

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



# Mémoire de Magister

Présenté au Laboratoire de Commande des Processus  
en vue de l'obtention du titre de

**Magister**

en Automatique  
Par

**IMARAZENE Khoukha**

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique à l'USTHB

**Thème**

**Application des Réseaux de Neurones à la Commande par  
Elimination d'Harmoniques des Onduleurs Multiniveaux**

Soutenue publiquement le **29 juin 2005** devant le jury composé de:

F. BOUDJEMA	Professeur à l'E.N.P	Président
E.M. BERKOUK	Maître de conférences à l'E.N.P	Rapporteur
H. CHEKIREB	Maître de conférences à l'E.N.P	Rapporteur
C. LARBES	Maître de conférences à l'E.N.P	Examineur
B. HEMICI	Chargé de cours à l'ENP	Examineur
O. STIHI	Chargé de cours à l'ENP	Examineur

## *Introduction générale*

Les processus électriques de puissance fonctionnant sous moyenne ou haute tension (les entraînements réglés pour les 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 [Ber 95-1] [Ber 95-2]. Cependant, cette solution nécessite le groupement en série 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 de groupement de composants, une nouvelle structure est mise en œuvre, grâce à l'évolution remarquable des performances des semi-conducteurs, à savoir la structure multiniveaux d'onduleur [Lai 96]. Plusieurs topologies multiniveaux ont été proposées, dont certaines sont difficiles à réaliser. Il faut noter que la structure multiniveaux 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 multiniveaux, différentes stratégies de modulation de largeurs d'impulsions ont été développées pour les onduleurs à deux et à trois niveaux. La plus connue est la stratégie triangulo-sinusoïdale. 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 adaptées au cas des onduleurs multiniveaux [Mck 04]. 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 commutation 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 exigeant moins 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 [Pri 99].

Notre travail s'insère dans ce domaine important de la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multiniveaux dont l'objectif principal est le développement de cette commande en exploitant d'une part les méthodes classiques et d'autre part les RNA.

En conséquence, quatre chapitres constituent cette étude.

Le premier chapitre est consacré aux différentes structures des onduleurs multiniveaux et leur principe de fonctionnement.

Dans le second chapitre, nous présenterons l'onduleur triphasé à  $N$  niveaux à structure NPC. Nous développerons d'une part la modélisation de la MLI basée sur la technique triangulo-sinusoïdales unipolaire à  $(N-1)$  porteuses à décalage vertical et d'autre part la commande de tous les interrupteurs de l'onduleur permettant de déterminer la tension simple en MLI à la sortie du convertisseur. La validation de l'algorithme est faite à travers des tests effectués pour le cas des onduleurs à trois, cinq, sept, neuf et onze niveaux.

Le troisième chapitre est consacré au développement de la stratégie d'élimination d'harmoniques à un onduleur à  $N$  niveaux. Tout d'abord sont explicitées, dans le cas général, les équations non linéaires relatives à la détermination des angles d'amorçage. Ensuite, les applications par simulation sont élaborées pour les niveaux  $N = (3,5,7,9,11)$ .

Le quatrième chapitre, présente 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 à onze niveaux.

## **Chapitre I : les structures des onduleurs multiniveaux**

### **I.1 Introduction**

Les convertisseurs statiques d'énergie électrique représentent le véritable cœur de tout système électrique. A partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie, avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. L'évolution de leurs qualités est largement due à l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance qui a été très fulgurante ces dernières années.

Les convertisseurs de forte puissance étaient généralement destinés à la traction électrique. Les besoins actuels, en terme de filtrage de puissance et de contrôle des transferts d'énergie, nécessitent le développement des recherches sur des convertisseurs de grande puissance fonctionnant sous haute tension.

Les recherches entreprises, ces dernière années, ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs multiniveaux. Le principe fondamental des techniques de conversion multiniveaux est essentiellement basé sur une association série /parallèle des composants de puissance, permettant de contourner le problème lié à la limite maximale de la tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance [Rod 02] [Man 96]. Ces structures assurent une alimentation haute tension des actionneurs électriques de moyenne et forte puissance. De plus, Ils permettent d'obtenir une très bonne résolution de la tension de sortie et d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs au delà des limites des semi-conducteurs [Rod 02] [Pen 00] [Man 96].

Pour réaliser tous ces objectifs, un certain nombre de topologies d'onduleurs multiniveaux a été envisagé à savoir :

- à structure NPC (Neutral Point Clamped) [Ber 95-1] [New 97] [Tal 99] [Chi 99-1].
- à cellules imbriquées (capacités flottantes) [Rod 02] [Man 96].
- à diodes flottantes (diode clamping) [Rod 02] [Ven 02] [Yua 99].
- A cellules en cascade (en H) [Pen 00-1] [Pen 00-2] [Mck 04].

Dans ce chapitre, nous présentons ces quatre types d'onduleurs, du point de vue : structure, principe de fonctionnement et application.

### **I.2 Conditions de conception des onduleurs multiniveaux**

La conception des convertisseurs multiniveaux pose principalement le problème de la répartition des tensions en régime dynamique, donc, lors de commutation. A l'amorçage de

plusieurs composants en série, le composant s'amorçant le dernier risque de voir une tension transitoire très élevée. Par contre, le composant le plus rapide au blocage peut se trouver dans une situation fatale. Le problème de l'équilibrage est généralement résolu en assurant deux conditions:

- **Synchronisation des débuts de commutation**

Ce phénomène est particulièrement important pour le blocage des composants à porteurs minoritaires (transistor bipolaire, GTO,...etc.). Il est parfois résolu par une synchronisation des commandes extrêmement chère.

- **Harmonisation  $dv/dt$**

Ceci peut être assuré avec une bonne précision lorsque les interrupteurs sont équipés de circuit d'aide au blocage. L'utilisation des condensateurs d'aide au blocage permet même de résoudre les deux problèmes à la fois (temps de retard faible devant le temps de commutation). Mais cela nécessite une réduction de la fréquence de commutation dans un rapport de 2 à 5.

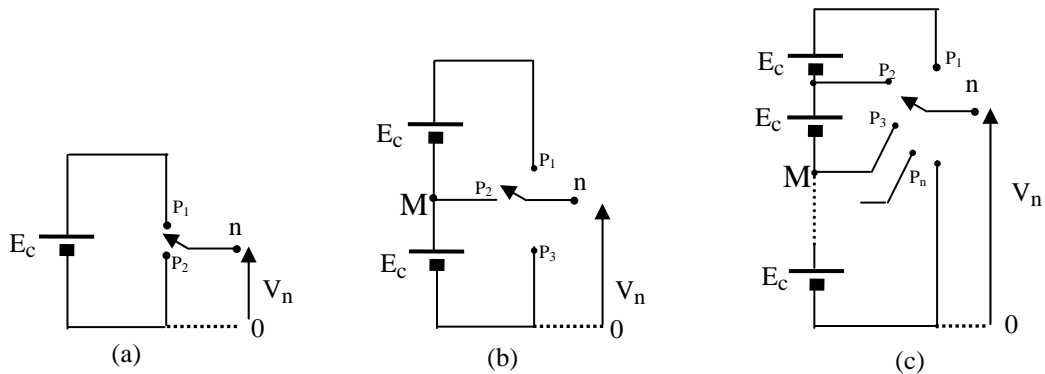
En supposant que les problèmes d'équilibrage sont résolus, on dispose donc d'une cellule de commutation dont les performances peuvent être résumées comme suit : tension commutée, puissance convertie, et prix multiplié par deux, mais une fréquence de commutation réduite.

Notons que les  $dv/dt$  générés par chaque commutation sont généralement doublés, ce qui doit absolument être pris en compte dans la conception de l'équipements (immunité au mode commun des allumeurs, notamment).

Pour satisfaire ces exigences, plusieurs types de cellules de commutation formant les onduleurs multiniveaux ont été proposées [Seg 92] [Rod 02].

### **I.3 Différentes structures des onduleurs multiniveaux**

Ces dernières années, l'industrie a commencé d'exiger des équipements de puissance de plus en plus élevée, de l'ordre du mégawatt. Une nouvelle famille d'onduleurs multiniveaux est proposée comme solution pour les applications de haute tension [Rod 02] [Pen 00-1]. Les structures proposées et grâce aux performances remarquables des semi-conducteurs, permettent d'offrir une tension de sortie de meilleure qualité. La figure (I.1), montre le schéma de base de trois onduleurs multiniveaux, dont le semi-conducteur est remplacé par un interrupteur idéal à plusieurs positions. Les onduleurs étant alimentés par des tensions ayant des valeurs identiques.



**Fig.I.1 :** Schéma d'un bras d'onduleur à deux niveaux (a), trois niveaux (b) et  $N$  niveaux (c).

L'onduleur de la figure I.1.a, délivre à sa sortie deux niveaux de tensions :

Position  $P_1$  :  $V_n = E_c$ .

Position  $P_2$  :  $V_n = 0$ .

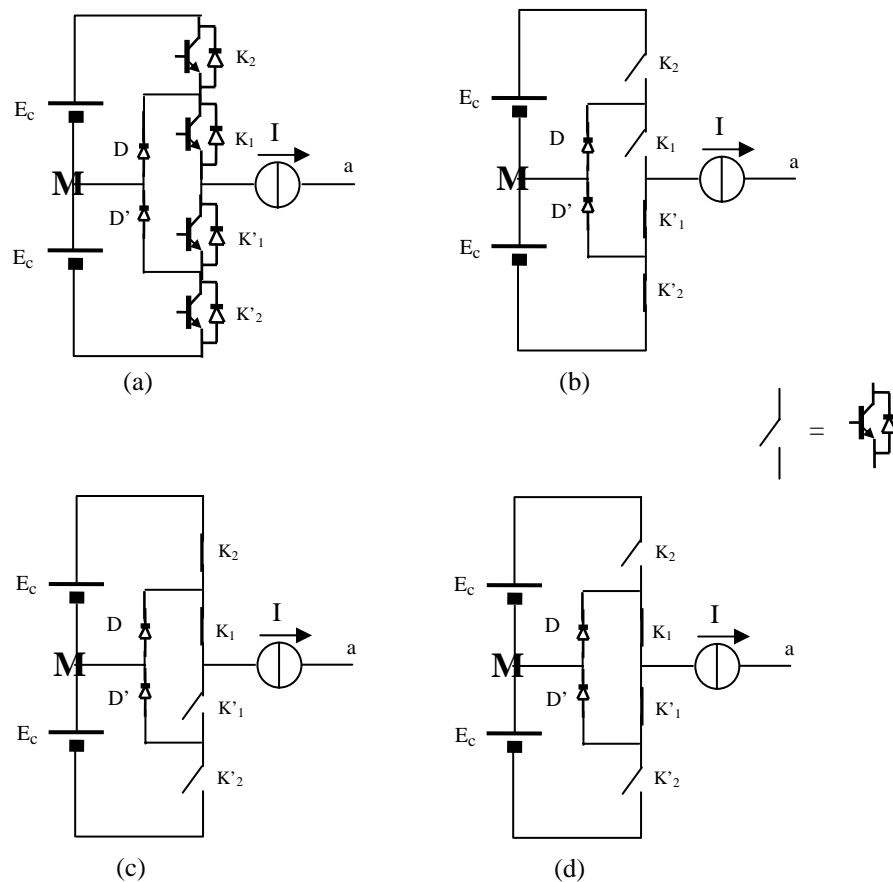
Les trois positions ( $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$ ) de l'interrupteur de la figure (I.1.b), permettent d'avoir respectivement trois niveaux de tension ( $E_c$ ,  $-E_c$  et  $0$ ). D'où l'appellation onduleur à trois niveaux. La généralisation de ce principe, permet d'aboutir à la structure à  $N$  niveaux de la figure (I.1.c).

Le terme multiniveaux a été proposé pour la première fois par *Nabal* à un onduleur à trois niveaux. L'augmentation du nombre de sources continues et par conséquent du nombre de niveaux contribue sans doute à rendre la forme de la tension, à la sortie du convertisseur, plus proche de la sinusoïde avec un minimum de taux d'harmoniques. Ce qui constitue un avantage déterminant. Ces convertisseurs font l'objet de plusieurs études [Yua 99] [Tol 99-1] [Chi 03] [Mck 04].

### I.3.1 Onduleur multiniveaux à structure NPC

La cellule de commutation de base d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC est donnée par la figure (I.2.a).

Cet onduleur possède deux simples diodes connectées au point milieu de la source de tension, qui protègent les interrupteurs externes contre les tensions excessives. Indirectement, si les diodes sont en conduction, les interrupteurs du centre sont également protégés (fig.I.2.b) et (fig.I.2.c).



**Fig.I.2 :** Les trois états de la cellule de commutation type NPC ( clampée par le neutre).

Grâce à cette topologie particulière, la désynchronisation des instants de commutation des interrupteurs connectés en série est permise. En effet, ceci permet d'éviter de sommer les  $dv/dt$ , tout en respectant l'équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs.

Un troisième état de cette structure peut être utilisé (fig.I.2.d). Si les deux interrupteurs internes sont passants et les deux autres sont bloqués, la source de courant est connectée au point milieu de la source de tension via  $K_1$  et  $D$  ou  $K'1$  et  $D'$ , selon le signe du courant. On dispose donc d'un troisième niveau de tension découpée qui permet d'améliorer notablement le spectre de la tension découpée [Rob 02] [Man 96].

Il est important, pour cette architecture, de stabiliser le neutre où sont connectées les diodes. Pour la structure NPC, on peut compter sur la symétrie glissante sur une demi-période du motif de commande et du courant pour que chaque utilisation du niveau intermédiaire avec un signe donné soit compensé par une utilisation pendant la même durée et avec un courant de

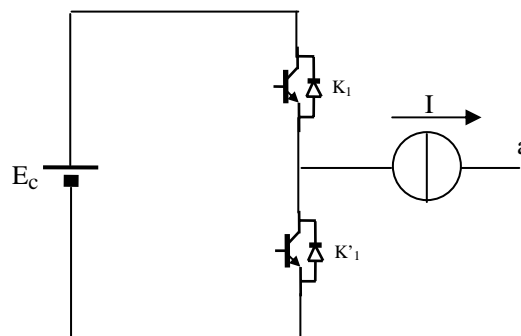
signe contraire sur la demi-période suivante de modulation. A cette condition, le courant moyen prélevé en ce point est nul.

Dans un onduleur en pont complet (monophasé, triphasé, ...), le même point neutre peut être utilisé pour tous les bras et ce qui assure les compensations partielles des composantes de courant à la fréquence de modulation.

Plusieurs études ont été faites sur cet onduleur pour des niveaux supérieurs à trois [Tal 99]. De plus, cette structure peut même être généralisée à un onduleur à  $N$  niveaux, il suffit d'ajouter le nombre adéquat d'interrupteurs et de sources continues alimentant le convertisseur (fig.I.10.a).

### I.3.2 Onduleur multiniveaux à cellules imbriquées

Une source de tension flottante d'amplitude moitié de la source d'entrée permet également d'assurer l'équilibrage des tensions. C'est le principe des onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées [Rod 02]. Le schéma de base d'une cellule de commutation tripôle, de cette structure est représenté à la figure (I.3).

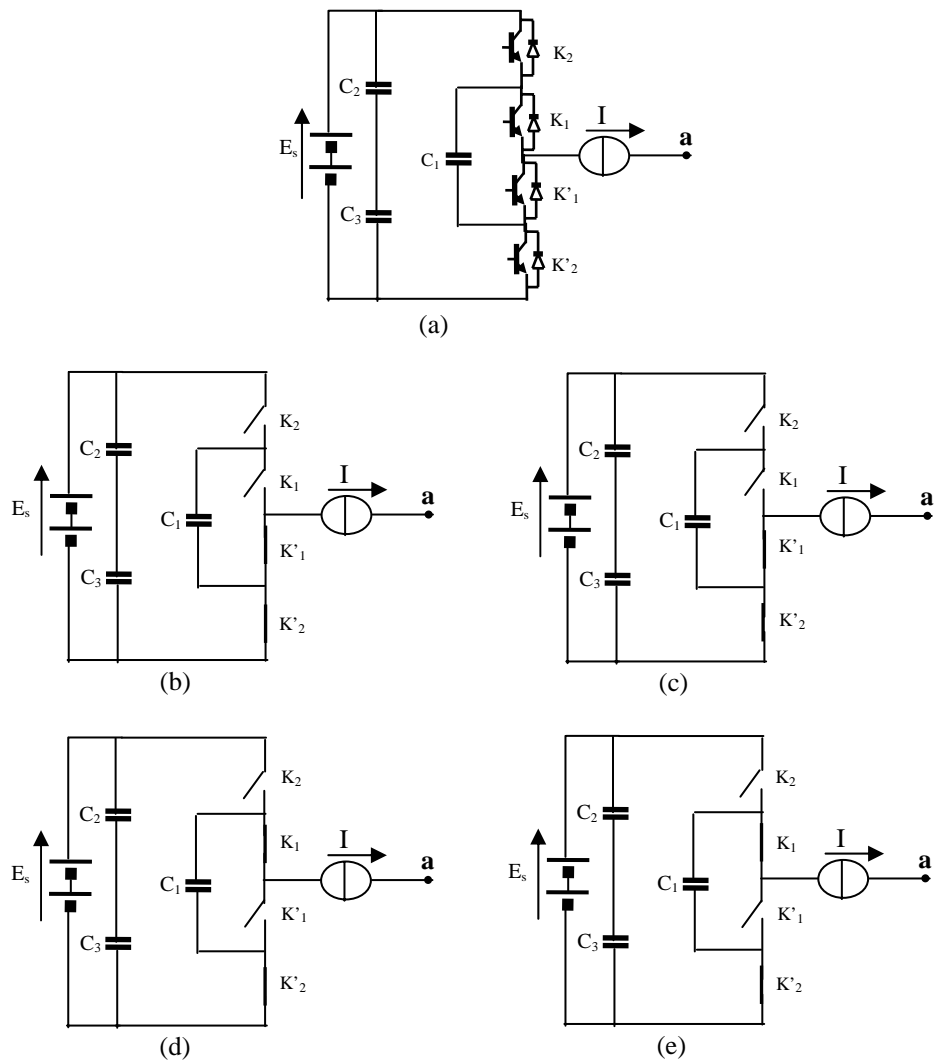


**Fig.I.3** : Cellule de commutation type tripôle.

Les deux interrupteurs de commutation de cette cellule fonctionnent de façon complémentaire afin d'assurer la continuité énergétique entre les deux sources.

La figure (I.4.a) illustre un bras d'onduleur à trois niveaux à cellules imbriquées.





**Fig.I.4 :** Etats principaux d'un bras d'onduleur à cellules imbriquées .

L'application stricte des règles d'interconnexion des sources avec les interrupteurs, conduit aux conditions suivantes : à l'intérieur de chaque paire ( $k_1$  et  $k'_1$ ,  $k_2$  et  $k'_2$ ), les interrupteurs doivent toujours être dans des états différents, ce qui impose directement l'existence d'une commutation commandée et d'une commutation spontanée. Chacune de ces paires forme une cellule de commutation. Cette nouvelle cellule de commutation peut alors être considérée comme l'imbrication de deux cellules de commutation élémentaires d'où le nom *onduleur à cellules imbriquées*.

En se basant, sur le principe et les conditions de fonctionnement présentés ci-dessus, la table d'excitation de cet onduleur (fig.I.4) est établie comme suit :

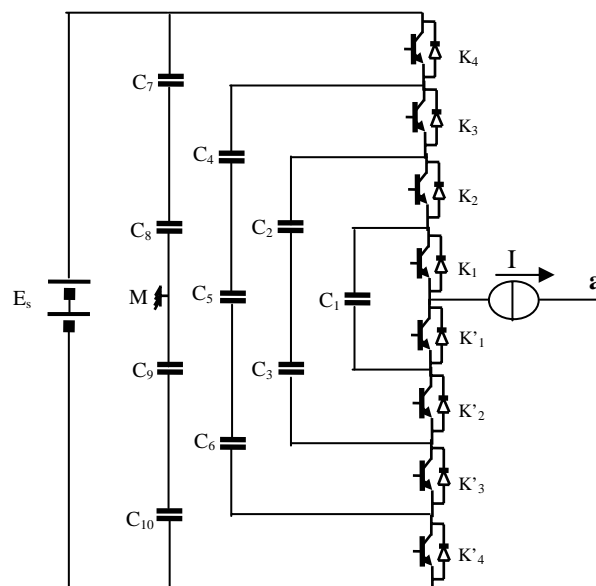
$V_{aM}$	$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B'_{k1}$	$B'_{k2}$
$E_c$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
$-E_c$	0	0	1	1

**Tab.I.1** : Table d'excitation d'un bras d'onduleur à trois niveaux à cellules imbriquées.

Cette architecture, peut être elle aussi généralisée à  $N$  niveaux (fig.I.10.b). Ceci nécessite  $(N-1).(N-2)/2$  capacités avec  $(N-1)$  sources continues et en plus de  $(N-1)$  paires d'interrupteurs par bras. Comme exemple d'application, la figure I.5 donne le schéma d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées, accompagné de sa table d'excitation des interrupteurs (tab.I.2).

Il faut noter que les propriétés de cette structure sont liées à l'utilisation de sources de tension auxiliaires:

- Situé au cœur de la cellule de commutation, son courant crête est égal au courant principal.
- Son amplitude est une fraction (non négligeable) de la tension principale.
- Son amplitude doit être proportionnelle à la source de tension principale.
- Elle doit dans bien des cas être continue.



**Fig.I.5** : schéma d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.

Grandeurs électriques	Etats des interrupteurs							
	B <sub>k4</sub>	B <sub>k3</sub>	B <sub>k2</sub>	B <sub>k1</sub>	B' <sub>k1</sub>	B' <sub>k2</sub>	B' <sub>k3</sub>	B' <sub>k4</sub>
2 E <sub>c</sub>	1	1	1	1	0	0	0	0
E <sub>c</sub>	1	1	1	0	1	0	0	0
E <sub>c</sub>	0	1	1	1	0	0	0	1
E <sub>c</sub>	1	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	1	0	0	1	0	1	1	0
0	0	1	1	0	1	0	0	1
0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0	1	0	1
-E <sub>c</sub>	0	0	1	1	0	1	1	1
-E <sub>c</sub>	1	0	0	0	1	1	1	0
-E <sub>c</sub>	0	1	0	0	1	1	0	1
-2E <sub>c</sub>	0	0	0	0	1	1	1	1

**Fig.I.2:** table d'excitation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées.

### I.3.3 Onduleur multiniveaux à diodes flottantes

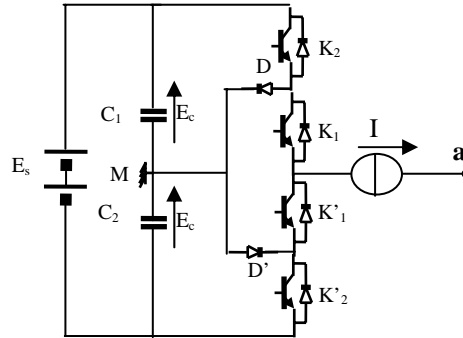
La mise en série de plus de deux interrupteurs ne pose pas en principe de problèmes supplémentaires. Elle ne fait que poser de manière plus contraignante le problème de mise en séries évoqué plus haut.

- Equilibrage statique des tensions.
- Synchronisation des commutations effectives : la complexité croît avec le nombre d'interrupteurs.

La structure des onduleurs à diodes flottantes traite elle aussi ces deux problèmes.

La figure I.6, présente le schéma d'un bras d'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes. Ce circuit possède deux sources de tension continues, avec deux diodes liées au point milieu. La

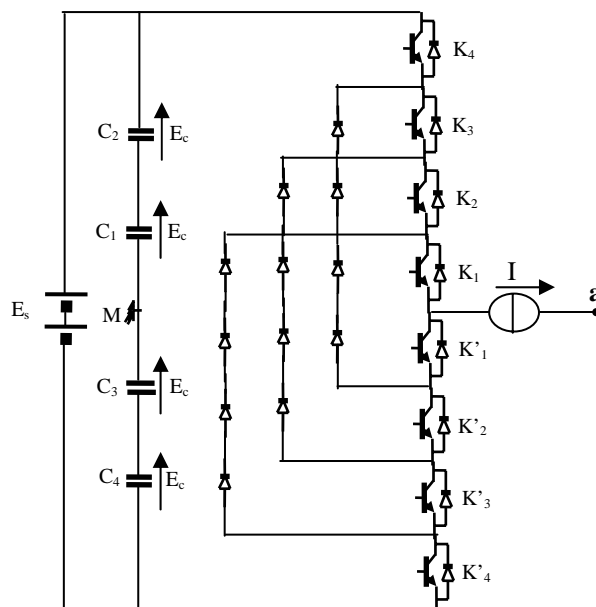
tension de sortie de cet onduleur possède trois niveaux intermédiaires  $E_c$ ,  $0$  et  $-E_c$ . pour avoir le niveaux  $E_c$ , on ferme les interrupteurs  $k_1$  et  $k_2$ . Le niveau  $0$  est obtenu quand ( $k_1$  et  $k'_1$ ) sont fermés. Quant au niveaux  $-E_c$ , il faut fermer ( $k'_1$  et  $k'_2$ ).



**Fig.I.6 :** Schéma d'un bras d'onduleur à trois niveaux à diode flottante.

Les deux diodes servent à partager la tension d'entrée entre les interrupteurs, pour assurer leur équilibrage en tension.

Cette nouvelle structure peut être généralisée pour  $N$  niveaux de tension (fig.I.10.c). Cela nécessite, en plus de  $(N-1)$  sources de tension continues,  $(N-1).(N-2)$  diodes simples et  $(N-1)$  paires d'interrupteurs bidirectionnels à semi-conducteurs. La figure I.7 montre l'architecture d'un bras d'onduleur à diodes flottantes pour  $N=5$ . Les états logiques de commande des interrupteurs pour cet onduleur sont donnés par le tableau I.3.



**Fig.I.7 :** schéma d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

Grandeurs électriques	Etats des interrupteurs			
	$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$
$V_{aM}$				
$2E_c$	1	1	1	1
$E_c$	1	1	1	0
0	1	1	0	0
$-E_c$	1	0	0	0
$-2E_c$	0	0	0	0

**Tab.I.3** : Table d'excitation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes.

Notons que pour cette structure, les problèmes d'implémentation et de minimisation des inductances dans les mailles de commutation deviennent préoccupants. De même, la mise en série de diodes commutant à la fréquence de découpage doit être maîtrisée.

### I.3.4 Onduleur multiniveaux mis en série (en cascade ou en H)

Afin d'améliorer les performances des convertisseurs du point de vue puissance et tension, une nouvelle topologie est introduite récemment [Mck 04]. Il s'agit d'un onduleur constitué d'une mise en série de cellules de commutations de tension d'entrée et de topologies différentes. Ces onduleurs sont connus sous le nom onduleur *multiniveaux en cascade*.

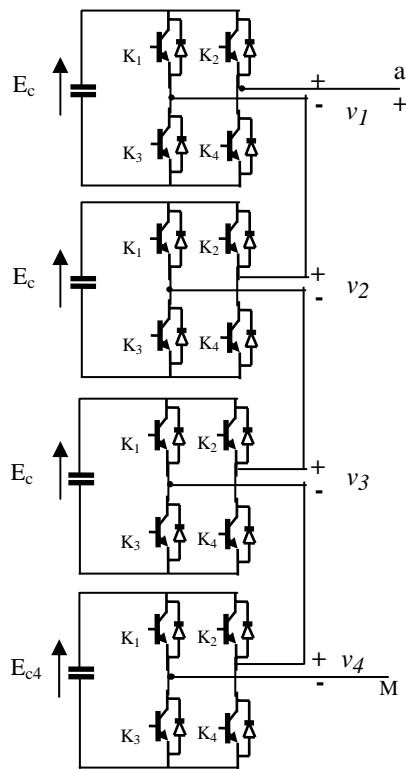
Cette structure présente deux grandes particularités : La simplicité de configuration, quelque soit le nombre de niveaux de la tension désirée à la sortie du convertisseur, et l'existence de modules d'onduleurs standards sur le marché. Cependant, elle nécessite des sources d'alimentation isolées galvaniquement ce qui lui limite encore son expansion industrielle.

Pour améliorer la résolution de ces convertisseurs sans augmenter le nombre de cellules, il est possible d'alimenter les cellules par des tensions d'entrées différentes [Mck 04] [Rob 02] [Pen 00] .

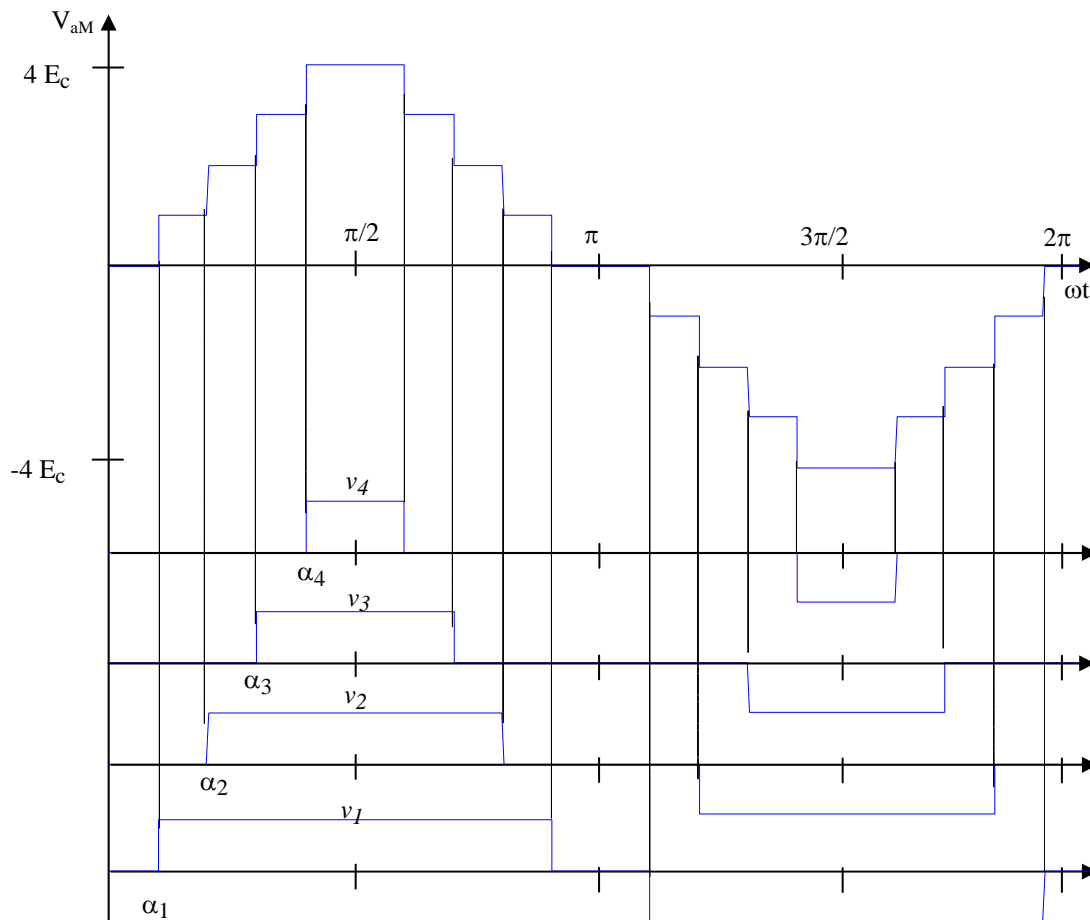
La figure I.8 donne le schéma de base d'une phase d'onduleur à neuf niveaux avec 4 cellules mises en cascade. Chaque cellule reçoit à son entrée une tension continue constante  $E_c$ . La tension à la sortie de l'onduleur est la résultante de toutes les sorties des cellules. Par conséquent, pour établir la table complète de commande des interrupteurs de telle structure, il suffit de définir celle qui donne tous les états de commande des interrupteurs d'une seule

cellule constituant l'onduleur en H. A la sortie donc nous avons une tension entre  $-4 E_c$  et  $4E_c$  (fig.I.9). Le tableau I.4 donne les états logiques des semi-conducteurs qui permettent à un onduleur de cette structure à produire  $N$  niveaux de tension (fig.I.10.d). Dont les cellules de base sont de même architecture. La table d'excitation des  $q$  cellules est indiquée par le tableau I.5.

L'avantage de cette architecture est qu'elle possède un nombre inférieur d'interrupteurs à celui des autres structures. De plus, elle ne nécessite pas des diodes ou des capacités auxiliaires comme dans le cas des onduleurs à diodes flottantes ou à cellules imbriquées. Plusieurs façons de mise en série peuvent être réalisées. En effet, les cellules de commutation peuvent être de topologies différentes (NPC, cellules imbriquées, diodes flottantes), pour améliorer la tension de sortie de l'onduleur. Cependant, pour les applications à haute tension et forte puissance, il est préférable d'utiliser les onduleurs à cellules imbriquées ou à diodes flottantes. Ceci est justifié par le fait que la structure en H nécessite des sources de tension physiquement séparables.



**Fig.I.8** : Onduleur multiniveaux en H avec quatre sources continues ( $q = 4$ ).



**Fig.I.9** : Tension de sortie d'un onduleur multiniveaux en H avec quatre sources continues.

Grandeurs électriques	Etats logiques des interrupteurs						
	Ond <sub>q</sub>	Ond <sub>(q-1)</sub>	Ond <sub>(q-2)</sub>	...	Ond <sub>3</sub>	Ond <sub>2</sub>	Ond <sub>1</sub>
V <sub>aM</sub>	1	1	1	...	1	1	1
qE <sub>c</sub>	1	1	1	...	1	1	1
(q-1)E <sub>c</sub>	0	1	1	...	1	1	1
(q-2)E <sub>c</sub>	0	0	1	...	1	1	1
⋮	⋮	⋮	⋮	...	⋮	⋮	⋮
3 E <sub>c</sub>	0	0	0	...	1	1	1
2 E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	1	1
E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	0	1
0	0	0	0	...	0	0	0
- E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	0	-1
-2 E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	-1	-1
-3 E <sub>c</sub>	0	0	0	...	-1	-1	-1
⋮	⋮	⋮	⋮	...	⋮	⋮	⋮
-(q-2) E <sub>c</sub>	0	0	-1	...	-1	-1	-1
-(q-1) E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	-1	-1
-q E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	0	-1

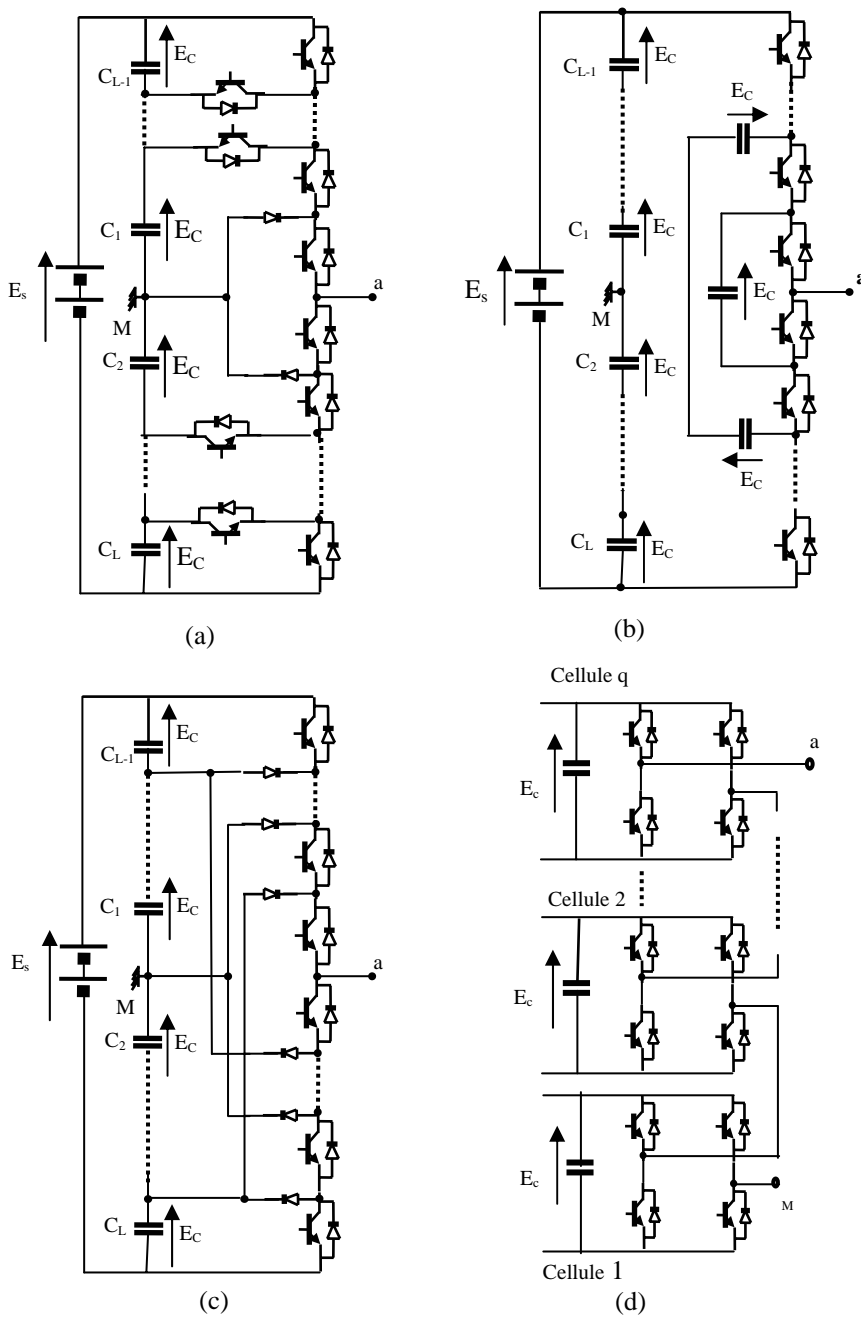
**Tab.I.4:** Table d'excitation d'un bras d'onduleur en cascade à  $N$  niveaux.

