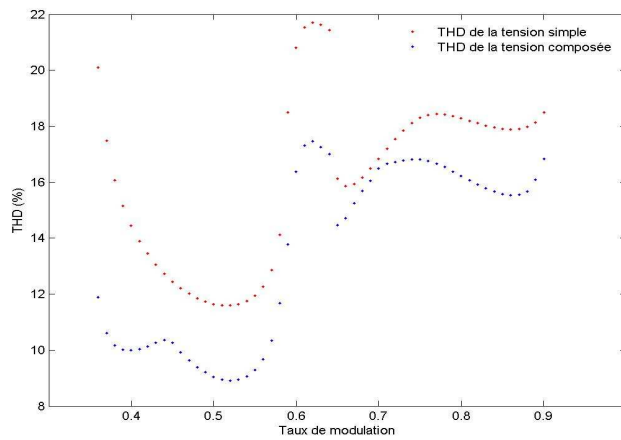
b) Erreur en fonction du taux de modulation ($N = 5, H = 5, 7$ et 11).



c) Tension simple de la première phase ($r=0.85, H=5, 7$ et $11 E_c = 100 V$)



d) Spectre d'harmonique de la tension de la première phase ($r=0.85, H=5$ et 7 et 11)



e) Facteur de distorsion en fonction du taux de modulation ($N = 5, H = 5, 7$ et 11)

Figure (III.12) : Résultats de l'élimination des harmoniques de rangs 5, 7 et 11.

III.4.1.4 Onduleur triphasé à sept niveaux

III.4.1.4.1 Elimination des harmoniques 5 et 7 (N=7, H=5,7)

Ce type d'onduleur possède 3 sources continues E_c , la tension de sortie d'un bras présente sept niveaux de tension ($3E_c, 2E_c, E_c, 0, -E_c, -2E_c, -3E_c$). Le nombre de niveau ($N=7$) impose trois d'angles de commutation ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$), ce qui correspond à la possibilité d'éliminer les harmoniques de rangs 5 et 7. La forme de la tension délivrée par un bras de l'onduleur est alors représentée par la Figure (III.13).

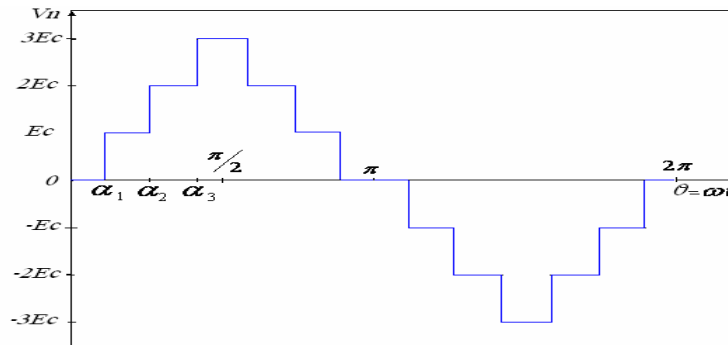


Figure (III.13) : Tension de sortie d'un bras d'onduleur triphasé à sept niveaux

La décomposition en série de Fourier de ce signal, en utilisant la même procédure appliquée au cas précédent, nous conduit à l'expression (III.34) qui reste valable pour le signal de la Figure (III.13).

Les coefficients λ'_i pour éliminer les harmoniques 5 et 7, sont donnés par le Tableau (III.9)

Figure	λ'_i	Harmoniques éliminés
(III.14)	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1, \lambda'_3=1$	5 et 7

Tableau (III.9) : Les valeurs des coefficients λ'_i

Après avoir remplacé ces coefficients et le taux de modulation dans le système (III.43), le système obtenu en fonction des angles α_i et du paramètre r est alors :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = \frac{3\pi.r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (III.62)$$

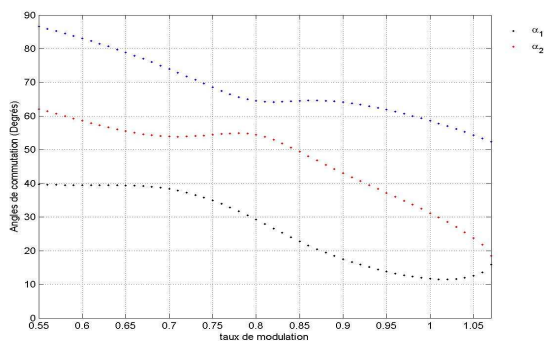
Avec $r = \frac{V_{\max}}{3E_c}$

Les valeurs initiales des angles de commutation sont regroupées dans le Tableau (III.10).

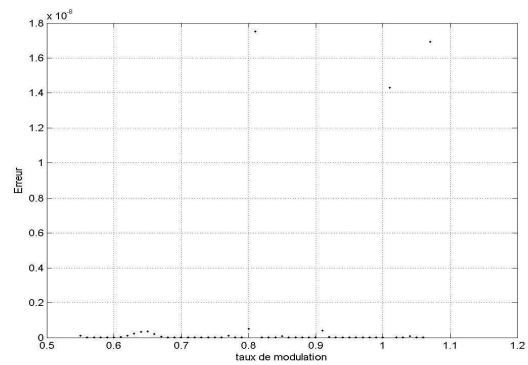
Taux de modulation r	α_1 (°)	α_2 (°)	α_3 (°)
$0.55 < r \leq 0.63$	39.4	60	83
$0.63 < r \leq 0.70$	39	54	75
$0.70 < r \leq 0.73$	37	53	73
$0.73 < r \leq 0.80$	34	55	66
$0.80 < r \leq 0.85$	20	52	64
$0.85 < r \leq 0.92$	22.4	45.5	64.4
$0.92 < r \leq 1.07$	12	20	54

Tableau (III.10) : Valeurs initiales des angles de commutation (N=7, H=5,7)

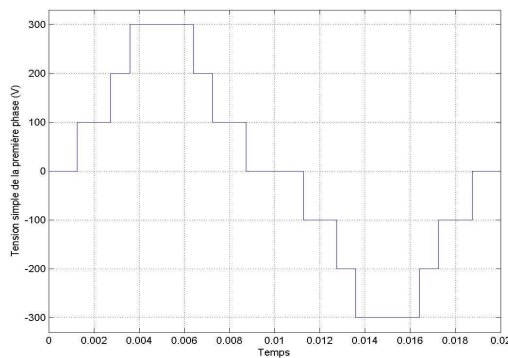
La Figure (III.14.a) présente, la variation des angles α_i en fonction de r obtenue à partir de la résolution du système (III.62). On remarque que les solutions n'existent que pour r varié entre 0.55 et 1.07, en dehors de cet intervalle, il n'y a aucune solution. L'élimination des harmoniques (5 et 7) est assurée avec un bon contrôle du fondamental, et l'amplitude des harmoniques non éliminés est un peut importante. De la Figure (III.14.d), on peut voir que la déformation harmonique THD diminue avec l'augmentation du taux de modulation. La valeur minimale du THD de la tension simple est de 7.55% pour $r=1.02$. La forme de la tension simple fournie par l'onduleur et son spectre d'harmoniques sont présentées par les deux Figures (III.14.b) et (III.14.c).



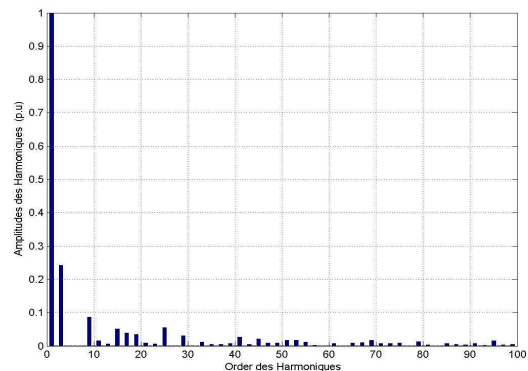
a) Angles de commutation en fonction du r ($N = 7, H = 5$ et 7).



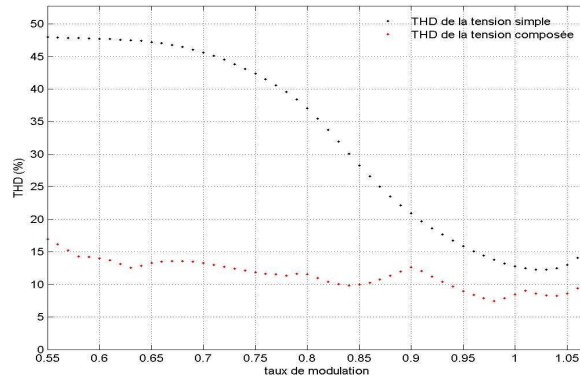
b) Erreur en fonction du taux de modulation ($N = 7, H = 5$ et 7).



c) Tension simple de la première phase ($r=0.85, H=5,7, E_c = 100$ V)



d) Spectre d'harmonique de la tension de la première phase ($r=0.85, H=5,7$).



e) Variation du THD en fonction de r
($N = 5, H = 5, 7$)

Figure (III.14) : Résultats d'élimination des harmoniques de rangs 5 et 7

III.4.1.4.2 Elimination des harmoniques 5, 7 et 11 ($N=7, H=5,7$ et 11)

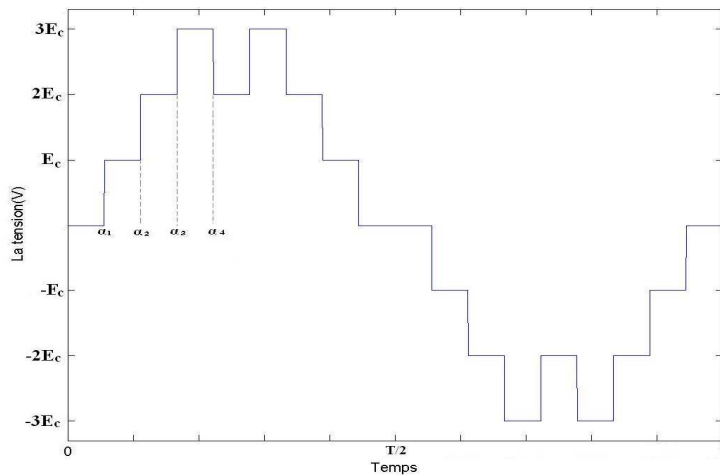


Figure (III.15) : Tension de sortie d'un bras d'un onduleur triphasé à sept niveaux

La décomposition en série de Fourier de ce signal est basée sur la même procédure appliquée au cas précédent. Par conséquent, l'expression (III. 34) est valable pour ce signal, les coefficients λ'_i correspondants sont donnés par le Tableau (III.11)

Figure	λ'_i	Harmoniques éliminés
(III.15)	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1, \lambda'_3=1, \lambda'_4=-1$	5, 7 et 11

Tableau (III.11) : Les valeurs des coefficients λ'_i

Après avoir remplacer ces coefficients et le taux de modulation dans le système (III. 43), le système obtenu en fonction des angles α_i et du paramètre r est alors:

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{3r\pi}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (III.63)$$

Les valeurs initiales retenues sont données par le Tableaux (III.12)

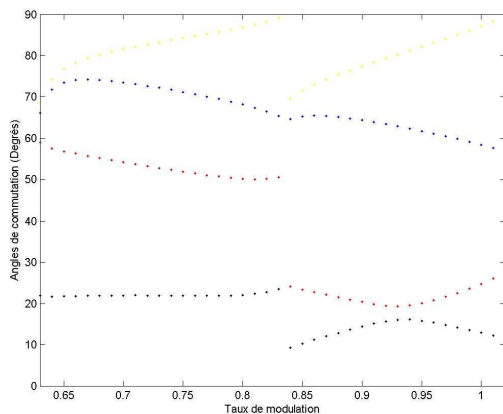
Taux de modulation r	α_1 (°)	α_2 (°)	α_3 (°)	α_4 (°)
$0.63 < r \leq 0.66$	22	57	70	75
$0.66 < r \leq 0.75$	22	53	72	83
$0.75 < r \leq 0.83$	23	51	68	87
$0.83 < r \leq 0.88$	10	22	65	75
$0.88 < r \leq 0.96$	15	19	65	80
$0.96 < r \leq 1.02$	10	25	60	85

Tableau (III.12) : Valeurs initiales des angles de commutation (N=7, H=5,7 et 11)

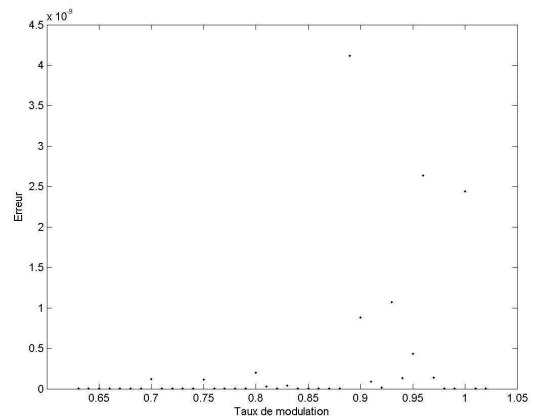
La Figure (III.16.a) présente, la variation des angles α_i en fonction de r obtenue à partir de la résolution de système (III.63). On remarque que les solutions n'existent que pour r entre 0.63 et 1.02.

Après la phase de calcul des angles de commutation, un teste est effectué, pour la reconstitution de la tension à la sortie de l'onduleur, en se basant sur les angles relatif à $r = 0.85$. Ainsi, l'onde de tension obtenue et son spectre apparaissent aux Figures (III.16.b) et (III.16.c). Ces résultats montre que :

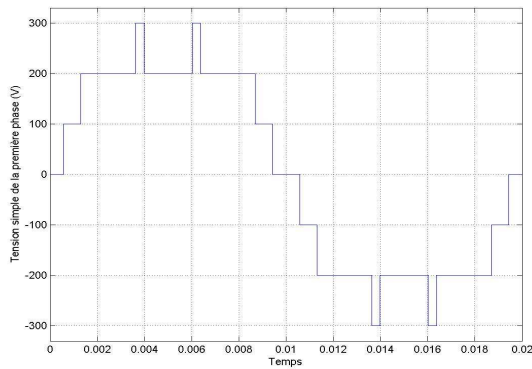
- L'élimination des harmoniques indésirables (5, 7 et 11) est assurée avec un bon contrôle du fondamental ;
- Le taux d'harmonique est faible par rapport à celui obtenu par l'onduleur à trois et à cinq niveaux.



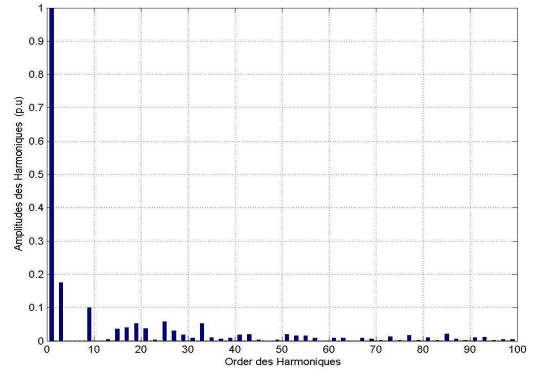
a) Angles de commutation en fonction de r (N=7, H=5,7 et 11)



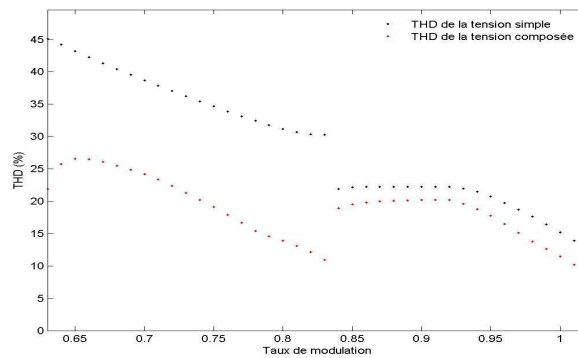
b) Erreur en fonction de r (N=7, H=5,7 et 11)



c) Tension simple de la première phase ($r=0.85$, $H=5,7$ et 11 , $E_c = 100 \text{ V}$)



d) Spectre d'harmonique de la tension de la première phase ($r=0.85$, $H=5,7$ et 11).



e) Variation du THD en fonction de r ($N = 7$, $H = 5, 7$ et 11)

Figure (III.16) : Résultats d'élimination des harmoniques de rangs 5, 7 et 11

III.4.1.5 Onduleur triphasé à onze niveaux (élimination des harmoniques 5, 7, 11, et 13 ($N=11$, $H=5, 7, 11, 13$))

Pour faire apparaître les cinq niveaux positifs et le zéro dans la forme de l'onde de tension, il est nécessaire de disposer de cinq angles de commutation. Ceci conduit naturellement à éliminer les harmoniques 5, 7, 11 et 13. Avec ces cinq angles de commutation, le motif adopté pour la tension délivrée par un bras de cet onduleur, est donné par la Figure (III.17).

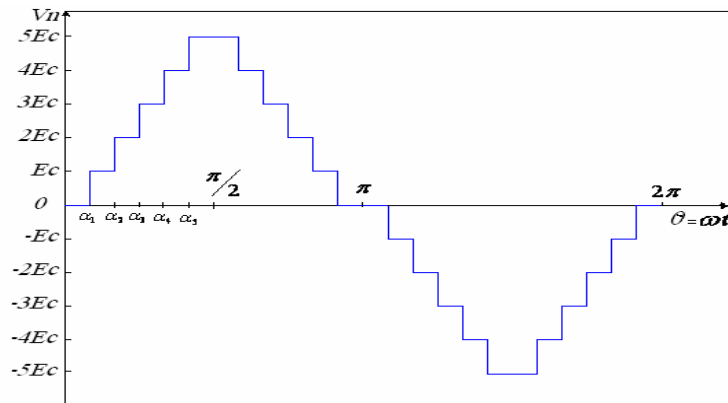


Figure (III.17) : Tension de sortie d'un bras de l'onduleur triphasé à onze niveaux ($N=11$, $H=5, 7, 11, 13$)

Comme dans les cas précédent, la détermination des angles nécessite le développement en série de Fourier du signal présenté par la Figure (III.17). La décomposition de Fourier mène toujours à la relation (III. 34), donc, les coefficients λ'_i sont des valeurs unitaires positives (voire Tableau (III.13)).

Figure	λ'_i	Harmoniques éliminés
(III.18)	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1, \lambda'_3=1, \lambda'_4=1, \lambda'_5=1$	5,7, 11 et 13

Tableau (III.13) : Les valeurs des coefficients λ'_i

L'expression (III. 34), avec le paramètre $c=5$, devient donc :

$$b_n = \frac{4E_c}{\pi n} [\lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \lambda'_3 \cos(n\alpha_3) + \lambda'_4 \cos(n\alpha_4) + \lambda'_5 \cos(n\alpha_5)] \quad (\text{III.64})$$

Après avoir développer cette relation, les valeurs de $n = 5, 7, 11, 13$ peuvent être substituées dans l'équation (III.64), pour rendre ces composantes harmoniques égales à zéro, et pour réduire ainsi la déformation harmonique. Donc nous aboutissons au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) = \frac{5\pi.r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) + \cos(7\alpha_5) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) + \cos(11\alpha_4) + \cos(11\alpha_5) = 0 \\ \cos(13\alpha_1) + \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) + \cos(13\alpha_4) + \cos(13\alpha_5) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.65})$$

$$\text{Avec } r = \frac{V_{\max}}{5E_c}$$

Le Tableau (III.14), regroupe les valeurs initiales des angles de commutation d'un onduleur à 11 niveaux.

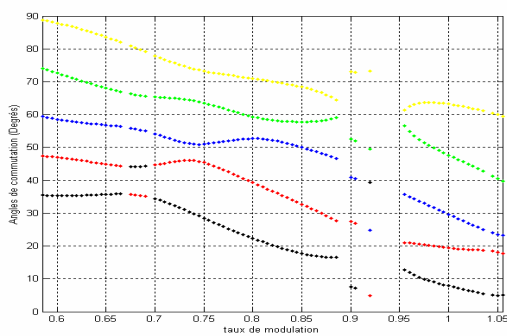
Taux de modulation r	α_1 (°)	α_2 (°)	α_3 (°)	α_4 (°)	α_5 (°)
$0.58 < r \leq 0.65$	35	46	58	72	87
$0.65 < r \leq 0.70$	33	45	53	63	88
$0.70 < r \leq 0.75$	29	45	50	64	73
$0.75 < r \leq 0.83$	25	42	52	61	72
$0.83 < r \leq 0.89$	17	32	50	57	68
$0.89 < r \leq 0.90$	17	31	49	57	76
$0.90 < r \leq 0.91$	7	26	40	51	72
$0.91 < r \leq 0.94$	28	14	34	41	83
$0.94 < r \leq 1.0$	8	19	30	47	63
$1.0 < r \leq 1.055$	6	18	27	47	62

Tableau (III.14) : Variation des angles initiaux en fonction du taux de modulation (N=11, H=5, 7, 11,13)

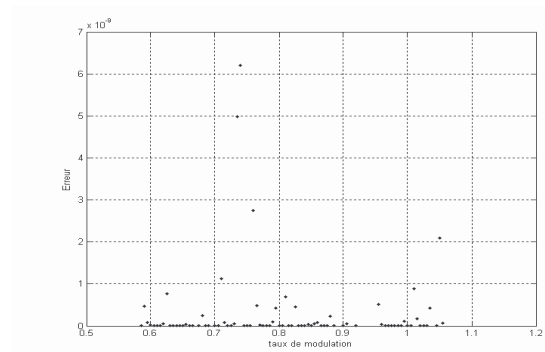
La résolution de ce système donne toutes les solutions possibles pour différentes valeurs de r . La Figure (III.18.a) montre que pour les valeurs de r inférieures à 0.58 et r compris entre 0.88 et 0.9, et entre 0.92 et 0.955, aucune solution n'est possible.

On note que dans onduleur à 11 niveaux, le taux d'harmonique diminué, par rapport à celui des autres niveaux, puisque plus le niveau d'onduleur augmente, plus le nombre d'harmoniques éliminés augmente.

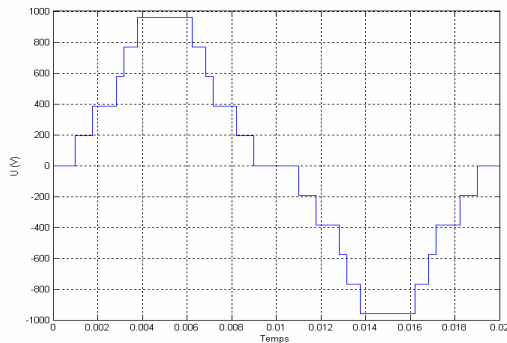
Les Figures (III.18.b, et c) représentent la tension simple fournie par cet onduleur et son spectre pour $r=0.85$ lorsque les angles de commutation sont issus des solutions de la Figure (III.18.a). Il apparaît que les harmoniques à annuler sont inexistant dans le spectre et les autres harmoniques admettent de très faibles amplitudes par rapport à celles des onduleurs de niveau 5 et 7.



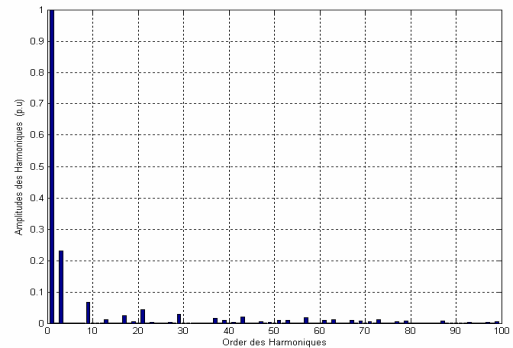
a) Angles de commutation en fonction de r ($N=11, H=5,7,11,13$)



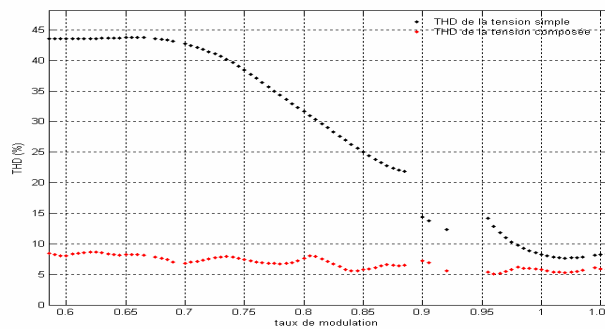
b) Erreur en fonction de r ($N=11, H=5,7,11,13$)



c) Tension simple de la première phase ($r=0.85, E_c = 100 \text{ V}, H=5, 7, 11,13$)



d) Spectre d'harmonique de la tension de la première phase ($r=0.85$)



e) Variation du THD en fonction de r ($N = 5, H = 5, 7$)

Figure (III.18) : Résultats d'élimination des harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13

Dans cette section les angles de commutation sont déterminés pour éliminer un seul ou plusieurs harmoniques selon la forme d'onde multi-niveaux. Les angles de commutation sont déterminés en appliquant la méthode de *Newton-Raphson*.

