

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE RECHERCHE SCIENTIFIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention de diplôme d'ingénieur d'état en électronique

Thème

*Implémentation d'une technique
numérique pour la génération de signaux
MLI en temps réel*

Proposé et dirigé par :

Mr . C.Larbes

Mr.M.S. Ait Cheikh

Etudié par :

Mr Boudehane Abdellah

Melle Sehiri Fella

Année universitaire 1999/2000

ENP 10 , Avenue Hassen Badi EL-HARRACH-ALGER

في هذا البحث حاولنا إيجاد أطوار التبديل الخاصة بإشارة تعديل الطويلة بعرض الومضة PWM باستعمال خوارزمية خاصة بنا قصد إزالة أفضل للتواترات الفرعية لهذه الإشارة. وبعد ذلك، أرسلنا الإشارة الناتجة (PWM) عبر دائرة إلكترونية خاصة بالحاسوب بما جهاز بيئي يعمل بالتوازي PPI (8255-A5) من (إنتال INTEL) وهذا باستعمال لغة التركيب (Assembleur) الخاص بـ INTEL 80386.

ABSTRACT

The aim of this thesis is to calculate in real time the angles of commutation for a PWM INVERTER with a personnel algorithm in a order to get a better harmonic elimination.

The resulting PWM signal is generated through a PC card with PPI (Parallel Programmable Interface) (INTEL 8255-A5) using 80386 INTEL assembly language.

A review of PWM applications for a DC-AC power converter with its different shapes is also given.

RESUME

Dans cette thèse, nous avons essayé de calculer en temps réel les angles de commutations pour un onduleur MLI (Modulation à Largeur d'Impulsion) avec un algorithme personnel pour avoir une meilleure élimination des harmoniques.

Le signal MLI résultant est envoyé à travers une carte PC dotée d'une interface parallèle PPI le (INTEL 8255-A5) en utilisant le langage assembleur INTEL 80386.

Une revue des applications des signaux MLI sur les onduleurs avec leurs différents schémas est aussi donnée.

LES MOTS CLES

(Modulation à Largeur d'Impulsion) (PWM ou MLI),
onduleur, convertisseur DC-AC, élimination des
harmoniques.

dédicace

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

A ma très chère mère source pleine d'amour et tendresse.

A mon cher père pour son dévouement pour ses enfants.

A mes chers frères et sœurs qui m'ont soutenu et encouragé.

A mes chers oncles et tantes.

A la mémoire de ma tante et de tous cher perdu.

A mes chers neveux et ma chère nièce.

A mes chers cousins et cousines.

A mes chers amis et amies.

A tous ceux que je pense à eux.

A tous ceux qui m'ont appris du savoir.

A tous ceux qui valorisent la science et le cerveau

A tous ceux qui ont aidé à faire ce travail.

A qui j'aurais de l'estime .

Je dédie ce modeste travail .

Abdellah

dédicace dédicace

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

A mes très chers parents

A mes chères sœurs

A mes beaux-frères

A ma nièce Maria

A toute ma famille

Et à tous mes amis.

A Amina qui ma aidé, ainsi qu'à Dalila et Keltoum

A Fauzi qui ma soutenu et encouragé

Je dédie ce modeste travail.

dédicace

*"Le difficile prend du temps,
l'impossible un peu plus."*

H. Weismann

Fella

Remerciement Remerciement

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur Monsieur C.Larbes, ainsi que notre copromoteur Mr M.s.Ait Cheikh qui par leur aide morale et leurs conseils judicieux ont su nous guider tout au long de notre travail.

Nos remerciements s'adressent aussi aux membres de jury pour avoir accepté d'examiner notre travail.

Nous remercions aussi les enseignants qui ont contribué à notre formation, en particulier Mme HAMMAMI et Mr HADDADI.

Nous tenons également à exprimer nos profondes gratitudees à Mr.Toufik DJOUDER , Mr.Fateh MAZA , Mr Fawzi LAZRAG, pour leur aide précieuse, qui nous a permis de finaliser ce travail.

Abdellah et Fella

Liste des symboles

•Chapitre I

U : tension d'entrée

u' : tension de sortie

i : le courant à l'entrée de l'onduleur

i' : le courant à la sortie

T' : la période de la tension de sortie

v_{Ki}, i_{Ki} : tension et courant passant à travers l'interrupteur K_i

T_{k+1} : le couple d'ordre $k+1$

ϕ_1 : flux fondamental

I_k : harmonique de courant d'ordre k

•Chapitre II

M : l'onde de modulation, ou porteuse,

m : indice de modulation (m entier : nombre d'angles dans la demi-période)

r : le coefficient de réglage en tension

f : fréquence de l'onde de modulation

f' : fréquence de la référence

u'_{moy} : la valeur moyenne de la tension de sortie

u'_w : la valeur moyenne de la tension désiré (wanted)

U'_1 : la valeur efficace du fondamental

U'_i : valeur efficace de l'harmonique i

•Chapitre IV

U'_1/U'_{10} : valeur efficace par la valeur relative du fondamental

c, p : nombre de trous (nombre d'angles dans le quart de la période)

•Chapitre V

CPU: Central Processor Unit

LUT : Look-Up Tables

PIA: Parallèle Interface Asynchrone

V/f : rapport tension fréquence

SPWM: Sinusoidal Pulse Width Modulation

CS : chips Select

74 LS 04 et 74 LS 133: décodeurs d'adresses

&H317 : adresse hexadécimale

ULN 2803: circuit spécial buffer inverseur (à collecteur ouvert)

$V_{ce \text{ max}}$: tension entre l'émetteur et le collecteur maximale

$I_c \text{ max}$: courant collecteur maximum

Liste des figures



Chapitre I

Figure I.1 : Schéma principe de l'onduleur de tension

Figure I.2 : Les formes d'ondes des tensions et des courants lorsque de récepteur est
a) inductif ou b) capacitif

Chapitre II

Figure II.1 : Onduleur monophasé en demi-pont

Figure II-2 : Le signal de sortie u' obtenu avec modulation triangulaire et une référence
sinusoïdale pour m a) ($m=6$) et b) ($m=9$)

Figure II-3 : Les variations, en fonction de r , du rapport $U'_1/U/2\sqrt{2}$

Figure II-4 : Les différent spectre pour $m=3,6,9$ et 12

Figure II-5 : Onduleur en pont triphasé deux niveaux

Tableau 1 –Etablissement des expressions des tensions et des courants

Figure II-6 : Formes d'ondes avec références sinusoïdales et courants de sortie supposés
sinusoïdaux pour ($m=6$; $r=0.75$; $\varphi=6$)

Figure II.7-a) La référence –b) Terme fondamental

Figure II-8 : Technique de la modulation partielle

Figure II.9 : Onduleur triphasé avec la liaison

Figure II.10 : Onduleur triphasé sans la liaison

Chapitre III

Figure III.1 : Schéma principe de la méthode de Newton

Figure III.2 : La divergence de la méthode de Newton

Figure III.3 : Schéma principe de la Dichotomie

Figure III.4 : Méthode de Newton amortie

Figure III.5 : Organigramme de la méthode de Raphson-Newton

Chapitre IV

Figure IV.1 : Signal de sortie en monophasé demi-pont

Figure IV.2 : Signal de sortie en monophasé pont

Figure IV.3 : Signal de sortie en monophasé demi-pont

Figure IV-4 : Signal de sortie en monophasé pont

Figure IV.5 : Organigramme de la méthode de Newton-Raphson appliquée aux systèmes
d'équations avec réglage automatique de λ

Figure IV.6 : Onduleur triphasé pont. (à deux niveaux)

Figure IV.7 : Forme d'onde de sortie

Figure IV.8 : Variation des angles α_i en fonction de l'ordre du système N

Figure IV.9 : Génération des angles dans le cas de la P.S.H.E

Figure IV.10 : Trajectoire des angles α_i en fonction de l'indice de modulation M (ASHE) ;
N pair. (a-N=4 ; b- N=6 ; c-N=8 ; d- N=10)

Figure IV.11 : Le spectre des harmonique éliminés pour les ordres paire pour un indice de
modulation égal M=0.5

Figure IV.12 : Organigramme de génération des angles dans le cas de la ASHE
pour des ordres paires

Figure IV.13 : Trajectoire des angles α_i en fonction de l'indice de modulation M (ASHE) ;
N impair. (a-N=5 ; b- N=7 ; c-N=9 ; d- N=11)

Figure IV.14: Le spectre des harmonique éliminés pour les ordres impaire pour un indice de modulation égal $M=0.5$

Figure IV.15 : Organigramme de génération des angles dans le cas de la ASHE pour des ordres impaires

Figure IV.16: Les signaux PWM pour quelque ordres- pure impair - asservi pair

Figure IV.17 : Le spectre des harmoniques éliminés de l'algorithme de Newton -Raphson pour les ordres impaire pour un indice de modulation égal $M=0.5$ (ASHE)

Figure IV.18 : Trajectoire des angles α_i en fonction de l'indice de modulation M (ASHE); N impair. (a- $N=5$; b- $N=7$; c- $N=9$; d- $N=11$)

Figure IV.19: Le spectre des harmonique éliminés de l'algorithme de Newton -Raphson pour les ordres pairs pour un indice de modulation égal $M=0.5$ (PSHE)

Chapitre V

Figure V.1 : Le choix de la plage de fréquence

Figure V.2 : Schéma synoptique ON-LINE

Figure V.3 : Schéma simplifier d'un onduleur

Figure V.4 : Synoptique de la mise en forme des signaux de commande

Figure V.5 : Formes d'ondes des signaux de commande

Figure V.6 : Schéma de principe

Figure V.7 : Bit du registre du contrôle

Figure V.8 : Carte PIA

Figure V.9 : Les pins de connexion des ports

Figure V.10 : schéma implantation

Figure V.11 : Circuit imprimé (coté cuivre, coté composants)

Figure V.12 : Une demi-période pour $N_{max}=4$

Figure V.13 : Organigramme de l'envoi du signal MLI(PWM) pour une demi-période



Sommaire



INTRODUCTION GENERALE

Chapitre I : Généralités

Introduction	3
I.2 Les principales applications.....	3
I.2.1 La variation de vitesse des moteurs à courant alternatif.....	4
I.2.2. Entraînement avec moteur asynchrone.....	5
I.2.2.1 Alimentation par un onduleur de tension.....	5
I.3 Les onduleurs (autonomes) de tension	6
I.4 Effet des harmoniques.....	9
Conclusion.....	10

Chapitre II : Modulation de Largeur d'Impulsions dans les onduleurs de tension

Introduction	11
II.1 Onduleur monophasé en demi-pont à deux niveaux	13
II.1.1 Principe de la modulation sinus-triangle.....	13
II.1.1.1 Caractérisation de la modulation	14
II.1.2 Etude de la tension de sortie.....	15
II.1.2.1 Développement en série.....	16
II.1.2.2 Harmoniques.....	17
II.2 Onduleur triphasé en pont (commande phase par phase)	19
II.2.1 Les deux types de commande.....	20
II.2.2 Commande des interrupteurs « Forme d'ondes »	20
II.2.3 Référence sinusoïdale.....	22
II.2.3.1 Amélioration des tension de sortie.....	23
II.2.3.2 Amélioration des courant de sortie	23
II.2.4 Technique MLI par Injection d'harmonique trois dans la référence.....	26
II.2.5 Autres modification de la loi de commande (Modulation partielle).....	27
II.2.6 La liaison du neutre à la charge dans l'onduleur triphasé (TLL-TLN).....	28
Conclusion	29

Chapitre III : La Résolution des systèmes d'équations non linéaires

Introduction	30
III.2 Méthodes classiques de résolution des équations de type $f(x) = 0$	31
III.2.1 Méthode de Newton.....	31
III.2.1.1 Principe	31
III.2.1.2 Etude de la convergence.....	32
III.2.1.3 Avantages et inconvénients de la méthode de Newton	33
III.2.1.4 Aspect algorithmique	34
III.2.1.5 Critères d'arrêt.....	34
III.2.2 Méthode par dichotomie	35
III.2.2.1 Principe de la Dichotomie.....	35
III.2.2.2 Avantages et inconvénients de la méthode par Dichotomie.....	37
III.3 Systèmes non linéaires de type $F(x)=0$	38
III.3.1 Introduction	38

	<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; display: inline-block;"> المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات المكتبة BIBLIOTHEQUE Ecole Nationale Polytechnique </div>	
III.3.2 Méthode de Newton-Raphson		41
III.3.2.1 Principe		41
III.3.2.1.1 Formulation algébrique.....		41
III.3.2.1.2 Formulation matricielle.....		43
III.3.2.2 Variante de la méthode		44
III.3.2.3 Conditions de convergence		44
III.3.2.4 Avantages et inconvénients de la méthode		45
III.3.2.5 Aspect Algorithmique.....		45
III.3.2.5.1 Critère d'arrêt.....		46
III.3.2.5.2 Précautions.....		47
III.3.2.6 Utilisation de la méthode de Newton dite "Amortie".....		47
III.3.4 Organigramme de la méthode de Newton Raphson.....		48
Conclusion.....		49
Chapitre IV : Modulation calculé PPWM		
Introduction.....		50
IV.1 Caractéristiques de la tension de sortie.....		51
IV.1.1 Onduleur en demi-pont.....		51
IV.1.2 Onduleur en pont.....		52
IV.2 Elimination des premiers harmoniques de la tension de sortie.....		52
IV.2.1 Onduleur monophasé en demi-pont.....		52
IV.2.2 Onduleur monophasé en pont.....		54
IV.2.3 Onduleur triphasé en pont.....		56
IV.3 PPWM avec élimination sélectives d'harmonique.....		57
IV.3.1 PSHE (Elimination sélective d'harmonique pure).....		61
IV.3.1.1 Résultats et interprétations.....		62
IV.3.1.2 Organigramme PSHE.....		67
IV.3.2 ASHE (Elimination sélective d'harmonique asservie).....		68
IV.3.2.1 Résultats et interprétations.....		68
IV.3.2.2 Organigramme ASHE.....		76
IV.4 Comparaison avec les résultats de l'algorithme de Newton-Raphson.....		78
Conclusion.....		81
Chapitre V : Implémentation		
Introduction.....		82
V.1 Implémentation en temps réel(On-Line).....		83
V.1.1 Exemple de mise en forme des signaux.....		85
V.2 Carte PIA/PC		87
V.2.1 Décodage d'adresse.....		87
V.2.2 Programmation du PIA 8255.....		88
V.2.3 Ports entrées/sorties.....		88
V.2.4 Montage du circuit.....		90
V.3 Programme assembleur (Organigramme).....		91
Conclusion.....		93



Chapitre VI : Présentation du logiciel

Introduction.....	94
VI.1 Manuel d'utilisation du logiciel.....	94
VI.1.1 Le menu principal.....	94
VI.1.2 Boîtes de dialogue et fenêtres d'affichage.....	98
Conclusion.....	102

Conclusion Générale

Annexes (A,B,C)

Bibliographie

Introduction Générale

La variation de vitesse des moteurs est d'une utilité certaine dans le domaine industriel ; car les équipements utilisent de plus en plus l'entraînement à vitesse variable, ceci pour donner au dispositif entraîné la vitesse optimale pour chacune des phases d'un processus, mais surtout pour permettre l'automatisation qui nécessite la possibilité d'asservir la vitesse des moteurs.

Cette variation de vitesse des moteurs électriques est l'une des importantes fonctions de base de l'électronique de puissance. Ainsi, de nouveaux procédés et techniques apparaissent, l'objectif était de satisfaire les exigences de contrôle de vitesse et de résoudre les problèmes d'ordre pratique.

On utilise l'alimentation du moteur asynchrone par un onduleur de tension pour obtenir les meilleures performances de ce moteur.

Lorsque l'onduleur alimente directement le récepteur(moteur), on cherche d'ordinaire à fournir à celui-ci un courant aussi proche que possible de la sinusoïde. C'est en particulier le cas des moteurs alimentés à tension et fréquence variables.

Parmi les divers convertisseurs, l'onduleur à modulation en largeur d'impulsion (MLI) est lié aux progrès des semi-conducteurs de puissance ; l'augmentation du nombre des commutations entraîne des pertes excessives si on ne réduit pas les pertes à chacune des commutations. Les alimentations des machines asynchrones s'orientent de plus en plus vers cette technique car elle présente d'excellentes performances.

Selon la manière de déterminer les angles de commutations plusieurs stratégies découlent de cette technique.

Le but de notre travail est de générer un signal de commande des semi-conducteurs en calculant ces angles, de manière à avoir le signal le plus sinusoïdal possible c'est à dire avec une minimisation maximale des harmoniques.

Ainsi notre mémoire est organisé en six chapitres :

Le premier chapitre introduit des généralités, et présente une vue d'ensemble sur les onduleurs de tension alimentant des machines asynchrones et différents domaines d'applications.

Au deuxième chapitre, on a présenté différents principes de la technique PWM. Leurs avantages et leurs inconvénients, provenant essentiellement d'une forte présence d'harmoniques. Pour cela, on a abordé quelques techniques pour la minimisation de ces derniers. Le but de chaque technique est de produire une tension de sortie aussi sinusoïdale que possible.

C'est au troisième chapitre que nous présenterons une méthode numérique choisit parmi d'autres il s'agit de l'algorithme de Newton-Ralphson, tout en utilisant des critères d'arrêt pour pouvoir arrêter le processus itératif et d'autre part contrôler la validité de la solution obtenue.

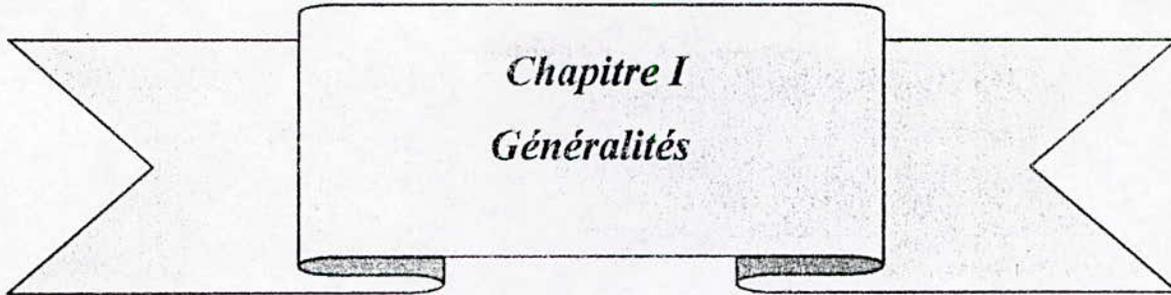
Des méthodes classiques comme la SPWM sont réalisées à partir de circuits analogiques relativement simples, mais au point de vue pratique, on essaye d'utiliser la modulation calculée PPWM afin de déterminer les angles de commutations, donc un algorithme qu'on puisse l'implémenter sur microprocesseur.

On passera alors dans le Chapitre quatre à la modulation calculée avec divers critères d'optimisation, tout en comparant ces différentes techniques entre elles.

Avec le développement des microprocesseurs et de la circuiterie, une implémentation de la méthode numérique utilisée fera l'objet du cinquième chapitre.

Le sixième et dernier chapitre est réservé à la présentation du logiciel que nous avons développé et qui englobe tous les aspects pratiques liés à notre projet.

Enfin, notre mémoire se clôture avec une conclusion générale ou nous résumerons le travail fait et les résultats obtenus.



Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou PWM « Pulse Width Modulation ».

L'onduleur est dit « autonome » si l'établissement et la connexion entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs.

On distingue deux types d'onduleurs :

- Les onduleurs autonomes de tension
- Les onduleurs autonomes de courant

I.1 Les principales applications :

On peut en ce qui concerne leurs applications, regrouper la majorité des onduleurs en trois familles :

- Les onduleurs alimentant à tensions et fréquences constantes un équipement ou un réseau local,
- Les onduleurs alimentant à tensions et fréquences variables des moteurs à courant alternatif,
- Les onduleurs à résonance utilisés soit directement, soit comme étage dans une chaîne de conversion de l'énergie.

Pour réaliser ces onduleurs destinés à alimenter une charge alternative d'ordinaire l'impédance très variable, à partir d'une batterie d'accumulateurs ou d'un redresseur, on choisit des *ONDULEURS DE TENSION*. Les raisons sont multiples :

- La batterie est spécialement bien adaptée à l'alimentation d'un onduleur de tension. Si c'est nécessaire, un filtre L-C réduit l'ondulation du courant débité par la batterie. Un tel filtre permet à un redresseur d'alimenter un onduleur de tension.

- Le fonctionnement de l'onduleur de tension est fort affecté par les imperfections de la source continue, peu par celle de la charge alternative. Pour l'onduleur de courant, c'est l'inverse. Pour les applications ici considérées, on suppose qu'on a la maîtrise de la source continue, pas celle de la charge alternative.

- Ni l'un, ni l'autre des onduleurs ne délivre directement une tension de sortie sinusoïdale, il faut utiliser un filtre de sortie. Avec l'onduleur de tension, la tension à filtrer est imposée par la source continue, on sait exactement ce qu'on a à filtrer. Avec l'onduleur de courant, la tension à filtrer dépend de la charge.

Pour faciliter le filtrage de la tension de sortie et rendre son coût acceptable, on emploie de plus en plus la Modulation de Largeur d'Impulsions qui permet d'élever le rang du premier harmonique à filtrer.

I.1.1 La variation de vitesse des moteurs à courant alternatif :

Le moteur à courant continu reste très utilisé pour la réalisation des entraînements à vitesse variable. Mais l'emploi du moteur à courant alternatif pour réaliser de tels entraînements est de plus en plus fréquent.

Pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone, il faut faire varier la fréquence de ses tensions d'alimentation : il faut donc l'alimenter par un onduleur. Ce procédé est également utilisé pour le moteur synchrone.

- En même temps que la fréquence, il faut faire varier la valeur efficace des tensions d'alimentation. D'ordinaire on adopte une commande « à flux constant » qui permet de développer le même couple à toutes les vitesses ; la valeur des tensions croît alors à peu près proportionnellement à leur fréquence. L'onduleur doit donc être à *fréquence* et à *tension* variable.
- Le plus souvent le moteur est *triphase*. Les trois phases étant équilibrées, on peut *utiliser* un onduleur triphasé dont les trois phases ne sont pas indépendantes.
- On demande presque toujours à l'équipement de permettre des freinages rapides par récupération, donc d'assurer la *réversibilité fonctionnelle*. A noter que l'onduleur est d'ordinaire alimenté par le réseau industriel à travers un redresseur.

I.1.2 Entraînement avec moteur asynchrone :

Le moteur asynchrone à cage offre l'intérêt d'une grande robustesse de son rotor. Il consomme nécessairement de la puissance réactive et constitue une charge inductive: L'onduleur qu'il l'alimente, qu'il soit de tension ou de courant, fonctionne en commutation forcée.

En première approximation, on peut assimiler chaque phase à une *f.e.m.*, de même pulsation que le fondamental de la tension d'alimentation, en série avec une résistance et une inductance.

I.1.2.1 Alimentation par un onduleur de tension :

Lorsqu'on alimente un moteur par un onduleur de tension, son inductance n'intervient pas dans les commutations et ne produit pas de pointe de tension ; Si la source continue est bien filtrée et si on utilise des semi-conducteurs rapides, on peut fonctionner à fréquence relativement élevée.

Tant que la fréquence d'alimentation du moteur est sensiblement inférieure à celle à laquelle peuvent fonctionner les éléments semi-conducteurs on utilise la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion. Cela permet de réduire les pertes du moteur dû aux harmoniques et, surtout, d'atténuer les pulsations du couple de la machine.

Le principe inconvénient de l'alimentation de l'onduleur de tension apparaît lorsqu'on alimente celui-ci par un redresseur: la réalisation de la réversibilité fonctionnelle est onéreuse.

On utilise l'alimentation du moteur asynchrone par onduleur de tension

- de manière quasi systématique dans le cas des machines de faibles puissances pour lesquelles l'emploi d'onduleurs à transistors fonctionnant en M.L.I est particulièrement bien adapté.
- Dans le cas de machines moyennes à fortes puissances alimentées par un réseau de tension continue, On utilise alors d'ordinaire des onduleurs à GTO fonctionnant tantôt en M.L.I, tantôt en pleine onde suivant que la fréquence de sortie est basse ou élevée.
- Dans le cas de machines moyenne à fortes puissances alimentées par un réseau via un redresseur, lorsqu'on ne doit pas assurer la réversibilité fonctionnelle(marche de la machine en génératrice) ou qu'on ne doit l'assurer que de manière brève et peu fréquente (on peut alors se contenter de dissiper dans des résistances l'énergie renvoyée par la machine à travers l'onduleur).

I.2 Les onduleurs (autonomes) de tensions :

On appelle onduleur de tension un onduleur qui est alimenté par une source de tension, c'est à dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension u n'est pas affectée par les variations du courant i qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Si u est constant à U , quel soit i ,

Pour $0 < t < T/2$, $u' = +U$

Pour $T/2 < t < T$, $u' = -U$.

- Le courant à la sortie i' et donc le courant à l'entrée i dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.e.m alternative) directement branché entre les bornes de sortie.
- L'interrupteur K_1 , quelle que soit la charge alternative, doit relier la borne O à la borne M de $t=0$ à $t=T/2$. Il doit donc pouvoir écouler un courant aussi bien positif que négatif. Son ouverture à l'instant $t=T/2$ doit être commandée si i' est positif (passage de $i_{K1} > 0$ à $v_{K1} > 0$). Si i' est négatif, cette ouverture est spontanée (passage de $v_{K1} > 0$ à $i_{K1} < 0$) et résulte de la fermeture commandée de K'_1 ($v_{K1} > 0$ à $i_{K1} > 0$). L'interrupteur K_1 est donc formé par la mise en parallèle d'un semi-conducteur commandé à l'ouverture et à la fermeture TC_1 et d'une diode D_1 .

On arrive ainsi au schéma du principe de l'onduleur autonome de tension de la **figure I.1**.

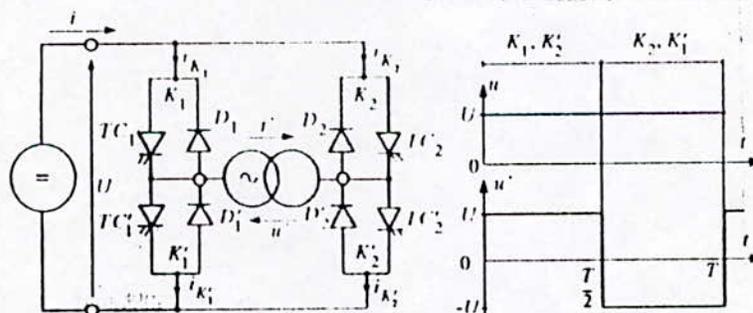


Figure I.1 Schéma principe de l'onduleur de tension

- Pour montrer l'influence de la charge sur le travail demandé aux semi-conducteurs, on suppose le récepteur de courant alternatif parfait, c'est à dire absorbant un courant i' sinusoïdal dans le cas d'une charge inductive et celui de la charge capacitive.

• La **figure I.2 a)** donne les formes d'ondes de u', i', i, v_{K1} et i_{K1} lorsque le récepteur est inductif

(i' déphasé en arrière du fondamental de la tension u').

En ce qui concerne l'interrupteur K_1 ,

- de $t=0$ à $t=t_1$, la diode D_1 permet le passage de i' alors négatif ;
- de $t=t_1$ à $t=T/2$, c'est TC_1 qui assure le passage de i' ;
- à l'instant $t=T/2$, le blocage de TC_1 provoque le transfert de i' de TC_1 à D'_1 .

Ce fonctionnement appelle trois remarques :

- L'entrée en conduction de TC_1 pour $t=t_1$, s'effectue à courant nul ; elle n'entraîne aucun à-coup de courant dans ce semi-conducteur ou de la tension à ses bornes.
- Il faut utiliser une commande 'longue' des semi-conducteurs commandés, c'est à dire commander la fermeture de TC_1 et TC'_2 pendant tout l'intervalle $[0, T/2]$, de TC_2 et TC'_1 pendant tout l'intervalle $[T/2, T]$ car la valeur de t_1 dépend de la charge. Bien que commandé à la fermeture depuis $t=0$, TC_1 ne sera conducteur qu'à partir de $t=t_1$.
- On doit laisser un petit intervalle entre la commande à la fermeture de TC'_1 (ou TC'_2) et la commande à l'ouverture de TC_1 (ou TC_2) et inversement, afin de ne pas court-circuiter la source de la tension continue. A cause des diodes, il n'y a pas de risque d'ouverture du circuit du récepteur de courant alternatif.

• La **figure 1.2 b)** donne les formes d'ondes de $u', i', i_{v_{K1}}$ et i_{K1} lors du débit sur un récepteur capacitif (i' déphasé en avant du fondamental de la tension u').

A l'instant $t=0$, l'amorçage de TC_1 assure le transfert du courant i' de la diode D'_1 à TC_1 . Celui-ci écoule i' jusqu'à $t=t_1$.

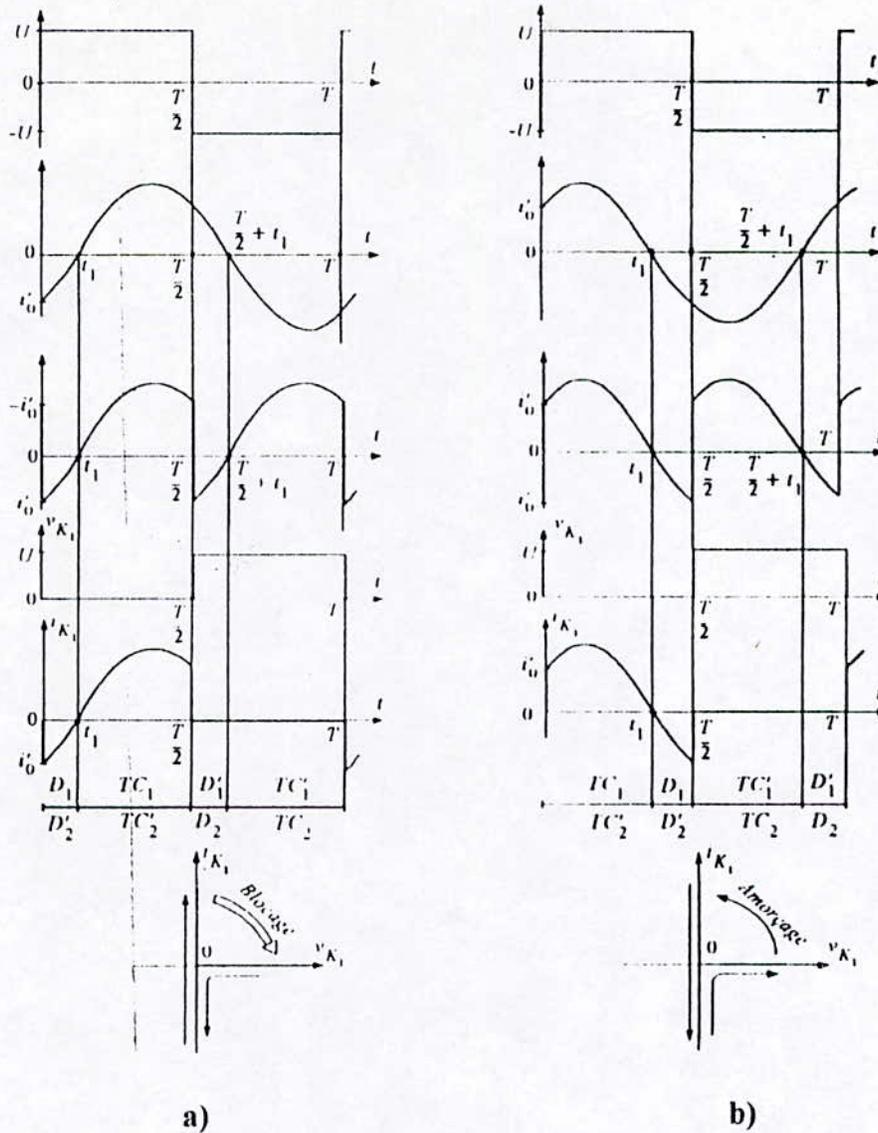
Pour $t=t_1$, le courant i' s'annule et devient négatif, TC_1 se bloque naturellement et D_1 devient conducteur. D_1 conduit jusqu'à l'instant $t=T/2$ ou son blocage est provoqué par l'amorçage de TC'_1 .

On trouve, comme dans le cas du débit sur charge inductive, une commutation sans à-coup de courant i et de tension.

L'autre commutation est assurée par la commande à la fermeture d'un semi-conducteur commandé. L'amplitude au blocage est maintenant inutilisée.

• Les commutations du courant de K_1 à K'_1 (K'_1 à K_1) font donc appel

- à la capacité de TC_1 (TC'_1) d'être commandé à l'ouverture si le courant i' est positif (négatif) au moment de la commutation,
- à la capacité de TC'_1 (TC_1) d'être commandé à la fermeture si i' est négatif (positif) au moment de la commutation.



**Figure 1.2: Les formes d'ondes des tensions et des courants lorsque de récepteur est
a) inductif ou b) capacitif**

Si la charge peut être inductive ou capacitive, la condition précédente n'est plus garantie : on fera appel tantôt à la capacité des interrupteurs d'être commandés au blocage, tantôt à leur capacité d'être commandés à l'amorçage. Il en va de même si on choisit une commande par Modulation de largeur d'Impulsions. En effet, dans ce cas, on introduit à l'intérieur de chaque alternance un hachage de la tension en effectuant plusieurs commutations supplémentaires entre K_1 et K'_1 (et/ou entre K_2 et K'_2). La nature de charge ne permet plus de garantir que le courant i' ait toujours la même polarité lors des commutations de K_1 et K'_1 et la polarité inverse lors des commutations de K'_1 et K_1 .

I.3 Effet des harmoniques : [LAN.89],[DER.94]

Dans la commande à vitesse contrôlée, les machines sont alimentées par des convertisseurs dont les signaux de sortie sont riches en harmoniques.

L'effet des harmoniques sur les moteurs apparaît sous deux formes, l'échauffement et les couples pulsés .

- **L'échauffement**

Quand le signal est riche en harmoniques, la valeur efficace du courant augmente et les pertes dans le noyau et dans le cuivre augmentent aussi.

- **Les couples pulsés**

Un harmonique de couple pulsé est produit par l'interaction d'un harmonique de flux dans l'entrefer avec un harmonique de courant dans le rotor. L'importance du flux dans l'entrefer aux fréquences harmoniques est négligeable, et les couples dominants sont ceux dues à l'interaction du flux fondamental dans l'entrefer avec les harmoniques de courant du rotor.

Ainsi, le $k^{\text{ième}}$ harmonique de courant I_k réagit avec le flux fondamental ϕ_1 donnant une amplitude proportionnelle à :

$$T_{k+1} = \phi_1 I_k$$

Le couple est d'ordre $(k+1)$ pour les séquences négatives du courant, et d'ordre $(k-1)$ pour les séquences positives.

On voit qu'une composante du couple d'ordre k est commune à deux harmoniques de courant (ou de tension) d'ordre $(k+1)$ et $(k-1)$.

Ces couples causent une instabilité de la vitesse de la machine. L'effet des composantes du couple de hautes fréquences peut être affaibli par l'inertie mécanique du système. La fluctuation de vitesse peut s'aggraver si les vitesses de travail sont réduites ou que le système possède une faible inertie.

La fréquence d'un couple pulsé peut être proche de la fréquence de résonance mécanique ce qui provoque de fortes vibrations d'axe, une usure des dents de l'engrenage et d'insatisfaisantes performances dans les systèmes asservis.

Conclusion

Pour éviter ces problèmes et surtout celui du filtrage, les alimentations des machines asynchrones s'orientent de plus en plus vers la technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM). Son principe consiste à augmenter le nombre de commutations par période de la tension de sortie permettant ainsi le contrôle à la fois de l'amplitude et de la fréquence du fondamental tout en réduisant le taux d'harmoniques.

Chapitre II**Modulation en Largeur d'Impulsions
dans les onduleurs de tension****Introduction**

- ❖ La modulation de largeur d'impulsions (en anglo-saxon Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence de grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

L'essor de la modulation de largeur d'impulsions est lié aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance ; l'augmentation du nombre des commutations entraînait des pertes excessives si on n'avait pas réduit les pertes à chacune des commutations.

La multiplication du nombre des « impulsions » formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à satisfaire un critère déterminé.

Les onduleurs de tensions servent principalement à alimenter, à fréquence fixe ou variable, des charges alternatives, le critère qui sera considéré dans ce chapitre est l'obtention pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde.

Nous montrerons donc comment la Modulation de Largeur d'Impulsion permet

- *de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.

- *de faire varier la valeur fondamentale de la tension de sortie même avec les onduleurs à deux interrupteurs par phase.

Le plus souvent on détermine en temps réel les instants de fermeture et d'ouvertures des « interrupteurs » à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique en faisant simultanément appel à ces deux techniques.

- ♣ Pour assurer cette détermination, lorsque l'objectif est d'approcher au mieux une tension sinusoïdale,

• La solution la plus largement employée consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire, d'où son appellation de « **modulation sinus-triangle** ».

• On peut également utiliser une bascule à hystérésis commandée par la différence entre une onde de référence (ou son intégrale) et l'intégrale de tension en créneaux à la sortie de l'onduleur ; c'est la « **modulation en delta** » (ou en sigma-delta).

• On peut également générer la séquence des signaux de commande des interruptions de façon à suivre au mieux le vecteur défini par les composants de Clarke du système de tensions qu'on veut produire : c'est la « **modulation vectorielle** ». [SEG.96]

• Dans certaines applications, on calcul au préalable, sur base d'un critère d'optimisation, les instants de commande. Les valeurs calculées sont introduites sous forme de table dans une mémoire morte ; la lecture de celle-ci par un système à microprocesseur assure la génération des signaux de commande des interrupteurs ; c'est la « **modulation calculée** » (numérique).

♣ En monophasé, on utilise principalement l'onduleur monophasé en pont complet. La M.L.I permet de former l'alternance positive de la tension de sortie de créneaux positifs séparés par des intervalles à tension nulle. La même stratégie peut être suivie avec l'onduleur en demi-pont à trois niveaux.

♣ En triphasé, le schéma le plus utilisé est le pont à six interrupteurs, sauf en forte puissance ou on emploie de plus en plus fréquemment le montage trois niveaux, surtout lorsqu'il faut recourir à la mise en série de semi-conducteurs pour supporter la tension d'alimentation.

On peut également découler les commandes MLI des ponts triphasés deux niveaux ou trois niveaux des commandes correspondantes de l'onduleur monophasé en demi-pont, en générant les signaux de commande des interruptions phase à phase.

On retient pour ce chapitre qu' :

- On examinera la commande MLI des onduleurs monophasés en demi-pont à deux niveaux, et en pont, puis les onduleurs triphasés en pont à deux niveaux et quelques variantes de cette commande.

II.1 Onduleur monophasé en demi-pont à deux niveaux :**II.1.1 Principe de la modulation sinus-triangle :**

Dans la modulation en largeur d'impulsion, on essaie de chercher à approximer une tension sinusoïdale en faisant varier sa « valeur moyenne ».

La figure II.1 rappelle le schéma de l'onduleur monophasé en demi-pont et les notations utilisées.

Les instants de fermeture des « interruptions » complémentaires K_1 et K'_1 sont déterminés par les intersections de l'onde de référence u'_w , représentant la tension de sortie désirée (Wanted) de fréquence f , avec l'onde de modulation ou porteuse, M .

L'onde de modulation de fréquence f' nettement supérieure à f , est une onde triangulaire d'amplitude $U/2$ (**figure II-2**) ;

- Les intersections de u'_w avec M croissant donnant les instants de fermetures de K'_1 et le début des intervalles à u' égal à $-U/2$.
- les intersections de u'_w avec M décroissant donnant les instants de fermetures de K_1 et le début des intervalles à u' égal à $+U/2$.

Calculons la valeur moyenne de la tension de sortie u' pendant une période T' de l'onde de modulation, en supposant cette période suffisamment brève pour qu'on puisse, pendant sa durée, négliger les variations de la tension de référence u'_w .

La partie ascendante de M a pour équation :

$$M = -\frac{U}{2} + 2U \frac{t}{T'}$$

Elle coupe u'_w pour $t=t_1$ tel que

$$t_1 = \left(u'_w + \frac{U}{2} \right) \frac{T'}{2U}$$

La partie descendante de M a pour équation :

$$M = \frac{3U}{2} - 2U \frac{t}{T'}$$

Elle coupe u'_w pour $t=t_2$ tel que

$$t_2 = \left(\frac{3U}{2} - u'_w \right) \frac{T'}{2U}$$

La tension de sortie a pour valeur moyenne au cours de cette période de M :

$$u'_{moy} = \frac{1}{T'} \left[\frac{U}{2} T' - U(t_2 - t_1) \right]$$

En remplaçant t_2 et t_1 par leurs valeurs, on obtient

$$u'_{moy} = u'_w$$

Si la référence varie sinusoidalement, la « valeur moyenne » de u' variera suivant la même loi.