Ond <sub>i</sub>	B <sub>k1i</sub>	B <sub>k2i</sub>	B <sub>k3i</sub>	B <sub>k4i</sub>
1	1	0	0	1
0	1	0	1	0
0	1	0	1	0
-1	0	1	1	0

**Tab.I.5:** Table d'excitation d'une cellule d'un onduleur en cascade à  $N$  niveaux.

**N.B:**  $i = (1, 2, \dots, q)$  avec  $q$  le nombre de cellules par bras d'onduleur.





**Fig.1.10** : Différentes structures des onduleurs à  $N$  niveaux :  
 (a) à structure NPC, (b) à cellules imbriquées, (c) à diodes flottantes,  
 (d) à cellules en cascade

#### I.4 Application des onduleurs multiniveaux

Les onduleurs multiniveaux constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'applications les plus variés. Ils sont utilisés pour assurer la compensation d'harmoniques et de puissances réactive des charges alternatives. Par conséquent aident à améliorer leur facteur de puissance.

Dans le domaine du filtrage actif, les onduleurs multiniveaux permettent un fonctionnement à partir d'une tension réseau importante tout en garantissant une fréquence de découpage élevée. : Ceci est obtenu grâce à l'utilisation conjointe de plusieurs composants à semi-conducteurs ayant une tenue en tension inférieure à la tension du réseau considérée.

Notons que la plus large application connue de ces convertisseurs est sans doute celle de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. En effet, dès l'année 1997, une gamme d'onduleurs multiniveaux de forte puissance a été développée par l'équipe de *Jacques Courault*, chez CEGELEC. Cette gamme utilise des IGBT 3.3 KV qui constituent la plus forte tenue en tension. Elle est alors disponible et couvre les applications de 1 à 4.5 MVA avec des onduleurs bi et tricellulaires pour machines de tension efficace entre phase 2.4 KV et 3.3KV. Des applications jusqu'à 8 MVA peuvent être couvertes par divers associations de deux onduleurs. Dans sa version 4.5 MVA, l'onduleur est constitué de 3 cellules de commutation tricellulaires alimentées sous tension continue de service de 4.7 KV. Les semi-conducteurs de puissance sont des IGBT 3.3 KV, 1.2 KA commutant à 1.2 KHz. Le courant maximum délivré à la charge peut atteindre 800 A, sous une tension de 3.3 KV.

Les régulateurs de couples, de flux et de vitesse de ce variateur réutilisent des systèmes de commande développés pour les onduleurs à deux niveaux de ce constructeur.

Cette simplicité de mise en œuvre est due à trois principaux facteurs : les progrès réalisés sur les composants, les propriétés intrinsèques de la structure de conversion et enfin l'optimisation de la géométrie et du câblage des cellules de commutation.

Une seconde gamme d'onduleurs a été développée plus récemment par Alston Power Converter à Berlin. Cette gamme vise le marché des variateurs de vitesse pour des machines de 4.15 KV. Afin d'atteindre une telle tension et en tenant compte des marges de sécurité usuelles, la mise en série de trois cellules à IGBT de 4.5 KV à été choisie.

Toutes ces applications montrent que les onduleurs multiniveaux ne cessent de se développer. Leur champ d'application est en pleine expansion; affrontant d'autres domaines tels que : les centrales photovoltaïques,...etc.

## **I.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes topologies de la famille des onduleurs multiniveaux. Le principe de base de toutes ces topologies est l'association de plusieurs cellules de commutation à caractéristiques spécifiques.

Le développement d'architectures et de techniques basées sur la combinaison série/parallèle de semi-conducteurs est donc profitable à condition de résoudre deux principaux problèmes : l'équilibrage des tensions et la possibilité d'entrelacement des commandes. De cette étude, nous concluons que ces deux conditions sont satisfaites de différentes manières. Ce qui a donné naissance à plusieurs structures : structure NPC, à capacités flottantes, à diodes flottantes et la structure en H.

Nous avons vu aussi, le large domaine d'applications industrielles de ce type de convertisseurs. Le plus connue est celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

## **Chapitre II : Commande par la stratégie triangulo-sinusoïdale unipolaire d'un onduleur à N niveaux**

### **II.1 Introduction**

Les machines à courant alternatif sont souvent alimentées par des groupements d'onduleurs à deux ou à trois niveaux. Cependant, ces derniers sont limités en tension et en puissance. Afin de contourner ce problème, plusieurs structures de convertisseurs ont été proposées, notamment les onduleurs multiniveaux à structure NPC. L'alimentation des machines à courant alternatif de puissance par ce type d'onduleurs, permet non seulement de contrôler la tension et la fréquence de ces machines mais aussi, de réduire les contraintes sur les interrupteurs électroniques. De plus, le courant et la tension fournis ont un spectre de meilleur qualité [Blo 02 ].

Il est nécessaire d'établir la stratégie de commande de ces onduleurs de façon à générer une tension plus proche de la forme sinusoïdale. Pour cela différentes stratégies de modulation de largeurs d'impulsions ont été élaborées pour les onduleurs à deux et à trois niveaux dont la plus courante est la stratégie triangulo-sinusoïdale à cause de la simplicité de sa mise en œuvre [Man 96]. L'adaptation de cette technique aux onduleurs de niveaux supérieurs à deux est d'une grande diversité.

Dans ce chapitre, nous essayons d'étendre les notions connues pour la stratégie citée ci-dessus aux onduleurs à  $N$  niveaux. Pour cela, le début de ce chapitre est consacré à la description et à la modélisation d'un onduleur à  $N$  niveaux à structure NPC. Ensuite, pour la commande de ce dernier, nous développons l'algorithme général correspondant à la stratégie triangulo-sinusoïdale. L'analyse des performances de cet algorithme est réalisée à travers des tests effectués sur les onduleurs à trois, cinq, sept, neuf et onze niveaux.

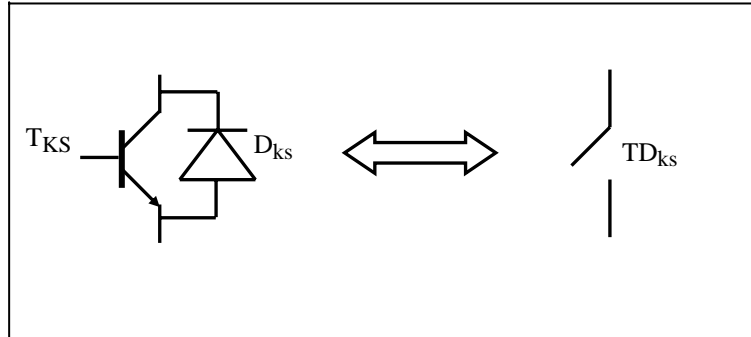
### **II.2 Modélisation de fonctionnement de l'onduleur à $N$ niveaux à structure NPC :**

L'onduleur triphasé à  $N$  niveaux à structure NPC est équivalent à une mise en série de  $(N-1)$  onduleurs à deux niveaux. Il contient  $(N-1)$  sources continues supposées égales. Cet onduleur est composé de trois bras identiques, constitué chacun de  $(N+1)$  interrupteurs en série et  $(N-3)$  autres en parallèle. L'obtention du zéro de la tension est assurée par les deux diodes  $D_{k0}$  et  $D_{k1}$ .

Chaque interrupteur est composé d'un transistor ( $T_{ks}$ ) et d'une diode ( $D_{ks}$ ) montés en tête bêche. Dans le but de réduire le nombre important des interrupteurs, et simplifier le

schéma de l'onduleur, on remplace chaque paire transistor-diode ( $T_{ks}$ - $D_{ks}$ ) par un seul interrupteur bidirectionnel ( $TD_{ks}$ ) supposé idéal (fig.II.1).

La représentation schématique de cet onduleur est donnée par la figure II.2.



**Fig.I.1** : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode .

Vue la symétrie de l'onduleur triphasé à  $N$  niveaux par rapport au point milieu de l'alimentation, la modélisation de ce dernier se fait par bras.

L'indice  $k$  de la numérotation de chaque interrupteur, représente la phase considérée (1, 2, 3).

L'indice  $s$  indique le numéro de l'interrupteur (de 1 à  $N_a$ ) ; en haut comme en bas. Avec :

$$N_a = (N - 1) / 2 \quad (\text{II.1})$$

$N$  étant le nombre de niveau de l'onduleur .

Chaque cellule de l'onduleur est reliée à une tension continue  $E_c$ , liée à la tension totale  $E_s$  d'entrée de l'onduleur par la relation suivante :

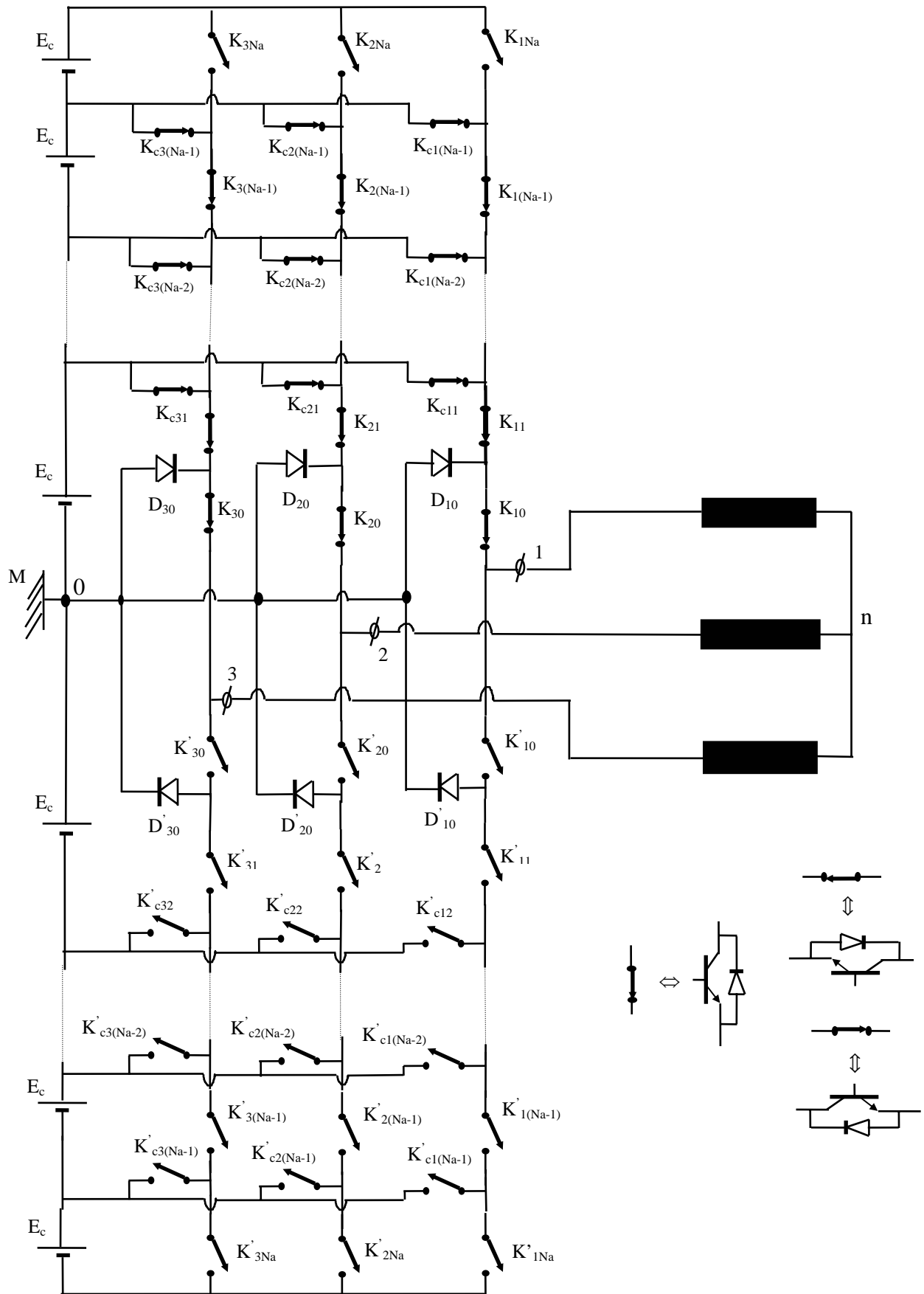
$$E_c = E_s / (N - 1) \quad (\text{II.2})$$

Les liaisons adéquates, entre les interrupteurs  $T_{ks}$ ,  $D_{ks}$ ,  $D_{k0}$  et  $D_{kl}$  avec les sources continues, permettent de délivrer les  $N$  niveaux suivant de la tension du bras de cet onduleur :

$$-N_a E_c, -(N_a - 1) E_c, -(N_a - 2) E_c, \dots, -E_c, 0, E_c, \dots, (N_a - 2) E_c, (N_a - 1) E_c, N_a E_c \quad (\text{II.3})$$

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

- La tension totale de l'onduleur  $E_s$  est constante et parfaitement lissée.
- 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.



**Fig.1.2** Schéma d'un onduleur à structure NPC à  $N$  niveaux

## II.3 Commande de l'onduleur à $N$ niveaux par la stratégie triangulo- sinusoïdale

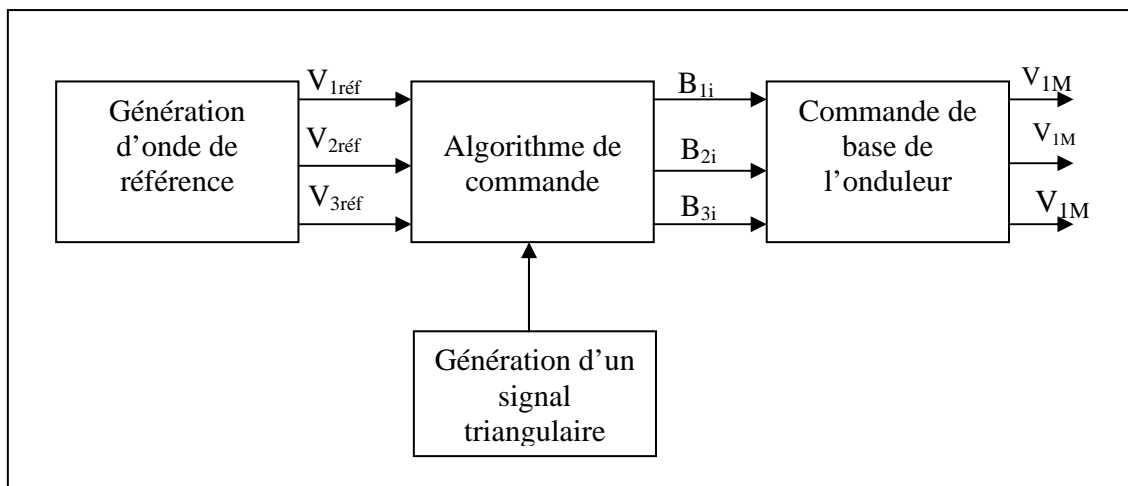
La forte évolution connue dans l'application des onduleurs multiniveaux est due, d'une part, au développement des composants à semi-conducteurs, et d'autre part, à l'utilisation des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions. La commande par la stratégie triangulo-sinusoïdale est la plus courante pour les onduleurs à deux et à trois niveaux.

Comme l'onduleur à  $N$  niveaux est équivalent à une mise en série de  $(N-1)/2$  onduleurs à deux niveaux, les stratégies de commande développées pour ces derniers, peuvent être étendues à l'onduleur à  $N$  niveaux.

### II.3.1 Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale

Dans cette partie, est développée la stratégie triangulo-sinusoïdale pour la commande de l'onduleur à  $N$  niveaux. Cette commande est très connue pour les onduleurs à deux et à trois niveaux. Son principe consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence, appelée aussi modulante (généralement sinusoïdale et qui représente l'image de la tension désirée), avec une ou plusieurs porteuses. La forme de la porteuse est souvent triangulaire, d'où l'appellation triangulo – sinusoïdale.

La figure II.3 représente le principe de cette stratégie pour un système triphasé.



**Fig.II.3** : Principe de la technique triangulo – sinusoïdale .

#### II.3.1.1 Caractéristique de la modulation

Les tensions de référence, qui permettent d'obtenir un système triphasé équilibré, sont de forme sinusoïdales :

$$\begin{cases} V_{1réf} = V_{\max} \sin(\omega t) \\ V_{2réf} = V_{\max} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{3réf} = V_{\max} \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Deux paramètres caractérisent la modulation :

- L'indice de modulation  $m$  est le rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f$  de la référence sinusoïdale:

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.5})$$

- Le taux de modulation  $r$ , est le rapport de l'amplitude  $V_{\max}$  de la tension sinusoïdale à  $N_a$  fois la valeur crête de la porteuse triangulaire :

$$r = \frac{V_{\max}}{N_a E_c} \quad (\text{II.6})$$

En exploitant les relations (II.1) et (II.2), l'expression (II.6) de  $r$  se réduit à :

$$r = \frac{2V_{\max}}{E_s} \quad (\text{II.7})$$

Dans le cas où la commande est synchrone ( $m$  est entier), l'expression de la porteuse initiale  $P_o$  est décrite sur une période  $T_p$  par :

$$\begin{cases} \frac{2U_{pm}}{T_p} t & \text{pour } (0 \leq t \leq T_p/2) \\ -\frac{2U_{pm}}{T_p} (t - \frac{T_p}{2}) + E_c & \text{pour } (T_p/2 \leq t \leq T_p) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Où  $U_{pm}$  désigne l'amplitude la porteuse ( $U_{pm} = E_c$ ).

Les instants de commutation des interrupteurs, sont déterminés par la comparaison des  $(N-1)$  porteuses avec la modulante (fig.I.4). Ces dernières, peuvent être exprimées en fonction de la porteuse initiale par:

$$P_i(i) = P_o + D_c(i).E_c \quad \text{pour } (1 \leq i \leq 2N_a) \quad (\text{II.9})$$

Le vecteur  $D_c$  est de dimension  $2N_a$ , il permet d'introduire le décalage verticale des  $(N-1)$  porteuses. Pour bien comprendre son rôle, sont donnés quelques exemples :

$$\text{Pour } N=3, D_c = [0, -1];$$

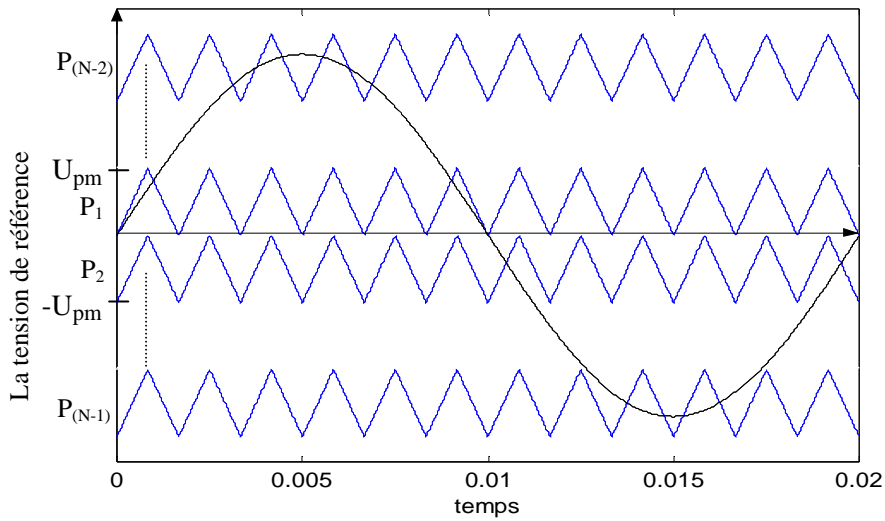
$$\text{Pour } N=5, D_c = [1, 0, -1, -2];$$

$$\text{Pour } N=7, D_c = [2, 1, 0, -1, -2, -3];$$

L'expression générale du vecteur  $D_c$  est donc la suivante :



$$D_c = [(N_a - 1), (N_a - 2), \dots, 1, 0, -1, \dots, -(N_a - 2), -(N_a - 1), -N_a] \quad (\text{II.10})$$



**Fig.II.4 :** La référence et les  $(N-1)$  porteuses triangulaires pour un onduleur à  $N$  niveaux

### II.3.1.2 Algorithme de commande

L'analyse topologique d'un bras  $k$  de l'onduleur montre qu'il existe  $(N+2)$  configurations possibles. Les valeurs de la tension du bras  $V_{KM}$  que l'onduleur à  $N$  niveaux peut générer ainsi que les états correspondants des interrupteurs sont données au tableau II.1 ainsi que. Les interrupteurs supérieurs du bras fonctionnent de façon complémentaire avec ceux inférieur du bas.

Tension du bras	Etats logiques des interrupteurs											
	B <sub>k0</sub>	B <sub>k1</sub>	B <sub>k2</sub>	.....	B <sub>k(N<sub>a</sub>-1)</sub>	B <sub>kN<sub>a</sub></sub>	B' <sub>k0</sub>	B' <sub>k1</sub>	B' <sub>k2</sub>	.....	B' <sub>k(N<sub>a</sub>-1)</sub>	B' <sub>kN<sub>a</sub></sub>
I <sub>k</sub> =0	0	0	0	...	0	0	0	0	0	...	0	0
N <sub>a</sub> E <sub>c</sub>	1	1	1	...	1	1	0	0	0	...	0	0
(N <sub>a</sub> -1) E <sub>c</sub>	1	1	1	...	1	0	0	0	0	...	0	0
....	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
2 E <sub>c</sub>	1	1	1	...	0	0	0	0	0	...	0	0
E <sub>c</sub>	1	1	0	...	0	0	0	0	0	...	0	0
0et V <sub>1réf</sub> >0	1	0	0	...	0	0	0	0	0	...	0	0
0et V <sub>1réf</sub> <0	0	0	0	...	0	0	1	0	0	...	0	0
- E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	0	1	1	0	...	0	0
-2 E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	0	1	1	1	...	0	0
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
-(N <sub>a</sub> -1) E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	0	1	1	1	1	1	0
- N <sub>a</sub> E <sub>c</sub>	0	0	0	...	0	0	1	1	1	1	1	1

**Tab.II.1** : Valeur de la tension du bras  $V_{kM}$  et états logiques des interrupteurs, pour un onduleur à  $N$  niveaux .

Avec  $B_{ks}$  et  $B'_{ks}$  sont des commandes de base des transistors  $T_{ks}$  et  $T'_{ks}$  situés sur la branche horizontale (en parallèle).

L'algorithme général de la stratégie triangulo – sinusoïdale appliquée à l'onduleur à  $N$  niveaux est comme suit :

Pour :  $1 \leq i \leq 2 N_a$

$$\begin{aligned}
& \text{Si } V_{1réf} \geq P_1(i) ; S_{p1}(i) = -N_a + I ; \text{ sinon } S_{p1}(i) = -N_a + (i-1) ; \\
& \text{Si } V_{2réf} \geq P_1(i) ; S_{p2}(i) = -N_a + I ; \text{ sinon } S_{p2}(i) = -N_a + (i-1) ; \\
& \text{Si } V_{3réf} \geq P_1(i) ; S_{p3}(i) = -N_a + I ; \text{ sinon } S_{p3}(i) = -N_a + (i-1) ;
\end{aligned} \tag{II.11}$$

Les tensions du bras en valeur relative ( $S_{1N_a}, S_{2N_a}, S_{3N_a}$ ) sont exprimées en fonction des états logiques intermédiaires ( $S_{p1}, S_{p2}, S_{p3}$ ) par:

$$\begin{cases}
S_{1N_a} = \sum_{i=1}^{2 \cdot N_a} S_{p1}(i) \\
S_{2N_a} = \sum_{i=1}^{2 \cdot N_a} S_{p2}(i) \\
S_{3N_a} = \sum_{i=1}^{2 \cdot N_a} S_{p3}(i)
\end{cases} \tag{II.12}$$

Les tensions  $V_{1M}, V_{2M}$  et  $V_{3M}$  à la sortie des trois bras sont :

$$\begin{cases} V_{1M} = S_{1N_a} E_c \\ V_{2M} = S_{21N_a} E_c \\ V_{3M} = S_{3N_a} E_c \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Sachant que le neutre du récepteur est isolé la tension entre le neutre  $n$  et le point milieu  $M$  de la source continue  $V_{nM}$  s'écrit sous la forme suivante :

$$V_{nM} = - (V_{1M} + V_{2M} + V_{3M}) \cdot 1/3 \quad (\text{II.14})$$

Par conséquent, le système d'équations suivant, donne les tensions simples aux bornes du récepteur triphasé en fonction des tensions des trois bras  $V_{1M}$ ,  $V_{2M}$  et  $V_{3M}$  :

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1M} \\ V_{2M} \\ V_{3M} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

### II.3.2 Application aux onduleurs multiniveaux

Pour l'application de l'algorithme développé ci-dessus aux différents niveaux d'onduleurs, il suffit de substituer le nombre  $N$  relatif au convertisseur étudié. Ensuite, déterminer le paramètre  $N_a$  ainsi que le nombre d'interrupteurs en série et en parallèle permettant de construire l'onduleur. Après cette phase de calcul, les expressions des porteuses nécessaires à la commande (II.9) sont déterminées en utilisant le vecteur de décalage vertical (II.10). A la fin, les relations générales (II.11) (II.12), (II.13) et (II.15) sont utilisées pour générer la tension en MLI à la sortie de l'onduleur.

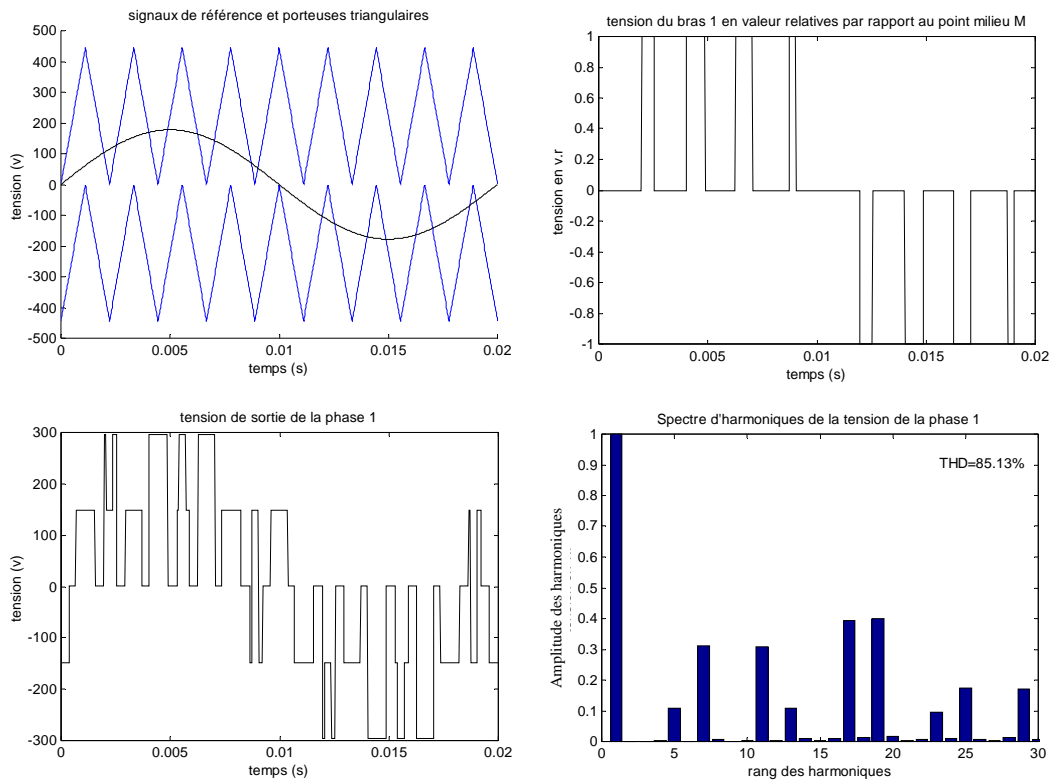
Dans cette étude, les résultats de simulations, sont obtenus pour les niveaux  $N=(3, 5, 7, 9, 11)$ , en considérant que la tension d'entrée de l'onduleur  $E_s$  est maintenue constante à 889 V et que les caractéristiques de modulation sont fixées aux valeurs suivantes :

$$r = (0,4, 0,7) \quad \text{et} \quad m = (9, 21)$$

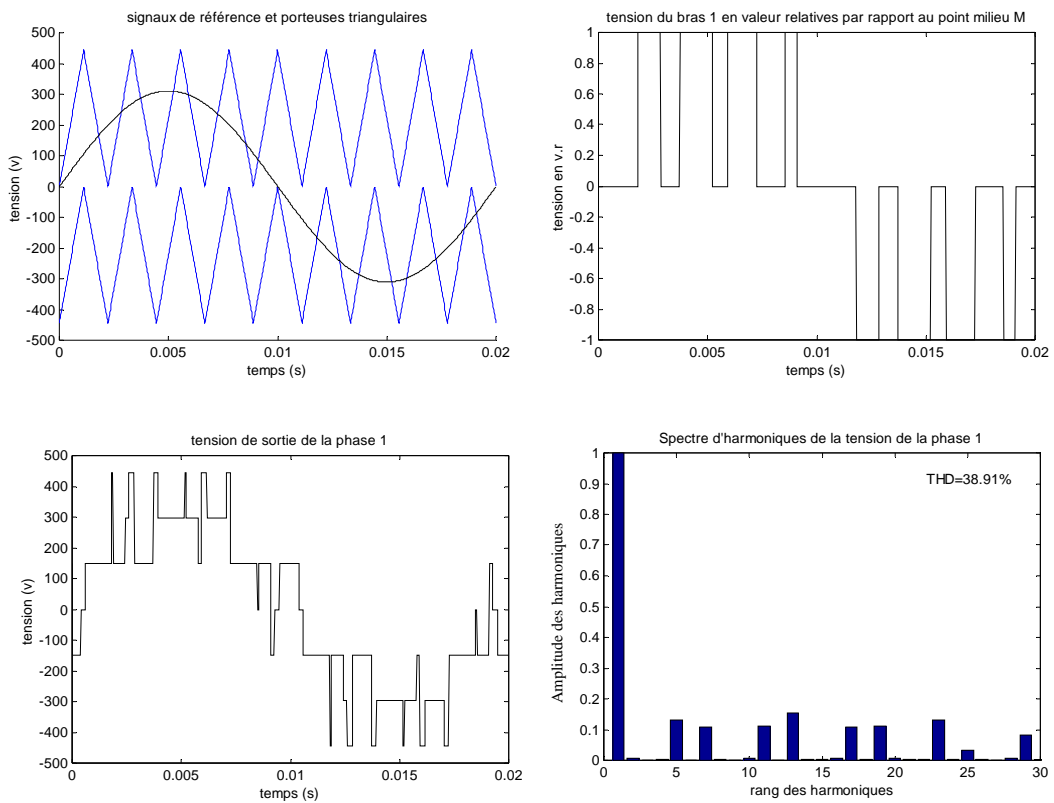
Les formes de tensions à la sortie de l'onduleur, pour les différentes valeurs de  $r$  et  $m$ , accompagnées par leurs spectres d'harmoniques ainsi que par les signaux de références et les porteuses triangulaires qui ont contribué à leur génération, sont illustrés aux figures de (II.5) jusqu'à (II.24).

Des résultats obtenus par la stratégie triangulo-sinusoidale pour  $N=(3, 5, 7, 9, 11)$  on tire les remarques suivantes :

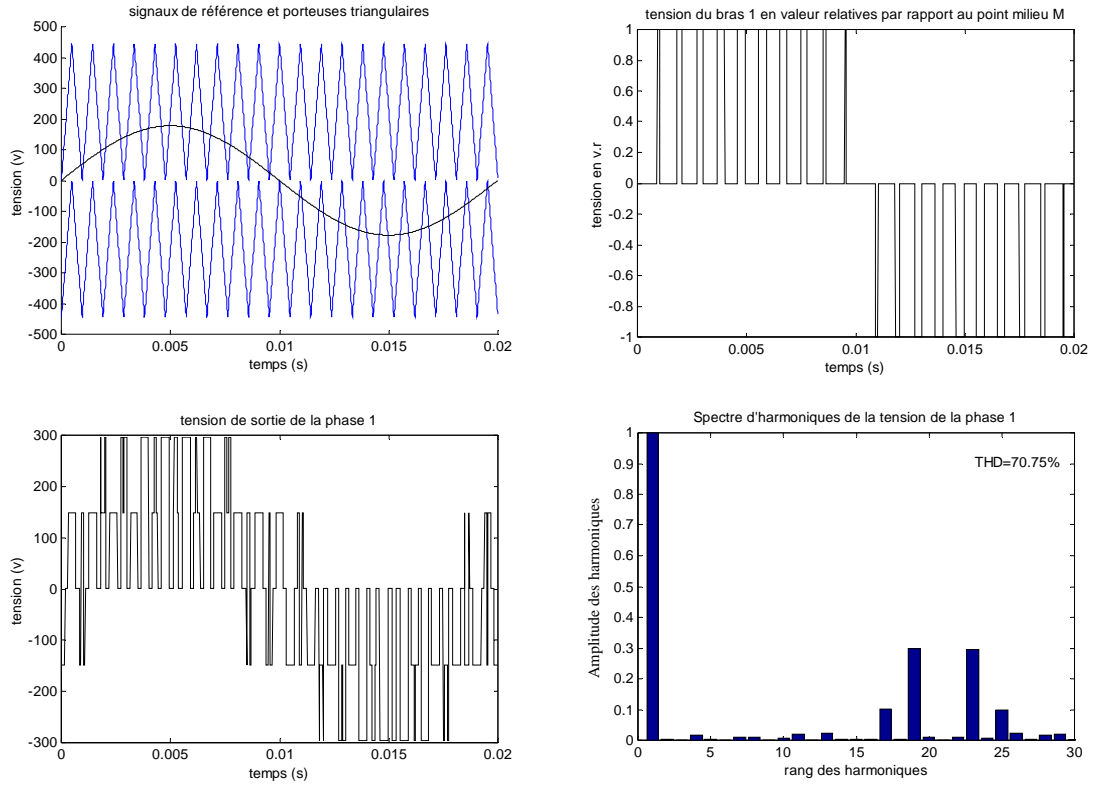
- L'augmentation de l'indice de modulation pour tous les onduleurs étudiés permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées ce qui facilite leur filtrage par la machine à courant alternatif.
- L'augmentation du nombre de niveaux  $N$  fait diminuer nettement l'amplitude des harmoniques rapportés au fondamental.
- Les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont nuls.
- Le taux d'harmoniques diminue quand le facteur de modulation  $r$  augmente.