Le principal inconvénient de la méthode itérative de *Newton-Raphson* appliquée à la résolution des systèmes d'équations non linéaires, réside dans la difficulté du choix des valeurs initiales des angles de commutation. Cette méthode n'est pas donc préférée lorsque le nombre d'angles augmente avec l'augmentation du nombre de niveau. Cependant la théorie résultante, les polynômes symétriques, et les sommes de puissance sont des méthodes préférées.

III.4.2 Méthodes analytiques

Dans cette partie, nous utilisons des méthodes analytiques pour résoudre le système non linéaire obtenu par l'analyse de Fourier.

III.4.2.1 Théorie résultante

A partir de deux équations avec deux inconnus on peut utiliser la théorie résultante pour éliminer un seul inconnu, le résultat est une nouvelle équation avec un seul inconnu, ceci à comme conséquence de trouver les solutions communes des deux équations.

III.4.2.1.1 Fraction co-première

On considère une fonction d'une forme fractionnelle où le degré de numérateur est inférieur par rapport au degré du dénominateur.

$$\hat{g}(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (\text{III.66})$$

Où $N(s)$ et $D(s)$ sont des polynômes de variable s . $\hat{g}(s)$ est une fraction co-première, lorsqu'il n'y a aucun facteur commun entre $N(s)$ et $D(s)$ de degré un ou plus.

Par exemple une fonction d'une forme fractionnelle où le numérateur et dénominateur sont co-premières, est donnée par:

$$\frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(s-3)(s+1)}{(s+2)(s+4)} \quad (\text{III.67})$$

Dans (III.67), il n'y a aucun facteur commun entre $N(s)$ et $D(s)$. un exemple pour une fonction d'une forme fractionnelle où le numérateur et dénominateur ne sont pas co-premières, est donné par l'équation (III.68) :

$$\frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(s-3)(s+5)}{(s-3)(s+7)} \quad (\text{III.68})$$

Dans cet exemple, $N(s)$ et $D(s)$, ont le facteur $(s-3)$ en commun. Alors $N(s)$ et $D(s)$ ne sont pas co-premières. On peut écrire (III.68) sous une forme d'une fraction définie par :

$$\frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\bar{N}(s)}{\bar{D}(s)} = \frac{(s+5)}{(s+7)} \quad (\text{III.69})$$

Où $\bar{N}(s)$ et $\bar{D}(s)$ sont co-premières.

III.4.2.1.2 Matrice de Sylvester

Afin d'expliquer la procédure pour trouver les ensembles des zéros d'un système de polynômes, une brève détaille de la procédure sera donnée. La question c'est de trouver une solution commune des deux équations polynômes $a(x_1, x_2) = 0$ et $b(x_1, x_2) = 0$. Une procédure systématique pour faire ceci est basée sur la théorie d'élimination qui emploie la notion des résultantes. On considère par la suite $a(x_1, x_2)$ et $b(x_1, x_2)$ comme polynômes de x_2 dont les coefficients sont des polynômes de x_1 . Prenons par exemple, $a(x_1, x_2)$ et $b(x_1, x_2)$ de degrés 3 en x_2 . Ils peuvent être écrits sous la forme:

$$\left\{ \begin{array}{l} a(x_1, x_2) = a_3(x_1)x_2^3 + a_2(x_1)x_2^2 + a_1(x_1)x_2 + a_0(x_1) \end{array} \right. \quad (\text{III.70})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} b(x_1, x_2) = b_3(x_1)x_2^3 + b_2(x_1)x_2^2 + b_1(x_1)x_2 + b_0(x_1) \end{array} \right. \quad (\text{III.71})$$

En pose deux polynômes en fonction de x_1 et x_2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha(x_1, x_2) = \alpha_2(x_1)x_2^2 + \alpha_1(x_1)x_2 + \alpha_0(x_1) \end{array} \right. \quad (\text{III.72})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta(x_1, x_2) = \beta_2(x_1)x_2^2 + \beta_1(x_1)x_2 + \beta_0(x_1) \end{array} \right. \quad (\text{III.73})$$

Où $\alpha_2(x_1), \alpha_1(x_1), \alpha_0(x_1), \beta_2(x_1), \beta_1(x_1), \beta_0(x_1)$ sont des polynômes de x_1 .

Si $a(x_1, x_2)$ et $b(x_1, x_2)$ ne sont pas co-première, alors il y a deux polynômes $\alpha(x_1, x_2)$ et $\beta(x_1, x_2)$ tel que:

$$\frac{a(x_1, x_2)}{b(x_1, x_2)} = \frac{\alpha(x_1, x_2)}{\beta(x_1, x_2)} \quad (\text{III.74})$$

Alors:

$$b(x_1, x_2)(-\alpha(x_1, x_2)) + a(x_1, x_2)\beta(x_1, x_2) = 0 \quad (\text{III.75})$$

L'équation (III.75) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$S(x_1).V(x_1) = \bar{0} \quad (\text{III.76})$$

En annulant les coefficients de x_2^p , $p = 0, 1, \dots, 5$, de l'équation (III.75), on peut écrire [13]:

$$\begin{bmatrix} a_0(x_1) & 0 & 0 & b_0(x_1) & 0 & 0 \\ a_1(x_1) & a_0(x_1) & 0 & b_1(x_1) & b_0(x_1) & 0 \\ a_2(x_1) & a_1(x_1) & a_0(x_1) & b_2(x_1) & b_1(x_1) & b_0(x_1) \\ a_3(x_1) & a_2(x_1) & a_1(x_1) & b_3(x_1) & b_2(x_1) & b_1(x_1) \\ 0 & a_3(x_1) & a_2(x_1) & 0 & b_3(x_1) & b_2(x_1) \\ 0 & 0 & a_3(x_1) & 0 & 0 & b_3(x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_0(x_1) \\ \beta_1(x_1) \\ \beta_2(x_1) \\ -\alpha_0(x_1) \\ -\alpha_1(x_1) \\ -\alpha_2(x_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.77})$$

La matrice de Sylvester est une matrice de dimension $n \times n$, où $n =$ le degré de x_2 dans $a(x_1, x_2) +$ le degré de x_2 dans $b(x_1, x_2) = 3 + 3 = 6$. Les colonnes de $S(x_1)$ sont formées par les coefficients de $\alpha(x_1, x_2)$ et $b(x_1, x_2)$ arrangées dans des puissances croissantes de x_2 . Elle est définie par [13] :

$$S(x_1) = \begin{bmatrix} a_0(x_1) & 0 & 0 & b_0(x_1) & 0 & 0 \\ a_1(x_1) & a_0(x_1) & 0 & b_1(x_1) & b_0(x_1) & 0 \\ a_2(x_1) & a_1(x_1) & a_0(x_1) & b_2(x_1) & b_1(x_1) & b_0(x_1) \\ a_3(x_1) & a_2(x_1) & a_1(x_1) & b_3(x_1) & b_2(x_1) & b_1(x_1) \\ 0 & a_3(x_1) & a_2(x_1) & 0 & b_3(x_1) & b_2(x_1) \\ 0 & 0 & a_3(x_1) & 0 & 0 & b_3(x_1) \end{bmatrix} \quad (\text{III.78})$$

Le polynôme résultant est alors défini par:

$$R(x_1) = \text{res}(a(x_1, x_2), b(x_1, x_2), x_2) = \det(S(x_1)) = 0 \quad (\text{III.79})$$

Dans (III.79), $R(x_1)$ est nommé le polynôme résultant. Noter que $R(x_1)$ est en fonction de x_1 seulement.

Il faut noter que au fur et à mesure que le degré des polynômes augmente, la taille de la matrice correspondante de Sylvester augmente, et donc le calcul symbolique de son déterminant devient beaucoup plus compliqué.

Par conséquent, la procédure de calcul des racines communes de $a(x_1, x_2)$ et $b(x_1, x_2)$ se compose de quatre étapes [14] :

- 1) Calcul des racines x_{1k} , $k = 0, 1, \dots, n_R$ de $R(x_1) = 0$, où n_R est le degré de $R(x_1)$;
- 2) Substitution ces racines dans $a(x_1, x_2)$;
- 3) Pour $k = 0, 1, \dots, n_R$, résoudre l'équation $a(x_{1k}, x_2) = 0$, on obtient donc les racines x_{2kl} , $l = 0, 1, \dots, n_a$ où n_a est le degré de $a(x_1, x_2)$ dans x_2 ;
- 4) Les zéros communs de $a(x_1, x_2)$ et $b(x_1, x_2)$ sont les valeurs (x_{1k}, x_{2kl}) , vérifiant l'équation

$$b(x_{1k}, x_{2kl}) = 0.$$

III.4.2.1.3 Application de la théorie résultante aux onduleurs multi-niveaux

Dans cette section, l'application de la théorie résultante sera donnée en considérant un onduleur multi-niveaux cascadié utilisant $\frac{N-1}{2}$ sources continues identiques.

Tel que N c'est le nombre des niveaux de l'onduleur cascadié utilisé.

- **Onduleur à cinq niveaux**

a- Elimination de l'harmonique 5

Le système d'équations non linéaire peut être représenté dans ce cas par :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) = \frac{\pi r}{2} & \text{(III.80)} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) = 0 & \text{(III.81)} \end{cases}$$

avec $r = \frac{V_{\max}}{2E_c}$

Pour simplifier l'équation (III.81), on a besoin de la fonction {ChebyshevT [5, cos α]} dans le logiciel Mathematica, qui nous permet d'avoir :

$$\cos 5\alpha = 5(\cos \alpha) - 20(\cos \alpha)^3 + 16(\cos \alpha)^5 \quad \text{(III.82)}$$

On doit commencer par effectuer le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} x_1 = \cos(\alpha_1) & \text{(III.83)} \\ x_2 = \cos(\alpha_2) & \text{(III.84)} \end{cases}$$

Il en résulte, le système suivant :

$$\begin{cases} x_1 + x_2 = r_1 & \text{(III.85)} \\ 5x_1 - 20x_1^3 + 16x_1^5 + 5x_2 - 20x_2^3 + 16x_2^5 = 0 & \text{(III.86)} \end{cases}$$

avec $r_1 = \frac{\pi.r}{2}$

La résolution de ce système est effectuée selon les étapes suivantes [15]:

1) Calculer x_1 par l'équation : $x_1 = r_1 - x_2$ (III.87)

2) Remplacer (III.87) dans (III.86), on obtient :

$$5(r_1 - x_2) - 20(r_1 - x_2)^3 + 16(r_1 - x_2)^5 + 5x_2 - 20x_2^3 + 16x_2^5 = 0 \quad \text{(III.88)}$$

3) Appliquer la fonction {Expand} sur l'équation (III.88) pour la résoudre.

4) Appliquer la fonction {Solve}, pour obtenir x_2 pour chaque r_1

5) Remplacer les valeurs de x_2 dans (III.85) pour obtenir les valeurs de x_1

6) Pour chaque valeur de x_i , il faut trouver α_i comme suit : $\alpha_i = \arccos x_i$

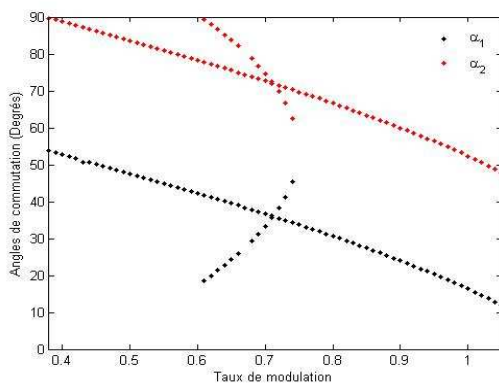
– Les solutions retenues sont celles vérifiant le critère d'arrêt suivant :

$$\left| \frac{p_5(\alpha_1, \alpha_2)}{5} \right| < 0.01$$

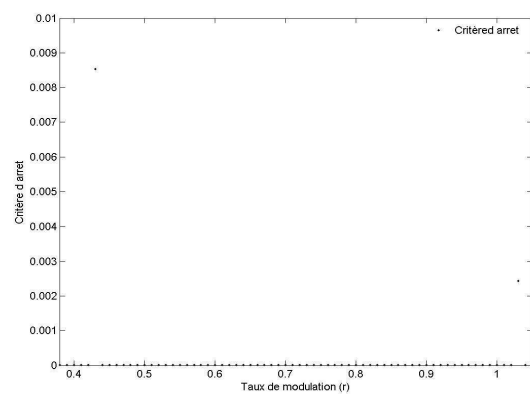
7) Les solutions doivent vérifier également la contrainte suivante :

– $0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \frac{\pi}{2}$, donc $0 \leq x_2 \leq x_1 \leq 1$.

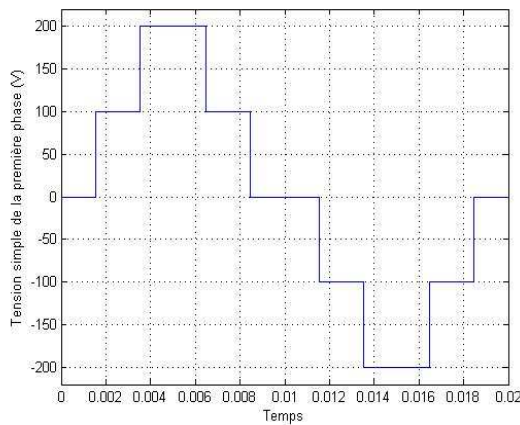
Les résultats d'élimination de l'harmonique de rang cinq sont présentés dans la Figure (III.19).



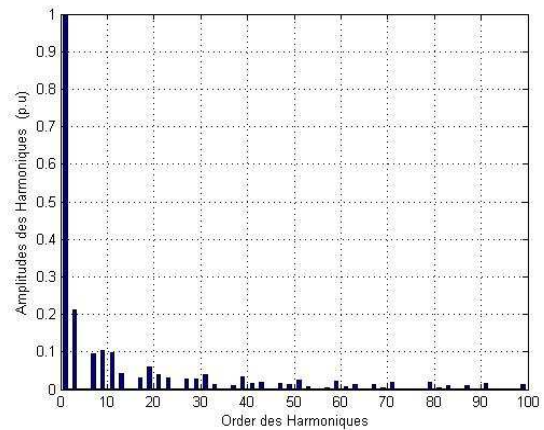
a) Angles de commutation en fonction du taux de modulation r .



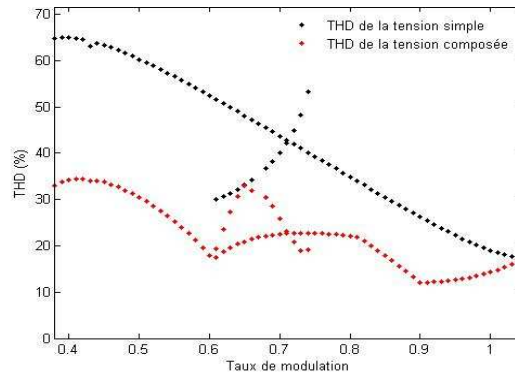
b) Critère d'arrêt en fonction du taux de modulation r.



c) Tension simple de la première phase ($r = 0.85, H = 5, E_c = 100V$)



d) Spectre d'harmonique de la tension simple de la première phase ($r = 0.85, H = 5$)



e) Variation des THD en fonction de r
($N = 5, H = 5$).

La Figure (III.19) : Résultats d'élimination de l'harmonique de rang cinq ($N = 5$).

La Figure (III.19.a) est obtenue à partir de la résolution du système (III.80) et (III.81). On remarque que les solutions n'existent que pour r entre 0.38 et 1.05. En dehors de cet intervalle, la résolution est impossible. A partir de $r = 0.61$ jusqu'à $r = 0.74$, il existe une solution double.

Les Figures (III.19.b et c) présentent respectivement le critère d'arrêt en fonction du taux de modulation r et la tension simple de la première phase, pour la Figure (III.19.d) où le spectre d'harmonique de la tension simple de la première phase, on remarque l'absence de l'harmonique d'ordre cinq pour les angles de commutation correspondants à $r = 0.85$. La Figure (III.19.e) montrent la variation du taux de distorsion harmonique THD en fonction du taux de modulation r , ces variations montrent que l'augmentation du taux de modulation permet d'obtenir un meilleur THD.

b- Elimination des harmoniques 5 et 7

L'élimination des harmoniques de rangs 5 et 7 exige de trouver les solutions du système (III.60) ceci peut être réalisé par les étapes suivantes :

Tout d'abord on doit effectuer le changement de variable suivant:

$$\begin{cases} x_1 = \cos(\alpha_1) \\ x_2 = \cos(\alpha_2) \\ x_3 = \cos(\alpha_3) \end{cases} \quad (\text{III.89})$$

Les termes $\cos 5\alpha_i$ et $\cos 7\alpha_i$ avec ($i=1, 2$) sont exprimés uniquement en fonction de $\cos \alpha_i$, en exploitant les relations ci-dessous :

$$\begin{cases} \cos(5\alpha_i) = 5 \cos(\alpha_i) - 20 \cos^3(\alpha_i) + 16 \cos^5(\alpha_i) - 5 \cos(\alpha_3) + 20 \cos^3(\alpha_3) - 16 \cos^5(\alpha_3) & (\text{III.90}) \\ \cos(7\alpha_i) = -7 \cos(\alpha_i) + 56 \cos^3(\alpha_i) - 112 \cos^5(\alpha_i) + 64 \cos^7(\alpha_i) + 7 \cos(\alpha_3) - 56 \cos^3(\alpha_3) + 112 \cos^5(\alpha_3) \\ \quad - 64 \cos^7(\alpha_3) & (\text{III.91}) \end{cases}$$

On aboutit au système suivant

$$\begin{cases} p_1 = x_1 + x_2 - x_3 - r_1 = 0 & \text{(III.92)} \\ p_5 = \sum_{i=1}^2 (5x_i - 20x_i^3 + 16x_i^5) - 5x_3 + 20x_3^3 - 16x_3^5 = 0 & \text{(III.93)} \\ p_7 = \sum_{i=1}^2 (-7x_i + 56x_i^3 - 112x_i^5 + 64x_i^7) + 7x_3 - 56x_3^3 + 112x_3^5 - 64x_3^7 = 0 & \text{(III.94)} \end{cases}$$

Avec: $x_i = (x_1, x_2)$

Il faut noter que les solutions doivent vérifier les contraintes suivantes :

Pour l'admission des solutions, on doit vérifier le critère d'arrêt suivant :

$$\sqrt{\left(\left(\frac{p_5(x_{1n}, x_{2n}, x_{3n})}{5} \right)^2 + \left(\frac{p_7(x_{1n}, x_{2n}, x_{3n})}{7} \right)^2 \right)} \leq 0.01 \quad \text{(III.95)}$$

Tout en assurant que $0 \leq x_3 \leq x_2 \leq x_1 \leq 1$

A partir de l'équation (III.92), x_1 est exprimé en fonction des deux autres variables par :

$$x_1 = r_1 - x_2 + x_3 \quad \text{(III.96)}$$

La variable x_1 est remplacée par son expression (III.96) dans les équations (III.93) et (III.94)

$$\begin{cases} p_5(x_2, x_3) = (5(r_1 - x_2 + x_3) - 20(r_1 - x_2 + x_3)^3 + 16(r_1 - x_2 + x_3)^5) \\ + (5x_2 - 20x_2^3 + 16x_2^5) - (5x_3 - 20x_3^3 + 16x_3^5) & \text{(III.97)} \\ p_7(x_2, x_3) = (-7(r_1 - x_2 + x_3) + 56(r_1 - x_2 + x_3)^3 - 112(r_1 - x_2 + x_3)^5 + 64(r_1 - x_2 + x_3)^7) \\ + (-7x_2 + 56x_2^3 - 112x_2^5 + 64x_2^7) - (-7x_3 + 56x_3^3 - 112x_3^5 + 64x_3^7) & \text{(III.98)} \end{cases}$$

Après l'élimination du variable x_1 , nous éliminons x_3 par l'application de la matrice de Sylvester et on le remplace dans les équations (III.97) et (III.98). Le résultat de cette étape donne une équation $res(x_2)$ de 22 degré.

L'équation obtenue est à une seule variable x_2 . La détermination de cette variable permet de déduire les autres variables. Il en résulte donc l'algorithme suivant :

- donner une valeur pour le paramètre r_1 , ensuite résoudre l'équation $res(x_2) = 0$ par la fonction {Solve} dans le Mathematica, la forme de cette fonction est comme suit :

$$\text{Solve} [res(x_2) == 0, x_2].$$

- Ne garder que les solutions de x_2 dans l'intervalle $[0,1]$; tel que $0 \leq \text{Re}(x_2) \leq 1$; les autres ne sont pas retenues. Les solutions obtenues sont notes (x_{2k}) .

- Pour chaque valeur obtenue, remplacer x_{2k} dans (III.97) et déterminer les solutions de $p_5(x_{2k}, x_3) = 0$.
- Ne garder que les solutions vérifiant la contrainte $0 \leq \text{Re}(x_{3k}) \leq \text{Re}(x_{2k}) \leq 1$. Les solutions obtenues sont $\{(x_{2l}, x_{3l})\}$.
- Pour chaque valeur de $\{(x_{2l}, x_{3l})\}$, déterminer x_1 de l'équation $\{(r_1 - x_{2l} - x_{3l})\}$;
- Ne conserver que les solutions vérifiant la condition $0 \leq \text{Re}(x_{3l}) \leq \text{Re}(x_{2l}) \leq \text{Re}(x_1) \leq 1$. Les solutions retenues sont notées $\{(x_{1n}, x_{2n}, x_{3n})\}$.
- Finalement, les angles de commutations sont obtenus à partir de la relation suivante:

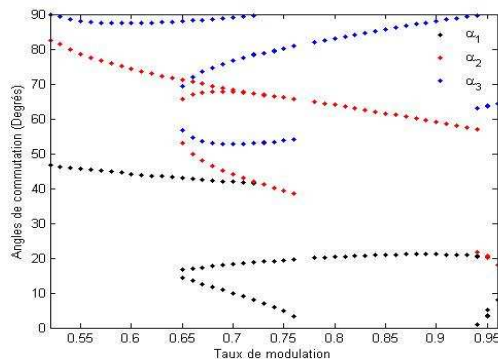
$$\{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3\} = \{\cos^{-1}(x_{1n}), \cos^{-1}(x_{2n}), \cos^{-1}(x_{3n})\}$$

- Les solutions à retenir doivent vérifier le critère suivant :

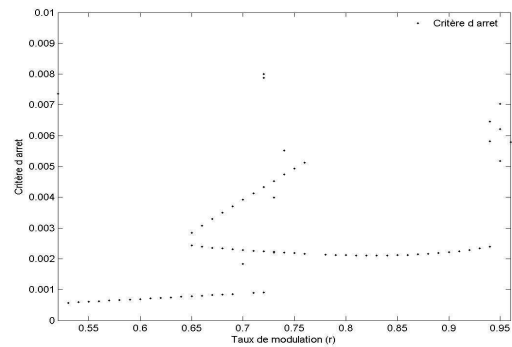
$$\sqrt{\left(\left(\frac{p_5(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)}{5}\right)^2 + \left(\frac{p_7(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)}{7}\right)^2\right)} \leq 0.01 \tag{III.99}$$

Il est noter que cette procédure peut être généralisée pour un système à p équations et p inconnues. Néanmoins, le développement des relations ainsi que la résolution deviennent beaucoup plus compliqués.

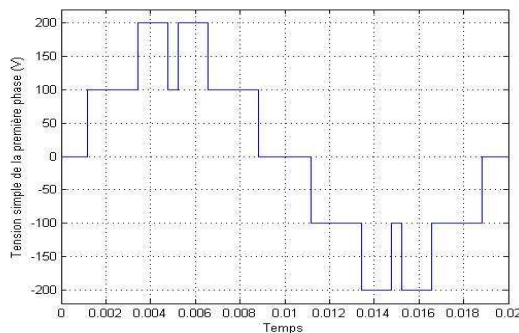
Les résultats pour l'élimination des harmoniques de rangs 5 et 7 sont représentés dans la Figure (III.20)



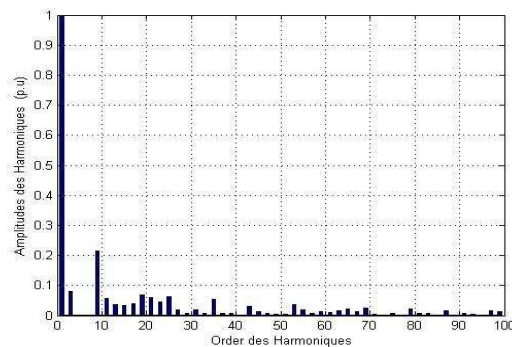
a) Variation des angles de commutation en fonction du taux de modulation.