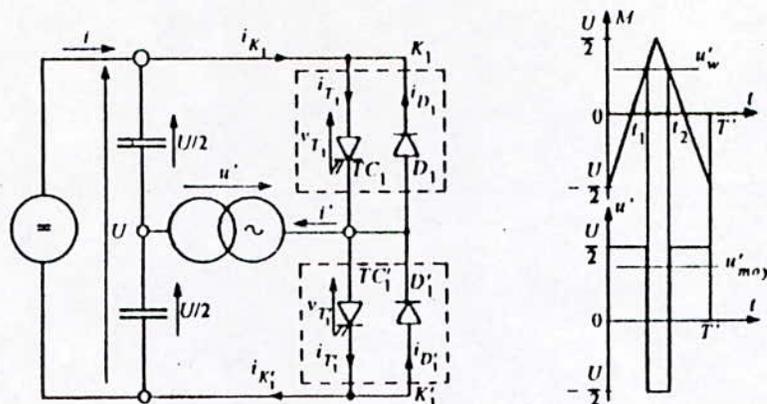


Figure II.1 : Onduleur monophasé en demi-pont

II.1.1.1 Caractérisation de la modulation :

- Si la référence est sinusoidale, deux paramètres caractérisent la commande :
 - L'indice de modulation m , égal au rapport f'/f des fréquences de la modulation et de la référence.
 - Le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête $U/2$ de l'onde de modulation.
 - D'ordinaire la modulation est *synchrone*, c'est à dire que f' est un multiple de f .

La tension u' est alors vraiment périodique et a bien une période T égale à $1/f$.

Mais dans certain cas la modulation est asynchrone, notamment quand la fréquence de modulation f' donnée fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

En modulation synchrone, si m est impair, l'alternance négative de u' reproduit au signe près son alternance positive, c'est à dire qu'on a une symétrie par rapport à la demi-période. Le développement en série u' ne comporte que des harmoniques impaires.

Au contraire si m est pair, on trouve dans le développement en série de u' une composante continue, des harmoniques pairs et impaires.

On traitera toutefois le cas de m pair à cause de l'onduleur en pont triphasé qu'on examinera ensuite, car alors la composante continue et certains harmoniques sont supprimés.

- En modulation synchrone, par le « calage » de la modulation par rapport à la référence on peut faire bénéficier l'onde de tension de sortie réelle d'une symétrie :

Si M passe par un maximum ou un minimum au milieu des alternances de u'_{ref} , les alternances de u' sont symétriques par rapport à leurs milieux ; on dit que le calage est optimal.

II.1.2 Etude de la tension de sortie :

Les figures II-2 a) et b) montrent le tracé de u' ainsi obtenu avec une modulation triangulaire et une référence sinusoïdale.

- La figure II-2 a) correspond à m égal à 6, la figure II-2 b) à m égal à 9.

Pour établir les caractéristiques, on suppose la commande synchrone et le calage optimal. On verra par la suite les effets du non-respect de ces deux conditions.

Les $2m$ angles de commutation, $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{2m}$, définissant la forme d'onde de la tension de sortie u' au cours de sa période, sont déterminés par l'intersection de M et de u'_w .

Ces angles ne sont fonctions que de m et de r .

- Si m est pair (figure II-2 a)), vu la symétrie par rapport au milieu des alternances, il n'y a que m angle à déterminer. En effet :

$$\theta_{\frac{m}{2}+1} - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{m}{2}} \quad ; \quad \theta_{\frac{m}{2}+2} - \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{m}{2}-1} \quad \dots$$

$$\theta_{\frac{3m}{2}+1} - \frac{3\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3m}{2}} \quad ; \quad \theta_{\frac{3m}{2}+2} - \frac{3\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3m}{2}-1} \quad \dots \quad (II.1)$$

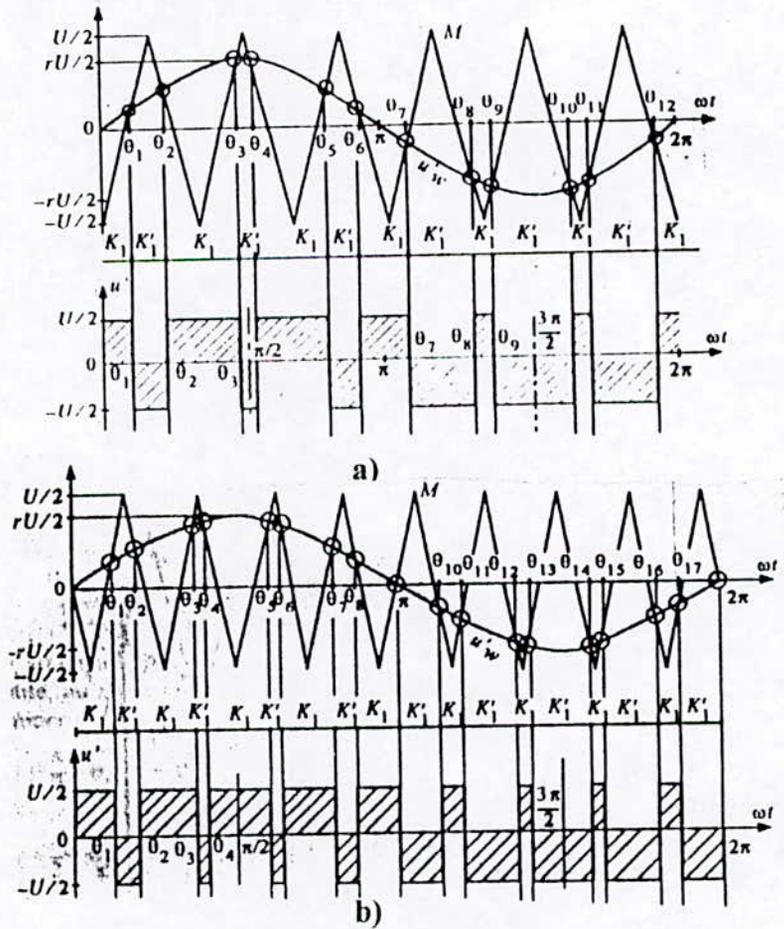


Figure II-2 :Le signal de sortie u' obtenu avec modulation triangulaire et une référence sinusoïdale pour m a) ($m=6$) et b) ($m=9$)

- Si m est impair (*figure II-2 b*), à la symétrie par rapport au milieu des alternances s'ajoute l'identité, au signe près, des deux alternances. Il n'y a plus que $(m-1)/2$ angles à déterminer

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{m-1}{2}} &= \theta_{\frac{m+1}{2}} - \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3m-1}{2}} = \theta_{\frac{3m+1}{2}} - \frac{3\pi}{2}; \\ \frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{m-3}{2}} &= \theta_{\frac{m+3}{2}} - \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3m-3}{2}} = \theta_{\frac{3m+3}{2}} - \frac{3\pi}{2}, \dots \end{aligned} \quad (II.2)$$

II.1.2.1 Développement en série :

• Si m est impair, le développement en série de u' ne comporte, en plus du fondamental, que des harmoniques impairs.

Si l'on prend pour origine des temps le passage de u'_w par zéro, la tension u' peut s'écrire :

$$u' = A_1 \sin \omega t + A_3 \sin 3\omega t + A_5 \sin 5\omega t + \dots + A_n \sin n\omega t + \dots$$

Avec :

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u' \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{4}{\pi} \frac{U}{2} \left[\int_0^{\theta_1} \sin n\omega t d\omega t - \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin n\omega t d\omega t + \dots \pm \int_{\frac{\theta_{m-1}}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t d\omega t \right] \end{aligned}$$

ce qui donne :

$$A_n = \frac{1}{n} \frac{4}{\pi} \frac{U}{2} \left(1 - 2 \cos n\theta_1 + 2 \cos n\theta_2 - \dots \pm 2 \cos n\theta_{\frac{m-1}{2}} \right) \quad (II.3)$$

On obtient la valeur efficace U'_1 du fondamental et celles U'_3, U'_5, \dots, U'_n . des divers harmoniques impairs constituent la tension u' par :

$$U'_1 = \frac{A_1}{\sqrt{2}} ; U'_3 = \frac{|A_3|}{\sqrt{2}} ; U'_5 = \frac{|A_5|}{\sqrt{2}} ; \dots ; U'_n = \frac{|A_n|}{\sqrt{2}}, \dots$$

Si m est pair, le développement en série de u' comporte en plus du fondamental, une composante continue et des harmoniques pairs et impairs.

Il est commode de prendre comme origine des temps le milieu de l'alternance positive de u'_w . Le développement en série est alors de la forme :

$$u' = U'_0 + B_1 \cos \omega t' + B_2 \cos 2\omega t' + B_3 \cos 3\omega t' + \dots + B_n \cos n\omega t' + \dots$$

Avec :

$$B_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u' \cos n\omega t' t d\omega t' \quad \text{où } \omega t' = \omega t - \frac{\pi}{2}.$$

On obtient :

- Pour $m/2$ impair,

$$B_n = \frac{1}{n} \frac{4U}{\pi} \frac{1}{2} \left(-\sin n\theta'_{\frac{m}{2}+1} + \sin n\theta'_{\frac{m}{2}+2} - \dots + \sin n\theta'_{\frac{3m}{2}} \right) \quad (\text{II.4})$$

- Pour $m/2$ pair,

$$B_n = \frac{1}{n} \frac{4U}{\pi} \frac{1}{2} \left(+\sin n\theta'_{\frac{m}{2}+1} - \sin n\theta'_{\frac{m}{2}+2} + \dots - \sin n\theta'_{\frac{3m}{2}} \right) \quad (\text{II.5})$$

Les valeurs efficaces du fondamental et des harmoniques respectivement sont donnés par :

$$U'_1 = \frac{B_1}{\sqrt{2}} ; U'_3 = \frac{|B_3|}{\sqrt{2}} ; U'_5 = \frac{|B_5|}{\sqrt{2}} ; \dots ; U'_n = \frac{|B_n|}{\sqrt{2}} , \dots$$

II.1.2.2 Harmoniques :

• Par action sur r , on peut faire croître U'_1 depuis zéro que jusqu'à un maximum correspondant à l'annulation de certains créneaux de la tension u' (ou à la disparition de certaines intersections entre les ondes de référence et de modulation).

Dés que m est suffisant, le fondamental de la tension de sortie est pratiquement égal à la tension de référence.

$$U'_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{U}{2} \quad (\text{II.6})$$

La figure II.3 montre les variations, en fonction de r , du rapport $U'_1/U/2\sqrt{2}$, pour m égal à 2, à 3 et à 5, valeurs de m pour lesquelles ce rapport s'écarte le plus de r .

Pour m suffisant, on peut prendre la valeur correspondante à m infini (segment de droite tracé en traits mixtes sur la figure II.3).

• D'ordinaire, la valeur efficace U'_1 du fondamental qu'on obtient en donnant à r la valeur maximum qu'il peut prendre, est inférieur à celle qu'on obtiendrait avec une commande pleine onde, soit à

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4U}{\pi} \frac{1}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U \quad (\text{II.7})$$

La Modulation de Largeur d'Impulsions produit un « déchet de tension »

- Lorsque m , pair ou impair est très grand, le maximum de r est égal à 1. En faisant $r=1$ dans (II.6) et en rapportant à $((\sqrt{2}/\pi)U)$, on obtient :

$$\left(\frac{U'_1}{\sqrt{2}U/\pi} \right)_{\max} = \frac{\pi}{4} = 0.7854 \quad (\text{II.8})$$

On a un « déchet de tension » de 21,46%

La modulation de Largeur d'Impulsions ne réduit pas le taux d'harmonique. Celui-ci est pratiquement indépendant de m et très important.

Puisque la tension u' est toujours égale à $\pm \frac{U}{2}$, sa valeur efficace u' est égale à $\frac{U}{2}$.

La somme quadratique des harmoniques, calculée par

$$\left(\sum_2^{\infty} U'^2_n \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{U'^2 - U'^2_1}$$

Est, si l'on prend la valeur de U'_1 donnée par (II.6)

$$\left(\sum_2^{\infty} U'^2_n \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{U}{2} \sqrt{1 - r^2}$$

On a représenté, en traits interrompus sur la figure II-3, les variations en fonction de r de cette somme. Supérieure à U'_1 , elle ne lui devient égale que pour r égale à 1.

Mais la Modulation de Largeur d'Impulsions permet de pousser les harmoniques vers les fréquences plus élevées.

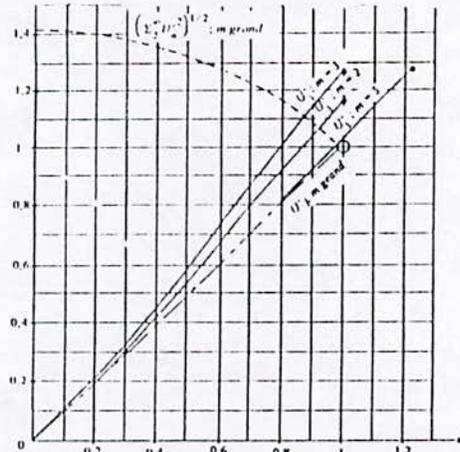


Figure II-3 : Les variations, en fonction de r , du rapport $U'_1 / U/2 \sqrt{2}$

• Pour montrer comment l'augmentation de m décale les harmoniques vers les fréquences élevées et clarifie le spectre, nous avons montré sur la figure II.4 les spectres correspondant pour m successivement égal à 3, à 6, à 9 et à 12. Toutes les valeurs sont rapportées à $\sqrt{2} \frac{U}{\pi}$.

• Pour m égale à 3, on n'a pas la distribution du spectre qui est moins voyant. Pour m égale à 6, la première famille commence à se dégager. Pour m égale à 9, la première famille est bien séparée de la seconde, mais il y a interférence entre celle-ci et la troisième. Le spectre tracé pour m égale à 12 montre les groupes d'harmoniques centrés sur mf et sur $2mf$ bien distincts et l'égalité des harmoniques de la même paire (10 et 14, 8 et 16, puis 23 et 25, 21 et 27, 19 et 29). Pour les valeurs supérieures de m , le spectre est le même, seul l'écart entre les familles croît.

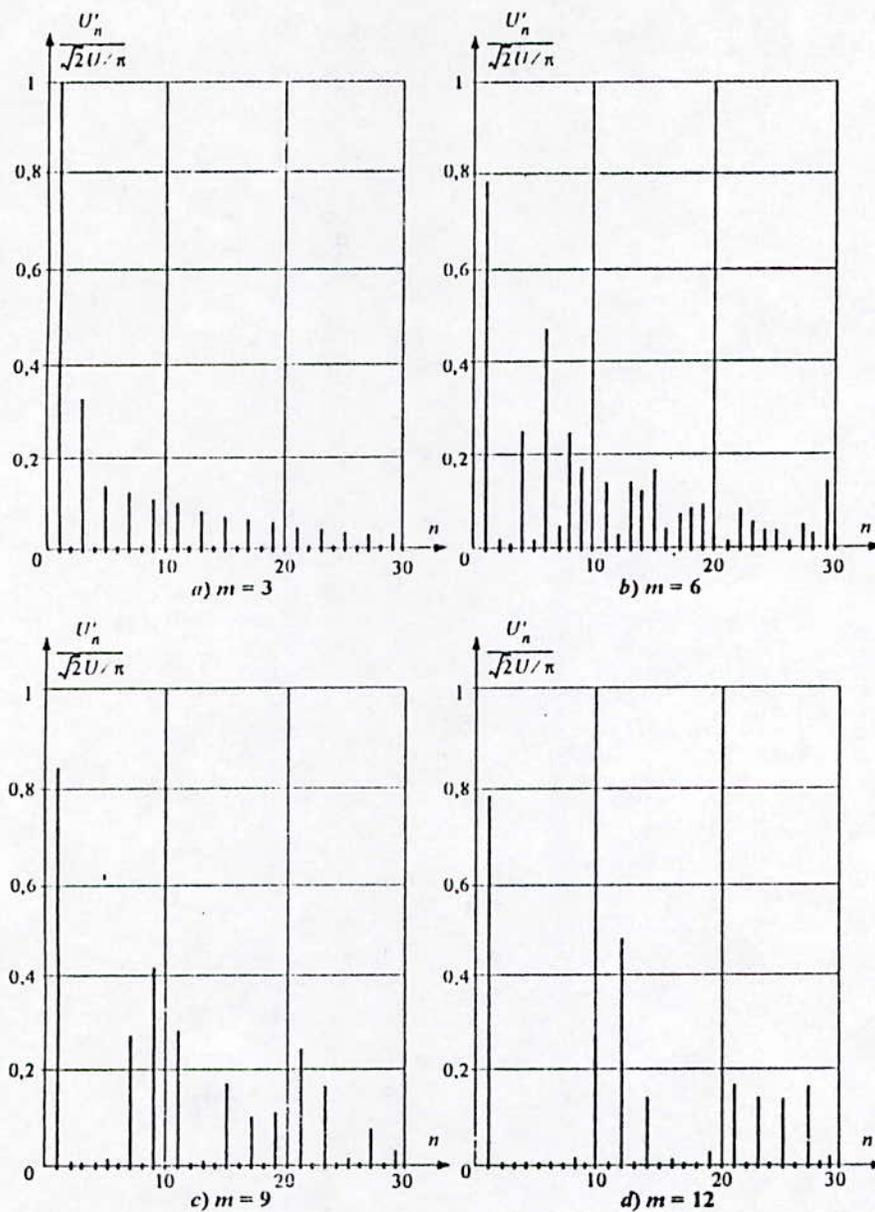


Figure II-4: Les différents spectres pour $m=3,6,9$ et 12

II.2 Onduleur triphasé en pont : (commande phase par phase)

En groupant trois demi-ponts monophasé à deux niveaux, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs de figure II.5 . Cet onduleur fonctionne en MLI est très utilisé pour alimenter à tension et fréquence variable des récepteurs triphasés équilibrés.

En groupant trois demi-ponts monophasé à trois niveaux, on obtient l'onduleur triphasé à douze interrupteurs . Cet onduleur fonctionne en MLI est de plus en plus utilisé en forte puissance.

II.2.1 Les deux types de commande :

- On peut faire découler la commande MLI des onduleurs triphasés en pont, à deux ou trois niveaux, de celle des onduleurs monophasés, en générant de *manière indépendante* les signaux de commandes des interrupteurs de chacun des trois demi-ponts.

L'étude de l'onduleur triphasé à deux niveaux ainsi commandé phase par phase fait l'objet du prochain point.

- On peut aussi assurer de manière globale la commande de l'ensemble des interrupteurs constituant l'onduleur. Dans ce cas on utilise la Modulation vectorielle.

• Possibilités offertes par l'onduleur triphasé à commander phase par phase

Avec l'onduleur triphasé en pont avec commande séparé de chaque demi-pont, si on conserve une *fréquence sinusoïdale*, on retrouve les résultats effectués en monophasé ;

• Possibilité de faire varier le fondamental des tensions de sortie depuis zéro jusqu'à 78,54% de la valeur qu'on obtiendrait avec une commande pleine onde, si m est grand.

• rejet vers les fréquences élevées des harmoniques de ces tensions,

Mais de plus, si le récepteur est en étoile sans conducteur neutre ou en triangle, les harmoniques de rang 3 ou multiple de 3 qui étaient présent en monophasé sont absents des tensions de sortie, car ils forment des systèmes homopolaires.

Cette propriété est souvent mise à profit pour modifier la forme d'onde des tensions de références, afin de réduire le déchet de tension et diminuer certains harmoniques restent présents dans les tensions de sortie.

II.2.2 Commande des interrupteurs « Forme d'ondes » :

La figure II.5 rappelle le schéma de l'onduleur en pont triphasé deux niveaux.

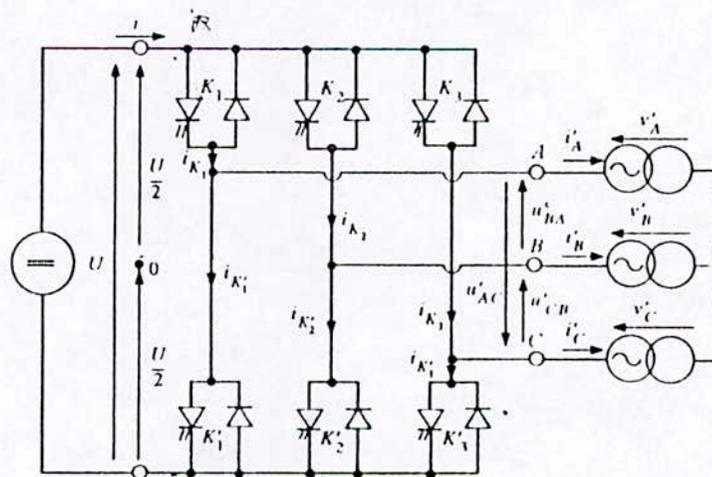


Figure II-5 : Onduleur en pont triphasé deux niveaux

• Pour déterminer les instants de fermetures des interrupteurs complémentaires deux à deux, K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 , on procède comme on l'a indiqué pour l'onduleur en demi-pont monophasé :

- On trace les trois ondes de référence représentant les trois tensions de sortie désirées entre les trois bornes de sortie A,B,C et le point milieu (fictif) O de la source de tension continue;

- Les intersections avec l'onde de modulation triangulaire M donnent les instants de fermeture des divers interrupteurs.

• Les tensions fournies par les demi-ponts sont :

$$v_A - v_O = \frac{U}{2}, \text{ quand } K_1 \text{ est fermé ;}$$

$$v_A - v_O = -\frac{U}{2}, \text{ quand } K'_1 \text{ est fermé ;}$$

$$v_B - v_O = \frac{U}{2}, \text{ quand } K_2 \text{ est fermé, ...}$$

De ces tensions on déduit les tensions composées entre les bornes de sortie :

$$u'_{BA} = (v_A - v_O) - (v_B - v_O)$$

$$u'_{CB} = (v_B - v_O) - (v_C - v_O)$$

$$u'_{AC} = (v_C - v_O) - (v_A - v_O)$$

Si la charge est équilibrée et couplée en étoile, on détermine les tensions v'_A, v'_B, v'_C aux bornes des trois phases à l'aide des relations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} v'_A &= \frac{2}{3}(v_A - v_O) - \frac{1}{3}(v_B - v_O) - \frac{1}{3}(v_C - v_O) \\ v'_B &= -\frac{1}{3}(v_A - v_O) - \frac{2}{3}(v_B - v_O) - \frac{1}{3}(v_C - v_O) \\ v'_C &= -\frac{1}{3}(v_A - v_O) - \frac{1}{3}(v_B - v_O) + \frac{2}{3}(v_C - v_O) \end{aligned} \right\} \quad (II.9)$$

• Les courants dans les interrupteurs se déduisent des courants de sortie i'_A, i'_B, i'_C comme pour l'onduleur en demi-pont monophasé :

$$i_{K_1} = i'_A ; i_{K'_1} = 0, \text{ quand } K_1 \text{ est fermé ;}$$

$$i_{K_1} = 0 ; i_{K'_1} = -i'_A, \text{ quand } K'_1 \text{ est fermé ;}$$

$$i_{K_2} = i'_B ; i_{K'_2} = 0, \text{ quand } K_2 \text{ est fermé ;}$$

Le courant fourni par la source i est donné par

$$i = i_{K_1} + i_{K_2} + i_{K_3}$$

•Le tableau montre les expressions que prennent $u'_{BA}, v'_A, i_{K_1}, i_{K_2}, i_{K_3}$ et i en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs K_1, K_2, K_3 .(Rappelons que les états de K_1, K_2, K_3 sont respectivement complémentaires de ceux de K_1, K_2, K_3).

Tableau 1 –Etablissement des expressions des tensions et des courants

K_1	K_2	K_3	$v_A - v_O$	$v_B - v_O$	$v_C - v_O$	U'_{BA}	v'_A	i_{K_1}	i_{K_2}	i_{K_3}	i
F	F	F	U/2	U/2	U/2	0	0	i'_A	i'_B	i'_C	0
F	0	F	U/2	-U/2	U/2	U	U/3	i'_A	0	i'_C	$-i'_B$
F	F	0	U/2	U/2	-U/2	0	U/3	i'_A	i'_B	0	$-i'_C$
F	0	0	U/2	-U/2	-U/2	U	2U/3	i'_A	0	0	i'_A
0	F	F	-U/2	U/2	U/2	-U	-2U/3	0	i'_B	i'_C	$-i'_A$
0	0	F	-U/2	-U/2	U/2	0	-U/3	0	0	i'_C	i'_C
0	F	0	-U/2	U/2	-U/2	-U	-U/3	0	i'_B	0	i'_B
0	0	0	-U/2	-U/2	-U/2	0	0	0	0	0	0

En modulation synchrone, on adopte une valeur de l'indice de modulation multiple de 3 pour que les trois tensions $v_A - v_O, v_B - v_O, v_C - v_O$ soient identiques à un tiers de leur période près ; Cette identité se trouve alors avec les tensions $u'_{BA}, u'_{CB}, u'_{AC}$ ou avec les tensions v'_A, v'_B, v'_C .

La figure II-6 donne un exemple de tracé des formes d'ondes avec références sinusoïdales et courant de sortie supposé sinusoïdaux. Ce tracé correspond à

$$M = 6 ; r = 0.75 , \varphi = \frac{\pi}{6}$$

II.2.3 Référence sinusoïdale :

Si les tensions de référence sont sinusoïdales, les tensions $v_A - v_O, v_B - v_O, v_C - v_O$ ont, pour des valeurs données de m et de r , la même forme d'onde que celle trouvée en monophasé ; La valeur et la phase du fondamental et des harmoniques de ces tensions sont celles trouvées en monophasé. Les contraintes sur les semi-conducteurs se déduisent de la tension U et du courant débité par chaque demi-pont de la même façon qu'en monophasé.

Si l'indice de modulation m est multiple de 3, les trois tensions $v_A - v_O$, $v_B - v_O$ et $v_C - v_O$ sont identiques d'un tiers de période près. Cela entraîne deux effets bénéfiques : il y a réduction des harmoniques des tensions de sortie v'_A, v'_B, v'_C et du courant d'entrée i .

II.2.3.1 Amélioration des tensions de sortie :

Les tensions de sortie v'_A, v'_B, v'_C se réduisent de $v_A - v_O$, $v_B - v_O$, $v_C - v_O$ par la suppression des harmoniques de rang 3, et ses multiples

Pour m multiple de 3, on supprime notamment

- l'harmonique le plus important, celui de fréquence mf situé au centre de la première famille,
- les harmoniques de fréquences $2mf-3f$ et $2mf+3f$ de la deuxième famille,...
- l'harmonique de fréquence $3mf$ situé au centre de la troisième famille,...

Des harmoniques importants des deux premières familles il ne reste que ceux de rang

$$\begin{array}{l} m-2, m+2 \\ 2m-1, 2m+1 \end{array} \quad (\text{II.10})$$

Ceux de rang $m, m-6, m+6$, et $2m-3, 2m+3$ ont été supprimés.

Pour le fondamental et les harmoniques restant, les caractéristiques tracées en monophasé sont utilisables.

II.2.3.1 Amélioration des courants de sortie : [SEG.96]

Si les courants de sortie i'_A, i'_B, i'_C sont équilibrés, le courant d'entrée i est la somme de trois courants, $i_{K_1}, i_{K_2}, i_{K_3}$, identiques à $T/3$ ou $2T/3$ près.

Lorsqu'on fait la somme de ces trois courants,

- Les termes moyens s'ajoutent ;
- Les harmoniques de rang 3 ou multiple de 3, formant des systèmes homopolaires, s'ajoutent également ;
- Les autres harmoniques, formant des systèmes équilibrés directs ou inverses, donnent des sommes nulles.

Il y a donc suppression d'un grand nombre d'harmoniques, notamment du plus gênant, celui de fréquence $2f$.

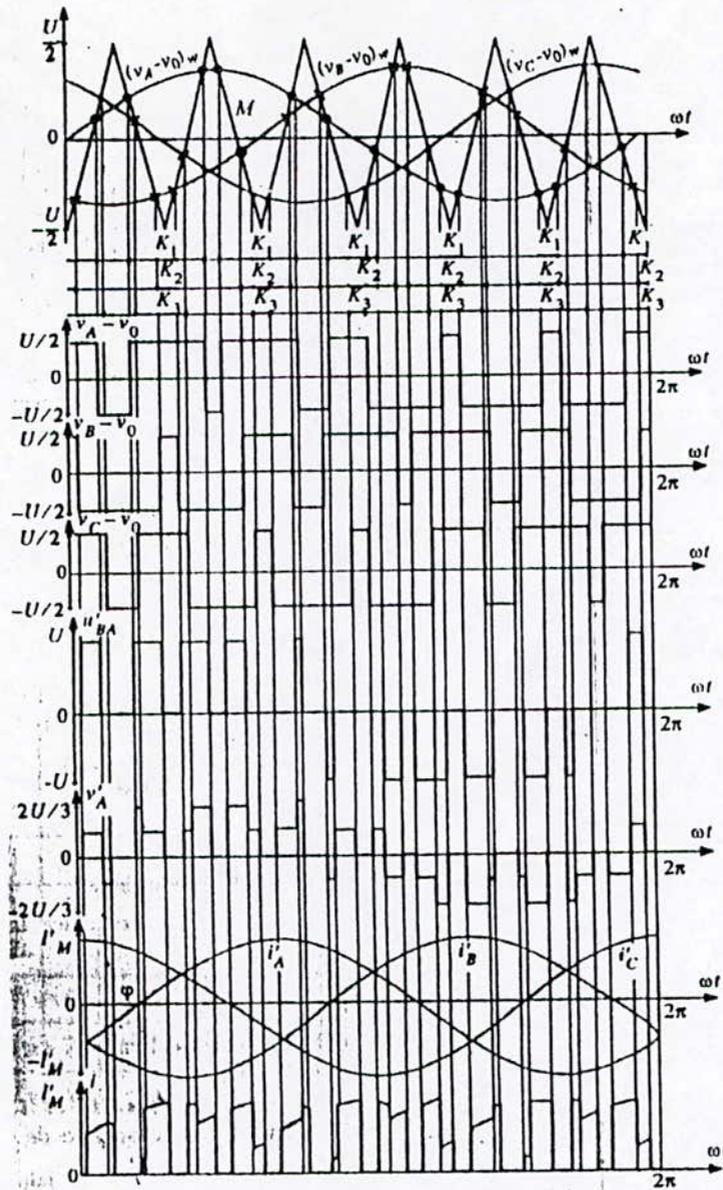


Figure II-6 :Formes d'ondes avec références sinusoïdales et courants de sortie supposés sinusoïdaux pour ($m=6$; $r=0.75$; $\varphi=6$)

Pour trouver la valeur et le rang des harmoniques restants, on peut utiliser la conservation de la puissance instantanée.

$$U_i = v'_A i'_A + v'_B i'_B + v'_C i'_C \tag{II.11}$$

avec

$$i'_A = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$i'_B = I' \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i'_C = I' \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II.12})$$

Si m est grand, le début du développement en série de v'_A, v'_B, v'_C est, compte-tenu des harmoniques restant dans ces tensions (encadré II.10) :

$$\begin{aligned} v'_A &= V'_1 \sqrt{2} \sin \omega t + V'_{m\pm 2} \sqrt{2} [\sin(m-2)\omega t + \sin(m+2)\omega t] \\ &+ V'_{2m\pm 1} \sqrt{2} [-\sin(2m-1)\omega t + \sin(2m+1)\omega t] \\ v'_B &= V'_1 \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + V'_{m\pm 2} \sqrt{2} \left[\sin(m-2)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(m+2)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ &+ V'_{2m\pm 1} \sqrt{2} \left[-\sin(2m-1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin(2m+1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ v'_C &= V'_1 \sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + V'_{m\pm 2} \sqrt{2} \left[\sin(m-2)\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin(m+2)\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ &+ V'_{2m\pm 1} \sqrt{2} \left[-\sin(2m-1)\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin(2m+1)\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

$V'_1, V'_{m\pm 2}$ et $V'_{2m\pm 1}$ ayant les valeurs indiquées pour $U'_1, U'_{m\pm 2}$ et $U'_{2m\pm 1}$ lors de l'étude de l'onduleur monophasé en demi-pont.

En reportant les expressions de v'_A, v'_B, v'_C , de i'_A, i'_B, i'_C dans (II.10) et en tenant compte du fait que $m-3, m+3$ et $2m$ sont multiples de 3, il vient :

$$\begin{aligned} U_i &= 3V'_1 I' \cos \varphi + 3V'_{m\pm 2} I' \{ \cos[(m-3)\omega t + \varphi] - \cos[(m+3)\omega t - \varphi] \} \\ &+ 3V'_{2m\pm 1} I' [\cos(2m\omega t - \varphi) + \cos(2m\omega t + \varphi)] \end{aligned}$$

Comme harmoniques importants, il ne reste que ceux de rang

$$\boxed{m-3, m+3, 2m} \quad (\text{II.14})$$

On voit que l'augmentation de m facilite le filtrage ou le lissage du courant d'entrée.

La valeur moyenne de ce courant et la valeur efficace de ses premiers harmoniques importants sont données par :

$$\left. \begin{aligned} I &= \frac{3V'_1 I'}{U} \cos \varphi = \frac{3}{2\sqrt{2}} I' \cos \varphi \\ I_{m-3} &= I_{m+3} = \frac{3}{U\sqrt{2}} V'_{m\pm 2} I' \\ I_m &= \frac{6}{U\sqrt{2}} V'_{2m\pm 1} I' \cos \varphi^2 \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.15})$$

II.2.4 Technique MLI par Injection d'harmonique trois dans la référence : [SEG.96]

Cette technique a été déduite de la technique sinus-triangle par injection de l'harmonique trois à la référence. La charge étant équilibrée. Cette injection n'aura pas d'effet nuisible car les harmoniques d'ordre trois et multiple de trois n'apparaissent pas.

L'addition d'harmonique 3 permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la référence et, par-là, dans les tensions de sortie.

La commande utilise une tension de référence de la forme :

$$v_A - v_O = \frac{U}{2}(r \sin \omega t + k \sin 3\omega t) \quad (\text{II.16})$$

est appelée *commande suboptimale*.

Si la référence est sinusoïdale, $(v_A - v_O)_w$ égale à v'_{1w} , ne peut excéder $U/2$, du moins si m est grand (figure II-7-a).

Si la référence $(v_A - v_O)_w$ est la somme d'un terme fondamental v'_{1w} et d'un harmonique trois v'_{3w} de valeur suffisante, les maxima de la référence ne se situent plus au milieu de ses alternances. Sans que le tension $(v_A - v_O)_w$ excède $U/2$, on peut obtenir une valeur de v'_{1w} supérieur à $U/2$ (figure II-7-b).

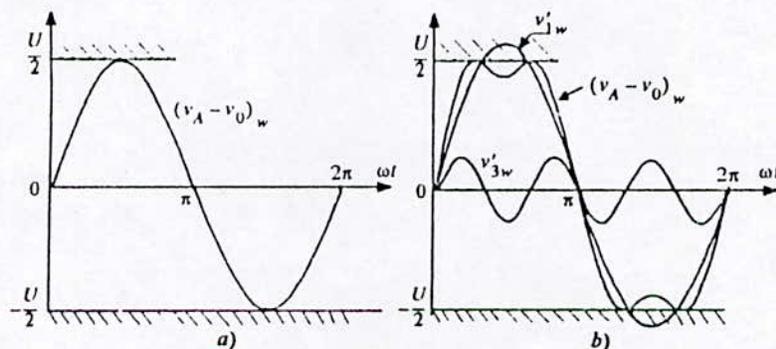


Figure II.7-a) La référence - b) Terme fondamental

• On trouve d'autres lois de commande avec injection d'harmonique 3 dans la référence.

Certaines utilisent une autre valeur relative de cet harmonique ou le font varier en même temps que le fondamental. Par exemple, on trouve

$$(v_A - v_O)_w = r \frac{U}{2} (\sin \omega t + \frac{1}{4} \sin 3\omega t) \quad (\text{II.17})$$

- Parfois en plus de l'harmonique 3, on injecte de l'harmonique 9 avec une référence de la forme

$$(v_A - v_O)_w = \frac{U}{2} (r \sin \omega t + k_3 \sin 3\omega t - k_9 \sin 9\omega t) \quad (\text{II.18})$$

ou

$$(v_A - v_O)_w = r \frac{U}{2} (\sin \omega t + k'_3 \sin 3\omega t - k'_9 \sin 9\omega t)$$

Sans diminuer sensiblement r_{\max} on peut, si m est grand, réduire ainsi très fortement les harmoniques de rang $m \pm 3$ du courant d'entrée.

- Le choix de référence dépend de l'importance attachée au résidu de tension, aux harmoniques des tensions de sortie, aux harmoniques du courant d'entrée.

II.2.5 Autres modification de la loi de commande : (Modulation partielle) :

• Le fondamental V'_1 des tensions de sortie doit peu varier dans le cas où l'onduleur joue le rôle d'une source de tension alternative constante ; il suffit pour cela de compenser les effets des variations de la charge et de la valeur de la tension continue. Il est alors intéressant d'utiliser la *Modulation de Largeur d'Impulsions partielle*.

On supprime les ordres de commutations pendant la partie centrale de chaque alternance de la tension de référence, par exemple pendant le tiers de celle-ci (**figure II-8**). Cela nécessite une commande un peu plus compliquée et limite la plage des variations des tensions de sortie mais présente deux avantages :

- le nombre de commutations est réduit, ce qui entraîne une diminution des pertes par commutation ;
- le déchet de tension est réduit car les intervalles de très faibles durées situés au milieu des alternances sont supprimés.

Néanmoins, la réduction du nombre de créneaux conduit à des ondulations du courant plus importantes donc un taux d'harmonique grand (Annexe A), surtout en basse fréquence.

Comme vous pouvez le voir dans l' (Annexe A), où des résultats expérimentaux la ont été obtenus dans le cas d'un onduleur triphasé avec des angles de commutation compris entre 0 et 60° (modulation partielle) et 0 et 90°.

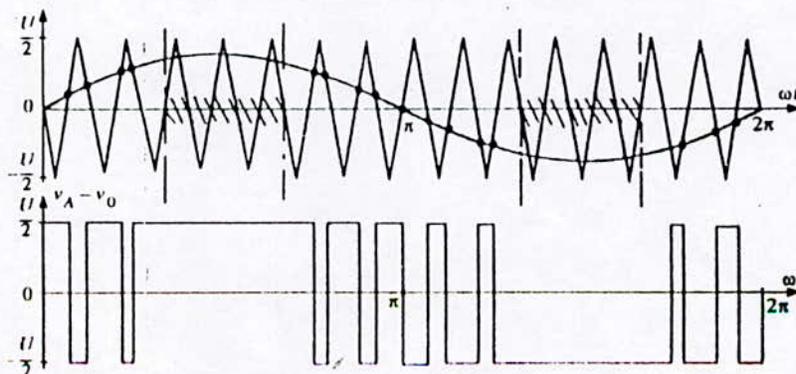


Figure II-8 : Technique de la modulation partielle

II.2.6 La liaison Neutre -Charge dans l'onduleur triphasé: (TLL-TLN)

On peut réaliser, comme on l'a déjà dit, un onduleur de tension triphasé en groupant trois demi-ponts monophasé et en utilisant un diviseur capacitif commun (figure II-9).

• Si les courants i'_A , i'_B et i'_C (II.14) sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré, leur somme instantanée est nulle. Aucun courant ne passe dans la connexion entre le point neutre N et le point O du diviseur capacitif : on peut supprimer cette connexion, et donc le diviseur qui devient inutile, sans que le régime des tensions et des courants de sortie soit modifié. On arrive ainsi au schéma usuel de l'onduleur de tension à six interrupteurs de la figure II-10. Sur celle-ci on a indiqué les notations utilisées.

On peut montrer que si les courants sont équilibrés mais non sinusoïdaux, la suppression de la liaison O-N est non seulement possible mais elle devient bénéfique, mais dans quelque cas, il faut réintroduire cette liaison lorsque la charge triphasée est déséquilibrée.