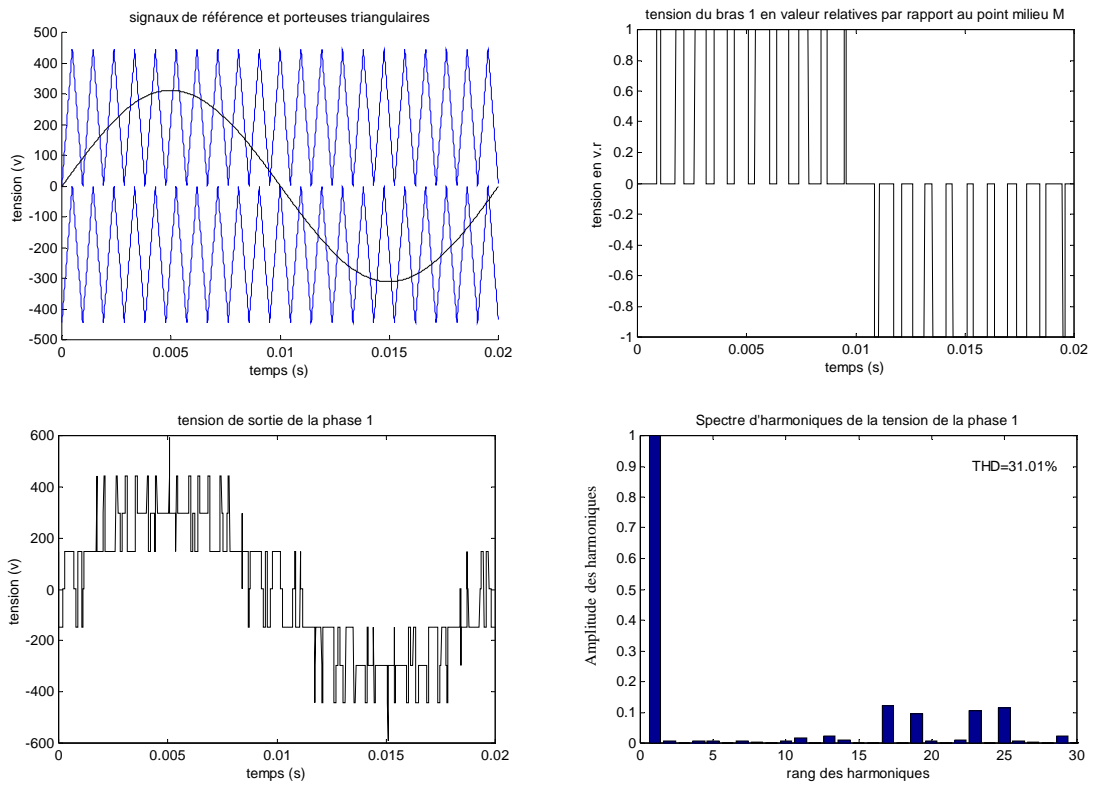
**Fig.II.5 :**  $(N=3, m=9, r=0.4)$



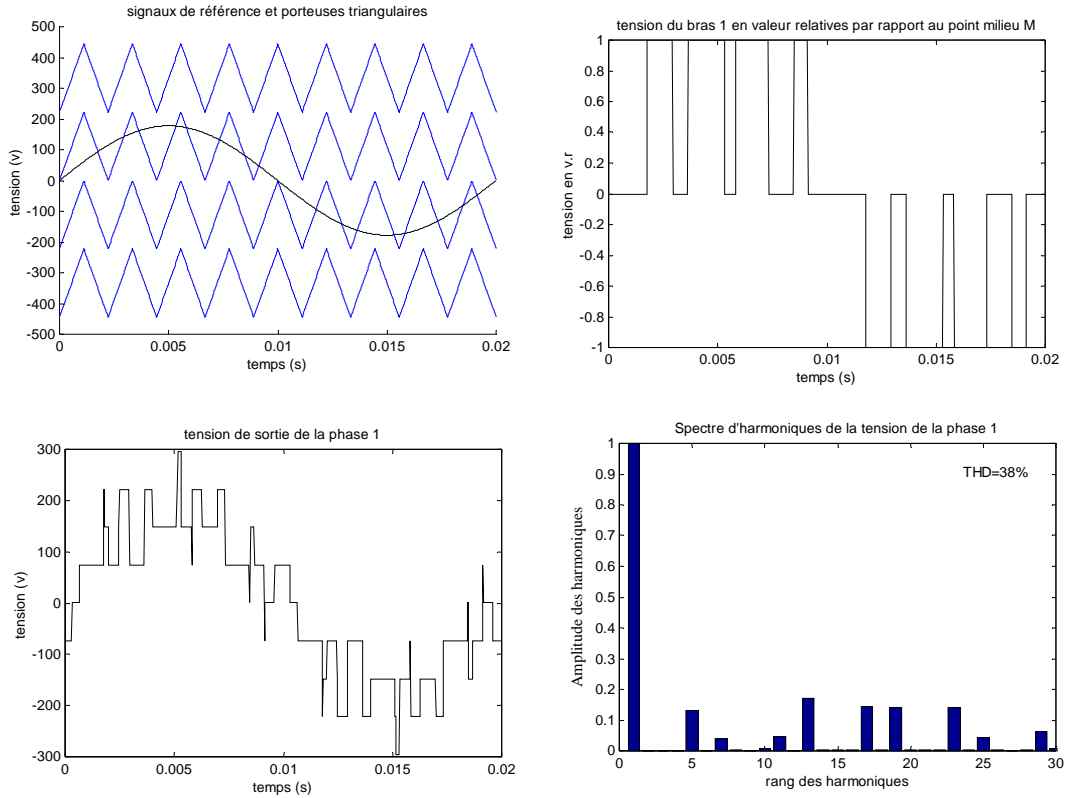
**Fig.II.6 :**  $(N=3, m=9, r=0.7)$



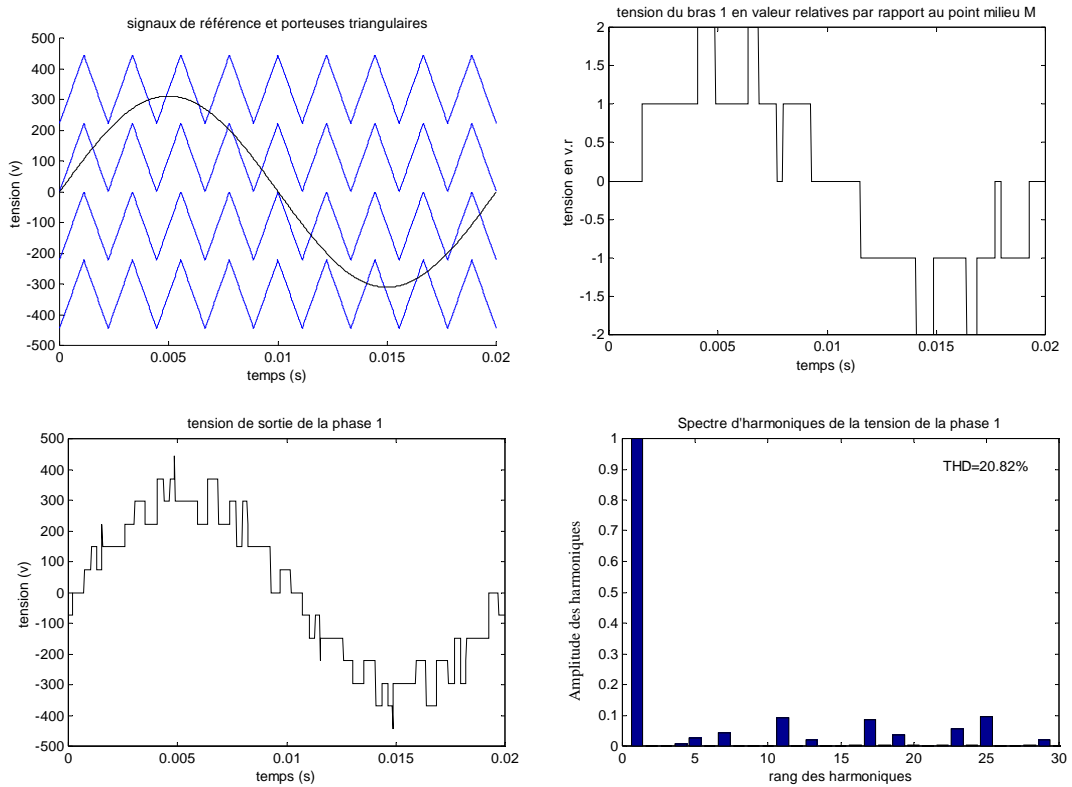
**Fig.II.7 :** ( $N=3$ ,  $m=21$ ,  $r=0.4$ )



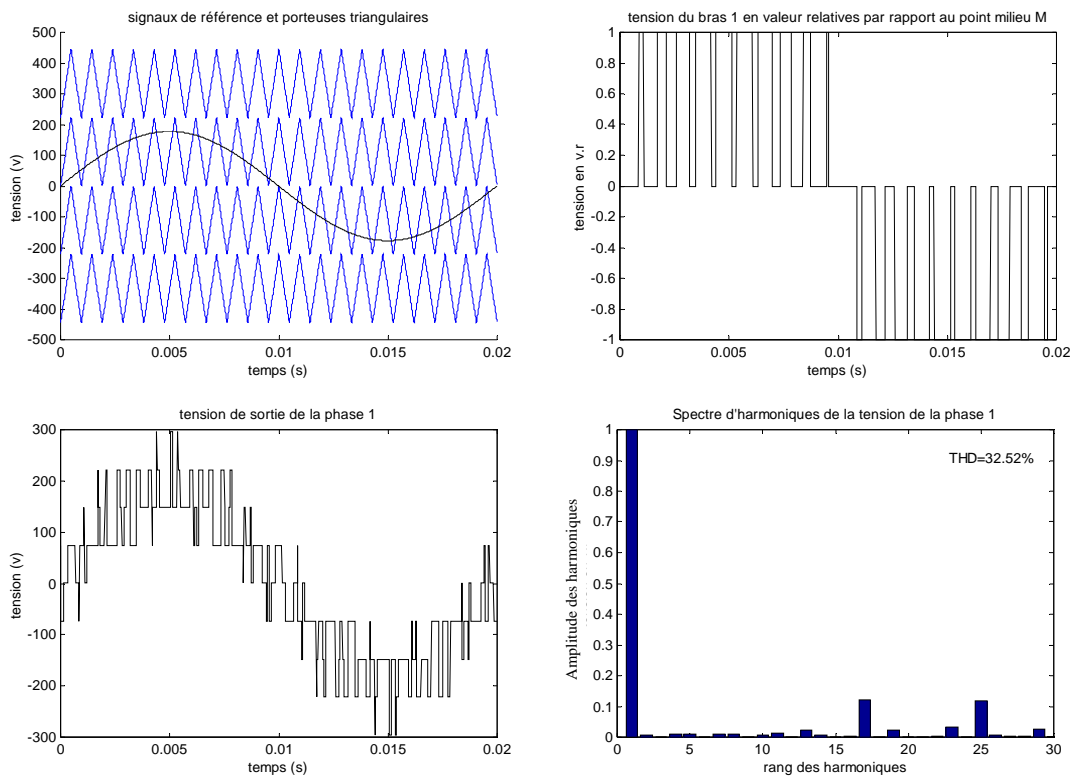
**Fig.II.8 :** ( $N=3$ ,  $m=21$ ,  $r=0.7$ )



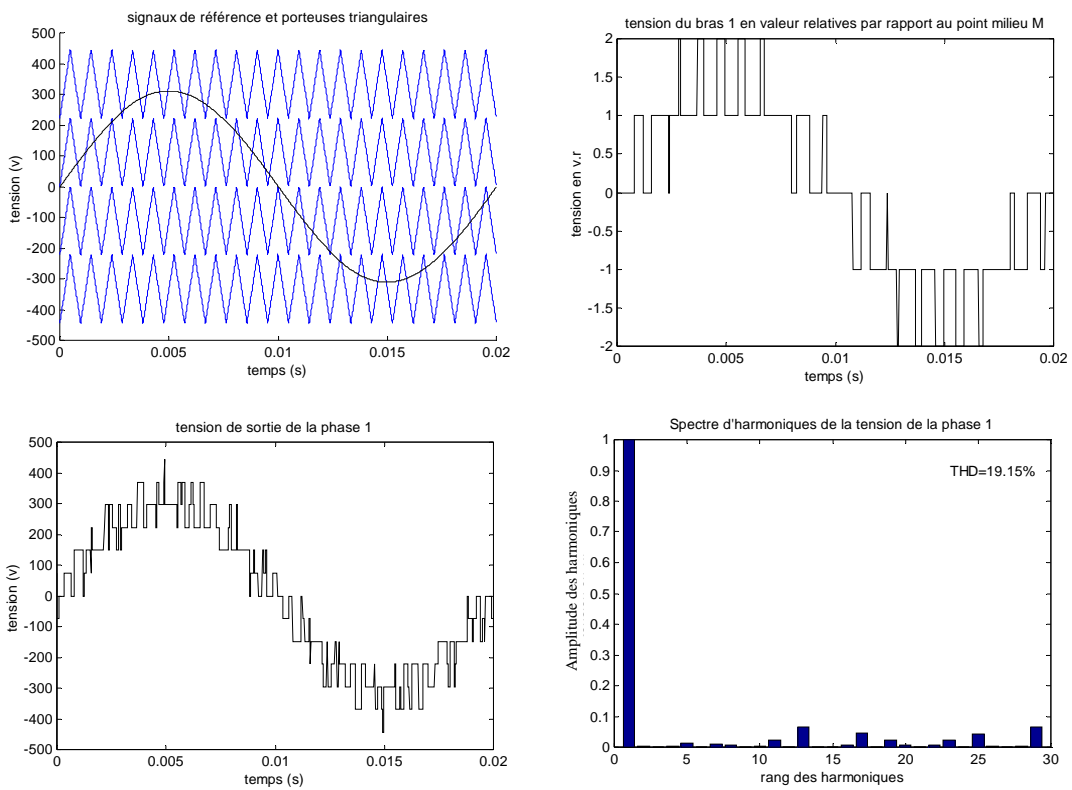
**Fig.II.9 :** ( $N=5$ ,  $m=9$ ,  $r=0.4$ )



**Fig.II.10:** ( $N=5$ ,  $m=9$ ,  $r=0.7$ )

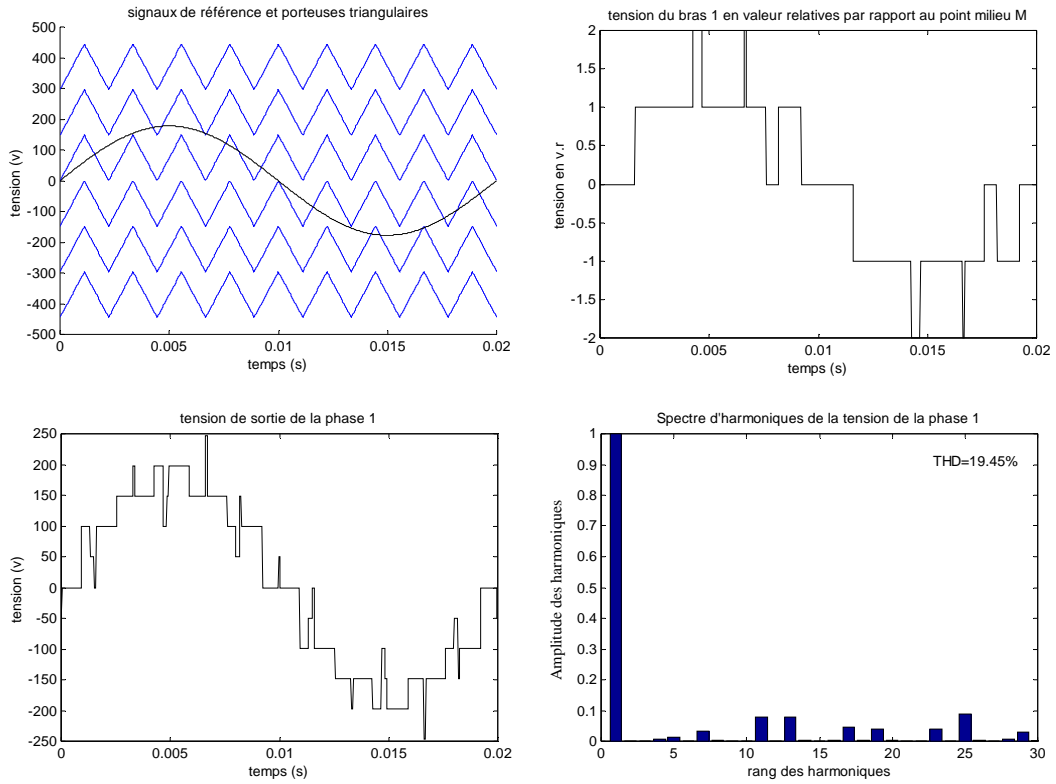


**Fig.II.11:** ( $N=5$ ,  $m=21$ ,  $r=0.4$ )

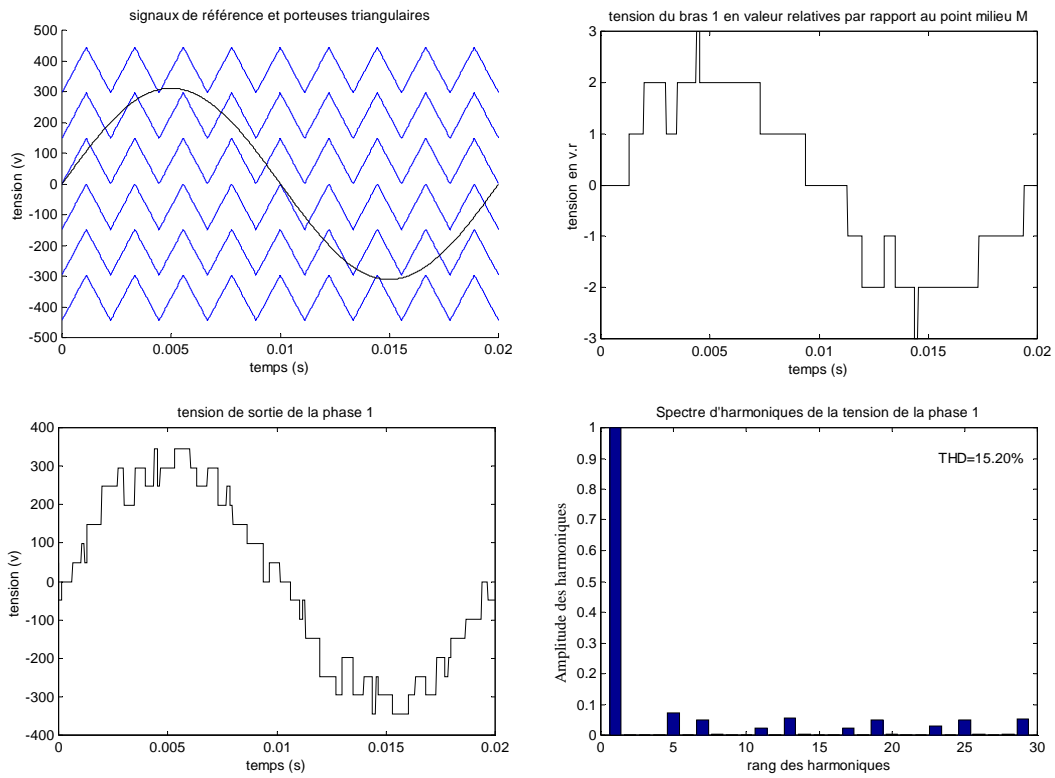


**Fig.II.12:** ( $N=5$ ,  $m=21$ ,  $r=0.7$ )

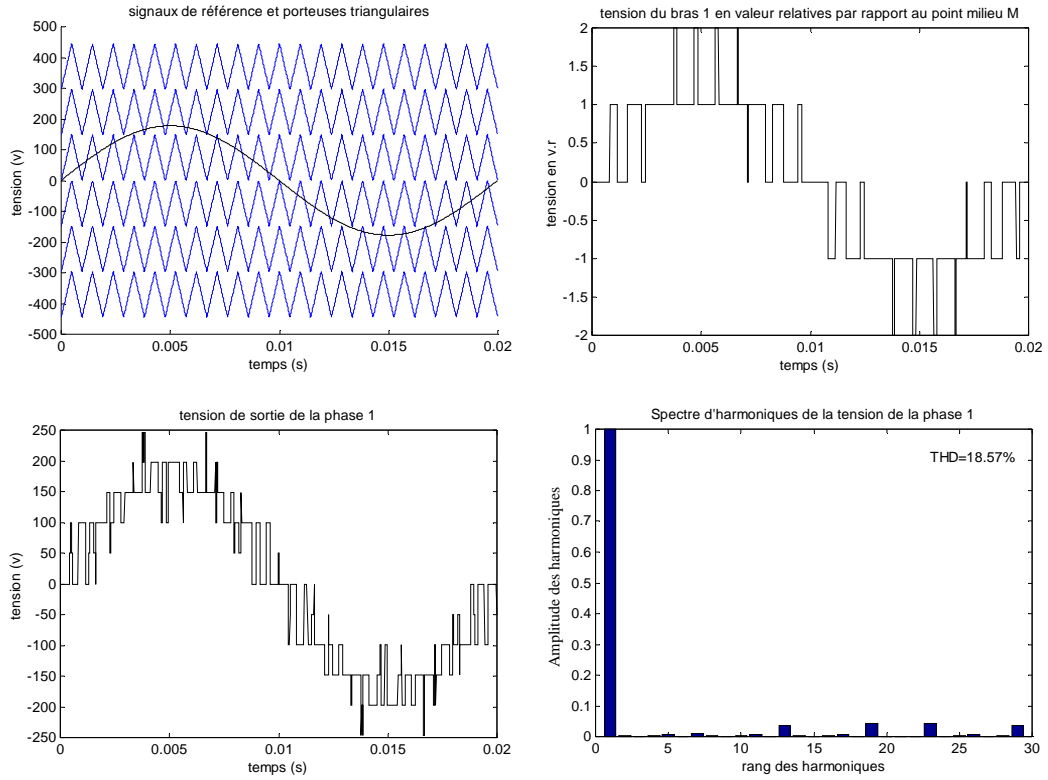




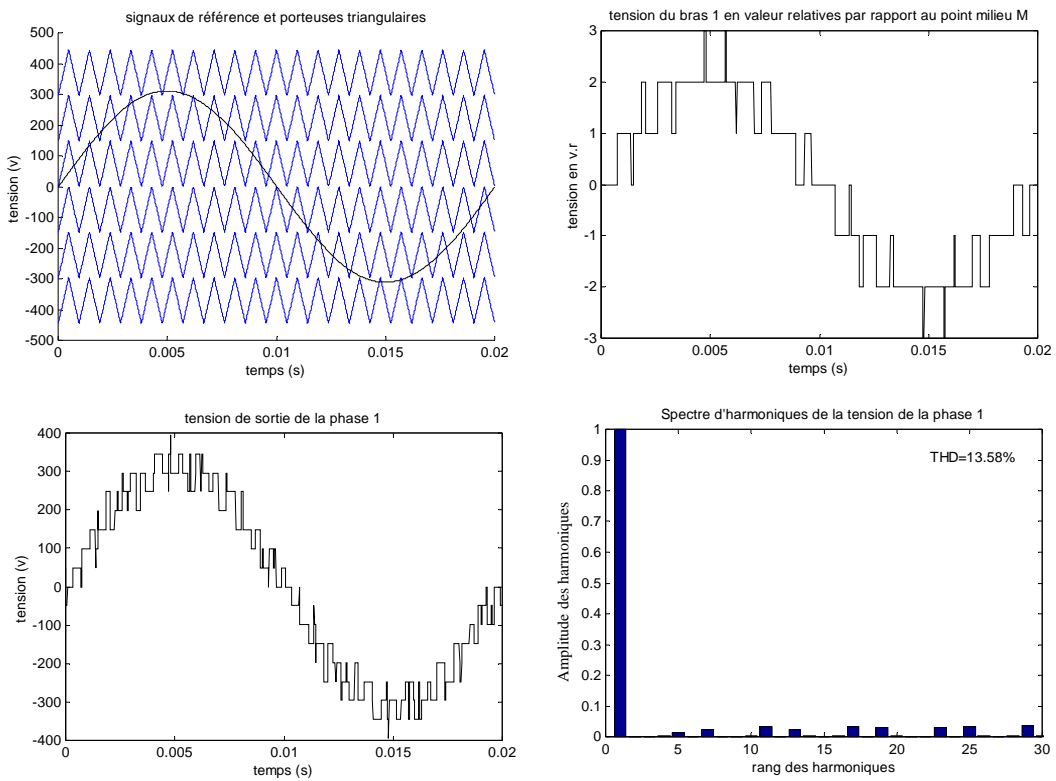
**Fig.II.13:** ( $N=7, m=9, r=0.4$ )



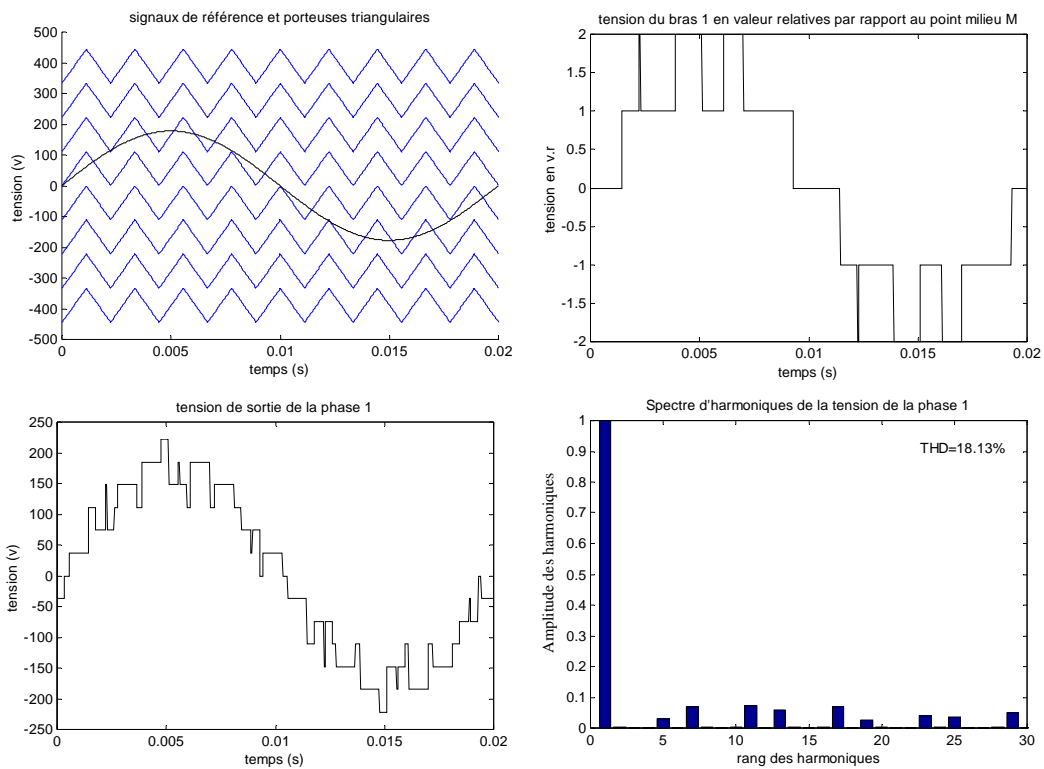
**Fig.II.14:** ( $N=7, m=9, r=0.7$ )



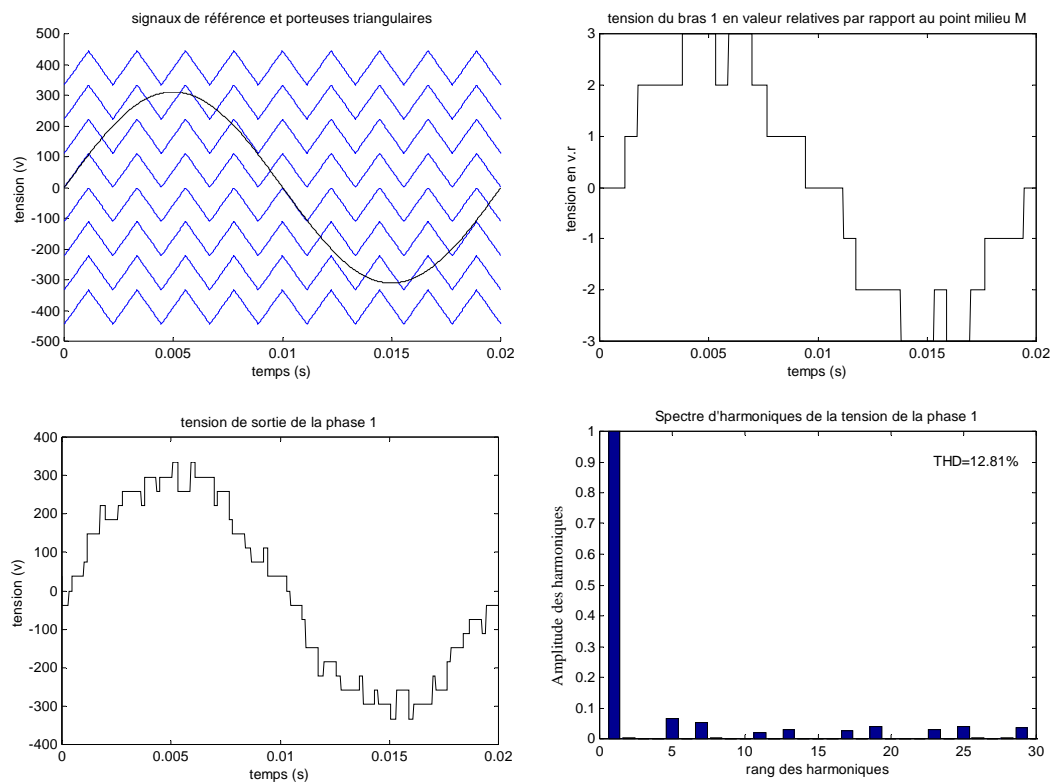
**Fig.II.15:** ( $N=7$ ,  $m=21$ ,  $r=0.4$ )



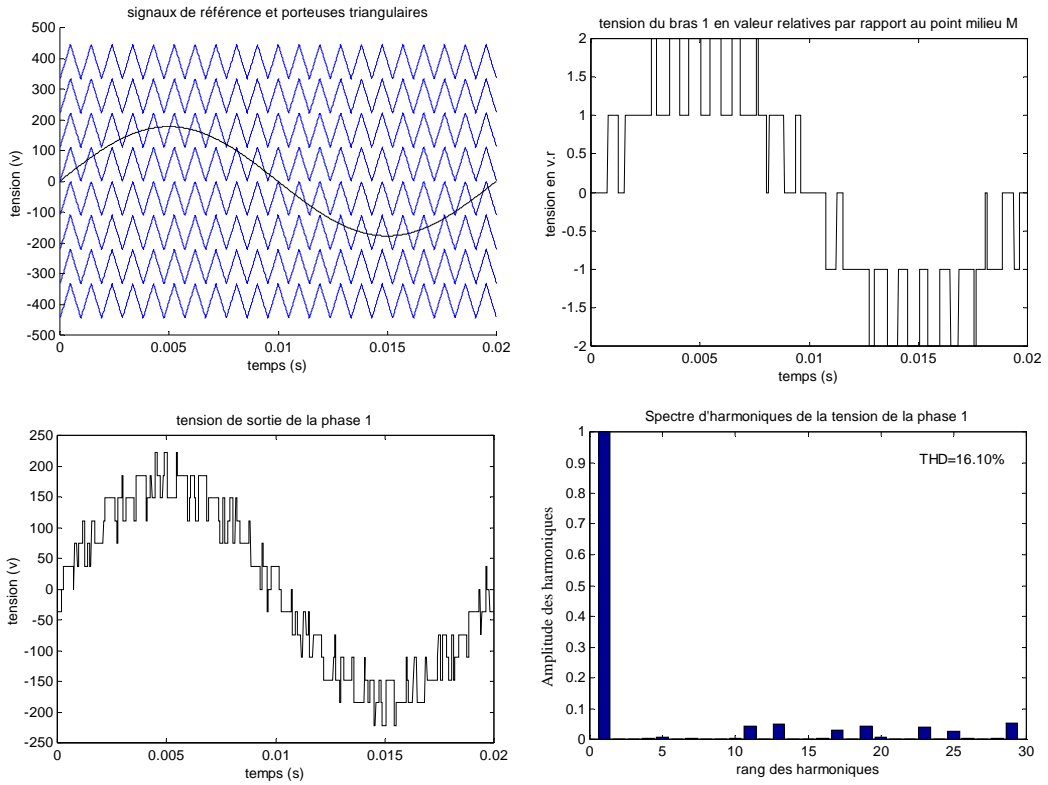
**Fig.II.16:** ( $N=7$ ,  $m=21$ ,  $r=0.7$ )



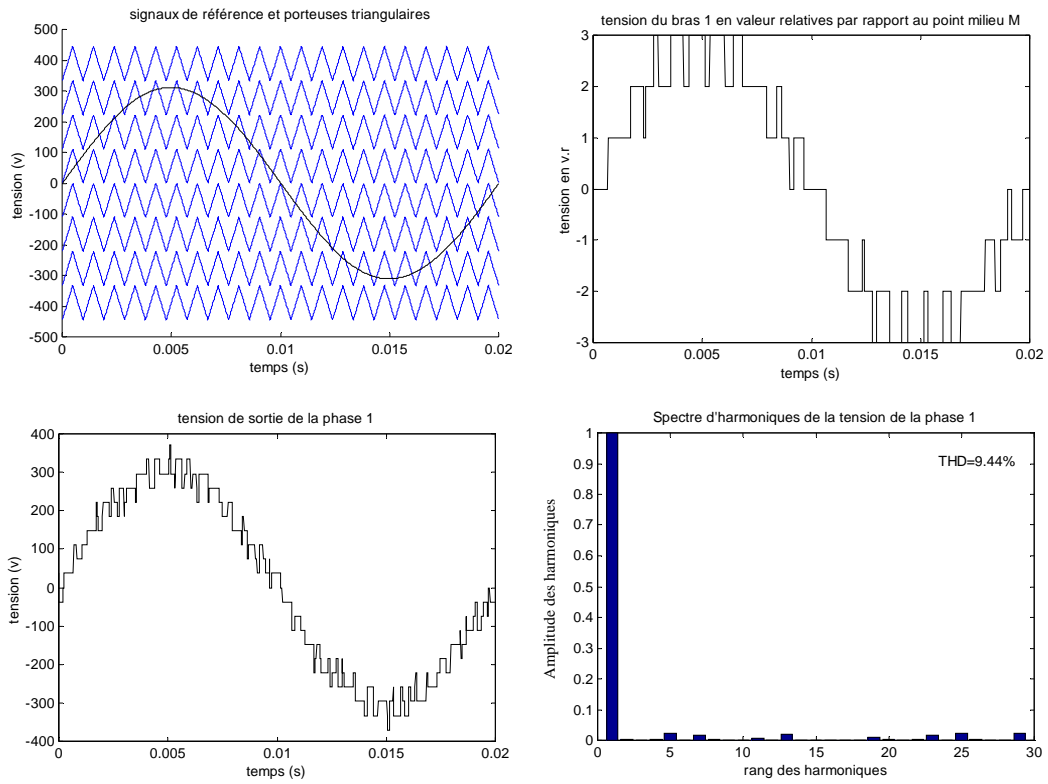
**Fig.II.17:** ( $N=9, m=9, r=0.4$ )