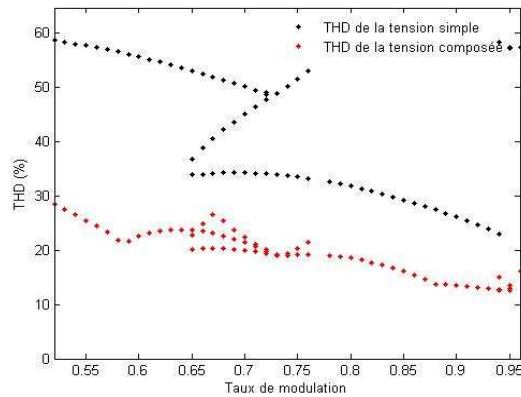
b) Critère d'arrêt en fonction du taux de modulation r.



c) Tension simple de la première phase ($r = 0.85, E_c = 100V$)



d) Spectre d'harmonique de la tension de la première phase ($r = 0.85, H = 5,7$)



e) Variation des THD en fonction du taux de modulation

Figure (III.20) : Résultats de l'élimination des harmoniques de rangs cinq et sept ($N = 5$).

La Figure (III.20.a) présente la variation des angles α_i en fonction de r . De cette caractéristique, il apparaît que ce système admet des solutions pour r entre 0.53 et 0.96, on remarque qu'il y a des solutions multiples pour quelques intervalles de r . Par exemple, dans l'intervalle $r \in [0.65, 0.76]$, il y a deux solutions pour chaque r . Pour les valeurs de r inférieures de 0.53 et $r > 0.96$, le système n'admet aucune solution. Une représentation de la variation du critère d'arrêt en fonction du taux de modulation apparente par la Figure (III.20.b). La tension de sortie et son spectre d'harmonique sont représentés dans la Figure (III.20.c et d). La Figure (III.20.e) du taux de distorsion d'harmonique THD en fonction du taux de modulation r , montre que l'augmentation du taux de modulation r permet de diminuer le THD.

• Onduleurs à sept niveaux

a. Elimination des harmoniques 5 et 7

Les équations dans ce cas sont les mêmes que celles données par le système d'équation (III.62). Les mêmes étapes de calcul que celles du niveau cinq (élimination des harmoniques 5 et 7), sont à réaliser.

Le système d'équation (III.62) est transformé au suivant :

$$\begin{cases} p_1 = x_1 + x_2 + x_3 - r_1 = 0 \\ p_5 = \sum_{i=1}^3 (5x_i - 20x_i^3 + 16x_i^5) = 0 \\ p_7 = \sum_{i=1}^3 (-7x_i + 56x_i^3 - 112x_i^5 + 64x_i^7) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.100})$$

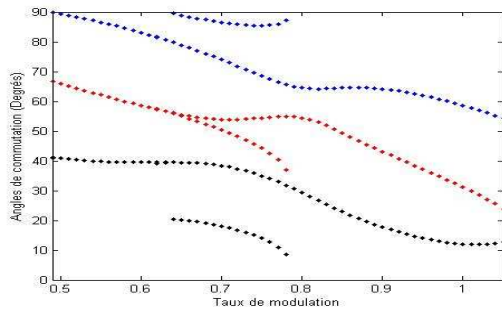
$$\text{Où } r_1 = \frac{3\pi.r}{4}$$

L'élimination de x_1 par la substitution de $x_1 = r_1 - x_2 - x_3$ dans p_5 et p_7 donne :

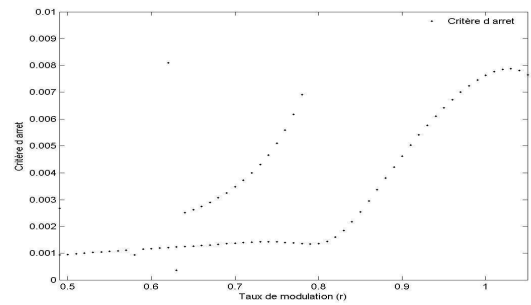
$$p_5(x_2, x_3) = (5(r_1 - x_2 - x_3) - 20(r_1 - x_2 - x_3)^3 + 16(r_1 - x_2 - x_3)^5) + (5x_2 - 20x_2^3 + 16x_2^5) + (5x_3 - 20x_3^3 + 16x_3^5) \tag{III.101}$$

$$p_7(x_2, x_3) = (-7(r_1 - x_2 - x_3) + 56(r_1 - x_2 - x_3)^3 - 112(r_1 - x_2 - x_3)^5 + 64(r_1 - x_2 - x_3)^7) + ((-7x_2 + 56x_2^3 - 112x_2^5 + 64x_2^7) + (-7x_3 + 56x_3^3 - 112x_3^5 + 64x_3^7)) \tag{III.102}$$

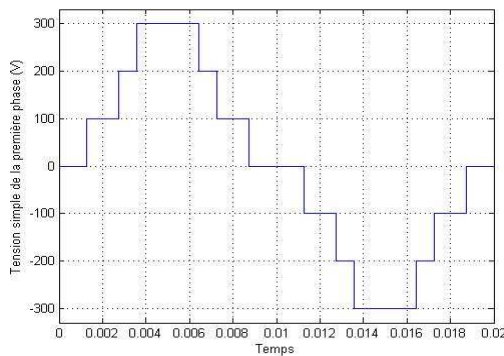
Pour obtenir les solutions (x_{1l}, x_{2l}, x_{3l}) , il faut respecter les mêmes étapes présentées dans le paragraphe d'élimination des harmoniques 5 et 7 de l'onduleur à cinq niveaux. Les résultats trouvés sont représentés dans la Figure (III.21.a).



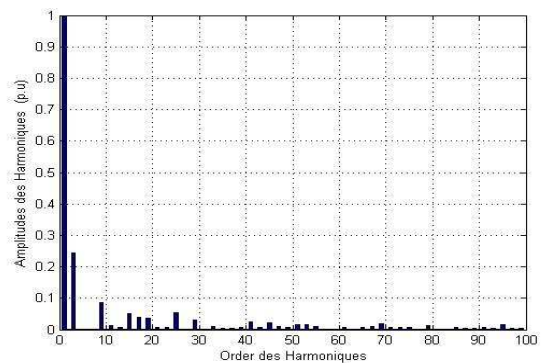
a) Angles de commutation en fonction de r .



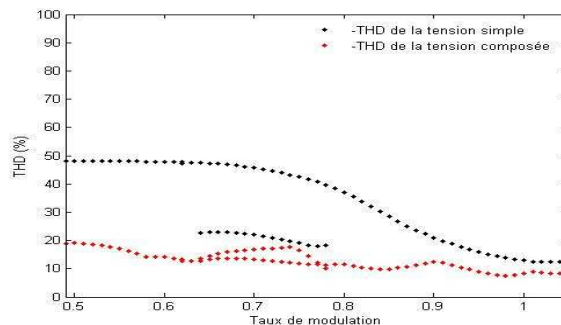
b) Critère d'arrêt en fonction du taux de modulation r .



c) Tension simple de la première phase ($r = 0.85$, $E_c = 100$).



d) Spectre d'harmonique de la tension de première phase ($r = 0.85$).



e) Variation des THD en fonction du taux de modulation.

Figure (III.21) : Résultats de l'élimination des harmoniques de rangs cinq et sept ($N = 7$, $H = 5,7$).

La résolution du système (III.100) donne toutes les solutions possibles pour les différentes valeurs de r . La Figure (III.21.a) montre qu'il existe une solution dans l'intervalle de $r \in [0.49, 1.05]$. Dans l'intervalle $r \in [0.73, 0.78]$, le système admet des solutions doubles. Pour les valeurs de r inférieures à 0.49 et supérieures à 1.05, aucune solution n'est possible. Les Figures (III.21.b et c) donnent les formes du critère d'arrêt en fonction du taux de modulation r et la tension à la sortie de l'onduleur. La Figure (III.21.d) représente la forme du spectre d'harmonique pour $r = 0.85$. Le THD en fonction du taux de modulation est représenté par la Figure (III.21.c). Le THD dans ce cas est inférieur à celui obtenu par l'onduleur à cinq niveaux, donc l'augmentation du nombre de niveaux permet d'obtenir un meilleur THD.

Dans la section précédente, la théorie résultante a été présentée. Après que les équations d'harmoniques transcendantales mentionnées ci-dessus aient été transformées en équations polynômes. Nous avons montré comment la théorie résultante pourrait être utilisée pour résoudre ces équations polynômes. La prochaine partie discutera l'idée des polynômes symétriques et montrera comment cette méthode peut être utilisée pour transformer l'ensemble des équations polynômes ci-dessus en un nouveau ensemble de polynômes de degré inférieur. En conséquence, il sera plus facile de résoudre ces équations. L'idée des sommes de puissance sera également discutée. La théorie des sommes de puissance fournit une autre manière de transformer l'ensemble d'équations polynômes en un nouveau ensemble de polynômes de degré inférieur.

III.4.2.2 Polynômes symétriques et sommes de puissance

Dans cette partie, quelques idées additionnelles nécessaires pour la recherche de solution seront discutées. Dans la section III.4.2.2.1, l'idée des polynômes symétriques sera présentée. La section III.4.2.2.1.3 discutera un exemple d'application des polynômes symétriques. Dans cet exemple, un onduleur cascadié à sept niveaux sera considéré.

La section III.4.2.2.2 discutera l'idée des sommes de puissance et son application sur l'onduleur à sept niveaux mentionnés précédemment.

III.4.2.2.1 Polynômes symétriques

Comme nous l'avons mentionné, la théorie résultante pourrait être utilisée pour trouver les angles de commutation désirés pour le cas général d'un onduleur à N niveaux. Cependant, l'augmentation du nombre d'angles de commutation augmente les degrés des équations polynômes correspondantes. Ainsi, les calculs symboliques deviennent plus longs et complexes.

Dans cette section, l'idée des polynômes symétriques sera présentée. Pour le cas d'un onduleur multi-niveaux à sources de tension égales. L'idée des polynômes symétriques peut être utilisée pour transformer l'ensemble des équations polynômes en un nouveau ensemble de polynômes de degré inférieur.

III.4.2.2.1.1 Polynômes symétriques élémentaires

Etant donné les variables x_1, \dots, x_n , on définit les expressions $s_1, \dots, s_n \in k[x_1, \dots, x_n]$ par :

$$\begin{aligned} s_1 &= x_1 + \dots + x_n \\ &\vdots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 s_z &= \sum_{i_1 < i_2 < \dots < i_z} (x_{i_1} x_{i_2} \dots x_{i_z}) \\
 &\vdots \\
 s_n &= x_1 x_2 \dots x_n
 \end{aligned}
 \tag{III.103}$$

Dans (III.103), chaque polynôme $s_u, 1 \leq u \leq n$, est la somme de tous les monômes qui sont les produits de z variables distinctes. Pour voir si ces polynômes sont en effet symétriques, considérons le polynôme suivant :

$$f(x) = (x - x_1)(x - x_2) \dots (x - x_n) \tag{III.104}$$

Où x_1, \dots, x_n sont les racines du polynôme. Le développement du côté droit de (III.104) conduit à :

$$f(x) = x^n - s_1 x^{n-1} + s_2 x^{n-2} + \dots + (-1)^{n-1} s_{n-1} x + (-1)^n s_n \tag{III.105}$$

Supposer que les racines x_1, \dots, x_n sont maintenant réarrangées. L'ordre des facteurs du côté droit de (III.104) est différent. Cependant, $f(x)$ reste inchangée, ce qui implique que les coefficients $(-1)^u s_u$ de $f(x)$ sont des polynômes symétriques. Par conséquent, chaque polynôme s_m est symétrique. Les polynômes symétriques s_1, \dots, s_n s'appellent les polynômes symétriques élémentaires [16].

III.4.2.2.1.2 Théorème fondamental des polynômes symétriques

Les polynômes symétriques élémentaires sont des polynômes symétriques très utiles. Le théorème suivant, appelé le théorème fondamental des polynômes symétriques, explique pourquoi.

Chaque polynôme symétrique dans $k[x_1, \dots, x_n]$ peut être écrit uniquement en fonction des polynômes symétriques élémentaires s_1, \dots, s_n [17].

Pour prouver ce théorème, voir [16]. Pour un exemple simple du théorème ci-dessus, considérons le polynôme symétrique suivant :

$$f(x, y, z) = x^2 y^2 + x^2 yz + x^2 z^2 + xy^2 z + xyz^2 + y^2 z^2 \tag{III.106}$$

Où x, y et z sont des variables indépendantes. On peut montrer que le polynôme ci-dessus peut être réécrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 f(x, y, z) &= (x^2 y^2 + y^2 z^2 + x^2 z^2) + 2(x^2 yz + xy^2 z + xyz^2) \\
 &\quad - (x^2 yz + xy^2 z + xyz^2)
 \end{aligned}
 \tag{III.107}$$

$$= (xy + xz + yz)(xy + xz + yz) - (x + y + z)(xyz) \tag{III.108}$$

$$= s_2^2 - s_1 s_3 \tag{III.109}$$

Où s_1, s_2 , et s_3 sont les polynômes symétriques élémentaires correspondant aux variables x, y et z .

III.4.2.2.1.3 Application des polynômes symétriques aux onduleurs multi-niveaux

Dans cette section, l'application des polynômes symétriques à un onduleur à sept niveaux sera présentée.

- **Réduction par polynômes symétriques**

Les équations (III.43) fournissent les équations harmoniques nécessaires pour imposer une valeur maximale du fondamental de la tension de sortie égale à V_{\max} tout en éliminant les harmoniques d'ordre 5 et 7. Ces équations sont données par l'équation (III.100).

Dans (III.100), r_1 est donné par :

$$r_1 = \frac{\pi.V_{\max}}{4E_c} \quad (\text{III.110})$$

Pour les variables x_1, x_2 , et x_3 , les polynômes symétriques élémentaires correspondants sont :

$$\begin{cases} s_1 = x_1 + x_2 + x_3 & (\text{III.111}) \\ s_2 = x_1x_2 + x_1x_3 + x_2x_3 & (\text{III.112}) \\ s_3 = x_1x_2x_3 & (\text{III.113}) \end{cases}$$

La condition qu'il faut respecter est :

$$0 \leq x_3 \leq x_2 \leq x_1 \leq 1 \quad (\text{III.114})$$

Par conséquent, les nouvelles variables s_1, s_2 et s_3 doivent satisfaire les conditions suivantes :

$$\begin{cases} 0 \leq s_1 \leq 3 & (\text{III.115}) \\ 0 \leq s_2 \leq 3 & (\text{III.116}) \\ 0 \leq s_3 \leq 1 & (\text{III.117}) \end{cases}$$

On devrait noter que p_1, p_5 , et p_7 sont des polynômes symétriques. Par conséquent, Le théorème fondamental des polynômes symétriques énonce qu'on peut exprimer ces polynômes en termes de s_1, s_2 et s_3 . Les polynômes symétriques résultants sont :

$$p_1(s_1) = 0 = s_1 - r_1 \quad (\text{III.118})$$

$$\begin{aligned} p_5(s_1, s_2, s_3) = 0 = & 5s_1 - 20s_1^3 + 16s_1^5 + 60s_1s_2 - 80s_1^3s_2 + 80s_1s_2^2 \\ & - 60s_3 + 80s_1^2s_3 - 80s_2s_3 \end{aligned} \quad (\text{III.119})$$

$$\begin{aligned}
p_7(s_1, s_2, s_3) = 0 = & -7s_1 + 56s_1^3 - 112s_1^5 + 64s_1^7 - 168s_1s_2 + 560s_1^3s_2 \\
& - 448s_1^5s_2 - 560s_1s_2^2 + 896s_1^3s_2^2 - 448s_1s_2^3 + 168s_3 \\
& - 560s_1^2s_3 + 448s_1^4s_3 + 560s_2s_3 - 1344s_1^2s_2s_3 \\
& + 448s_2^2s_3 + 448s_1s_3^2
\end{aligned} \tag{III.120}$$

Il convient de noter que ces équations ont été exprimées en utilisant la commande *SymmetricReduction* de Mathematica. De l'équation (III.118), on tire $s_1 = r_1$, ce qui permet de réécrire p_5 et p_7 comme suit :

$$p_5(s_2, s_3) = 5r_1 - 20r_1^3 + 16r_1^5 + 60r_1s_2 - 80r_1^3s_2 + 80r_1s_2^2 - 60s_3 + 80r_1^2s_3 - 80s_2s_3 \tag{III.121}$$

$$\begin{aligned}
p_7(s_2, s_3) = & -7r_1 + 56r_1^3 - 112r_1^5 + 64r_1^7 - 168r_1s_2 + 560r_1^3s_2 \\
& - 448r_1^5s_2 - 560r_1s_2^2 + 896r_1^3s_2^2 - 448r_1s_2^3 + 168s_3 \\
& - 560r_1^2s_3 + 448r_1^4s_3 + 560s_2s_3 - 1344r_1^2s_2s_3 \\
& + 448s_2^2s_3 + 448r_1s_3^2
\end{aligned} \tag{III.122}$$

Des équations (III.101) et (III.102), il s'avère que les degrés de $p_5(x_2, x_3)$ et $p_7(x_2, x_3)$ dans la variable x_2 sont quatre et six, respectivement. En conséquence, la matrice résultante de Sylvester correspondante à ces deux polynômes est une matrice de dimension 10 x 10. D'autre part, les degrés de $p_5(s_2, s_3)$ et $p_7(s_2, s_3)$ dans la variable s_3 sont une et deux, respectivement. En conséquence, la matrice résultante de Sylvester correspondante à ces deux polynômes est une matrice de dimension 3 x 3.

En d'autres termes, l'idée des polynômes symétriques a été efficacement utilisée pour transformer l'ensemble d'équations polynômes en un nouveau ensemble de polynômes de degré inférieur, ce qui facilite beaucoup leur résolution.

• Solutions des polynômes symétriques

Après avoir éliminer s_1 , la prochaine étape est d'éliminer la variable s_3 en calculant la résultante de $p_5(s_2, s_3)$ et $p_7(s_2, s_3)$. Après avoir factorisé et puis éliminé les constantes numériques inutiles, la résultante des deux polynômes dans (III.121) et (III.122) est :

$$\begin{aligned}
res(s_2) = & (-1575 + 9800r_1^2 - 24080r_1^4 + 28160r_1^6 - 15360r_1^8 \\
& + 3072r_1^{10}) + (-10500 + 56000r_1^2 - 103040r_1^4 + 78080r_1^6 \\
& - 20480r_1^8)s_2 + (-19600 + 89600r_1^2 - 116480r_1^4 \\
& + 46080r_1^6)s_2^2 + (-11200 + 44800r_1^2 - 35840r_1^4)s_2^3
\end{aligned} \tag{III.123}$$

Le polynôme de l'équation (III.123) est une fonction d'une seule variable, on peut maintenant résoudre cette équation.

Une fois que les valeurs de s_1 , s_2 et s_3 sont trouvées, il est nécessaire d'employer ces valeurs pour trouver les valeurs correspondantes de x_1 , x_2 et x_3 afin d'obtenir les angles de commutation. Les trois équations suivantes doivent être résolues afin d'obtenir les valeurs de x_1 , x_2 et x_3 .

$$\begin{cases} f_1(x_1, x_2, x_3) = 0 = s_1 - (x_1 + x_2 + x_3) & \text{(III.124)} \\ f_2(x_1, x_2, x_3) = 0 = s_2 - (x_1x_2 + x_1x_3 + x_2x_3) & \text{(III.125)} \\ f_3(x_1, x_2, x_3) = 0 = s_3 - (x_1x_2x_3) & \text{(III.126)} \end{cases}$$

On peut maintenant éliminer x_1 en calculant la résultante de f_1 et f_2 aussi bien que la résultante de f_1 et f_3 . Les équations résultantes sont :

$$\begin{cases} g_1(x_2, x_3) = -s_2 + s_1x_2 - x_2^2 + s_1x_3 - x_2x_3 - x_3^2 & \text{(III.127)} \\ g_2(x_2, x_3) = -s_3 + s_1x_2x_3 - x_2^2x_3 - x_2x_3^2 & \text{(III.128)} \end{cases}$$

On peut par la suite éliminer x_2 en calculant la résultante de g_1 et g_2 . L'équation résultante est :

$$h(x_3) = s_3 - s_2x_3 + s_1x_3^2 - x_3^3 \quad \text{(III.129)}$$

Puisque le polynôme h est seulement une fonction d'une variable, on peut donc résoudre l'équation (III.129) et trouver comme une étape finale les variables x_1 , x_2 et x_3 .

Il est maintenant possible de commencer le processus de calcul des angles appropriés de commutation. Ce processus se compose de 14 étapes :

- 1) Placer s_1 pour être égal au paramètre r_1 ;
- 2) Trouver les racines de $res(s_2) = 0$;
- 3) Garder les racines pour lesquelles $0 \leq \text{Re}(s_2) \leq 3$. Dénoter ces racines par $\{s_{2k}\}$;
- 4) Substituer chaque membre de l'ensemble $\{s_{2k}\}$ dans $p_5(s_2, s_3)$ et calculer les racines de $p_5(s_{2k}, s_3) = 0$;
- 5) Garder les racines pour lesquelles $0 \leq \text{Re}(s_3) \leq 1$. Dénoter l'ensemble des racines restantes par $\{(s_{2l}, s_{3l})\}$;
- 6) Substituer chaque membre de l'ensemble $\{(s_{2l}, s_{3l})\}$, ainsi que la valeur de s_1 dans $h(x_3)$ et calculer les racines de $h(x_3) = 0$;
- 7) Garder les racines pour lesquelles $0 \leq \text{Re}(x_3) \leq 1$. Dénoter l'ensemble des racines restantes par $\{(s_{2n}, s_{3n}, x_{3n})\}$;
- 8) Substituer chaque membre de l'ensemble $\{(s_{2n}, s_{3n}, x_{3n})\}$, ainsi que la valeur de s_1 dans $g_1(x_2, x_3)$ et déterminer les racines de $g_1(x_2, x_{3n}) = 0$;
- 9) Garder les racines pour lesquelles $0 \leq \text{Re}(x_{3n}) \leq \text{Re}(x_2) \leq 1$. Dénoter l'ensemble des racines restantes par $\{(s_{2u}, s_{3u}, x_{2u}, x_{3u})\}$;
- 10) Pour chaque membre de l'ensemble $\{(s_{2u}, s_{3u}, x_{2u}, x_{3u})\}$, calculer $r_1 - x_{2u} - x_{3u}$ pour trouver la valeur de x_1 ;

- 11) Garder les racines pour lesquelles $0 \leq \text{Re}(x_{3r}) \leq \text{Re}(x_{2r}) \leq \text{Re}(x_1) \leq 1$. Dénoter l'ensemble des racines restantes par $\{(s_{2s}, s_{3s}, x_{1s}, x_{2s}, x_{3s})\}$;
- 12) Pour chaque membre de l'ensemble $\{(s_{2s}, s_{3s}, x_{1s}, x_{2s}, x_{3s})\}$, subsister juste les solutions de x_{1s}, x_{2s} et x_{3s} qui vérifient la condition $0 \leq \text{Re}(x_{3s}) \leq \text{Re}(x_{2s}) \leq \text{Re}(x_{1s}) \leq 1$. Dénoter ces triples par $\{(\hat{x}_{1s}, \hat{x}_{2s}, \hat{x}_{3s})\}$;
- 13) En utilisant (III.100), on calcul le critère d'arrêt suivant :

$$\sqrt{\left(\left(\frac{p_5(\hat{x}_{1s}, \hat{x}_{2s}, \hat{x}_{3s})}{5}\right)^2 + \left(\frac{p_7(\hat{x}_{1s}, \hat{x}_{2s}, \hat{x}_{3s})}{7}\right)^2\right)} \quad (\text{III.130})$$

- 14) Si le résultat est inférieur à 0.01, les angles de commutation sont donnés par

$$\{\alpha_{1s}, \alpha_{2s}, \alpha_{3s}\} = \{\cos^{-1}(\hat{x}_{1s}), \cos^{-1}(\hat{x}_{2s}), \cos^{-1}(\hat{x}_{3s})\} \quad (\text{III.131})$$

III.4.2.2.2 Sommes de puissance

Dans cette section, l'idée des sommes de puissance sera présentée. Les sommes de puissance fournit simplement une autre manière de transformer un ensemble de polynômes symétriques en un nouveau ensemble de polynômes de degré inférieur.

En général, pour des variables x_1, \dots, x_n données, les polynômes de sommes de puissance sont définis comme suit :

$$t_k = x_1^k + x_2^k + \dots + x_n^k, \quad (\text{III.132})$$

Où k est un nombre entier. On devrait noter que t_k est un polynôme symétrique. Par conséquent, le théorème fondamental des polynômes symétriques énonce que t_k peut être écrit en termes de polynômes symétriques élémentaires s_1, \dots, s_n [16].

Cependant, le théorème suivant indique que n'importe quel polynôme symétrique arbitraire peut être écrit en termes de t_1, \dots, t_n [17].

Si k est un champ contenant l'ensemble des nombres rationnels, alors chaque polynôme symétrique dans $k[x_1, \dots, x_n]$ peut être écrit comme polynôme fonction des sommes de puissance t_1, \dots, t_n .