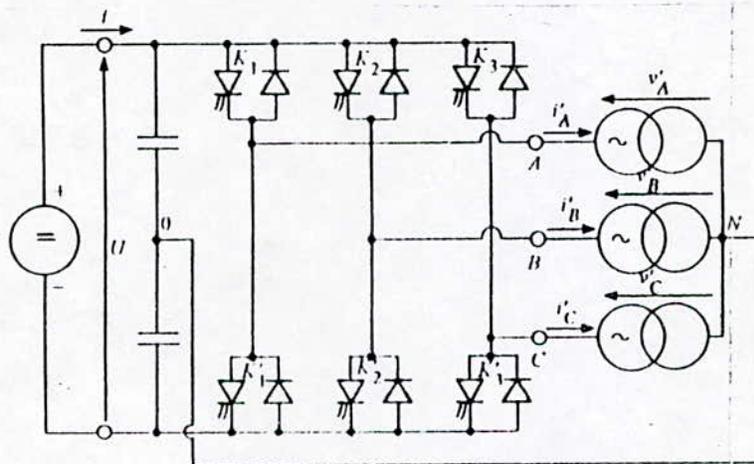


Figure II.9 : Onduleur triphasé avec la liaison

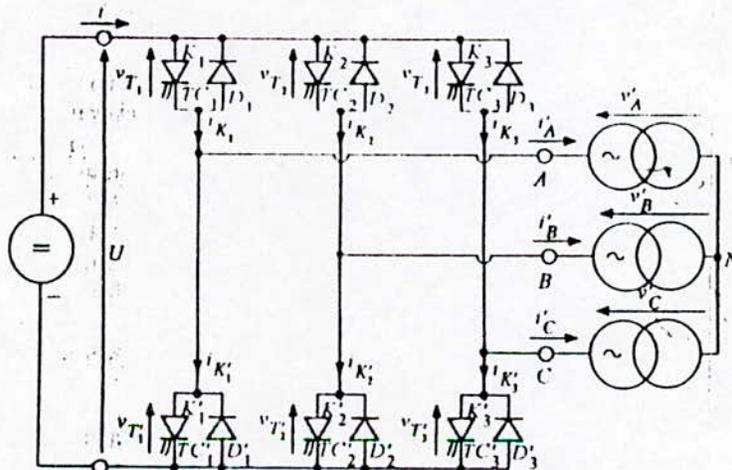


Figure II.10 : Onduleur triphasé sans la liaison

•Conséquence de l'isolement du neutre de la charge

•Supposons d'abord le point neutre N de la charge relié au point O de la source de tension continue(Line-To-Neutral). Alors :

Le système triphasé réel est la superposition des systèmes équilibrés correspondant au fondamental

et aux divers harmoniques :

_systèmes directs pour le fondamental et les harmoniques 7,13,19, ...

_systèmes inverses pour les harmoniques 5,11,17, ...

_systèmes homopolaires pour les harmoniques 3,9,15,...

Si la charge est équilibrée, à chaque système des tensions correspond un système de même pulsation dans les courants i'_A, i'_B, i'_C . Le passage de l'un à l'autre dépend de l'impédance de la charge pour la pulsation considérée.

Les courants des trois phases sont donc formés par la superposition des systèmes équilibrés direct, inverse et homopolaires.

Les systèmes directes et inverses sont des systèmes de somme nulle. Les termes homopolaires, de même fréquence, en phase dans les trois phases, donnant une somme triple qui s'écoule par la liaison N-O

•Supprimer cette liaison c'est à dire (Line-To-Line), c'est supprimer les harmoniques 3,9,... dans les courants de phase et donc *supprimer les harmoniques impaires de rang 3 dans les tensions* v'_A, v'_B, v'_C aux bornes des phases de la charge. Cette suppression, notamment celle de l'harmonique 3, est très intéressante et facilite beaucoup le filtrage des tensions alternatives.

Donc, on va voir que le choix de la technique que se soit Line-To-Line ou Line-To Neutral dépend des besoins c'est à dire du choix du réseau, on peut voir dans l'Annexe A, la différence entre ces deux techniques en comparant les angles de commutations ainsi les harmoniques éliminés et surtout la variation du taux d'harmonique en fonction de l'ordre du système.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté différents principes de la technique PWM. Leurs avantages et leurs inconvénients provenant essentiellement d'une forte présence d'harmoniques. Pour cela, on a abordé quelques techniques pour la minimisation de ces derniers. Des méthodes classiques comme la SPWM (modulation sinus-triangle) sont réalisées à partir de circuits analogiques relativement simples, mais en point de vue pratique, on essaye d'utiliser la modulation calculée PPWM afin de déterminer les angles de commutations, donc un algorithme qu'on puisse l'implémenter sur microprocesseur.

De même qu'une équation non linéaire $f(x) = 0$ peut posséder plusieurs racines, le système $f(X)=0$ peut posséder plusieurs solutions. Les méthodes décrites ci-dessous supposent qu'on a résolu le problème de localisation de la racine cherchée.

La résolution du système (III.1) est généralement complexe et rarement possible, résolvant le système en un nombre fini d'étapes. On peut seulement espérer pouvoir élaborer une méthode itérative de résolution.

Nous représenterons la méthode numérique de Newton-Raphson choisit parmi d'autres utilisées qui seront citées à titre de comparaison.

III.2 Méthode classique de résolution des équations de type $f(x) = 0$:

III.2.1 Méthode de Newton :

La méthode exposée ici est attribuée au mathématicien, physicien et astronome anglais Isaac Newton (1642-1727). Toutefois, c'est RALPHSON qui publiait, en 1690, la formule itérative utilisée actuellement. C'est la raison pour laquelle certains auteurs l'appellent méthode de Newton-Raphson.

III.2.1.1. Principe :

Rechercher une racine x_s de l'équation :

$$F(x) = 0$$

C'est trouver l'intersection avec l'axe des abscisses de la courbe représentative de la fonction. Le principe de la méthode de Newton consiste, étant donné un point de départ x_0 choisi à l'avance, à élaborer une suite :

$$x_0, x_1, x_2, \dots, x_n, x_{n+1}, \dots$$

qui lorsque la méthode converge, tend vers la solution. Ainsi que le montre la figure (III.1), le point x_{n+1} correspond à l'intersection avec l'axe des abscisses de la tangente à la courbe $y = f(x)$ au point d'abscisse x_n .

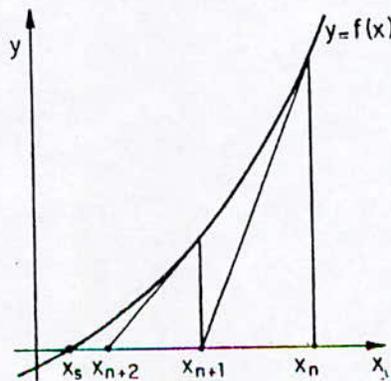


Figure III.1 : Schéma principe de la méthode de Newton

Cette tangente a pour équation :

$$y - f(x_n) = f'(x_n)(x - x_n) \quad (\text{III.2.1})$$

La formule de Newton s'obtient en faisant $y = 0$; elle s'écrit :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (\text{III.2.2})$$

La formule de Newton est une formule itérative récurrente dans laquelle :

$$\phi(x_n) = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (\text{III.2.3})$$

Notons que $\psi(x) = -\frac{f(x)}{f'(x)}$ s'annule avec $f(x)$.

A titre d'illustration, considérons l'équation :

$$f(x) = x^2 - a = 0 \quad a > 0$$

La méthode de Newton se traduit par :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{x_n^2 - a}{2x_n} = \frac{1}{2} \left(x_n + \frac{a}{x_n} \right) \quad (\text{III.2.4})$$

et correspond à la formule itérative du deuxième ordre présentée dans ce paragraphe. C'est la formule (III.2.4) qui est généralement utilisée sur les ordinateurs pour le calcul des racines carrées.

III.2.1.2 Etude de la convergence :

Soit x_s la racine cherchée, correspondant à :

$$f(x_s) = 0 \quad (\text{III.2.5})$$

Supposons la fonction f définie, continue et dérivable jusqu'à l'ordre 3.

La formule (III.2.3) permet d'exprimer les dérivées successives de la fonction $\psi(x)$:

$$\phi'(x) = \frac{f(x)f''(x)}{f'(x)^2} \quad (\text{III.2.6})$$

$$\phi''(x) = \frac{f''(x)}{f'(x)} + \frac{f(x)f'''(x)}{f'^2(x)} - \frac{2f(x)f''^2(x)}{f'^3(x)} \quad (\text{III.2.7})$$

Dans le cas général (fig. III.1) c'est-à-dire lorsque :

$$f'(x_s) \neq 0 \quad \text{et} \quad f''(x_s) \neq 0 \quad (\text{III.2.8})$$

on a :

$$\phi'(x_s) = 0 \quad \text{et} \quad \phi''(x_s) = \frac{f''(x_s)}{f'(x_s)} \neq 0 \quad (\text{III.2.9})$$

La méthode de Newton est alors du deuxième ordre et, dans la zone de convergence, celle-ci est quadratique.

III.2.1.3 Avantages et inconvénients de la méthode de Newton :

Nous allons dans ce paragraphe mettre en évidence les divers avantages et inconvénients de cette méthode.

• Avantages.

Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, la méthode de Newton bénéficie généralement d'une convergence quadratique et c'est là son principal avantage.

D'autre part, comme pour toutes les méthodes du type récurrent, il suffit d'un seul point de départ pour initialiser le processus itératif.

• Inconvénients.

La formule itérative de Newton nécessite le calcul de la dérivée de la fonction $f(x)$; ceci implique que la dérivée existe et que son calcul sur ordinateur soit possible. Lorsque la fonction est explicitée, l'expression de sa dérivée est généralement facile à obtenir. Au contraire, si la fonction résulte d'un algorithme, l'expression de sa dérivée est en général, très difficile à obtenir. Dans ce cas, il faut l'évaluer à chaque itération par une formule aux différences finies.

Si la fonction $f(x)$ admet plusieurs racines (fig. III.2), la méthode de Newton ne converge pas forcément vers celle qui est située le plus près de départ x_0 . La figure III.2 en donne une représentation graphique.

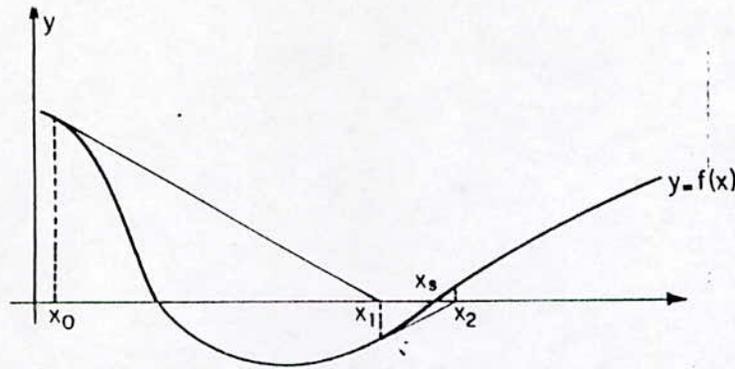


Figure III.2 : La divergence de la méthode de Newton

La convergence dans la méthode de Newton n'est pas toujours assurée. C'est là son plus grave inconvénient.

III.2.1.4 Aspect algorithmique :

Comme nous l'avons dit précédemment, il faut dans la pratique arrêter le processus itératif à partir d'un certain rang n , mais encore faut-il que la valeur de x_n obtenue à la nième itération soit une approximation de x_s . Il est donc nécessaire d'une part d'utiliser des critères d'arrêt pour pouvoir arrêter le processus itératif et d'autre part de contrôler la validité de solution obtenue.

III.2.1.5 Critères d'arrêt.

Le critère d'arrêt peut être basé soit sur l'erreur absolue tolérée ε_a soit sur l'erreur relative tolérée ε_r .

Dans le premier cas, il s'exprime par :

$$|x_n - x_{n-1}| \leq \varepsilon_a \quad (\text{III.2.10})$$

et lorsque la condition (III.2.10) est satisfaite, le processus itératif est arrêté.

Dans le second cas, il s'exprime par :

$$|x_n - x_{n-1}| \leq \varepsilon_r |x_n| \quad (\text{III.2.11})$$

et lorsque la condition (III.2.11) est satisfaite, le processus itératif est arrêté.

Il reste maintenant à s'assurer que x_n est bien une approximation de la solution x_s . Ceci va se faire au moyen des méthodes de contrôle.

III.2.2 Méthode par dichotomie :

La méthode dichotomie est une méthode itérative non récurrente. Cela veut dire qu'à partir de l'itération de rang n , le point x_{n+1} départ de la prochaine itération est défini par un algorithme ϕ qui tient compte de l'ensemble des résultats obtenus à toutes les itérations précédentes.

La méthode par dichotomie est aussi appelée méthode par divisions binaires successives.

III.2.2.1. Principe de la Dichotomie :

La méthode par dichotomie ne peut être utilisée que si et seulement si, l'on connaît un intervalle $[a,b]$ qui encadre la racine x_s de l'équation et si de plus la fonction $f(x)$ a des signes différents aux deux bornes, ce qui se traduit par les conditions :

$$x_s \in [a,b] \quad (\text{III.2.12})$$

$$f(a) \cdot f(b) \leq 0 \quad (\text{III.2.13})$$

Si la condition de stricte égalité de (III.2.13) est satisfaite, c'est bien entendu que a ou b est racine de l'équation. De plus, l'inégalité (III.2.13) permet d'affirmer qu'il y a au moins une racine dans l'intervalle $[a,b]$ considéré, dans la mesure où la fonction $f(x)$ est continue dans cet intervalle.

Même si l'équation $f(x) = 0$ admet plusieurs racines, une seule sera trouvée par cette méthode.

Nous allons maintenant présenter le principe de l'algorithme de la dichotomie, utilisable quelle que soit la fonction $f(x)$ sous réserve que les conditions (III.2.12) et (III.2.13) soient satisfaites. Toutefois, pour en faciliter la compréhension, nous supposons que la fonction $f(x)$ est continue et n'admet qu'une seule racine x_s dans $[a,b]$ (fig. III.2.3).

Le point de départ de la méthode par dichotomie est le milieu x_0 de l'intervalle $[a,b]$. Il est donné par :

$$x_0 = \frac{a+b}{2} \quad (\text{III.2.14})$$

On calcule alors $f(x_0)$, trois cas peuvent se rencontrer :

- a. $f(x_0)$ est nul. Alors $x_s = x_0$, la racine est trouvée. Ce cas ne se rencontre qu'exceptionnellement.
- b. $f(x_0)$ est du même signe que $f(a)$ (cas de la figure III.3) ; cela veut dire que la racine est située dans l'intervalle $[x_0, b]$. On voit qu'avec un seul calcul de la fonction au point milieu de l'intervalle on a divisé par 2 l'intervalle encadrant la racine.
- c. $f(x_0)$ est du même signe que $f(b)$, cela veut dire que la racine est située dans l'intervalle $[a, x_0]$. On a ici aussi divisé 2 l'intervalle qui encadre la racine.

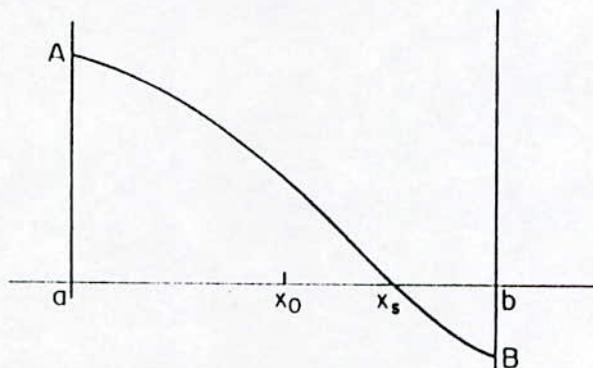


Figure III.3 : Schéma principe de la Dichotomie

Le processus se poursuit en prenant comme point, le milieu du nouvel intervalle où se situe la racine, c'est-à-dire le milieu de :

$$\begin{array}{ll} [a, x_0] & \text{si } f(x_0) \cdot f(b) > 0 \\ [x_0, b] & \text{si } f(x_0) \cdot f(a) > 0 \end{array} \quad (\text{III.2.15})$$

Le processus de division binaire se poursuit jusqu'à ce que l'amplitude de l'intervalle d'encadrement de la racine soit inférieure à une valeur positive ε donnée à l'avance.

Nous venons de voir qu'à chaque itération, l'intervalle encadrant la racine est divisé par 2. Par conséquent, Au bout de n itérations, l'intervalle de départ $[a, b]$ est divisé par 2^n et l'intervalle Δ_n encadrant la solution a pour expression :

$$\Delta_n = \frac{|b-a|}{2^n} \quad (\text{III.2.16})$$

Ainsi, si l'on fixe a priori la précision absolue ε avec laquelle l'on veut connaître la racine, on peut en déduire immédiatement le nombre n d'itérations nécessaires. En effet, l'égalité :

$$\varepsilon = \frac{|b-a|}{2^n} \quad (\text{III.2.17})$$

donne :

$$n = \text{partie entière de } \frac{\log \frac{|b-a|}{\varepsilon}}{\log 2} \quad (\text{III.2.18})$$

Le fait qu'à chaque itération l'intervalle encadrant la racine soit divisé par 2 montre que la méthode par dichotomie s'apparente à une méthode récurrente à convergence linéaire de rapport $\frac{1}{2}$.

Remarque

Même si la fonction $f(x)$ admet plusieurs racines dans $[a,b]$, la méthode par dichotomie ne peut déterminer qu'une seule. Il est intéressant de noter que dans l'intervalle $[a,b]$ il y a toujours un nombre impair de racines, chaque racine étant comptée avec son ordre de multiplicité supposé entier ; la méthode par dichotomie ne peut jamais converger vers une racine simple de rang pair sauf, bien entendu, si celle-ci est située exactement au milieu d'un intervalle de recherche. En effet, à chaque itération on élimine toujours un nombre pair de racines consécutives, et l'on converge vers une racine de rang impair.

III.2.2.2 Avantage et inconvénients de la méthode par Dichotomie :

Nous allons, dans ce paragraphe, mettre en évidence les divers avantages et inconvénients de cette méthode.

• Avantages

Le principal avantage de cette méthode est la sûreté, car aucune divergence n'est possible. De plus, lorsque l'on se fixe à l'avance une précision absolue ε sur la racine, on sait que le processus itératif s'arrêtera au bout de n itérations, n étant donnée par la relation (III.2.18).

Cette méthode est extrêmement simple à mettre en œuvre du fait qu'elle ne fait intervenir que le calcul de la fonction $f(x)$. Ceci est un avantage surtout lorsque la fonction est compliquée, lorsque, par exemple, elle est issue de tout un ensemble de procédures de calcul.

• Inconvénients

Le principal inconvénient de la méthode par dichotomie réside dans le fait que seul le signe de $f(x)$ est pris en compte. Ceci constitue une perte importante d'information et a pour conséquence la lenteur de sa convergence (convergence linéaire).

D'autre part, le processus ne recherche pas une valeur x_s telle que $f(x_s) = 0$, mais un intervalle d'amplitude ε pour lequel les valeurs de la fonction à ses deux extrémités sont de signes opposés. De ce fait, si la fonction est discontinue, il y a risque d'encadrer non pas la racine, mais une discontinuité.

D'autre part, s'il y a plusieurs racines dans l'intervalle de départ $[a,b]$, deux cas peuvent se présenter :

a. $f(a) \cdot f(b) < 0$: alors la méthode par dichotomie trouve une seule racine sans que l'on puisse savoir laquelle a priori ;

$f(a) \cdot f(b) > 0$: alors la méthode ne peut pas être utilisée.

III.3 Systèmes non linéaire du type $F(X) = 0$:

III.3.1. Introduction :

Nous considérons dans ce chapitre, la résolution des systèmes d'équations du type :

$$\begin{cases} f_1(x_1, x_2, \dots, x_m) = 0 \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_m) = 0 \\ \dots\dots\dots \\ f_m(x_1, x_2, \dots, x_m) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.3.1})$$

où x_1, x_2, \dots, x_m sont des inconnues réelles indépendantes et f_1, f_2, \dots, f_m sont des fonctions réelles données des m variables x_i .

Nous noterons, de façon plus concise, le système (III.3.1) sous la forme :

$$F(X) = 0 \quad (\text{III.3.2})$$

où F désigne l'application de R^m dans lui-même qui, au vecteur X de composantes x_i , associe le vecteur de R^m de composantes $f_i(x_1, \dots, x_m)$ $i = 1, \dots, m$.

Une solution du système est un vecteur X^* de R^m vérifiant :

$$F(X^*) = 0$$

La non-linéarité supposée du système (III.3.1) conduit d'abord à deux remarques :

- D'une part, alors qu'un système linéaire non dégénéré admet une solution, et une unique, l'unicité et même l'existence d'une solution d'un système non linéaire n'est pas assurée.

- D'une part, une méthode du type élimination qui consisterait à exprimer l'une des inconnues en fonction des autres puis, dans le système d'ordre $m-1$ obtenu par substitution, à réitérer le processus jusqu'à obtention d'une seule équation à une seule inconnue, ne peut en général être définie. On est alors contraint à utiliser des méthodes itératives pour résoudre les systèmes non linéaires.

La résolution d'un système est un problème bien plus difficile que la résolution d'une équation : une telle résolution nécessite souvent une quantité importante de calculs ; d'autre part, on ne dispose pas de méthode permettant le choix du vecteur initial de la méthode itérative.

Les méthodes itératives récurrentes décrites précédemment pour la résolution d'une équation $f(x) = 0$, se généralisent à la résolution de système d'équations non linéaires. En effet, en réécrivant (III.3.2) sous la forme :

$$F = \phi(X) \quad (\text{III.3.3})$$

où ϕ désigne une application de R^m (ou d'une partie) dans lui-même, on définit, à partir d'un vecteur $X^{(0)}$ de R^m , la suite de vecteurs de R^m :

$$X^{(n+1)} = \phi(X^{(n)})$$

et on peut étudier, les conditions sous lesquelles la suite $\{X^{(n)}\}$ converge vers une solution X^* de (III.3.3).

Nous nous bornerons ici à étudier la méthode de Newton, appelée aussi méthode Ralpson-Newton, qui est en quelque sorte la généralisation à l'espace R^m de la méthode de Newton précédemment exposée. Cette méthode consiste à faire, à partir d'un point initial donné, considéré comme une approximation de la solution, un développement en série de Taylor limité à l'ordre 1, pour chacune des équations du système non linéaire. La résolution du système linéaire résultant permet de déterminer une nouvelle approximation de la solution.

Cette méthode, lorsqu'elle converge, a une convergence quadratique. Malheureusement, elle diverge parfois et c'est là son plus grave défaut. Aussi, pour pallier cet inconvénient, il est intéressant d'utiliser d'autres processus tels que les méthodes d'optimisation.

Ces méthodes ne s'appliquent pas directement au système à résoudre, mais à une norme déduite de ce système. Ainsi, par exemple, en une solution X^* , la norme euclidienne suivante est nulle :

$$\sum_{i=1}^{i=m} f_i^2(X^*) = 0$$

La solution d'un système non linéaire peut donc être déterminée en recherchant le minimum absolu de la norme euclidienne écrite ci-dessus, c'est-à-dire en recherchant le minimum de la fonction :

$$\psi = \sum_{i=1}^{i=m} f_i^2(X)$$

Ces méthodes présentent toutefois l'inconvénient de ne pas traiter le système non linéaire lui-même, mais une norme. La fonction ψ peut ne pas être unimodale dans le domaine de la recherche et ainsi les méthodes d'optimisation risquent de déterminer un minimum local de ψ . C'est là le principal inconvénient de ce type de méthode.

III.3.2 Méthode de RALPHSON-NEWTON :

III.3.2.1. Principe :

III.3.2.1.1 Formulation développée :

Soit $X^{(0)} = (x_1^{(0)}, \dots, x_m^{(0)})$ un point initial donné de R^m de composantes $x_i^{(0)}, i = 1, \dots, m$. $X^{(0)}$ est considéré comme une approximation de la solution $X^* = (x_1^*, \dots, x_m^*) \in R^m$ du système non linéaire (III.3.1).

En supposant que $X^{(0)}$ est suffisamment voisin de X^* et que les fonctions $f_i(x_1, \dots, x_m)$ $i = 1, \dots, m$ de (III.3.1) sont suffisamment dérivables, écrivons les développements en série de Taylor de ces fonctions sous la forme :

$$f_i(X^{(0)}) + \sum_{j=1}^{j=m} (x_j^* - x_j^{(0)}) \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(X^{(0)}) + \frac{1}{2!} \sum_{j=1}^{j=m} \sum_{k=1}^{k=m} (x_j^* - x_j^{(0)})(x_k^* - x_k^{(0)}) \frac{\partial^2 f_i}{\partial x_j \partial x_k}(X^{(0)}) + \dots \quad i = 1, \dots, m.$$

Si l'on néglige les termes d'ordre supérieur à 1, on définit une nouvelle approximation :

$$X^{(1)} = (x_1^{(1)}, x_2^{(1)}, \dots, x_m^{(1)}) \text{ de } X^*$$

par les égalités :

$$f_i(X^{(0)}) + \sum_{j=1}^{j=m} (x_j^{(1)} - x_j^{(0)}) \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(X^{(0)}) = 0 \quad i = 1, \dots, m.$$

Ainsi le vecteur $X^{(1)} = (x_1^{(1)}, \dots, x_m^{(1)})$ est défini par :

$$X^{(1)} = X^{(0)} + \Delta X^{(0)}$$

dont la solution, lorsque le Jacobien n'est pas nul au point $X^{(n)}$, s'exprime par :

$$\Delta X^{(n)} = -g^{-1}(X^{(n)})F(X^{(n)}) \quad (\text{III.3.8})$$

d'où l'expression de la formule itérative récurrente sous la forme :

$$X^{(n+1)} = X^{(n)} - g^{-1}(X^{(n)})F(X^{(n)}) \quad (\text{III.3.9})$$

III.3.2.2 Variante de la méthode de Raphson-Newton :

La méthode de Newton décrite ci-dessus, implique à chaque itération, soit la résolution d'un système linéaire du type (III.3.6), soit l'inversion de la matrice jacobienne $g(X^{(n)})$. Afin d'éviter une telle répétition de calculs, le processus simplifié suivant peut être utilisé :

Le calcul de l'inverse de la matrice jacobienne n'est effectué qu'à la première itération. Cela veut dire que seule est calculée $g^{-1}(X^{(0)})$. C'est cette matrice qui sera utilisée dans toutes les itérations suivantes. Ainsi donc, la formule itérative récurrente dans cette variante est donnée par :

$$X^{(n+1)} = X^{(n)} - g^{-1}(X^{(0)})F(X^{(n)}) \quad (\text{III.3.10})$$

Il est à remarquer que cette variante diminue notablement le nombre de calculs à effectuer ; toutefois, même sous les conditions de convergence dont nous allons parler, la rapidité de convergence est très ralentie par rapport à la méthode classique.

III.3.2.3 Conditions de convergence :

Il a été démontré que la suite des itérés de Newton converge sous les conditions suffisantes suivantes :

Si les fonctions $f_i(X)$ admettent des dérivées partielles premières continues dans un domaine contenant la solution X^* .

Si la matrice jacobienne est non singulière dans un voisinage de x^* .

Si le vecteur initial $X^{(0)}$ est suffisamment proche de X^* .

Alors : la suite des itérés de Newton, définie à partir de $X^{(0)}$, converge vers X^* .

La méthode de Newton, lorsqu'elle est convergente, a une convergence quadratique comme dans le cas des équations à une variable.

Cependant, ici encore, la présence d'une racine multiple ralentit la convergence.

III.3.2.4 Avantages et inconvénients de la méthode de Newton :

Nous retrouvons les avantages et les inconvénients de la méthode de Newton relative à la résolution d'une équation à une variable.

- **Avantages**

Ici encore, c'est la convergence quadratique de la méthode qui est son principal avantage.

- **Inconvénients**

Ils sont essentiellement :

- le grand nombre de calculs demandés à chaque itération ;
- la possibilité de non-convergence de la suite des itérés.

La possibilité de non-convergence de la suite des itérés de Newton est l'inconvénient majeur de la méthode ; lorsque l'approximation $X^{(0)}$ n'est pas suffisamment proche de la solution cherchée X^* ou lorsque des irrégularités dans la fonction se présentent au voisinage de cette solution, la méthode ne peut être utilisée.

Les divers cas de non-convergence sont les mêmes que ceux rencontrés lors de la résolution d'une équation à une variable. On peut rencontrer des cas de :

- Non-convergence due à des irrégularités de la matrice jacobienne en X^* .
- Interruption de la suite itérative par rejet à l'infini, lorsque l'itéré $X^{(n)}$ est très éloigné X^* .
- Attraction-répulsion par des point X de R^m vérifiant $\text{Det}(g(X)) = 0$.

III.3.2.5 Aspect Algorithmique :

Comme nous l'avons dit précédemment, il faut dans la pratique arrêter le processus itératif à partir d'un certain rang n , mais encore faut-il que la valeur de $X^{(n)}$ obtenue à la n ème itération soit une approximation de X^* .

Il faut donc, d'une part utiliser des critères d'arrêt pour pouvoir arrêter le processus itératif et d'autre part contrôler la validité de la solution obtenue.

III.3.2.5.1 Critère d'arrêt :

Le processus itératif peut être arrêté :

- soit sur un critère d'erreur absolue c'est-à-dire, étant donnée une erreur absolue tolérée ϵ_a fixée, si l'une des inégalités suivantes est vérifiée :

$$\max_{j=1, \dots, m} |x_j^{(n)} - x_j^{(n-1)}| \leq \epsilon_a \quad (\text{III.3.11})$$

ou :

$$\sum_{j=1}^m (x_j^{(n)} - x_j^{(n-1)})^2 \leq \epsilon_a \quad (\text{III.3.12})$$

- soit sur un critère d'erreur relative c'est-à-dire, étant donnée une erreur relative tolérée ϵ_r fixée, si l'une des inégalités suivantes est vérifiée:

$$\max_{j=1, \dots, m} |x_j^{(n)} - x_j^{(n-1)}| \leq \epsilon_r \max_j |x_j^{(n)}| \quad (\text{III.3.13})$$

ou :

$$\sum_{j=1}^m (x_j^{(n)} - x_j^{(n-1)})^2 \leq \epsilon_r \sum_{j=1}^m (x_j^{(n)})^2 \quad (\text{III.3.14})$$

ou :

$$|x_j^{(n)} - x_j^{(n-1)}| \leq \frac{\epsilon_r}{2} |x_j^{(n)} + x_j^{(n-1)}| \quad j=1, \dots, m \quad (\text{III.3.15})$$

Il est à remarquer que les inégalités (III.3.11) à (III.3.15), lorsqu'elles sont satisfaites, ne signifient pas que $X^{(n)}$ est une bonne approximation de X^* et d'autre part ne fournissent aucune estimation de la précision sur $X^{(n)}$.

Aussi est-il absolument nécessaire d'une part de contrôler la validité de la solution obtenue et d'autre part dans le cas où cette solution serait satisfaisante d'estimer sa précision. Des méthodes nouvelles seront exposées dans le chapitre IV qui permettront de contrôler la

solution obtenue et qui mettront en évidence le fait que d'autres critères d'arrêt que ceux exposés ci-dessus devront être utilisés.

On va maintenant préciser certaines précautions, soit impératives, soit éventuelles, qui doivent être prises lorsque l'on programme la méthode de Raphson-Newton.

III.3.2.5.2 Précautions :

Il est bon avant de lancer le processus itératif de s'assurer que l'on n'a pas fait d'erreurs grossières dans le calcul des coefficients de la matrice jacobienne des fonctions f_i . Ce contrôle se fera de la façon qui a été exposé dans le paragraphe III.3.1 de plus dans l'application on va pouvoir utiliser la méthode de Newton avec un paramètre de pondération développer dans le paragraphe suivant.

III.3.2.6 Méthode de Newton dite "Amortie" :

L'introduction d'un paramètre de pondération $0 < \lambda < 1$ tel que :

$$X^{k+1} = X^k + \lambda \Delta X^k$$

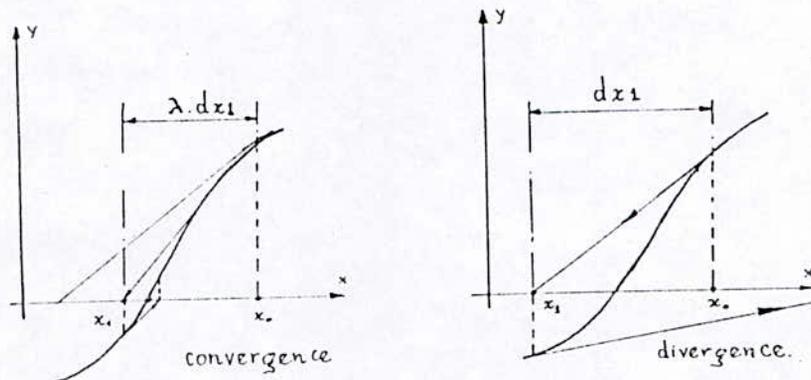


Figure III.4: Méthode de Newton amortie

Ceci a l'avantage d'accélérer la convergence et dans quelques cas d'éviter la divergence. On voit mieux l'effet de λ sur la figure (III.4).

Réglage Automatique De Lambda :

On choisit le paramètre λ de telle façon que la valeur d'une norme G de F à une itération soit plus petite que si on n'avait pas effectué sur λ un changement. Le paramètre λ est augmenté ou diminué selon le cas.

Notons par $G(\lambda) = G(X + \lambda \Delta X)$.

Une autre variante est la méthode de Newton dite "modifiée" qui consiste à ne calculer la jacobienne qu'à la première itération et l'utiliser pendant toutes les itérations suivantes afin de réduire le nombre de calculs. Toutefois, la rapidité de la convergence est ralentie par rapport à la méthode classique.

III.3.4 Organigramme de la méthode :

Dans l'organigramme présenté à la figure III.5 ou ne figure pas les contrôles de la validité de la solution fournie, ni les contrôles de la matrice jacobienne :

la variable N sert à compter les itérations ;

la variable NMAX représente le nombre maximal d'itérations désirées ;

la variable ϵ désigne la précision relative demandée sur la solution (inégalité (III.3.15)) ;

la variable d'analyse IANA permet, lorsqu'elle n'est pas nulle, d'imprimer à chaque itération les valeurs des vecteurs X et F(X) ;

la variable IR permet de contrôler le bon déroulement du calcul.

Si à la sortie du sous-programme on obtient :

IR = 0 cela veut dire que le calcul s'est déroulé normalement ;

IR = 1 cela veut dire que la solution n'a pas été trouvée après NMAX itérations ;

IR = 2 cela veut dire qu'un incident s'est produit en cours de calcul : vecteur F(X) ou matrice jacobienne DF(X) non définis.

La solution du système linéaire :

$$DF(X) \cdot \Delta X + F(X) = 0$$

Sera obtenue.

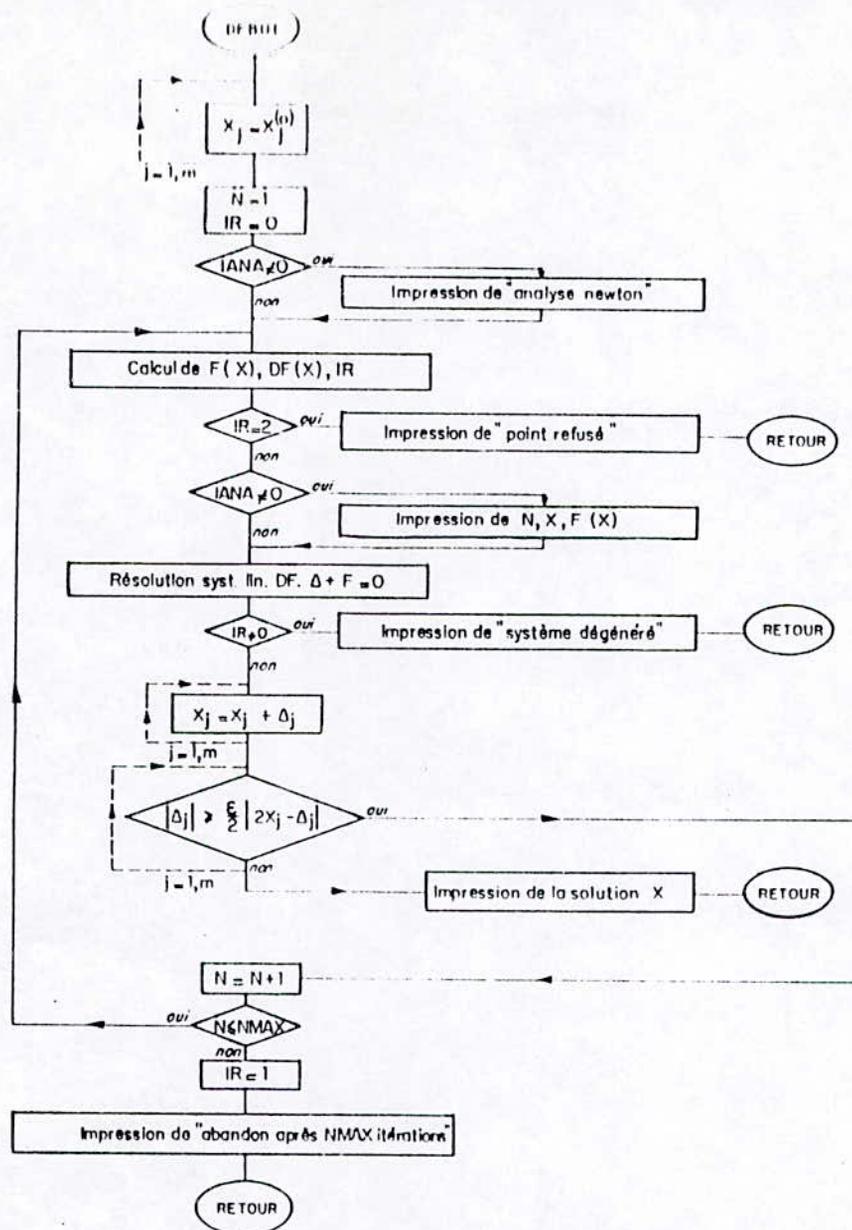
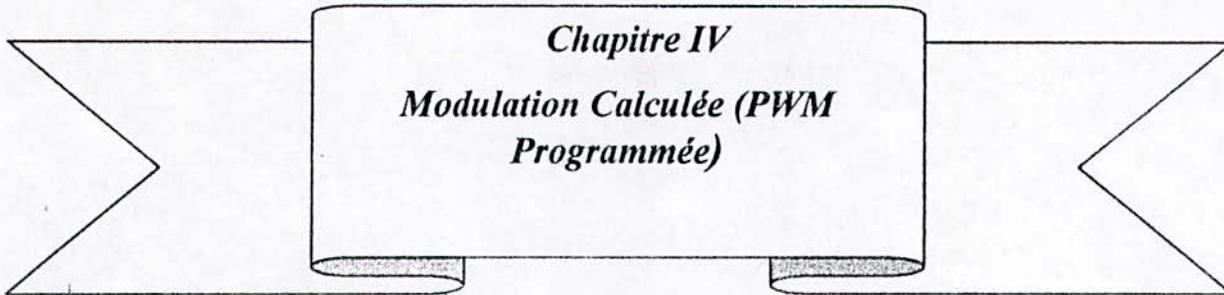


Figure III.5 : Organigramme de la méthode de Raphson-Newton

Conclusion

En examinant les ordres de convergences des différents algorithmes, le choix a porté sur la méthode de Newton-Raphson. A travers ce chapitre nous avons étudié en détail cette méthode pour la résolution des équations et systèmes d'équations non-linéaires.

Son principal avantage, par rapport aux autres méthodes, est sa convergence quadratique qui permet d'atteindre plus rapidement la solution finale. L'algorithme risque de diverger lorsque l'estimé initial n'est pas assez proche de la solution. Un autre inconvénient est le nombre important de calculs de chaque itération dans le cas des systèmes d'équations non-linéaires.



Introduction

Le principe de modulation sinus-triangle suggère une implantation analogique faisant appel à un générateur de signaux triangulaire et un générateur de signaux sinusoïdaux, ces générateurs étant associés à une bascule pour détecter les instants où se produisent les intersections de la porteuse et de la référence.

Cette façon de procéder est maintenant remplacée par une détermination numérique des instants de commande des interrupteurs.

Lorsqu'on utilise un système à microprocesseur pour assurer la modulation, on peut commander les semi-conducteurs de l'onduleur à partir de séquences préalablement calculées et stockées dans une mémoire table LUT (Look up Table), on peut également générer en temps réel les angles de commutations calculés par des formules approximatives.

On s'est attaché à déterminer des séquences de commande qui éliminent des harmoniques de la tension de sortie en utilisant la technique *d'élimination sélective d'harmoniques*.

Cette technique est par définition la plus efficace manière pour l'obtention des plus hautes performances dans le contrôle des moteurs asynchrones. La raison est qu'avec cette technique on peut choisir l'optimisation de plusieurs objectifs comme l'élimination sélective des harmoniques (SHE), la minimisation des pertes dans les moteurs, la réduction des couples pulsés et la minimisation du bruit acoustique généré.

1°) La génération de courants proches d'une sinusoïde avec des ondulations réduites. Ceci a pour conséquences des pertes harmoniques faibles, des ondulations de couple réduites et un bon rendement dans le moteur.

2°) La faible ondulation du courant d'entrée et la haute qualité du courant de sortie, amènent une réduction dans la taille du filtre d'entrée.

IV.1 Caractéristiques de la tension de sortie :

On ne peut plus à proprement parler d'indice de modulation ; il est calculé comme étant un rapport de tension donnant un nombre de commutation.

IV.1.1 Onduleur en demi-pont :

On compare la tension de sortie à celle qu'on obtiendrait s'il n'y avait pas Modulation de Largeur d'impulsions (figure IV.1.a) : u' égale à $+U/2$ pendant toute l'alternance positive, à $-U/2$ pendant l'alternance négative, aurait un fondamental de valeur efficace :

$$U'_{10} = \sqrt{2} \frac{U}{\pi} \quad (\text{IV.1})$$

On caractérise :

- la forme d'onde par le nombre de « trous » par alternance c , c'est à dire le nombre d'intervalles à u' égale à $-U/2$ pendant l'alternance négative à u' égale à $+U/2$ pendant l'alternance positive (nombre d'angles de commutations) ;
- la valeur efficace par la *valeur relative du fondamental* U'_1/U'_{10} .