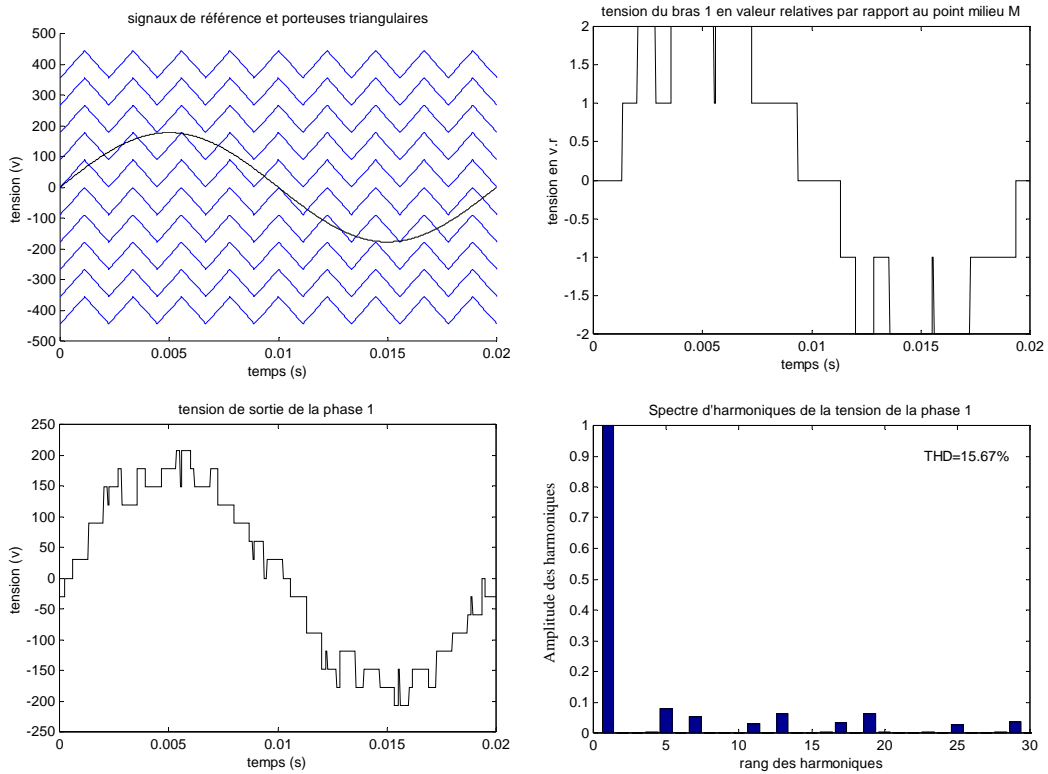
**Fig.II.18:** ( $N=9, m=9, r=0.7$ )



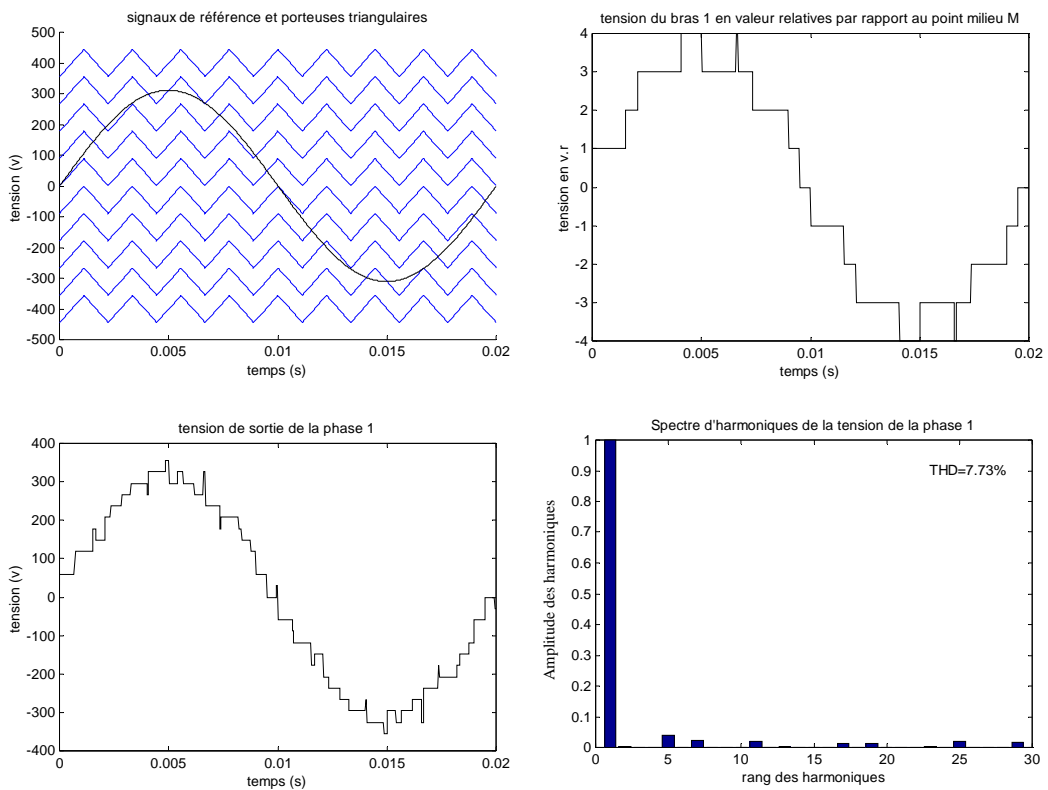
**Fig.II.19:** ( $N=9$ ,  $m=21$ ,  $r=0.4$ )



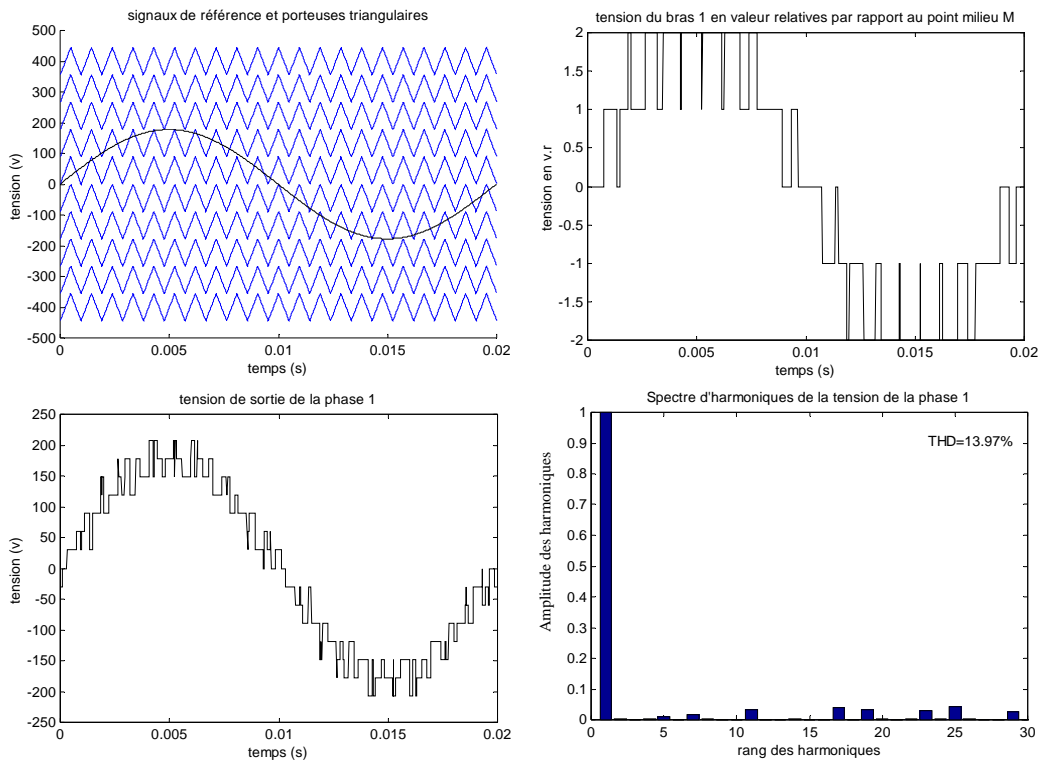
**Fig.II.20:** ( $N=9$ ,  $m=21$ ,  $r=0.7$ )



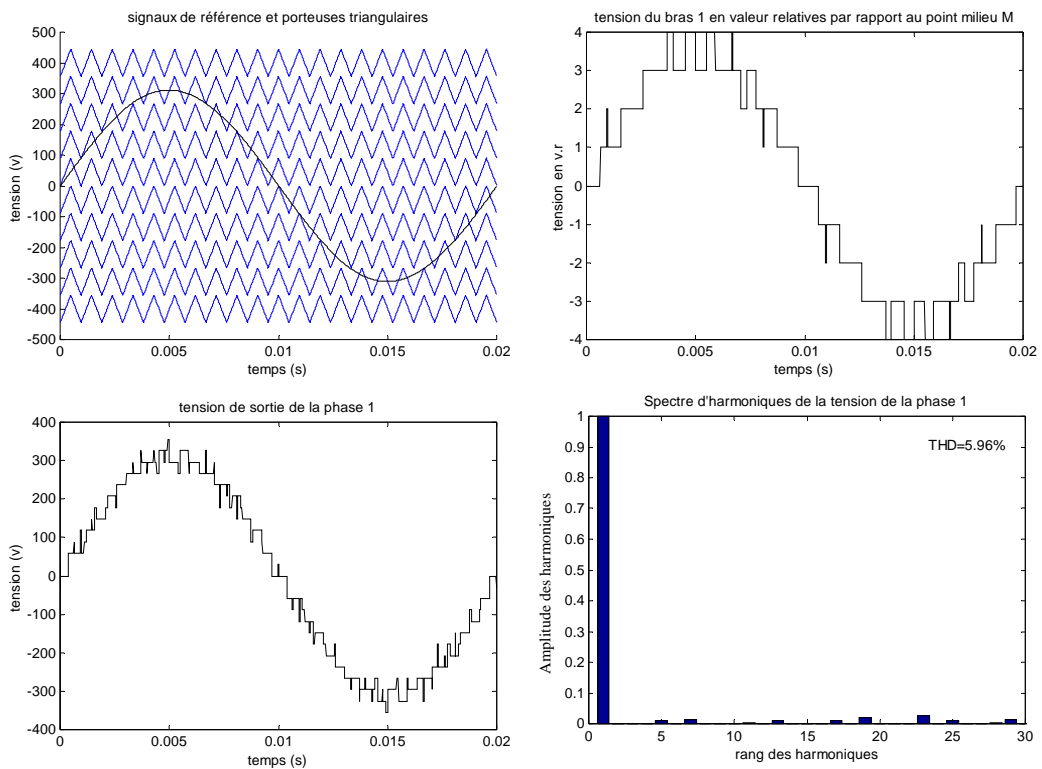
**Fig.II.21:** (N=11, m=9, r=0.7)



**Fig.II.22:** (N=11, m=9, r=0.7)



**Fig.II.23:** ( $N=11$ ,  $m=21$ ,  $r=0.4$ )



**Fig.II.24:** ( $N=11$ ,  $m=21$ ,  $r=0.7$ )

## II. 4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé la commande de la MLI triangulo-sinusoïdale pour les onduleurs multiniveaux. Pour cela, une description d'un onduleur à  $N$  niveaux à structure NPC est présentée. Ensuite, un algorithme général est élaboré basé sur les  $(N-1)$  porteuses à décalage vertical nécessaires pour cette technique. L'application de cet algorithme aux différents niveaux d'onduleurs a permis d'établir la table d'excitation des interrupteurs qui assure aux convertisseurs de fournir les  $N$  niveaux de tension.

Les exemples traités pour les niveaux  $N=(3, 5, 7, 9, 11)$  valident l'efficacité de cet algorithme pour un nombre  $N$  entier impair et supérieur à 1. Ces exemples, montrent que la qualité de la tension de sortie s'améliore avec l'augmentation des caractéristiques de modulation ( $m$  et  $r$ ) ainsi qu'avec l'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur  $N$ .

## **Chapitre III : Commande par la stratégie d'élimination d'harmoniques d'un onduleur à N niveaux**

### **III.1 Introduction**

Afin que la tension délivrée par l'onduleur soit proche de la forme sinusoïdale idéale et avec un faible taux d'harmoniques, une nouvelle stratégie est proposée pour les onduleurs à deux niveaux. 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,...) et contrôler le fondamental. En effet, 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 charge, diminution du facteur de puissance.

Cette technique offre donc plusieurs avantages :

- 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).

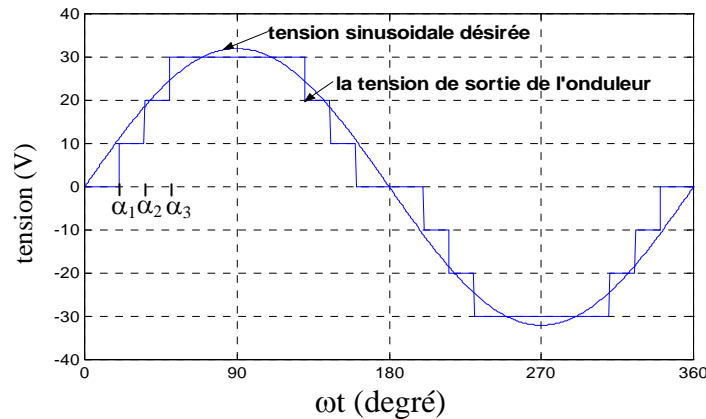
Dans ce chapitre nous allons élaborer l'algorithme adéquat qui permet de commander un onduleur à  $N$  niveaux par la stratégie proposée. L'avantage qu'elle est applicable pour toutes les structures présentées dans le chapitre I. On note que pour cette technique de commande, le problème posé se ramène à la résolution des systèmes d'équations non linéaires. Pour cela, une partie de ce chapitre est consacrée 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 [Pat 73]. Son principe consiste d'abord à formuler l'expression générale de l'amplitude des harmoniques, en se basant sur le développement en séries de Fourier. L'expression obtenue est une fonction des angles  $\alpha_i$  de commutation. Ensuite, un système d'équations algébriques non linéaires est obtenu, en imposant la valeur désirée du fondamental et en annulant certains harmoniques. La résolution de ce système non linéaire permet de déterminer les angles  $\alpha_i$ , 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<sup>ème</sup> et le 7<sup>ème</sup> harmonique (fig.III.1).



**Fig.III.1 :** Motif adopté pour éliminer les harmoniques de rang 5 et 7 dans le cas d'un onduleur à sept niveaux ( $E_c= 10V$ )

Il est à noter que pour ce type d'onduleur (à  $N$  niveaux), on peut éliminer au minimum  $(N-3)/2$  harmoniques ce qui correspond à un nombre minimale d'angles de commutation égale à  $(N-1)/2$ .

### II.3 Série de Fourier

Le principe des séries de Fourier est introduit par *Jean Baptiste Joseph Fourier*. Les séries de Fourier sont des séries de fonctions périodiques. L'objectif est de décomposer un signal périodique en somme de sinus et de cosinus de fréquences égales à, et multiples de, la fréquence du signal de base. Ceci peut être exprimé d'une manière mathématique par la relation suivante :

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

où :  $n \in N^* (1, 2, 3, \dots)$ .

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

La fonction  $f(t)$  est donc une superposition continue de sinusoides 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 déterminés à partir des relations suivantes :

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

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

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

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  $a_0$  n'est autre que la valeur moyenne du signal  $f(t)$  à décomposer. Cette équation peut être obtenue par une simple intégration de l'expression III.1 sur une période  $T$  :

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

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

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

la relation III.2, peut être tirée directement de III.7.

Pour calculer de 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  $T$  :

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

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

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

De même pour le calcul 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 certaines symétries, le calcul des coefficients de Fourier se simplifié nettement. Nous allons présenté par la suite les deux cas les plus fréquents.

### a. 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 série de Fourier peut être appliqué sur une demi-période  $T/2$  au lieu de  $T$ . Les coefficients de Fourier sont donc :

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

$$\left\{ \begin{array}{l} a_n = 0 \end{array} \right. \quad \text{pour } n \text{ pair} \quad (\text{III.12})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(2\pi f_0 t) dt \end{array} \right. \quad \text{pour } n \text{ impair} \quad (\text{III.13})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} b_n = 0 \end{array} \right. \quad \text{pour } n \text{ pair} \quad (\text{III.14})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(2\pi f_0 t) dt \end{array} \right. \quad \text{pour } n \text{ impair} \quad (\text{III.15})$$

### b. Symétrie par rapport au quart de la période

**Dans ce cas les coefficients de Fourier sont les suivants :**

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

$$a_n = 0 \quad \text{pour tous les } n. \quad (\text{III.17})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} b_n = 0 \end{array} \right. \quad \text{pour } n \text{ pair} \quad (\text{III.18})$$

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

De ces relations on conclure que :

- la valeur moyenne est nulle,
- les termes en cosinus sont tous nuls,
- les termes pair en sinus sont nuls,

- seuls les termes impaires en sinus existent.

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

### I.3.2 Application aux onduleurs multiniveaux

Dans ce paragraphe est présentée l'application des séries de Fourier aux signaux de tension fournis par les onduleurs multiniveaux, qui font l'objet de notre travail. 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 de commande des interrupteurs.

Comme exemple, nous prenons la forme de la tension représentée à la figure III.1. Le signal illustré est impaire et il présente une symétrie par rapport au quart de la période. De ce fait, les coefficients  $a_0$  et  $a_n$  sont nuls, de plus les harmoniques paire en cosinus sont aussi nuls. Les expressions de III.16 à III.19 sont donc applicables.

On introduit le changement de variable défini par  $[z = \omega t = (2\pi f_0)t]$ , l'équation III.19 devient :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f\left(\frac{z}{2\pi f_0}\right) \sin(nz) d(z) \quad (\text{III.20})$$

Le développement de la relation (III.20) pour le signal de la forme illustrée à la figure III.1, donne :

$$b_n = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{4}{\pi} (E_c) \sin(nz) dt(z) + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \frac{4}{\pi} (2E_c) \sin(nz) dt(z) + \int_{\alpha_3}^{\pi/2} \frac{4}{\pi} (3E_c) \sin(nz) dt(z) \quad (\text{III.21})$$

Où les paramètres  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  représentent les angles de commutation.

Après l'intégration, l'équation (III.21) devient :

$$b_n = -\frac{4}{\pi n} E_c [\cos(nz)]_{\alpha_1}^{\alpha_2} - \frac{4}{\pi n} (2E_c) [\cos(nz)]_{\alpha_2}^{\alpha_3} - \frac{4}{\pi n} (3E_c) [\cos(nz)]_{\alpha_3}^{\pi/2} \quad (\text{III.22})$$

$$b_n = \frac{4}{\pi n} E_c [\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2)] + \frac{4}{\pi n} (2E_c) [\cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3)] + \frac{4}{\pi n} (3E_c) \left[ \cos(n\alpha_3) - \cos\left(n\frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (\text{III.23})$$

Sachant que  $\cos(n\frac{\pi}{2}) = 0$  pour n impaire, la relation (III.23) se réduit donc à:

$$b_n = \frac{4}{\pi n} E_c [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3)] \quad (III.24)$$

L'équation écrite ci-dessus, n'est valable que pour trois angles de commutation. Pour un nombre supérieur, d'autres termes en cosinus doivent être ajoutés à l'expression (III.21). Il faut noter que la procédure précédente de développement en séries de Fourier reste valable même si le signal comporte c angles de commutation sur le ¼ de période.

Ainsi, pour un signal défini par morceau par des échelons on a :

Dans l'intervalle 1,  $z \in [\alpha_1, \alpha_2]$ , la fonction  $f(t) = \beta_1$

Dans l'intervalle 2,  $z \in [\alpha_2, \alpha_3]$ , la fonction  $f(t) = \beta_2$

⋮

(III.25)

Dans l'intervalle i,  $z \in [\alpha_i, \alpha_{i+1}]$ , la fonction  $f(t) = \beta_i$

⋮

Dernier intervalle c,  $z \in [\alpha_c, \pi/2]$ , la fonction  $f(t) = \beta_c$

Dans ce cas le terme  $b_n$  d'écrit :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \beta_1 \sin(nz) dz + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \beta_2 \sin(nz) dz + \dots + \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \beta_i \sin(nz) dz + \dots + \int_{\alpha_c}^{\pi/2} \beta_c \sin(nz) dz \right] \quad (III.26)$$

Ou encore sous la forme compacte :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left\{ \left( \sum_{i=1}^{(c-1)} \beta_i \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \sin(nz) dz \right) + \int_{\alpha_c}^{\pi/2} \beta_c \sin(nz) dz \right\} \quad (III.27)$$

En effectuant l'intégrale, l'équation (III.27) devient :

$$b_n = \frac{4}{\pi n} \left\{ \left( \sum_{i=1}^{(c-1)} \beta_i [\cos(n\alpha_i) - \cos(n\alpha_{i+1})] \right) + \beta_c \cos(n\alpha_c) \right\} \quad (III.28)$$

En notant par  $\bar{b}$  le terme entre crochet dans la relation (III.28), il devient :

$$b_n = \frac{4}{\pi n} \bar{b} \quad (III.29)$$

Le développement de  $\bar{b}$  donne :

$$\begin{aligned}
\bar{b} = & \beta_1 \cos(n\alpha_1) - \beta_1 \cos(n\alpha_2) \\
& + \beta_2 \cos(n\alpha_2) - \beta_2 \cos(n\alpha_3) \\
& + \beta_3 \cos(n\alpha_3) - \beta_3 \cos(n\alpha_4) \\
& \dots\dots\dots \\
& + \beta_{(c-2)} \cos(n\alpha_{(c-2)}) - \beta_{(c-2)} \cos(n\alpha_{(c-1)}) \\
& + \beta_{(c-1)} \cos(n\alpha_{(c-1)}) - \beta_{(c-1)} \cos(n\alpha_c) \\
& + \beta_c \cos(n\alpha_c) - 0
\end{aligned} \tag{III.30}$$

D'où

$$\begin{aligned}
\bar{b}_n = & \beta_1 \cos(n\alpha_1) + (\beta_2 - \beta_1) \cos(n\alpha_2) + (\beta_3 - \beta_2) \cos(n\alpha_3) + \dots \\
& + (\beta_{(c-1)} - \beta_{(c-2)}) \cos(n\alpha_{(c-1)}) + (\beta_c - \beta_{(c-1)}) \cos(n\alpha_c)
\end{aligned} \tag{III.31}$$

On en utilisant la forme condensée :

$$\bar{b}_n = \sum_{i=1}^c (\beta_i - \beta_{i-1}) \cos(n\alpha_i) \quad \text{et } \beta_0 = 0 \tag{III.32}$$

On pose :

$$\lambda_i = (\beta_i - \beta_{i-1}) \tag{III.33}$$

Finalement  $b_n$  s'écrit sous la forme :

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{i=1}^c \lambda_i \cos(n\alpha_i), \quad \lambda_i = \beta_i - \beta_{i-1}, \quad \beta_0 = 0 \tag{III.34}$$

avec  $\lambda_i$  est l'écart entre deux niveaux de tension consécutifs. Pour son calcul, on distingue trois cas :

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

$$\beta_i = \beta'_i E_c, \quad \beta'_i \in [0 \dots N_a] \tag{III.35}$$

$$\begin{aligned}
\beta_{i-1} = & \beta'_i E_c - E_c = (\beta'_i - 1) E_c, \\
& = (\beta'_i - 1) E_c
\end{aligned} \tag{III.36}$$

$$\lambda_i = \beta_i - \beta_{i-1} = \beta'_i E_c - (\beta'_i - 1) E_c = E_c \tag{III.37}$$

$$\lambda_i = \lambda'_i E_c, \quad \lambda'_i = 1, \quad \forall i \in [1, c] \tag{III.38}$$

et  $b_n$  se réduit à :

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

- Dans le cas où l'onde de tension est définis sur  $1/4 T$  par des créneaux de niveaux multiple de  $E_c$  dont la représentation est irrégulière sur la période (fig.III.2 et tab.III.1 ).

Alors :

$$\begin{cases} \beta_i = \beta'_i E_c, \beta_i \in [0, N_a] \\ \beta_{(i-1)} = \beta'_{(i-1)} E_c \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

$$\lambda_i = (\beta'_i - \beta'_{(i-1)}) E_c = \lambda'_i E_c, \quad \lambda'_i = \beta'_i - \beta'_{(i-1)} \quad (\text{III.41})$$

$$b_n = \frac{4E_c}{n\pi} \sum_{i=1}^c \lambda'_i \cos(n\alpha_i) \quad (\text{III.42})$$

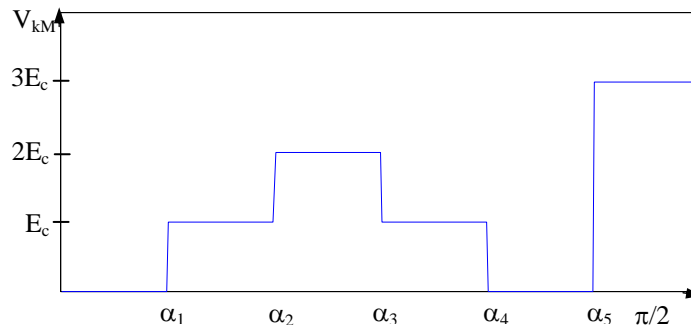


Fig.III.2: Forme de la tension sur une demi-période d'un bras d'onduleur à sept niveaux à pas irrégulier (les tension  $E_c$  sont égales)

$i$	0	1	2	3	4	5
$\beta'_i$	0	1	2	1	0	3
$\lambda'_i$	-	1	1	-1	-1	3

Tab.III.1: Valeurs des coefficients  $\beta'_i$  et  $\lambda'_i$

- Le cas le plus général correspond à un signal de tension dont les créneaux par intervalle sont de niveaux quelconque différents de  $E_c$  (fig.III.3 et tab.III.2) :

On note par

$$\beta_i = E_{ci} \text{ et } \lambda_i = E_{ci} - E_{c(i-1)} \quad (\text{III.43})$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{i=1}^n (E_{ci} - E_{c(i-1)}) \cos(n\alpha_i) \quad (\text{III.44})$$

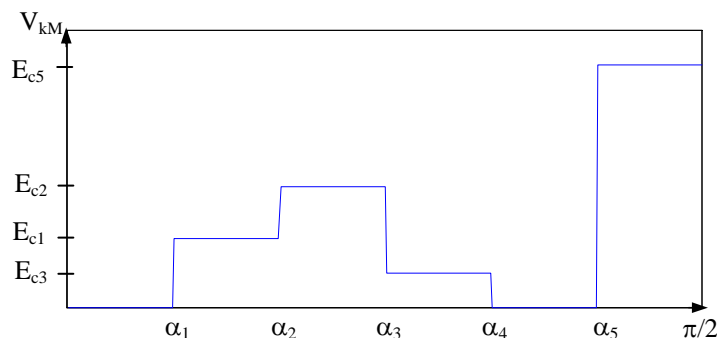


Fig.III.3: Forme de la tension sur une demi-période d'un bras d'onduleur à sept niveaux à pas irrégulier (les tension  $E_{ci}$  différentes).

$i$	0	1	2	3	4	5
$\beta_i$	0	$E_{c1}$	$E_{c2}$	$E_{c3}$	0	$E_{c5}$
$\lambda_i$	-	$E_{c1}$	$E_{c2}-E_{c1}$	$E_{c3}-E_{c2}$	$-E_{c3}$	$E_{c5}$

Tab.III.2: Valeurs des coefficients  $\beta_i$  et  $\lambda_i$

Dans notre étude, l'écart entre deux niveaux consécutifs  $\lambda_i$  est régulier. Ce qui revient à exploiter les relations de (III.39) à (III.42) du premier cas. L'expression de  $b_n$  est pour les créneaux ascendant et descendant est:

$$b_n = \frac{4}{\pi n} E_c [\lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(n\alpha_c)] \quad (\text{III.45})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 = \frac{4E_c}{\pi} [\lambda'_1 \cos(\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(\alpha_c)] \\ b_5 = \frac{4E_c}{\pi 5} [\lambda'_1 \cos(5\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(5\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(5\alpha_c)] \\ \vdots \\ b_m = \frac{4E_c}{\pi m} [\lambda'_1 \cos(m\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(m\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(m\alpha_c)] \end{array} \right. \quad (\text{III.46})$$

**N.B :** Dans le cas des onduleurs triphasés, les tensions simples et composées ne comportent pas d'harmonique trois et multiple de trois et multiple de 3.

La fonction  $f(t)$  décomposée en série de Fourier peut être obtenue après avoir remplacé les équations (III.16), (III.17) et (III.42) dans la relation (III.1) :

$$V_{KM} = \frac{4E_c}{\pi} \sin(\omega t) \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} [\lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(n\alpha_c)] \quad (\text{III.47})$$

Dans notre cas, la fonction  $f(t)$  représente la tension de sortie d'un bras d'onduleur  $V_{KM}$ . Le but de tout ce développement est bien sûr de déterminer les angles  $\alpha_i$  tout en annulant les (c-1) harmoniques (rang 5, 7, 11, ...) et en assurant un bon contrôle du fondamental. Ceci revient à résoudre le système suivant :



$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 = \frac{4E_c}{\pi} [\lambda'_1 \cos(\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(\alpha_c)] = V_{\max} \\ b_5 = \frac{4E_c}{\pi 5} [\lambda'_1 \cos(5\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(5\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(5\alpha_c)] = 0 \\ \dots \\ b_m = \frac{4E_c}{\pi m} [\lambda'_1 \cos(m\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(m\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(m\alpha_c)] = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.48})$$

Le système III.48 est un système algébrique non linéaire comportant  $m$  équations à  $m$  inconnues. 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 résolution 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 implicite de la forme suivante  $f(x) = 0$  sont basées sur la méthode de *Newton-Raphson*. Cette méthode de Newton-Raphson d'analyse non linéaire détermine itérativement la solution à condition que la dérivée existe. Ainsi, partant d'une solution  $x^{(0)}$  assez proche de la vraie solution  $\bar{x}$ , on détermine une meilleure approximation par :

$$\left\{ \begin{array}{l} x^{(1)} = x^{(0)} - \frac{f(x^{(0)})}{f'(x^{(0)})} \\ \dots \\ x^{(n)} = x^{(n-1)} - \frac{f(x^{(n-1)})}{f'(x^{(n-1)})} \\ \dots \\ x^{(n+1)} = x^{(n)} - \frac{f(x^{(n)})}{f'(x^{(n)})} \end{array} \right. \quad (\text{III.49})$$

jusqu'à ce que la différence, entre les deux valeurs consécutives, soit négligeable.

Cet algorithme a une interprétation géométrique simple puisque en écrivant la  $n^{\text{ème}}$  équation précédente sous la forme suivante :

$$f(x^{(n)}) = f'(x^{(n)}) [x^{(n)} - x^{(n+1)}] \quad (\text{III.50})$$

Nous généralisons cela à un système d'équations. Si le système  $F(X)$  est dérivable au voisinage  $X = [x_1^{(n)}, \dots, x_m^{(n)}]^T$ , elle a pour série de Taylor :

$$F(X) = F(X^{(n)}) - J(X^{(n)})(X - X^{(n)}) + \dots \quad (\text{III.51})$$

avec  $F(X) = [f_1(x), \dots, f_m(x)]^T$  et  $J(X^{(n)})$  étant le Jacobien (matrice Jacobi).