Puisque n'importe quel polynôme symétrique peut être exprimé en termes de polynômes symétriques élémentaires s_1, \dots, s_n , on peut écrire s_1, \dots, s_n en termes de t_1, \dots, t_n . Afin de prouver ce rapport, les équations suivantes sont utilisées :

$$t_i - s_1 t_{i-1} + \dots + (-1)^{i-1} s_{i-1} t_1 + (-1)^i i s_i = 0 \quad \text{pour } 1 \leq i \leq n \quad (\text{III.133})$$

$$t_i - s_1 t_{i-1} + \dots + (-1)^{n-1} s_{n-1} t_{i-n+1} + (-1)^n s_n t_{i-n} = 0 \quad \text{pour } i > n \quad (\text{III.134})$$

Ces équations sont désignées sous le nom d'identités de Newton [16]. On peut prouver maintenant par induction sur i que s_i peut être écrit en termes de t_1, \dots, t_n . Pour le cas $i = 1$ il est évident que $s_1 = t_1$. Supposer maintenant que la supposition ci-dessus est vraie pour $1, 2, \dots, \tau - 1$ où $2 \leq \tau \leq n$. Pour le cas $i = \tau$, l'identité de Newton énonce que :

$$s_\tau = (-1)^{\tau-1} \frac{1}{\tau} (t_\tau - s_1 t_{\tau-1} + \dots + (-1)^{\tau-1} s_{\tau-1} t_1) \quad \text{pour } 2 \leq \tau \leq n \quad (\text{III.135})$$

III.4.2.3.2.1 Application des sommes de puissance aux l'onduleurs multi-niveaux

Dans cette section, un exemple d'application des sommes de puissance sera présenté. Dans cet exemple, un onduleur à sept niveaux cascadié sera considéré de nouveau.

- **Réduction par les sommes de puissance**

Pour les variables x_1, x_2 et x_3 définissons les polynômes de sommes de puissance t_1, t_2, \dots, t_7 comme suit :

$$t_j = x_1^j + x_2^j + x_3^j \quad \text{pour } 1 \leq j \leq 7 \quad (\text{III.136})$$

En utilisant les expressions de t_1, t_2, \dots, t_7 les polynômes p_1, p_5 et p_7 donnés dans (III.100) peuvent être réécrit comme suit :

$$\begin{cases} p_1(t_1) = 0 = t_1 - r_1 & (\text{III.137}) \\ p_5(t_1, t_2, t_5) = 0 = 5t_1 - 20t_3 + 16t_5 & (\text{III.138}) \\ p_7(t_1, t_2, t_3, t_7) = 0 = -7t_1 + 56t_3 - 112t_5 + 64t_7 & (\text{III.139}) \end{cases}$$

Avec les identités de Newton données par (III.133) et (III.134), t_5 et t_7 peuvent être exprimés en termes de t_1, t_2 et t_3 , comme suit :

$$\begin{cases} t_5 = \frac{1}{6} (t_1^5 - 5t_1^3 t_2 + 5t_1^2 t_3 + 5t_2 t_3) & (\text{III.140}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} t_7 = \frac{1}{36} (t_1^7 - 21t_1^3 t_2^2 + 7t_1^4 t_3 + 21t_2^2 t_3 + 28t_1 t_3^2) & (\text{III.141}) \end{cases}$$

En remplaçant t_5 et t_7 dans p_5 et p_7 , il vient :

$$\begin{cases} p_5(t_1, t_2, t_3) = \frac{1}{3} (15t_1 + 8t_1^5 - 40t_1^3 t_2 - 60t_3 + 40t_1^2 t_3 + 40t_2 t_3) & (\text{III.142}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} p_7(t_1, t_2, t_3) = \frac{1}{9} (-63t_1 - 168t_1^5 + 16t_1^7 + 840t_1^3 t_2 - 336t_1^3 t_2^2 + 504t_3 \\ - 840t_1^2 t_3 + 112t_1^4 t_3 - 840t_2 t_3 + 336t_2^2 t_3 + 448t_1 t_3^2) & (\text{III.143}) \end{cases}$$

De l'équation (III.137), on en déduit que $t_1 = r_1$, ce qui en résulte que p_5 et p_7 peuvent être exprimés en termes de t_2 et t_3 seulement. Les équations qui en découlent sont :

$$\begin{cases} p_5(t_2, t_3) = \frac{1}{3}(15r_1 + 8r_1^5 - 40r_1^3 t_2 - 60t_3 + 40r_1^2 t_3 + 40t_2 t_3) & \text{(III.144)} \\ p_7(t_2, t_3) = \frac{1}{9}(-63r_1 - 168r_1^5 + 16r_1^7 + 840r_1^3 t_2 - 336r_1^3 t_2^2 + 504t_3 \\ - 840r_1^2 t_3 + 112r_1^4 t_3 - 840t_2 t_3 + 336t_2^2 t_3 + 448r_1 t_3^2) & \text{(III.145)} \end{cases}$$

Noter que les degrés de $p_5(t_2, t_3)$ et $p_7(t_2, t_3)$ dans la variable t_2 sont un et deux respectivement. En conséquence, la matrice résultante de Sylvester correspondante à ces deux polynômes est une matrice de dimension 3×3 . Comme avec les polynômes symétriques, l'idée des sommes de puissance a été efficacement utilisée pour transformer l'ensemble d'équations polynômes en un nouveau ensemble de polynômes de degré inférieur.

- **Solutions des sommes de puissance**

Après avoir éliminé t_1 , la prochaine étape est d'éliminer la variable t_2 en calculant la résultante de $p_5(t_2, t_3)$ et $p_7(t_2, t_3)$. Après avoir factorisé et puis éliminé les constantes numériques inutiles, la résultante des deux polynômes dans (III.144) et (III.145) est donnée par :

$$\begin{aligned} \text{res}(t_3) = & (-4725 r_1^4 + 25200 r_1^6 - 5040 r_1^8 + 256 r_1^{12}) + (4725 r_1 \\ & - 12600 r_1^3 - 95760 r_1^5 + 20160 r_1^7 - 4096 r_1^9)t_3 + (-12600 \\ & + 100800 r_1^2 + 80640 r_1^4 + 3840 r_1^6)t_3^2 + (-100800 r_1 \\ & - 44800 r_1^3)t_3^2 + (44800)t_3^4 \end{aligned} \quad \text{(III.146)}$$

Le polynôme $\text{res}(t_3)$ est donc une fonction à une variable, on peut maintenant trouver les variables t_1, t_2 et t_3 . Une fois les valeurs de t_1, t_2 et t_3 sont trouvés, il est nécessaire d'employer ces valeurs pour trouver les valeurs correspondantes de x_1, x_2 et x_3 afin d'obtenir les angles de commutation. Les trois équations suivantes doivent être résolues afin d'obtenir les valeurs de x_1, x_2 et x_3 [18] :

$$\begin{cases} f_1(x_1, x_2, x_3) = 0 = t_1 - (x_1 + x_2 + x_3) & \text{(III.147)} \\ f_2(x_1, x_2, x_3) = 0 = t_2 - (x_1^2 + x_2^2 + x_3^2) & \text{(III.148)} \\ f_3(x_1, x_2, x_3) = 0 = t_3 - (x_1^3 + x_2^3 + x_3^3) & \text{(III.149)} \end{cases}$$

On peut maintenant éliminer x_1 en calculant la résultante de f_1 et f_2 aussi bien que de la résultante de f_1 et f_3 . Les équations résultantes sont :

$$\begin{cases} g_1(x_2, x_3) = -t_1^2 + t_2 + 2t_1x_2 - 2x_2^2 + 2t_1x_3 - 2x_2x_3 - 2x_3^2 & \text{(III.150)} \\ g_2(x_2, x_3) = t_1^3 - t_3 - 3t_1^2x_2 + 3t_1x_2^2 - 3t_1^2x_3 + 6t_1x_2x_3 - 3x_2^2x_3 \\ \quad + 3t_1x_3^2 - 3x_2x_3^2 & \text{(III.151)} \end{cases}$$

La variable x_2 peut être éliminé en calculant la résultante de g_1 et g_2 . L'équation résultante est

$$h(x_3) = t_1^3 - 3t_1t_2 + 2t_3 - 3t_1^2x_3 + 3t_2x_3 + 6t_1x_3^2 - 6x_3^3 \quad \text{(III.152)}$$

Le polynôme h est une fonction à une variable, on peut maintenant trouve les variables x_1, x_2 et x_3 .

La procédure de calcul des angles de commutation se compose des 12 étapes suivantes :

- 1) Placer r_1 aux lieu de t_1 pour résoudre (III.146).
- 2) Calculer les racines de $res(t_3) = 0$. Dénoter ces racines par $\{t_{3k}\}$.
- 3) Substituer chaque membre de l'ensemble $\{t_{3k}\}$ dans $p_5(t_2, t_3)$ et calculer les racines de $p_5(t_2, t_{3k}) = 0$. Dénoter l'ensemble des racines restantes par $\{(t_{2l}, t_{3l})\}$.
- 4) Substituer chaque membre de l'ensemble $\{(t_{2l}, t_{3l})\}$, ainsi que la valeur de t_1 dans $h(x_3)$ et calculer les racines de $h(x_3) = 0$.
- 5) Garder les racines pour lesquelles $0 \leq \text{Re}(x_3) \leq 1$. Dénoter l'ensemble des racines restantes $\{(t_{2n}, t_{3n}, x_{3n})\}$.
- 6) Substituer chaque membre de l'ensemble $\{(t_{2n}, t_{3n}, x_{3n})\}$, ainsi que la valeur de t_1 dans $g_1(x_2, x_3)$ et calculer les racines de $g_1(x_2, x_{3n}) = 0$.
- 7) Garder les racines pour lesquelles $0 \leq \text{Re}(x_{3n}) \leq \text{Re}(x_2) \leq 1$. Dénoter l'ensemble des racines restants $\{(t_{2i}, t_{3i}, x_{2i}, x_{3i})\}$.
- 8) Pour chaque membre de l'ensemble $\{(t_{2i}, t_{3i}, x_{2i}, x_{3i})\}$, calculer $r_1 - x_{2i} - x_{3i}$ pour trouver la valeur de x_1 .
- 9) Garder les racines pour lesquelles $0 \leq \text{Re}(x_{3i}) \leq \text{Re}(x_{2i}) \leq \text{Re}(x_1) \leq 1$. Dénoter l'ensemble des racines restantes par $\{(t_{2s}, t_{3s}, x_{1s}, x_{2s}, x_{3s})\}$.
- 10) Pour chaque membre de l'ensemble $\{(t_{2s}, t_{3s}, x_{1s}, x_{2s}, x_{3s})\}$, substituer juste la solution x_{1s}, x_{2s} et x_{3s} qui vérifie la condition $0 \leq \text{Re}(x_{3s}) \leq \text{Re}(x_{2s}) \leq \text{Re}(x_{1s}) \leq 1$. Dénoter ces triples par $\{(\hat{x}_{1s}, \hat{x}_{2s}, \hat{x}_{3s})\}$.
- 11) Employer (III.100), pour calculer le critère d'arrêt suivant :

$$\sqrt{\left(\left(\frac{p_5(\hat{x}_{1s}, \hat{x}_{2s}, \hat{x}_{3s})}{5} \right)^2 + \left(\frac{p_7(\hat{x}_{1s}, \hat{x}_{2s}, \hat{x}_{3s})}{7} \right)^2 \right)} \quad \text{(III.153)}$$

- 12) Si le résultat est inférieur à 0.01, les angles α_i de commutation sont donnés par

$$\{\alpha_{1s}, \alpha_{2s}, \alpha_{3s}\} = \left\{ \cos^{-1}(\hat{x}_{1s}), \cos^{-1}(\hat{x}_{2s}), \cos^{-1}(\hat{x}_{3s}) \right\} \quad \text{(III.154)}$$

III.5 Association MAS-onduleur cascadi sept niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques

A partir des résultats obtenus par la méthode de *Newton-Raphson* ainsi que la méthode analytique, nous allons réaliser l'association entre la machine asynchrone et l'onduleur à structure cascadi. Les résultats de cette association permettent d'obtenir les graphes ci-dessous.

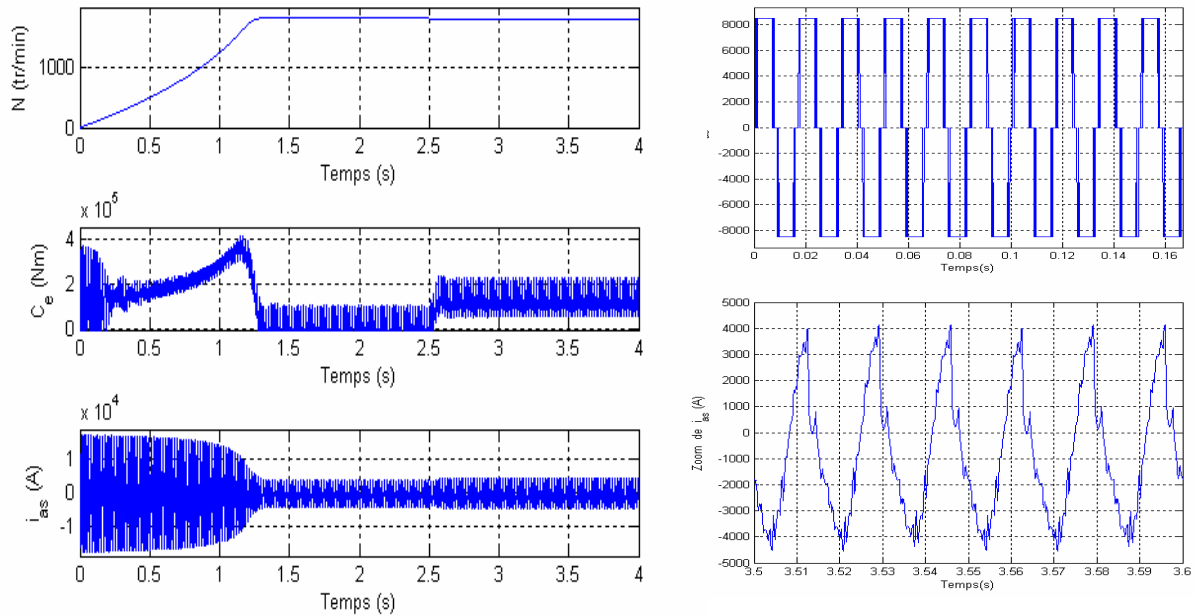


Figure (III.22): Réponses de la MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux à commande par élimination d'harmoniques ($r = 0.85$, $E_C = 8.5 \text{ kV}$ et $f_s = 60\text{Hz}$)

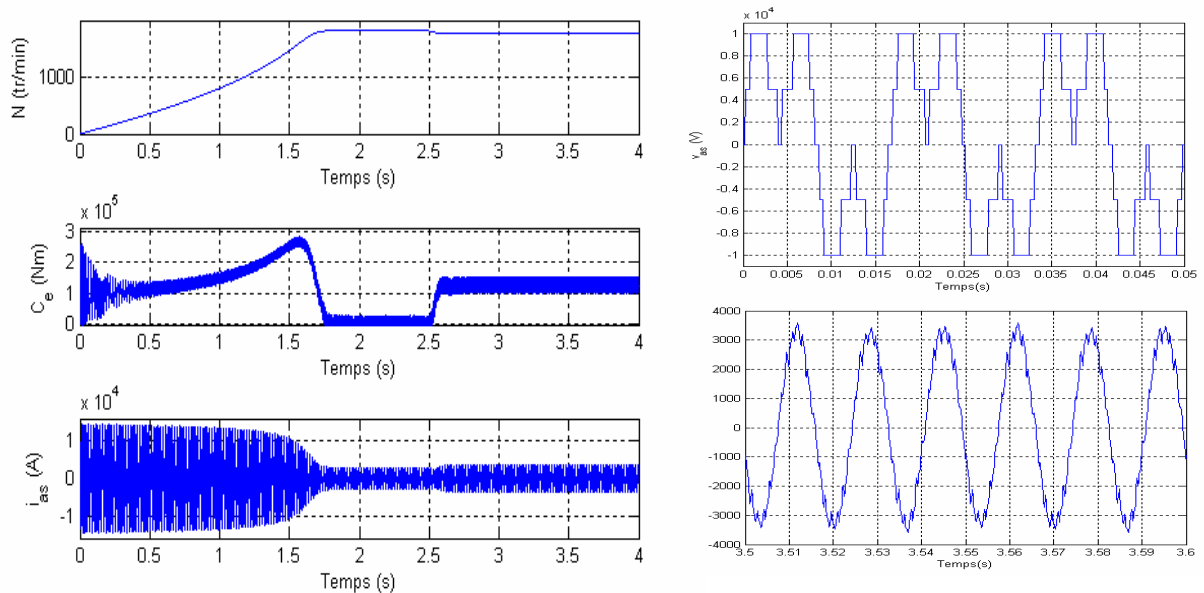


Figure (III.23): Réponses de la MAS alimentée par un onduleur à cinq niveaux à commande par élimination d'harmoniques ($r = 0.85$, $E_C = 4.2 \text{ kV}$ et $f_s = 60\text{Hz}$).

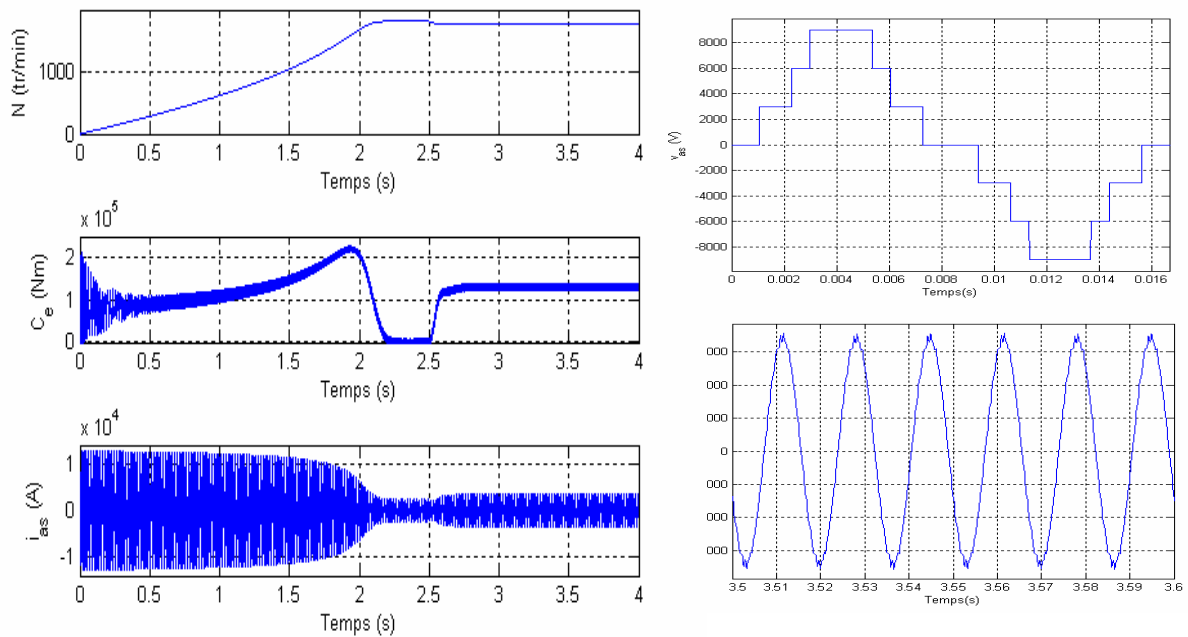


Figure (III.24): Réponses de la MAS alimentée par un onduleur à sept niveaux à commande par élimination d'harmoniques ($r=0.85$, $E_c=3kV$ et $f_s=60Hz$).

Nous remarquons que l'augmentation du nombre des niveaux de l'onduleur permet de réduire les oscillations du couple électromagnétique soit au démarrage ou en régime permanent de même pour la forme du courant statorique qui se rapproche mieux à la forme sinusoïdale.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué deux méthodes pour résoudre les équations non linéaires. Il s'agit en premier lieu de la méthode de *Newton-Raphson* dont les angles de commutation sont calculés tels qu'une tension sinusoïdale fondamentale désirée est produite tandis qu'en même temps certains harmoniques d'ordre inférieur sont éliminés.

Dans cette méthode, l'augmentation du nombre d'angles de commutation élimine assez d'harmoniques de rang supérieurs, ce qui justifie la qualité supérieure en termes de forme d'onde produite, mais sans oublier la difficulté qui en résulte dans le choix des valeurs initiales de ces angles

Au contraire des méthodes itératives, la deuxième méthode proposée est une méthode basée sur une formulation analytique capable de fournir toutes les solutions possibles des systèmes non-linéaires étudiés. Ses variantes, basées sur les polynômes symétriques et les sommes de puissance, réduisent d'avantage la solution en réduisant les degrés des polynômes constituant les systèmes des équations à résoudre

Chapitre IV

*Application des réseaux de neurones
Artificiels "RNA" aux Onduleurs
Multiniveaux Cascadé*

IV.1 Introduction

La commande en temps réel, des onduleurs multiniveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques, exige d'une part, la détermination de tous les angles d'amorçage des interrupteurs, qui a fait l'objet du chapitre III et d'autre part, le stockage de toutes les valeurs obtenues. En effet, cette opération nécessite une très grande capacité mémoire, du fait que le calcul est effectué dans certains cas avec un pas de 10^{-3} concernant le taux de modulation ; aussi la réalisation de cette mémoire devient coûteuse.

Pour éviter l'usage des mémoires électroniques, une autre solution est préconisée qui consiste à utiliser la technique des réseaux de neurones artificiels (RNA). Ces derniers sont largement appliqués dans les domaines de la classification, mémorisation, filtrage et approximation. Dans ce chapitre, nous allons surtout exploiter leur propriété d'approximation universelle. L'objectif est de produire toutes les caractéristiques d'allumage non linéaire, déjà calculées dans les différents cas étudiés pour les onduleurs à trois, cinq, sept et onze niveaux. Pour cela, sont mis en œuvre des réseaux multicouches entraînés par l'algorithme de Levenberg Marquardt. Un réseau est élaboré pour chaque cas étudié.

IV.2 Définition de neurone

Il faut bien reconnaître que cette analogie est bien rudimentaire et que le terme de "neurone" peut être source d'ambiguïté. Certains auteurs préfèrent utiliser le terme "automate cellulaire". Toutefois, comme un véritable neurone, le "neurone" artificiel reçoit des informations venant de plusieurs sources et produit un signal en sortie fonction d'une combinaison de ces entrées.

Dans la réalité, un neurone reçoit des signaux de plusieurs centaines de milliers de synapses, en comparaison avec les "neurones" artificiels, qui en l'état actuel de la technologie sont connectés au mieux à quelques dizaines d'entrées. Les échanges d'information dans la réalité du cerveau humain prennent des formes très complexes de type électro-chimiques, dans les réseaux neuronaux, les échanges sont soit numériques soit purement électriques.

IV.3 Modèles mathématiques

Les réseaux de neurones artificiels réalisent facilement un certain nombre d'applications telles que la reconnaissance de formes, le traitement du signal, l'apprentissage par l'exemple, la mémorisation, la généralisation. Ces applications sont pourtant, malgré tous les efforts déployés en algorithmique et en intelligence artificielle, à la limite des possibilités actuelles. C'est à partir de l'hypothèse que le comportement intelligent émerge de la structure et du comportement des éléments de base du cerveau que les réseaux de neurones artificiels se sont développés. Les réseaux de neurones artificiels sont des modèles, à ce titre ils peuvent être décrits par leurs composants, leurs variables descriptives et les interactions des composants.

IV.4 Réseaux de neurones artificiels

IV.4.1 Introduction

Les réseaux de neurones artificiels sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Chaque processeur élémentaire calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Toute structure hiérarchique de réseaux est évidemment un réseau.

Depuis l'apparition de l'informatique, les chercheurs ont tenté de reproduire un mécanisme qui est propre à l'homme, le raisonnement et au sens le plus large du terme, le pensé. Ainsi, est née l'intelligence artificielle, dont les tendances de recherche se sont orientées rapidement vers l'approche symbolique. Cette représentation des connaissances est une formalisation du raisonnement, sous forme de règles, inspirée de la logique mathématique [19].

L'un des plus grands succès de l'intelligence artificielle est sans doute le système expert avec lequel on a cru un moment pouvoir "*faire penser*" un ordinateur en lui fournissant des connaissances en vrac et quelques algorithmes pour les manipuler. Seulement, et même si ces méthodes s'avèrent prolifiques dans certaines applications, ce n'est décidément pas comme ça que le cerveau fonctionne. Pourtant, il est légitime de penser que tout être est un ensemble de circuits câblés, mais d'une complexité, des milliards de fois, plus importante que celle des ordinateurs les plus complexes que l'être humain peut envisager.