La figure III.35 montre une onde à 3 trous, puis une onde à 4 trous angles. L'identité au signe près des alternances positive ou négative et la symétrie de chaque alternance par rapport à son milieu font que c angles suffisent à déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux.

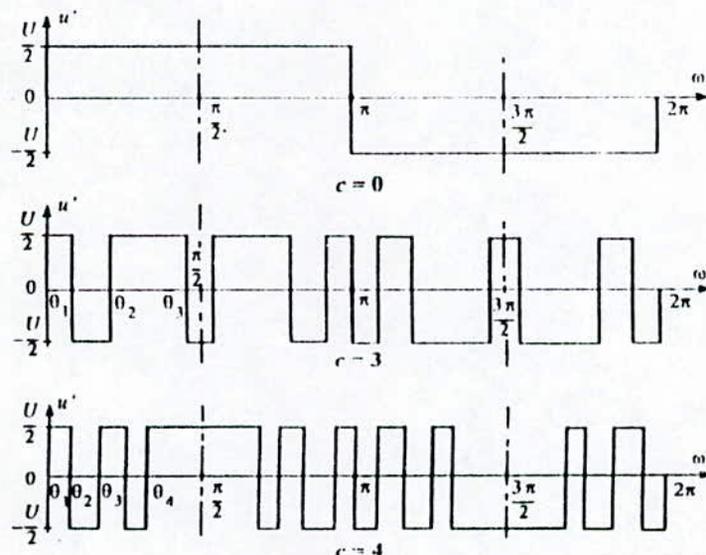


Figure IV.1 :Signal de sortie en monophasé demi-pont

IV.1.2 Onduleur en pont :

Pour l'onduleur en pont complet, on caractérise la tension de sortie

- le nombre d'impulsions par alternance p
- la valeur efficace U_1' du fondamental rapportée à la valeur U'_{10} , égale à $2\sqrt{2} U / \pi$, qu'on aurait si u' était formé à chaque alternance d'un seul créneau de largeur égale à π .

Que p soit pair ou impair (figure IV.2), p angles suffisent pour déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux.

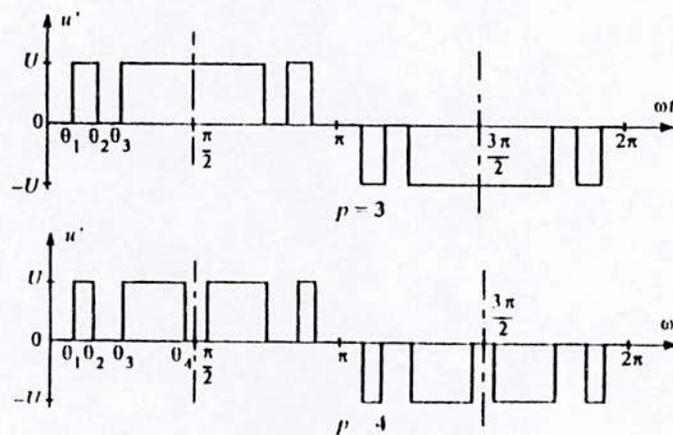


Figure IV.2 : Signal de sortie en monophasé pont

IV.2 Elimination des premiers harmoniques de la tension de sortie : (Asservi)

IV.2.1 Onduleur monophasé en demi-pont :

Que c soit pair ou impair, la valeur efficace du fondamental et celles des divers harmoniques impairs de la tension u' sont toujours données par la relation :

$$U' = \left| U'_{10} \frac{2}{n} \left(\frac{1}{2} - \cos n\theta_1 + \cos n\theta_2 - \cos n\theta_3 + \dots + (-1)^{c-1} \cos \theta_c \right) \right| \quad (IV.2)$$

avec $n=1,3,5,7,\dots$ et $0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_c \leq \pi/2$

On dispose, pour déterminer la largeur des c trous, de c angles et $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_c$.

♣ Si on veut faire varier la tension de sortie, on calcule les c angles en résolvant un système de c équations à c inconnues. La première équation donne la valeur U'_1 du fondamental désiré ; les $c-1$ autres traduisent l'annulation des $c-1$ premières harmoniques impairs :

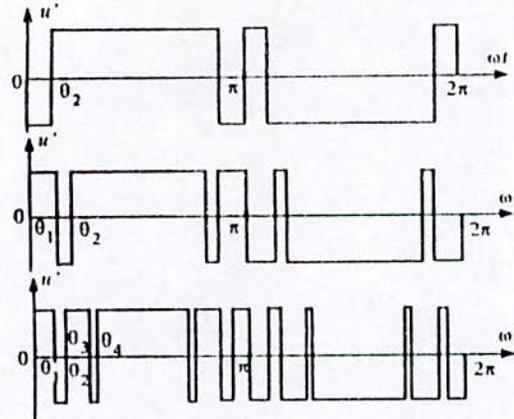


Figure IV.3 : Signal de sortie en monophasé demi-pont

La **figure IV.3** montre des formes d'ondes correspondant à l'élimination de l'harmonique 3, puis des harmoniques 3 et 5, puis des harmoniques 3,5,7 et 9.

Dans le premier cas,

$$\alpha_1=0; \alpha_2=20^\circ$$

$$u'=U'_{10} \sqrt{2} (0.88\sin \omega t - 0.27\sin 5 \omega t - 0.36\sin 7 \omega t \dots)$$

Dans le second cas,

$$\alpha_1=23^\circ 6; \alpha_2=33^\circ 3$$

$$u'=U'_{10} \sqrt{2} (0.84\sin \omega t + 0 + 0.25\sin 7 \omega t + 0.41\sin 9 \omega t \dots)$$

Dans le troisième,

$$\alpha_1=15^\circ 9; \alpha_2=24^\circ 8; \alpha_3=46^\circ 9; \alpha_4=50^\circ 4$$

$$u'=U'_{10} \sqrt{2} (0.80\sin \omega t + 0 + 0 + 0.27\sin 11 \omega t + 0.45\sin 13 \omega t \dots)$$

IV.2.2 Onduleur monophasé en pont :

Que le nombre p d'impulsions par alternance soit pair ou impair, la valeur efficace du fondamental et celle des harmoniques impairs de la tension de sortie u' sont donnés par

$$U'_n = \left| U'_{10} \frac{1}{n} [\cos n\theta_1 - \cos n\theta_3 - \dots - (-1)^p \cos n\theta_p] \right| \quad \dots (IV.4)$$

On dispose de p angle pour déterminer la largeur des p impulsions.

• Si on veut faire varier la valeur de la tension de sortie, on peut annuler les $p-1$ premiers harmoniques impairs en résolvant le système suivant :

$$v_A - v_o \approx U'_{10} \sqrt{2} (0.955 \sin \omega t + 0.21 \sin 3 \omega t + 0.11 \sin 7 \omega t - 0.18 \sin 9 \omega t - 0.33 \sin 11 \omega t - 0.22 \sin 13 \omega t \dots)$$

Dans le second cas,

$$\alpha_1 = 16^\circ 25' ; \alpha_2 = 22^\circ 15'$$

$$v_A - v_o \approx U'_{10} \sqrt{2} (0.925 \sin \omega t + 0.16 \sin 3 \omega t + 0.08 \sin 9 \omega t + 0.19 \sin 11 \omega t - 0.25 \sin 13 \omega t + 0.24 \sin 15 \omega t \dots)$$

Dans le troisième,

$$\alpha_1 = 9^\circ 8' ; \alpha_2 = 15^\circ 1' ; \alpha_3 = 85^\circ 2' ; \alpha_4 = 86^\circ 4'$$

$$v_A - v_o \approx U'_{10} \sqrt{2} (0.92 \sin \omega t + 0.26 \sin 3 \omega t + 0.08 \sin 9 \omega t + 0.11 \sin 15 \omega t + 0.13 \sin 17 \omega t + 0.19 \sin 19 \omega t \dots)$$

IV.3 PPWM Avec Elimination D'harmoniques (SHE) [SUN.96]:

Elle consiste à choisir les N angles α_i ($i=1..N$) de telle façon à éliminer N harmoniques indésirables. Une autre approche suggère l'élimination de (N-1) harmoniques, la N^{ième} variable restante étant laissée pour asservir le fondamental à une valeur désirée. La première méthode est dite PSHE avec élimination sélective pure, La seconde est la ASHE avec élimination sélective d'harmoniques et asservissement du fondamental.

Différentes méthodes d'optimisation existent, dont beaucoup sont basées sur la méthode du gradient.

Le choix de cette technique peut justifier par le fait que la solution est indépendante de la charge puisqu'on s'intéresse à la tension de charge et non au courant, et aussi du fait que la résolution est relativement simple (i.e., consomme moins de temps sur ordinateur).

Le but de la SHE est d'éliminer un nombre déterminé d'harmoniques indésirables. Cette technique nécessite une étude numérique avant la réalisation, ceci limite son application du fait que le calcul des angles exactes de commutations ne peut se faire en temps réel (on-line) par microprocesseur faute des performances de ce dernier, par contre on peut les stocker dans des mémoires (LUT).

Après développement des formules, nous appliquerons la méthode de Newton-Raphson pour la résolution du système d'équation.

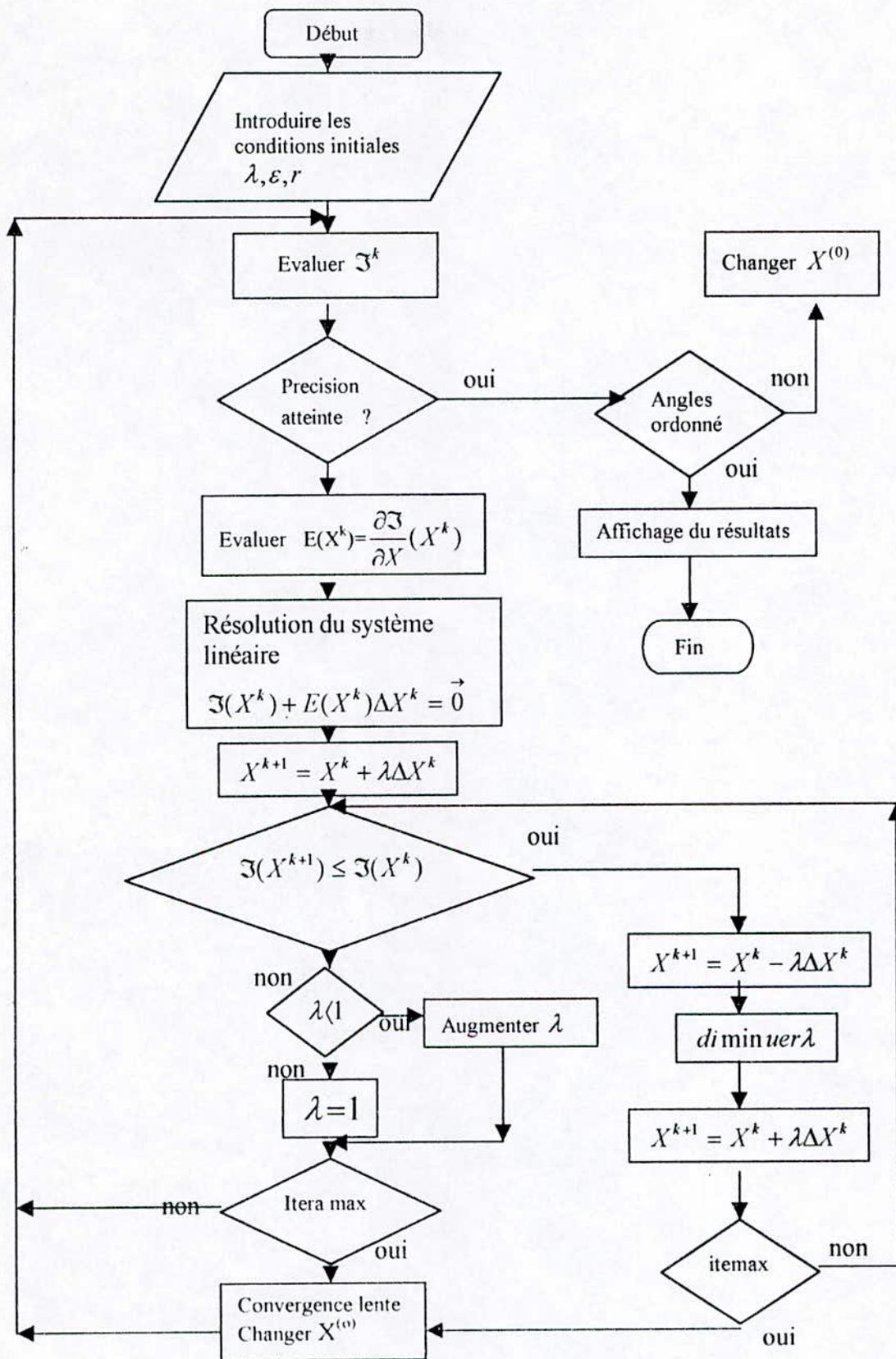


Figure IV.5 : Organigramme de la méthode de Newton-Raphson appliquée aux systèmes d'équations avec réglage automatique de λ

• **EXPRESSION DES TENSIONS :**

En triphasé lorsque la charge est équilibrée (i.e somme des courants de chaque phase est nulle), les harmoniques multiples de trois sont inopérants. Soit le cas de l'onduleur de la figure (IV.6) :

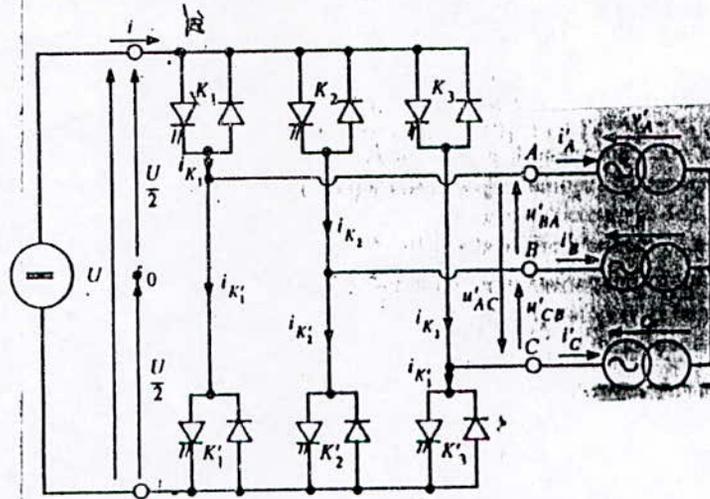


Figure IV.6 : Onduleur triphasé pont. (à deux niveaux)

On tirera avantage d'un choix convenable des symétries dans l'onde résultante, figure(IV.7).

Les tensions de phase sont déphasées de 120° i.e :

$$V_{bo}(\omega t) = V_{ao}(\omega t - 2\pi / 3) \tag{IV.7}$$

$$V_{bo}(\omega t) = -V_{ao}(\omega t + 2\pi / 3)$$

En plus nous prendrons une symétrie de glissement

$$V(\omega t) = -V(\omega t + \pi)$$

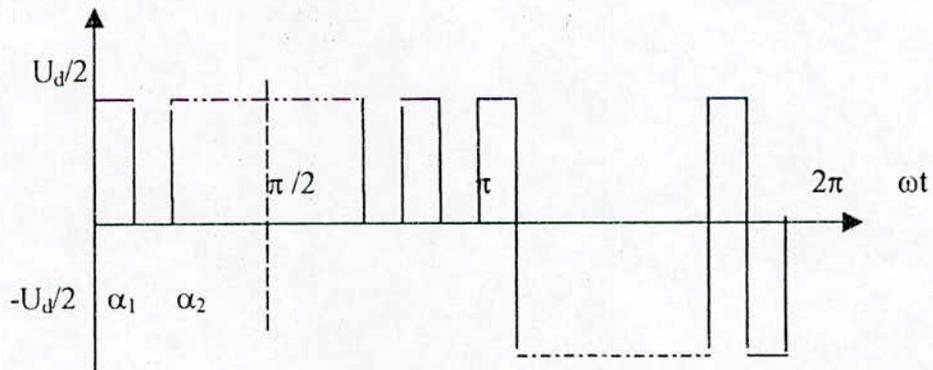


Figure IV.7:Forme d'onde de sortie

Comme nous somme en régime périodique nous aborderons le problème par une décomposition de la tension de sortie en série de Fourier :

$$v(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \frac{U_d}{2} \quad (\text{IV.8})$$

$$\text{avec} \quad a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{IV.9})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

comme $\alpha_0 < \alpha_1 < \dots < \alpha_{2N+1}$ avec $\alpha_0 = 0$ et $\alpha_{2N+1} = \pi$, on obtient :

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2N} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{IV.10})$$

Vu la symétrie par rapport à π (symétrique à la demi onde), le développement ne contient pas d'harmoniques pairs.

$$v(\omega t) = -v(\pi - \omega t)$$

Si en plus nous choisissons une symétrie par rapport à $\pi/2$ (fonction impaire), i.e :

les termes en cosinus (b_n) sont nuls.

Si les aires des alternances positives et négative sont égales, la valeur moyenne (continue) est nulle.

Finalement :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{IV.11})$$

En particulier pour le fondamental ($n = 1$)

$$a_1 = M = \frac{4}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(\alpha_k) \right] \quad (\text{IV.12})$$

$$-\frac{4}{\pi} \leq M \leq \frac{4}{\pi}$$

M est appelé indice de modulation.

Dans la SHE pure, on égale alors à zéro les N harmoniques qui viennent juste après le fondamental, tandis que dans la SHE asservie, on élimine $(N-1)$ harmoniques indésirables et on donne une valeur au fondamental. Nous obtenons donc un système d'équations non-linéaires en fonctions trigonométriques qu'on résout par une méthode numérique. La solution n'est pas évidente et devrait satisfaire à la condition $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N$. Quant à la convergence, elle dépend surtout du choix des conditions initiales. Les harmoniques restant de rang assez élevé sont facilement filtrés.

Un avantage de la SHE est que pour une fréquence donnée, le rang du premier harmonique non éliminé est presque double de celui de la PWM engendrée (sinusoïdale). Ces inconvénients sont :

- La difficulté analytique de résolution du système d'équations non-linéaires et le temps de calcul nécessaire pour les systèmes de grand envergure.
- les harmoniques non éliminés peuvent présenter d'assez importantes amplitudes.

IV.3.1 Elimination sélective d'harmonique pure PSHE :

Dans ce chapitre les expressions des fonctions f_i sont déterminées et données par :

$$a_i = f_i = \frac{4}{\pi m_i} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n_i \alpha_j) \right] = 0 \quad (\text{IV.13})$$

$$\Rightarrow 1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n_i \alpha_j) = 0 \quad (\text{IV.14})$$

quant à la jacobienne elle est donnée par :

$$E = \frac{\partial F}{\partial X} = \begin{bmatrix} 2n_1 \sin(n_1 \alpha_1) & -2n_1 \sin(n_1 \alpha_2) & \dots \pm 2n_1 \sin(n_1 \alpha_N) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 2n_N \sin(n_N \alpha_1) & -2n_N \sin(n_N \alpha_2) & \dots \pm 2n_N \sin(n_N \alpha_N) \end{bmatrix}$$

La solution exacte devrait satisfaire à la condition :

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < 90^\circ$$

Pour résoudre ce système Nous appliquerons alors la méthode de Newton-Raphson.

IV.3.1.1 Résultats et interprétations:

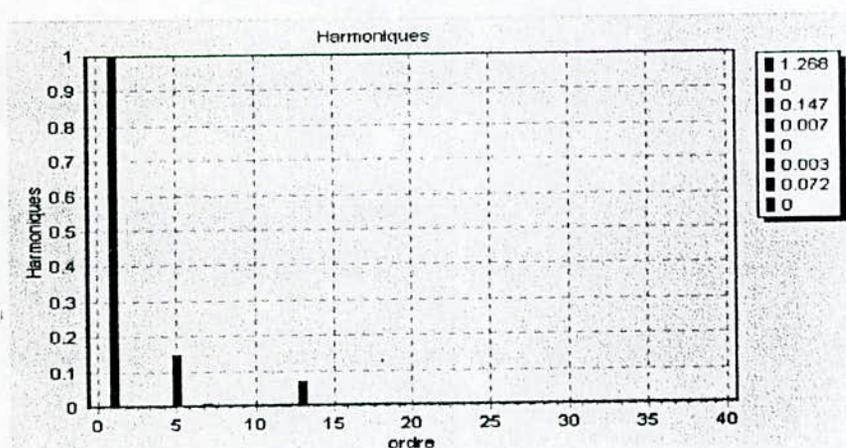
L'élimination des harmoniques indésirables dans le cas de la PSHE a donné des résultats satisfaisantes, où l'examen des spectres pour différents ordres montre que ces harmoniques ont été éliminés à un point près, reste que le fondamental est à une amplitude assez importante.

Les angles de commutations calculé en degré pour quelques ordres avec le spectre des harmoniques éliminés pour cette technique sont présentés dans ce qui suit:

•Pour les ordres pairs

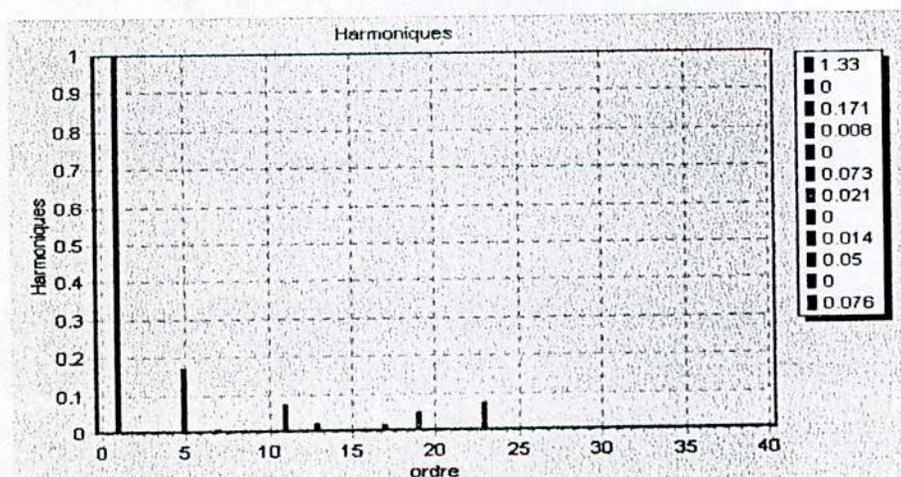
N=4

$$\alpha_1=26.4808259, \alpha_2=31, \alpha_3=57.48084259, \alpha_4=62.$$



N=8

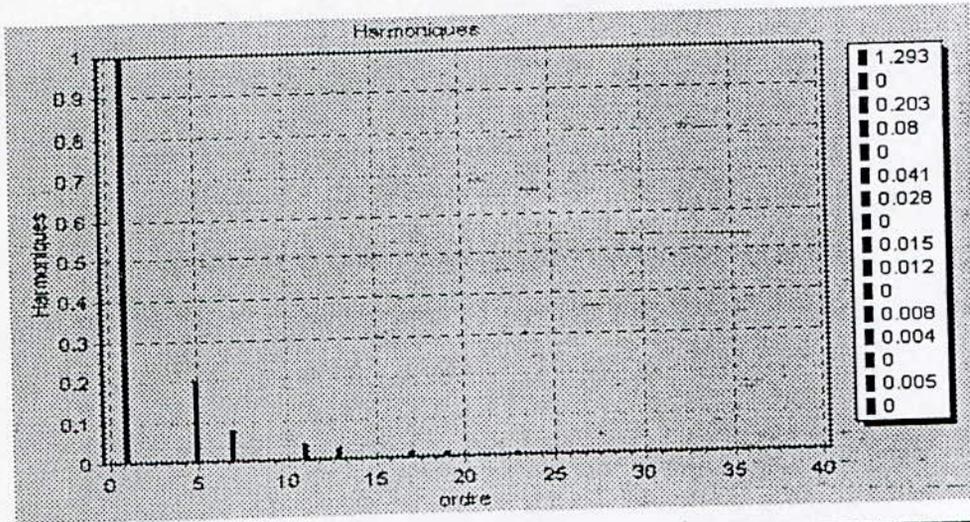
$$\alpha_1=12.98768997, \alpha_2=16, \alpha_3=28.98768997, \alpha_4=32, \alpha_5=44.98768997, \alpha_6=48, \alpha_7=60.98768997, \alpha_8=64.$$



N=12

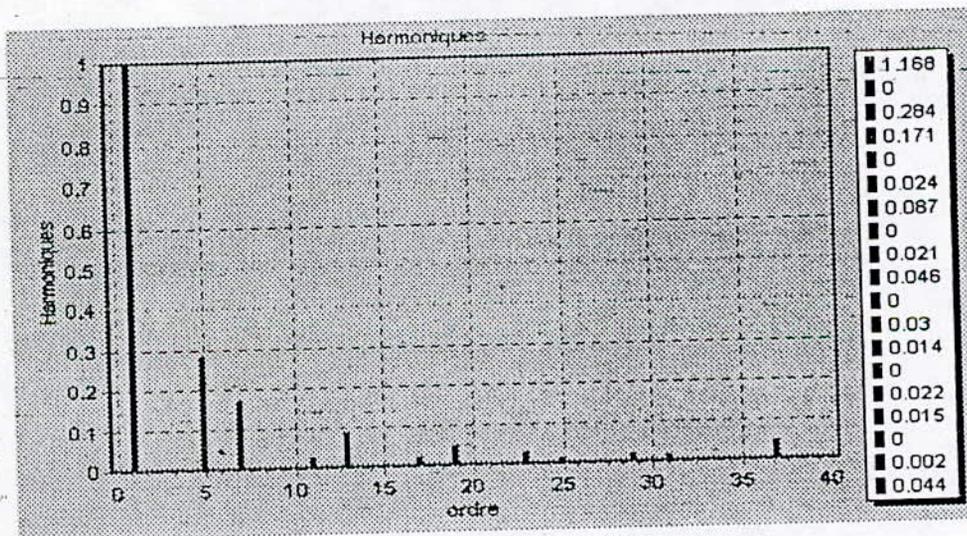
N=12

$\alpha_1=4.274463176$, $\alpha_2=6.062844753$, $\alpha_3=12.88943195$, $\alpha_4=13.472611448$,
 $\alpha_5=21.53376197$, $\alpha_6=21.67656784$, $\alpha_7=30.19473648$, $\alpha_8=31.7333549$, $\alpha_9=38.86745071$,
 $\alpha_{10}=38.40609359$, $\alpha_{11}=47.54925537$, $\alpha_{12}=47.73927154$.



N=16

$\alpha_1=3.404839515$, $\alpha_2=4.918718814$, $\alpha_3=10.13938522$, $\alpha_4=10.76813981$, $\alpha_5=16.84106636$,
 $\alpha_6=17.02930068$, $\alpha_7=23.52424430$, $\alpha_8=23.57378768$, $\alpha_9=30.19441795$, $\alpha_{10}=30.3373661$, $\alpha_{11}=3$

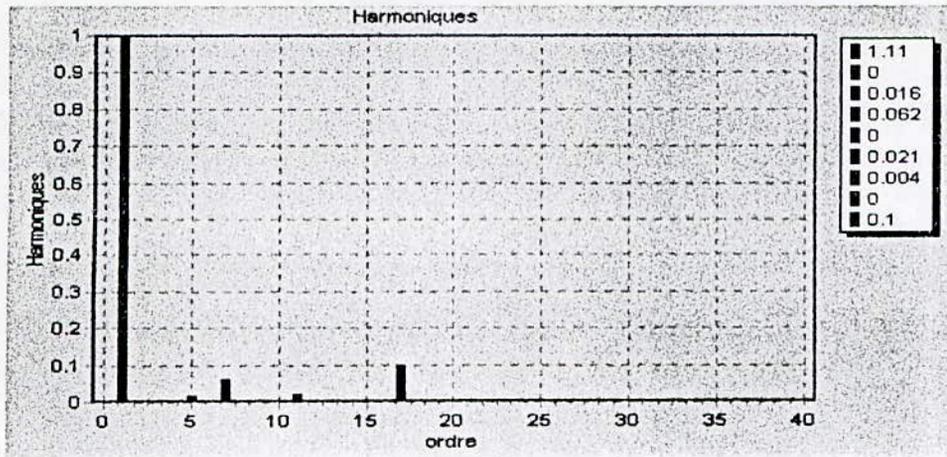


$\alpha_{12}=37.28082275$,
 $\alpha_{13}=43.50651550$, $\alpha_{14}=44.37752151$, $\alpha_{15}=50.15157318$, $\alpha_{16}=51.60811996$.

• Pour les ordres impaires

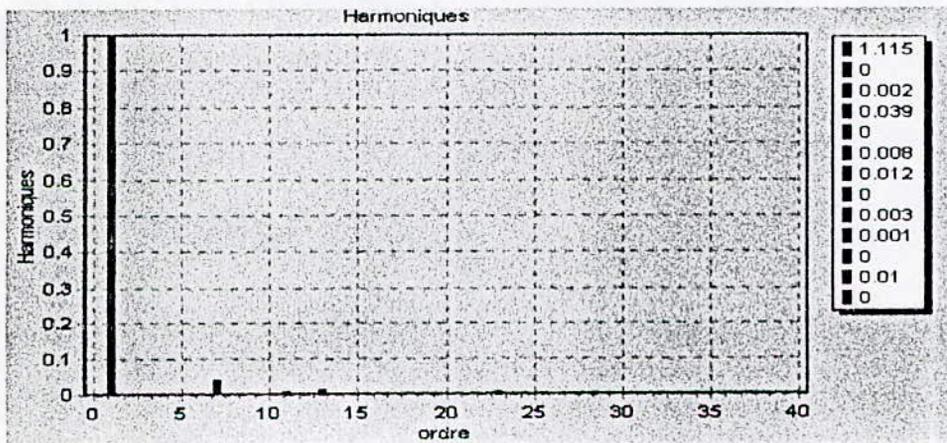
N=5

$\alpha_1=6.386772155, \alpha_2=17.06945801, \alpha_3=21.74728393, \alpha_4=35.49377223, \alpha_5=38.44398498,$



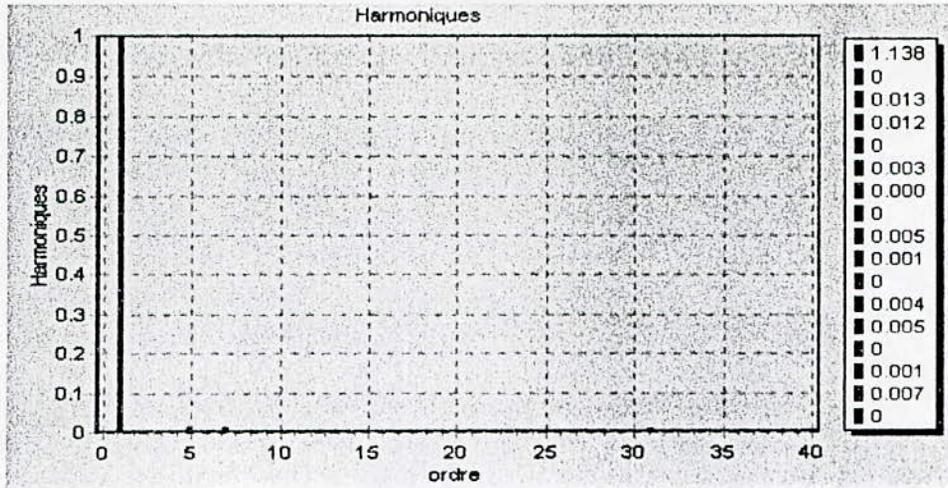
N=9

$\alpha_1=4.372887134, \alpha_2=10.62826633, \alpha_3=14.06408882, \alpha_4=21.68141555,$
 $\alpha_5=24.21100616, \alpha_6=32.9008255, \alpha_7=34.62557220, \alpha_8=44.29958755, \alpha_9=45.2329483.$



N=13

$\alpha_1=3.45.224161, \alpha_2=7.902031421, \alpha_3=10.70749473, \alpha_4=15.92826271, \alpha_5=18.12928771,$
 $\alpha_6=24.0020523, \alpha_7=25.64583587, \alpha_8=32.10688016, \alpha_9=33.22985458, \alpha_{10}=40.23487091, \alpha_{11}=4$
 $0.86648178, \alpha_{12}=48.38136291, \alpha_{13}=48.54629516.$

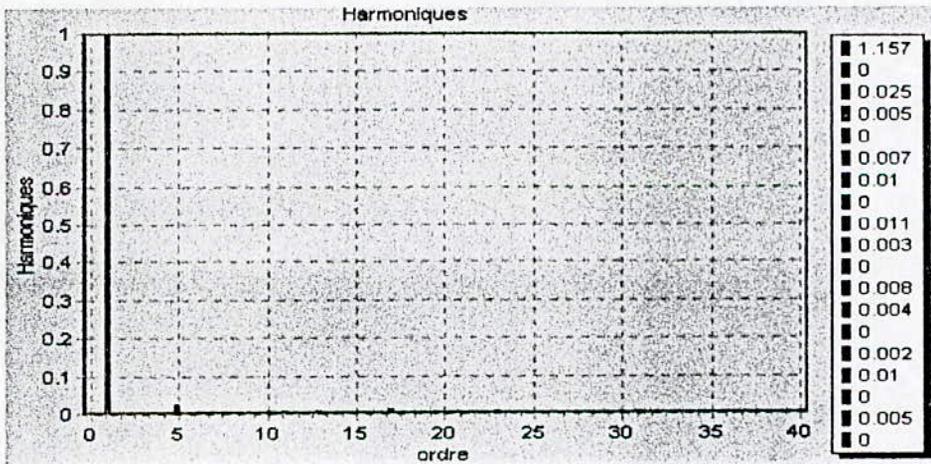


N=15

$\alpha_1=3.14625745, \alpha_2=7.041183948, \alpha_3=9.62948513, \alpha_4=14.12711524, \alpha_5=16.19909477,$

$\alpha_6=21.23003578, \alpha_7=22.81808280, \alpha_8=28.3440113, \alpha_9=29.4720726, \alpha_{10}=35.46622467, \alpha_{11}=36$

$.15326309, \alpha_{12}=42.5949974, \alpha_{13}=42.8567276, \alpha_{14}=49.57907104, \alpha_{15}=49.7292327.$



Constatation :

Les angles suivent une certaine loi en fonction de l'ordre du système, et cela en faisant la distinction entre les ordres pairs et impairs comme le montre la figure IV.8 a) et b).

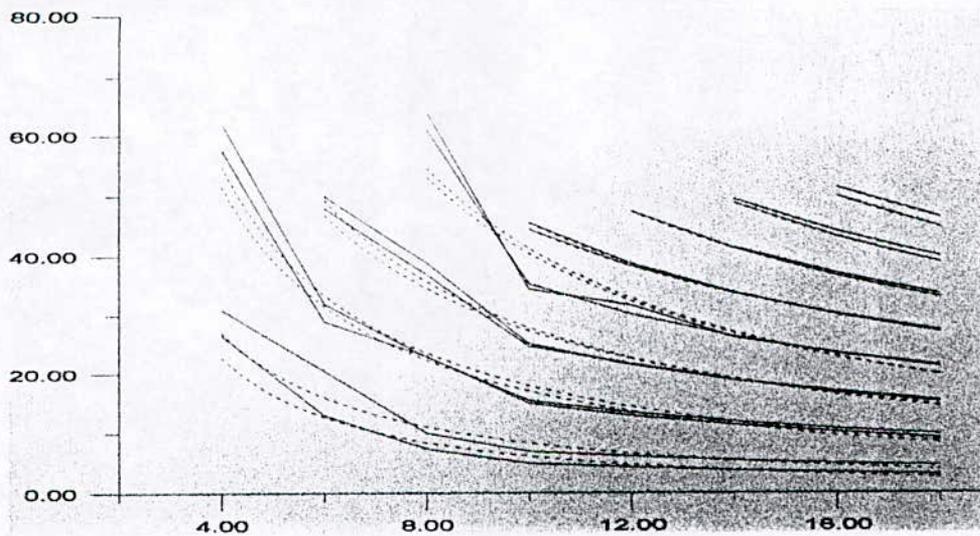
La trajectoire particulière que suit chaque angle nous a amenée à approximer les angles dans le but de déterminer une loi pour générer les conditions initiales; ainsi diminuer le temps de calcul des angles exactes.

Après plusieurs essais, il est apparu que l'approximation des angles par des fonctions puissances était la plus proche. L'expression des angles est :

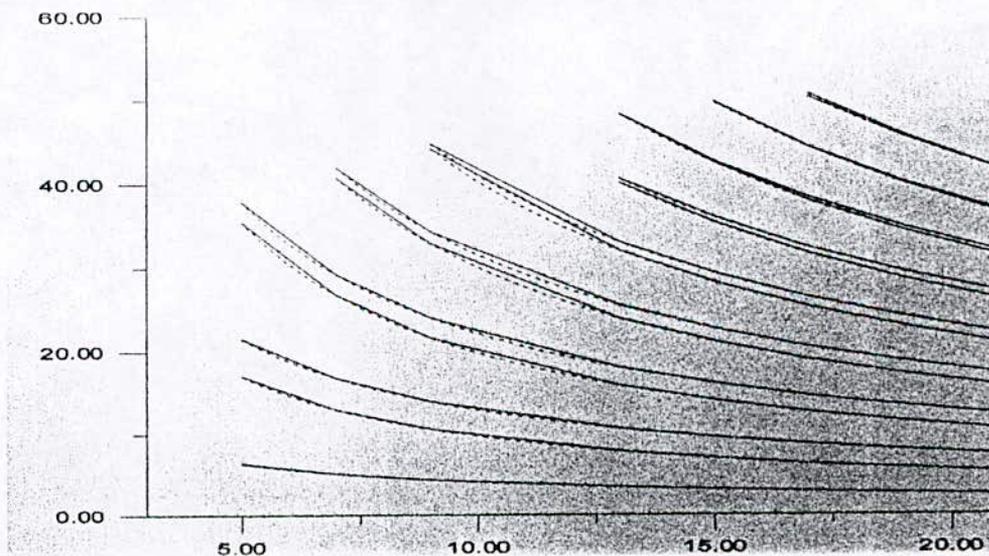
$$\alpha_i = a_i N^{b_i}$$

Il fallait en plus faire une distinction selon la parité des indices "i" des angles. Ensuite nous avons tracé les a_i et b_i en fonction de i .