Sur l'itération suivante, en négligeant les termes d'ordre supérieur à deux du développement, on peut écrire :

$$F(X^{(n+1)}) = F(X^{(n)}) + J(X^{(n)})(X^{(n+1)} - X^{(n)}) \quad (\text{III.52})$$

et si  $X^{(n+1)}$  est une solution suffisamment proche de la vraie solution  $\bar{X}$ , on obtient avec  $F(X^{(n+1)}) = 0$  :

$$F(X^{(n)}) + J(X^{(n)})(X^{(n+1)} - X^{(n)}) = 0 \quad (\text{III.53})$$

D'où

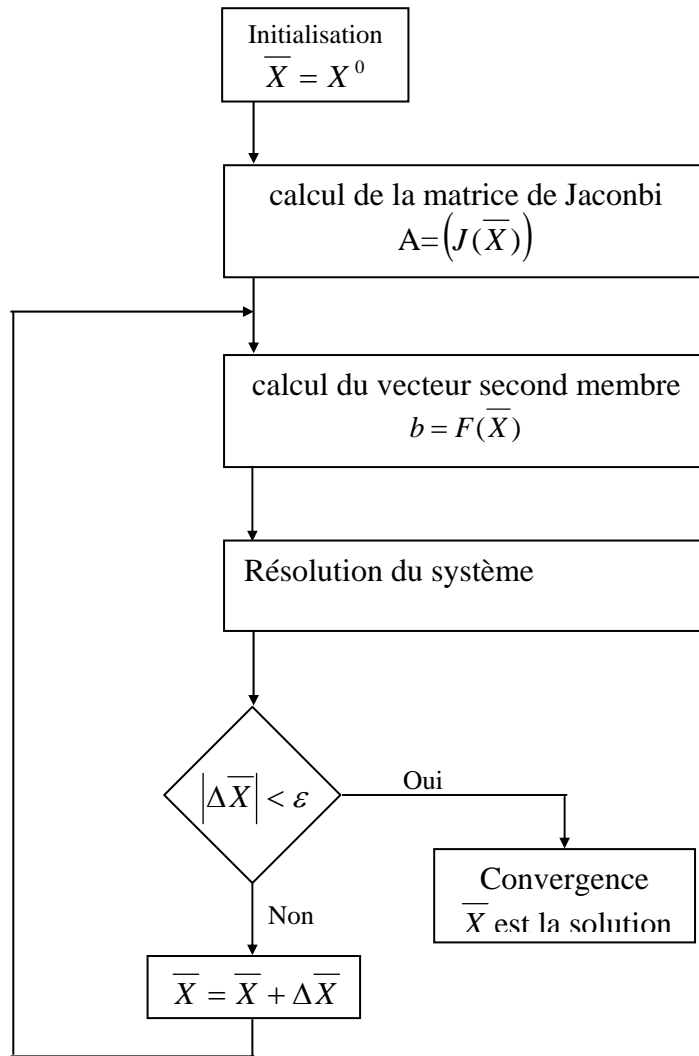
$$X^{n+1} = X^n - [J(X^n)]^{-1} F(X^n) \quad (\text{III.54})$$

Le principe de la méthode de Newton-Raphson repose alors sur les considérations suivantes :

- le vecteur  $\bar{X}$  est supposé assez proche de la solution recherchée.
- on cherche l'écart ( $\Delta\bar{X} = X^n - X^{n+1}$ ) de sorte que  $\bar{X} + \Delta\bar{X}$  se rapproche encore plus de la solution.
- les termes au-delà du premier ordre dans la série de Taylor sont négligeables.
- le processus est répété jusqu'à ce que l'écart  $\Delta\bar{X}$  soit assez faible.
- le calcul de  $X^{(n+1)}$  est obtenu par la formule dite « **Algorithme de Newton-Raphson** »

$$X^{(n+1)} = X^{(n)} - [J(X^{(n)})]^{-1} F(X^{(n)}) \quad (\text{III.55})$$

Ces considérations sont mises en pratique dans l'algorithme de la figure III.4 qui implémente la méthode de Newton-Raphson :



**Fig.III.4:** Organigramme de l’algorithme de Newton-Raphson.

### III.4.2 Méthode analytique

Les étapes de cette méthode sont développées en traitant le système (III.48) pour le cas où  $c=3$  et en éliminant les harmoniques de rang 5 et 7. Ceci conduit au système suivant :

$$\begin{cases} \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 - r_1 = 0 \\ \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 = 0 \\ \cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

Avec :  $r_1 = \frac{\pi V_{\max}}{4E_c} 1$

Tout d’abord est effectué un changement de variable suivant :

$$\begin{cases} x_1 = \cos(\alpha_1) \\ x_2 = \cos(\alpha_2) \\ x_3 = \cos(\alpha_3) \end{cases} \quad (\text{III.57})$$

Puis les termes  $\cos 5\alpha_i$  et  $\cos 7\alpha_i$  avec  $(i=1,2,3)$  sont exprimés en fonction de  $\cos \alpha_i$  seulement, en exploitant les relations ci-dessous :

$$\cos(5\alpha_i) = 5 \cos(\alpha_i) - 20 \cos^3(\alpha_i) + 16 \cos^5(\alpha_i) \quad (\text{III.58})$$

$$\cos(7\alpha_i) = -7 \cos(\alpha_i) + 56 \cos^3(\alpha_i) - 112 \cos^5(\alpha_i) + 64 \cos^7(\alpha_i) \quad (\text{III.59})$$

On aboutit au système :

$$\begin{cases} p_1 = x_1 + x_2 + x_3 - r_1 = 0 & (\text{III.60}) \\ p_5 = \sum_{i=1}^3 (5x_i - 20x_i^3 + 16x_i^5) = 0 & (\text{III.61}) \\ p_7 = \sum_{i=1}^3 (-7x_i + 64x_i^3 - 112x_i^5 + 64x_i^7) = 0 & (\text{III.62}) \end{cases}$$

Avec :  $x_i = (x_1, x_2, x_3)$

Vu la position du problème, les solutions doivent vérifier la contrainte :

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \frac{\pi}{2}, \text{ donc } 0 \leq x_3 \leq x_2 \leq x_1 \leq 1$$

A partir de l'équation (III.60),  $x_1$  est exprimé en fonction des deux autres variables :

$$x_1 = r_1 - x_2 - x_3 \quad (\text{III.63})$$

La variable  $x_1$  est remplacée par son expression (III.63) dans les équations (III.61) et (III.62) :

$$\begin{aligned} p_5(x_2, x_3) &= (5(r_1 - x_2 - x_3) - 20(r_1 - x_2 - x_3)^3 + 16(r_1 - x_2 - x_3)^5) \\ &+ ((5x_2 - 20x_2^3 + 16x_2^5)) + ((5x_3 - 20x_3^3 + 16x_3^5)) \end{aligned} \quad (\text{III.64})$$

$$\begin{aligned} p_7(x_2, x_3) &= (-7(r_1 - x_2 - x_3) + 56(r_1 - x_2 - x_3)^3 - 112(r_1 - x_2 - x_3)^5 + 64(r_1 - x_2 - x_3)^7) \\ &+ ((-7x_2 + 56x_2^3 - 112x_2^5 + 64x_2^7)) + ((-7x_3 + 56x_3^3 - 112x_3^5 + 64x_3^7)) \end{aligned} \quad (\text{III.65})$$

Après l'élimination de la variable  $x_1$ , nous éliminons  $x_2$  et on le remplace dans les équations

III.64 et III.65 :

$$\begin{aligned} res(x_3) &= (6125r_1^2 - 49000r_1^4 + 137200r_1^6 - 179200r_1^8 + 116480r_1^{10} - 35840r_1^{12} + 4096r_1^{14}) \\ &+ (-18357r_1 + 269500r_1^3 - 1019200r_1^5 + 1691200r_1^7 - 1361920r_1^9 + 501760r_1^{11} - 65536r_1^{13})x_3 \\ &+ (12250 - 588000r_1^2 + 3234000r_1^4 - 7156800r_1^6 + 7293440r_1^8 - 326144r_1^{10} + 491520r_1^{12})x_3^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left( 637000r_1 - 5782000r_1^3 + 1787500r_1^5 - 23385600r_1^7 + 12902400r_1^9 - 2293760r_1^{11} \right) x_3^3 \\
& + \left( -269500 + 6370000r_1^2 - 28694400r_1^4 + 49324800r_1^6 - 34298880r_1^8 + 7454720r_1^{10} \right) x_3^4 \\
& + \left( -4410000r_1 + 30184000r_1^3 - 71500800r_1^5 + 639744r_1^7 - 17776640r_1^9 \right) x_3^5 \\
& \quad + \left( 1470000 - 20776000r_1^2 + 72441600r_1^4 - 84940800r_1^6 + 31539200r_1^8 \right) x_3^6 \\
& \quad + \left( 98000r_1 - 50176000r_1^3 + 80281600r_1^5 - 40857600r_1^7 \right) x_3^7 \\
& + \left( -2744000 + 21952000r_1^2 - 53939200r_1^4 + 36556800r_1^6 \right) x_3^8 \\
& + \left( -6272000r_1 + 25088000r_1^3 - 20070400r_1^5 \right) x_3^9 \\
& + \left( 1568000 - 6272000r_1^2 + 5017600r_1^4 \right) x_3^{10} \tag{III.66}
\end{aligned}$$

L'équation obtenue est à une seule variable qui est le  $x_3$ . La détermination de cette variable permet de déduire les autres restantes.

Il en résulte donc l'algorithme suivant :

- Introduire une valeur au paramètre  $r_1$ , ensuite résoudre l'équation  $res(x_3) = 0$  ;
- Ne garder que les parties réelles des solutions avec  $0 \leq Sol(x_3) \leq 1$  ; les autres ne sont pas satisfaisantes. Les solutions obtenues sont notées  $(x_{3k})$ .
- Pour chaque valeur obtenue, remplacer  $x_{3k}$  dans III.64 et déterminer les racines de  $p_5(x_1, x_2) = 0$ .
- Ne garder que les solutions vérifiant dont  $0 \leq Sol(x_{3k}) \leq Sol(x_2) \leq 1$ . Les solutions obtenues sont  $\{(x_{2l}, x_{3l})\}$ .
- Pour chaque valeur de  $\{(x_{2l}, x_{3l})\}$ , est déterminé  $x_1$  de l'équation  $\{(r_1 - x_{2l} - x_{3l})\}$  ; obtenue de III.60.
- Ne conservée que les solutions vérifiant  $0 \leq Sol(x_{3l}) \leq Sol(x_{2l}) \leq Sol(x_1) \leq 1$ . Les bonnes solutions sont notées  $\{(x_{1n}, x_{2n}, x_{3n})\}$ .
- Les parties réelles des ces solutions constituent la solution recherchée qu'on notes:

$$\{(\hat{x}_{1n}, \hat{x}_{2n}, \hat{x}_{3n})\}$$

- Finalement, les angles de commutations sont obtenus à partir de la relation suivante :

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

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

### III.5 Application de la stratégie d'élimination d'harmoniques aux onduleurs multiniveaux

Dans cette partie, nous allons utiliser les notions théoriques de série de Fourier pour développer les signaux de sortie des onduleurs à étudier ( $N$  niveaux). Les équations mathématiques obtenues expriment l'amplitude des harmoniques en fonction des angles de commutation pour chaque cas étudié.

#### III.5.1 Onduleur triphasé à trois niveaux

##### a- Eliminer les harmoniques (5), (5,7) et (5, 7, 11)

Comme son nom l'indique, 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<sup>ème</sup> harmonique, il est alors nécessaire de déterminer deux angles de commutation ( $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ ). La forme correspondante de la tension d'un bras d'onduleur est illustrée à la figure III.5.a. Un troisième angle est nécessaire pour annuler les harmoniques de rang 5 et 7 (fig.III.5.b). La figure III.5.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.

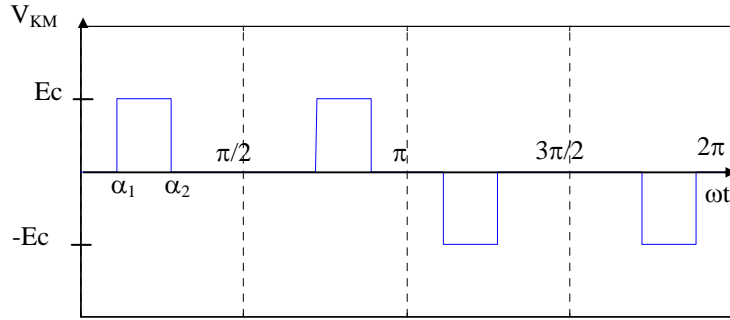
La détermination de tous ces angles exige la décomposition en série de Fourier de ces trois signaux alternatifs.

De ces figures, il apparaît que la tension  $V_{KM}$  admet une symétrie par rapport au quart et à la demi 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.

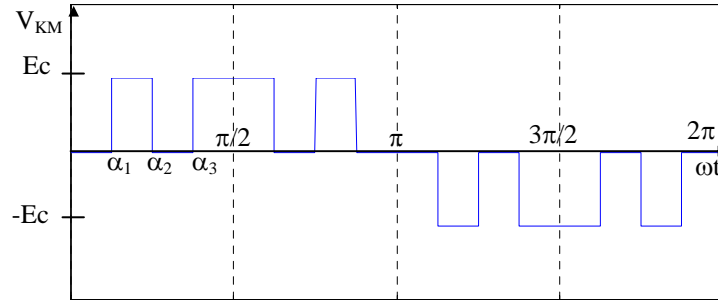
Puisque la forme d'onde de tension correspond au cas où c'est l'expression (III.42) est applicable donc le terme  $b_n$  est donnée par :

$$b_n = \frac{4E_c}{n\pi} \sum_{i=1}^c \lambda'_i \cos(n\alpha^i), \quad \lambda'_i = \beta'_i - \beta'_{(i+1)} \quad (\text{III.67})$$

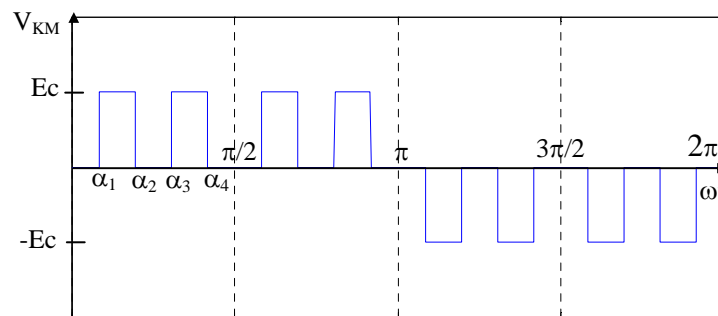
Le coefficient unitaire  $\lambda'_i$ , pour chacune des formes de la figure III.5 dans le cas d'un onduleur à trois niveaux, prend les valeurs présentées sur le tableau (III.3).



(a)



(b)



(c)

**Fig.III.5 :** Tensions de sortie de la phase une par rapport au point milieu  $M$  d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

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

**Tab.III.3:** Les valeurs des coefficients  $\lambda'_i$

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

$$r = \frac{\sqrt{2}V_{eff}}{\frac{(N-1)}{2}E_c} \quad (\text{III.68})$$

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

**Elimination de l'harmonique 5 ( N=3, H=5)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.69})$$

**Eliminer les harmoniques 5 et 7 (N=3, H=5, 7)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.70})$$

**Eliminer les harmoniques 5, 7 et 11 (N=3, H=5, 7, 11)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.71})$$

Ces systèmes possèdent (c) équations non linéaires à (c) inconnus ( $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_c$ ). Pour leur résolution nous avons choisi 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.72). Ce qui permet de construire ensuite les trois tensions de phase.

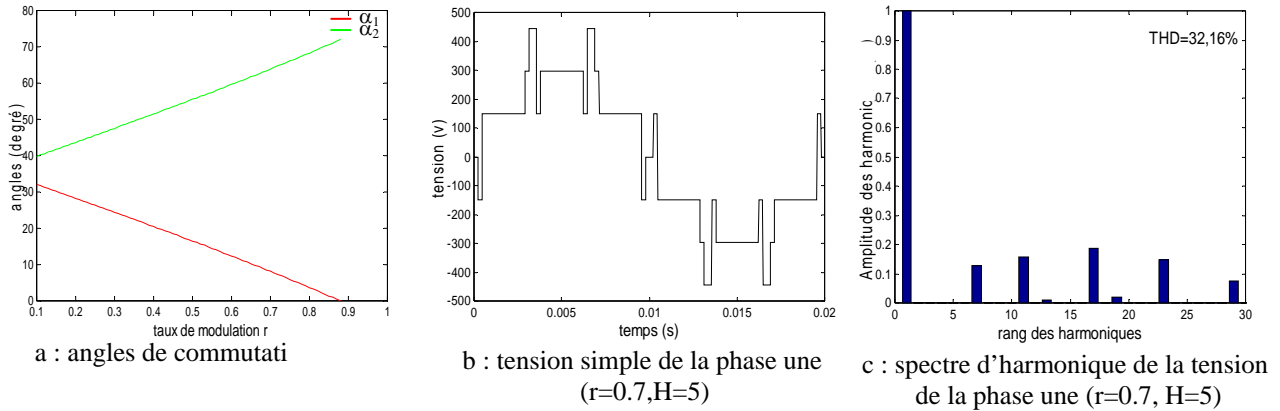
$$\alpha_i [j] = \alpha_i + \frac{2 \cdot \pi}{3} (j-1) \quad \text{avec } j=1, 2 \text{ ou } 3, \text{ numéro de la phase.} \quad (\text{III.72})$$

Pour les trois cas étudiés nous présentons sur les figures (III.6.a, III.7.a, III.8.a) la variation des angles de commutations  $\alpha_i$  en fonction du taux de modulation r. Les figures (III.6.b et c), (III.7.b et c) et (III.8.b et c) donnent les différentes formes de tensions simples accompagnées de leurs spectres d'harmoniques pour r=0.7.

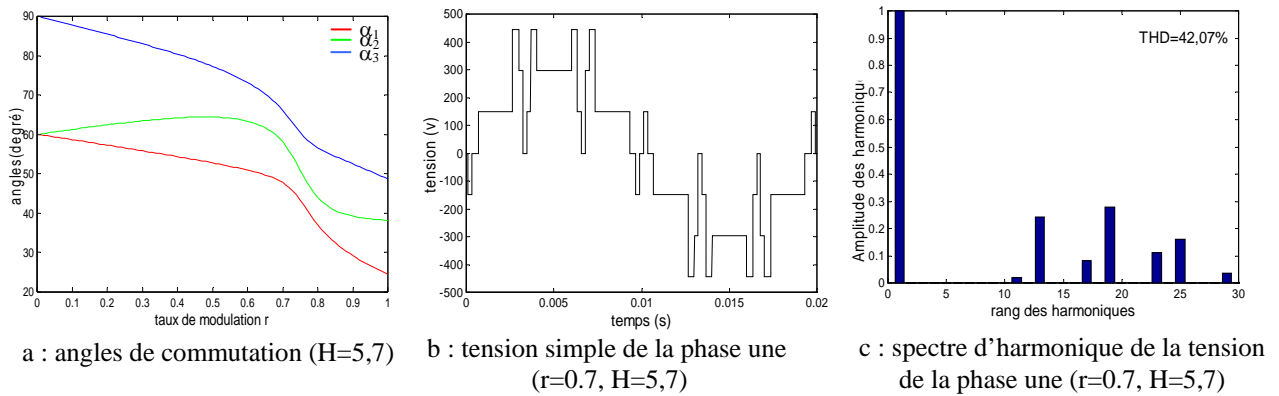
Des figure présentées, nous remarquons que :

- le système III.69 ne possède pas de solution pour  $r > 0.88$ ,
- le système d'équations (III.71) possède des solutions uniques sur tout l'intervalle de r (de 0.1 à 1),
- pour le cas  $N=3, H=5, 7, 11$ , aucune solution n'existe pour r entre 0.7 et 0.89,
- les harmoniques à éliminer sont effectivement nuls,
- les harmoniques non éliminés voient leurs amplitudes augmenter,

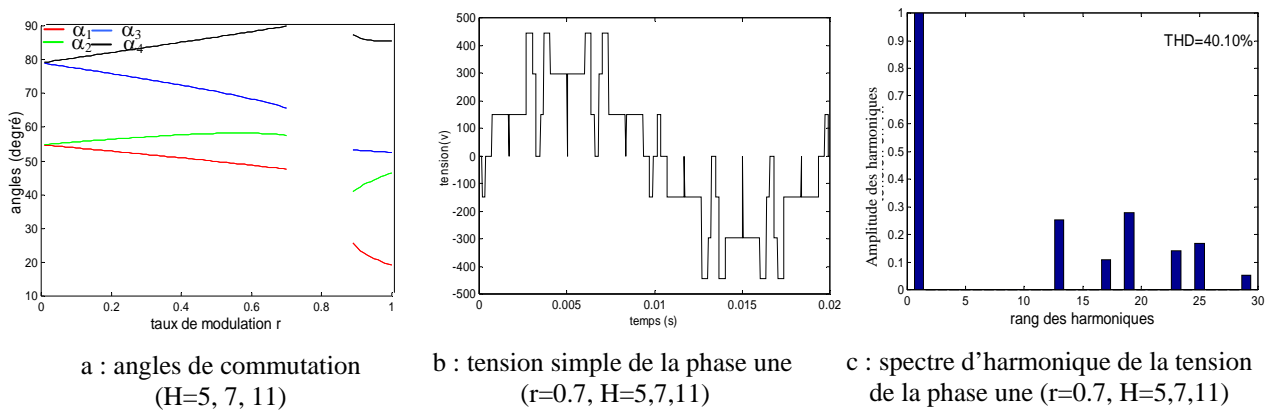




**Fig.III.6** : résultats pour éliminer l'harmonique rang 5 ( $N=3$ )



**Fig.III.7** : résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5 et 7  
( $N=3$ )



**Fig.III.8** : résultats pour éliminer les harmoniques de rang 5, 7 et 11  
( $N=3$ )

### III.5.2 Onduleur triphasé à cinq niveaux

#### a. Eliminer des harmoniques (5), (5,7) et (5, 7, 11)

Cet onduleur délivre cinq niveaux de tension ( $2Ec, Ec, 0, -Ec, -2Ec$ ). Pour avoir les deux niveaux positifs avec le zéro sur le premier quart de période, il faut au minimum deux

angles de commutation. Ces angles permettront d'éliminer l'harmonique rang 5 seul. La forme de la tension d'un bras k est donnée alors à la figure III.9.a. Pour annuler les harmoniques de rang 5 et 7, est ajouté un troisième angle (fig.III.9.b). La figure III.9.c, donne la forme de la tension d'un bras d'un onduleur à cinq niveaux comportant quatre angles de commutation qui assurent l'élimination du 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup> et le 11<sup>ème</sup> harmoniques.

L'expression III.42, est toujours valable pour exprimer l'amplitude des harmoniques correspondants aux signaux présentés en fonction des angles de commutation. Les valeurs du coefficient  $\lambda'_i$  sont indiquées sur le tableau III.4 :

Figure	$\lambda'_i$	Harmoniques éliminés
III.9.a	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1$	5
III.9.b	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1, \lambda'_3=-1$	5 et 7
III.9.c	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1, \lambda'_3=-1, \lambda'_4=-1$	5, 7 et 11

**Tab.II.4:** Les valeurs des coefficients  $\lambda'_i$

En remplaçant ces valeurs et le taux d'harmonique r, dans le système III.48, sont obtenus les trois systèmes non linéaires à résoudre suivants :

**Elimination de l'harmonique 5 (N=5, H=5)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) = \frac{\pi r}{2} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.73})$$

**Elimination des harmoniques 5, 7 (N=5, H=5, 7)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) = \frac{\pi r}{2} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.74})$$

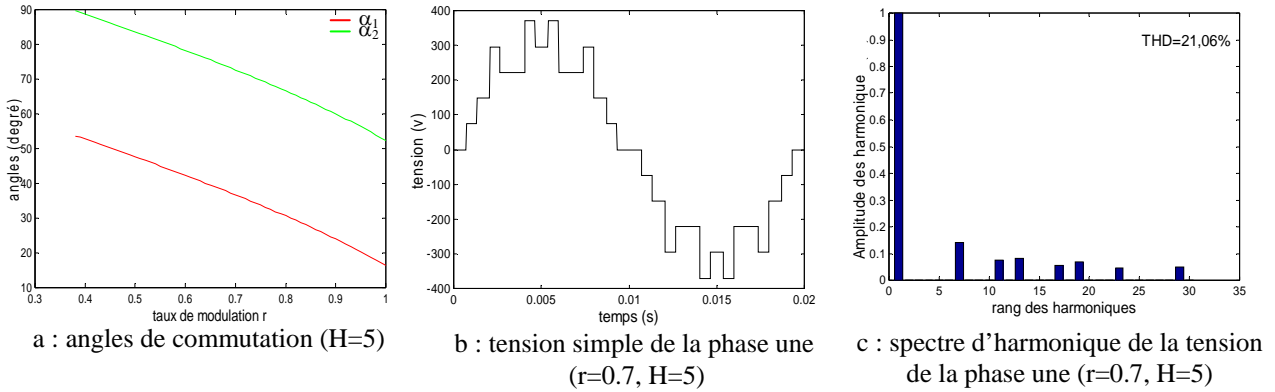
**Elimination des harmoniques 5, 7 et 11 (N=5, H=5, 7, 11)**

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{\pi r}{2} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) - \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.75})$$

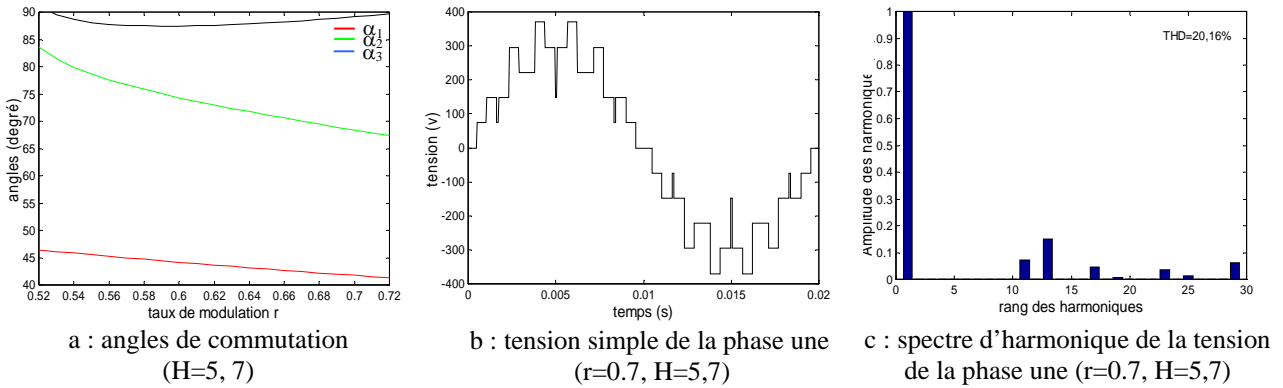
La résolution de ces trois systèmes algébrique non linéaires a conduit aux valeurs des angles de commutation  $\alpha_i$  dont la variation en fonction de du paramètre  $r$  apparaît aux figures III.10.a, III.11.a et III.12.a. L'analyse de ces figures permet de tirer les observations suivantes :

- le système de  $(N=5, H=5)$  ne possède des solutions que dans l'intervalle  $0.38 \leq r \leq 0.98$ ,
- pour le système de  $(N=5, H=5, 7)$  les solutions n'existes que dans l'intervalle  $0.52 \leq r \leq 0.72$ ,
- pour le système de  $(N=5, H=5, 7, 11)$  une solution est possible dans l'intervalle  $0.35 \leq r \leq 0.7$ .

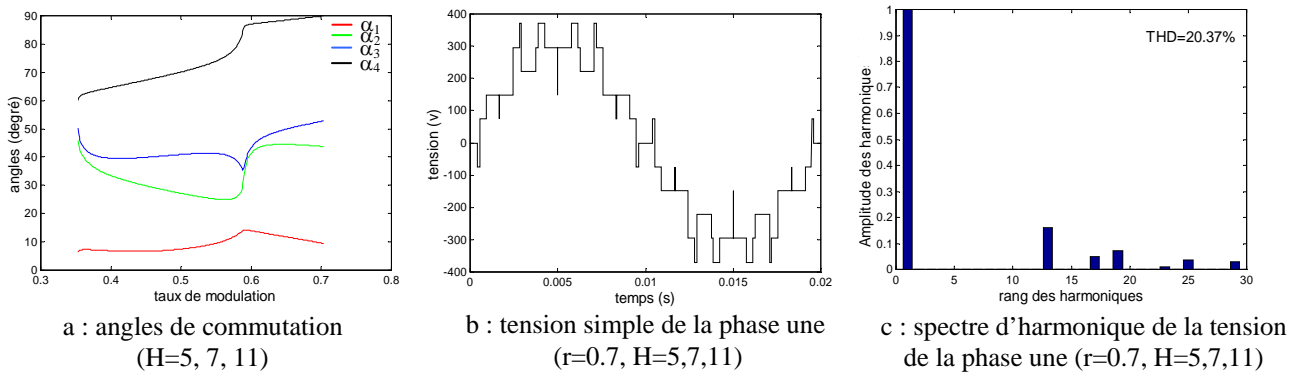
Les tensions simples de l'onduleur à cinq niveaux et leurs spectres d'harmoniques sont donnés par les figures III.10.(b,c), III.11.(b,c) et III.12.(b,c) pour une valeur fixe de  $r$  ( $r=0.7$ ). Il est claire que les harmoniques non désirés sont nuls. Toutefois, l'amplitude des autres harmoniques est un peu importante. De plus, le fondamental suit bien la valeur imposée. Pour cet onduleur, la stratégie d'élimination d'harmoniques donne un THD inférieur à celui obtenu par la triangulo-sinusoidale pour le nombre de commutation par période (fig.III.10)



**Fig.III.10** : résultats pour éliminer l'harmonique de rang 5 (N=5).



**Fig.III.11** : résultats pour éliminer les harmoniques rang 5 et 7 (N=5).



**Fig.III.12** : résultats pour éliminer les harmoniques rang 5, 7 et 11 (N=5).

### III.5.3 Onduleur triphasé à sept niveaux

#### a. Eliminer des harmoniques (5,7) et (5, 7, 11)

Ce type d'onduleur possède six sources continues  $E_c$ . A sa sortie, la tension 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 directement un nombre minimal d'angles de trois ce qui correspond à la

possibilité d'éliminer les harmoniques rang 5 et 7. La forme de la tension délivrée par bras de l'onduleur est alors représentée à la figure III.13.a. Pour annuler le 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup> et le 11<sup>ème</sup> harmonique, il faut un quatrième angles de commutation et la tension par bras peut être de la forme illustrée à la figure III.13.b.

La décomposition en série de Fourier des deux signaux, utilise la même procédure appliquée au cas précédent. Par conséquent, l'expression (III.39) est valable pour le signal de la figure III.13.a, alors que pour celui de la figure III.13.b c'est l'expression III.42 qui est utilisée. Les coefficients  $\lambda'_i$  correspondants sont donnés par le tableau (III.5) suivant :

Figure	$\lambda'_i$	Harmoniques éliminés
III.13.a	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1, \lambda'_3=1$	5 et 7
III.13.b	$\lambda'_1=1, \lambda'_2=1, \lambda'_3=-1$	5,7 et 11

**Tab.II.5:** Les valeurs des coefficients  $\lambda'$ .

Après avoir remplacer ces coefficients et le taux de modulation dans le système III.48, les deux systèmes obtenus en fonction des angles  $\alpha_i$  et du paramètre  $r$  sont alors:

***Elimination des harmoniques 5 et 7 (N=7, H=5, 7)***

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = \frac{3\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.76})$$

***Eliminer les harmoniques 5, 7 et 11 (N=7, H=5, 7, 11)***

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = \frac{3\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.77})$$

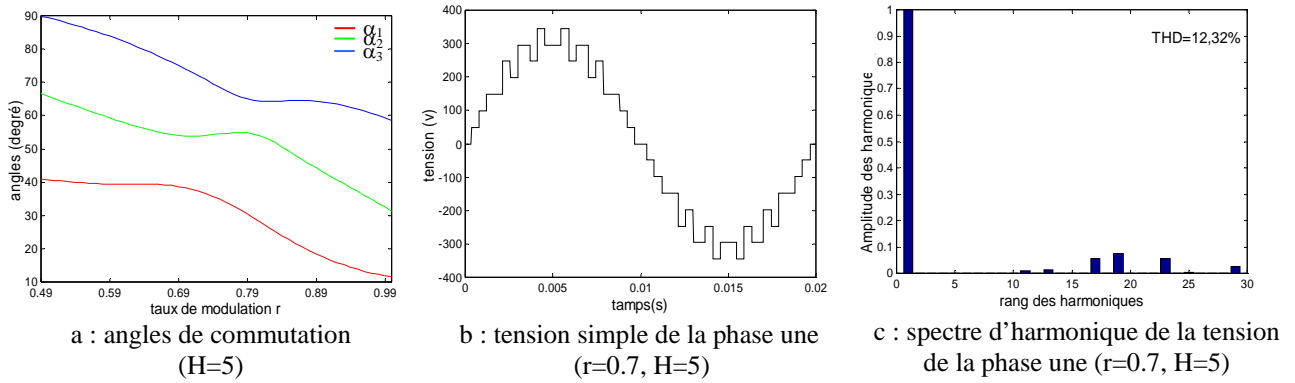
les figures (III.14.a) et (III.15.a) présentent, la variation des angles  $\alpha_i$  en fonction de  $r$  obtenue à partir de la résolution des systèmes (III.76) et (III.77). On remarque que pour le 1<sup>er</sup> cas, les solutions n'existent que pour  $r$  entre 0.49 et 0.99. En dehors de cet intervalle, la résolution est impossible. Pour le cas (N=7, H=5, 7, 11), il existe une double solution pour  $r$  compris entre 0.83 et 0.837 et une solution unique pour  $r$  appartenant aux intervalles  $(0.63 \leq r < 0.83)$  et  $(0.837 < r \leq 1)$ .

On note que pour  $(0.83 \leq r \leq 0.837)$  un critère de choix d'angles adéquats est proposé. Ce critère est basé sur la comparaison des THD offerts par les différents angles de cet

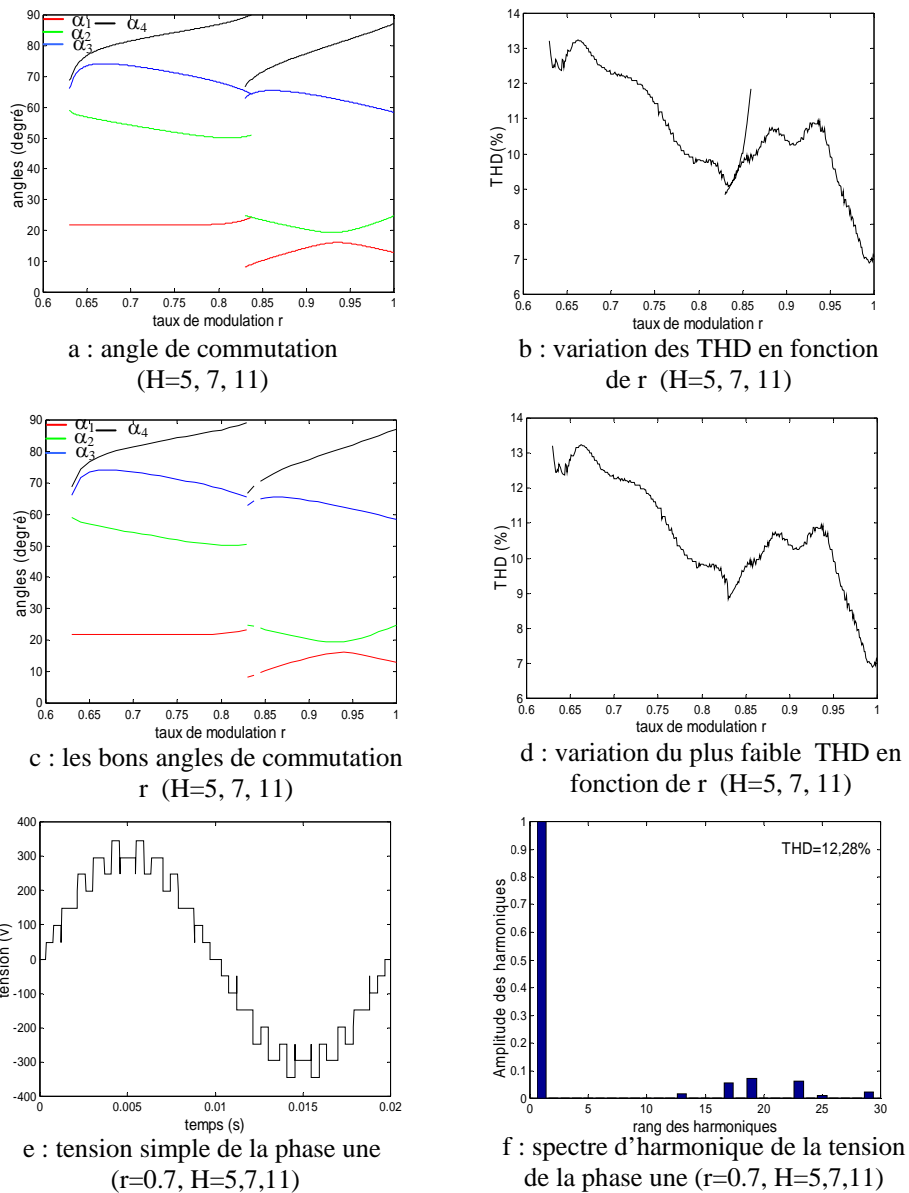
intervalle. Ceux qui donnent le meilleur THD sont sélectionnés. Pour cela, nous avons calculé les THD données par les solutions déterminées par Newton-Raphson (fig.III.15.b). la figure II.15(c, d), montre les angles choisis accompagnés de leurs THD.

Après cette phase de choix, un test est effectué, pour la reconstitution de la tension à la sortie de l'onduleur, en se basant sur les angles relatif à  $r=0.7$ . Ainsi, les ondes de tension obtenues et leur spectres apparaissent aux figures figures III.14.(b,c) et III.15.(e,f). Ces résultats montre que:

- l'élimination des harmoniques non désirés (5 et 7) ensuite (5, 7 et 11) est assurée avec un bon contrôle du fondamental pour chaque cas,
- l'amplitude des harmoniques non éliminés est un peu importante. Néanmoins, elle reste faible en comparaison avec celle obtenue par l'onduleur à trois et à cinq niveaux,
- le taux d'harmonique est faible par rapport à celui obtenu par l'onduleur à trois et à cinq niveaux,



**Fig.III.14 :** résultats pour éliminer les harmoniques rang 5 et 7 (N=7).

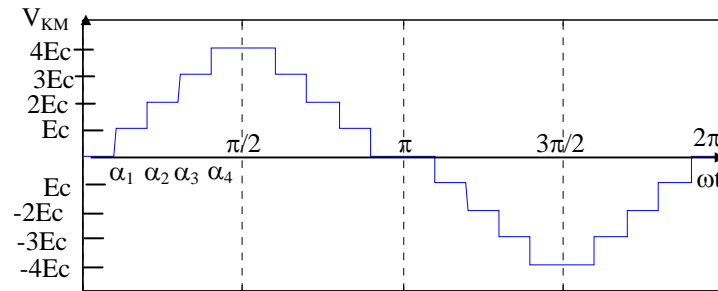


**Fig.III.15 :** résultats pour éliminer les harmoniques rang 5, 7 et 11 (N=7).

### III.5.4 Onduleur triphasé à neuf niveaux

#### a. Eliminer des harmoniques 5, 7 et 11

Les huit cellules de cet onduleur, reçoivent à leur entrée des tensions constantes égales  $E_c$ . Pour faire apparaître les cinq premiers niveaux ( $0, E_c, 2E_c, 3E_c$  et  $4E_c$ ) sur le premier quart de la période, il est nécessaire d'avoir au minimum quatre angles de commutation ; ce qui revient à éliminer directement les harmoniques de rang 5, 7 et 11 (fig.III.16).