D'où est venue l'idée d'envisager d'imiter les réseaux de neurones, souvent simulés sur ordinateur. Cependant, un réseau de neurones fonctionne sans programme, n'exécute pas d'instructions, ne contient pas de mémoire pour y stocker des données, ne manipule pas de nombres, de plus la destruction d'une partie de ses circuits ne l'empêche pas de fonctionner.

En fait, un réseau de neurones sert à donner des résultats qui sont difficilement calculables, comme par exemple donner un nom à une image d'un visage. Les réseaux neuronaux sont capables de le faire, car ils sont capables du raisonnement, de l'apprentissage voir même de la création.

En ce sens, il faut prendre cette technologie comme complémentaire à celle des ordinateurs qui restent, encore, les meilleurs outils pour traiter de grands ensembles de données ou pour faire des calculs.

Un RNA peut être considéré comme une boîte noire, qui reçoit des signaux d'entrée et produit des signaux de sortie c'est un modèle mathématique composé d'un grand nombre d'éléments de calcul organisés sous forme de couches interconnectées [20].

Finalement on peut dire que les réseaux de neurones ont d'abord été développés pour résoudre des problèmes de contrôle, de reconnaissance de formes ou de mots, de décision, de mémorisation comme une alternative à l'intelligence artificielle, et en relation plus ou moins étroite avec la modélisation de processus cognitifs (capable de connaître ou faire connaître) réels et des réseaux de neurones biologiques.

IV.4.2 Historique

1890 : *W. James*, célèbre psychologue américain introduit le concept de mémoire associative, et propose ce qui deviendra une loi de fonctionnement pour l'apprentissage sur les réseaux de neurones connue plus tard sous le nom de loi de Hebb [21].

1943 : *Mc Culloch* et *Pitts* présentent le premier neurone formel.

1949 : *Hebb* propose un mécanisme d'apprentissage.

1958 : *Rosenblatt* présente le premier réseau de neurones artificiels : le Perceptron. Il est inspiré du système visuel, et possède deux couches de neurones : perceptive et décisionnelle. Dans la même période, le modèle de l'Adaline (Adaptive Linear Element) est présenté par *Widrow*. Ce sera le modèle de base des réseaux multicouches.

1969 : *Minsky* et *Papert* publient une critique des perceptrons en montrant leurs limites, ce qui va faire diminuer la recherche sur le sujet.

1972 : *Kohonen* présente ses travaux sur les mémoires associatives.

1982 : *Hopfield* démontre l'intérêt d'utiliser les réseaux récurrents pour la compréhension et la modélisation des fonctions de mémorisation.

1986 : *Rumelhart* popularise l'algorithme de rétropropagation du gradient, conçu par *Werbos*, qui permet d'entraîner les couches cachées des réseaux multicouches.

Les réseaux neuronaux ont été depuis beaucoup étudiés, et ont trouvé énormément d'applications [22].

IV.4.3 Structure

La Figure (IV.1) montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones amonts. A chacune de ces entrées est associée un poids w (abréviation de weight (poids en anglais) représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones avals. A chaque connexion est associée un poids [21].

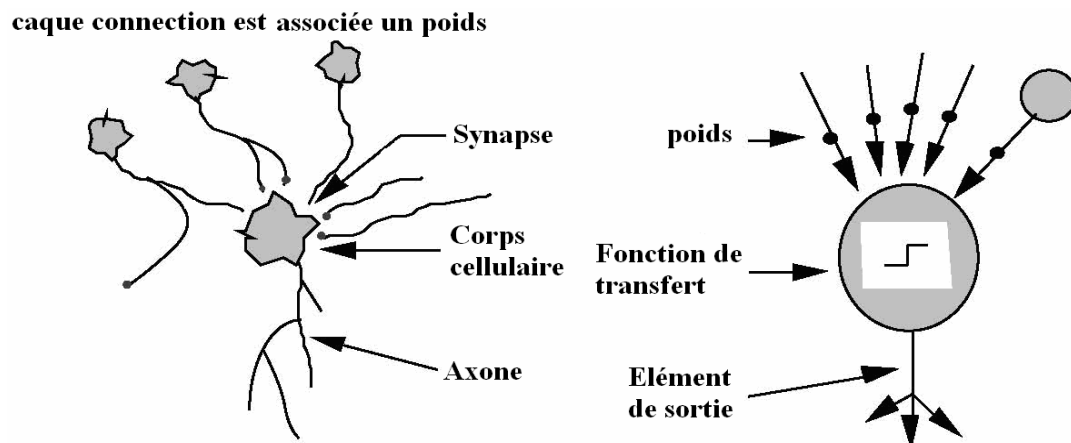


Figure (IV.1) : Mise en correspondance neurone biologique / neurone artificiel

IV.5 Le neurone formel

Le neurone formel est une modélisation mathématique très simple qui a pour but de reproduire le raisonnement « intelligent » d'une manière artificielle, tel que la sommation et la comparaison. Chaque neurone formel calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit.

Le premier modèle du neurone formel a été présenté par *Culloch* et *Pitts*. D'une façon générale, un neurone formel est un élément de traitement qui fait une somme des potentiels d'action venant de n entrées x_1, \dots, x_n pondérée par des coefficients, dits poids synaptique (les potentiels des entrées ont des valeurs numériques). Si la somme de ces potentiels dépasse un certain seuil (fonction de seuillage F , ou fonction d'activation), le neurone est activé et transmet une réponse dont la valeur est celle de son activation. Si le neurone n'est pas activé, il transmet rien Figure (IV.1).

Le neurone formel est donc un automate booléen dont la sortie y est tel que :

$$y = \begin{cases} 1 & \text{si } S \geq \beta \\ 0 & \text{si } S < \beta \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

$$\text{Avec } y = f(x) \quad \text{et} \quad S = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (\text{IV.2})$$

Les grandeurs intervenant dans les relations (IV.1) et (IV.2) sont définies comme suit :

x_i représente la $i^{\text{ème}}$ entrée du neurone formel,

y la sortie de neurone,

β seuil du neurone,

w_i sont des paramètres de pondération,

f est une fonction de seuillage,

S la somme pondérée des entrées x_i .

IV.5.1 Modélisation générale

D'une façon plus générale, on peut définir un neurone formel par les cinq éléments suivants :

La nature de ses entrées;

La fonction d'entrée totale qui définit le prétraitement effectué sur les entrées;

La fonction d'activation (ou d'état) du neurone qui définit son état interne en fonction de son entrée totale;

La fonction de sortie qui calcule la sortie du neurone en fonction de son état d'activation;

La nature de la sortie du neurone.

IV.5.1.1 Nature des entrées et de sortie

Elles peuvent être :

Binaires : (0, 1).

Réelles. (-1, +1).

IV.5.1.2 Fonction d'entrée totale

h Peut être :

- Booléenne ;

- Linéaire : $h(x_1, \dots, x_n) = \sum_i^n \omega_i x_i$ (IV.3)

- Affine: $h(x_1, \dots, x_n) = \sum_i^n \omega_i x_i - \theta$ (IV.4)

Ces deux derniers cas sont les plus fréquents. Dans le deuxième on peut interpréter $(-\theta)$ comme l'utilisation d'un neurone qui fournirait toujours l'entrée -1 au neurone étudié. Cette notation sera particulièrement utile lorsque nous aborderons les problèmes d'apprentissage avec des fonctions d'activations à seuil.

- Polynomiale de degré supérieur à deux.

IV.5.1.3 Fonction d'activation

C'est une fonction présentée généralement par une non linéarité appelée aussi fonction de seuil. Elle permet de définir l'état interne du neurone en fonction de son entrée totale et rendre l'activité du neurone bornée.

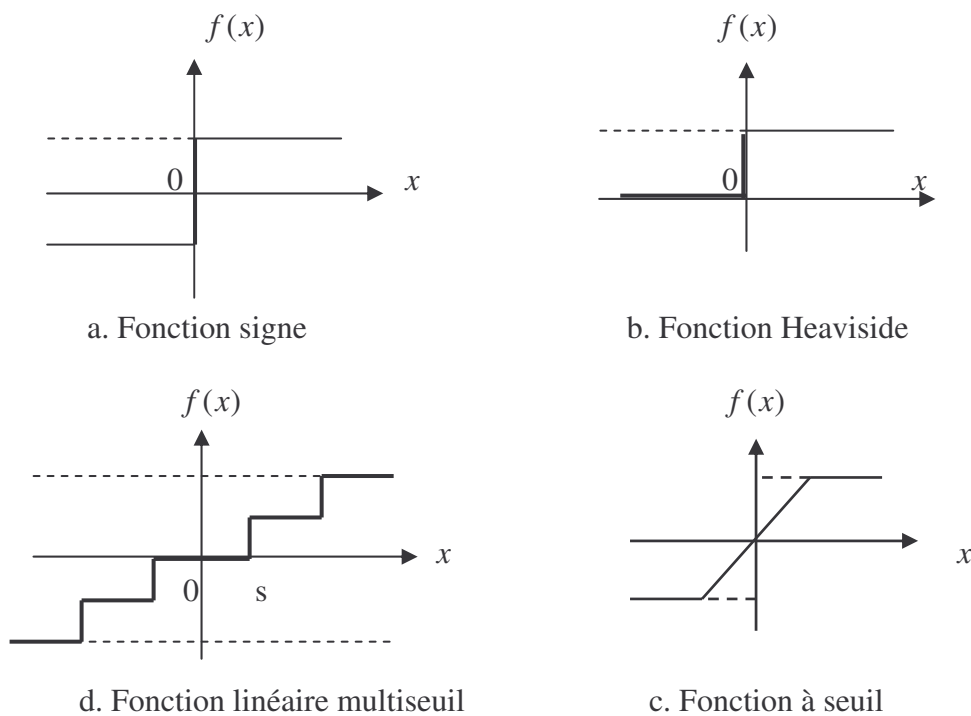
Les fonctions les plus souvent utilisées sont représentées par la Figure (IV.2) [23]. Afin d'améliorer les performances du modèle de *W.Mc Culloch* et *W.Pitts* [24], les chercheurs ont adopté d'autres fonctions d'activation que la fonction seuil (0,1) :

La fonction à seuil binaire (fonction de Heaviside ou signe) ;

La fonction linéaire à seuil (fonction de saturation) ;

La fonction sigmoïde : $f(x) = a(e^{kx} - 1)/(e^{kx} + 1)$, est la plus utilisée ;

La fonction probabiliste (gaussienne) ;



Une fonction sigmoïde

$$f_1(x) = a(e^{kx} - 1)/(e^{kx} + 1)$$

$$f_2(x) = 1/(e^{-x} + 1)$$

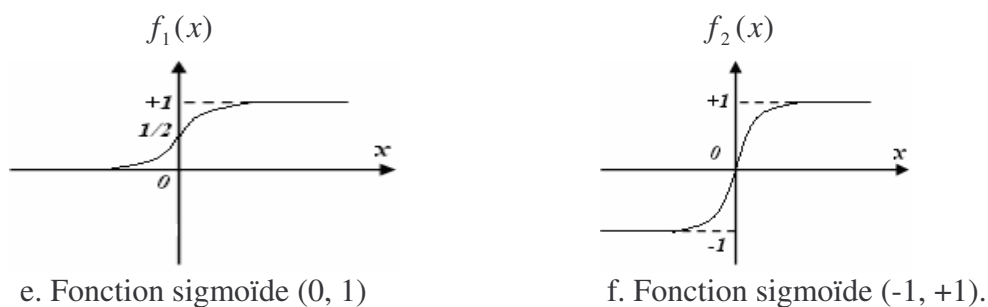


Figure (IV.2) : Les fonctions d'activations

La fonction de la sortie du neurone détermine les réponses en fonction de l'état d'activation. Elle est souvent représentée par la fonction identité. On a donc :

$$y = f(x) \tag{IV.5}$$

La nature de la sortie :

La combinaison des trois fonctions (d'entrée, d'activation et de sortie) définit le type de neurone Figure (IV.3).

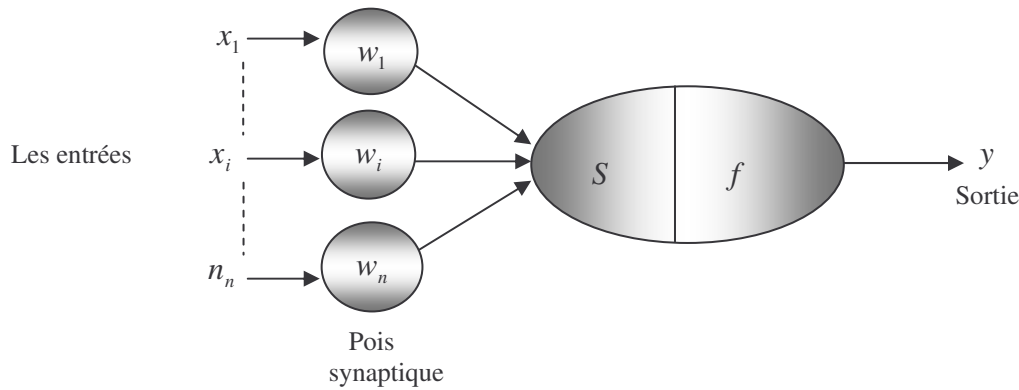


Figure (IV.3) : Modélisation d'un neurone formel

Chaque neurone est relié à différentes entrées (x_n). Celles-ci sont soit les variables d'entrées du réseau, soit les sorties des couches précédentes. Chacune de ces entrées est pondérée par un poids (w_i). Un poids total S est ainsi calculé après rajout du biais (β) propre à chaque neurone. Ce poids normalisé entre -1 et 1 indique le degré d'activation du neurone. Une fonction sigmoïde (f) est alors utilisée pour la propagation de l'information et donne une sortie (y) toujours normalisée entre -1 et 1. Toutes les informations sont alors stockées dans la valeur des poids et un algorithme d'apprentissage par rétropropagation, sur de nombreux exemples est nécessaire à l'optimisation d'une solution.

En 1949, une fomentation de mécanisme d'apprentissage est introduite par *Donald Hebb*, sous la forme d'une règle de modification des connexions synaptiques (règle de *Hebb*) [25]. Elle est concédée comme le premier mécanisme d'évolution proposé pour les synapses. Cette règle est basée sur des notions biologiques, modélise le fait que si des neurones de part au d'autre d'une synapse, sont activés de façon synchrone est répétée, la force de la connexion synaptique va aller croissant. En d'autre terme, si la connexion entre deux cellules est très forte, quand la cellule émettrice s'active, la cellule réceptrice s'active aussi. Il faut donc, pour lui permettre de jouer ce rôle déterminant lors du mécanisme d'apprentissage, augmenter le poids de cette connexion Figure (IV.4). La traduction mathématique de ce principe peut s'écrire de la forme suivante :

$$w_{ij}(t + \Delta t) = w_{ij}(t) + \mu A_i A_j \tag{IV.6}$$

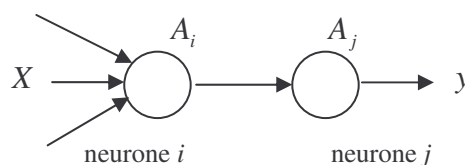


Figure (IV.4) : Règle de *Hebb* pour deux neurones connectés

Où ($\mu > 0$) est un paramètre de l'intensité de l'apprentissage et A_i, A_j sont l'activation des neurones i et j respectivement.

IV.6 Classification des réseaux de neurones selon leur structure

Les réseaux de neurones peuvent être classés suivant leur architecture, donnant naissance à deux types, les réseaux bouclés et les réseaux non bouclés.

IV.6.1 Réseaux de neurones non bouclés « statiques »

Un réseau de neurones non bouclé réalise une (ou plusieurs) fonctions algébriques de ses entrées, par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones.

Un réseau de neurones non bouclé est représenté graphiquement par un ensemble de neurones "connectés" entre eux, l'information circulant des entrées vers les sorties sans "retour en arrière"; si l'on représente le réseau comme un graphe dont les noeuds sont les neurones et les arêtes les "connexions" entre ceux-ci, le graphe d'un réseau non bouclé est acyclique. Le terme de "connexions" est une métaphore : dans la très grande majorité des applications, les réseaux de neurones sont des formules algébriques dont les valeurs numériques sont calculées par des programmes d'ordinateurs, non des objets physiques (circuits électroniques spécialisés) ; néanmoins, le terme de connexion, issu des origines biologiques des réseaux de neurones, est passé dans l'usage, car il est commode quoique trompeur. Il a même donné naissance au terme de connexionnisme [26].

Un réseau de neurone statique réalise donc, de manière générale, une relation algébrique non linéaire entre ses entrées et ses sorties. La fonction de transfert f décrivant ce type de réseau est fonction des paramètres (poids synaptique) w du réseau Figure (IV.5) :

$$y(k) = f(x(k); w) \quad (IV.7)$$

Avec :

$x(k)$: vecteur des entrées à l'instant k

$y(k)$: vecteur des sorties externes à l'instant k

$f(k)$: représente la fonction réalisée par les neurones interconnectés du réseau définis par les poids w .

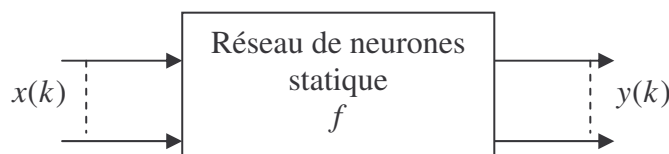


Figure (IV.5) : Forme canonique d'un réseau statique

IV.6.2 Réseaux de neurones bouclés « dynamiques »

Contrairement aux réseaux de neurones non bouclés dont le graphe de connexions est acyclique, les réseaux de neurones bouclés peuvent avoir une topologie de connexions quelconque, comprenant notamment des boucles qui ramènent aux entrées la valeur d'une ou plusieurs sorties. Pour qu'un tel système soit causal, il faut évidemment qu'à toute boucle soit associé un *retard* : un réseau de neurones bouclé est donc un système dynamique, régi par des équations différentielles ; comme l'immense majorité des applications sont réalisées par des programmes

d'ordinateurs, on se place dans le cadre des systèmes à temps discret, où les équations différentielles sont remplacées par des équations aux différences.

Un réseau de neurones bouclé à temps discret est donc régi par une (ou plusieurs) équations aux différences non linéaires, résultant de la composition des fonctions réalisées par chacun des neurones et des retards associés à chacune des connexions.

Le comportement dynamique d'un réseau de neurones peut être décrit par la représentation d'état paramétrée par les coefficients w , représentés sur la Figure (IV.6)

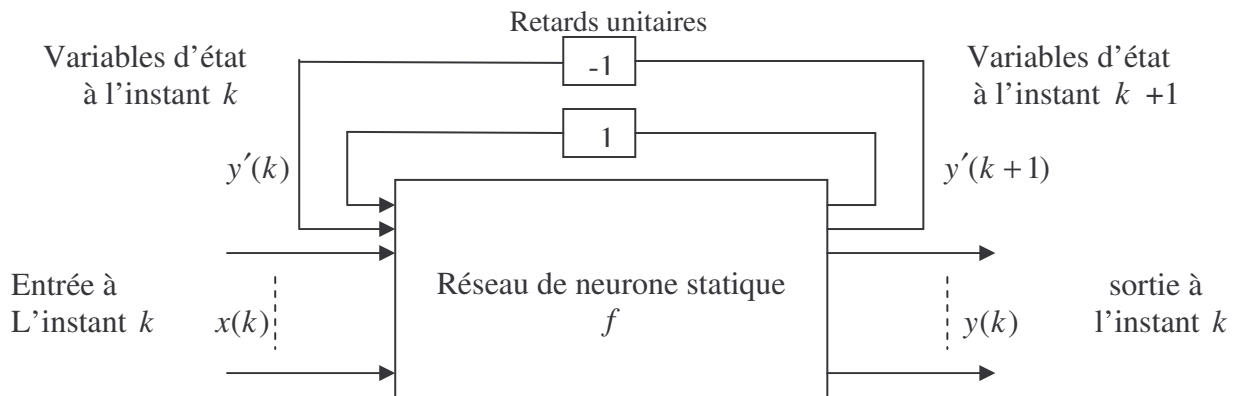


Figure (IV.6) : Forme canonique d'un réseau dynamique

Les réseaux de neurone sont utilisés comme mémoires associatives (réseaux de *Hopfield*, réseau à attracteur) ou pour des tâches de traitement du signal ou de commande.

IV.7 Propriété fondamentale des réseaux de neurones : L'approximation universelle

La propriété d'approximation universelle, justifie dans une large mesure, l'utilisation des réseaux de neurones dans les domaines des sciences de l'ingénieur. La partie précédente montre que tout réseaux peuvent être présenté sous une forme canonique comprenant un réseau de neurones statiques. Les propriétés d'un réseau bouclé ou non bouclé, dépendent donc des propriétés de neurones non bouclés.

La propriété d'approximation universelle des réseaux de neurones peut s'énoncer comme suit :

Pour toute fonction déterministe suffisamment régulière, il existe au moins un réseau de neurone non bouclé, possédant une couche de neurones cachés et un neurone de sortie linéaire, qui réalise une approximation de cette fonction et ces dérivées successive, au sens de moindres carrées, avec une précision arbitraire.

Ce théorème alors ne s'applique que si les fonctions d'activités des neurones cachés sont continues et bornées, telles que les fonctions sigmoïdes et les fonctions à base radiale.

Nous signalons, que cette propriété n'est pas spécifique aux réseaux de neurones. Les polynômes, les séries de Fourier possèdent aussi cette particularité. La différence avec les réseaux de neurones réside dans leur parcimonie. En effet, pour obtenir une approximation d'une précision donnée, les réseaux de neurones utilisent moins de paramètres que les approximateurs usuels. En particulier, le nombre de paramètres varie essentiellement de manière linéaire en fonction du nombre de variable de la fonction que l'on cherche à approcher, alors qu'il varie beaucoup plus rapidement avec la dimension de l'espace des entrées dans le cas des approximateurs usuels.

En pratique, les RNA sont donc avantageux, par rapport à d'autres approximateurs conventionnels, surtout pour des systèmes à plus d'une variable. Les réseaux de neurones offrent donc les avantages suivants :

- l'estimation des fonctions est d'autant plus rapide que le nombre de paramètres à calculer est petit ;
- avec un minimum d'exemple à l'entrée du réseau, il est possible d'approximer une fonction délicate, et difficile à traiter analytiquement. Le fait d'utiliser moins de coefficients que les méthodes classiques de régression, permet donc une économie en nombre d'exemples d'entrées, ce qui peut être particulièrement important lorsque l'acquisition des exemples est coûteuse ou lente.

Il en résulte de tout ça, que :

- les RNA sont des outils statiques de régression qui permettent l'approximation, au sens des moindres carrés, de toute fonction non linéaire suffisamment régulière ;
- cette approximation est caractérisée par une économie, en nombre de coefficients,

IV.8 L'apprentissage des réseaux de neurones

On peut considérer les réseaux de neurones comme une boîte noire contenant l'information qu'elle doit apprendre et mémoriser. Mais au démarrage lorsqu'on choisit notre réseau, la boîte noire est vide et ne contient aucune information, ni aucune connaissance sur son sujet, c'est pourquoi un apprentissage est nécessaire. L'enseignement que doit subir le réseau de neurones est un apprentissage qui est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement.

L'apprentissage des réseaux de neurones consiste à adapter ses différents paramètres (poids) d'après un algorithme itératif d'ajustement ou d'adaptation lui permettant de prendre en considération toutes les données (exemples) qui lui sont fournies à son entrée et ainsi ajuster ses paramètres pour trouver le juste milieu permettant de prendre en charge n'importe quel exemple ou donnée apparaissant à son entrée provenant de son environnement [21][27].

Les algorithmes d'apprentissages donnent des meilleurs résultats lorsqu'on leur fournit des exemples multiples et variés ; ainsi le réseau peut assimiler toutes les connaissances. Il existe différentes règles d'apprentissage parmi les quelles on peut distinguer [21]:

- la règle de *Widrow-Hoff*, la règle de *Hebb*, la règle du perceptron et la règle de *Grossberg*, etc...

IV.8.1 Apprentissage supervisé

Les réseaux multicouches avaient déjà été définis par *Rosenblatt*, mais on ne savait pas comment faire l'apprentissage. Avec la découverte de l'algorithme de rétropropagation de l'erreur (RP) par *Rumelhart*, on a commencé à faire de l'apprentissage des réseaux de neurones multicouches à partir d'exemples. Cette méthode de détermination des poids est appelée apprentissage supervisé [28].

L'apprentissage supervisé, repose sur le fait que les exemples sont des couples (entrée, sortie désirée). C'est à dire que l'on suppose l'existence d'un expert qui prend en charge la sortie de notre réseau en lui fournissant une sortie désirée et les associe aux sorties réelles fournies par le réseau d'après les données à l'entrée. Le réseau adapte ses paramètres en fonction de la différence qui existe entre la sortie réelle et la sortie désirée en prenant compte de tous les exemples de l'environnement [21] [27].