A leurs tour, les trajectoires des coefficients a_i et b_i ont été approximés par des fonctions puissances et logarithmes.



a) Système d'ordre pair



b) Système d'ordre impair

..... Fonctions approximées
 — Fonctions trouvées

FigureIV.8 : Variation des angles α_i en fonction de l'ordre du système N

IV.3.1.2 Organigramme de génération des angles PSHE :

D'après les fonctions approximatives trouvées, leurs coefficients sont :

$c_1=15.0925, c_2=1.29033, c_3=-0.0576773, c_4=0.686973, c_5=30.4898, c_6=1.10311$

$c_7=-0.0396128, c_8=0.790667, c_9=28.5063, c_{10}=1.13168, c_{11}=-0.0469352, c_{12}=-0.773497$

$c_{13}=18.0194, c_{14}=1.25749, c_{15}=-0.0883603, c_{16}=-0.644461$

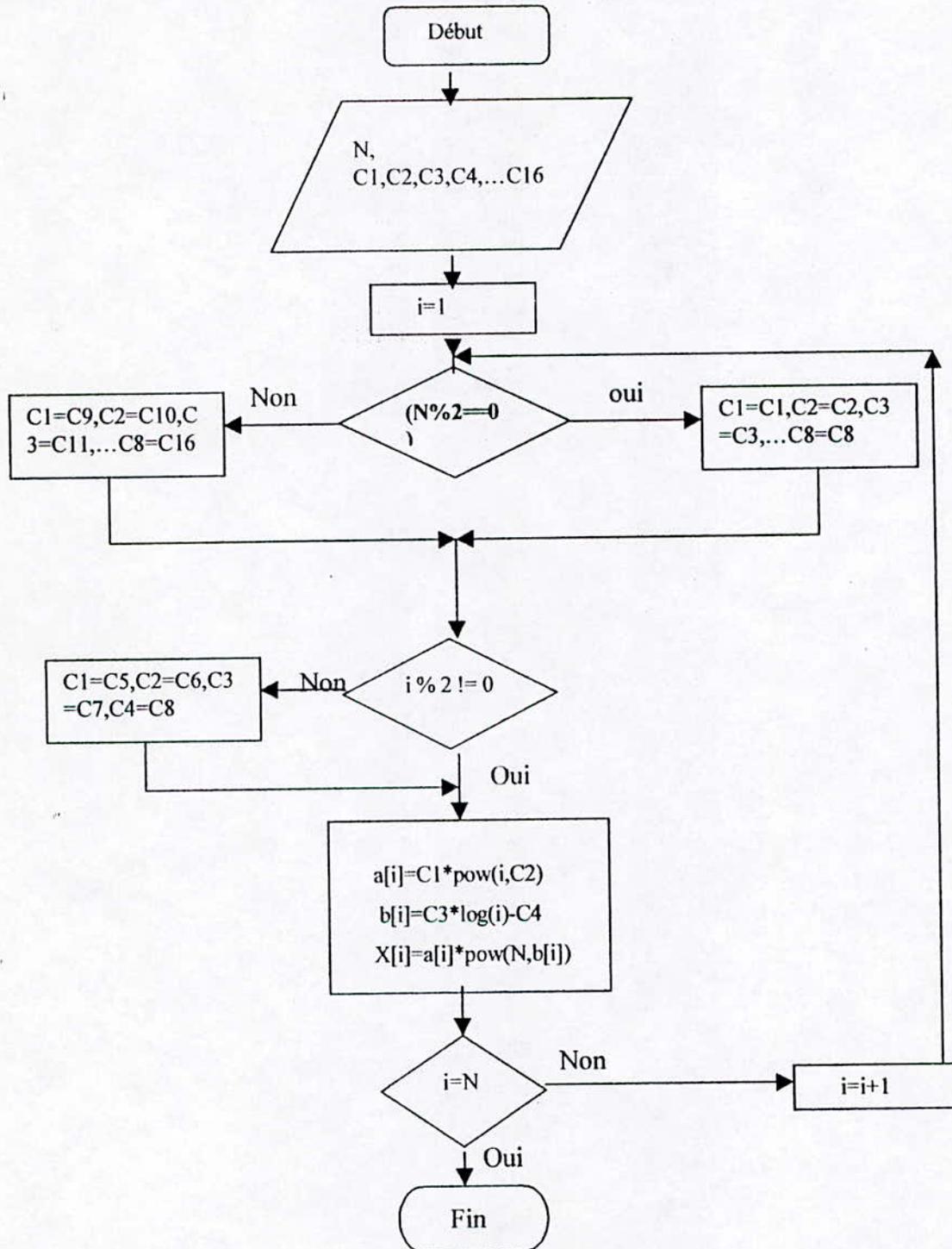


Figure IV.9 : Génération des angles dans le cas de la P.S.H.E

IV.3.2 Élimination Sélective d'Harmoniques avec Asservissement de fondamental : ASHE

Dans ce cas on élimine (N-1) harmoniques indésirables et on asservi le fondamental à une valeur désirée. Le système non-linéaires devient

$$h_1 = c^{te}$$

$$h_i = 0 \quad , \quad i = 2, \dots, N$$

Pour retrouver le système (IV.13) il suffit de mettre :

$$f_1 = h_1 - C^{te} = 0$$

$$f_i = h_i = 0 \quad , \quad i = 2, \dots, N$$

On applique ainsi l'algorithme de Newton-Raphson .

IV.3.2.1 Résultats et interprétations :

• Cas Des Systèmes D'ordre Pair :

Les angles exactes sont obtenus en résolvant le système (IV.14) pour divers valeurs du fondamental et plusieurs ordres.

L'absence d'une information à priori sur le lieu exacte des angles nous a amené à choisir des conditions initiales avec l'algorithme de Taufiq (AnnexeA) pour l'ordre pair. Pour minimiser la probabilité de divergence nous prendrons, au départ, une faible valeur de λ , puis progressivement nous augmentons λ . En suivant cette procédure, malgré quelques cas de divergence, nous avons abouti à un résultat.

En respectant ces conditions, on a appliqué l'algorithme de Newton-Raphson, en prenant en considérations ces résultats, on a abouti a des fonctions approximatives tout en minimisant les harmoniques.

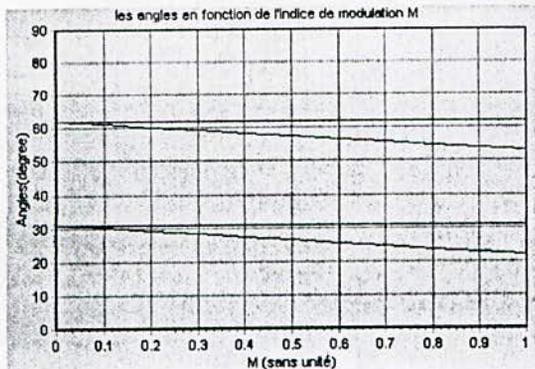
Les figures suivantes montrent la variation des angles en fonction de l'indice de modulation pour les ordres N=4,6,8,10.

Constatations :

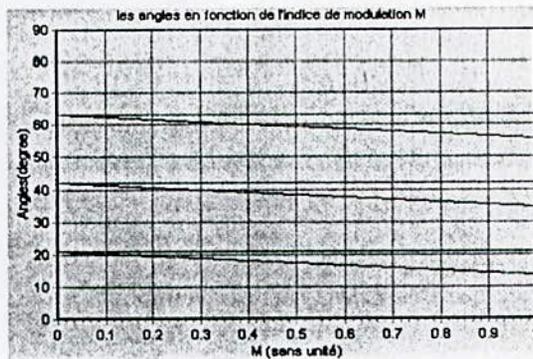
- Lorsque le fondamental croît, les intervalles de conduction se rétrécissent.
- Les angles suivent des trajectoires qui peuvent très bien être approximées à des droites (pentes constantes) sauf pour des valeurs élevées du fondamental ($M > 0.9$) où nous remarquons une diminution très rapide et non-linéaire de ces angles au voisinage du maximum du fondamental.
- Les droites correspondantes aux angles avec indices de même parités sont parallèles entre elles (mêmes pentes), et sont séparés de :

$$\Delta = \frac{2 \times 60}{N} \text{ degr}_s$$

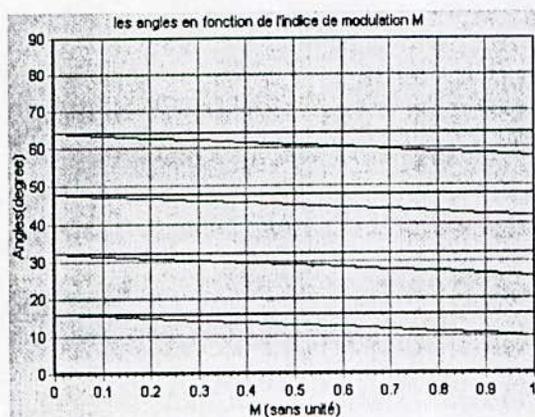
Donc, il suffit de connaître α_1 et α_2 pour déduire $\alpha_3, \dots, \alpha_N$.



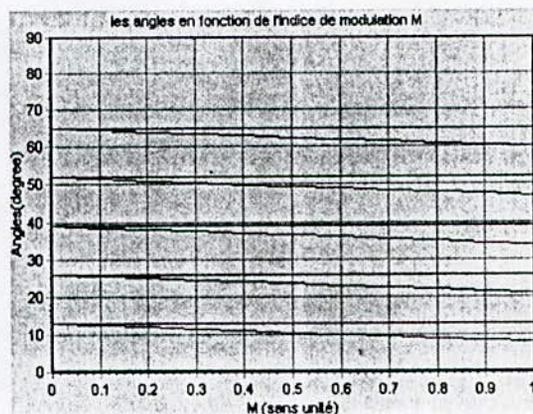
N=4



N=6



N=8

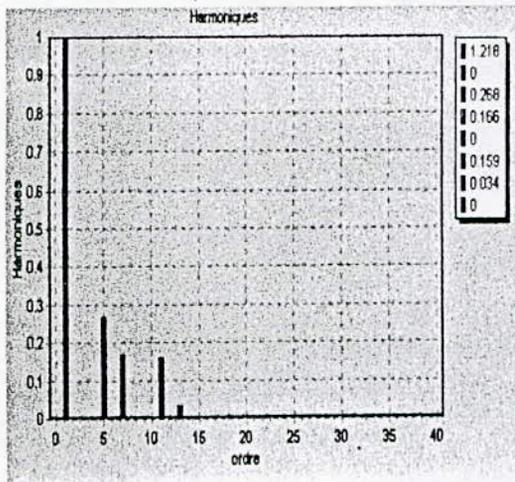


N=10

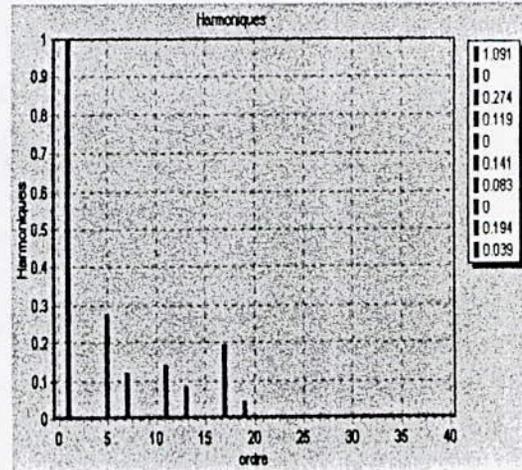
Figure IV.10 : Trajectoire des angles α_i en fonction de l'indice de modulation $M=0.5$ (ASHE) ; N pair.(a-N=4 ; b- N=6 ; c-N=8 ; d- N=10)

Le spectre pour chaque cas (N=4,6,8,10) et pour quelques valeurs du fondamental figure (4.9 - 4.12) montre que :

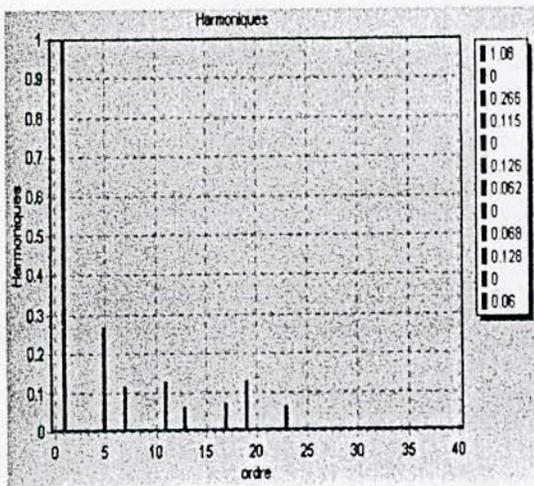
- La valeur du fondamental désirée est atteinte.
- Les harmoniques indésirables sont éliminés.
- Le premier harmonique non éliminé a une amplitude importante comme dans le cas d'élimination pure.



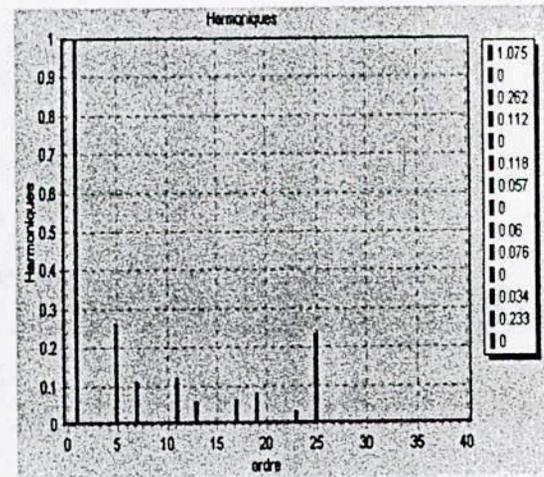
a) N=4



b) N=6



c) N=8



d) N=10

Figure IV.11 :Le spectre des harmonique éliminés pour les ordres pairs pour un indice de modulation égal M=0.5

Remarque :

1°) L'ordre des harmoniques à éliminer est de la forme $6k + 1$, $k = 1, 2, \dots, N$. Chaque harmonique de tension (et de courant) d'ordre $6k-1$ et $6k+1$ cause un couple pulsé, on souhaite toujours les éliminer par paires. Pour cela N est souvent choisi impair.

Propositions :

A partir des courbes donnant les angles en fonction du fondamental nous avons voulu, comme dans le cas d'élimination pure, aboutir à un algorithme qui nous permet de générer les conditions initiales assez proche de la solution exacte.

Comme, pour un ordre donné, nous avons essayé d'avoir les plus simples fonction (exponentielle, algorithmique) avec moins de données, donc il nous faut deux pentes $P1$ et $P2$ de α_1 et α_2 respectivement, suffisent pour générer tous les angles, on se propose de tracer les variations de ces pentes en fonction de l'ordre N .

Dans le programme on a considéré les formules de $P1$ et $P2$ suivantes :

$$P1 = C1 * \log(N) + C2, \quad N = 2, 4, 6, \dots$$

$$P2 = 1, \quad N = 2, 4, 6, \dots$$

$$C1 = 4.34784, C2 = -15.0657$$

L'étape suivante est d'approximer les angles en fonction des pentes et de l'indice de modulation, sachant que les droites correspondantes aux angles avec indices de même parités sont parallèles entre elles, et sont séparés de :

$$\Delta = \frac{2 \times 60}{N} \text{ degr}_s$$

Les expressions approximatives sont :

$$\alpha_1 = P1 * M + \Delta$$

$$\alpha_2 = P2 * M + \Delta$$

Pour les angles suivants, il suffit de les décalées de Δ :

$$\begin{aligned} \alpha_i &= \alpha_{i-2} + \Delta \\ \alpha_{i+1} &= \alpha_{i-1} + \Delta \end{aligned} \quad i = 3, 5, 7, \dots N.$$

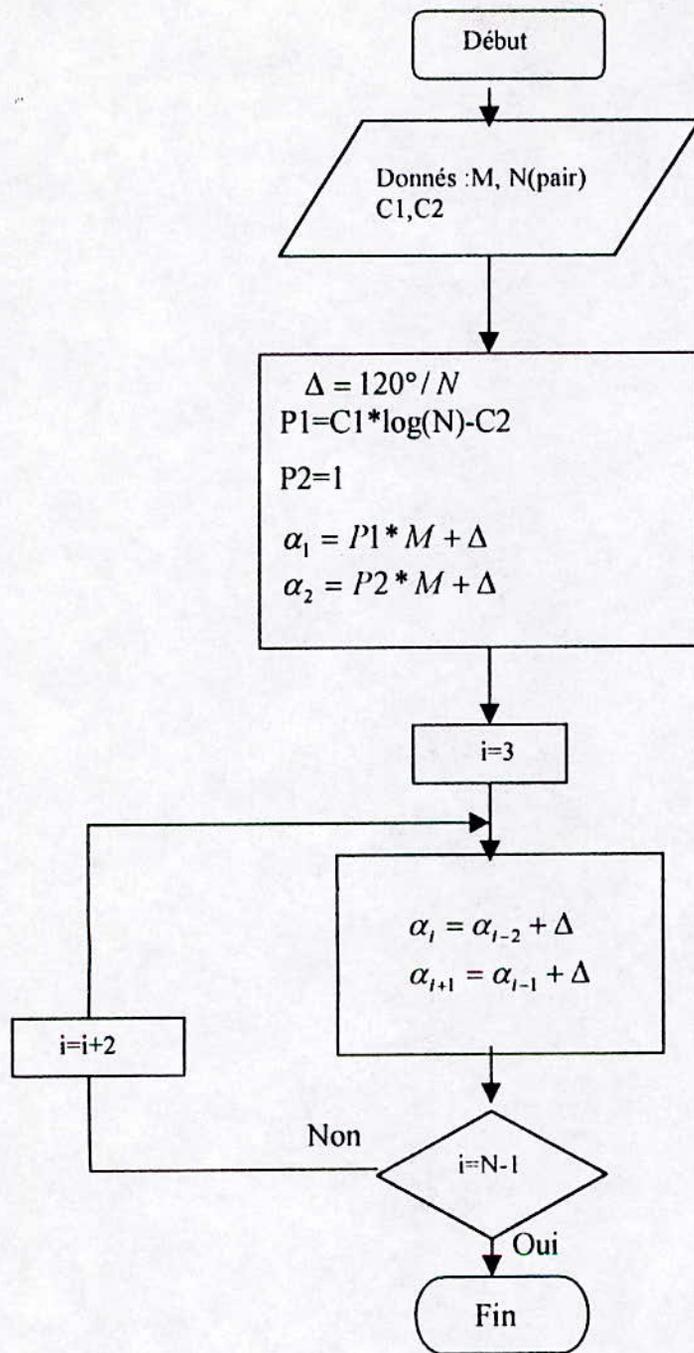


Figure IV.12: Organigramme de génération des angles dans le cas de la ASHE pour des ordres paires

•Cas Des Systèmes D'ordre Impair :

Dans ce cas, on a fait varier l'indice de modulation M de 0 à $4/\pi$, nous avons utiliser l'algorithme de Enjeti (ordre impair) pour générer les conditions initiales.

Chaque angle varie selon une droite, ceci nous a aider à trouver des fonction approximatives plus simples, la figure (IV.13) montre la trajectoire des angles en fonction de la valeur de l'indice de modulation M pour différents ordre

Propositions :

A partir des courbes donnant les angles en fonction du fondamental nous avons voulu, comme dans le cas d'élimination pure, aboutir à un algorithme qui nous permet de générer les conditions initiales assez proche de la solution exacte.

Comme, pour un ordre donné, nous avons essayé d'avoir les plus simples fonction (exponentielle, algorithmique) avec moins de données, donc il nous faut deux pentes $P1$ et $P2$ de α_1 et α_2 respectivement, suffisent pour générer tous les angles, on se propose de tracer les variations de ces pentes en fonction de l'ordre N .

Dans le programme on a considéré les formules de $P1$ et $P2$ suivantes :

$$P1 = C1 * \log(N) + C2, \quad N = 3, 7, 9, \dots$$

$$P2 = C3 * \log(N) + C4, \quad N = 3, 7, 9, \dots$$

$$C1 = -1.77802, C2 = 6.54549, C3 = 2.1817, C4 = -8.63718$$

L'étape suivante est d'approximer les angles en fonction des pentes et de l'indice de modulation, sachant que les droites correspondantes aux angles avec indices de même parités sont parallèles entre elles, et sont séparés de :

$$\Delta = \frac{2 \times 60}{N + 1} \text{ degr}_s$$

Les expressions approximatives sont :

$$\alpha_1 = P1 * M$$

$$\alpha_2 = P1 * M + \Delta$$

$$\alpha_3 = P2 * M + 2 * \Delta$$

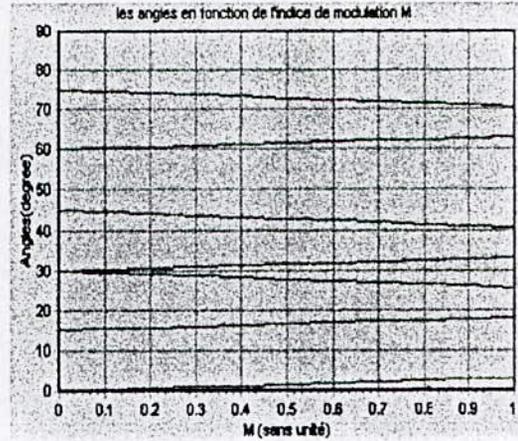
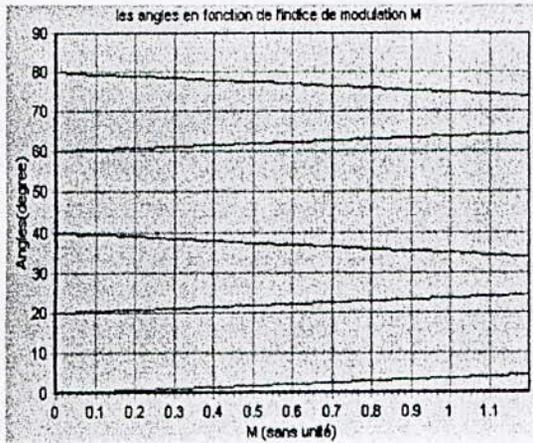
Pour les angles suivante, il suffit de les décalées de Δ :

$$\alpha_i = \alpha_{i-2} + \Delta \quad i = 4, 6, 8, \dots, N-2$$

$$\alpha_{i+1} = \alpha_{i-1} + \Delta$$

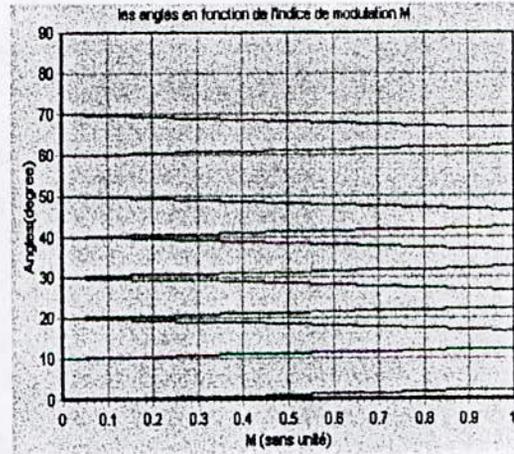
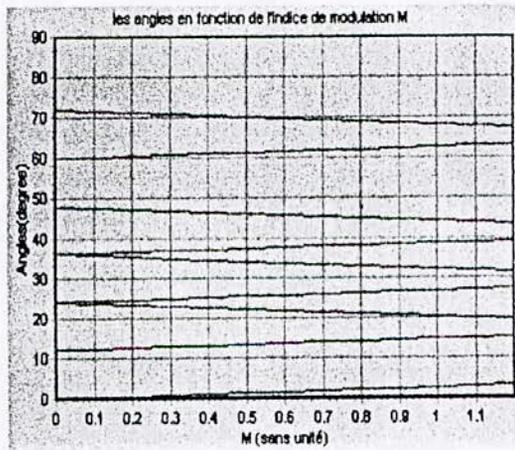
$$\alpha_{N-1} = \alpha_{N-3} + 2 * \Delta$$

$$\alpha_N = \alpha_{N-2} + 2 * \Delta$$



a) N=5

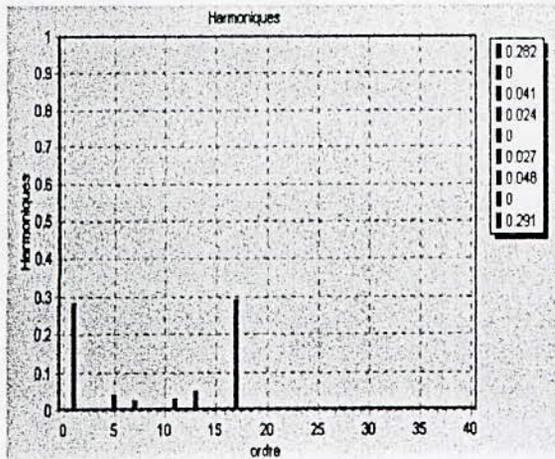
b) N=7



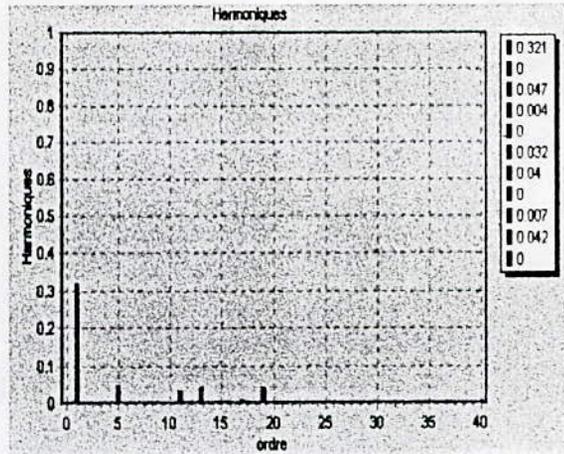
c) N=9

d) N=11

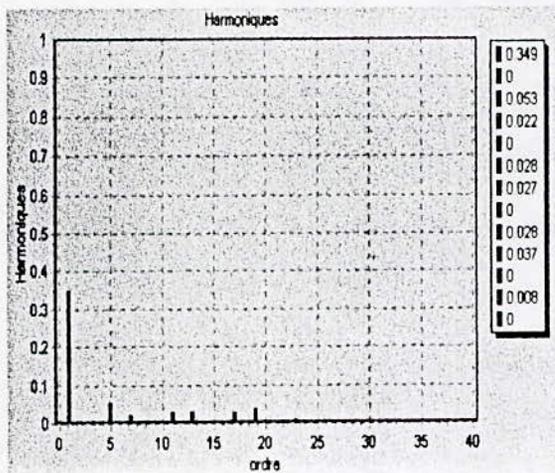
Figure IV.13 : Trajectoire des angles α_i en fonction de l'indice de modulation M (ASHE) ;
 N impair.(a-N=5 ; b- N=7 ; c-N=9 ; d- N=11)



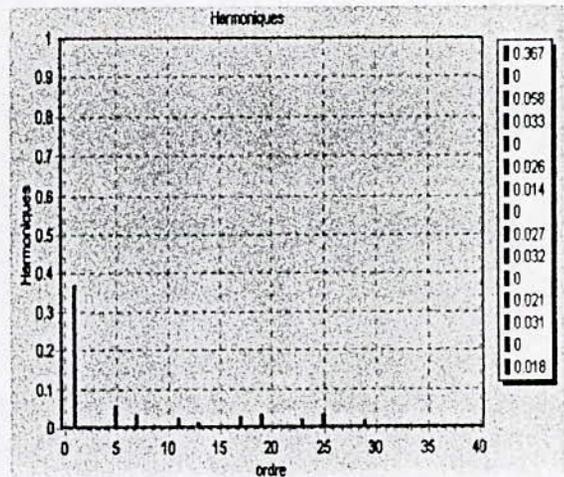
a) N=5



b) N=7



c) N=9



d) N=11

Figure IV.14: Le spectre des harmonique éliminés pour les ordres impaire pour un indice de modulation égal $M=0.5$

IV.3.2.2 Organigramme ASHE :

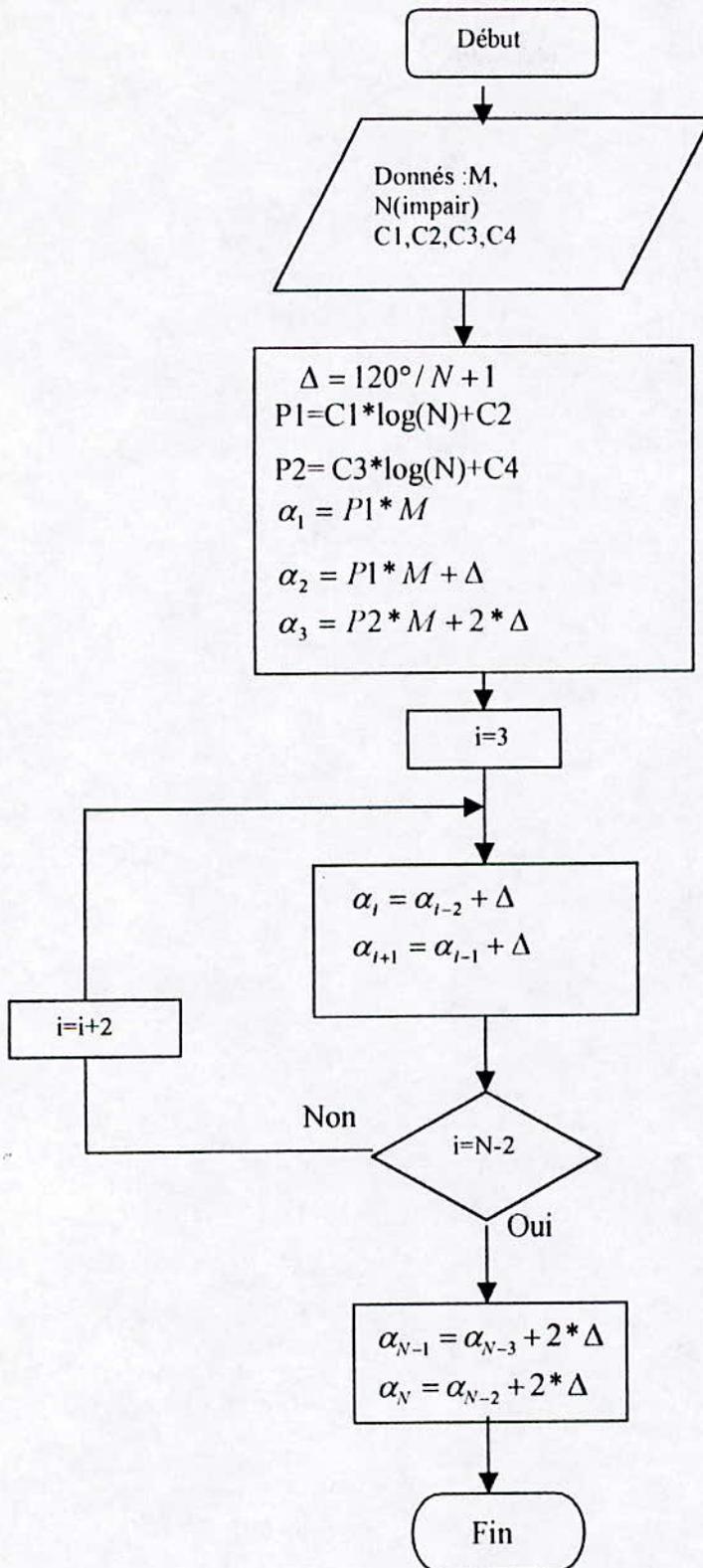
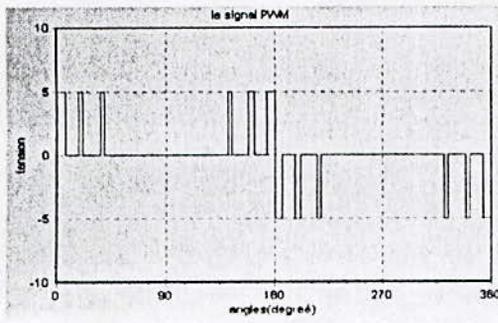
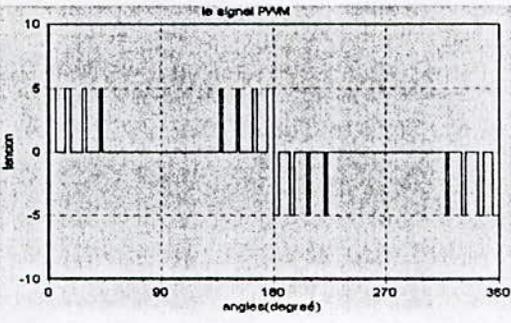
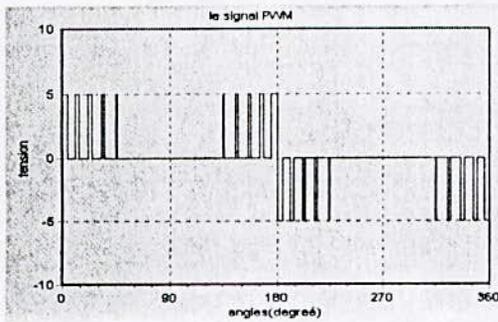


Figure IV.15: Organigramme de génération des angles dans le cas de la ASHE pour des ordres impaires

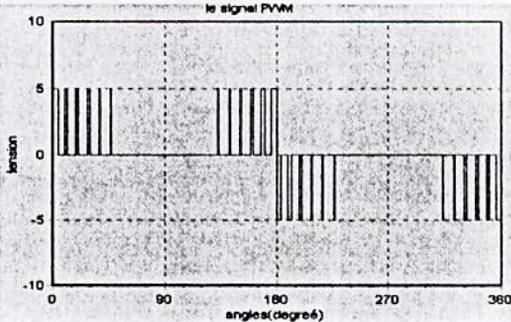
•Le signal PWM



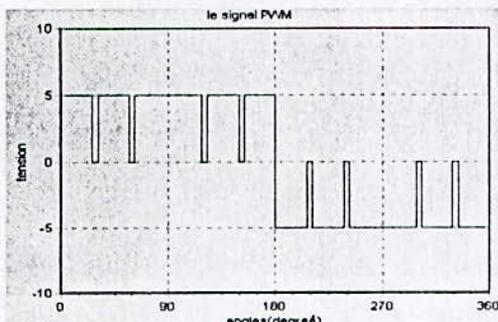
p5



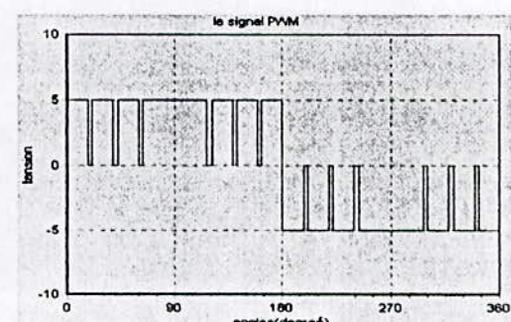
p7



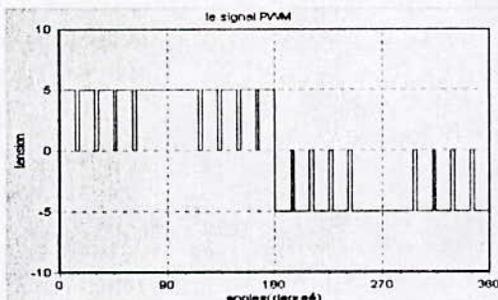
p9



p11

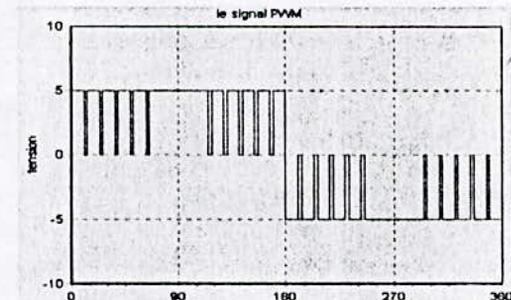


A4



A8

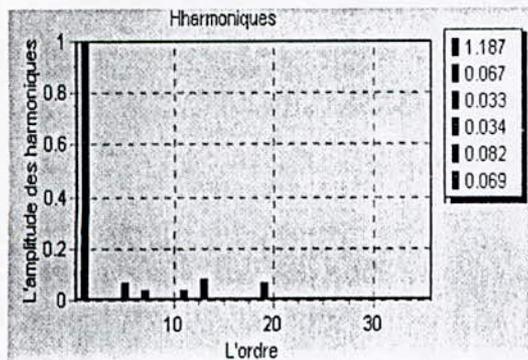
A6



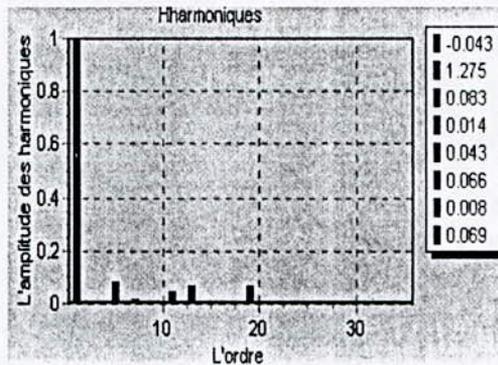
A10

Figure IV.16: Les signaux PWM pour quelque ordres- pure impair - asservi pair

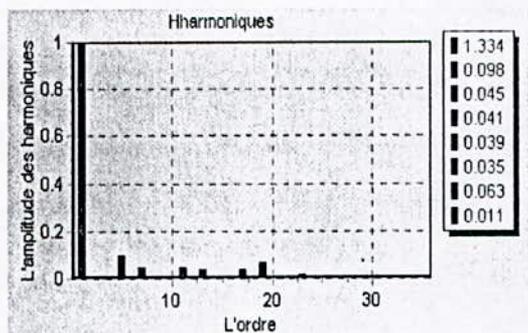
IV.5 Comparaison avec les résultats de l'algorithme de Newton-Raphson :



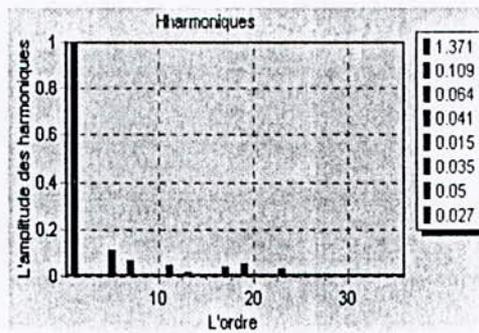
Asser5



asser7

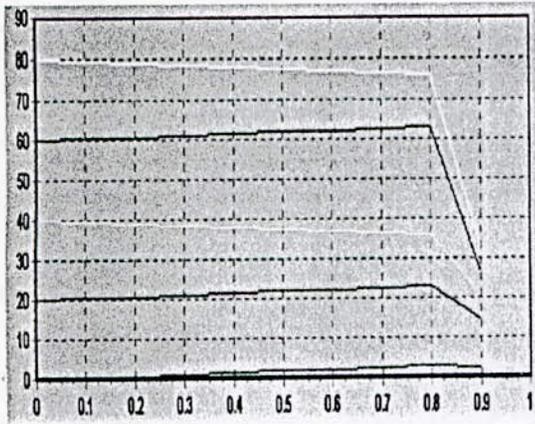


Asser9

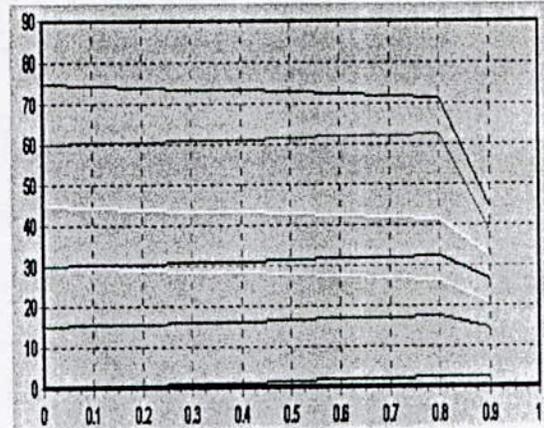


asser11

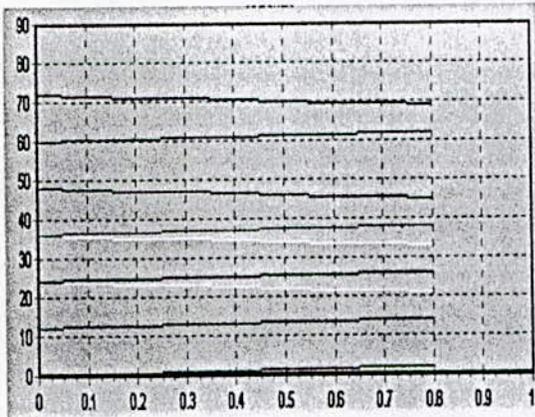
Figure IV.17 : Le spectre des harmoniques éliminés de l'algorithme de Newton-Raphson pour les ordres impaire pour un indice de modulation égal $M=0.5$ (ASHE)



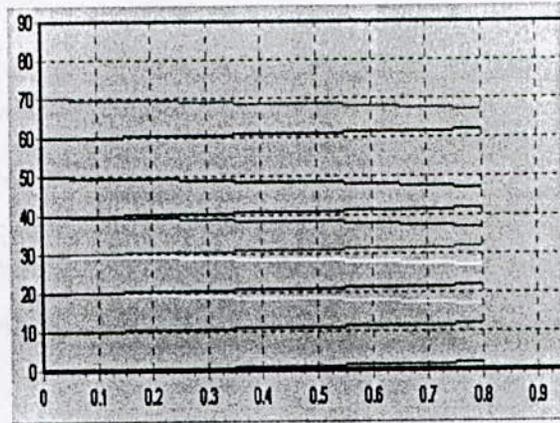
a) N=5



b) N=7



c) N=9



d) N=11

Figure IV.18 : Trajectoire des angles α_i de l'algorithme de Newton-Raphson en fonction de l'indice de modulation $M=0.5$ (ASHE) ; N impair. (a- $N=5$; b- $N=7$; c- $N=9$; d- $N=11$)

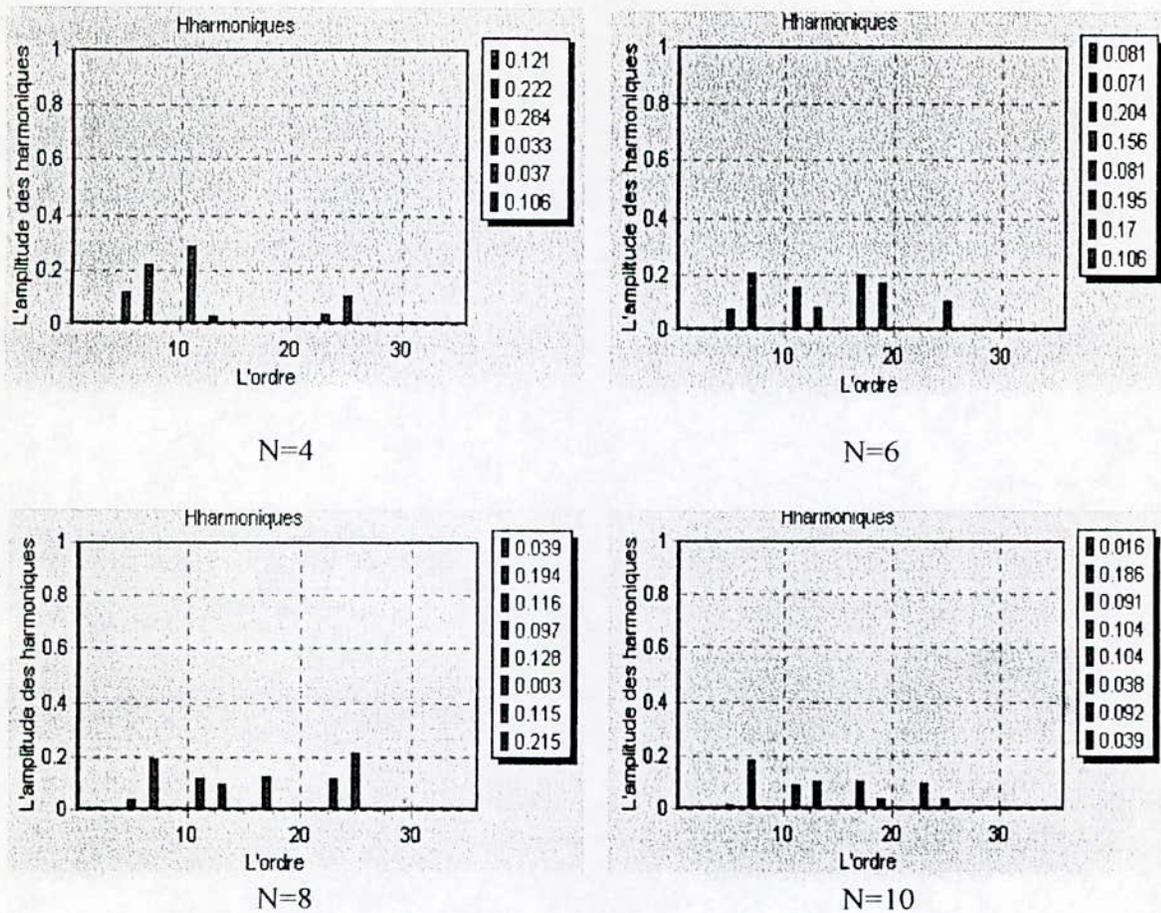


Figure IV.19: Le spectre des harmonique éliminés de l'algorithme de Newton -Ralphson pour les ordres paire sans le fondamental (PSHE)

Remarques et constatations :

- Pour l'ordre pair le fondamental est à un niveau supérieur de celui de M, ceci est dû à l'élimination des cosinus deux à deux
- par contre dans le cas impair le niveau du fondamental est assez proche de M à cause de l'influence de dernier cosinus ayant un effet réducteur sur le fondamental.
- On constate que la compensation de cet inconvienient pour ce cas, est d'avoir un developpement en serie de fourier en (-1) c-à-d le signal commence à son niveau bas, tandis que pour l'impair il commence à son niveau haut.