**Fig.III.16** : Tension de sortie d'un bras par rapport au point  $M$  d'un onduleur triphasé à neuf niveaux.

En se basant toujours sur le développement en série de Fourier de ce signal périodique, l'amplitude des harmoniques est donnée par la relation III.39, où les coefficients  $\lambda'_i$  sont unitaires:

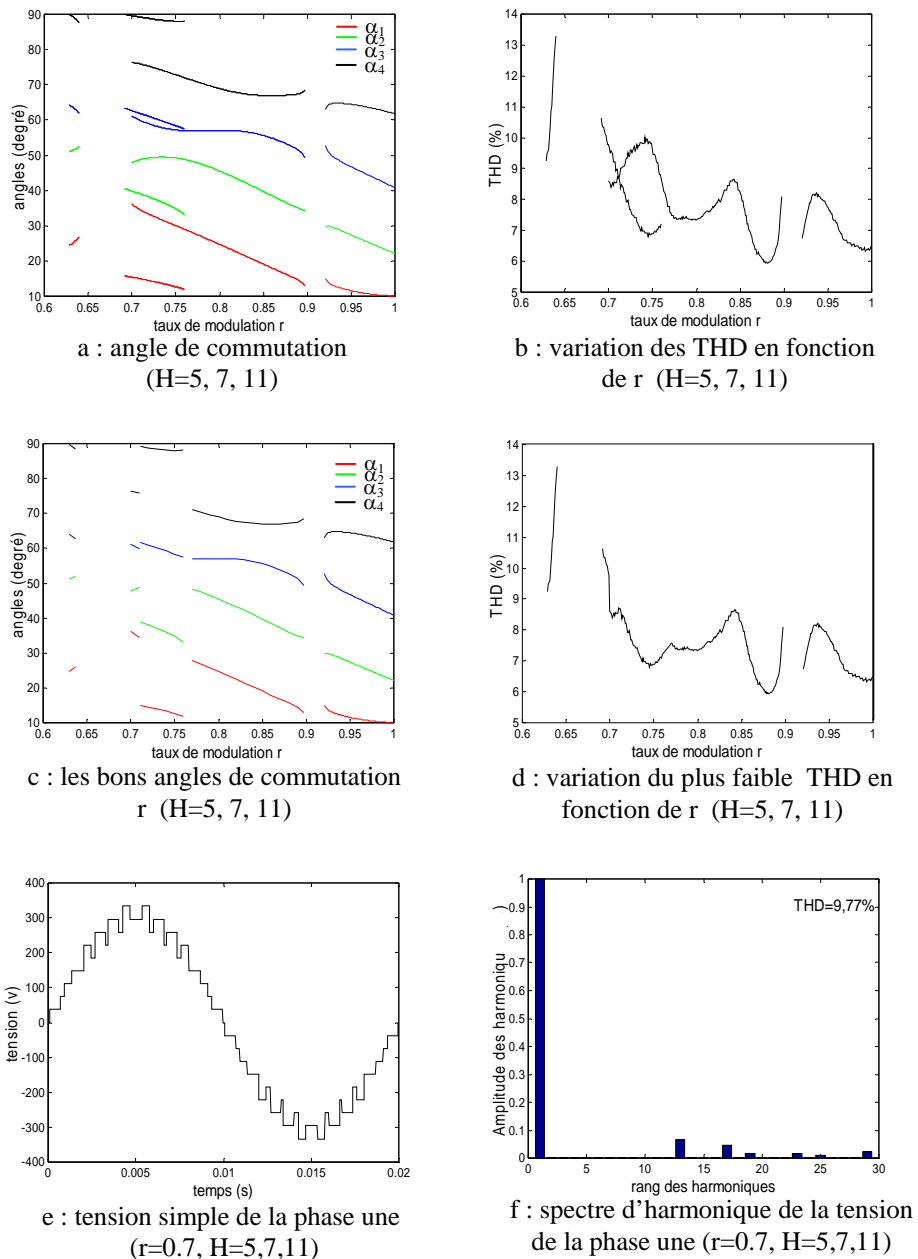
Ces coefficients doivent être remplacés dans le système général (III.48), pour aboutir au système présenté ci-dessous :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) = \pi r \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) + \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.78})$$

La résolution du système (III.78), permet d'avoir la courbe représentant les angles  $\alpha_i$  en fonction de  $r$  de la figure III.17.a. De cette caractéristique, il apparaît que ce système admet deux solutions pour ( $0.7 \leq r \leq 0.76$ ) et pour les autres valeurs de  $r$  une seule solution existe à l'exception où  $r < 0.629$ ,  $r \in [0.64, 0.7]$  et  $r \in [0.897, 0.921]$ . Dans ces derniers intervalles, aucune solution n'est possible. Le choix des angles est basé sur le même principe présenté précédemment. La courbe des différents THD est donnée à la figure III.17.b. La figure III.17.c représente les valeurs des angles de commutation produisant le meilleur THD (fig.III.17.d). Pour vérifier la validité de cette solution un exemple est traité pour  $r=0.7$ , la



forme de la tension simple fourni par l'onduleur et son spectre d'harmoniques sont présentés par la figure III.(17.e, 17.f).



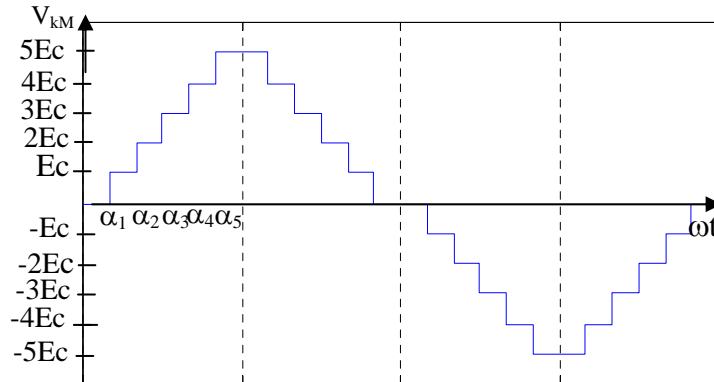
**Fig.III.17** : résultats pour éliminer les harmoniques rang 5, 7 et 11 ( $N=9$ ).

### III.5.5 Onduleur triphasé à onze niveaux

#### a. Eliminer des harmoniques 5, 7, 11 et 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 le 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup>, 11<sup>ème</sup> et le 13<sup>ème</sup> harmoniques. Avec ces cinq angles de

commutation le motif adopté de la tension d'un bras délivrée par cet onduleur, est donné par la figure III.18.



**Fig.III.18 :** Tension de sortie d'un bras par rapport au point  $M$  d'un onduleur triphasé à onze niveaux.

Comme les autres types d'onduleurs, la détermination des angles nécessite le développement en série de Fourier du signal présenté à la figure III.18. La décomposition de ce dernier mène toujours à la relation (III.39). Donc, les coefficients  $\lambda'_i$  sont des valeurs unitaires positifs. L'expression III.39, où le paramètre  $c=5$ , devient donc :

$$b_n = \frac{4E_c}{\pi n} \left[ \lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \lambda'_3 \cos(n\alpha_3) + \lambda'_4 \cos(n\alpha_4) + \lambda'_5 \cos(n\alpha_{5c}) \right] \quad (\text{III.79})$$

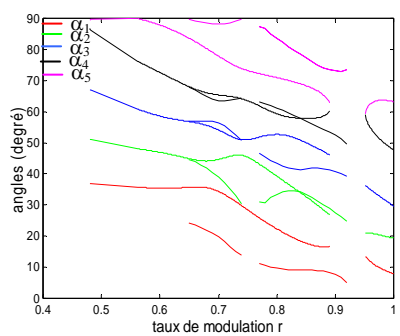
Après avoir développer cette relation pour  $H=(5, 7, 11, 13)$  en fonction de  $r$ , nous aboutissons au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) = \frac{5\pi}{4} r \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) + \cos(7\alpha_5) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) + \cos(11\alpha_4) + \cos(11\alpha_5) = 0 \\ \cos(13\alpha_1) + \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) + \cos(13\alpha_4) + \cos(13\alpha_5) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.80})$$

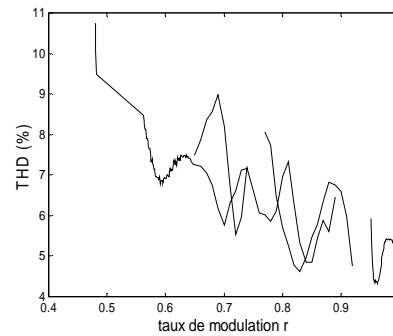
La résolution de ce système donne toutes les solutions possibles pour différentes valeurs de  $r$  (fig.III.19.a). De cette figure, on remarque qu'il existe une double solution pour  $(0.65 \leq r \leq 0.74)$  et  $(0.77 \leq r \leq 0.89)$ . Pour les valeurs de  $r$  inférieures à 0.48 et  $r$  compris entre 0.92 et 0.951, aucune solution n'est possible. Par conséquent, ce système accepte une seule solution pour les autres valeurs de  $r$ . La figure III.19.b donne la variation des THD de toutes

les solutions possibles, celles qui donnent le THD le plus faible (fig.III.19.d) sont sélectionnées (fig.III.19.c).

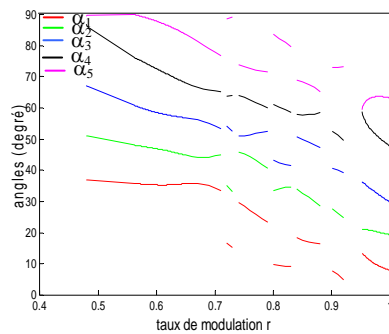
La figure III.19.e représente la tension simple fournie par cet onduleur et son spectre (fig.III.19.f) lorsque les angles de commutation sont issus des solutions de la figure III.19.c pour  $r=0.7$ . Il apparaît que les harmoniques à annuler sont inexistantes dans le spectre et les autres harmoniques admettent de très faibles amplitudes par rapport à celles dues aux onduleurs de niveaux 9, 7, 5, 3.



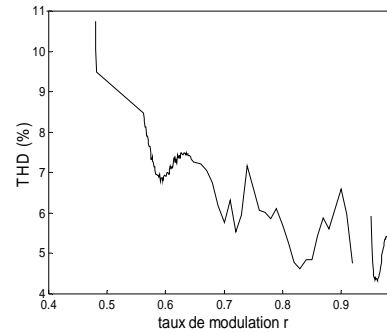
a : angle de commutation (H=5, 7, 11)



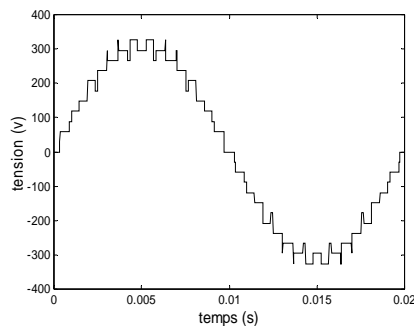
b : variation des THD en fonction de r (H=5, 7, 11)



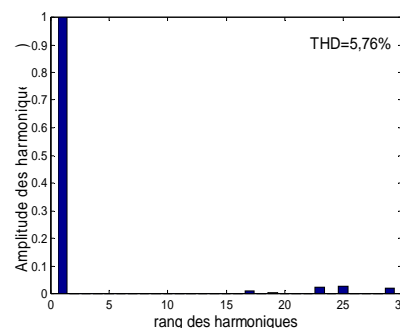
c : les bons angles de commutation r (H=5, 7, 11)



d : variation du plus faible THD en fonction de r (H=5, 7, 11)



e : tension simple de la phase une (r=0.7, H=5,7,11)



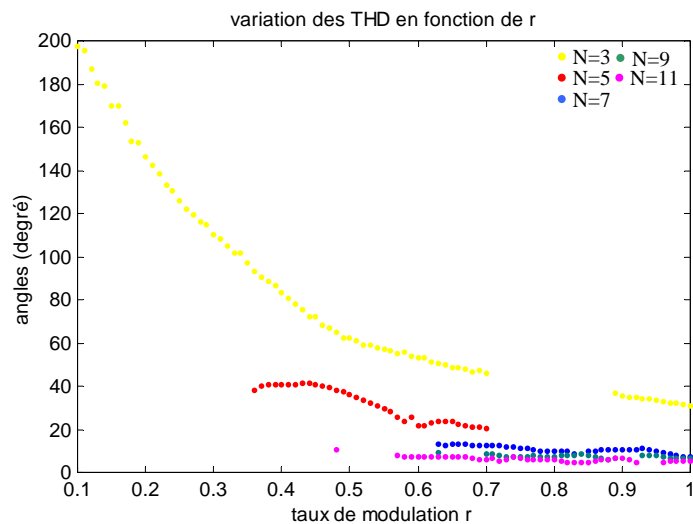
f : spectre d'harmonique de la tension de la phase une (r=0.7, H=5,7,11)

**Fig.III.19** : résultats pour éliminer les harmoniques rang 5, 7, 11 et 13  
N=11

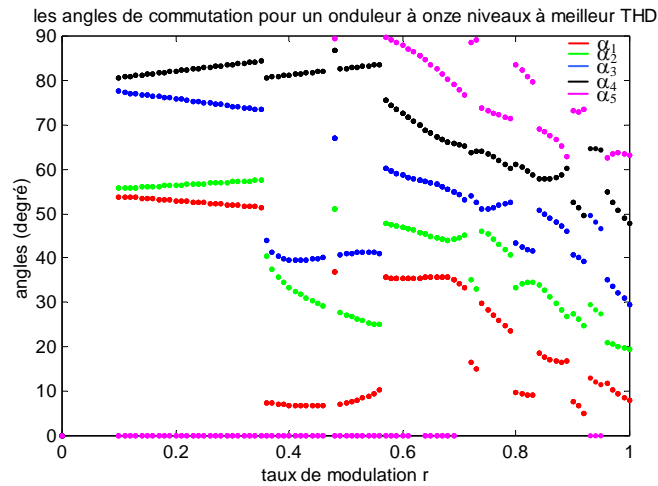
### III.5.6 Stratégie à élimination d'harmoniques avec un minimum de THD pour l'onduleur à onze niveaux

L'onduleur à onze niveaux, peut reproduire les mêmes tensions des niveaux inférieurs ( $N=9, 7, 5, 3$ ) tout en éliminant les harmoniques non désirés ( $H=5, 7$  et  $11$ ). Donc il est possible en fonction de  $r$  de sélectionner les caractéristiques d'angles qui donnent le meilleur THD parmi les cinq courbes correspondant à  $N=(3, 5, 7, 9, 11)$ .

L'idée est de choisir le niveau de l'onduleur adéquat à ce convertisseur ( $N=11$ ) parmi les autres niveaux ( $N=3, 5, 7, 9$ ). Le critère de sélection est toujours basé sur le choix, pour chaque valeur de  $r$ , de l'onduleur qui offre le meilleur THD. Une comparaison est donc nécessaire des cinq caractéristiques qui donnent la variation des THD en fonction du taux de modulation relatives aux cinq onduleurs étudiés précédemment (fig.III.20). A près cette phase de choix, nous aboutissons à une seule caractéristique de commande pour l'onduleur à onze niveaux qui donne la variation des angles de commutation en fonction de  $r$  (fig.III.21). L'onduleur à onze niveaux est maintenant capable de reproduire les niveaux inférieurs selon la valeur du taux de modulation avec le taux d'harmoniques le plus faible possible (fig.III.22). On note, que cette stratégie ne dépend pas de la topologie du convertisseur utilisé.



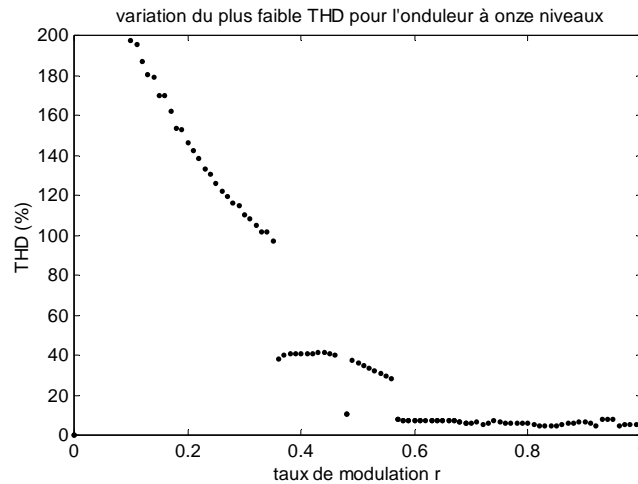
**Fig.III.20:** Variation des THD en fonction de  $r$  pour  $N=3, 5, 7, 9$  et  $11$



**Fig.III.21** : Variation des angles de comutation pour un onduleur à onze niveaux à plus faible THD

De tous les résultats présentés dans cette partie, il ressort que :

- La technique d'élimination d'harmoniques a permet certes d'éliminer les harmoniques non désirés, avec un bon contrôle du fondamental.
- Cette technique amplifie les harmoniques non éliminés.
- Pour certain cas, le système d'équations à résoudre peut avoir plusieurs solutions, comme il peut ne pas avoir de solution. La variation des angles de commutation en fonction de  $r$  présente donc des discontinuités.
- Plus le niveau augmente, plus il est difficile d'avoir des solutions pour les faibles valeurs de  $r$  (cas de  $N > 3$ ).
- Le problème de la méthode de Newton-Raphson, réside dans le choix des valeurs initiales. Ces dernière doivent être proches de la solution pour qu'il ait convergence.
- Plus le niveau de l'onduleur augmente plus le taux d'harmonique diminue.
- Le taux d'harmoniques obtenu par cette stratégie est inférieur à celui de la stratégie triangulo-sinusoidale unipolaire.



**Fig.III.22 :** Variation du THD en fonction de r pour un onduleur à onze niveaux à plus faible taux d'haroniques

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, est développé l'algorithme de commande par MLI des onduleurs multiniveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques. Nous avons présenté le principe de cette technique. Ce dernier est basé sur la résolution des systèmes d'équations non linéaires, obtenus à partir d'un développement en série de Fourier du signal de sortie de l'onduleur. Pour cela, un rappel sur les séries de Fourier est exposé ainsi que les méthodes de résolution des systèmes non linéaires les plus connues dans la littérature. Dans notre cas, nous avons utilisé celle de Newton-Raphson.

Des résultats obtenus, nous remarquons que la stratégie d'élimination d'harmoniques offre un THD inférieure par rapport à celui de la stratégie triangulo-sinusoidale. Toute fois, elle amplifie les harmoniques non éliminés. De plus, cette stratégie permet, non seulement d'assurer un bon contrôle du fondamental mais aussi d'annuler les harmoniques indésirables sans le besoin d'un filtre.

Les résultats obtenus sont donc satisfaisants, vue que la stratégie proposée améliore sans doute le spectre de la tension délivrée par l'onduleur multiniveaux. Elle réduit les pertes de commutation aux bornes des interrupteurs ce qui augmente leur durée de vie.

## **Chapitre IV : Application des réseaux de neurones artificiels aux onduleurs multiniveaux**

### **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  $r$ ; aussi la réalisation de cette mémoire devient coûteuse.

Pour éviter l'usage des mémoires électroniques, une autre solution est préconisée : consiste à utiliser la technique des réseaux de neurones artificiels. 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 reproduire toutes les caractéristiques d'allumage non linéaires, déjà calculées dans les différents cas étudiés pour les onduleurs à trois, cinq, sept, neuf et onze niveaux. Pour cela, sont mis en œuvre des réseaux multicouches entraînés par l'algorithme de rétropropagation. Tout d'abord, un réseau est élaboré pour chaque cas étudié. A la fin, un seul réseau est obtenu assurant l'approximation de la caractéristique optimisée de l'onduleur à onze niveaux.

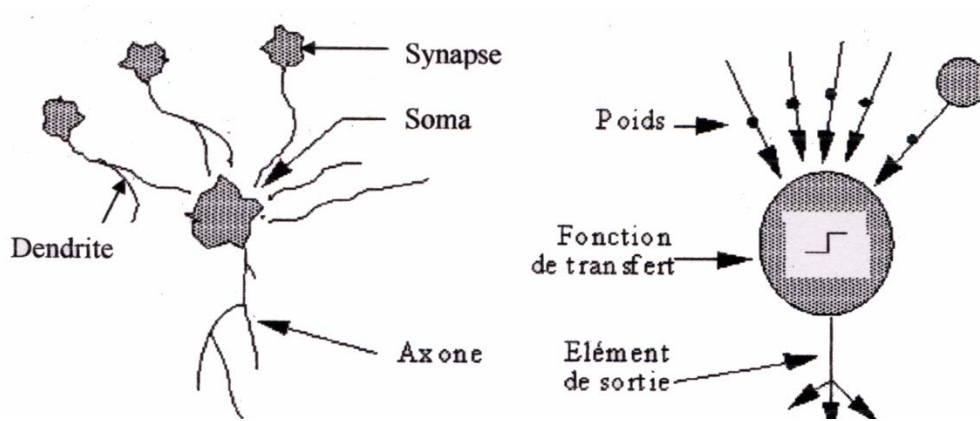
### **IV.2 Les réseaux de neurones artificiels**

#### **IV.2.1 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, telle que la sommation et la comparaison. Chaque neurone formel calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit.

En s'inspirant de leurs travaux sur les neurones biologiques, *McCulloch* et *Pitts* introduisent la première modélisation d'une cellule nerveuse [McC 43]. Ce dernier est capable de faire une somme des potentiels d'actions venant de  $n$  entrées pondérées par des coefficients, dits poids synaptiques (les potentiels des entrées ont des valeurs numériques). La valeur du résultat indique l'état du neurone. Si cette somme dépasse un certain seuil, le neurone est activé, et il transmet une réponse dont la valeur est celle

de son activation. Dans le cas contraire, un zéro se présente à la sortie, le neurone n'est donc pas actif (fig.IV.1).



**Fig.IV.1** : Mise en correspondance neurone biologique/neurone formel

Le neurone formel est donc un automate booléen dont la sortie  $y$  est telle que:

$$y = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \beta \\ 0 & \text{si } S < \beta \end{cases}$$

(IV.1)

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 relation (IV.1) et (IV.2) sont définies comme suit :

$x_i$  représente la  $i^{\text{ème}}$  entrée du neurone formel,

$y$  la sortie du neurone,

$\beta$  seuil du neurone,

$w_i$  sont des paramètres de pondération,

$f$  est une fonction de seuillage,

$S$  la somme pondérée des entrées  $x_i$ .

Le neurone formel est défini alors par la nature des entrées, la fonction d'entrée totale, la fonction d'activation, la fonction de sortie et enfin la nature de la sortie. Les entrées peuvent être du type réelle ou booléennes (0, 1) ou (-1, +1).



La fonction d'entrée totale définit le prétraitement effectué sur les entrées, elle peut être du type booléen linéaire ( $\sum_i^n w_i x_i$ ) ou affiné ( $\sum_i^n w_i x_i - \theta$ ).

La fonction d'activation  $f$  du neurone a pour objectif de rendre l'activité du neurone bornée, aussi elle définit l'état interne du neurone. Afin d'améliorer les performances du modèle de *W.McCulloch et W.Pitts* [McC 43], les chercheurs ont adopté d'autres fonctions d'activation autre que la fonction seuil (0, 1) :

- la fonction à seuil binaire (fonction d'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) ;

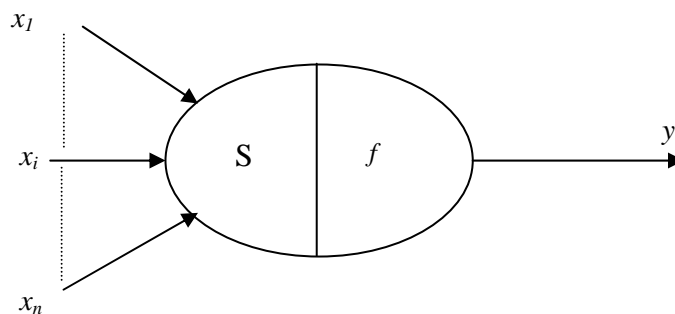
La fonction de sortie du neurone détermine les réponses en fonction de l'état d'activation. Elle est souvent représentée par la fonction identité. On a donc :

$$y=f(x)$$

(IV.3)

• *la nature de la sortie*

La combinaison des trois fonction (d'entrée, d'activation et de sortie) définit le type de neurone (fig.IV.2)



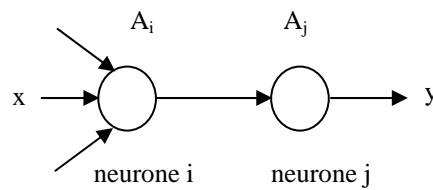
**Fig.IV.2:** Modélisation d'un neurone formel.

En 1949, une formulation du mécanisme d'apprentissage est introduite par *Donald Hebb*, sous la forme d'une règle de modification des connexions synaptiques (règle de *Hebb*) [Heb 49]. Elle est considérée 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 et 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 (fig.IV.3). La traduction mathématique de ce principe peut s'écrire de la forme suivante :

$$w_{ij}(t + \Delta t) = w_{ij}(t) + \mu A_i A_j$$

(IV.4)



**Fig.IV.3:** Règle de Hebb pour deux neurones connectés

où  $\mu$  ( $\mu > 0$ ) est un paramètre de l'intensité de l'apprentissage et  $A_i$ ,  $A_j$  sont l'activation des neurones  $i$  et  $j$  respectivement.

Depuis lors, des règles autres que celles de *D.Hebb* [Heb 49] ont été proposées, qui ont conduit à de nouvelles modélisations. Le tableau IV.1, résume les principaux modèles des réseaux de neurones artificiels apparus entre 1958 et 1984.

Année	Modèle	Définition
1958	Le perceptron de Rosenblatt	Premier modèle des réseaux neuronaux, utilisé pour la reconnaissance des formes. Il comprend trois éléments : la couche d'entrée, la couche cachée et une couche de sortie.
1960	Le Madaline de <i>Windrow</i>	Assemblage de plusieurs éléments adaptatifs sous forme de couches. La différence entre ce réseau et le perceptron est que le Madaline est destiné à l'approximation des fonctions.
1982	Le réseau de <i>Hopfield</i>	Modélisation d'une mémoire adressable par son contenu (mémoire associative). Le réseau est bouclé et totalement connecté.
1983	La machine de <i>Bolzmman</i>	Amélioration de la dynamique de l'algorithme d'apprentissage du réseau de Hopfield.
1984	Le modèle de <i>Kohonen</i>	Le réseau se distingue par une auto-adaptation, une projection lui permettant de compresser les données et une bonne résistance aux bruits.

**Tab.IV.1** : Principaux modèles des réseaux de neurones.

## IV.2.2 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.2.2.1 Réseaux de neurones non bouclés

Un réseau de neurone est dit non bouclé, ou statique, si son graphe ne possède pas de cycle aussi, leurs neurones ne sont pas connectés à eux même. Il 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 synaptiques)  $w$  du réseau (fig.IV.4) :

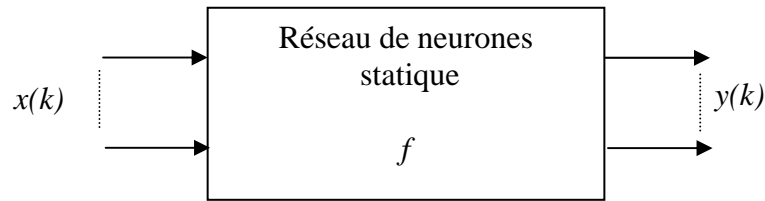
$$y(k) = f(x(k); w) \quad (IV.5)$$

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  $w$ .



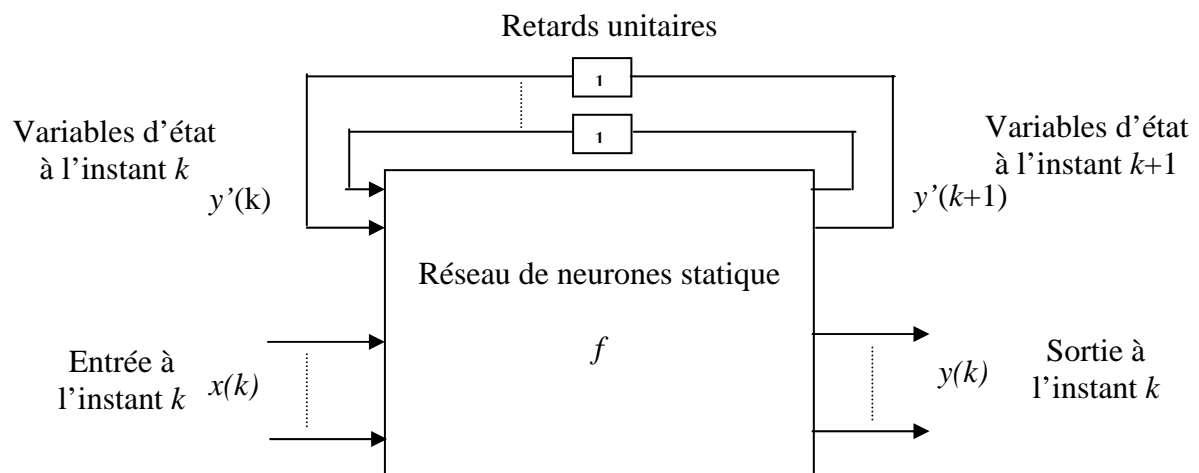
**Fig.IV.4 :** Forme canonique d'un réseau statique

Ces réseaux sont très utilisés en classification, reconnaissance des formes (caractères, parole,...), en prédétection...etc.

#### IV.2.2.2 Réseaux de neurones bouclés

Le réseau est dit bouclé, ou dynamique, si son graphe possède au moins un cycle. Des connexions existent entre les différents neurones de toutes les couches. Les sorties du réseau à l'instant  $k$  dépendent non seulement des entrées externes à l'instant  $k$ , mais aussi de toute la séquence des entrées externes précédentes (et de l'initialisation des variables d'état).

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.5.



**Fig.IV.5 :** Forme canonique d'un réseau de neurone bouclé

Les réseaux bouclés sont utilisés comme mémoires associatives (réseau de Hopfield, réseau à attracteur) ou pour des tâches de traitement du signal ou de commande.

### ***IV.2.3 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 réseau peut être représenté 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 ses dérivées successives, au sens des 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 classique 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 tous 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, donc en nombre d'exemples.

#### IV.2.4 Modes d'apprentissage

L'apprentissage est une phase indispensable pour l'ajustement des poids synaptiques du réseau. Son but est alors l'estimation des coefficients  $W$  pour remplir au mieux la tâche à laquelle le réseau est destiné. On distingue deux modes d'apprentissages, le premier est dit supervisé et le second non supervisé.

Deux étapes caractérisent cette phase :

- *L'exemple d'apprentissage* c'est l'ensemble de  $n$  exemples, chacun étant constitué d'un vecteur  $x(k)$  à appliquer à l'entrée du réseau, et du vecteur  $y(k)$  des valeurs désirées à la sortie. Il est très important que cet exemple soit suffisamment riche. En effet, il faut que le nombre d'exemples soit grand devant le nombre de coefficients du réseau. Néanmoins, La propriété parcimonie des RN permet de faciliter la réalisation de cette condition. On note aussi que l'insuffisance du nombre d'exemples à l'entrée est une contrainte facile à contourner en utilisant ces réseaux par rapport aux autres méthodes statiques de régression.
- *Une fonction de coût à minimiser* : La convergence des algorithmes d'apprentissage est liée directement à un minimum local à déterminer, d'une fonction de coût définie au préalable.

##### IV.2.4.1 Apprentissage supervisé

L'intérêt de cet algorithme est de déterminer le bon vecteur du poids synaptiques localement optimal, afin de ramener le réseau vers le comportement désiré. Ce dernier doit être imposé par le superviseur via des exemples en couples  $(x(k),y(k))$ . La convergence des algorithmes d'apprentissage est obtenue moyennant un critère à optimiser.

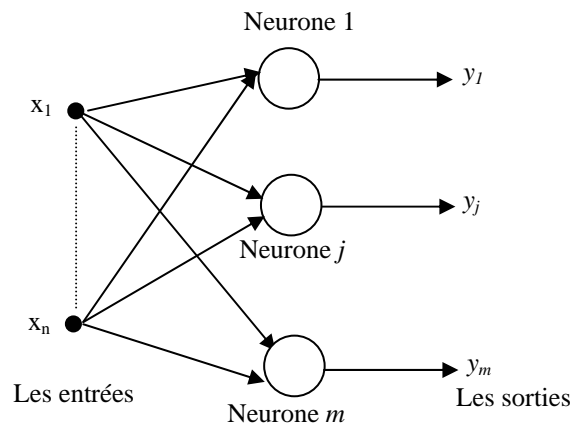
###### IV.2.4.1.1 Le perceptron

Le perceptron a été conçu en 1958 par *Roseblatt* [Ros 58] [Dav 93], il comprend trois éléments principaux : La couche d'entrée, une couche d'association (cachée) et une couche de cellules de décision (couche de sortie) (fig.IV.6).

La couche d'entrée est un ensemble de cellules, où le stimulus s'inscrit (l'entrée du perceptron).

La couche de cellules d'association est formée de cellules connectées à des cellules d'entrée et aux cellules de décision. Elle collecte la somme des impulsions venant des cellules auxquelles elle est connectées. Après une comparaison avec un seuil, elle fournit une réponse suivant la loi du tout-ou-rien (1 ou 0).

La couche de cellules de décision représente la sortie du perceptron, qui interprète le résultat final. La couche entre les cellules d'association et la cellule de décision possède des poids modifiables à actualiser.



**Fig.IV.6 :** Structure du perceptron linéaire

La fonction d'activation de ce type de réseaux est définie par l'équation linéaire suivante :

$$S_j = \sum_{i=1}^n w_{ij} x_i + \theta_i \quad , j=1, \dots, m \quad (\text{IV.5})$$

La sortie est définie par la fonction seuil:

$$y_j = f(S_j) = \begin{cases} 1 & S_j > 0 \\ 0 & S_j \leq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

L'apprentissage du perceptron est de type supervisé. Cela consiste à présenter une série d'exemples les entrées \$x\$ et les 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

$$w(t+1) = w(t) + \Delta w(t) \quad (\text{IV.6})$$

où :

$$\Delta w(t) = \eta(y_d(t) - y(t))x(t) \quad (\text{IV.7})$$

avec :

\$S\_j\$ : représente l'entrée pondérée du neurone \$j\$,

$w_{ij}$  : les poids synaptiques en provenance du  $i^{\text{ème}}$  neurone de la couche d'entrée vers le  $j^{\text{ème}}$  neurone de sortie,

$\theta_i$  : paramètre qui agit sur le seuil en sortie,

$n$  : le nombre d'éléments du vecteur d'entrée,

$m$  : nombre de sorties,

$\eta$  : Paramètre qui contrôle le taux d'apprentissage,

$y_d(t)$  : La sortie désirée,

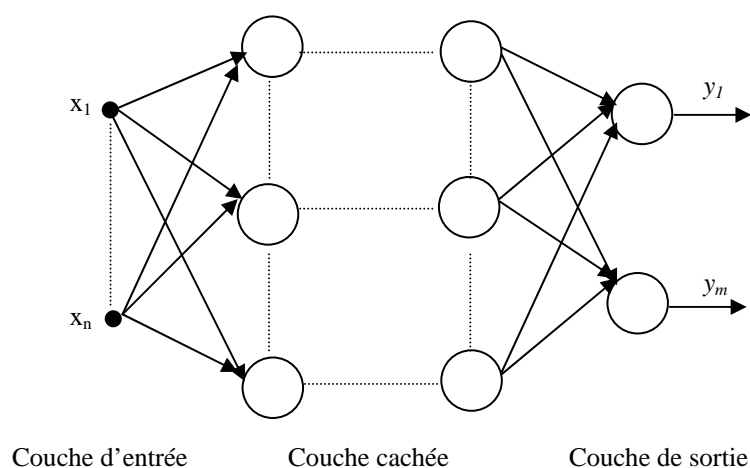
$w(t)$  : Le vecteur des poids,

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.2.4.1.2 Réseaux multicouches

Un réseau multicouche est une extension du perceptron classique. Il comprend une couche d'entrée, une couche de sortie, qui correspond à la décision, et un certain nombre de couches intermédiaires dites cachées. Chaque neurone d'une couche  $j$  est connecté à l'ensemble des neurones de la couche précédente ( $j-1$ ), par des liaisons dont les poids sont modifiables.