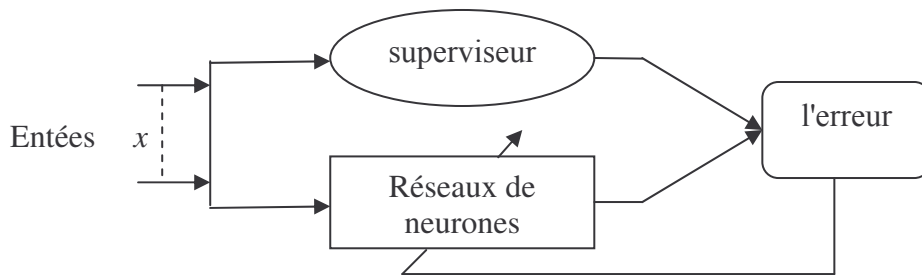


Figure (IV.7) : Illustration de l'apprentissage supervisé

IV.8.2 Apprentissage non supervisé

La différence majeure entre l'apprentissage supervisé et non supervisé peut être résumée dans le fait que le deuxième type d'apprentissage est autodidacte qui n'a pas besoin d'expert pour le guider à adapter ses paramètres qu'il ne dispose que des valeurs entrées. Remarquons cependant que les modèles d'apprentissage non supervisé nécessitent avant la phase d'utilisation une étape de labellisation effectuée par l'opérateur, qui n'est pas autre chose qu'une part de supervision [21][27].

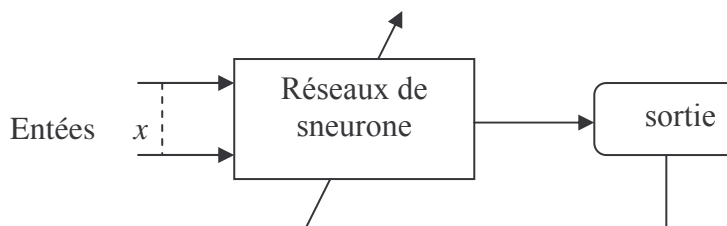


Figure (IV.8) : Illustration de l'apprentissage non supervisé

IV.8.3 Apprentissage par renforcement

L'idée de base de l'apprentissage par renforcement est inspirée des mécanismes d'apprentissage chez les animaux, dans ce type l'apprentissage on suppose qu'il n'existe pas de maître qui peut fournir la réponse correcte, mais le système à entraîner est informé, d'une manière indirecte, sur l'effet de son action choisie. Cette action est renforcée si elle conduit à une amélioration des performances du système entraîné et les éléments qui contribuent dans la génération de cette action sont soit récompensés ou punis [29].

IV.9 Principales règles d'apprentissage

Les stratégies de modification des poids synaptiques sont dérivées des règles générales suivantes :

- La règle de *Hebb* ou le poids des connexions entre deux processeurs élémentaires est renforcée si les deux processeurs élémentaires sont activés simultanément ;
- La règle *Widrow-Hoff* ou règle Delta règle où le poids synaptique est adapté pour obtenir la diminution de l'erreur entre la sortie réelle du processeur élémentaire et la sortie désirée ;

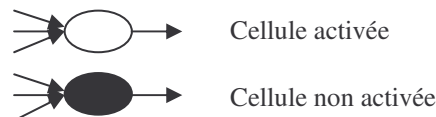
- L'apprentissage compétitif dans lequel tous les processeurs élémentaires sont en compétition basée sur une mesure de similarité entre l'exemple de référence associé à chaque processeur et l'exemple d'entrée.
- Les expressions précises des règles dépendent très étroitement de la nature des fonctions d'entrée totale, des fonctions d'activation et de la nature continue ou discrète des informations continues dans les cellules des neurones [23].

IV.9.1 Règle de Hebb

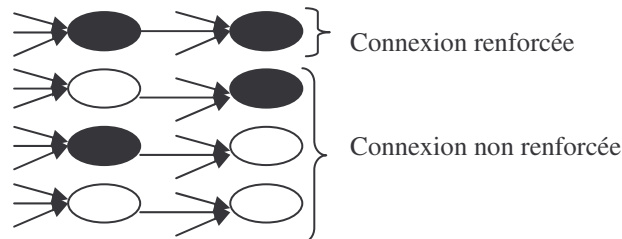
La règle de *Hebb* est le premier mécanisme d'évolution proposé sur les synapses. Son interprétation pour les réseaux de neurone formels est la suivante.

On considère que si deux neurones connectés entre eux sont activés aux mêmes moments, la connexion qui les relie doit être renforcée et elle n'est pas modifiée, dans le cas contraire. C'est-à-dire que le poids w_{ij} d'une connexion entre un neurone i et un neurone j augmente quand les deux neurones sont activés en même temps et il n'est pas modifié, dans le cas contraire.

Si nous prenons, à titre d'exemple, les connexions suivantes



La règle de Hebb donne alors:



Ceci se traduit par :

Lorsque la connexion entre deux cellules est très forte, quand la cellule émettrice s'active, la cellule réceptrice s'active aussi, il faut augmenter le poids de cette connexion lors de l'apprentissage.

Si la cellule émettrice s'active sans que la cellule réceptrice ne le soit, ou si la cellule réceptrice s'active alors que la cellule émettrice ne s'était pas activée, cela traduit bien le fait que la connexion entre les deux n'est pas prépondérante dans le comportement de la cellule réceptrice on peut donc dans la phase d'apprentissage laisser un poids faible à cette connexion [28].

En cas se basant sur ce principe, Hebb a donné la règle d'apprentissage suivante :

$$w_{ij}(t + \partial t) = w_{ij}(t) + \mu A_i A_j \quad (\text{IV.8})$$

Avec :

$w_{ij}(t)$ et $w_{ij}(t + \partial t)$: les poids de la connexion entre le neurone i et le neurone j aux instants " t " et " $t + \partial t$ ".

A_i et A_j : l'activation du neurone i et l'activation de neurone j ($\mu > 0$), sont des paramètres de l'intensité de l'apprentissage.

IV.9.2 Règle de Widrow Hoff.

La règle de *Widrow Hoff* ou règle delta proposée en 1960, consiste à modifier, à chaque pas, les poids et les biais afin de minimiser la somme des carrés des erreurs en sortie en utilisant la règle suivante [30] :

$$w(k+1) = w(k) + \eta(t_k - y_k)x_k^T \quad (\text{IV.9})$$

A chaque pas d'apprentissage k , l'erreur en sortie est calculée comme la différence entre la cible recherchée t et la sortie y du réseau.

$$E_k = e_k^T e_k = (t_k - y_k)_k^T (t_k - y_k)_k = \frac{1}{2}(t_k^T t_k + y_k^T y_k - 2y_k^T t_k) \quad (\text{IV.10})$$

Le gradient de cette quantité par rapport à la matrice de poids w est donné par :

$$\frac{\nabla E_k}{w} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\nabla(y_k y_k^T - 2y_k^T t_k)}{w} \quad (\text{IV.11})$$

Le gradient se calcul comme suit :

$$\frac{\nabla E_k}{w} = \frac{\partial E_k}{\partial w} = \frac{\partial E_k}{\partial y_k} \cdot \frac{\partial y_k}{\partial w} \quad (\text{IV.12})$$

D'après l'expression de E_c et avec $y_k = wx_k + b$ les dérivées partielles sont :

$$\frac{\partial E_k}{\partial y_k} = y_k - t_k \quad (\text{IV.13})$$

$$\frac{\partial (wx_k + b)}{\partial w} = x_k^T \quad (\text{IV.14})$$

La mise à jour des poids se fait par l'équation :

$$w(k+1) = w(k) - \eta \cdot \frac{\nabla E_k}{w} \quad (\text{IV.15})$$

Avec η : le gain d'apprentissage ($0 < \eta < 1$).

De même, on obtient l'expression de la modification du biais

$$b(k+1) = b(k) + \eta(t_k - y_k) = b(k) - \eta \cdot \frac{\nabla E_k}{w} \quad (\text{IV.16})$$

IV.10 Modèles de perceptron du réseau de neurones

Le mécanisme perceptron fut inventé par le psychologue *Frank Rosenblatt* à la fin des années 50. Il représentait sa tentative d'illustrer certaines propriétés fondamentales des systèmes intelligents en général.

Le réseaux dans ce modèle est formé de trois couches : Une couche d'entrée (la rétine), fournissant des données à une couche d'association (intermédiaire), chargée des calculs, cela en fournissant la somme des impulsions qui lui viennent des cellules auxquelles elle est connectée, et elle répond généralement suivant une loi définie avec un seuil, elle fournit une réponse suivant la loi du tout-ou-rien (1 ou 0), elle-même connectée à la couche de sorti (couche de décision), qui interprète le résultat finale et représentant les exemples à mémoriser. Seule cette dernière couche renvoie des signaux à la couche intermédiaire, jusqu'à ce que leurs connexions se stabilisent. Figure (IV.9).

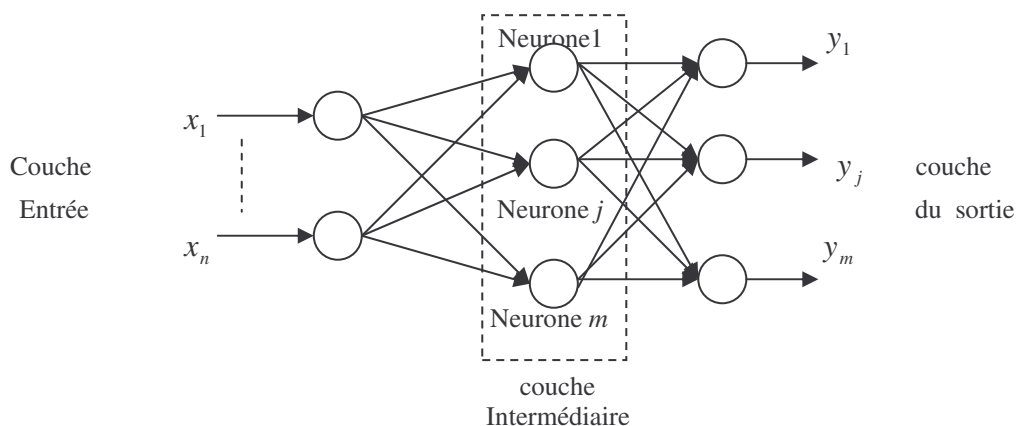


Figure (IV.9) : Le modèle de perceptron

La fonction d'activation de ce type de réseaux est définie par l'équation linéaire suivante :

$$S_j = \sum_{i=1}^n w_{ij} x_i + \theta_i \quad , j=1, \dots, m \quad (\text{IV.17})$$

La sortie est définie par la fonction seuil :

$$y_j = f(S_j) = \begin{cases} 1 & S_j > 0 \\ 0 & S_j \leq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

L'apprentissage de perceptron est de type supervisé. Cela consiste à présenter une série d'exemples des entrées x et des sorties désirées y . L'adaptation des poids de ce réseau n'est autre qu'un cas particulier de l'application de la méthode de la descente du gradient présentée ci-dessous

$$w(t+1) = w(t) + \Delta w(t) \quad (\text{IV.19})$$

Où :

$$\Delta w(t) = \eta (y_d(t) - y(t)) x(t) \quad (\text{IV.20})$$

Avec :

S_j : représente sortie d'un neurone,

w_{ij} : les poids synaptiques en provenance du $i^{\text{ème}}$ neurone de la couche d'entrée vers le $j^{\text{ème}}$ neurone de sortie,

θ_i : paramètre qui agit sur le seuil en sortie,

n : le nombre d'élément du vecteur d'entrée ;

m : nombre de sorties,

η : paramètre qui contrôle le taux d'apprentissage,

$y_d(t)$: la sortie désirée,

$w(t)$: le vecteur de poids,

Le réseau de ce perceptron est capable de résoudre des opérations logiques simples comme AND ou OR. En 1969, *Papert* et *Minsky*, démontrent les limites de ce perceptron. Ce dernier n'est efficace que pour les problèmes linéairement séparables. Ceci montre l'intérêt à généraliser l'algorithme du perceptron à un réseau à plus d'une couche.

IV.10.1 Perceptron multicouches

Comme nous l'avons déjà dit le cerveau humain est composé des milliers et des milliers de neurones, alors il est évident qu'un simple neurone et seul ne peut rien faire à lui tous seul il lui faut la coopération d'autres neurones. En suivant ce raisonnement il est évident qu'il vaut trouver une architecture qui relie les neurones entre eux, qui crée une liaison entre les neurones pour créer un réseau de neurones.

En s'inspirant du perceptron monocouche, une architecture plus complexe englobant plusieurs neurones a été mise au point.

Cette nouvelle architecture est le perceptron multicouches (ou MLP pour Multi Layer Perceptron en anglais). L'apparition de cette architecture a permis de résoudre les problèmes de classification non linéaire du perceptron et de dépasser les limites principales de celui-ci. L'idée principale est de grouper des neurones dans une couche. En plaçant ensuite bout à bout plusieurs couches et en connectant complètement les neurones de deux couches adjacentes. Les entrées des neurones de la deuxième couche sont donc en fait les sorties des neurones de la première couche [21] [31].

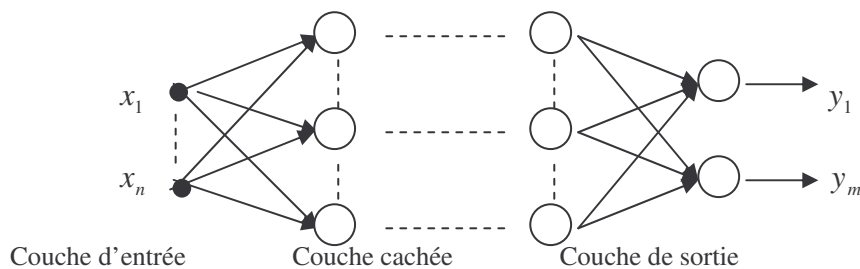


Figure (IV.10) : Structure du perceptron multicouches

Le perceptron multicouche est très utilisé en identification et en contrôle. Avec une couche cachée, il constitue un approximateur universel. De récentes recherches montrent qu'il peut être entraîné de manière à approximer n'importe quelle fonction entrées-sorties sous réserve de mettre suffisamment de neurones dans la couche cachée et d'utiliser des sigmoïdes comme fonctions d'activation [01].

L'un des problèmes de l'utilisation des réseaux de neurones consiste dans le choix de sa topologie. Par exemple, il n'existe pas une règle générale qui donne le nombre de neurones à

retenir pour la couche intermédiaire. Ce choix est spécifique à chaque application. Pour cela, un nombre aléatoire est toujours introduit au début. Ensuite, l'exécution consécutive de l'algorithme d'apprentissage et avec l'observation de l'erreur aide à sélectionner le nombre qui donne la précision souhaitée.

Une fois que l'architecture est déterminée, on passe à l'étape de l'apprentissage. Au cours de cette phase est utilisé un algorithme pour assurer l'ajustement des poids synaptiques, afin de conférer au réseau le comportement entrée-sortie désiré.

Quand aux réseaux multicouche, leur apprentissage est assuré généralement par des algorithmes tel que (Rétropropagation du gradient, Gauss Newton, Levenberg Marquardt,...).

IV.11 Méthodes d'apprentissage du réseau de neurones

L'apprentissage consiste à adapter la connaissance du RNA au problème posé. La connaissance étant définie par l'ensemble des pondérations sur les liens du réseau ainsi que par sa topologie, l'apprentissage est donc étroitement lié au réglage adéquat des poids d'interconnexion, ainsi qu'à l'adaptation de la topologie.

Il existe divers algorithmes d'apprentissage pour ajuster les poids d'un réseau neuronal, et éventuellement sa topologie. Généralement l'architecture du réseau est définie par l'utilisateur, puis éventuellement optimisée par l'ordinateur. Tandis que l'ajustement des poids est totalement pris en charge par le système.

L'apprentissage peut s'effectuer de diverses manières. Il peut être supervisé, non supervisé ou par renforcement, Comme nous l'avons dit précédemment. Cette partie emploie le réseau (perceptron) multicouche, il existe plusieurs types d'algorithme d'apprentissage.

IV.11.1 Méthode d'apprentissage retenue et développée

Parmi les algorithmes de la famille quasi-Newton, la méthode de Levenberg- Marquardt est un standard pour l'optimisation de l'erreur quadratique due à ses propriétés de convergence rapide et de robustesse. Elle s'appuie sur les techniques des moindres carrés non-linéaires et de l'algorithme de Gauss-Newton à voisinage restreint [32].

Le problème résolu par cet algorithme est le suivant : soit f une fonction, dépendant d'un vecteur de paramètres p . On ne connaît pas l'expression de f , mais on sait calculer numériquement quelques caractéristiques de cette fonction (valeur ou dérivée en un point par exemple). On cherche, numériquement également, le vecteur p qui minimise la quantité $f(p)$.

Dans le contexte des réseaux de neurones, f est la fonction de performance, généralement l'erreur quadratique moyenne calculée sur une base d'apprentissage, et p est un vecteur regroupant tous les poids du réseau. Un algorithme d'optimisation permet d'effectuer un apprentissage du réseau, c'est à dire de trouver les poids qui minimisent l'erreur quadratique moyenne

L'algorithme ci-après ne trouvera qu'un minimum local de la fonction. Si f possède plusieurs minima locaux, celui vers lequel convergera l'algorithme dépend du point de départ choisi et des paramètres de l'algorithme. On ne peut garantir de converger vers un minimum global.

Une autre manière de diminuer le nombre d'itérations d'un algorithme d'optimisation est d'utiliser les dérivées secondes de f . En effet le gradient donne une direction vers laquelle se

déplacer pour trouver le minimum, mais ne donne pas le pas. Dans la descente de gradient classique ce pas est un coefficient fixe, et dans la variante adaptative il peut varier à chaque itération. Mais la dérivée seconde de f est liée au rayon de courbure de la fonction, et permet donc de déterminer ce pas de manière plus fine.

En effet si l'on suppose que f est une fonction quadratique :

$$f(p) = a + b^T p + p^T C.p \quad (\text{IV.21})$$

L'équation (IV.21) représente le Modèle quadratique de la fonction f

Où b^T est la transposée du vecteur b et C est une matrice symétrique, on peut trouver l'extremum de la fonction, il s'agit du point auquel la dérivée de f s'annule

$$\nabla f = 0 \Leftrightarrow b + 2C.p = 0 \quad (\text{IV.22})$$

Soit:

$$p = -2C^{-1}.b \quad (\text{IV.23})$$

Équation (IV.22): Recherche du minimum du modèle quadratique

Équation (IV.23): Expression du minimum du modèle quadratique

A condition que C soit inversible. Pour une fonction f quelconque, il est possible de l'approximer localement en un point p_i par une fonction quadratique, en utilisant ses dérivées première et seconde, et avec l'équation (IV.23) déterminer le vecteur pour l'itération suivante d'un algorithme d'optimisation plus évolué que la descente de gradient. Mais le calcul des dérivées secondes peut être très long, tout d'abord parce que le nombre de dérivées secondes est le carré de celui des dérivées premières, et également parce que la dérivée seconde de f peut être assez complexe. De nombreux algorithmes, peut-être abusivement appelés algorithmes d'ordre 2, utilisent en fait une approximation des dérivées secondes calculées à partir de dérivées premières. Cependant ils gardent l'avantage de nécessiter beaucoup moins d'itérations qu'une descente de gradient.

L'algorithme de Levenberg Marquardt [33] fait partie de ces algorithmes, et s'applique au cas particulier où f est une erreur quadratique moyenne. On peut donc l'exprimer sous la forme:

$$f(p) = \langle (g(x, p) - y)^2 \rangle \quad (\text{IV.24})$$

L'équation (IV.24) est l'expression de f sous la forme d'une erreur quadratique moyenne.

Où g désigne une fonction de deux vecteurs x et p et $\langle \dots \rangle$ désigne la moyenne calculée sur un ensemble de couples (x, y) . L'on se place dans le cas où g est une fonction scalaire afin de simplifier la notation, mais la même démarche peut être faite si g est une fonction vectorielle. Dans la suite de cette section toutes les dérivées sont en fonction du vecteur p . C'est en effet uniquement ce vecteur que l'on fait varier afin de trouver le minimum de f .

On suppose, comme pour la descente de gradient, que l'on se trouve à une itération numéro i , et que l'on cherche à calculer un nouveau vecteur p_i en fonction de p_{i-1} , tel que $f(p_i)$ se

rapproche plus d'un minimum local de f . Pour cela on calcule une approximation quadratique \hat{f} de f à partir d'une approximation linéaire \hat{g} de g autour du point p_{i-1} . En déterminant le point p auquel le gradient de \hat{f} s'annule, on obtient:

$$p = p_{i-1} - H^{-1}d \quad (\text{IV.25})$$

Équation (IV.25): Expression du vecteur qui minimise l'approximation de f
Avec

$$\begin{aligned} d &= \langle g(x, p_{i-1}) - y \rangle \nabla g(x, p_{i-1}) \\ H &= \langle \nabla g(x, p_{i-1}) - y \rangle \nabla g(x, p_{i-1})^T \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$

à condition que H soit inversible. La matrice H est une approximation du Hessian de f , calculée à partir du gradient de g . L'équation précédente pourrait servir dans un algorithme d'optimisation, qui permet de calculer p_i à partir de p_{i-1} au cours de l'itération i . Mais ceci n'est efficace en pratique que si g est effectivement proche d'une droite autour du point p_{i-1} . Dans le cas contraire cet algorithme donne de très mauvais résultats.

L'idée de Levenberg est donc d'utiliser cette approche quadratique dans les zones où g est quasi-linéaire, et une descente de gradient dans les autres cas. Le pas d'une itération de cet algorithme est calculé de la manière suivante :

$$p = p_{i-1} - (H + \lambda.I)^{-1}d \quad (\text{IV.26})$$

L'équation (IV.26) calcule le pas de Levenberg.

Lorsque λ est faible, cette équation est équivalente à (IV.25), et le nouveau vecteur de paramètres est déterminé avec l'approximation quadratique de f . Lorsque λ est grand, cette équation est équivalente à :

$$\begin{aligned} p_i &= p_{i-1} - \frac{1}{\lambda}d \\ &= p_{i-1} - \frac{1}{\lambda} \langle g(x, p_{i-1}) - y \rangle \nabla g(x, p_{i-1}) \\ &= p_{i-1} - \frac{1}{2\lambda} \nabla f(x, p_{i-1}) \end{aligned} \quad (\text{IV.27})$$

L'équation (IV.27) donne l'équivalence entre l'algorithme de Levenberg et la descente de gradient pour λ grand.

Ce qui correspond bien à une descente de gradient. Pour des valeurs intermédiaires de λ l'algorithme est un mélange entre la descente de gradient et l'approche quadratique basée sur l'approximation linéaire de g . Ce coefficient λ est modifié à chaque itération, comme pour la descente de gradient adaptative. Si $f(p_i)$ diminue au cours de l'itération, on diminue λ (en le divisant par 10 par exemple), et l'on se rapproche ainsi de la méthode quadratique. Au contraire si $f(p_i)$ augmente, cela signifie que nous nous trouvons dans une région dans laquelle g n'est

pas très linéaire, et donc on augmente λ (en le multipliant par 10 par exemple) afin de se rapprocher de la descente de gradient.

Cet algorithme a ensuite été amélioré par Marquardt, le pas de l'itération étant défini cette fois par:

$$p_i = p_{i-1} - (H + \lambda \text{diag}(H))^{-1} d \quad (\text{IV.28})$$

L'équation (IV.28) calcule le pas de Levenberg-Marquardt

La matrice identité a été remplacée par la diagonale de H . Le but est ici de modifier le comportement de l'algorithme dans les cas où λ est grand, c'est à dire lorsque l'on est proche d'une descente du gradient. Avec cette modification l'on se déplace plus vite dans les directions vers lesquelles le gradient est plus faible, afin d'éviter de passer de nombreuses itérations sur un plateau. Ceci est appelé l'algorithme de Levenberg Marquardt.

En pratique cet algorithme, en particulier dans le cas des réseaux de neurones, permet de converger avec beaucoup moins d'itérations. Mais chaque itération demande plus de calculs, en particulier pour l'inversion de la matrice H , et son utilisation se limite donc aux cas où le nombre de paramètres à optimiser n'est pas très élevé. En effet le nombre d'opérations nécessaires à l'inversion d'une matrice est proportionnel à N^3 , N étant la taille de la matrice, et ici également la taille du vecteur p .

IV.11.2 Avantage de la règle LM

La méthode LM est un condensé de deux techniques exposées précédemment. En effet, cette méthode tend vers la méthode de Newton pour une valeur de μ_k petite mais est équivalente à la méthode du gradient simple pour un pas $\eta = \frac{1}{\mu_k}$ pour une valeur de μ_k grande. Le Hessien est toujours défini positif ce qui assure la convergence vers un minimum de la solution.