Conclusion

L'élimination d'harmoniques a plusieurs avantages :

1°) La réduction approximativement de 50 % de la fréquence de commutation (switching frequency) comparée à la SPWM pour la même composante harmonique dominante (qui est le fondamental).

2°) La réduction de la fréquence de commutation contribue à la réduction des pertes de commutation dans les semi-conducteurs.

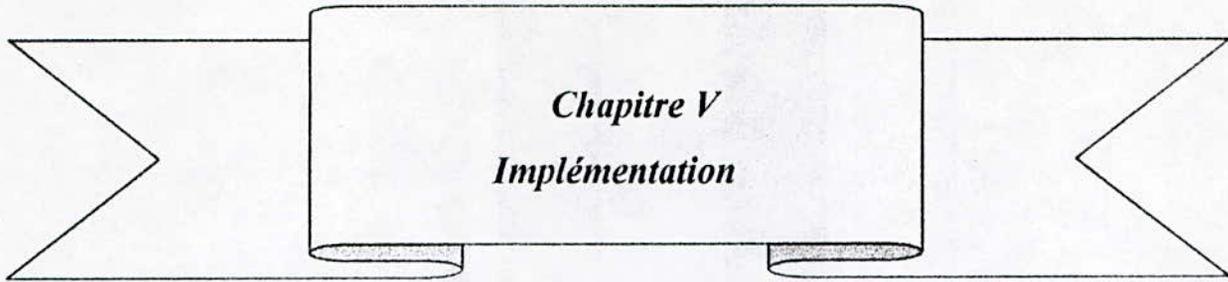
Jusqu'à maintenant le problème majeur était la limitation de cette technique dans les basses fréquences. En effet le nombre d'angles de commutations nécessaires pour produire une bonne qualité du courant est trop grand pour le manipuler analytiquement. On pallie à ces problèmes en utilisant la SPWM pour les basses fréquences et la PPWM aux hautes fréquences.

Grâce à cette technique et utilisant l'algorithme de Newton-Ralphson, on a pu trouver des angles assez proche de la solution exacte. On a aussi comparer les résultats (harmoniques, angles,...)obtenus par cet algorithme et nos fonctions approximatives. Résultats :

- Les harmonique sont minimisés.
- Les fonction sont plus simples, pour pouvoir les implémenter.
- L'obtention d'un signal PWM, et une sortie presque sinusoïdale (AnnexeA).

Les résultats précédents montrent que théoriquement il est possible d'atteindre une sortie presque sinusoïdale. Le choix entre la PSHE et la ASHE dépend de l'application.

Les procédures d'approximation des résultats ont permis d'élaborer des algorithmes pouvant, pour un ordre et une amplitude du fondamental donnés, générer les angles α_i très proches de la solution exacte. Ces angles serviraient soit comme conditions initiales pour l'algorithme de Newton-Ralphson, soit à être implémentés sur microprocesseur.



Introduction

Dans ce chapitre, l'implémentation sur microprocesseur est présentée. On s'intéressera plus à la ASHE pour prendre en considération la variation du fondamental qui est proportionnelle à la variation de vitesse pour un fonctionnement à flux constant. Toutefois, ceci n'empêche pas d'utiliser la PSHE pour des systèmes non asservis.

Ces stratégies peuvent être implémentées offline ou online. La première méthode consiste à mémoriser dans des tables LUT (Look-Up Tables : LUT) les angles de commutations calculés auparavant, puis suivant la valeur de la fréquence présente à l'entrée, générer les angles correspondants. Dans la seconde méthode, on génère en temps réel les angles de commutations calculés par des formules approximatives. Notons qu'on peut combiner les deux méthodes.

L'idée et la manière d'implémentation sont expliquées et illustrées par synoptiques.

Enfin, dans la pratique la réalisation dépend de deux paramètres

- Le HARDWARE : microprocesseur (CPU, l'horloge, le timer, les mémoires, ... etc, et on dispose d'une carte interface PIA/PC qui peut être relié au périphérique spécifié.
- Le SOFTWARE : le programme qu'on doit adapter sur le matériel en exploitant au maximum le microprocesseur

V.1 Implémentation en temps réel : (ON-LINE)

Elle demande un effort et un temps de calcul plus considérable que dans le cas offline.

Les procédures d'approximations trouvées sont exploitées. Au lieu de mémoriser les angles précalculés pour chaque ordre et pour chaque valeur de l'indice de modulation (cas OFF-LINE), pour chaque il suffit de stocker les coefficients, les pentes et les séparations angulaires dans des mémoires ROM. On effectue alors les opérations arithmétiques des formules approximatives pour calculer tous les angles une seule fois. Ensuite on les stocke dans une mémoire RAM, et pour qu'on puisse recevoir ou envoyer ces données au micro, on utilise un interface PIA/PC qu'on peut relier au périphérique spécifié pour générer le signal PWM en temps réel.

En respectant le schéma de la figure (V.1), l'axe des fréquences est divisé en plusieurs segments. Chaque segment $[f_i, f_{i+1}]$ correspond à un ordre N_i fixé. Lorsque N est fixé les angles ne changent que si le fondamental change.

Pour un fonctionnement avec un rapport V/f constant, à une fréquence $f \in [f_i, f_{i+1}]$, lui correspond une certaine valeur de l'indice de modulation et une solution d'angles unique. La fréquence est incrémentée d'un pas Δf .

En résumé, lorsque la fréquence désirée est imposée à l'entrée, elle aiguille la table des adresses, qui à son tour aiguille vers le début d'adresse de la table contenant les coefficients et les pentes.

Ensuite c'est le CPU qui y introduira les largeurs d'impulsions avec le programme assembleur qui les convertit en intervalles de temps.

Il est possible de réduire le temps de calcul en exploitant les symétries à $\pi/2$ et à π . Le second quart d'onde ainsi que le demi cycle suivant peuvent être générés d'une manière similaire en complimantant appropriément les états du signal de sortie.

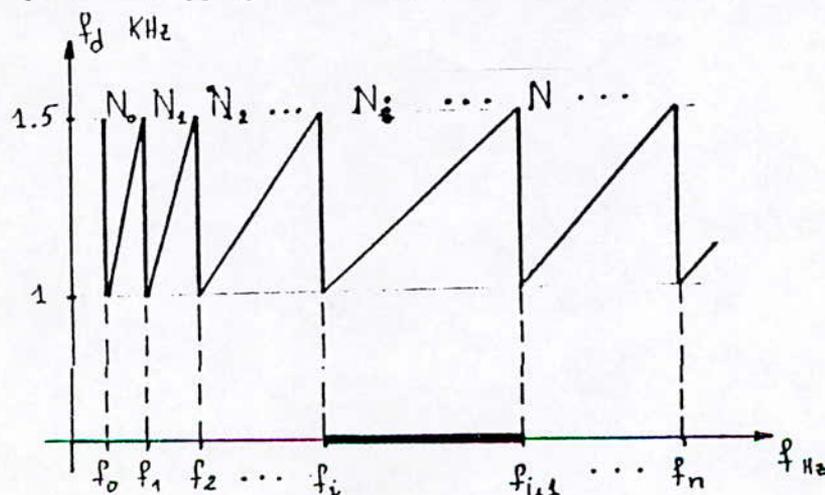


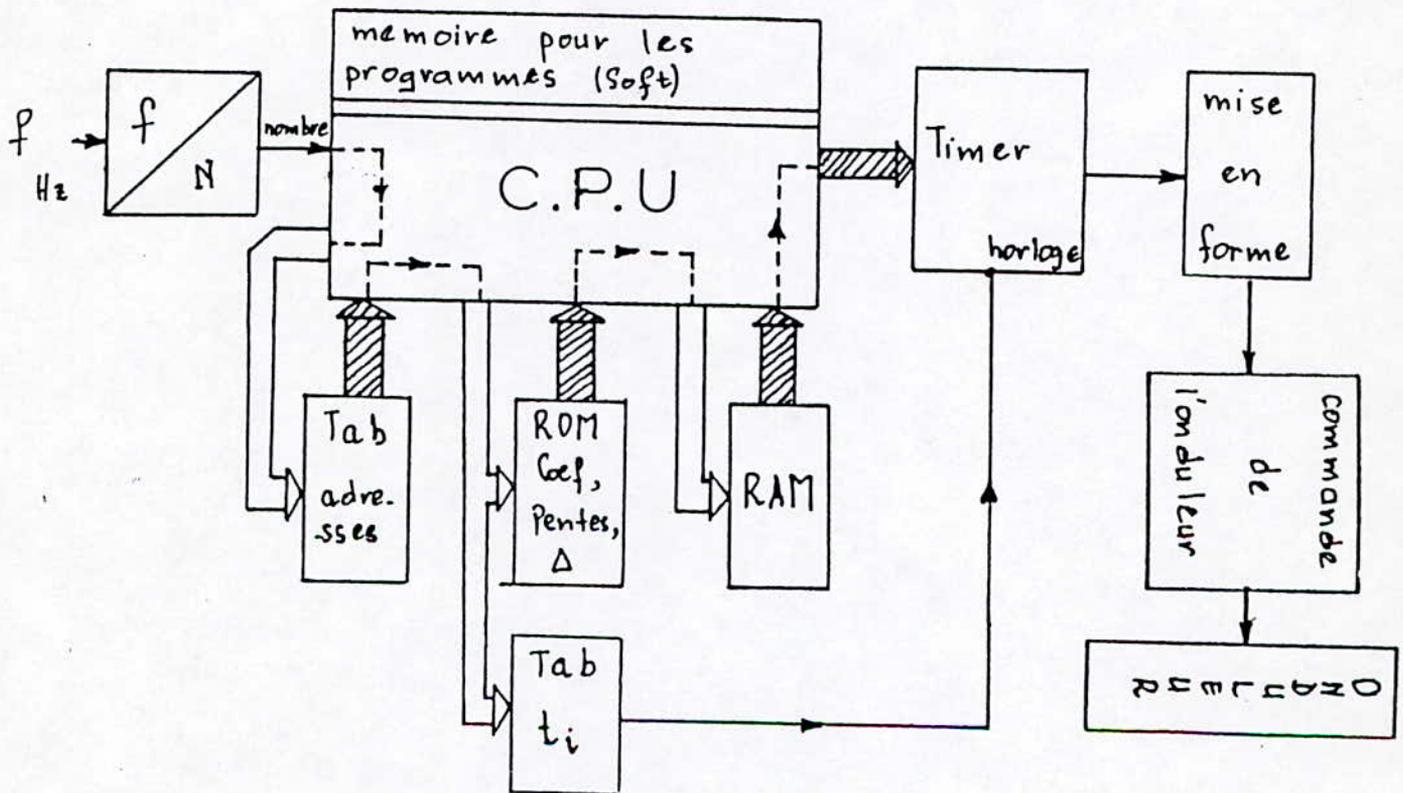
Figure V.1 : Le choix de la plage de fréquence

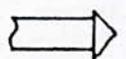
A une fréquence donnée f_i , une quantité angulaire de un degré (1°), lui correspond un temps t_i qui constituera un cycle d'horloge du timer pour cette fréquence.

Calcul De t_i est donné par la formule :

$$t_i = \frac{1}{360^\circ \times f_i}$$

Le schéma synoptique de la configuration complète de l'implémentation est montrée dans la figure (V.2).



 : Bus adresses

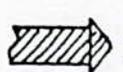
 : Bus données

Figure V.2 : Schéma synoptique ON-LINE

V.1.1 Exemple de mise en formes des signaux :

Soit le cas de la figure V.3. Lorsque les thyristors Th_1 et Th_3 sont conducteurs, on a une tension positive en sortie, et lorsque c'est Th_2 et Th_4 qui sont conducteurs on a une tension négative.

L'amorçage de Th_1 et de Th_3 se fait aux instants des transitions montantes et celui de Th_2 et Th_4 aux instants des transitions descendantes, figure V.3.

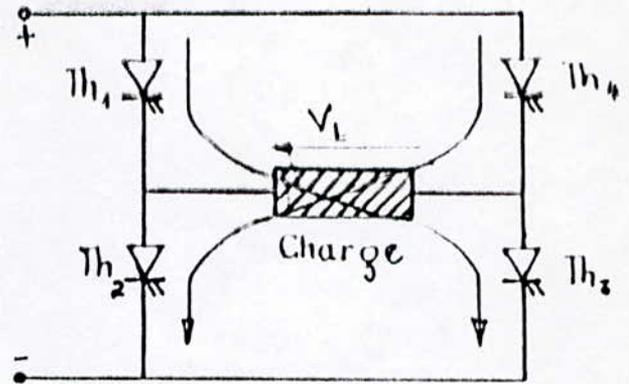


Figure V.3 : Schéma simplifié d'un onduleur

Après dérivation du signal carré PWM (S_{PWM}), on le sépare en deux signaux par des écreteurs de telle manière à ce que les impulsions positives commandent les thyristors Th_1 et Th_3 et que les impulsions négatives commandent les thyristors Th_2 et Th_4 . Le schéma de base est montré sur la figure V.4. Les formes d'ondes des signaux sont montrées sur la figure (V.5).

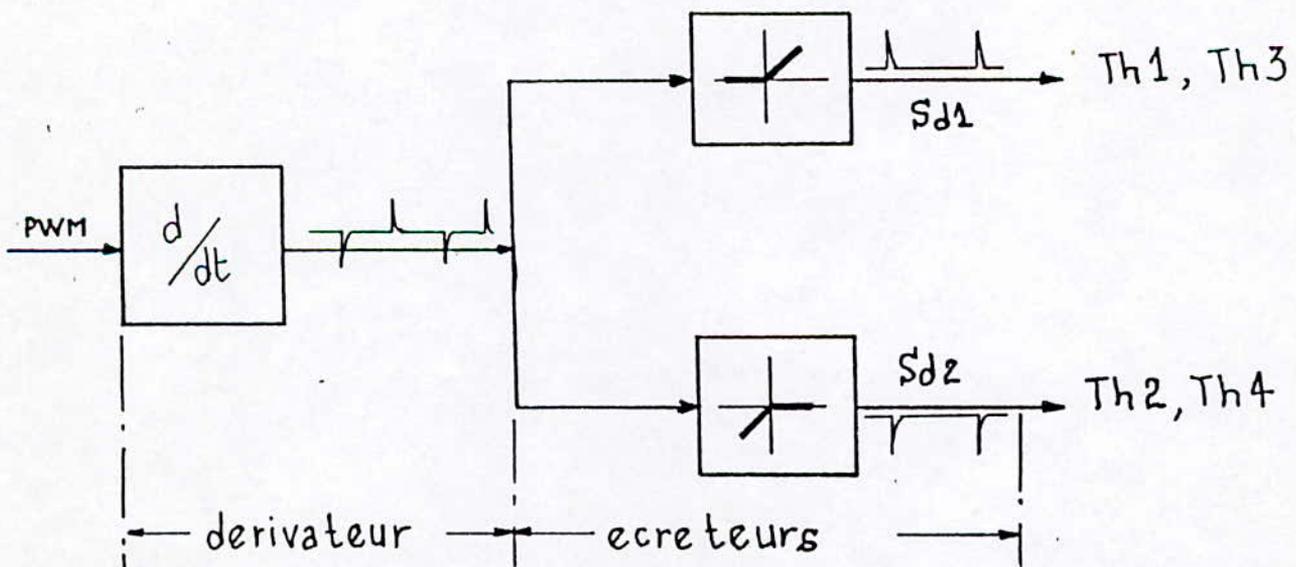


Figure V.4 :Synoptique de la mise en forme des signaux de commande

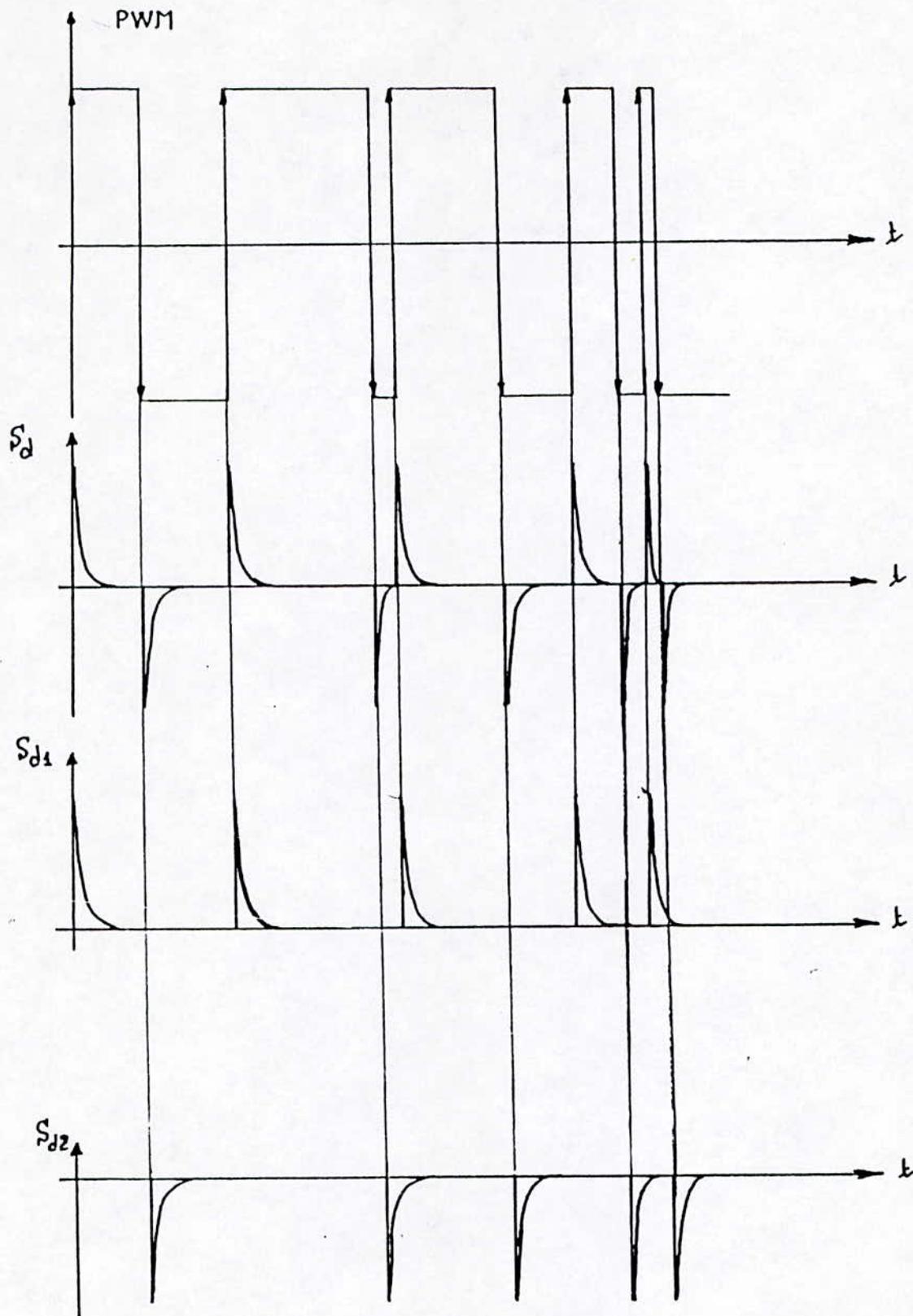


Figure V.5 : Formes d'ondes des signaux de commande

V.2 Carte PIA/PC :

L'interface PIA/PC est constituée autour d'un circuit intégré 8255, associé à un circuit de décodage d'adresse, ainsi qu'un circuit Buffer. Il peut être configuré soit en 16 entrées 8 sorties, soit en 8 entrées 16 sorties. 8 des sorties sont fixées (Port A) et amplifiées.

Le PIA/PC peut être connecté à tous les ordinateurs compatible PC : PC/XT, PC/AT.

L'interface est à enficher dans l'un des connecteurs libres (8 bits) de l'ordinateur. Il peut être aussi reliée grâce à un câble nappe aux périphérique de la gamme :

- carte 4 entrées/4 sorties
- programmeur d'EPROM
- circuit spécial de texte de la carte PIA

ou périphérique de votre choix en respectant le brochage.

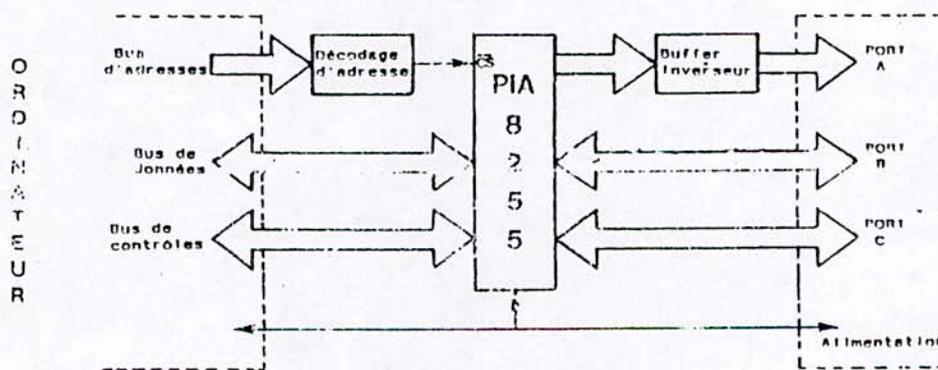


Figure V.6 :Schéma de principe

V.2.1 Décodage d'adresse :

Le 8255 peut recevoir ou envoyer des données au micro que lorsque son entrée CS (chips select) est activée (niveau bas :0). Le décodage d'adresse(74 LS 04 et 74 LS 133) permet d'obtenir ce niveau seulement pour des adresses bien spécifiés.

La zone mémoire réservée pour les cartes connectables de votre PC se situe de l'adresse (hexadécimal) : 300(H)et 31F(H).

Seules 4 adresses sont nécessaires pour commander le PIA 8255. Un strap nous permet de sélectionner 4 adresses basses (strap en A), ou 4 adresses hautes (strap en B).

Donc, on peut ainsi commander deux cartes PIA l'une avec strap en A l'autre avec strap en B)

V.2.2 Programmation du PIA 8255 :

Pour pouvoir configurer le PIA 8255, il faut accéder au registre de contrôle (défini à l'adresse &H313 ou &H317) puis charger les bits de ce registre avec une valeur bien définie.

• Chargement du registre du contrôle

Les bits du registre de contrôle définies à l'adresse &H313 (ou &H317) vous permettent d'actionner le mode (bits 6,5) et de commandes les 3 ports en entrée ou en sortie (bits 0,1,2,3,4)

Le mode 0 sera principalement utilisé pour plus de simplicité. Pour d'autres modes, se reporter à la documentation du 8255.

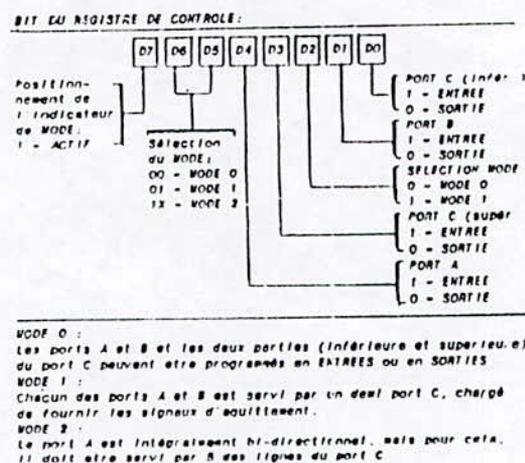


Figure V.7 :Bit du registre du contrôle

V.2.3 Ports entrées/sorties :

Ports d'entrées : seuls les ports B et C peuvent être utilisées en entrée. Un niveau logique haut (1) est établi par une tension positive de +5V sur l'une des entrées. Un niveau logique bas (0) est réalisé par une tension nulle : 0V

Port en sorties :

- Port A : ce port sera toujours configuré en sortie, car les bits PA0 à PA7 disposent d'un circuit spécial buffer inverseur (à collecteur ouvert) ULN 2803.

Ce circuit contient un réseau de 8 transistors Darlington supportant un Vce max de 50V et un courant Ic max de 500mA.(voir schéma ULN 2803)

- PORTS B et C : les ports B et C peuvent être programmées également en sortie. Dans ce cas, le bit de sortie activé au niveau logique haut ne peut fournir qu'un courant de 1nA sous une tension d'environ 5V. Un niveau logique bas fourni une tension nulle.

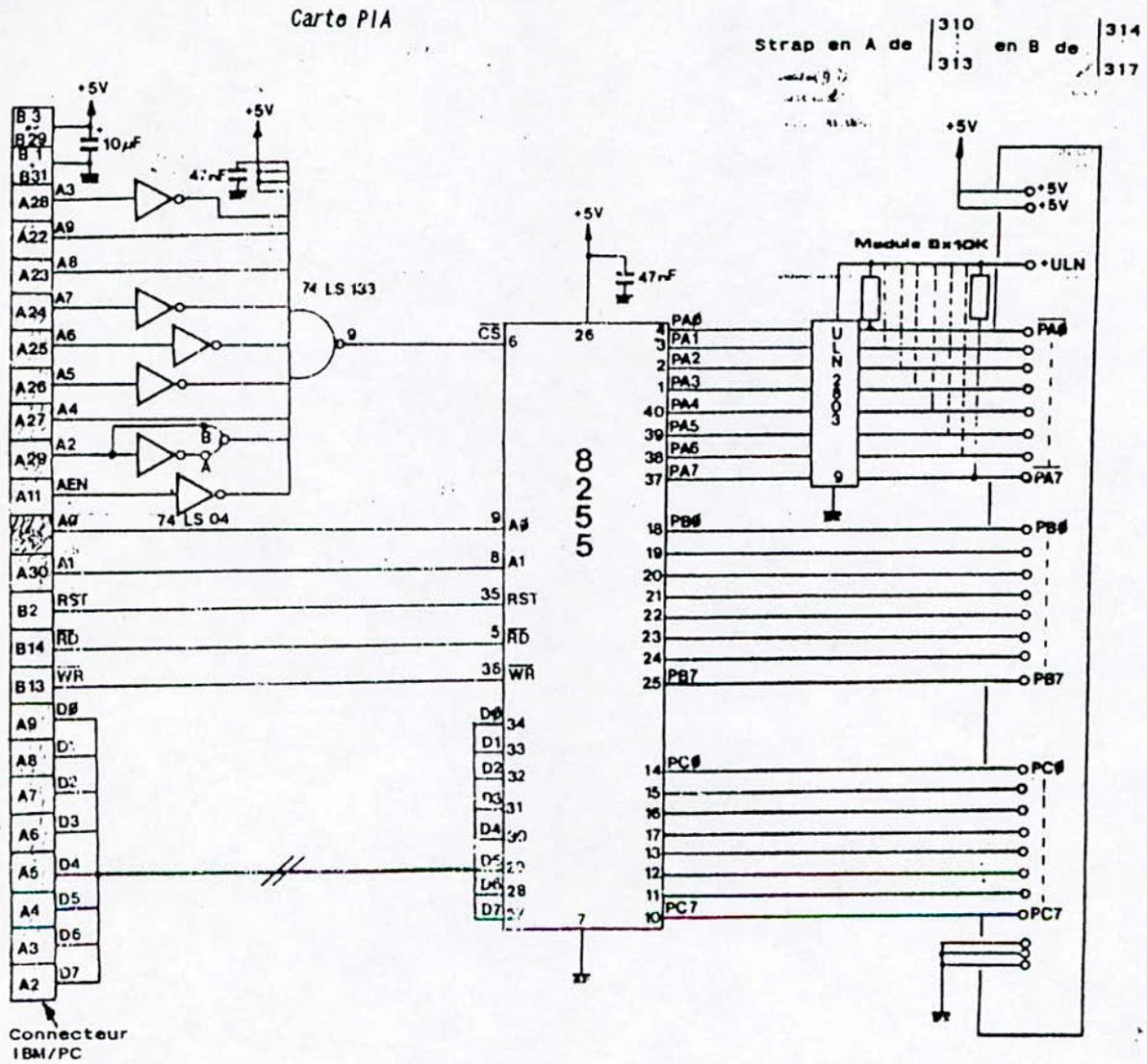


Figure V.8 : Carte PIA

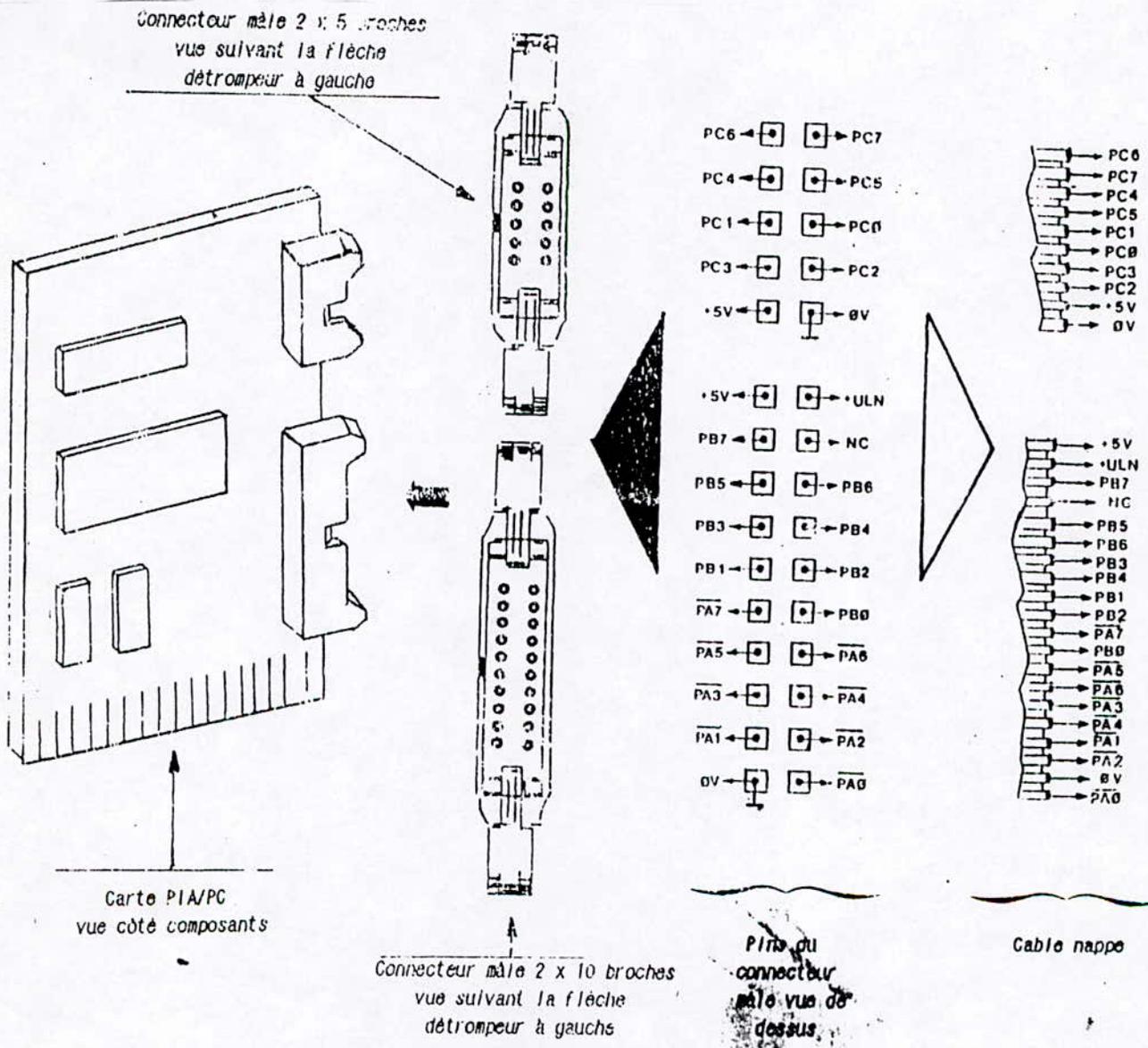


Figure V.9 : Les pins de connexion des ports

V.2.4 Montage du circuit :

La liste des composants :

- PIA 8255
- 74 LS04
- 74 LS 133
- ULN 2803 A
- 3 X 22à 100nF
- 10 μ F/20V
- 709 ou 710 A 103 réseau
- circuit double face percé
- connecteur mâle coudé 2 X 10 broches
- connecteur mâle coudé 2 X 5 broches
- 1 câble informatique 20 conducteurs
- 1 câble informatique 10 conducteurs

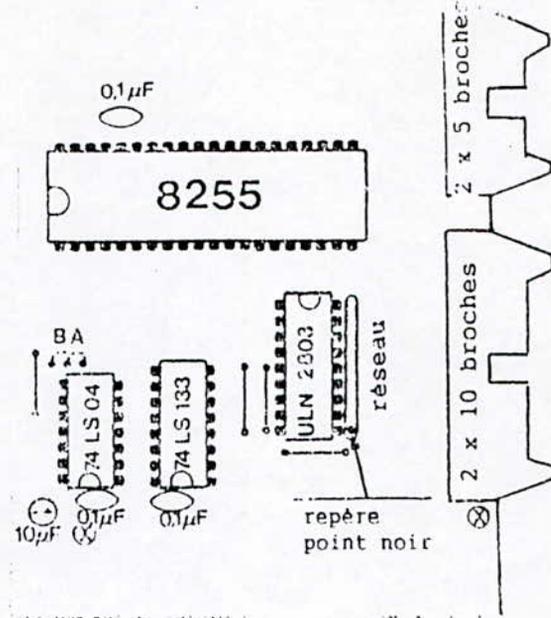
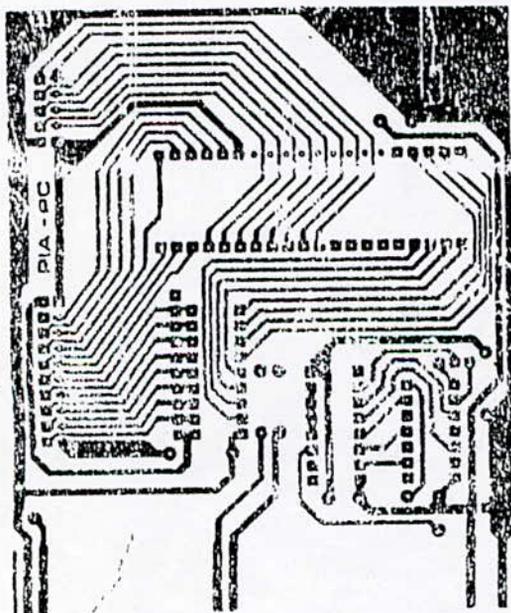


Figure V.10 :schéma implantation

Circuit imprimé



côté cuivre

côté composants

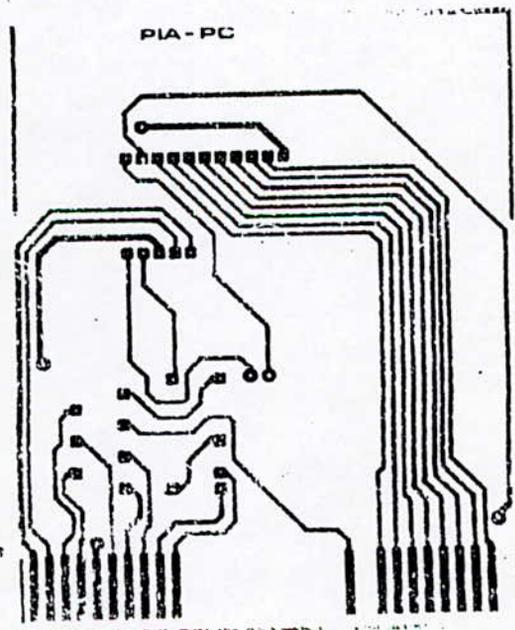


Figure V.11 : Circuit imprimé (coté cuivre ,coté composants)

V.3 Programme assembleur :(Organigramme)

Ce programme est réalisé à l'aide du langage assembleur des microprocesseur 80386 appelé aussi 386, qui est compatible avec tout les processeur d'Intel (486, les Pentium...etc).

Ce programme va générer le signal PWM à l'aide des angles calculées $X[i]$, $i=1, \dots, N$.

En calculant les différences de ces angles, et le nombre du cycle pour chaque durée, on tient la valeur de 1 dans le port de sortie choisit pendant cette durée.