**Fig.IV.7 :** Structure des réseaux multicouches

Le perceptron multicouches 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.

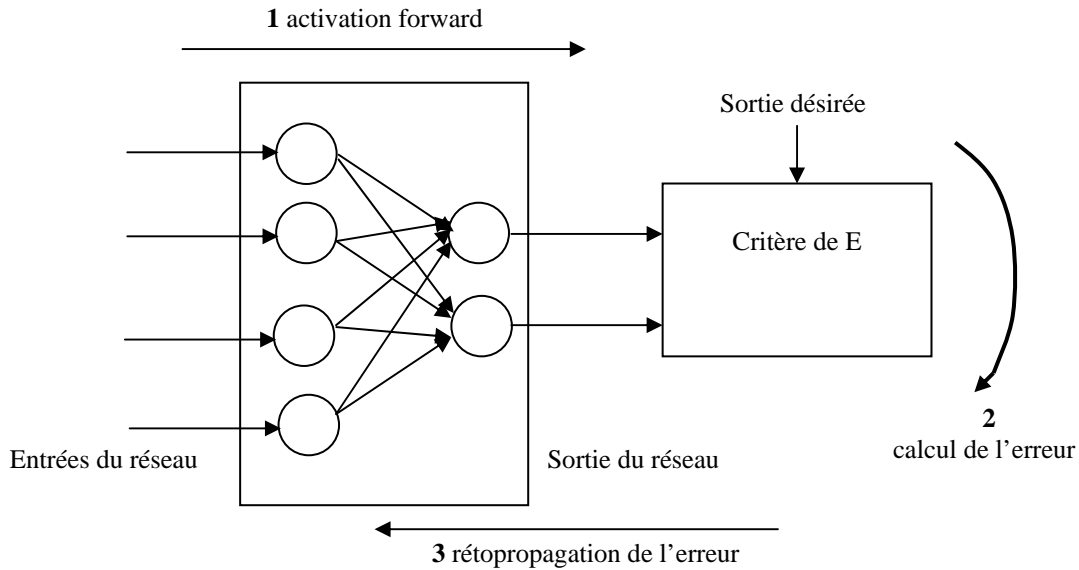
L'un des problèmes de l'utilisation des réseaux de neurones consiste dans le choix de sa topologie. Par exemple, il n'existe pas de règle générale qui donne le nombre de neurones à retenir pour la couche intermédiaire. Ce choix est spécifique à chaque application. Pour cela, un nombre aléatoire est toujours 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.

Quant aux réseaux multicouches, leur apprentissage est assuré généralement par l'algorithme connue sous le nom de « Rétropropagation du gradient ». La première approche de cet algorithme a été découverte en 1974 par *Werbos* en travaillant sur sa thèse de doctorat en statistiques [Wer 74].

Cependant, cet algorithme ne fut développé et adapté aux réseaux multicouches qu'en 1986 par *Rumelhart, Hinton et Williams* de l'université de Stanford. Ce qui donna naissance à la méthode de rétropropagation en référence à l'erreur de sortie qui se propage à travers les couches du réseau vers l'entrée (fig.8). Pour cet algorithme est définie une fonction de l'erreur égale la moyenne de la différence des carrés de la sortie calculée et celle désirée. Afin de minimiser cette erreur, l'algorithme de rétro-propagation utilise la technique du gradient basée la règle de delta .

L'idée de principe de cet algorithme est très simple. Elle est basée sur l'utilisation d'une fonction dérivable (par exemple la fonction sigmoïde) en remplacement de la fonction seuil utilisée dans les neurones linéaires à seuil. Dans cet algorithme, du fait que le signal provenant des cellules d'entrées est propagé vers la couche de sortie, de même il est possible, en suivant le chemin inverse, de rétropropager l'erreur commise en sortie vers les couches internes. Ce qui revient à propager la responsabilité des erreurs de la dernière couche à la première, dans le sens inverse du fonctionnement du réseau, d'où le nom retro-propagation.



**Fig.IV.8 :** Différentes opérations de l’algorithme backpropagation

**a. Règle de delta généralisée pour la rétro-propagation**

Nous considérons le réseau multicouches feed-forwards où les neurones d’entrées sont dans la première couche et les neurones de sortie constituent la dernière couche. Entre ces deux couches, il peut y avoir une ou plusieurs couches cachées dont chacune reçoit ses signaux de la couche précédente pour envoyer son signal à la couche qui vient juste après. Le signal est propagé jusqu’à la sortie du réseau pour déterminer la réponse correspondante.

L’algorithme de la rétropropagation évalue la descente de plus grande pente sur une surface dans l’espace des poids dont la hauteur en chaque point est égale à la mesure d’erreur [Alb 75][Par 85].

Dans le but de développer l’algorithme, soit  $E(k)$  la mesure de l’erreur sur le  $k^{ème}$  exemple entrée/sortie :

$$E(k) = \frac{1}{2} \sum_j (y_{dj}(k) - y_j(k))^2 \tag{IV.8}$$

et soit la mesure de l’erreur totale sur les exemples :

$$E = \sum_k E(k) \tag{IV.9}$$

On définit la somme pondérée du neurone  $j$  de la couche sortie par:

$$S_j = \sum_i w_{ji} y_i(k) \tag{IV.10}$$

La sortie du neurone  $j$  de la couche de sortie est alors :

$$y_j(k) = f_j(S_j(k)) \quad (\text{IV.11})$$

La fonction  $f_j$  est une fonction sigmoïde, qui est croissante et différentiable.

Pour obtenir une généralisation correcte de la règle du delta, le poids  $w_{ji}$  est modifié tel que :

$$\Delta w_{ji}(k) \propto -\frac{\partial E(k)}{\partial w_{ji}} \quad (\text{IV.12})$$

On peut écrire :

$$\frac{\partial E(k)}{\partial w_{ji}} = \frac{\partial E(k)}{\partial S_j(k)} \cdot \frac{\partial S_j}{\partial w_{ji}} \quad (\text{IV.13})$$

A partir de (IV.10), le second facteur peut être développé comme suit :

$$\frac{\partial S_j(k)}{\partial w_{ji}} = \frac{\partial}{\partial w_{ji}} \left( \sum_l w_{jl} y_l(k) \right) = y_i(k) \quad (\text{IV.14})$$

On définit  $\delta_j(k)$  comme étant :

$$\delta_j(k) = -\frac{\partial E(k)}{\partial S_j(k)} \quad (\text{IV.15})$$

Par conséquent la relation (IV.13) peut encore s'écrire sous la forme :

$$-\frac{\partial E(k)}{\partial w_{ji}} = \delta_j(k) y_i(k) \quad (\text{IV.16})$$

Ceci signifie que pour appliquer la descente du gradient en  $E(k)$ , nous devons effectuer un changement des poids selon :

$$\Delta w_{ji}(k) = \eta \delta_j(k) y_i(k) \quad (\text{IV.17})$$

Comme pour la règle standard des deltas. Il est important de noter qu'il y a un simple calcul récursif des termes  $\delta$  qui peut être implémenté, en propageant dans le sens inverse du signal d'erreur à travers le réseau :

Pour calculer l'expression (IV.15), la règle de la chaîne est appliquée :

$$\delta_j(k) = \frac{\partial E(k)}{\partial S_j(k)} = -\frac{\partial E(k)}{\partial y_j(k)} \cdot \frac{\partial y_j(k)}{\partial S_j(k)} \quad (\text{IV.18})$$

De la relation (IV.11), il devient :

$$\frac{\partial y_j(k)}{\partial S_j(k)} = f'_j(S_j(k)) \quad (\text{IV.19})$$

qui est simplement la dérivée de la fonction  $f'$  du neurone  $j$ , évaluée pour l'entrée pondérée  $S_j(k)$  de ce neurone.

Pour calculer le premier terme de la relation (IV.18), on distingue deux cas.

- En premier lieu, nous supposons que le neurone  $j$  est un neurone de la couche de sortie .

Dans ce cas, il s'en suit de la définition de  $E(k)$  que :

$$\frac{\partial E(k)}{\partial y_j(k)} = -(y_{dj}(k) - y_j(k)) \quad (\text{IV.20})$$

En substituant dans (IV.18), les deux termes par leurs expressions correspondantes, il vient :

$$\delta_j(k) = (y_{dj} - y_j) \cdot f'_j(S_j(k)) \quad (\text{IV.21})$$

pour tout neurone  $j$  de la couche de sortie.

- Dans le cas où le neurone  $j$  n'appartient pas à la couche de sortie, la règle de chaîne est utilisée pour écrire :

$$\begin{aligned} \sum_l \frac{\partial E(k)}{\partial S_l(k)} \cdot \frac{\partial S_l(k)}{\partial y_j(k)} &= \sum_l \frac{\partial E(k)}{\partial S_l(k)} \cdot \frac{\partial}{\partial y_j(k)} \sum_i w_{li} y_i(k) \\ &= \sum_l \frac{\partial E(k)}{\partial S_l(k)} w_{lj} \\ &= -\sum_l \delta_l(k) w_{lj} \end{aligned} \quad (\text{IV.22})$$

Dans ce cas, en substituant les deux termes dans (IV.18), il vient :

$$\delta_j(k) = f'_j(S_j(k)) \sum_l \delta_l(k) w_{lj} \quad (\text{IV.23})$$

Les relations (IV.21) et (IV.23) donnent une procédure récursive pour calculer les  $\delta$  pour tous les neurones du réseau, les quelles sont utilisées pour déterminer les variations des poids du réseau suivant la relation (IV.17). Cette procédure constitue la règle générale de delta, pour un réseau feed-forward.

## **b. Algorithme de rétro-propagation ( back-propagation )**

Cette section décrit l'algorithme d'apprentissage par la rétro-propagation [Wer 74] [Rum 86] [Hof 82]. La figure (IV.9) représente l'organigramme de l'apprentissage par back-propagation.

*Etape1) Initialisation des poids et des biais :* fixer tous les poids et les biais à des valeurs aléatoires.

*Etape 2) Présenter l'entrée et la sortie désirée :* présenter les valeurs du vecteur d'entrée et spécifier les sorties désirées. L'entrée pourrait être nouvelle pour chaque essai, ou des

échantillons provenant d'un ensemble d'exemples qui pourraient être présentés cycliquement jusqu'à la l'adaptation des poids .

*Etape 3) Calcule des sorties actuelles :* les entrées sont propagées dans le réseau jusqu'à la sortie.

*Etape 4) Adaptation des poids :* En utilisant l'algorithme récursif il faut commencer à partir des neurones de sortie, puis procéder de proche en proche dans le sens de la rétro-propagation pour atteindre la première couche cachée. Ajuster les poids tel que :

$$w_{ji}(t+1) = w_{ji}(t) + \Delta w_{ji}(t) \quad (\text{IV.24})$$

où 
$$\Delta w_{ji}(k) = \eta \delta_j(k) y_i(k) \quad (\text{IV.25})$$

Dans cette relation :

$w_{ji}(t)$  est le poids,

$\eta$  est un terme de gain appelé taux d'apprentissage,

$\delta_j(k)$  est le terme d'erreur pour le neurone  $j$

- Si le neurone  $j$  est un neurone de sortie, par conséquent  $\delta_j(k)$  peut être calculé par (IV.21) :

$$\delta_j(k) = (y_{dj}(k) - y_j(k)) \cdot f'_j(S_j(k)) \quad (\text{IV.26})$$

- Si le neurone  $j$  appartient à une couche cachée, par conséquent  $\delta_j(k)$  peut être calculé par (IV.23) :

$$\delta_j(k) = f'_j(S_j(k)) \sum_l \delta_l(k) w_{lj} \quad (\text{IV.27})$$

Les biais sont adaptés de la même manière en supposant qu'ils sont des poids relatifs à des entrées auxiliaires à valeur constante.

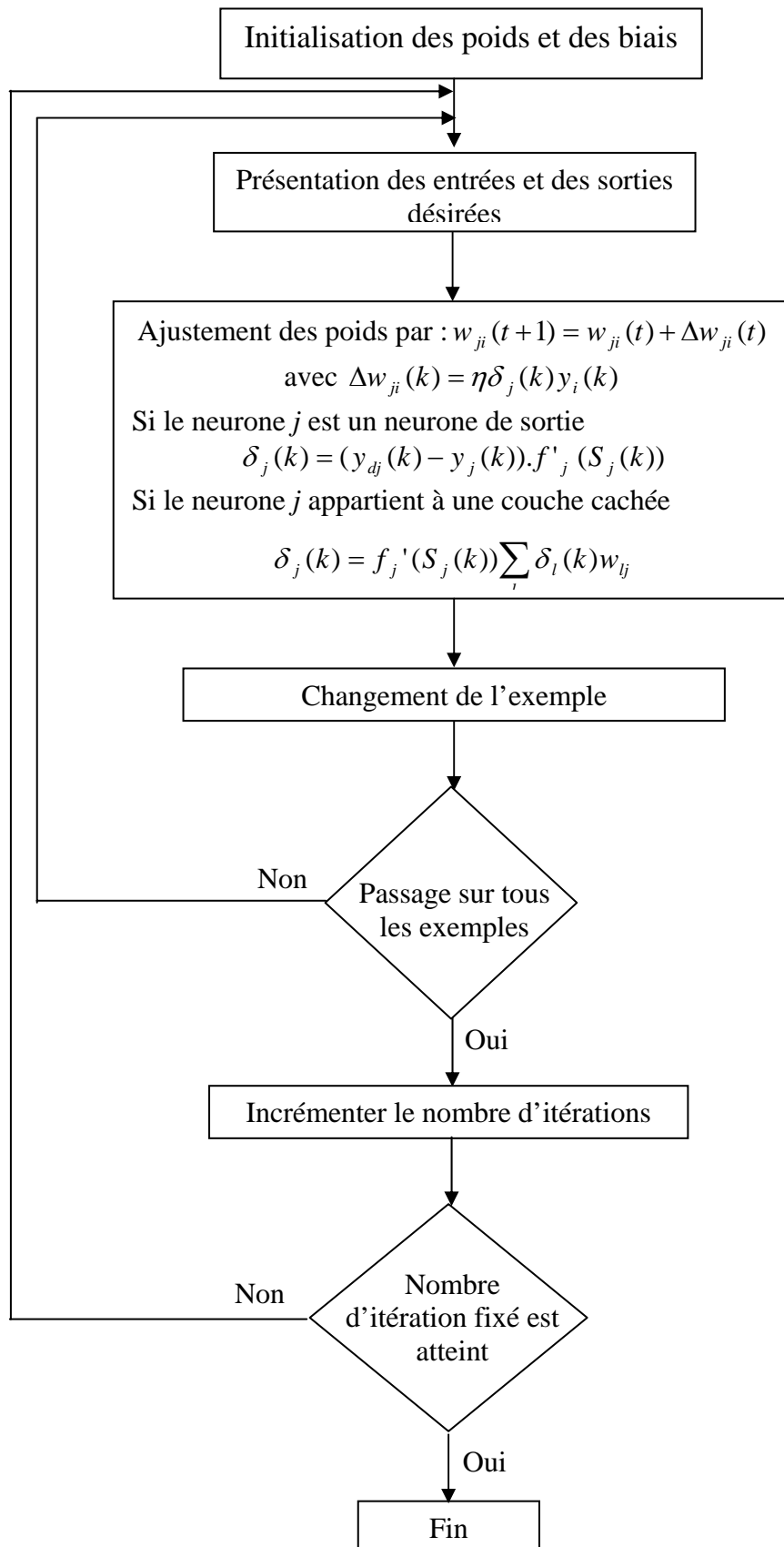
La convergence peut être rapide si un terme de momentum est ajouté pour que le changement des poids devient sans discontinuité.

Ces expressions sont utilisées pour un seul exemple d'apprentissage. En fait, pour l'apprentissage itératif plusieurs signaux d'entrée et plusieurs exemples sont donnés. Si l'erreur devient petite et l'apprentissage a réussi, une sortie correcte peut être obtenue pour l'exemple appris. De plus, sur l'exemple non appris et proche de l'exemple appris, une bonne réponse peut être obtenue grâce à la capacité de généralisation de cet algorithme. Cependant, la réussite de l'apprentissage n'est pas toujours garantie et la convergence peut être lente ou l'apprentissage peut être coincé dans un minimum local.

Cet algorithme a offert aux réseaux multicouches les caractéristiques suivantes :

- Approximation universelle (classifieur universel)
- Rapidité d'exécution,
- Robustesse des solutions, résistance au bruit des entrées,
- Facilité de développement,

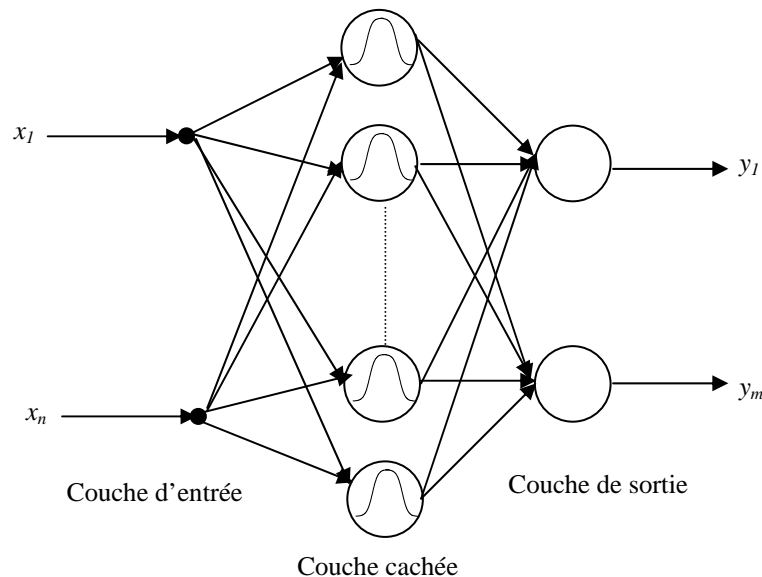
C'est au fait cet algorithme qui a permis aux réseaux de neurones multicouches d'émerger après s'être éclipsés pendant une bonne période.



**Fig.IV.9** : Organigramme de la rétropropagation

#### IV.2.4.1.3 Les réseaux à fonction de base radiale ( RBF)

Les réseaux de neurones à fonction de base radiale (Radial Basis Function) ont été introduits par *Powell* et *Broomhead* [Bro 88]. Ces réseaux sont à une seule couche cachée dont les fonctions d'activation sont des fonctions à base radiale, la plus utilisée est la gaussiennes. La fonction de sortie est toujours l'identité. Les neurones de la couche cachée sont actifs pour une partie restreinte de l'espace d'entrée. Cette technique utilise la non linéarité de la fonction d'activation, pour ponctuer la réponse des neurones de la couche cachée. La fonction gaussienne ne répond alors qu'à une petite région de l'espace d'entrée, région sur laquelle la gaussienne est centrée. L'architecture d'un réseau RBF ne contient donc que trois couches. La première reçoit les entrées injectées au réseau, la couche cachée est constituée de neurones, dont le discriminant est une fonction de base radiale et une dernière couche délivrant les résultats, à la sortie du réseau, après traitement (fig.IV.10).



**Fig.IV.10 :** Réseau de neurones de type RBF:

La sortie d'un neurone de la couche cachée est donnée par :

$$y_j = f(\|X - C_i\|) = \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{\|X - C_i\|^2}{\sigma_i^2}\right) \quad (\text{IV.28})$$

Et la sortie est définie par :

$$y_i = \sum_i^n w_{ij} \|X - C_i\|, \quad i = 1, \dots, n \quad (\text{IV.29})$$



Les réseaux RBF sont très utilisés pour la classification et l'approximation des fonctions. Toutefois le problème de choix du nombre des neurones cachés se pose néanmoins toujours.

### IV.3 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 ( $c-1$ ), 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  $r$  et 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  $\alpha_{N,i} = f(r) \quad i = (1, \dots, c)$ , l'incrément  $\Delta r$  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.

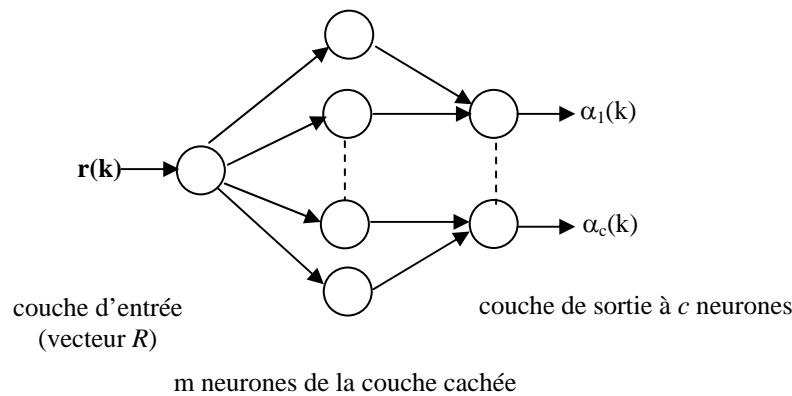
De l'étude bibliographique, il ressort que les réseaux multicouches constituent les modèles les plus efficaces pour la généralisation des fonctions non linéaires. Néanmoins, le problème de la détermination du nombre de neurones cachés se pose toujours. Pour assurer leur apprentissage, la méthode de rétropropagation représente l'algorithme le plus couramment utilisé.

### IV.3.1 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 (fig.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 :

$$R = [r(1), \dots, r(k), \dots, r(n)]$$



**Fig.IV.11** : Architecture du réseau élaboré

et la matrice de sortie désirée donnée par :

$$S_{N,\alpha} \begin{bmatrix} \alpha_{N,1}(1) & \dots & \alpha_{N,1}(k) & \dots & \alpha_{N,1}(n) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \alpha_{N,c}(1) & \dots & \alpha_{N,c}(k) & \dots & \alpha_{N,c}(n) \end{bmatrix}$$

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 propagée 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  $\alpha_N$  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 backpropagation 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.3.2 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 rang 5 et 7 ( $c=3$ ) et enfin le troisième cas ( $j=3$ ) est relatif à l'élimination des harmoniques de rang 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 (tab.IV.2). Dans ce dernier tableau,  $N_{cc}$  indique le nombre nécessaire de neurones cachés pour ramener l'erreur à la valeur  $E$  après  $N_i$  itérations.

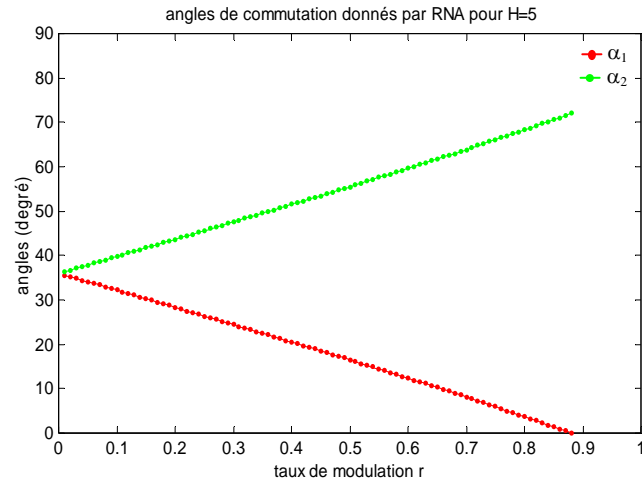
$j$	$N_{cc}$	$N_i$	$E$
1	5	75	$10^{-4}$
2	6	100	$8.10^{-4}$
3	10	375	$10^{-4}$

Tab.IV.2 : Les paramètres du réseau pour  $N=3$

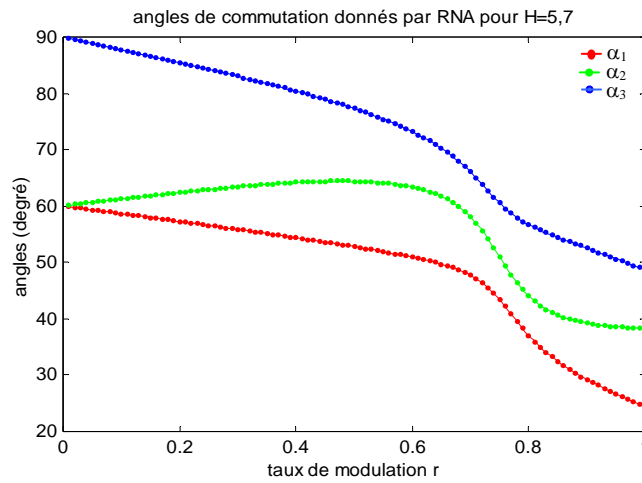
Les figures IV.12 (a, b, c), donnent la variation des angles de commutation obtenus par les réseaux élaborés, en fonction du taux de modulation.

Des résultats obtenus, nous constatons que les deux caractéristiques (sans RNA et avec RNA), pour les trois cas, coïncident pratiquement. De plus, les réseaux sont capables de fournir les angles de commutation pour la stratégie d'élimination d'harmoniques même pour

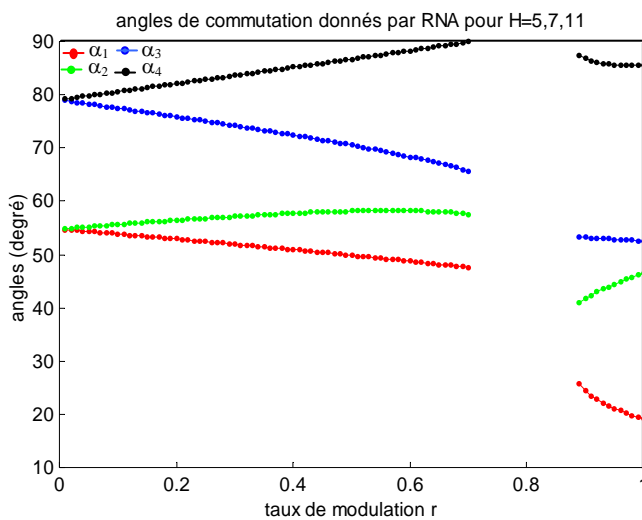
les exemples non présentés lors de l'apprentissage. Par conséquent, un bon apprentissage est réalisé par les trois réseaux obtenus.



(a)



(b)



(c)

**Fig.IV.12** : Variation des angles de commutation donnés par les RNA (•) et par la méthode de Newton-Raphson (-) en fonction de  $r$  pour  $N=3$ .

### IV.3.3 Onduleur à cinq niveaux

Au paragraphe III.5.2, 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 du 5<sup>ème</sup> harmonique seul ( $c_1=2$ )

$$\alpha_{5,1}^1 = f_{5,1}^1(r), \alpha_{5,2}^1 = f_{5,2}^1(r)$$

- Elimination du 5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> harmonique ( $c_2=3$ )

$$\alpha_{5,1}^2 = f_{5,1}^2(r), \alpha_{5,2}^2 = f_{5,2}^2(r), \alpha_{5,3}^2 = f_{5,3}^2(r)$$

- Elimination du 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup> et 11<sup>ème</sup> harmonique ( $c_3=4$ )

$$\alpha_{5,1}^3 = f_{5,1}^3(r), \alpha_{5,2}^3 = f_{5,2}^3(r), \alpha_{5,3}^3 = f_{5,3}^3(r), \alpha_{5,4}^3 = f_{5,4}^3(r)$$

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  $R_5(j)$ .

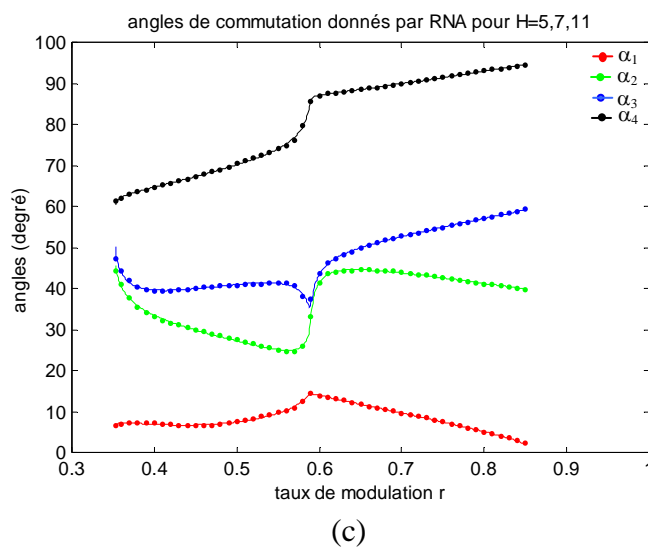
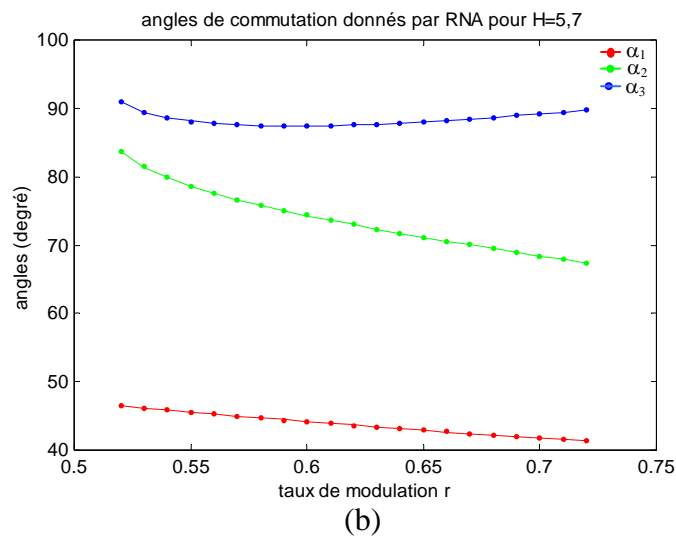
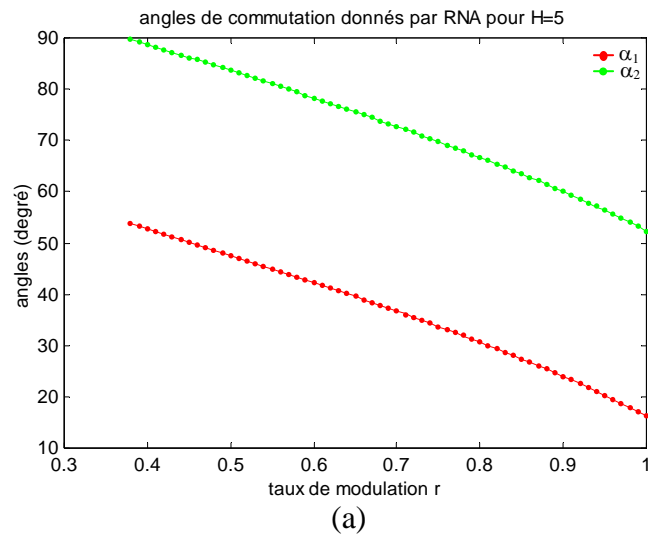
Les paramètres qui ont permis d'aboutir à l'apprentissage des trois réseaux  $R_5(1)$ ,  $R_5(2)$  et  $R_5(3)$  sont indiqués au tableau IV.3.

$j$	$N_{cc}$	$N_i$	$E$
1	5	50	$6 \cdot 10^{-4}$
2	6	200	$10^{-4}$
3	12	1200	$3 \cdot 10^{-4}$

**Tab.IV.3 : Les paramètres du réseau pour**

Il apparaît nettement que le réseau  $R_5(3)$  exige plus de neurones dans la couche cachée et plus d'itérations car les fonctions  $f_{5,i}^3(r)$  et  $i = (1, \dots, c_3)$  présentent des non linéarités autour de la valeur  $r=0.6$ .

Les réponses des réseaux  $R_5(1)$ ,  $R_5(2)$  et  $R_5(3)$  sont reportées aux figures (IV.13) les quelles sont pratiquement identiques aux figures (III.10, III.11, III.12)



**Fig.IV.13** : Variation des angles de commutation donnés par les RNA (•) et par la méthode de Newton-Raphson (-) en fonction de  $r$  pour  $N=5$ .

### IV.3.4 onduleur à sept niveaux

Les valeurs des angles de commutation  $\alpha_{7,i}^j$  assurant l'annulation des harmoniques pour l'onduleur N=7 dans les deux cas étudiés ( $j = 1, 2$ ) sont tabulées telles que :

- 1<sup>er</sup> cas ( $j=1$ ) annulation du 5<sup>ème</sup> et du 7<sup>ème</sup> harmonique ( $c_1=3$ )

$$\alpha_{7,1}^1 = f_{7,1}^{21}(r), \alpha_{7,2}^1 = f_{7,2}^1(r), \alpha_{7,3}^1 = f_{7,3}^1(r)$$

- 2<sup>ème</sup> cas ( $j=2$ ) annulation du 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup> et 11<sup>ème</sup> harmonique ( $c_2=4$ )

$$\alpha_{7,1}^2 = f_{7,1}^2(r), \alpha_{7,2}^2 = f_{7,2}^2(r), \alpha_{7,3}^2 = f_{7,3}^2(r), \alpha_{7,4}^2 = f_{7,4}^2(r)$$

Où les  $c_j$  fonctions  $f_{5,i}^j(r)$  avec  $i = (1, \dots, c_j)$  sont des fonctions à valeur tabulée.

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.4.

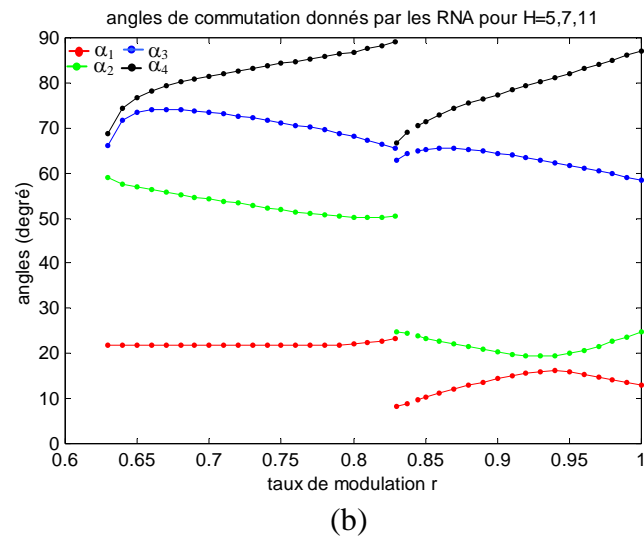
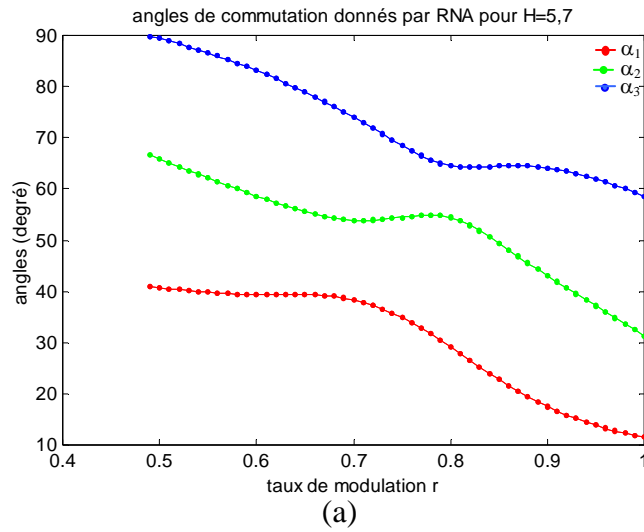
$j$	$N_{cc}$	$N_i$	$E$
1	7	25	$10^{-4}$
2	14	1000	$3.10^{-3}$

**Tab.IV.4 : Les paramètres du réseau pour**

▲ 7 ▼

Il faut noter que les courbes  $f_{7,i}^3(r)$ ,  $i = (1, \dots, 4)$  ont exigé plus de neurones dans la couche cachée et plus d'itérations cela s'explique par la présence des discontinuités dans l'intervalle ( $0.8 \leq r \leq 0.85$ ).