IV.12 Application des réseaux de neurones aux onduleurs multiniveaux

La commande par élimination d'harmoniques de l'onduleur nécessite la connaissance des angles de commutation lesquels varient en fonction du nombre d'harmoniques H à éliminer, du taux de modulation r et du nombre de niveaux N de l'onduleur. Au chapitre précédent, nous avons déterminé l'évolution de ces angles de commutation en fonction de r avec le paramètre N . Les valeurs de ces angles sont stockées dans des tables qui dépendent de r, H et N . Pour chaque niveau de l'onduleur correspond à une table ayant c colonnes si $(c - 1)$ harmoniques sont à éliminer.

De plus, pour capter réellement les non linéarités dures affectant les courbes $\alpha_{N,i} = f(r)$ $i = (1, \dots, c)$, l'incrément Δr de la variable r doit être petite. Ceci conduit impérativement à une taille importante de la table d'où une implémentation difficile et coûteuse.

Pour remédier à ce problème, il est possible d'exploiter la propriété d'approximation universelle des réseaux de neurones formels pour copier, pour un niveau N de l'onduleur, les courbes $\alpha_{N,i} = f(r)$ par un seul réseau de neurones.

Aussi, un réseau de taille raisonnable permet de fournir en temps réel les valeurs des angles $\alpha_{N,i}$ du fait que le processus est parallèle au niveau du réseau. Mais, le plus important avantage concerne leur propriété de généralisation qui permet au RNA de fournir les valeurs des angles

même pour les valeurs non incluses dans la table.

De l'étude bibliographique, il ressort que les réseaux multicouches constituent les modèles les plus efficaces pour la généralisation des fonctions non linéaires. Néanmoins, le problème de la détermination du nombre de neurones cachés se pose toujours. Pour assurer leur apprentissage, la méthode de Levenberg Marquardt représente l'algorithme qui permette d'obtenir une bonne approximation.

IV.12.1 Architecture du réseau élaboré

Comme le réseau doit recevoir à son entrée la valeur $r(k)$ et doit fournir à sa sortie les angles $\alpha_{N,i}$ avec $i = (1, \dots, c)$. Pour un niveau N de l'onduleur, donc le réseau doit comporter un seul neurone à l'entrée et c neurones à sa sortie correspondant aux c angles de commutation qu'il doit générer. Pour cette étude le réseau est à une seule couche cachée Figure (IV.11).

Pour un niveau N donnée de l'onduleur, et l'élimination de $(c-1)$ harmoniques, les exemples d'apprentissage sont tels que le vecteur d'entrée R est donné par :

$$r = [r(1), \dots, r(k), \dots, r(n)]$$

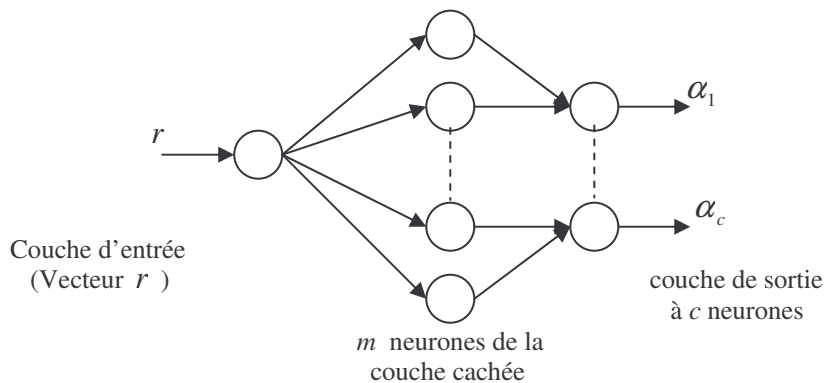


Figure (IV.11) : Architecture de réseau élaboré

et la matrice de sortie désirée donnée par :

$$\delta_{N,\alpha} = \begin{bmatrix} \alpha_{N,1}(1) & \dots & \alpha_{N,1}(k) & \dots & \alpha_{N,1}(n) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \alpha_{N,c}(1) & \dots & \alpha_{N,c}(k) & \dots & \alpha_{N,c}(n) \end{bmatrix}$$

Le nombre n représente le nombre de valeurs mesurées ou le nombre d'exemples. En outre, à l'entrée $r(k)$, le réseau doit fournir le signal de sortie désirée $\alpha_N(k) = [\alpha_{N,1}(k), \dots, \alpha_{N,c}(k)]$.

Lors de l'apprentissage, la valeur $r(k)$ est présentée à l'entrée du réseau, puis à travers de la couche intermédiaire (cachée) jusqu'à la sortie pour obtenir le signal de sortie $\hat{\alpha}_N(k) = [\hat{\alpha}_{N,1}(k), \dots, \hat{\alpha}_{N,c}(k)]$. La différence entre α_N et $\hat{\alpha}_N$ constitue l'erreur d'apprentissage sur l'exemple k . Ce processus est répété pour tous les exemples (k varie de 1 à n). Par la suite, l'erreur globale sur les angles est exploitée par l'algorithme de Levenberg Marquardt pour adapter les valeurs des paramètres du réseau (poids). De même, des itérations sur tous les exemples sont effectuées jusqu'à l'obtention de la convergence du réseau.

A la fin de cette phase d'apprentissage, tous les paramètres sont adaptés, de telle manière que lorsque le réseau reçoit une valeur actuelle $r(k)$, il fournira automatiquement les angles correspondant à l'entrée introduite et cela grâce aux poids synaptiques calculés lors de la phase d'apprentissage. Le réseau est donc prêt, après la phase d'adaptation, d'être implémenté pour une commande en temps réel. On note que cette procédure pour l'élaboration du réseau est valable pour tous les cas qui vont être étudiés.

IV.12.2 Onduleur à trois niveaux

Pour la commande par élimination d'harmoniques de l'onduleur à trois niveaux, nous avons étudié trois cas différents. Le premier cas ($j=1$) correspond à l'élimination de l'harmonique de rang 5 ($c=2$), le deuxième cas ($j=2$) à l'annulation des harmoniques de rangs 5 et 7 ($c=3$) et enfin le troisième cas ($j=3$) est relatif à l'élimination des harmoniques de rangs 5, 7 et 11 ($c=4$). Donc, il s'agit, pour chaque cas ($j=1,2,3$), de recopier les c_j caractéristiques des angles de commutation $\alpha_{N,i}^j = f^j(r)$ avec $i=(1,\dots,c)$ pour chaque cas, par un unique réseau de neurones. En outre, il faut dimensionner trois réseaux de neurones différents correspondent aux trois cas étudiés. La convergence du réseau dépend fortement de la taille de la couche cachée (nombre de neurones) et du nombre d'itérations de l'algorithme d'apprentissage. Dans le Tableau (IV.1), N_{cc} indique le nombre nécessaire de neurones cachés pour ramener l'erreur d'apprentissage à la valeur 10^{-8} après N_i itérations.

j	N_{cc}	N_i
1	15	1922
2	20	1239
3	25	687

Tableau (IV.1) : Les paramètres du réseau pour $N = 3$

Les Figures (IV. 12 (a, b, c)), donnent la variation des angles de commutation obtenus par les réseaux élaborés, en fonction du taux de modulation, et l'erreur au cours de l'apprentissage.

Des résultats obtenus, nous constatons que les deux caractéristiques (sans RNA et avec RNA), pour les trois cas, coïncident parfaitement. De plus, les réseaux sont capables de fournir les angles de commutation pour la stratégie d'élimination d'harmoniques même pour les exemples non présentés lors de l'apprentissage. Par conséquent, un bon apprentissage est réalisé par les trois réseaux obtenus.

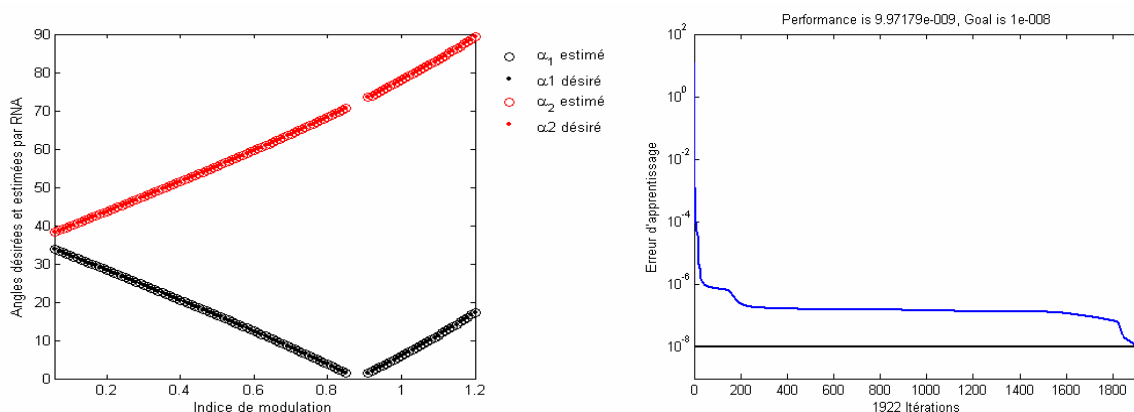


Figure (IV.12.a)

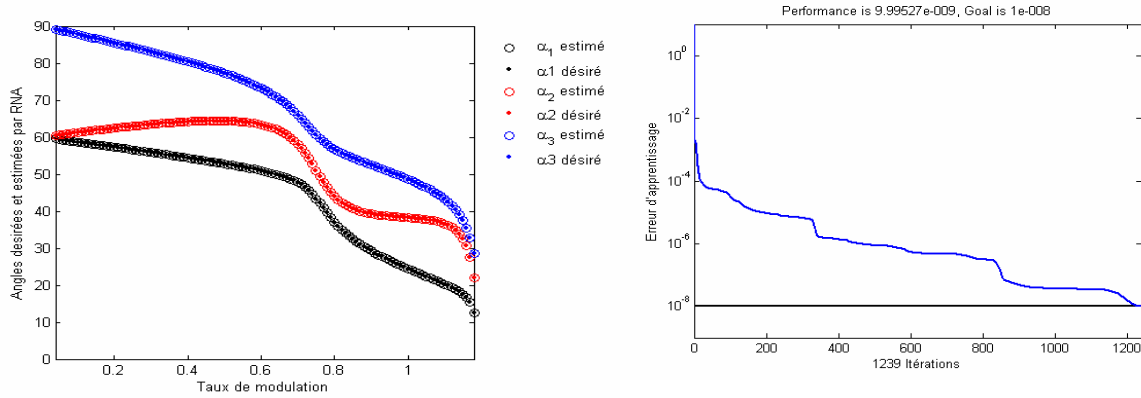


Figure (IV.12.b)

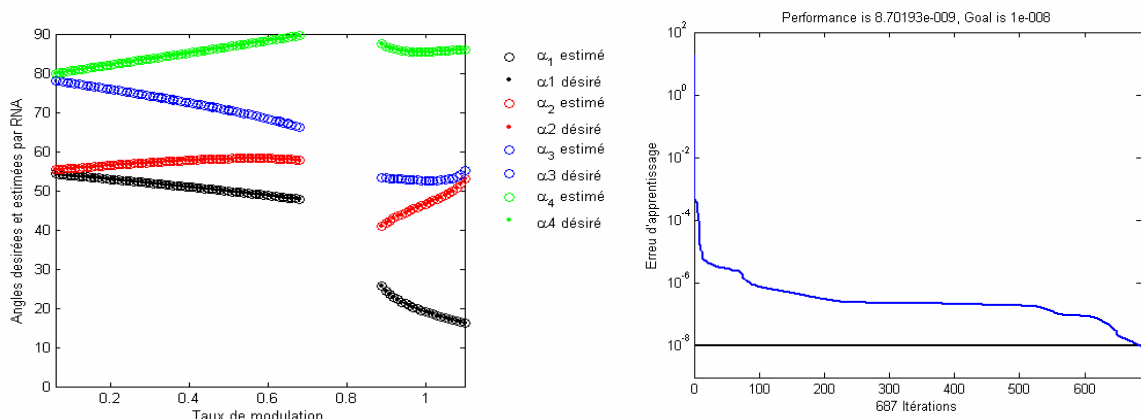


Figure (IV.12.c)

Figure (IV.12) : Variation des angles de commutation donnés par le RNA en fonction de r et l'erreur d'apprentissage correspondante, pour $N = 3$

IV.12.3 Onduleur à cinq niveaux

Au paragraphe III.4.1.3, nous avons établi la variation des angles de commutation $\alpha_{5,i}^j$ pour l'onduleur à cinq niveaux ($N = 5$) dans les cas suivants ($j = 1,2,3$) :

Elimination l'harmonique de rang 5 ($c_1 = 2$)

$$\alpha_{5,1}^1 = f_{5,1}^1(r), \quad \alpha_{5,2}^1 = f_{5,2}^1(r)$$

Elimination les harmoniques de rang 5 et 7 ($c_2 = 3$)

$$\alpha_{5,1}^2 = f_{5,1}^2(r), \quad \alpha_{5,2}^2 = f_{5,2}^2(r), \quad \alpha_{5,3}^2 = f_{5,3}^2(r)$$

Elimination les harmoniques de range 5,7 et 11 ($c_3 = 4$)

$$\alpha_{5,1}^3 = f_{5,1}^3(r), \quad \alpha_{5,2}^3 = f_{5,2}^3(r), \quad \alpha_{5,3}^3 = f_{5,3}^3(r), \quad \alpha_{5,4}^3 = f_{5,4}^3(r)$$

Où les fonctions $f_{5,i}^j(r)$, $j = (1,2,3)$ et $i = (1, \dots, c_j)$ sont en réalité représentées par des valeurs tabulées.

Dans cette partie, l'objectif est donc d'approximer, pour chaque cas étudié $j = (1,2,3)$, les c_j fonctions $f_{N,i}^j$ par un seul réseau de neurone $R_5(j)$.

Les paramètres qui ont permis d'aboutir à l'apprentissage des trois réseaux $R_5(1)$, $R_5(2)$ et $R_5(3)$ avec une erreur de 10^{-8} sont indiqués au Tableau (IV.2).

j	N_{cc}	N_i
1	15	1099
2	15	1526
3	25	1862

Tableau (IV.2) : Les paramètres du réseau pour $N = 5$

Il apparaît nettement que le réseau $R_5(3)$ exige plus de neurones dans la couche cachée et plus d'itérations car les fonctions $f_{5,1}^3(r)$, et $i = (1, \dots, c_3)$ présentent de fortes non linéarités.

Les réponses des réseaux $R_5(1)$, $R_5(2)$ et $R_5(3)$, sont reportées aux Figures (IV.13). Elles sont pratiquement identiques aux Figures (III.9, III.11, III.13).

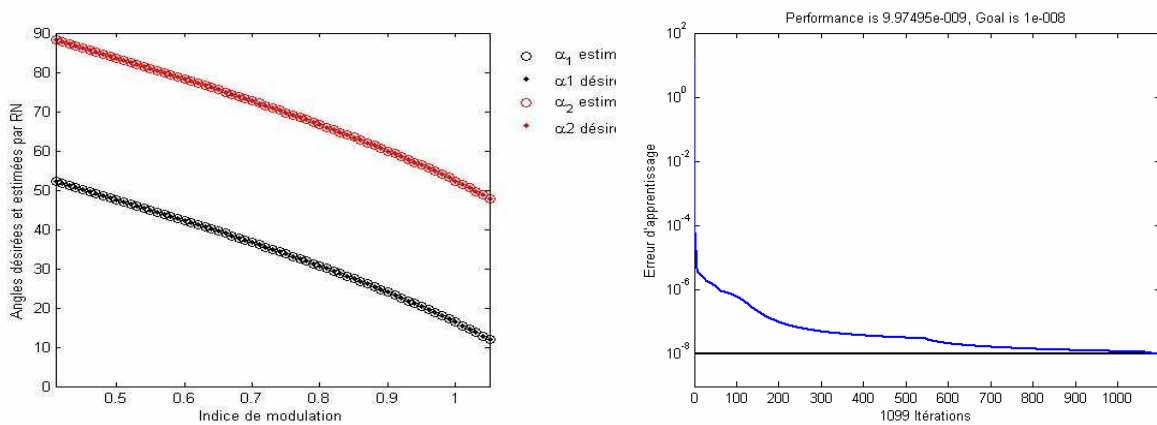


Figure (IV.13.a)

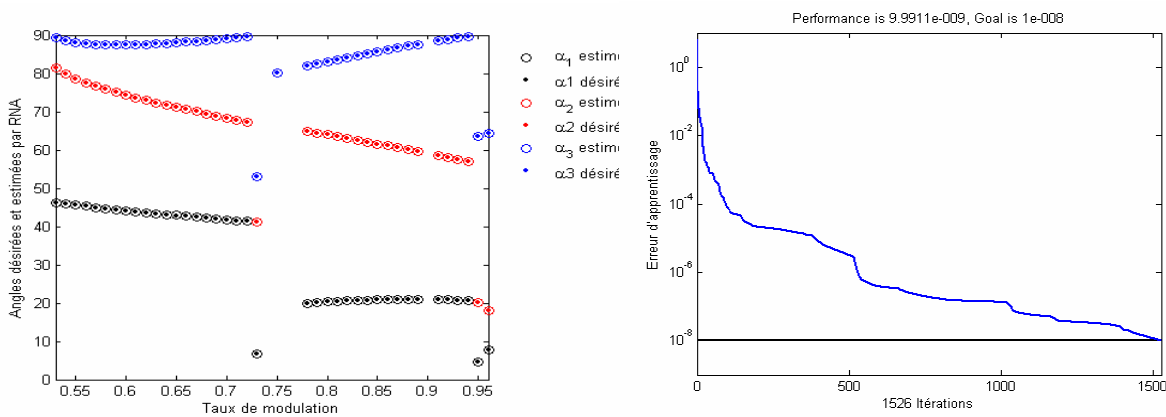


Figure (IV.13.b)

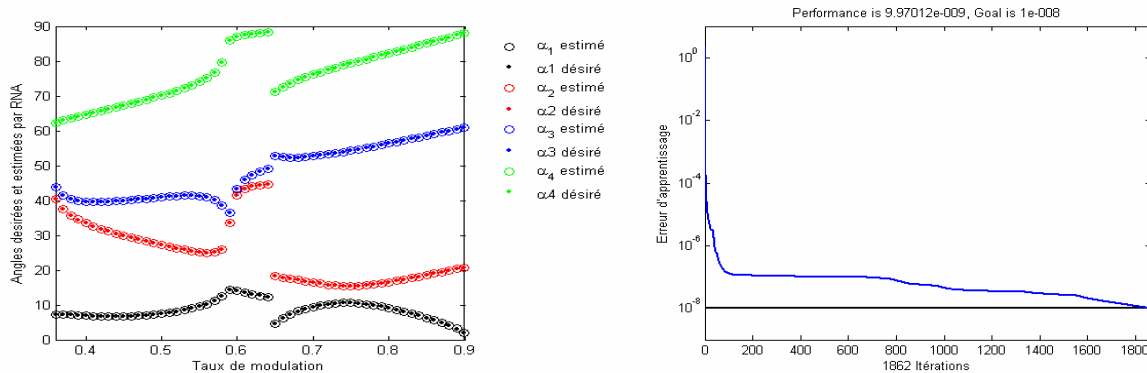


Figure (IV.13.c)

Figure (IV.13) : Variation des angles de commutation donnés par le RNA en fonction de r et l'erreur d'apprentissage correspondante, pour $N = 5$

IV.12.4 Onduleur à sept niveaux

Les valeurs des angles de commutation $\alpha_{7,1}^j$ assurant l'annulation des harmoniques pour l'onduleur $N = 7$ dans les deux cas étudiés ($j = 1,2$) sont tabulées telles que :

1^{ère} cas ($j = 1$) annulation les harmoniques de rang 5 et 7 ($c_1 = 3$)

$$\alpha_{7,1}^1 = f_{7,1}^1(r), \quad \alpha_{7,2}^1 = f_{7,2}^1(r), \quad \alpha_{7,3}^1 = f_{7,3}^1(r)$$

2^{ème} cas ($j = 2$) annulation les harmoniques de rang 5,7 et 11 ($c_2 = 4$)

$$\alpha_{7,1}^2 = f_{7,1}^2(r), \quad \alpha_{7,2}^2 = f_{7,2}^2(r), \quad \alpha_{7,3}^2 = f_{7,3}^2(r), \quad \alpha_{7,4}^2 = f_{7,4}^2(r)$$

Où les fonctions $[f_{7,i}^j(r)]$, avec $i = (1, \dots, c_j)$ sont des valeurs tabulées.

Nous établissons, pour chaque cas étudié ($j = 1,2$), un réseau de neurones $R_7(j)$ qui recopie, par apprentissage, les c_j fonctions $f_{7,i}^j(r)$ avec $i = (1, \dots, c_j)$

La convergence des réseaux $R_7(1), R_7(2)$ a été obtenue en utilisant les valeurs des paramètres signalés au Tableau (IV.3).

j	N_{cc}	N_i
1	20	362
2	20	260

Tableau (IV.3) : Les paramètres du réseau pour $N = 7$

L'excitation de cas deux réseaux par les différentes valeurs de r a fourni les réponses indiquées à la Figure (IV.14 (a et b)). Ces courbes sont sensiblement similaires à celles désirés des Figures (III. 15. a et III.17.c) obtenus par la méthode numérique.

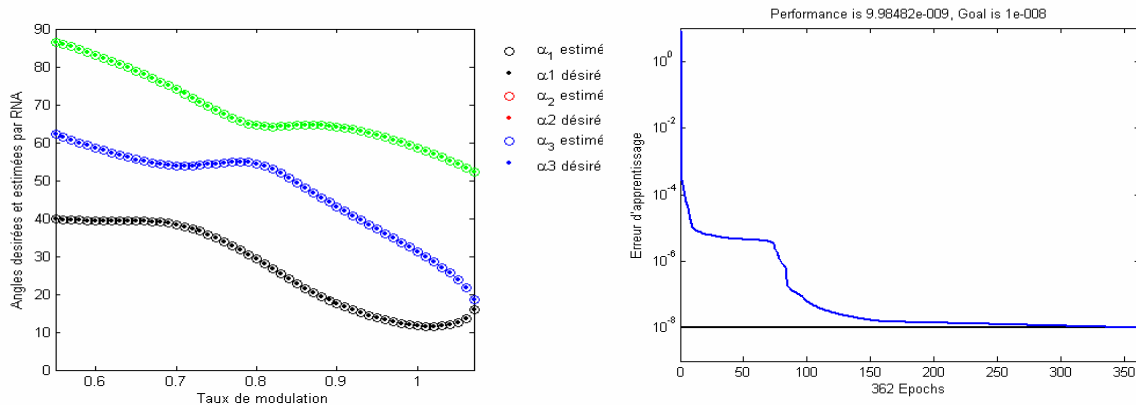


Figure (IV.14.a)

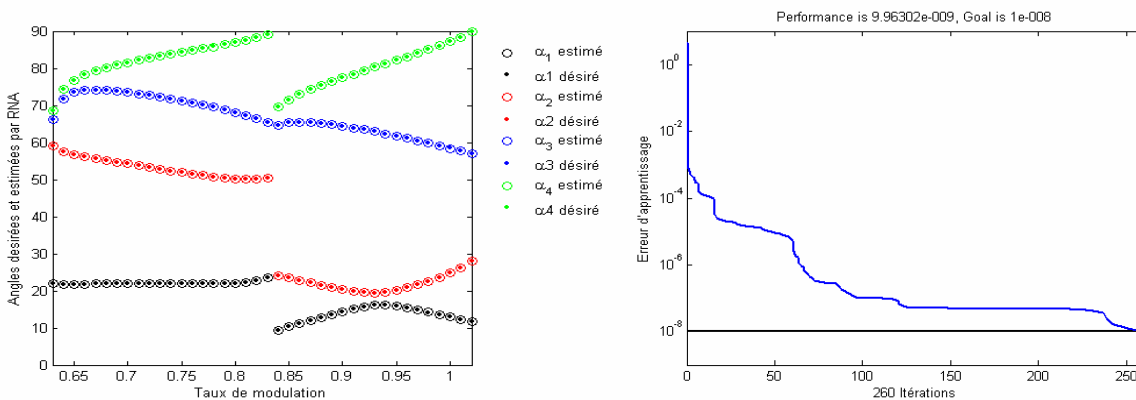


Figure (IV.14.b)

Figure (IV.14) : Variation des angles de commutation donnés par le RNA en fonction de r et l'erreur d'apprentissage correspondante, pour $N = 7$

IV.12.5 Onduleur à onze niveaux

Dans le cas de l'onduleur à onze niveaux, seule l'annulation des harmoniques 5, 7, 11 et 13 était possible. La résolution du système d'équation relatif à ce cas, comme indiqué au chapitre précédent, présente des solutions possibles à tout l'intervalle de r . Cependant celles-ci comportent des discontinuités remarquables sur l'intervalle $0.955 > r > 0.89$. On note par $\alpha_{11,i}$, les courbes tabulées optimisées:

$$\alpha_{11,i} = f_{11,i}(r) \text{ et } i = (1, \dots, 5).$$

Le réseau de neurones R_{11} approximant les cinq fonctions $f_{11,i}(r)$, est de loin le plus important du point de vue de sa dimension, que les réseaux $R_{N,i}$ déjà réalisés (i.e $N < 11$).