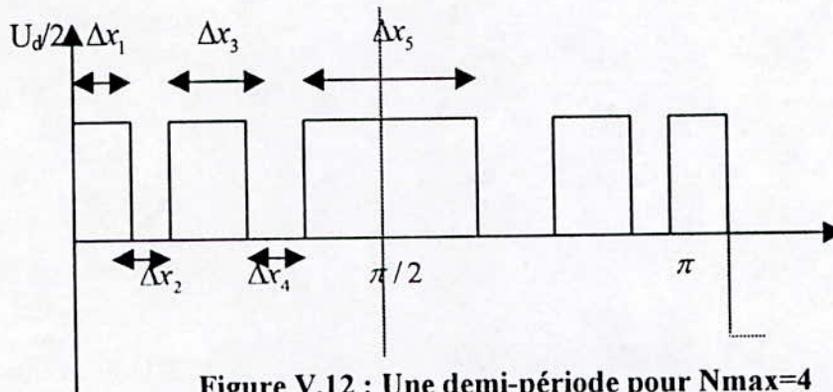


Figure V.12 : Une demi-période pour $N_{max}=4$

•La différence d'angle :

$$\text{deltax}[1]=X[1]/360$$

Pour $i=2$ jusqu'à N_{max}

$$\text{deltax}[i]=(X[i]-X[i-1])/360$$

$$\text{deltax}[N_{max}+1]=2*(1/4-X[N_{max}]/360)$$

•Pour les cycle d'horloge pour chaque différence d'angle :

$$Nc[1]=((fh/ptr)*\text{deltax}[1]-75)/13$$

Pour $i=2$ jusqu'à N_{max}

$$Nc[i]=((fh/ptr)*\text{deltax}[i]-62)/13$$

$$Nc[\text{max}]=((fh/ptr)*\text{deltax}[N_{max}]-65)/13$$

Sachant que :

fh :Fréquence d'horloge

ptr : fréquence du travail

p : c'est le pointeur de $Nc[i]$

max= $N_{max}+1$

adr1=0x310

adr2=0x311

adr3=0x312

Selon l'organigramme suivant :

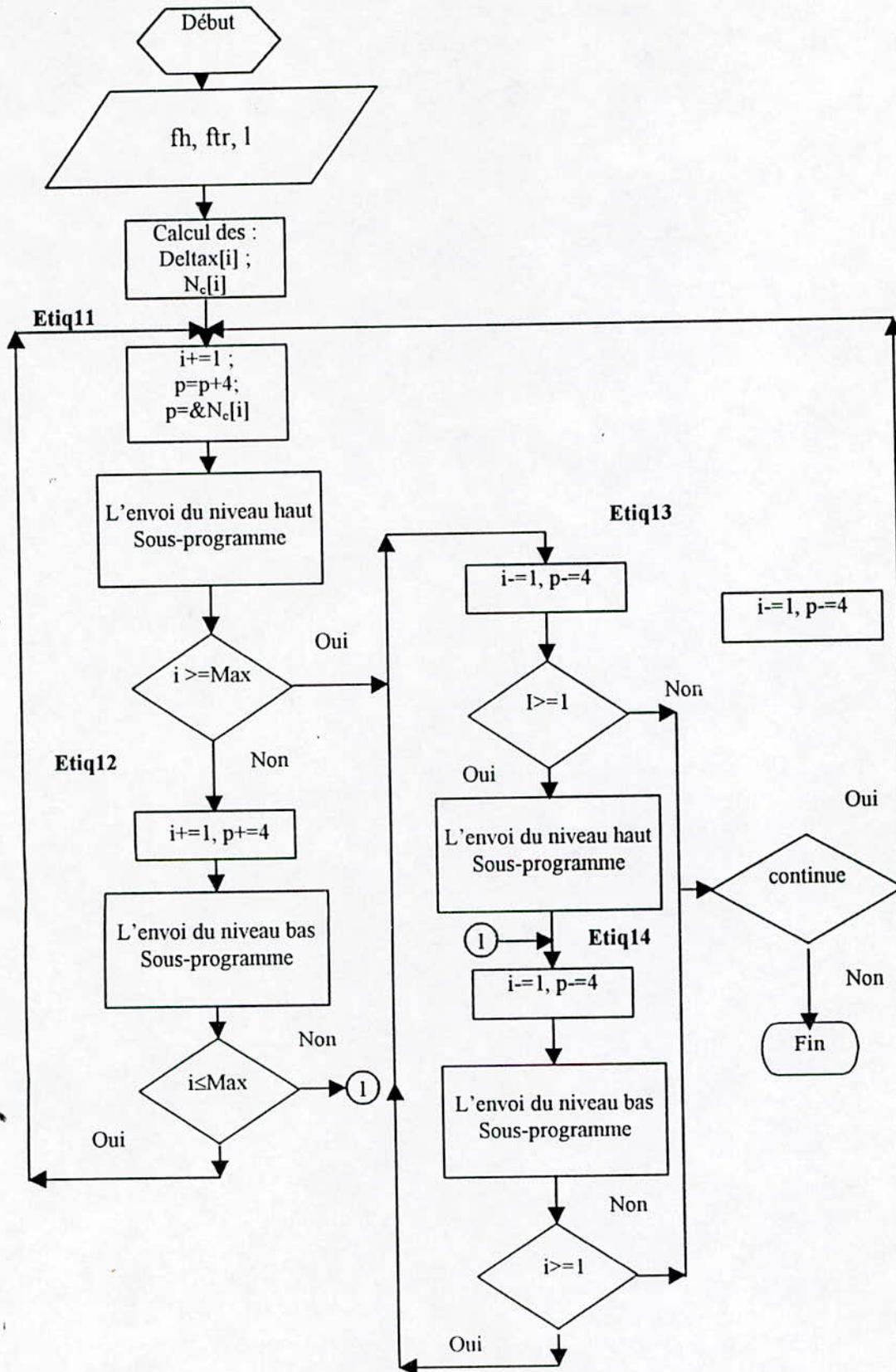


Figure V.13 : Organigramme de l'envoi du signal MLI(PWM) pour une demi-période

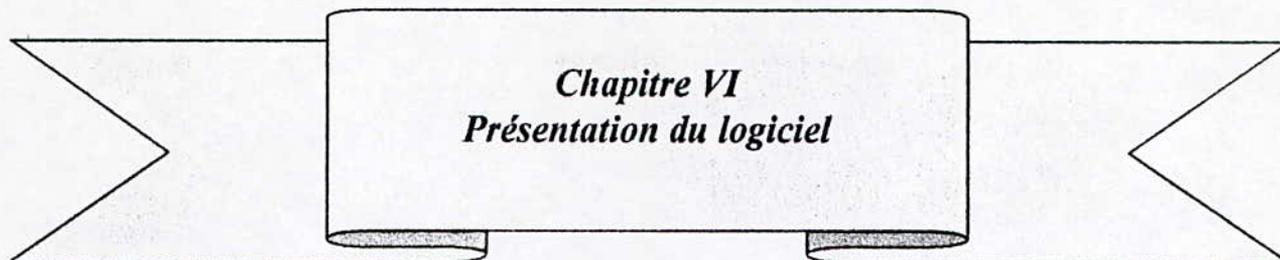
Le programme correspondant à cet organigramme est dans l'Annexe C, avec quelques explications de la méthode du travail.

Conclusion

Donc, la génération du signal PWM, en divisant le port en deux c'est à dire 4 pins pour la tension positive (demi-période) et 4 pins pour la tension négative, est réussie.

L'organigramme génère la première demi-période, pour la seconde c'est la même chose mais au niveau de la sortie, il faut inverser le signal car la tension de sortie des ports est toujours positive.

En additionnant ces deux sorties, on a obtenu le signal entier sur l'oscilloscope en un temps réduit et ça grâce aux performances du matériel utilisé.



Introduction

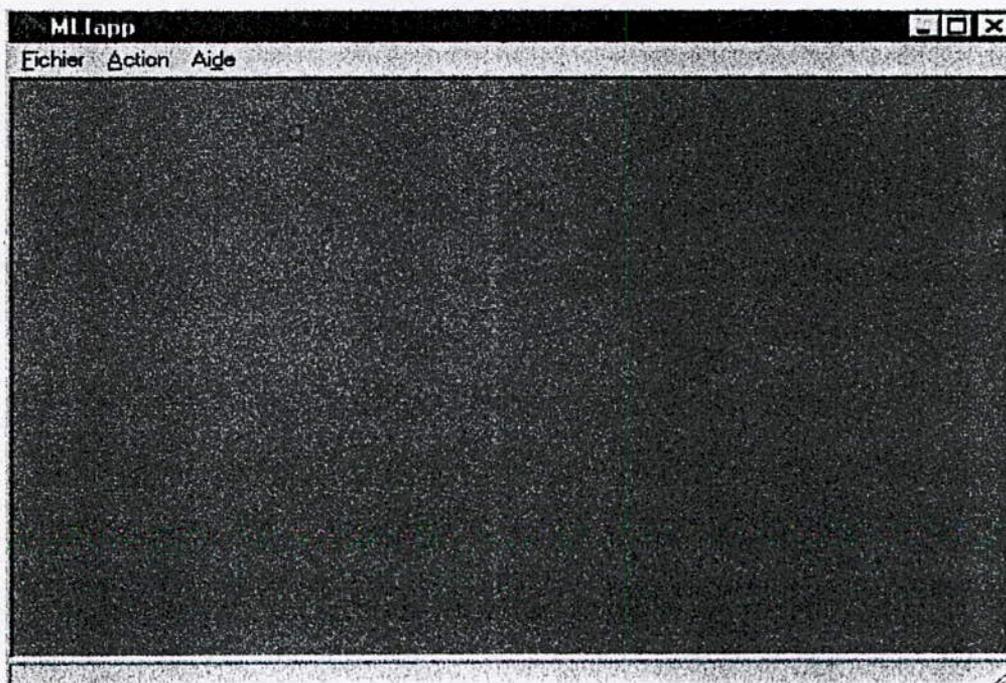
Notre logiciel est une application réalisée sous environnement Windows, par le langage de programmation orienté objet Borland C++Builder **version 3 "Client serveur"**. Ce dernier est un environnement de programmation visuelle permettant le développement rapide (RAD) d'applications classiques ou client/serveur pour Microsoft Windows 95 et Windows NT. En utilisant C++Builder, il est possible de créer des applications Windows extrêmement efficaces avec un codage manuel réduit au minimum.

C++Builder fournit une bibliothèque complète de composants réutilisables et une suite d'outils de conception RAD, y compris des modèles d'applications, des modèles de fiches et des experts de programmation.

L'application a été réalisée à l'aide d'un micro ordinateur doté d'un micro processeur Pentium MMX, avec une vitesse d'horloge de 233 Méga-Hertz et une RAM de capacité 16 Méga-Octet avec une mémoire cache de 512 kilo-Octet de capacité

VI.1 Manuel d'utilisation du logiciel :

La fenêtre principale est présentée comme suit :



VI.1.1 Le menu principal :

◆◆ **Fichier**

Fichier	Action	Aide
nouveau		Alt+N
ouvrir...		Alt+O
enregistrer		Alt+E
enregistrer sous...		Alt+S
Fermer		Alt+F
Fermer Tout		Alt+T
Envoyer		Alt+V
Quiter		Alt+Q

Nouveau :
Ouvrir : Permet de charger une image BMP à partir d'une boîte de dialogue.
Enregistrer/ sous : Permet de sauvegarder l'image résultat sous un nom du choix de l'utilisateur.
Fermer : Cette commande permet de fermer la fenêtre active.
Tout fermer : Permet de fermer toutes les fenêtres.
Envoyer : Exécute le programme d'envoi des données à la carte
Quitter : Permet de quitter le logiciel en fermant toutes les fenêtres ainsi la fenêtre principale.

◆ **Action**

Fichier	Action	Aide
	Execute	Alt+E
	Pure	▶
	Asservis	▶
	Configuration	Alt+C

Execute : Permet d'ouvrir le sous menu .
Pure : Cette commande permet d'ouvrir le sous-menu en sélectionnant la technique pure
Asservis : Cette commande permet d'ouvrir le sous-menu en sélectionnant la technique Asservie

◆ **Execute (sous-menu)**

parametres calculés		système d'equations avant triangularisation				
angles [M]	resultat du calcul	Angles(N)	système d'equations après triangularisation			
M=	Alpha1	Alpha2	Alpha3	Alpha4	Alpha5	Alpha6
0	0	12	24	24	36	36
0.1	0.2638781	12.2638779	23.6156502	24.2638779	35.6156502	36.2638779
0.2	0.5277562	12.5277557	23.2313004	24.5277557	35.2313004	36.5277557
0.3	0.7916343	12.7916346	22.8469505	24.7916336	34.8469505	36.7916336

Sous-menu : il contient par rapport au menu principale:
Affichage : choisir le Zoom, l'échelle et la couleur des graphes
Graphie : Affichage du graphe des angles en fonction de M ou N, le signal PWM , le spectre des harmoniques, et la sinusoïde.
Fenêtre : Gestion des fenêtres(cascade, horizontale, ...), et réduction

◆ **Pure**

Pure

Fichier	Action	Aide
	Execute	Alt+E
	Pure	▶
	Asservis	▶
	Configuration	Alt+C

Triphasé	▶	Pont
Monophasé	▶	Demi pont

Pure : on choisit la technique d'élimination des harmoniques(pure) pour un système triphasé ou monophasé conçu en pont ou en demi-pont.

◆ **Asservis**

Fichier	Action	Aide
	Execute	Alt+E
	Pure	▶
	Asservis	▶
	Configuration	Alt+C

Triphasé	▶	Pont
Monophasé	▶	Demi pont

Asservi : on choisit la technique d'élimination des harmoniques(Asservi) pour un système triphasé ou monophasé conçu en pont ou en demi-pont.

Configuration

Fichier	Action	Aide
	Execute	Alt+E
	Pure	▶
	Asservis	▶
	Configuration	Alt+C

Configuration: affiche la fenêtre des paramètres.

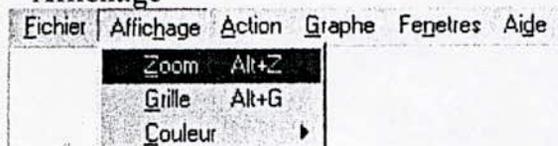
◆◆ **Aide**

Fichier	Action	Aide
	A propos...	Alt+P

Aide : A propos du logiciel.

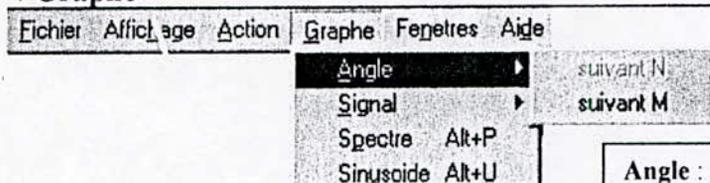
Le sous-menu

Affichage

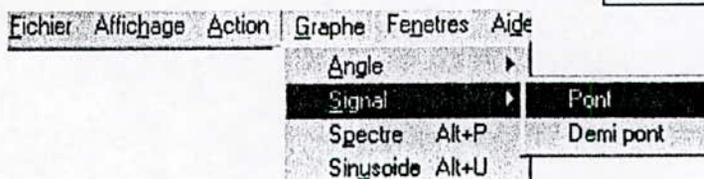


Affichage : réglage du Zoom, l'échelle, et choix de la couleur

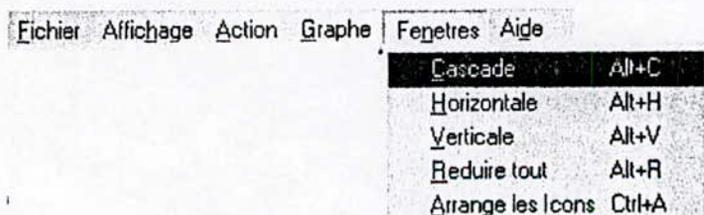
◆ Graphe



Angle : Affiche le graphe des angles de commande en fonction soit de l'indice de modulation M ou de l'ordre N
Signal : Affiche le signal MLI (PWM)
Spectre : Donne l'amplitude des harmoniques éliminé
Sinusoïde : donne le signal sinusoidale résultant



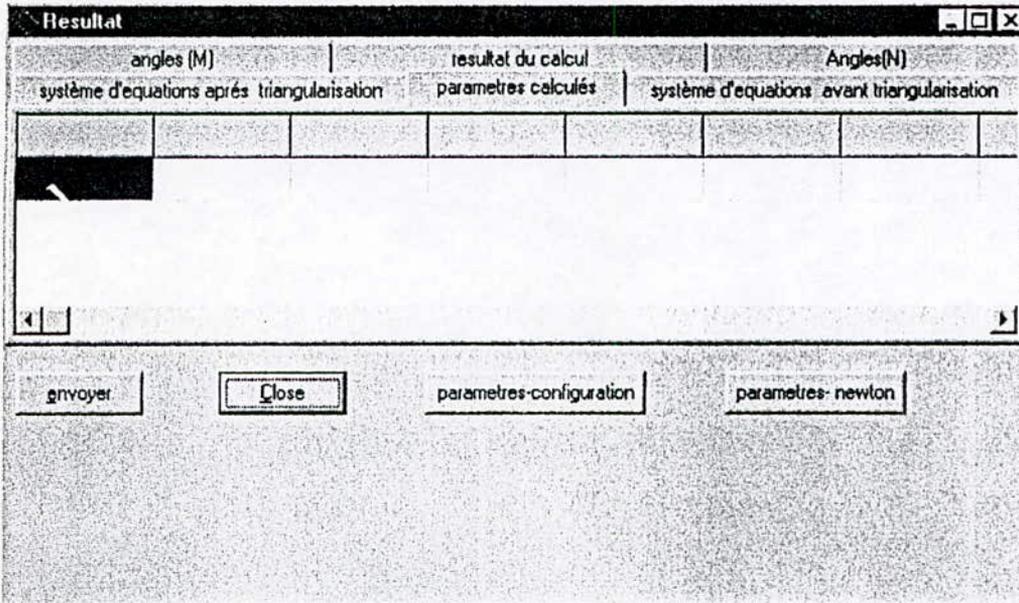
◆ Fenêtre



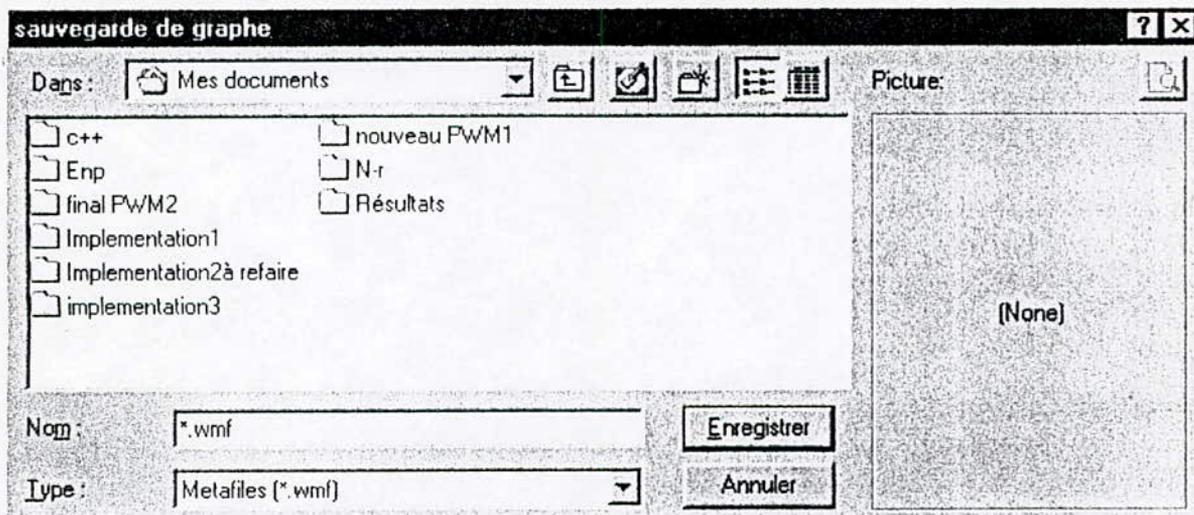
Gestion des fenêtres que ce soit en cascade ou Horizontale ou Verticale, Plus, il y a réduction des fenêtres et arrangement des icons

VI.1.2 Boîtes de dialogue et Fenêtres d'affichage :

◆ Boîte de dialogue « nouveau »

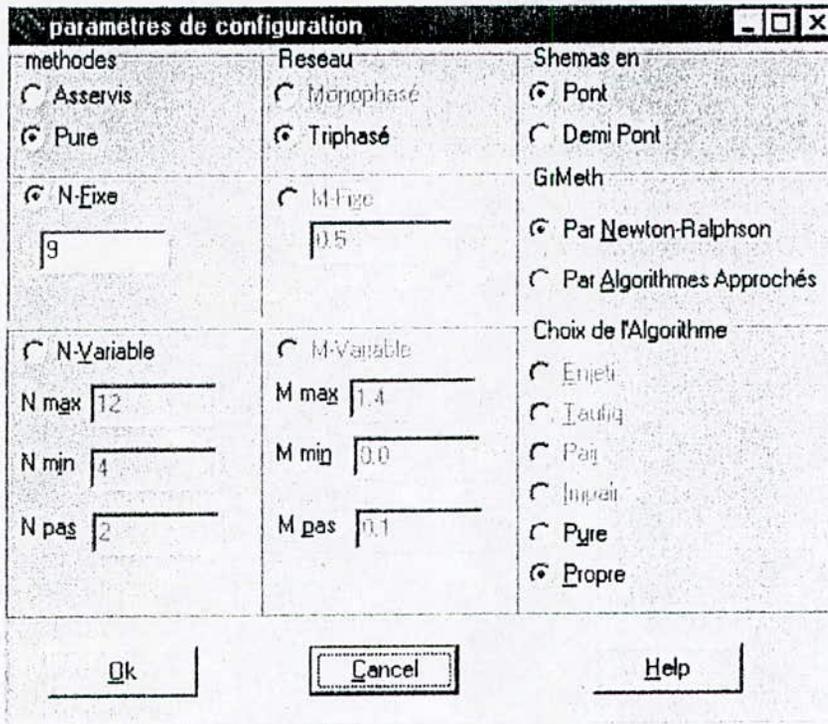


◆ Boîte de dialogue "Enregistrer sous"



Les boîtes de dialogue de chargement et de sauvegarde des graphes. Les fichiers sont d'extension *.wmf, *.bmp, *.emf.

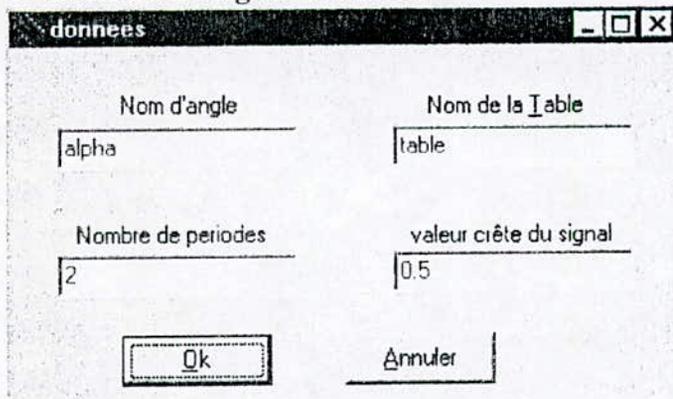
◆ Boite de dialogue "Paramètres de configuration "



Cette fenêtre est principale grâce à ces fonctionnalités, on peut choisir la technique d'élimination d'harmoniques avec ses deux types (la méthode ASHE ou PSHE) ,on choisit le réseau ainsi la structure utilisée (pont ou demi-pont). De la, on utilise pour déterminer les angle de commande soit l'algorithme de Newton-Raphson ou les algorithmes approchés tout en sélectionnant le choix des conditions initiales pour l'algorithme de Newton-Raphson.

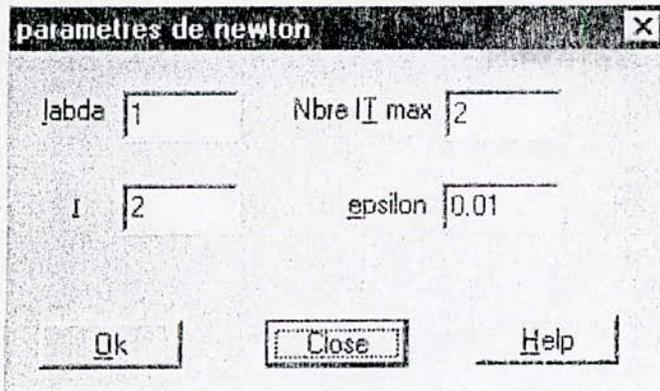
On peut aussi avoir le graphe de la variation de ces angles en fonction ,soit de l'indice de modulation M, soit de l'ordre du système N(nombre des angles) en sélectionnant cette plage de variation, ainsi que le spectre des harmoniques et le signal MLI (PWM) , et le signal sinusoïdale

◆ Boite de dialogue "Données"

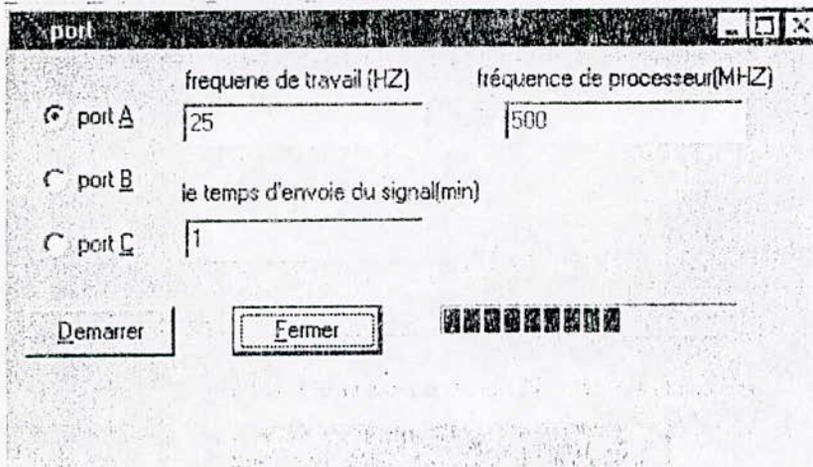


Cette fenêtre crée une table dont on spécifie le nom ainsi que le nom du champ des angles calculées. On donne le nombre de période de la sinusoïde et sa valeur Crête.

➤ Boite de Fenêtre des paramètres de Newton-Rapnson



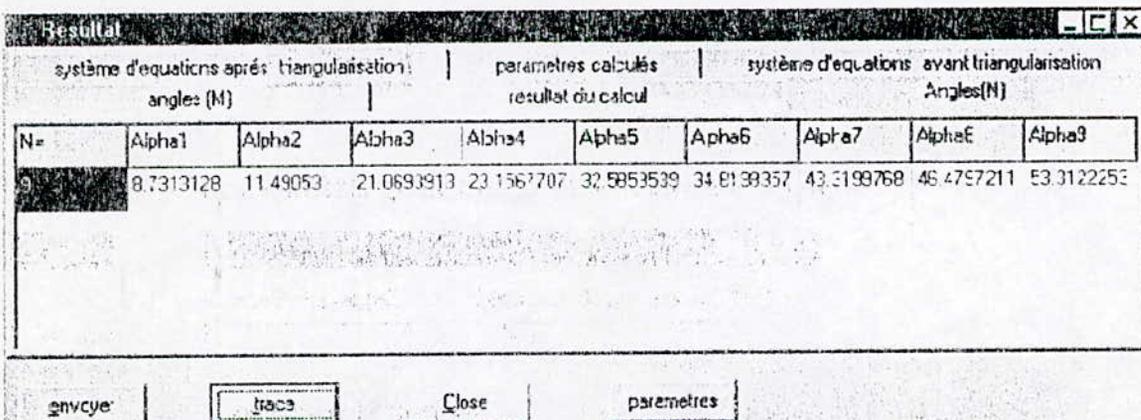
➤ Boite de Fenêtre d'affichage de l'envoi des données à la carte



Dans cette fenêtre ,on choisi le port de transmission de données, la fréquence du travail désirée, du microprocesseur, et lance le programme assembleur qui assure la transmission.

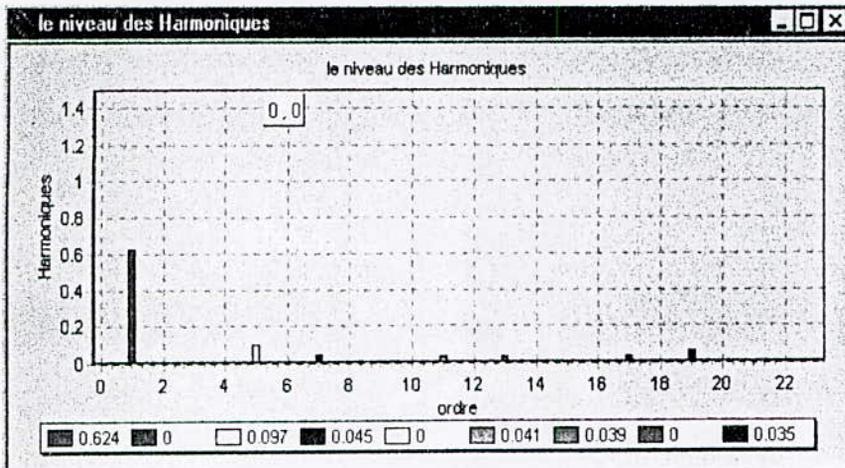
◆ Fenêtres d'affichages

Fenêtre d'affichage des résultats de calcul :

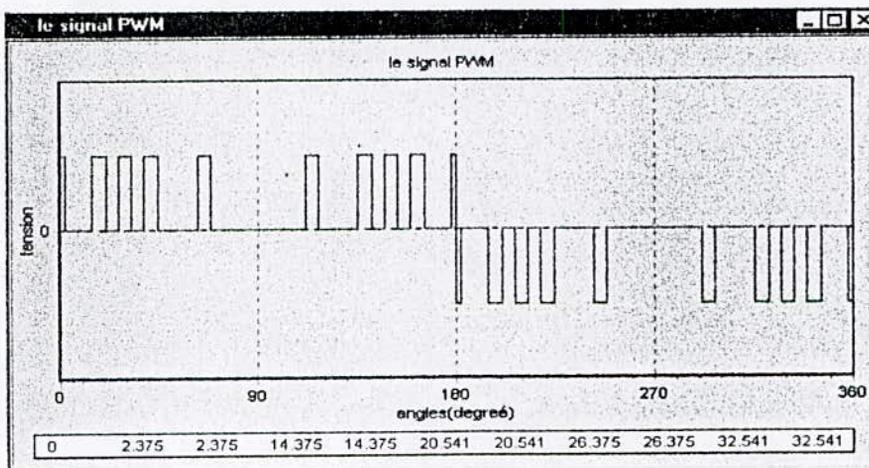


Tout les calculs obtenus se trouvent dans cette fenêtre que se soit les angles pour chaque M ou N le système à résoudre dans l'algorithme de Newton-Raphson (la matrice de triangularisation,... etc)

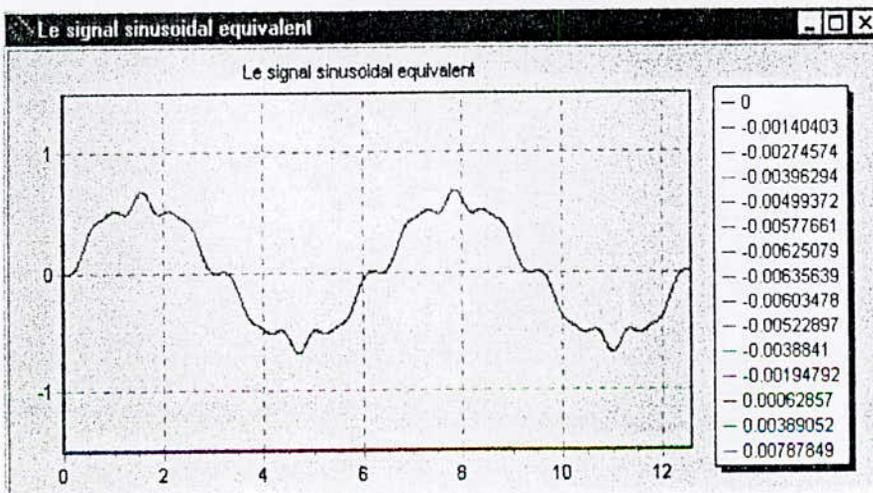
➤ Fenêtre d'affichage « Harmoniques »



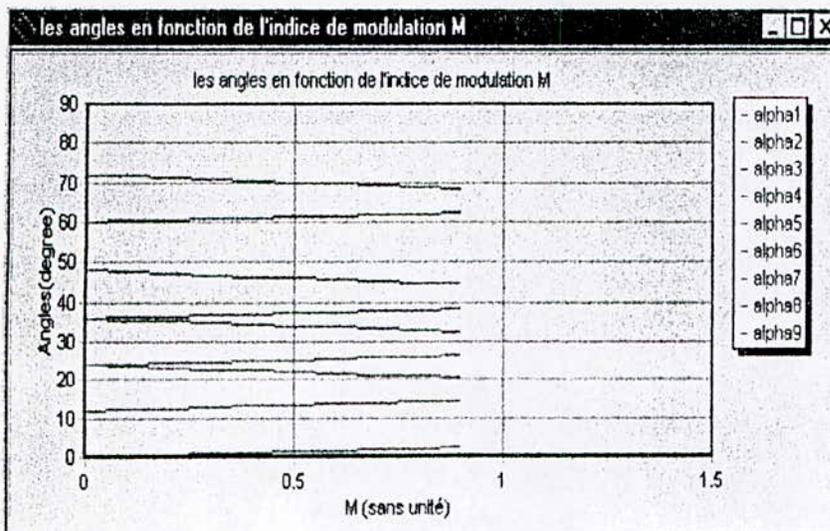
➤ Fenêtre d'affichage du signal MLI « PWM »



➤ Fenêtre d'affichage du signal de sortie «la sinusoïde »



Fenêtre d'affichage des angles en fonction de M



➤ Fenêtre d'affichage A propos

Implémentation d'une technique numérique pour la génération de signaux ML

Projet de Fin d'Etude
pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

Proposé par:
Mr. C. Larbes et Mr. M.S. AitChelkh

Etudié et Réalisé par:
Mr. A. Boudekane et Melle F. Sekiri

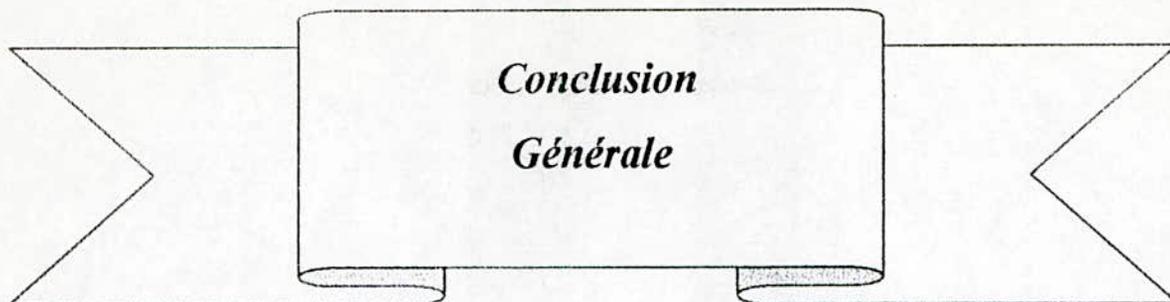
© F&A_ENP 1999-2000

Version 1.0

Ok

Conclusion

Ce logiciel nous a permis de donner à notre projet son aspect pratique. Il englobe ainsi les outils qui nous ont permis de faire l'étude de la modulation en Largeur d'Impulsion calculée; et de nous confronter aux problèmes pratiques des techniques utilisées. Toutefois même si la partie pratique reste la finalité dans tout travail dont l'interprétation est une démarche importante dans la détermination des angles de commande des onduleurs, et qui sont présentées dans ce logiciel.



Conclusion Générale

L'objectif principal de ce travail, est de générer en temps réel les signaux de commande MLI d'un onduleur. Nous avons réussi à approximer et à implémenter de bons algorithmes numériques pour le calcul des angles, en résolvant un système d'équations, associées à l'élimination d'harmoniques PWM, dans les deux cas pure et asservie.

La difficulté majeure dans ce genre de problèmes est de trouver des conditions initiales assez proches de la solution, pour assurer la convergence de l'algorithme.

Ce problème a été résolu en développant un algorithme qui permet d'avoir des résultats avec de bonne précision, proche de la solution exacte, en un temps minimal permettant ainsi d'initialiser le processus itératif.

La génération des angles de commutation du signal PWM dépend de la distribution d'énergie sur le domaine spectral bien défini, de façon à avoir un fondamental important d'une part, et d'autre part une réduction d'harmoniques. De la, notre signal de sortie est proche de la sinusoïde à la fréquence du fondamental. Les angles obtenus par ces algorithmes approchés répond à ces critères .

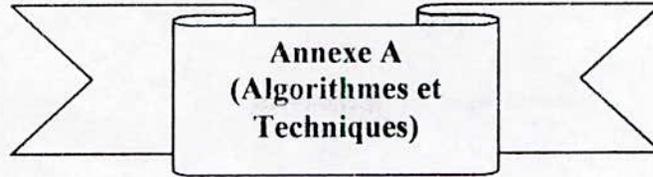
Les angles calculés en monophasés sont applicables au triphasé mais l'inverse est faux.

Nous avons concrétisé notre travail à travers un logiciel (MLIapp), qui est un outil de calcul et d'étude de différents techniques pour la génération de signaux de commande des onduleurs à travers une carte PIA. Ces signaux sont visualisés sur un oscilloscope.

Notre application fonctionne sous Microsoft Windows 95/98.

En perspective, une implémentation pratique sur un microcontrôleur afin de commander un onduleur triphasé, est envisagée dans notre laboratoire d'énergie solaire pour une application dans le pompage photovoltaïque.

Enfin, grâce à ce travail nous avons amélioré nos connaissances en électronique de puissance, l'électronique numérique, ainsi que dans le domaine informatique (Hardware et Software).



• Algorithmes utilisés pour l'implémentation On-Line

1- Algorithme d'ENJETI [ENJ.87] :

L'algorithme est basé sur la génération de deux groupes de droites avec des pentes positives et négatives en approximant le modèle de la solution exacte. L'algorithme est valide pour n'importe quel degré de liberté N (N impair et $N > 3$).

La pente positive m_p correspond aux angles $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_4, \dots \text{etc})$

La pente négative m_n correspond aux angles $(\alpha_3, \alpha_5, \alpha_7, \dots \text{etc})$

Ces pentes sont données par :

$$m_p = 5.0391 e^{-0.07125N}$$

$$m_n = -6.4384 e^{-0.05672N}$$

Les angles approximatés sont donnés par :

$$\alpha_k = m.M + C_k$$

ou

$$C_1=0, \quad C_2=120/(N+1), \quad C_k=C_{k+1}=\frac{(k+1)60}{(N+1)}$$

$$C_{N-2}=\frac{(N-1)60}{N+1} \quad 3 \leq k < N-2, k \text{ impair}$$

et $C_{N-1}=60, \quad C_N=\frac{(N+3)60}{N+1}$

ainsi

$$\alpha_k = m_p.m + C_k \quad k=1,2,4,\dots \text{etc}$$

$$\alpha_k = m_n.m + C_k \quad k=3,5,7,\dots \text{etc}$$

Les avantages de cet algorithme sont :

- très utilisé pour générer les conditions initiales.
- valide pour des ordres très élevés ($N > 101$).
- réduit le temps de calcul.

2-Algorithmme de TAUFIQ [TAU.86] :

Sachant que les courbes donnant les angles en fonction du fondamental sont parallèles, ainsi le gradient de ces trajectoires diminue quand le fondamental augmente. Cette propriété est illustré par la figure A.1 ou Δ_k dans le région linéaire est donnée par :

$$\Delta_k = C_1 \sin \left[\frac{\theta_1(k-0.5)}{N} + \theta_2 \right], \text{ pour } k \text{ impair}$$

$$\Delta_k = C_2 \sin \left[\frac{k}{(N-1)}(\theta_3 - \phi_N) \right], \text{ pour } k \text{ pair}$$

Avec

$$C_1=0.4025 ; C_2=0.381 ;$$

$$\theta_1 = 59.184^\circ ; \theta_2 = 60.408^\circ ; \theta_3 = 58.558^\circ ;$$

$$\phi_N = \frac{1.135 * 11}{N-2}.$$

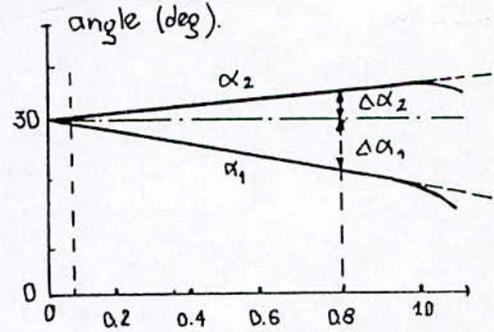


Figure A.1

Les angles sont donnés par :

$$\alpha_k = \frac{60^\circ(k+1)}{N+1} - \left[\frac{2 * 60^\circ}{N+1} \frac{\Delta_k.M}{0.8} \right]; \quad \text{pour } k \text{ impair}$$

$$\alpha_k = \frac{60^\circ * k}{N+1} + \left[\frac{2 * 60^\circ}{N+1} \frac{\Delta_k.M}{0.8} \right]; \quad \text{pour } k \text{ pair}$$

Quand la valeur du fondamental atteint la partie non-linéaire, on introduit un facteur de correction sachant que l'erreur entre la valeur exacte et l'approché varie non-linéairement.

Ce facteur est :

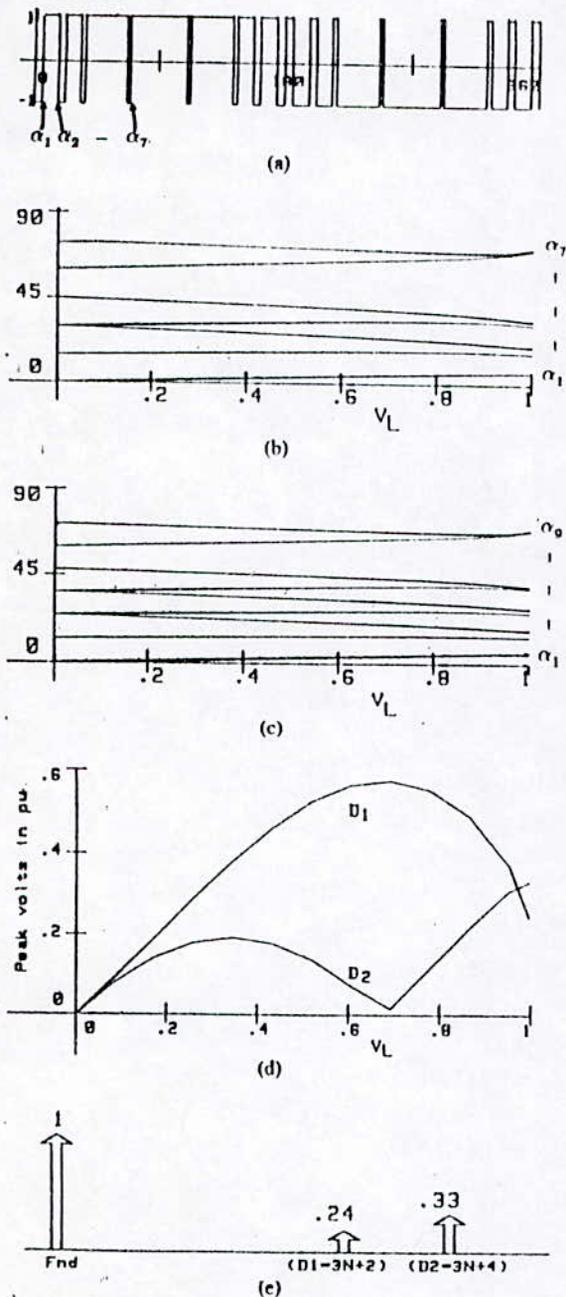
$$\Delta D_k = \frac{(M-0.8)^2}{0.09} * \frac{13}{N} \sin \left[\frac{180^\circ * k}{N+5} \right]; \text{ pour } k \text{ impair}$$

$$\Delta D_k = \frac{(M-0.8)^2}{0.09} * \frac{14}{N} \sin \left[\frac{(k-1.5) * 180^\circ}{N} \right]; \text{ pour } k \text{ pair}$$

Ce facteur est soustrait de l'angle approché pour des valeurs du fondamental supérieur à 0.8.