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.35.a et III.36.c) obtenus par la méthode numérique.



**Fig.IV.14 :** Variation des angles de commutation donnés par les RNA (●) et par la méthode de Newton-Raphson (-) en fonction de  $r$  pour  $N=7$ .

### IV.3.5 Onduleur à neuf niveaux

Dans le cas de l'onduleur à neuf niveaux ( $N=9$ ), nous avons établi qu'il n'existe qu'une seule possibilité d'élimination d'harmoniques correspondant aux harmoniques de rang 5, 7 et 11. Les solutions des angles d'allumage sont multiples, aussi le choix des angles basé sur le meilleur THD a conduit à la solution optimale des angles d'allumage suivante :

$$\alpha_{9,1} = f_{9,1}(r), \alpha_{9,2} = f_{9,2}(r), \alpha_{9,3} = f_{9,3}(r), \alpha_{9,4} = f_{9,4}(r).$$

Il s'agit donc d'approximer les quatre fonctions tabulées  $f_{9,i}(r)$  et  $i = (1, \dots, 4)$  par un seul réseau de neurones. La convergence du réseau  $R_9$  a été concrétisée en imposant les paramètres indiqués au tableau IV.5.

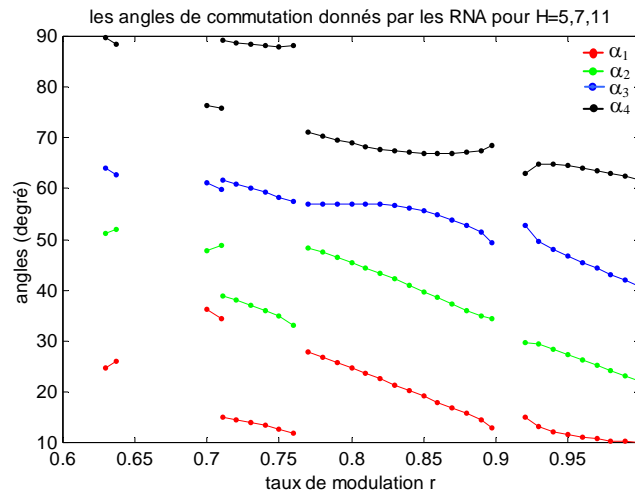


$j$	$N_{cc}$	$N_i$	$E$
1	15	1800	$4.10^{-3}$

**Tab.IV.5 : Les paramètres du réseau pour**

Du fait que les quatre fonctions optimisées comportent de fortes discontinuités la convergence du réseau a été laborieuse, il a nécessité 1800 itérations pour ramener l'erreur d'apprentissage à  $4.10^{-3}$ .

La réponse de réseau  $R_9$  pour ( $0.63 \leq r \leq 1$ ) donnée à la figure IV.15 est pratiquement identique à celle de méthode de Newton-Raphson (fig.III.17.c).



**Fig.IV.15 :** Variation des angles de commutation donnés par les RNA (•) et par la méthode de Newton-Raphson (-) en fonction de  $r$  pour  $N=9$ .

### IV.3.6 Onduleur à onze niveaux

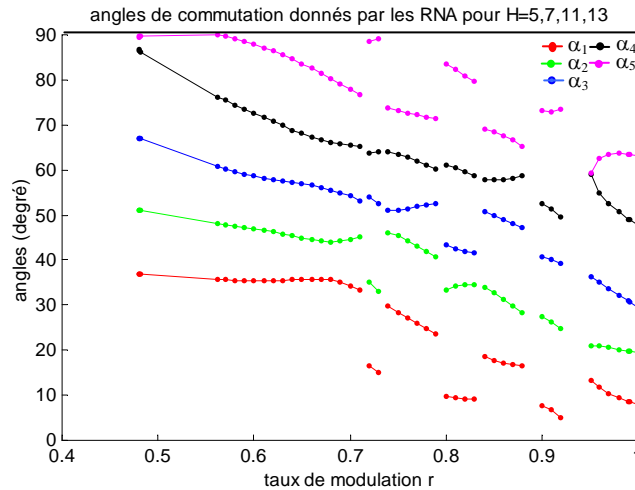
Dans le cas de l'onduleur à onze niveaux, seule l'annulation des harmoniques 5, 7, 11 et 13 était possible. La résolution du système d'équation relatif à ce cas, comme indiqué au chapitre précédent, présente des solutions multiples sur trois différents intervalles de  $r$ . Aussi, des caractéristiques de commutation optimisées sont choisies sur la base du meilleur THD. Cependant celles-ci comportent des discontinuités remarquables sur ces mêmes intervalles de  $r$ . 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  $N < 11$ ).

De plus, la présence des trois intervalles de discontinuités a conduit à un apprentissage qui a nécessité un nombre formidable d'itération (10000) pour ramener l'erreur à  $3.10^{-3}$ , sachant que la couche cachée comporte seize neurones ( $N_{cc}=16$ ).

Les caractéristiques de commutation fournies par le réseau  $R_{11}$  suite à une excitation de  $r$  dans l'intervalle ( $0.48 \leq r \leq 1$ ), sont données à la figure IV.16. Il faut noter la remarquable capacité d'apprentissage de ce réseau du fait qu'il a pu reproduire les courbes désirées (III.19.c) malgré la présence de nombreuses discontinuités.



**Fig.IV.16:** Variation des angles de commutation donnés par les RNA (•) et par la méthode de Newton-Raphson (-) en fonction de  $r$  pour  $N=11$ .

### IV.3.7 Stratégie d'élimination d'harmoniques avec un minimum de THD d'un onduleur à onze niveaux

Dans cette partie, un seul réseau, à cinq neurones de sortie, est élaboré pour approximer la caractéristique optimisée de l'onduleur à onze niveaux.

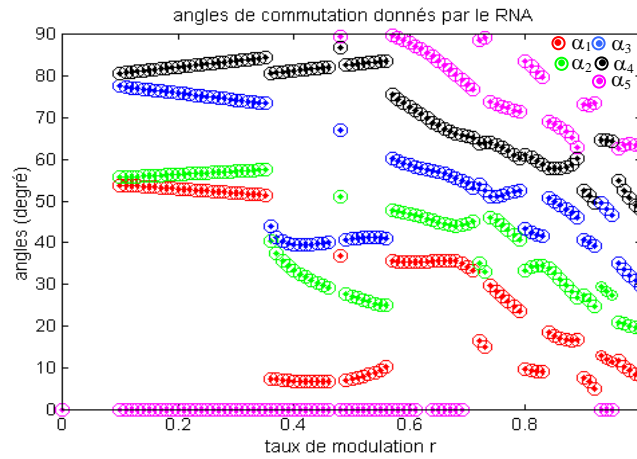
$$\text{Soient } \bar{\alpha}_{11,i} = \bar{f}_{11,i}(r), \quad i = (1,2,3,4,5)$$

Les courbes  $\bar{f}_{11,i}(r)$  et  $i = (1,2,3,4,5)$  comportent plusieurs intervalles de discontinuités, elles sont donc fortement non linéaires (fig.III.21).

Le réseau de neurones  $\bar{R}_{11}$ , ayant trente neurones cachés, est déterminé pour reproduire les courbes  $\bar{f}_{11,i}(r)$  et  $i = (1,2,3,4,5)$ . La convergence du réseau est réalisée après 1500 itérations pour atteindre une précision de  $7 \cdot 10^{-3}$ .

Le test du réseau  $\bar{R}_{11}$  est effectué, pour une excitation de  $r$  dans l'intervalle (0.01 et 1). Les réponses fournis sont similaires aux courbes désirées  $\bar{f}_{11,i}(r)$  de la figure III.21.

Aussi, le réseau de neurones,  $\overline{R}_{11}$  est apte à fournir les angles d'allumage qui forcent l'onduleur de produire des tensions sans les harmoniques 5, 7 et 11 avec le plus bas THD tout en utilisant le nombre du niveau adéquat.



**Fig.IV.17 :** Variation des angles de commutation donnés par les RNA (○) et par la méthode de Newton-Raphson (●) en fonction de  $r$  pour un onduleur à onze niveaux optimisé.

#### IV.4 Conclusion

De cette étude, il ressort que le réseau multicouches statiques sont les plus appropriés pour le problème d'approximation des fonctions non linéaires. De plus leur apprentissage supervisé est rendu possible grâce au formidable développement de la technique backpropagation.

L'objectif assigné est l'exploitation des réseaux de neurones pour l'approximation des caractéristiques de commutation des onduleurs multicouches. Nous avons déterminé les réseaux capables de reproduire les angles de commutation assurant l'élimination des harmoniques non désirés pour les onduleurs de niveaux  $N=(3, 5, 7, 9, 11)$ .

Les caractéristiques de commutation obtenues par les RNA sont pratiquement similaires à celles déterminées par la méthode de Newton-Raphson. Ce qui valide, sans doute, l'excellente performance des réseaux élaborés.

De plus, nous avons pu dimensionner un réseau unique capable de fournir les angles de commutation optimisés assurant l'élimination des harmoniques (5, 7, 11) avec le plus faible THD, en fonction du taux de modulation  $r$ , tout en utilisant le nombre de niveau adéquat parmi le nombre de niveau  $N=(3, 5, 7, 9, 11)$ .

## *Conclusion générale*

L'objectif de cette étude est de développer la commande par élimination d'harmoniques à des onduleurs à  $N$  niveaux sans a priori sur leur structure. Aussi, nous avons commencé par présenter les différentes structures existantes dans lesquelles l'onduleur à  $N$  niveaux peut être réalisé à savoir : la structure NPC, à diode flottantes, à cellules imbriquées et la mise en série d'onduleurs.

Pour leur commande, différentes stratégies ont été élaborées et appliquées aux onduleurs à deux et à trois niveaux. Dans notre étude, nous avons essayé d'étendre la stratégie de modulation de largeurs d'impulsions (MLI) à un onduleur à  $N$  niveaux. Deux techniques à MLI ont été développées : la triangulo-sinusoïdale et la stratégie d'élimination d'harmoniques.

Pour la première approche, un algorithme général de la triangulo-sinusoïdale unipolaire à décalage vertical a été développé pour le cas d'un onduleur à  $N$  niveaux. Un test est effectué, pour confirmer la validité de cet algorithme, pour  $N=3,5,7,9,11$ . Des résultats obtenus, nous avons remarqué que l'amplitude des harmoniques diminue avec l'augmentation du nombre de niveau de l'onduleur et du taux de modulation  $r$ . De plus, les harmoniques se décalent vers les hautes fréquences quand l'indice de modulation croît, ce qui facilite leur filtrage.

Quant à la seconde approche, elle 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 éliminés. 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 multiniveaux. Dans cette étude, nous avons exploité, pour leur résolution, la méthode de Newton-Raphson.

Différents cas sont étudiés pour chaque niveau d'onduleur. Aussi, pour l'onduleur à trois, cinq, sept et à neuf niveaux, nous avons éliminé d'abord le 5<sup>ème</sup> harmonique ( $H=5$ ),

ensuite le 5<sup>ème</sup> et le 7<sup>ème</sup> en même temps, si possible. Un troisième cas est présenté, où sont annulés directement les harmoniques de rang 5, 7 et 11. Pour le cas d'un onduleur à onze niveaux, l'application de la stratégie d'élimination d'harmoniques, permet uniquement l'élimination directement des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13.

La résolution, de tous les systèmes d'équations liées aux différents cas étudiés de chaque niveau d'onduleur a permis de déterminer les caractéristiques qui donnent la variation des angles de commande des interrupteurs en fonction du taux de modulation  $r$ .

Nous avons remarqué que les systèmes d'équations algébriques, relatifs aux onduleurs à sept, neuf et onze niveaux, où  $H=5,7,11$  ou 13, possèdent des doubles solutions, dans certains intervalles de  $r$ . Un choix des angles adéquats est effectué sur la base du meilleur taux d'harmoniques (THD). Ensuite, la comparaison des caractéristiques relatives aux niveaux (3, 5, 7, 9, 11) a permis de tirer une caractéristique optimisée qui offre le plus faible THD. En effet, en se basant sur cette courbe optimisée, l'onduleur à onze niveaux change de niveau suivant la valeur de  $r$ . Les angles de commande utilisés d'un niveau donné, offrent le taux d'harmoniques le plus faible par rapport à ceux des autres onduleurs.

La stratégie d'élimination d'harmoniques offre un taux d'harmoniques plus faible, en comparaison avec celui de la stratégie triangulo-sinusoïdale unipolaire pour le même nombre de commutation par période.

En pratique, 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 à semi-conducteurs du convertisseur multiniveaux. Ce qui rend la réalisation 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. Aussi, nous avons élaboré des réseaux de neurones multicouches entraînés par l'algorithme de rétropropagation, pour approximer toutes les caractéristiques non linéaires, déjà déterminées par la méthode de Newton-Raphson. Par conséquent, l'entrée du réseau reçoit les valeurs de  $r$  et la sortie délivre automatiquement les angles de commutation correspondant à la valeur de  $r$  introduite à l'entrée. On note que pour les courbes admettant de fortes discontinuités ( $N=7, 9,11$ ), le réseau nécessite plus de neurones dans la couche cachée et plus d'itérations pour son apprentissage. Les caractéristiques obtenues par les RNA sont presque identiques à celles données par la méthode de Newton-Raphson. Les bons résultats obtenus par les RNA confirment alors la grande capacité de généralisation 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.

Pour les perspectives de ce mémoire, nous proposons les idées suivantes :

- Implémentation expérimentale des réseaux de neurones élaborés.
- Extrapolation de l'approche pour l'élimination d'autres harmoniques.
- Développement d'autres méthodes de résolution des systèmes d'équations non linéaires.

## BIBLIOGRAPHIE

- [Abd 04] *Abdelkrim.T, Berkouk.E.M, Aliouane.K* « Implémentation Numérique de la Stratégie Triangulo-Sinusoidale à deux Porteuses de l'Onduleur à Trois Niveaux » International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Laghouat, April, 24-25-26, 2004.
- [Alb 75] *Albus.J.S* « A New Approach to Manipulator Control: The cerebellar model articulation controller (CMAC) », J. Dynamic Syst. Meas. Contr., pp. 220-227, 1975.
- [Bav 98] *Bavarian.B* « Introduction to Networks for Intelligent Control », IEEE Systems Magazine, 1998.
- [Beh 99] *Behar.B, Adbelmalek.S, Berkouk.E.M, Manesse.G* « Speed Control of Great Power in Induction Machine fed by Five Level NPC Voltage Source Inverter », IECON'99, USA.
- [Bel 96] *Bellouchrani.A, Cichochi.A, Meriam.A* « A Blind Identification and Separation Technique via Multi-Layer Networks », ICONIP96, Hong Kong, 1996.
- [Ber 04] *Berber.D, Berkouk.E.M, Mahmoudi.M.O, Talha.A* « Modélisation et Commande d'un Onduleur à Trois Niveaux à Structure NPC », International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Laghouat, April, 24-25-26, 2004.
- [Ber 95-1] *Berkouk.E.M* « Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects. Application aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux », Thèse de PHD, Paris, 1995.
- [Ber 95-3] *Berkouk.E.M, al* « Knowledge and Control Models for Three-level Voltage Inverters », Internatinal Journal « Systems Analysis Modelling Simulation » (SAMS) published by « Gordon and Breach Science Publishers », Vol. 18-19 pages 511-521, 1995.
- [Bil 90] *Billings.S, Jamaluddin.B* « A Comparisson on the Backpropagation And Recursive Prediction Error Algorithms for Training Neural network », Mechanical Systems and Signal Prediction Error Algorithms for Neural Networks », Mechanical Systems and Signal Processing, pp. 233-255, 1990.

- [Blo 02] *Bloh.J.V, Doncker.R.W* « Design Rules for Diode-Clamped Multilevel Inverters used in Medium-Voltage Applications », 0-7803-7640-4/02, 2002 IEEE.
- [Bot 02] *Botao.M, Yang.Z, Fahai.L* « New SVPWM Control Scheme for Three-Phase Diode Clamping Multilevel Inverter with Balanced DC Voltage », 0-7803-7474-6/02, 2002 IEEE
- [Bru 03] *Bruckner.T, Grahame.D.H* « Optimal Pulse Width Modulation for Three-Level Inverters », 0-7803-7754-0/03-2003 IEEE.
- [Bur 99] *Burrans.T.L* « Feed-forward and Recurrent Neural Networks for Systems Identification », Technical Report CUED/F-INFEG/TR58, Cambridge University Engineering Department, England December, 1999.
- [Cha 88] *Chance.R.J, Taufig.J.A* « A TMS32010 Based Near Optimized Pulse Width Modulated Waveform Generator », Conference Proceeding of 1988 IEEE IAS Annual Meeting, pp. 903-908.
- [Chi 03-1] *Chiasson.J.N, Tolbert.L.M, McKenzie.K.J, Du.Z* « Control of a Multilevel Converter Using Resultant Theory », IEEE Transactions on Control System Theory, Vol. 11, N°. 3, pp. 345-354, May 2003.
- [Chi 03-2] *Chiasson.J.N, Tolbert.L.M, McKenzie.K.J, Du.Z* « Control of Cascade Multilevel Inverters with Unequal Voltage Sources for HEVs », IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp.663-669, June 1-4, 2003, Madison, Wisconsin.
- [Chi 03-3] *Chiasson.J.N, Tolbert.L.M, McKenzie.K.J, Du.Z* « A New Approach to the Elimination of Harmonics in a Multilevel Converter », 10<sup>th</sup> European conference on power electronics and applications – EPE 2003, September 2-4, 2003, Toulouse, France.
- [Chi 03-4] *Chiasson.J.N, Tolbert.L.M, McKenzie.K.J, Du.Z* « A Complete Solution to the Harmonic Elimination Problem », 0-7803-7768-0/03, 2003 IEEE.
- [Chi 02] *Chiasson.J.N, Tolbert.L.M, McKenzie.K.J, Du.Z* « Eliminating Harmonics in a Multilevel Converter Using Resultant Theory », 0-7803-7262-x/02, 2002 IEEE.
- [Chi 99-1] *Chibani.R* « Modélisation et Commande d'un Onduleur à Cinq Niveaux à Structure NPC, Application à la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de magister, ENP, 1999.



- [Chi 99-2] *Chibani.R, Berkouk.E.M, Manesse.G* « PWM Current Rectifier-five PNC Level Inverter Cascade. Application to the P.M Synchronous Machine », 0-7803-5546-6/99-1999 IEEE.
- [Cha 95] *ChaoChe.K, Lee.Y.K* « Diagonal Recurrent Neural Networks for Dynamic Systems Control, IEE trans. On Neural Networks, Vol. 6, pp. 144-156, 1995.
- [Chu 90] *Chu.S.R, Shoureshi.R, Tenorio.M* « Neural Networks for Systems Identification », IEEE Control Systems Magazine, Vol. 10, N°3, April 1990.
- [Che 90] *Chen.F.C* « Back-Propagation neural Networks for Nonlinear systems Self-Turning Adaptative Control », IEEE Control Systems Magazine, Vol. 10, N°3, April 1990.
- [Coh 83] *Cohen.M.A, Grosberg.S* « Absolut Stability of Global Pattern Formation and Parallel Memory Storage by Competitive Neural Networks », IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Vol. SMC-13, N°5, September/October 1983.
- [Cro 02] *Crow.L.Y.C.M* « A Diode-Clamped Multilevel Inverter for the Startcom/BESS », 0-7803-7322-7/02, 2002 IEEE.
- [Cun 01] *Cunningham.T* « Cascade Multilevel Inverters for Large Hybrid-Electric Vehicle Applications With Variant dc Sources », M.S, Thesis, Univ. Tennessee, Knoxville, 2001.
- [Dav 93] *Davalo.E, Naim.P* « Des Réseaux de Neurones », Deuxième édition, 1993.
- [Ebe 95] *Eberhardt.R, Hélène.P.M, Puzenat.D, Royet.I.P* « Is it Possible to Determinate Odors with Common Words ? » Reaserch Report N (95-31), Laboratoire de L'Informatique du Parallélisme, Ecole Nationale Supérieur de Lyon, 1995.
- [Enj 90] *Enjei.P.N, Zioga.P.D, Lindsay.J.F* « Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics : A Critical Evaluation », IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol.26, N°2, March/April 1990, pp. 302-316.
- [Erg 95] *Ergenzinger.S, Thomsen.E* « An Accelerate Learning Algorithm for Multilayer Preceptron : Optimisation Layer by Layer », IEEE Tran. On Neural Networks, Vol. 6, N°1, January 1995.
- [Fuk 92] *Fukuda.T, Shibata.T* « Theory and Application on Neural Networks for Industrial Control Systems », IEEE Tran. On Indu. Elec. , Vol. 39, N°6, December 1992.
- [Gil 92] *Giles.C.L, Maxwell.T* « Learning, Invariance, and Generalisation in Higher-ordeo Neural Networks » IEEE Computer Society Press Tutorial, pp. 94-100, 1992.

- [Gra 89] *Gras.L.C.J.M, Nijmeij.H* « Decoupling in Nonlinear Systems : from Linearity to Nonlinearity », IEE Proceedings. Vol. 136, N°2, March 1989.
- [Gue 98] *Guedouani.R* « Commande d'un Onduleur de Tension Multiniveaux. Application à la Conduite d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de Magister, ENP 1998.
- [Gue 95] *Guenfaf.L* « Etude de Différentes Stratégies de Commande Adaptative : Application à un Robot Manipulateur », Thèse de Magister à l'ENP Département de G.Electrique, Automatique 1995.
- [Har 94] *Harvey.R.L* « Neural Network Principles », Pintice Hall International INC, 1994.
- [Has 92] *Hashimoto, H.Kubota.H, Harashim.F.M.S* « Visual Control of Robotic Manipulator Base on Neural Networks », IEEE tran. On Indu. Elec. , Vol. 39, N°6, December 1992.
- [Heb 49] *Hebb.D.O* « The Organization of Behavior, a Neuropsychological Theory », New York : John Wiley, 1949
- [Hop 82] *Hpfield.J.J* « Neural Networks and Physical Systems with Emergent Collective Computational Abilities », Proc.National Academy of Science, Vol. 79, pp. 2554-2558, 1982.
- [Hua 90] *Huang.S.C, Hunang.Y.F* « Learning Algorithms for Perceptron Using Back-Propagation with Selective Updates », IEEE Control Systems Magazine, Vol. 10, N°3, April 1990.
- [Hus 93] *Hus.D.R* « Progress in Supervised Neural Networks », IEEE Signal Magazine, January 1993.
- [Ima 05-1] *Imarazene.Kh, Berkouk.E.M, Chekireb.H* « Commande d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC par les réseaux de neurones artificiels », PCSE'05, First International conference on Electrical Systems, May, 9-10-11, 2005, pp. 314-318.
- [Ima 05-2] *Imarazene.Kh, Berkouk.E.M, Chekireb.H* « Commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC par la stratégie d'élimination d'harmoniques », PCSE'05, First International conference on Electrical Systems, May, 9-10-11, 2005, pp. 142-145.
- [Ima 05-3] *Imarazene.Kh, Berkouk.E.M, Chekireb.H* « Commande en temps réel d'un onduleur à cinq niveaux par les réseaux de neurones artificiels », ICEL'05, soumis.
- [Jia 91] *Jiang.Q, Grahame.D.H, Giesner.D.B* « A Method for Linearising Optimal PWM Switching Strategies to Enable their Computation on-line in Real-Time », Conference Proceedings of 1991 IEEE IAS Annual Meeting, pp. 819-825.
- [Kar 93] *Karakasoglu.A, Sudharsanan.S.I* « Identification and Decentralized Adaptative Control Using Dynamical Neural Networks with Application to Robotic

Manipulators », IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 4, N°6, Novembre 1993.

- [Ker 93] *Kerkman.J.R, Leggate.D, Seibel.J.B, Rowman.M.T* « An Overmodulation Strategy for PWM Voltage Inverters », 0-7803-0891-3/93, 1993 IEEE.
- [Ker 95] *Kerkman.J.R, Rowman.M.T, Leggate.D, Seibel.J.B* « Control of PWM Voltage Inverter in the Pulse Dropping Region », IEEE tran. Pow. Elec. Vol. 10, N°5, September 1995.
- [Khe 94] *Khemaissia.S, Morris.A.S* « Review of Networks and Choice of Radial Basis Function Networks for System Identification », Technologies Avancées, N°6, pp. 55-85, 1994.
- [Koh 82] *Kohonen.T* « A Simple Paradigm for the Self-Organized formation of Structured Featuremaps », in Competition and Cooperation in Neural Ners. Ed. S.Amari, M.Arbib, Vol45, Berlin : Springer Verlag, 1982.
- [Koh 88] *Kohonen.T* « An Introduction to Neural Computing », Neural Networks, Vol. 1, pp. 3-16, Pergamon Press 1988.
- [Kol 89] *Kollias.S, Anastassiou.D* « An Adaptative Least Squares Algorithm for Efficient Training of Artificial Neural Networks », IEEE Trans. On Circuits and Systems Vol. 36, N°8, August 1989.
- [Lai 96] *Lai.J.S, Peng.F.Z* « Multilevel Converters – A New Breed of Power Converters », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.32, N°.3, pp.509-517, May/June 1996.
- [Lia 93] *LiangOT.J, Hoft.R.G* « Walsh Function Method of Harmonic Elimination », Conference Proceeding of IEEE APEC'93, March 1993, pp. 847-853.
- [Lev 94] *Levin.L.AI, Kumpati.S.N* « Control of Nonlinear Dynamical Systems Using neural Networks », Controllability and Stabilisation. IEEE Transactions on Neural Networks. Vol. 4, N°2, March 1994.
- [Lee 88] *Lee.S, Kil.M.R* « Multilayer Feedforward Potential Function Network », Second International Conference on Neural Networks, Vol. 1, pp. 161-171, 1988.
- [Li 98-1] *Li.L, Czarkowski.D, Liu.Y, Pillay.P* « Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in Series-Connected Voltage Inverter », 0-7803-4943-1/98, 1998 IEEE.
- [Li 98-2] *Li.L, Czarkowski.D, Liu.Y, Pillay.P* « Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in Series-Connected Voltage Inverter », Vol. 36, N°1, January/February200.

- [Lig 95] *Lightbody.G, Irwin.G.W* « Neural Model Reference Adaptive Control », IEEE Proc. Control Theory Appl. Vol. 142, N°1, January 1995.
- [Lou 00] *Lourci.N* « Contribution à l'Etude et à la Commande d'un Onduleur Triphasé à Cinq Niveaux à Diodes Flottantes Application à la Commande d'une Machine Asynchrone », thèse de magister, 2000 ENP, Algérie.
- [Man 96] *Manjrekar.M, Venkatarmanan.G* « Advanced Topologies and Modulation Strategies for Multilevel Inverters », 0-7803-3500-7/96, 1996 IEEE.
- [Mar 02] *Mariethoz.S, Rufer.A* « Dimensionnement et Commande des Onduleurs Multiniveaux Asymétriques », Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Nantes, 8-10 Juillet 2002.
- [Mck 04] *Mckenzie.K.J* « Eliminating Harmonics in a Cascaded H-bridges Multilevel Inverter Using Resultant Theory, Symmetric Polynomials, and Power Sums », Thesis for the master of science degree, the university of Tennessee, Knoxville, May 2004.
- [Min 69] *Minsky.M, Papert.S* « perceptrons », Cambridge, Mass : MIT Press, 1969.
- [Moh 98] *Mohaddes.M* « Control of Optimal PWM Voltage Source Inverter Using Sigmoid and Piecewise Linear Artificial Neural Networks », Proceeding of the 1998 Graduate Student Conference, GRADCON'98, Winnipeg, MB, Canada; May 15, 1998.
- [McC 43] *McCulloch, Pitts.W* « A Logical Calculus of the Ideas Imminent in Nervous Activity », Bulletin of Mathematical Biophysics, Vol.9, pp. 127-147, 1943.
- [New 97] *Newton.C, Sumner.M* « Neutral Point Control for Multilevel Inverters : Theory, Design and Operational Limitation », IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997.
- [Par 85] *Parker.D*, « Learning-LOGic », Center for Computational Research in Economics and Management Science, MLT., Rep. TR-47, Cambridge, MA, 1985.
- [Pat 73] *Patel.H.S, Hoft.R.G* « Generalized Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part I - Harmonic Elimination », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 9,N03 pp.310-317, May/June 1973.
- [Pat 74] *Patel.H.S, Hoft.R.G* « Generalized Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part II - Harmonic Elimination », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 10, N°5, pp.666-673, September/October 1974.
- [Pen 98] *Peng.F.Z, Mckeever.J.W, Adams.D.J* « A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems », IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol.34, N°6, pp.1293-1298, November 1998.

- [Pen 00-1] *Peng.F.Z* « A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing », 0-7803-6401-5/00, 2000 IEEE.
- [Pen 00-1] *Peng.F.Z, McKeever.J.W, Adams.D.J* « Cascaded Multilevel Inverter for Utiling Applications », 0-7803-3932-0-2000 IEEE.
- [Pri 99] *Principe.J.C, Euliano.N.R, Lefebvre.W.C* « Neural and Adaptive Systems: Fundamentals Through Simulations », ISBN 0-471-35167-9, Acquisition Editor Bill Zobrist Markcti, Senior Production Editor Robin Factor, Printed in United Stats of America 1999.
- [Pow 87] *Powel.M.J.D* « Radial Basis Function for Multivariable Interpolation : A Review », J.C.Mason and M.G.Cox, Editors, Algorithms for Approximation, pp. 143-167, Oxford University Press, 1987.
- [Rod 02] *Rodriguerz.J, Lai.J.S, Peng.F.Z* « Multilevel Inverters : A Survey of Topologies, Controls, and Applications», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, N°4, August 2002.
- [Ros 58] *Rosenblatt.F* « The Perceptron : a Probalistic Model for Information Sorage and Organization in the Brain », Psychological Review, Vol. 65, pp. 386-408, 1958.
- [Rum 86] *Rumelhart.D.E, G.E.Hinton, R.J.Williams* « Parallel Distributed Processing », Cambridge, AM: The MTT Press, 1986.
- [Sah 04] *Sahali.Y, FellahOM.K* « Optimized Harmonic Stepped Waveform OHSW Technique for Multilevel Cascaded Inverter Control », International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Laghouat, April, 24-25-26, 2004.
- [Sah 03-1] *Sahali.Y, Fellah.M.K* « Selective Harmonic Eliminate Pulse-Width Modulation Technique (SHE PWM) Appied to the Three-Level Inverter/Converter », 0-7803-7912-8/03, 2003 IEEE.
- [Sah 03-1] *Sahali.Y, Fellah.M.K* « Technique de Modulation à Sélection d'Harmoniques à Eliminer (SHE PWM) pour la Commande des Onduleurs de Tension à Trois Niveaux Monophasés et Triphasés », Conférence Internationale sur les Systèmes de Télécommunications, d'Electronique Médicale et d'Automatique CISTEMA'2003, 27-29, septembre 2003.
- [Sar 91] *Sarri.H.R* « Discussion on « Update of Harmonic Standard IEEE-519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control Electric Power Systems », IEEE tran. Indus. Appl., Vol. 27, N°2, March/April 1991.
- [Sol 81] *Sollis.F.J, Wells.J.B* « Minimization by Random Search Techniques », Mathematical Operational Research, Vol. 6, pp. 19-29, 1981.
- [Seg 89] *Seguier.G, Labrique.F* « Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance : la Conversions Continu-Alternatif », Tome 4, , Tec et Doc Lavoisier 1989.

- [Shy 02] *Shy.F.S, Lai.Y.S* « Virtual Stage Pulse-Width Modulation Technique for Multilevel Inverter/Converter », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, pp. 332-341, May 2002.
- [Sun 92-1] *Sun.J, Grotstollen.H* « Solving Nonlineare Equations for Selective Harmonic Eliminated PWM Using Predected Initial Values », Conference Proceedings of IECON'92, November 1992, pp. 259-264.
- [Sun 93-2] *Sun.J, Grotstollen.H* « On Applications of Walsh Functions Method in Power Electronics », Conference proceedings of 1993, Japan Industry Applications Society Conference, Tokyo Japan, August 1993, pp. 79-84.
- [Sun 94] *Sun.J, Grotstollen.H, Chiasson.J.N, Tolbert.L.M, McKenzie.K.J, Du.Z* « Pulsewidth Modulation Based on Real-Time Solution of Algebraic Harmonic Elimination Equations », 0-7803-1328-3/94, 1994 IEEE.
- [Tal 99] *Talha.A* « Modélisation et Commande d'un Onduleur à Sept Niveaux à Structure NPC Application à la Conduite d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de Magister , USTHB 1999.
- [Tol 99-1] *Tolbert.L.M, Habetler.G.T* « Novel Multilever Inverter Carrier-Based PWM Methode », IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol.35, N°.5, September/October 1999.
- [Tol 99-2] *Tolbert.L.M, Peng.F.Z, Habetler.T.G* « Multilevel PWM Methods et Low modulation Indices », APEC'99, Dallas, Texas, March 14-18, pp. 1032-1039.
- [Tol 99-3] *Tolbert.L.M, Peng.F.Z, Habetler.T.M* « Multilevel Converters for Large Electric Drives », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.32, N°.3, Jan./Feb. 1999.
- [Tol 00] *Tolbert.L.M, Peng.F.Z* « Multilevel Converters as a Utility Interface for Renewable Energy Systems », IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, July 2000, Seattle, Washington, pp. 1271-1274.
- [Tol 02] *Tolbert.L.M, Chiasson.J.N, McKenzie.K.J, Du.Z* « Elimination of Harmonics in a Multilevel Converter for HEV Applications », The 7<sup>th</sup> IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation, October 24-25, 2002, Auburn Hills, Michigan, pp. 135-142.
- [Tol 03] *Tolbert.L.M, Chiasson.J.N, McKenzie.K.J, Du.Z* « Elimination Harmonics in a Multilevel Converter with non Equal DC Sources », IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC 2003), February 9-13, 2003, Miami, Florida, pp. 589-595.
- [Ven 02] *Venkataramanan.G, Bendre.A* « Reciprocity-Transposition-Based Sinusoidal Plusewidth Modulation for Diode-Clamped », IEEE Trans. On Inds. Elect. , Vol. 49, N°5, October 2002.

- [Wer 90] *Werbos.P.J* « Backpropagation Through Time, What it Does and How to do it ? », Proceedings of the IEEE, Vol. 78, N°10, October 1990.
- [Wil 89] *Williams.R.J, Zipser.D* « A Learning Algorithm for Continually Running Fully Recurrent Neural Networks », Neural Networks, Neural Computation, Vol. 1, pp. 268-280, 1989.
- [Wer 74] *Werbos.P* « Beyond regression: New Tools for Prediction and Analysis in the Behavioral Sciences », Ph. D. dissertation, Harvard University, Cambridge, MA, Aug. 1974.
- [Win 60] *Windrow.B, Hoff.M.E* « Adaptive Switching Circuits », Western Electric Show and Conversion Record, Part 4, pp. 96-104, août 1960.
- [Yed 98] *Yeddou.Y.M* « Etude de Synthèse sur les Réseaux de Neurones et leurs Applications », Thèse de Magister en Automatique à l'ENP 98.
- [Yua 99] *Yuan.X, Barbi.I* « A New Diode Clamping Multilevel Inverter », 0-7803-5160-6/99, IEEE 1999.
- [Zha 00] *Zhang.H, Jouanne.A.V, Dai.S, K.Wallace.A, Wang.F* « Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common-Mode Voltages », IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol.36, N°.6, November/December 2000.
- [Zur 92] *Zurada.J.M* « Introduction to Artificial Neural systems », West Publishing Company USA, 1992.