Le nombre d'itération dans ce cas est (1240), sachant que la couche cachée comporte trente neurones ($N_{cc} = 30$).

Les caractéristiques de commutation fournies par le réseau R_{11} suite à une excitation, de r dans l'intervalle ($0.58 \leq r \leq 1,055$), sont données à la Figure (IV.15). Il faut noter la remarquable capacité d'apprentissage de ce réseau du fait qu'il a pu reproduire les courbes désirées (III.15) malgré la présence des discontinuités.

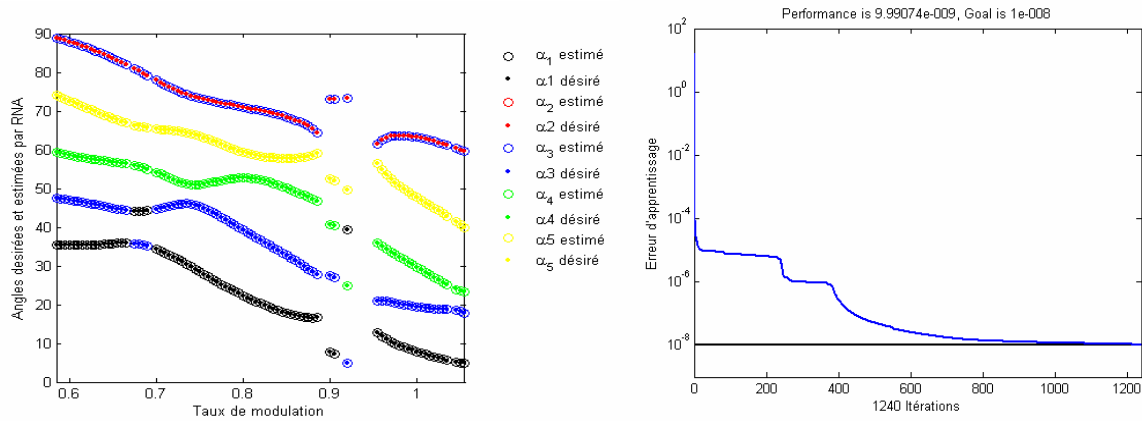


Figure (IV.15) : Variation des angles de commutation donnés par le RNA en fonction de r et l'erreur d'apprentissage correspondante, pour $N = 7$

IV.13 Validation du réseau de neurone par un onduleur à 7 niveaux

- Schéma de la validation

La validation a été vérifié en utilisant un onduleur à sept niveaux alimentant une machine asynchrone, comme l'indique la Figure (IV.16).

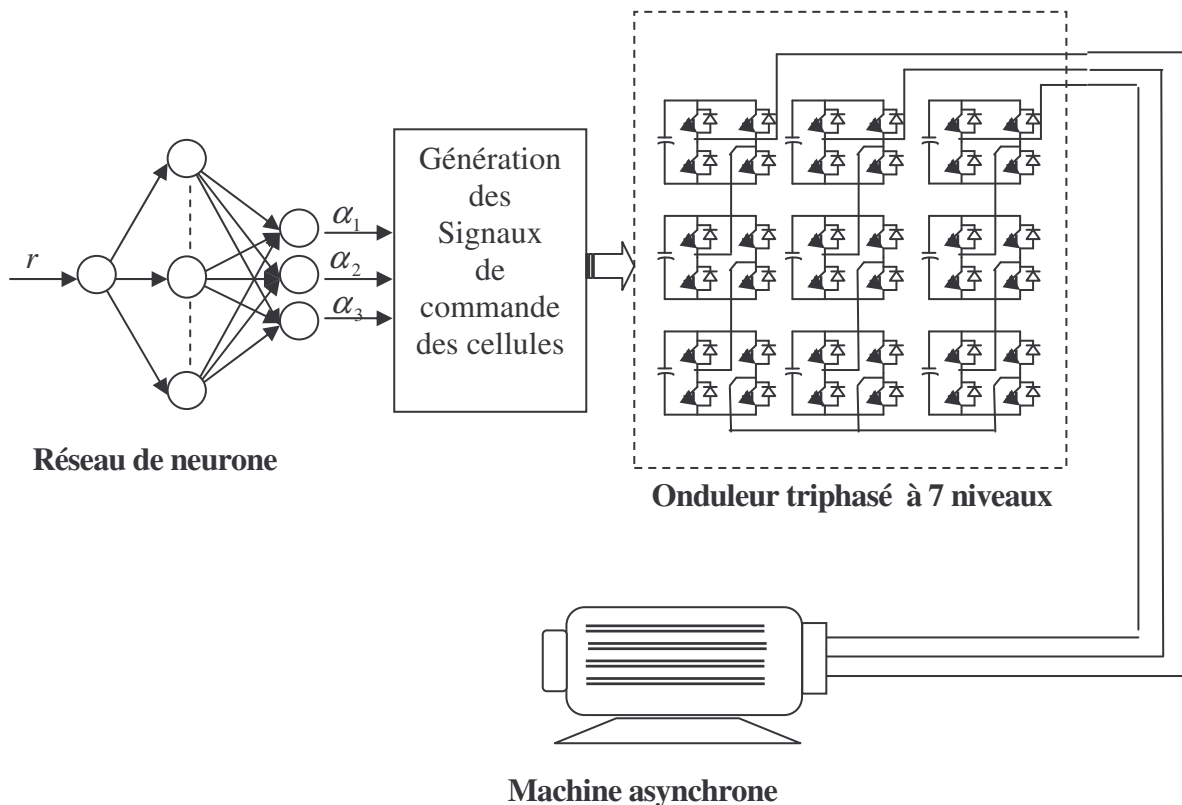


Figure (IV.16): Validation de la commande par RNA d'un onduleur à sept niveaux

Les résultats de simulation obtenus pour $r=0.85$, sont donnés par les Figures (17 à 19)

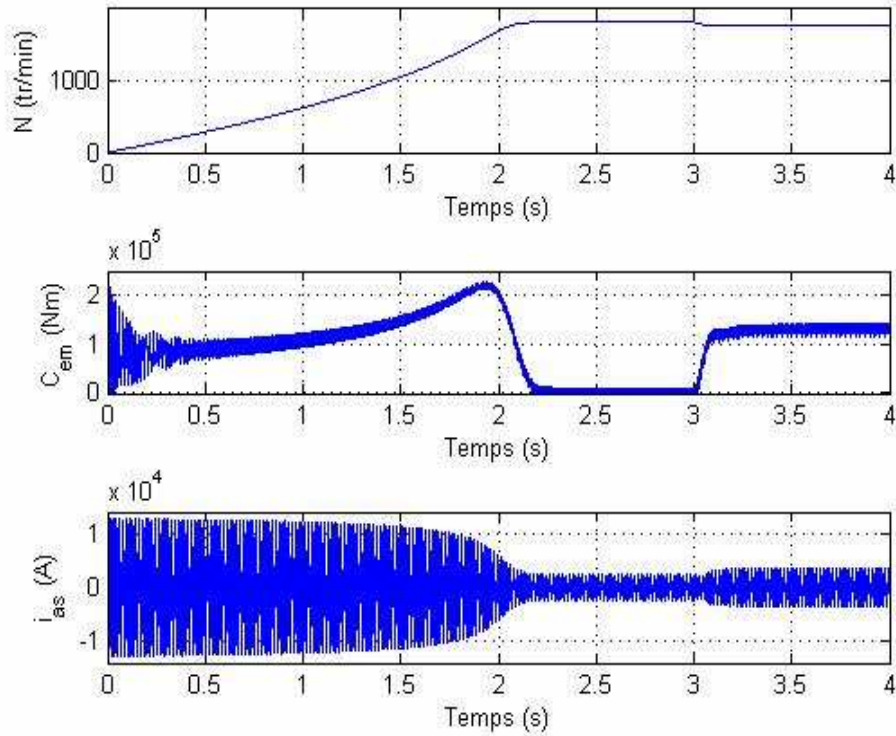


Figure (IV.17) : Réponses de la MAS alimentée par un onduleur à sept niveaux commandé par RNA

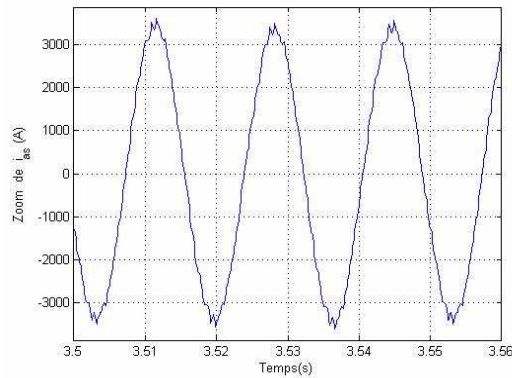


Figure (IV.18) : Courant de phase

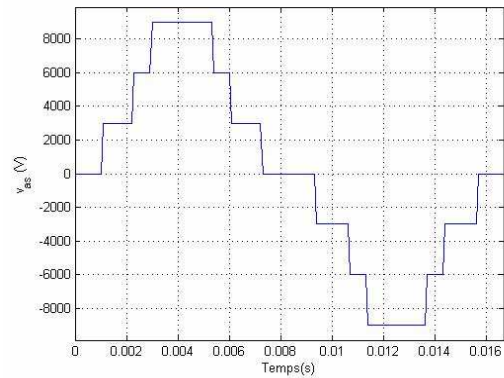


Figure (IV.19) : Tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux

On remarque que les caractéristiques de la machine asynchrone sont identiques à celles trouvées dans le chapitre III, la structure à base de RNA est une structure interactive qui peut être utilisée pour une implémentation en temps réel.

IV.14 Conclusion

Les réseaux de neurones présentés dans ce chapitre sont des systèmes paramétriques non linéaires qui relient des variables d'entrée à des variables de sortie. Les paramètres sont déterminés statistiquement lors d'une phase d'apprentissage à partir d'une base de données appelée base d'apprentissage.

En pratique, l'utilisation de la méthode neuronale pose certaines difficultés. La principale difficulté est l'optimisation de la phase d'apprentissage. Le choix de l'architecture adéquate ou la détermination du « pas d'apprentissage » se fait par essais successifs.

Nous avons ensuite présenté une étude sur l'algorithme du Levenberg-Marquardt qui a prouvé son efficacité dans la pratique, et que cet algorithme est plus stable que celles de Gauss Newton, c'est-à-dire qu'il trouve une solution même s'il est démarré très loin d'un minimum. Cependant, pour certaines fonctions très régulières, il peut converger légèrement moins vite avec un minimum d'erreur, et ça il apparaît dans l'apprentissage des onduleurs multiniveaux. Pour ces raisons, cet algorithme est utilisé pour la conception du RNA présenté dans ce chapitre.

L'objectif assigné est l'exploitation des réseaux de neurones pour l'approximation des caractéristiques de commutation des onduleurs multiniveaux. Nous avons déterminé les réseaux capables de reproduire les angles de commutation assurant l'élimination des harmoniques non désirés pour les onduleurs de niveaux 3, 5, 7, et 11.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la modélisation et la commande des onduleurs multiniveaux cascades symétriques, Au début nous nous sommes intéressé à présenter la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée depuis le réseau, ensuite nous avons modélisé l'onduleur multi-niveaux à structure cascade. Les résultats (courant, vitesse, couple électromagnétique) que nous avons présentés dans la première partie sont amenés par différentes étapes :

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

Les différentes stratégies de commande des onduleurs cascades présentées dans la deuxième partie sont la MLI triangulo-sinusoïdale avec ses variantes, la modulation vectorielle et la commande par hystérésis de courants modulaire. Toutes ces commandes sont choisies pour faire alimenter la machine asynchrone avec ce type d'onduleur. Généralement la qualité du signal obtenu dépend essentiellement de deux facteurs : le niveau de l'onduleur et le type de l'algorithme. L'association entre la machine asynchrone et l'onduleur triphasé à sept niveaux était choisie pour étudier le comportement de la machine asynchrone alimentée par ce genre d'onduleurs.

Quant à le troisième chapitre, il se base sur le développement en séries de Fourier de la forme adoptée, de la tension à la sortie d'un bras d'onduleur. Cette forme dépend non seulement du niveau de l'onduleur mais aussi du nombre d'harmoniques à éliminer. L'objectif est d'imposer la valeur du fondamental désirée et d'annuler les harmoniques indésirables. Le problème se ramène alors à la résolution des systèmes d'équations algébriques non linéaires exprimant l'amplitude des harmoniques en fonction des angles de commutation des interrupteurs. Ces angles représentent l'image des instants d'allumage des semi-conducteurs formants le convertisseur multi-niveaux. Dans cette étude, nous avons exploité, pour leur résolution, la méthode de *Newton-Raphson*.

La méthode de la théorie résultante a été alors présentée dans la deuxième partie de ce chapitre. Après que les équations harmoniques transcendantales, aient été transformées en équations polynômes, nous avons montré comment la théorie résultante pourrait être utilisée pour résoudre ces équations polynômes.

L'idée des polynômes symétriques a été présentée pour le cas d'un onduleur multi-niveaux utilisant des sources continues égales, nous avons montré également comment cette idée pourrait être utilisée pour transformer l'ensemble d'équations polynômes, en un nouveau ensemble de polynômes de degré inférieur. En conséquence, il était plus facile de résoudre ces équations. En d'autre part, l'idée des sommes de puissance est aussi introduit, cette dernière peut fournir une autre manière, de transformer un ensemble de polynômes symétriques en un nouveau ensemble de polynômes de degré inférieur.

Il apparaît dans le chapitre précédent que l'implémentation de l'algorithme d'élimination d'harmoniques nécessite une très grande capacité mémoire, où doivent être stockés, tous les angles nécessaires à la commande des composants semi-conducteurs du convertisseur multi-

niveaux. Ce qui rend la réalisation beaucoup plus coûteuse. Pour assurer alors la commande du convertisseur en temps réel, nous avons proposé d'exploiter la propriété d'approximation universelle des réseaux de neurones artificiels (RNA). Aussi nous avons élaboré des réseaux de neurones multicouches entraînés par l'algorithme de Levenberg-Marquard, pour approximer toutes les caractéristiques non linéaires, déjà déterminées par les deux méthodes de *Newton-Raphson* et la théorie résultante. Par conséquent, l'entrée du réseau reçoit les valeurs du taux de modulation et la sortie délivre automatiquement les angles de commutation correspondants. Les bons résultats obtenus par les RNA confirment alors la grande capacité d'approximation des fonctions non linéaires que possèdent les réseaux de neurones multicouches. Ces réseaux restent le moyen le plus économique et le plus rapide pour concrétiser la stratégie proposée.

On peut donc dire que la technique de commande neuronale est beaucoup plus pratique que la commande classique, et ceci ouvre plusieurs perspectives à d'autres applications dans différents domaines utilisant les réseaux de neurones artificiels. On cite entre autres :

- Le développement d'autres méthodes de résolution des systèmes d'équations non linéaires ;
- L'extrapolation de l'approche pour l'élimination d'autres harmoniques ;
- L'implémentation expérimentale des réseaux de neurones élaborés.

Annexes

ANNEXE I

Paramètres de la machine asynchrone

Puissance nominale	$P_u = 20 \text{ MW}$
Tension nominale	$V_n = 5.5 \text{ kV}$
Courant nominal	$I_n = 2.5 \text{ kA}$
Couple nominal	$C_{em} = 130 \text{ kN.m}$
Vitesse nominale	$\Omega_m = 1800 \text{ tr / mn}$
Flux nominal	$\phi_n = 27.75 \text{ Wb}$
Résistance statorique	$R_s = 0.397 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 0.081 \text{ } \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.0089 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.0085 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M = 0.0082 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 1400 \text{ (Kg.m}^2\text{)}$
Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Coefficient de frottement	$f = 0.009 \text{ N.m.s / rad}$

ANNEXE II

Exemple pour la fonction « Résultant »

Exemple :

$$P_1 = (x - y)^2 - 2 \quad (1)$$

$$P_2 = y^2 - 3 + 2x^2 \quad (2)$$

$$R = \text{Résultant}[P_1, P_2, y]$$

Le résultat à partir la fonction « Résultant » est :

$$\text{Re } s = 1 - 14x^2 + 9x^4$$

$$\text{Re} = \text{Solve}[\text{Re } s == 0, x]$$

Le résultat à partir la fonction « Solve » est :

$$\left\{ x \rightarrow -\frac{1}{3}\sqrt{7-2\sqrt{10}} \right\}, \left\{ x \rightarrow \frac{1}{3}\sqrt{7-2\sqrt{10}} \right\}$$

$$\left\{ x \rightarrow -\sqrt{\frac{7}{9} + \frac{2\sqrt{10}}{9}} \right\}, \left\{ x \rightarrow \sqrt{\frac{7}{9} + \frac{2\sqrt{10}}{9}} \right\}$$

Pour chaque x donné, on remplace le dans l'équation (1) pour obtenir y .Le tableau ci-dessous présente les valeur du variables x et y .

x	$-\frac{1}{3}\sqrt{7-2\sqrt{10}}$	$\frac{1}{3}\sqrt{7-2\sqrt{10}}$	$-\sqrt{\frac{7}{9} + \frac{2\sqrt{10}}{9}}$	$\sqrt{\frac{7}{9} + \frac{2\sqrt{10}}{9}}$
y	$\frac{1}{3}(-3\sqrt{2} - \sqrt{7-2\sqrt{10}})$	$\frac{1}{3}(-3\sqrt{2} + \sqrt{7-2\sqrt{10}})$	$\frac{1}{3}(-3\sqrt{2} - \sqrt{7+2\sqrt{10}})$	$\frac{1}{3}(-3\sqrt{2} + \sqrt{7+2\sqrt{10}})$
	$\frac{1}{3}(3\sqrt{2} - \sqrt{7-2\sqrt{10}})$	$\frac{1}{3}(3\sqrt{2} - \sqrt{7-2\sqrt{10}})$	$\frac{1}{3}(3\sqrt{2} - \sqrt{7+2\sqrt{10}})$	$\frac{1}{3}(3\sqrt{2} + \sqrt{7+2\sqrt{10}})$

Exemple général :

Résultant ["poly1", "poly2", var] :

Calcule la résultante des polynômes "poly1" et "poly 2" en ce qui concerne la variété var.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [01] Imarazene Khoukha, "Application des réseaux de neurones à la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multiniveaux", Mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2005.
- [02] M. L. Doumbia, A. Traoré, "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel MATLAB", Sciences de l'ingénieur (Génie électrique),
- [03] Bouakaz Ouahid, "Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux", Mémoire de magister, Université de Batna, 2005.
- [04] Abdessemed R. Kadjoudj M, "Modélisation des machines électriques," Université de Batna, 1997.
- [05] Rijaniaina Njakaso Andrimalala, "Commande vectorielle des convertisseurs multiniveaux : Analyse de fonctionnement en vue d'optimiser la facteur de puissance", DEA, ENSEM, Nancy, 2005.
- [06] Yakoub Khadidja, "Réduction des effets de la tension homopolaire dans l'association des onduleurs multiniveaux aux moteurs à induction", Mémoire de magister, Université de Batna, 2005.
- [07] Martin Aimé, "Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques application aux nouvelles structures multicellulaires," Thèse de doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [08] Jean-Sebastien Mariéthoz, "Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies modulation et commande," Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [09] Joseph Song Manguelle, "Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence: réaction au réseau d'alimentation", Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.
- [10] Husam K.Al-hadidi, "Investigation of a cascade multi-level inverter as advanced static compensator", Thèse de magister, Universite of Manitoba, Canada, 2002.
- [11] Brendan Peter McGrath, Donald Grahame, "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, N. 4, pp. 858-867, 2002
- [12] P.C. Loh, G.H. Bode, P.-C.Tan, "Modular hysteresis current control of hybrid multilevel inverters", IEE, pp. 01,02,03, 2005
- [13] Chen, C. T., "Linear system theory and Design," Third edition. Oxford press, 1999.
- [14] L. M. Tolbert, J. N. Chiasson, K. Mckenzie, Z. Du, "Elimination of harmonies in a multilevel converter for HEV applications", The 7th IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation, pp. 135-142., Michigan, 2002.

-
- [15] J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. Mckenzie, Z. Du, "Eliminating harmonics in a multilevel converter using resultant theory," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 503-508, Cairns, Australia, 2002.
- [16] David Cox, John Little, Donal O'shea, Ideals, "Varieties, and Algorithms: an introduction to computational algebraic geometry and commutative algebra," Springer-Verlag, 1992.
- [17] Keith Jeremy Mckenzie, "Eliminating harmonics in a cascaded H-bridges multilevel inverter using resultant theory, symmetric polynomials, and power sums", Thèse de Master, Université de Tennessee, Knoxville, 2004.
- [18] J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. J. Mckenzie, Z. Du, "A new approach to the elimination of harmonics in a multilevel converter," 10 th European conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, France, 2003.
- [19] Sébastien. M, "Un moteur de type réseau de neurones pour la révision des connaissances dans un système tueur intelligent", DEA, Paris, 1996.
- [20] A. Bensaad et F. Fertas, "Reconnaissance automatique de visage par réseaux de neurones", Mémoire d'ingénieur, M'sila, 2005.
- [21] Claude.Touzet, "Les réseaux de neurones artificiels, introduction au connexionnisme, cours, exercices et travaux pratiques", préface de Jeanny Hérault, EC2 éd. 150 pages, Paris, 1992.
- [22] Mekideche.D, Zebiri.M, "Evaluation de la stabilité dynamique des réseaux d'énergie électrique par les réseaux de neurones", Mémoire d'ingénieur, Université de M'Sila, 2006.
- [23] Gilles Zwingelstein, "Diagnostic des défaillances, théories et pratique pour les systèmes Industriels". Collection : Traité des nouvelles technologies, Editeur : Hermes Sciences Publicat, 601 pages, 1995.
- [24] McCulloch, Pitts.W, "A logical calculus of the ideas imminentin nervous activity", Bulletin of Mathematical biophysics, Vol.9, pp. 127-147,1943.
- [25] Hebb.D.O, "The Organization of Behavior, a Neuropsychological Theory", New York : John Wiley, 1949.
- [26] G.Dreyfus, " les réseaux de neurones", École Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles de la Ville de Paris (ESPCI), 2002.
- [27] Dave Anderson & George Mc Neill, "Artificial neural networks technology", ADACS State-of-the-Art Report (Data & Analysis Center for Software), Kaman Science Corporation, 1992.
- [28] Jean-François Joduin, "Les réseaux neuromimétiques : modèles et applications", HERME, 1994.
- [29] A. Mahmoud, "Identification d'un arc par les réseaux de neurones ", Mémoire d'ingénieur Université de Setif, 1999.

- [30] Menasria.A et Boualleg.AH, "Commande d'un processus par modèle inverse neural" Mémoire d'ingénieur, Université de Geulma, 2001.
- [31] "Les réseaux de neurones artificiels", *www.up.univmrs.fr/Local/umr_6149/umr/pageperso/Les_reseaux_de_neurones_artificiels.Pdf*
- [32] Saha Saif Allah, "Identification des dispositifs hyper-frequences par réseaux de Neurones" Mémoire d'ingénieur, Setif, 2006.
- [33] D. W. Marquardt. "An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters", *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, Vol: 11. N: 2, pp: 431-441, 1963.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ÉTAT EN GÉNIE D'ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMÉCANIQUE

Proposé et dirigé par : *Mr. BARKATI Saïd*

Etudié par: *GASMI Abdelkrim & CHOUIDIRA Adel & BOUZIDI Chaâbane*

Thème :

**Application des réseaux de neurones à la commande des onduleurs
Multiniveaux cascades symétriques**

Résumé:

Ce mémoire est focalisé sur la modélisation et la commande des onduleurs multiniveaux cascades symétriques dont la topologie est basée sur la mise en série de plusieurs onduleurs monophasés à deux niveaux en pont. Plusieurs stratégies de commande ont été développées, entre autres, la commande triangulo-sinusoidale, la commande vectorielle et la commande par hystérésis de courant modulaire. En outre la commande par élimination d'harmoniques est également élaborée en se basant sur deux méthodes différentes l'une itérative basée sur l'algorithme de *Newton Raphson* et l'autre analytique basée sur la théorie résultante. Enfin, par souci de réalisation pratique, nous avons fait appel à la caractéristique d'apprentissage des réseaux de neurones pour réaliser des mémoires numériques capables de générer, en temps réel, les angles de commutation des éléments de puissance de l'onduleur étudié.

Mots clés :

Machine asynchrone, Onduleur multiniveaux cascade symétrique, Techniques MLI, Méthode de Newton Raphson, Théorie résultante, Réseaux de neurones artificiels.