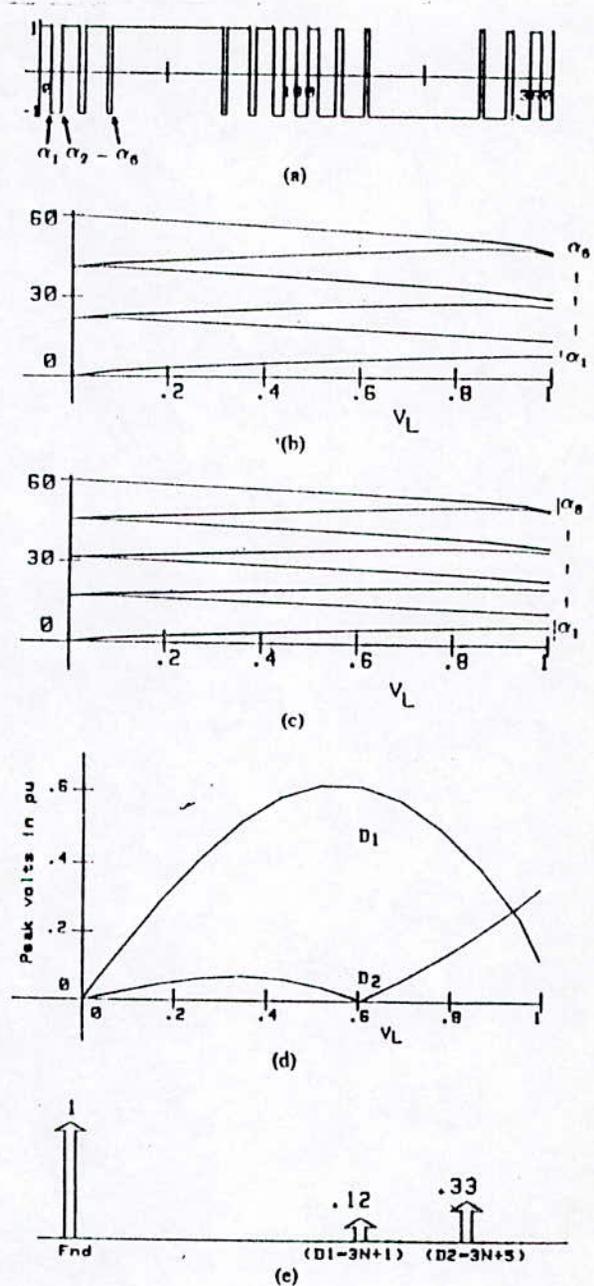
•Techniques TLN-TLL

Fig A.1 : TLN1 : les angles sont entre 0 et 90°



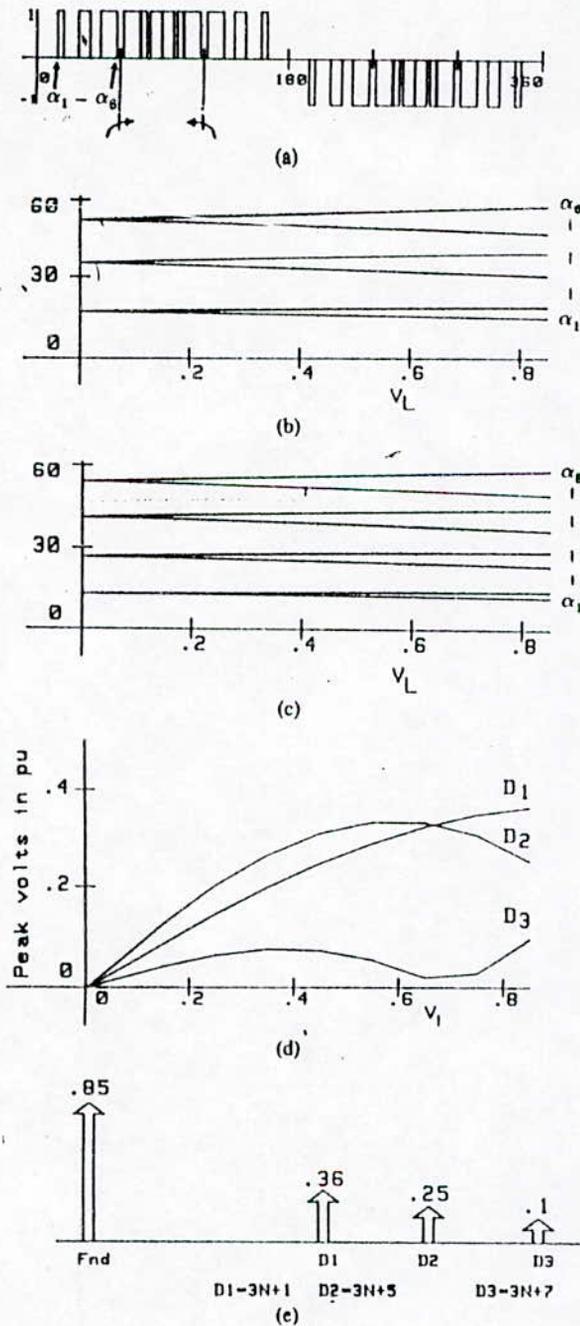
TLN1 :La PWM pour un onduleur triphasé
 a)signal PWM avec le point au neutre Line to Neutral
 b)Solutions pour $N=7$, (élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17, 19, $D_1=23$). c) Solutions pour $N=9$, (élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, $D_1=29$). d) la variation de l'amplitude du fondamental et celui d'après. e) spectre des harmoniques

Fig A.2 :TLN2 : les angles sont entre 0 et 60°



TLN2 :La PWM pour un onduleur triphasé
 a)signal PWM avec le point au neutre Line to Neutral
 b)Solutions pour $N=6$, (élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17, $D_1=19$). c) Solutions pour $N=8$, (élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, $D_1=25$). d) la variation de l'amplitude du fondamental et celui d'après. e) spectre des harmoniques

Fig A.3 : TLL : les angles sont entre 0 et 60°



TLL : La PWM pour un onduleur triphasé
 a) signal PWM avec le point au neutre Line to Neutral
 b) Solutions pour N=6, (élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17, $D_1=25$). c) Solutions pour N=9, (élimination des harmoniques 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, $D_1=29$). d) la variation de l'amplitude du fondamental et celui d'après. e) spectre des harmoniques

Fig A.4 : résultats (solutions) des différent réseau pour la modulation PWM avec élimination d'harmoniques

1. SLL - Line to line programmed PWM for single phase Inverters.

N=6, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17 Eliminated, at $V_L=1$ pu

13.978	18.424	28.139	36.770	42.652
54.929	67.710	72.740	73.466	

N=21, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31, 33, 35, 37, 39, 41 Eliminated, at $V_L=1$ pu

7.230	8.270	14.472	18.538	21.740
24.799	29.048	33.050	36.401	41.297
43.817	49.804	51.308	57.684	58.871
65.849	66.822	73.859	74.262	82.013
82.090				

2. SLN1 - Line to neutral programmed PWM for single phase Inverters.

N=6, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15 Eliminated, at $V_L=1$ pu

8.745	20.620	26.350	41.218	44.321
61.905	63.043	69.917		

N=20, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31, 33, 35, 37, 39 Eliminated, at $V_L=1$ pu

4.025	8.659	12.082	17.318	20.152
25.968	28.246	34.614	36.372	43.251
44.540	51.881	52.780	60.507	61.047
69.150	69.427	77.901	77.998	89.893

3. TLN1 - Line to neutral programmed PWM for three-phase Inverters. N is odd and switching angles spread = 90 degrees

N=9, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25 Eliminated at $V_L=1$ pu

5.231	12.783	18.101	24.868	28.897
37.156	38.095	69.858	70.118	

N=21, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47, 49, 53, 55, 59, 61 Eliminated at $V_L=1$ pu

2.559	5.597	7.750	11.123	12.904
18.652	18.08	22.177	23.290	27.698
28.530	33.222	33.810	38.760	39.144
44.335	44.580	50.029	50.138	63.740
83.783				

4. TLN2 - Line to neutral programmed PWM for three phase Inverters. N is even and switching angles spread = 90 degrees.

N=6, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 Eliminated at $V_L=1$ pu

6.734	11.382	20.398	23.170	34.157
35.460	48.349	48.702		

N=20, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47, 49, 53, 55, 59 Eliminated at $V_L=1$ pu

2.859	5.301	8.618	10.645	14.393
16.031	20.179	21.459	25.974	26.933
31.779	32.459	37.603	38.049	43.469
43.728	49.455	49.680	55.958	56.004

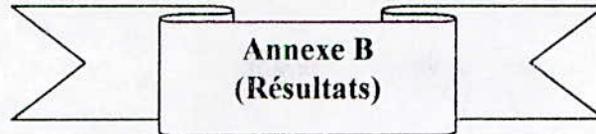
5. TLL - Line to line programmed PWM for three phase Inverters. N is even and switching angles spread = 90 degrees.

N=6, 5, 7, 11, 13, 17 Eliminated at $V_L=0.85$ pu

14.834	19.126	30.117	39.312	45.833
57.621				

N=20, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47, 49, 53, 55, 59 Eliminated at $V_L=0.85$ pu

5.441	5.918	10.888	11.836	16.339
17.753	21.808	23.875	27.289	29.598
32.795	35.523	39.326	41.451	43.887
47.383	49.483	53.318	55.112	59.239



**Annexe B
(Résultats)**

Grâce à l'algorithme de Newton Raphson, nous avons obtenu des angles proche de la solution exacte avec une minimisation des harmoniques. Pour cela, nos fonctions approximatives ont été choisies en respectant cette condition.

Nous avons choisis un exemple (illustré dans les tableaux 1 et 2) comparatif entre les harmoniques éliminés grâce a l'algorithme de Newton-Raphson (N) et nos fonctions approximatives (Propres) ainsi que l'algorithme qui génère les conditions initiales de l'algorithme de Newton(Enjeti).

On a choisit la technique avec asservissement du fondamental dans le système triphasé en pont avec des ordres de N impair.

Voici l'amplitude des harmoniques éliminés, sachant que les harmonique de rang 3 ou multiple de 3 sont nuls.

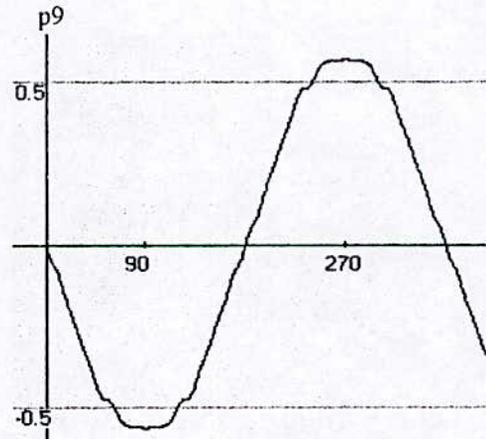
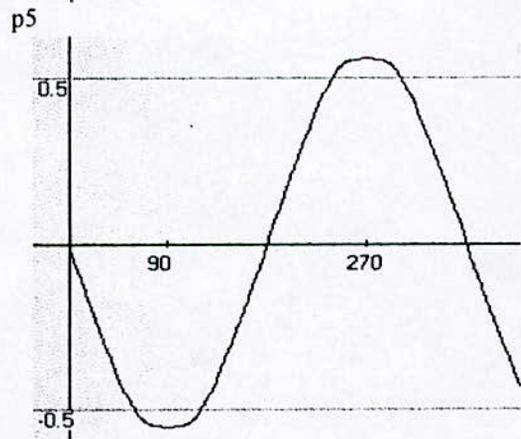
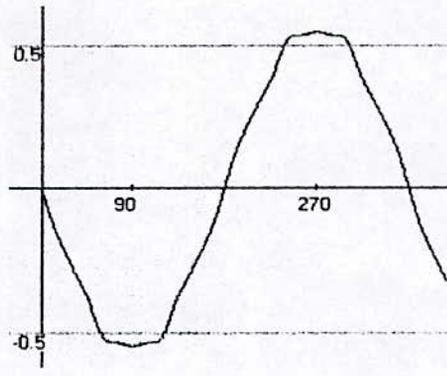
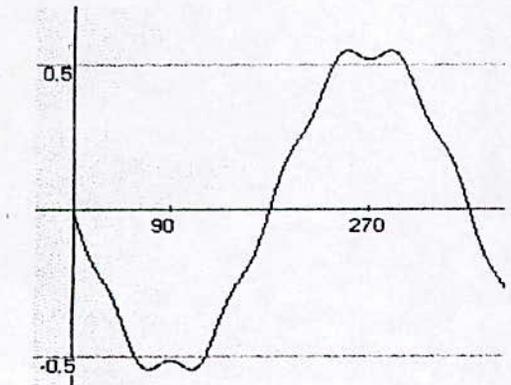
Tableau 1 : Les harmoniques éliminés dans Newton-Raphson et nos propres fonctions

N=7		N=9		N=11		N=13		N=15		N=17		N=19	
N	P	N	P	N	P	N	P	N	P	N	P	N	P
0.852	0.321	0.891	0.349	0.916	0.367	0.929	0.378	0.933	0.384	0.93	0.384	0.921	0.378
0.055	0.047	0.061	0.052	0.071	0.058	0.075	0.062	0.78	0.064	0.078	0.065	0.78	0.065
0.006	0.004	0.027	0.022	0.041	0.033	0.049	0.04	0.055	0.045	0.057	0.048	0.058	0.049
0.036	0.032	0.032	0.028	0.03	0.026	0.03	0.025	0.006	0.025	0.03	0.25	0.029	0.024
0.047	0.040	0.031	0.027	0.016	0.014	0.004	0.004	0.025	0.004	0.012	0.009	0.016	0.013
0.008	0.007	0.044	0.028	0.031	0.027	0.028	0.025	0.02	0.021	0.022	0.019	0.02	0.017

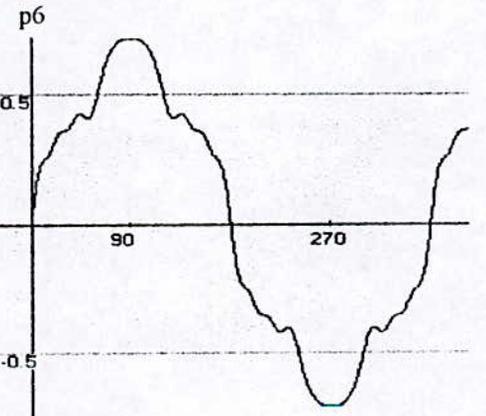
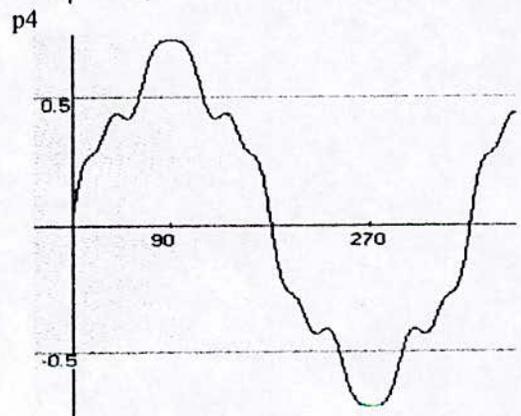
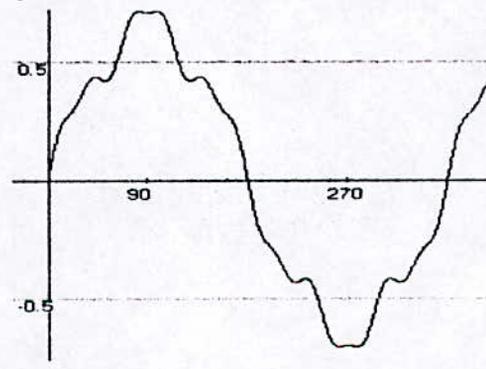
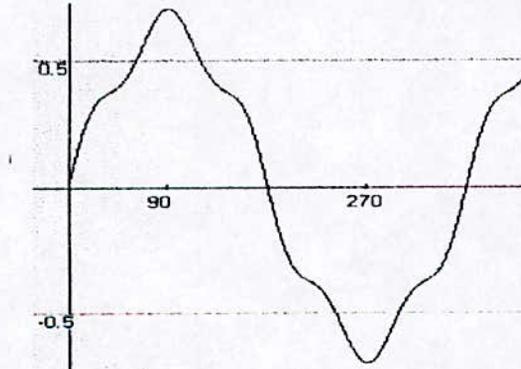
Tableau 2 : Les harmoniques éliminés dans l'algorithme d'Enjeti(ordre impair)

N=7	N=9	N=11	N=13	N=15	N=17	N=19
0.317	0.35	0.371	0.382	0.385	0.383	0.376
0.046	0.053	0.058	0.062	0.064	0.065	0.064
0.004	0.022	0.033	0.041	0.045	0.048	0.049
0.031	0.028	0.026	0.025	0.025	0.025	0.024
0.039	0.027	0.015	0.004	0.003	0.009	0.013
0.006	0.026	0.028	0.024	0.021	0.019	0.17

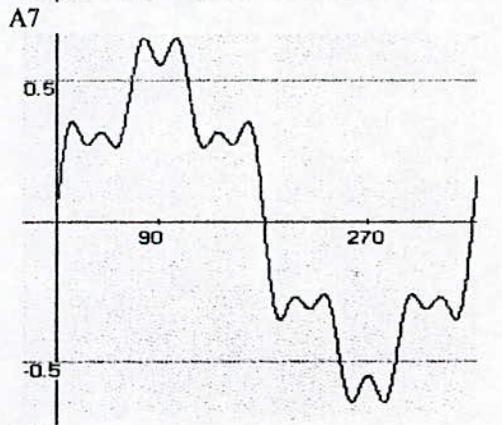
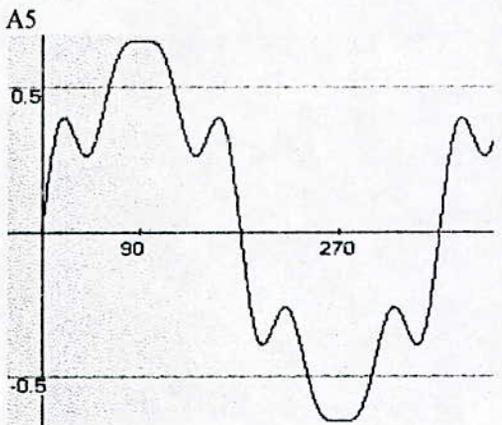
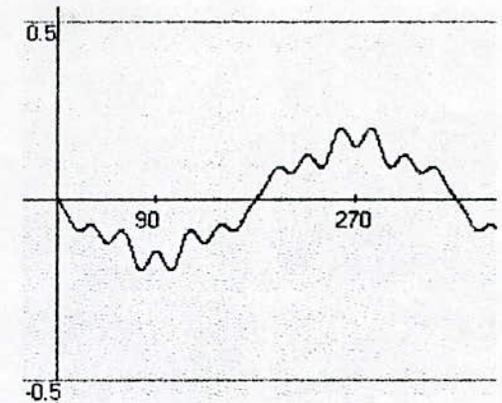
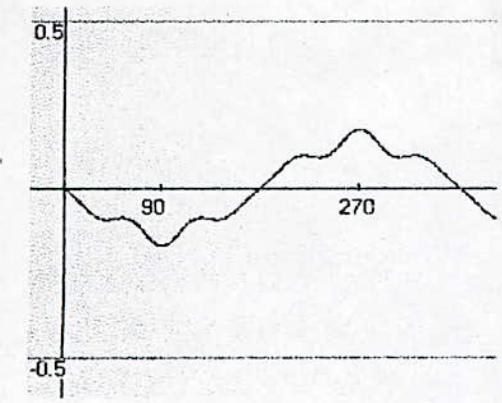
D'ou, on peut obtenir le signal sinusoïdal et voir l'influence de ces harmonique non éliminés sur le signal de sortie, comme le montre les schéma suivants :



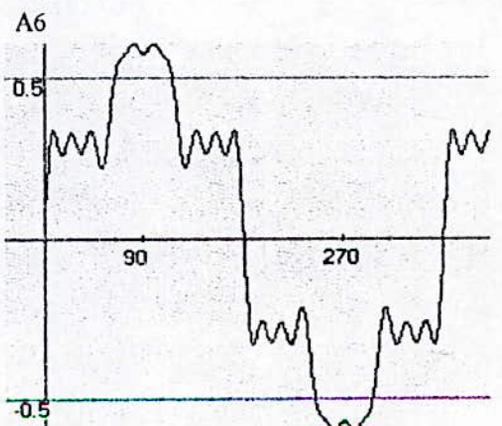
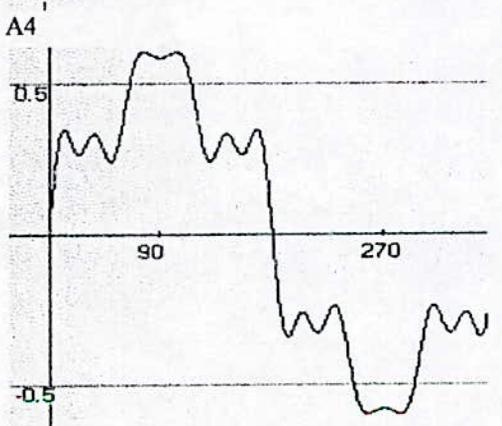
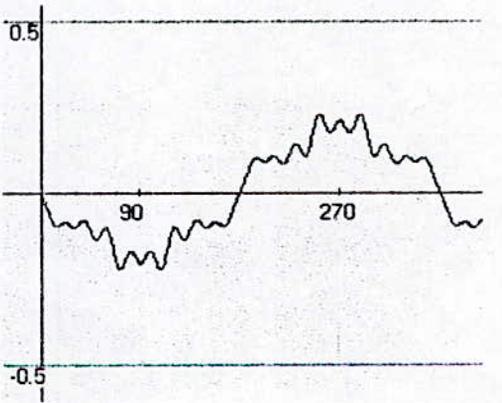
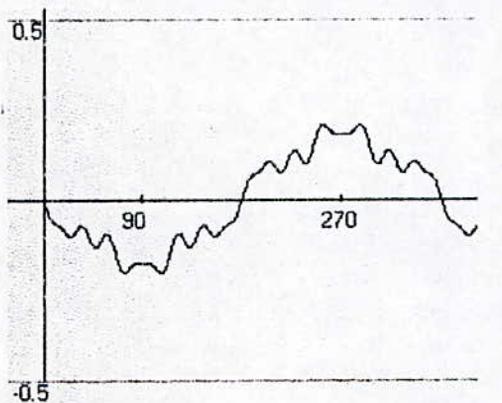
*****Sinusoïdes pure-impair*****



*****Sinusoïdes pure-pair*****

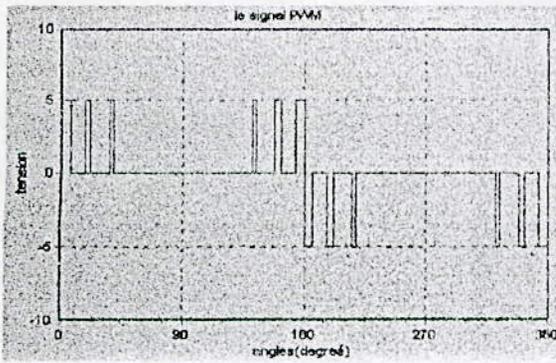


A9 *****Sinusoides asseri-impair*****

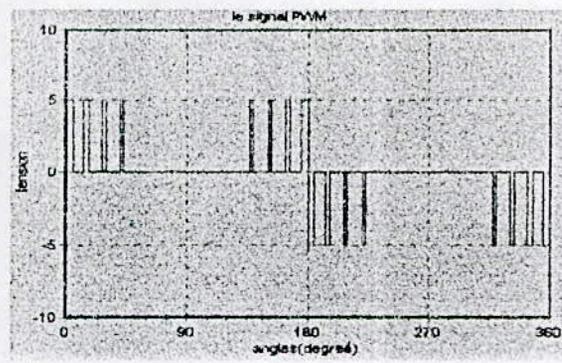


A8 *****Sinusoides asser-pair*****

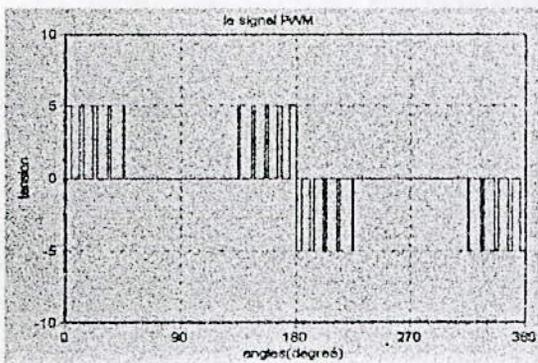
Ainsi nous obtenons le signal de commande MLI, d'après les angles calculé précédemment pour différent techniques.



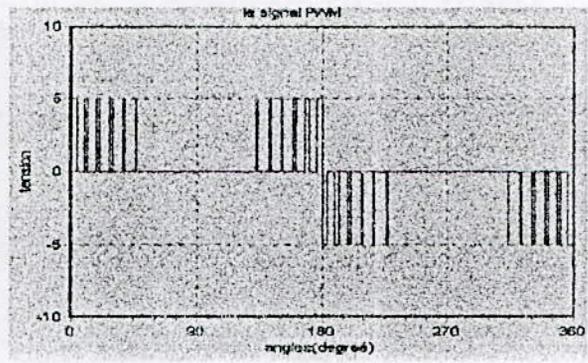
p5



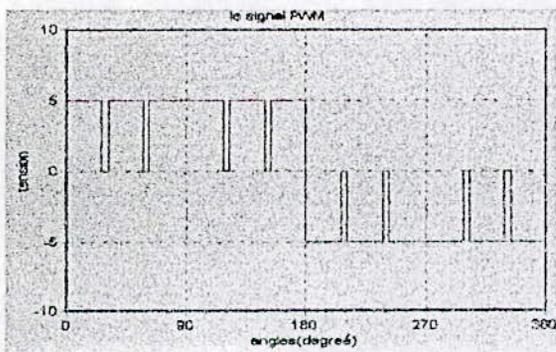
p7



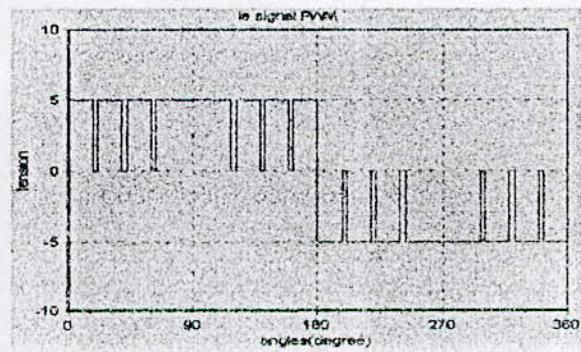
p9



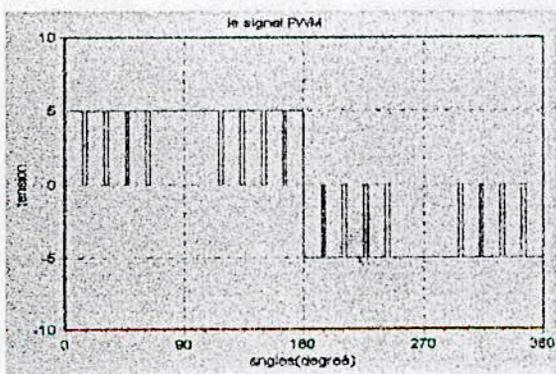
p11



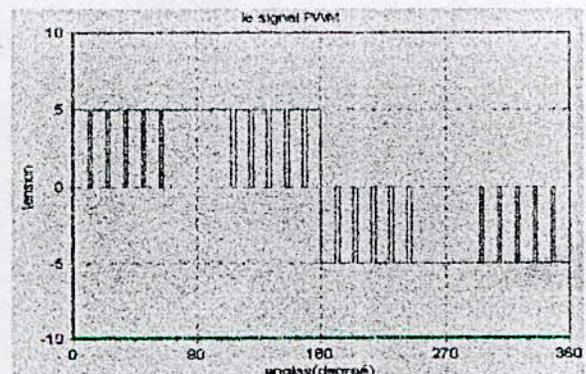
A4



A6

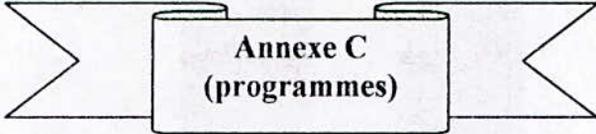


A8



A10

Les signaux MLI pour les deux techniques Pure et Asservi pour différents ordres



Annexe C (programmes)

Cet Annexe comporte trois essentiels programmes :

- Programme principal de l'algorithme de Newton-Raphson (muni de tout ces procédures).
- Programmes des fonctions approximatives obtenues.
- Programme assembleur pour le génération du signal PWM

*****Programme de Newton-Raphson*****

```
int element,tm,h,k,z,i,j,t,ind,p,l,mm,nn,N,ff,
T,nom ,m[100], n[100], rm, rn, Nmax, Nmin, Npas, itmax,
ms1,ms2,ms3,ms4,nmax,nmin,npas,kk;
float X[100],J[100][100],Z[100][100],s,labda,r,epsilon,
f[100],dx[100],deltax[100],nor1,nor2,nor,M,y,dms,dmsn,
Alpha[100],fe,arg,poww,H[100],
anginit[100],F[100],H2[100],Mmin,Mmax,Mpas,
X1[100],X2[100],c,a,u,thd,tf;
double pi=3.141592654;
struct time tt;
String sh,ss,ch;

void __fastcall Tmli::newrClick(TObject *Sender)
{
for(i=1;i<N+1;i++)
Alpha[i]=X[i]*pi/180;
// debut de la résolution de NewRalp
// nombre d'itérations max (une boucle)
fiClick(Sender);
result->SG5->Cells[N+2][0]="H2[i]";
for(i=1;i<N+1;i++)
result->SG5->Cells[N+2][i]=FormatFloat("###0.#####",H2[i]);
result->SG5->Cells[0][0]="Z[i][j]";

jcbClick(Sender);
for (i=1;i<N+1;i++)
{
for (j=1;j<N+1;j++)
Z[i][j]=J[i][j];
f[i]=H2[i];
}
for(i=1;i<N+1;i++)
result->SG5->Cells[0][i]=i;
for(j=1;j<N+1;j++)
result->SG5->Cells[j][0]=j;
for(i=1;i<N+1;i++)
for(j=1;j<N+1;j++)
result->SG5->Cells[j][i]=FormatFloat("###0.#####",Z[i][j]);
result->SG6->Cells[0][0]="J[i][j]";
result->SG6->Cells[N+2][0]="f[i]";
for(i=1;i<N+1;i++)
result->SG6->Cells[0][i]=i;
for(j=1;j<N+1;j++)
result->SG6->Cells[j][0]=j;
for (l=0;l<itmax+1;l++)
{
fiClick(Sender); //fct fi -----
for (i=1;i<N+1;i++)
```

```

f[i]=H2[i];
nor1=nor2;
    if (param->Asv->Checked)
        poww=(pow(f[1],2));
        if (param->Pur->Checked)
            poww=0;
if ((nor1-poww)>epsilon)
{
    jcbClick(Sender); // calcul de la jacobienne

//-----pivot et gauss-----
    gaussClick(Sender);
for (i=1;i<N+1;i++)
Alpha[i]+=labda*dx[i];
//-----
    fiClick(Sender);
do
{
if(nor2<nor1)
{
t=1;
nor1=nor2;
}
else t=0;
    lbdaClick(Sender);
    fiClick(Sender);
}while(ind!=1 && labda<1);
if (labda>1)labda=1;
}
else
{
ShowMessage("resolution est faite sans newton-ralpson norme<epsilon");
break;
}
}
}
*****Calcul des harmoniques fi (fiClick)*****
void __fastcall Tmli::fiClick(TObject *Sender)
{
for (i=1;i<N+1;i++)
{
T=1;
H2[i]=1;
for (j=1;j<N+1;j++)
{
H2[i]-=2*T*cos(Alpha[j])*n[i];
T*=-1;
}
if ( param->DPont->Checked==true)
{
H2[i]*=2/(pi);
}
if ( param->Pont->Checked==true)
H2[i]*=4/(pi);
}
if ( param->DPont->Checked==true)
if (param->Asv->Checked) H2[1]-=(2/pi)*M;
if ( param->Pont->Checked==true)
if (param->Asv->Checked) H2[1]-=(4/pi)*M;
nor2=0.;
for(i=1;i<=N;i++)
nor2+=pow(H2[i]/n[i],2);
}
*****calcul de la matrice jacobienne j[i][j] (jcbClick)*****

```

```

void __fastcall Tmli::jcbClick(TObject *Sender)
{
  for(i=1;i<N+1;i++)
  {
    T=1;
    for(j=1;j<N+1;j++)
    {
      J[i][j]=2*T*n[i]*(sin (n[i]*Alpha[N+1-j]));
      if ( param->DPont->Checked==true)
        J[i][j]*=2/pi ;
      if ( param->Pont->Checked==true)
        J[i][j]*=4/pi ;
      T*=-1;
    }
  }
}
*****la triangularisation de la matrice jacobienne (gaussClick)*****
void __fastcall Tmli::gaussClick(TObject *Sender)
{
  for (p=1;p<N+1;p++)
  {
    pivotClick(Sender);
    if (J[p][p]!=0)
    {
      for(h=p+1;h<N+1;h++)
      {
        y=((J[h][p])/(J[p][p]));
        f[h]-=y*f[p];
        for (j=h;j<N+1;j++)
          J[h][j]=(J[h][j])-(y*J[p][j]);
        J[h][p]=0;
        for(j=h;j<N+1;j++)
          J[p][j]=J[p][j]/(J[p][p]);
      }
      f[p]/=J[p][p];
      J[p][p]=1 ;
    }
  }
  for(t=1;t<N+1;t++)
  { dx[t]=f[(N+1-t)];
    for(j=1;j<N+1-t;j++)
      f[j]=f[j]-(dx[t]*J[j][N+1-t]);
  }
}
*****calcul du pivot pour la triangularisation (pivotClick)*****
void __fastcall Tmli::pivotClick(TObject *Sender)
{
  float m,max,d;
  max=J[p][p];
  for (i=p+1;i<N+1;i++)
    if (fabs(max)< fabs(J[i][p]))
    {
      max=J[i][p];
      nom=i;
    }
    for(j=p;j<=N;j++)
    {
      m=J[p][j];
      J[p][j]=J[nom][j];
      J[nom][j]=m;
    }
  d=f[p];
}

```

```

    f[p]=f[nom];
    f[nom]=d;
}
}
*****Réglage de labmda (lbdaClick)*****
void __fastcall Tmli::lbdaClick(TObject *Sender)
{
for (i=1;i<N+1;i++)
    Alpha[i]=labda*dx[i];
    if (t==0) labda*=r;
    else {
        labda/=r;
        ind=1;
    }
    for (i=1;i<N+1;i++)
        { Alpha[i]+=labda*(dx[i]);
arg=Alpha[i]/(pi/2);while(Alpha[i]>pi/2)
Alpha[i]=(arg-floor(arg))*(pi/2);
if(Alpha[i]<0) Alpha[i]*=-1;
}
}
*****Calcul de l'ordre des harmoniques éliminés (niClick)*****
void __fastcall Tmli::niClick(TObject *Sender)
{
if (param->Tri->Checked)
{
if (param->Pur->Checked)
{
i=1;
for(k=1;k<=N;k++)
{
n[i]=6*k-1,n[i+1]=6*k+1;
i+=2;
}
}
if (param->Asv->Checked)
{
i=1;
for(k=1;k<=N;k++)
{
n[i]=6*k-5,n[i+1]=6*k-1;
i+=2;
}
}
}
if (param->Mono->Checked)
{
if (param->Pur->Checked)
for(k=1;k<=N;k++)
n[k]=2*k+1;
if (param->Asv->Checked)
for(k=1;k<=N;k++)
n[k]=2*(k-1)+1;
}
}
}
*****Algorithme d'Enjeti*****
void __fastcall Tmli::enjeClick(TObject *Sender)
{
int t,o;
double mp,mn,C;
{
mp=5.0391*exp(-0.07125*N);
mn=-6.4384*exp(-0.05672*N);
}
}

```

```

C=120.0/(N+1);
X[1]=mp*M;
X[2]=X[1]+C;
X[3]=mn*M+2*C;
if(N>3)
{
if(N>4)
{
t=((N-5)/2);
for(i=1;i<t+1;i++)
{
o=2*i;
X[(o+2)]=X[o]+C;
X[(o+3)]=X[o+1]+C;
}
X[N-1]=X[N-3]+2*C;
}
X[N]=X[N-2]+2*C;
}
}
}
}
*****Algorithmme de Taufiq*****
void __fastcall Tmli::taufiClick(TObject *Sender)
{
float Rn,Sn,C1,C2,A1,A2,A3,FN,d1,d2;
if(N!=0)
{
C1=0.4025,C2=0.381;
A1=59.184,A2=60.408,A3=58.558;
FN=1.135*11/(N-2);
Rn=(A3-FN)/(N-1);
Sn=A1/N;
d1=C1*sin((A1/(2*N)+A2)*(pi/180));
d2=C2*sin((2/(N-1))*(A3-FN)*(pi/180));
X[1]=(120/(N+1))*(1-(d1*M)/0.8);
X[2]=(120/(N+1))*(1+(d2*M)/0.8);
for(i=1;i<N-1;i++)
{
if(i%2!=0)
X[i+2]=X[i]+(120/(N+1))+2*C2*cos(Rn*(i+1)*(pi/180))*sin(2*Rn*(pi/180));
else
X[i+2]=X[i]+(120/(N+1))-2*C1*cos((Sn*i+(Sn/2)+A2)*(pi/180))*sin(2*Sn*(pi/180));
}
for(i=1;i<N+1;i++)
{
if(M>0.8)
{
if(i%2!=0)
X[i]-=(pow((M-0.8),2)/0.09)*(13/N)*sin(pi*(i+1)/(N+5));
else
X[i]-=(pow((M-0.8),2)/0.09)*(14/N)*sin(pi*(i-0.5)/N);
}
}
}
}
*****Réglage des angles obtenus (regalphaClick)*****
void __fastcall Tmli::regalphaClick(TObject *Sender)
{
int i,j;
float max;
for(i=1;i<N+1;i++)
{
max=Alpha[i];

```

```

for(j=i+1;j<N+1;j++)
if (Alpha[j]<max)
{ max=Alpha[j] ;
  Alpha[j]=Alpha[i] ;
  Alpha[i]=max;
}
}
}
}
*****Algorithmme propre pour le cas de la technique pure*****
void __fastcall Tmli::pureClick(TObject *Sender)
{
float co1,co2,co3,co4,co5,co6,co7,co8;
  double a,b,c,d;
if (N!=0)
{
if (N%2==0)
{
      co1=30.4955,co2=1.10299,co3=-0.7907;
      co4=0.0395882,co5=13.5027,co6=1.35367;
      co7=-0.6202196,co8=0.09845;
}
else
{
      co1=18.0241,co2=1.23721,co3=-0.644476;
      co4=0.0811231,co5=28.533,co6=1.13131;
      co7=-0.773831,co8=0.0468122;
}
a=co1*pow(N,co3);
b=co2-co4*log(N);
c=co5*pow(N,co7);
d=co6-co8*log(N);
{
for(i=1;i<N+1;i++)
{
  if(i%2!=0)
    X[i]=a*pow(i,b);
  else
    X[i]=c*pow(i,d);
}
}
}
}

*****Fin du programme de Newton-raphson*****

*****Programmes des fonction approximatives obtenues*****
*****Fonction obtenues pour le cas pure(pair et impair)*****
void __fastcall TPWM::PropreClick(TObject *Sender)
{
int i;
float aa,bb,delta,a[100],b[100],u,v;
//*****pair
if(N%2==0)
{
if (Pont->Checked==true )/
{
for (i=1;j<=N;i++)
{
if (i % 2 == 0)
{
a[i]=15.0925*pow(i,1.29033);
b[i]=-0.0576773*log(i)-0.686973;
}
}
}
}
}

```

```

X[i]=a[i]*pow(N,b[i]);
}
if (i % 2 != 0)
{
a[i]=30.4898*pow(i,1.10311);
b[i]=-0.0396128*log(i)-0.790667;
X[i]=a[i]*pow(N,b[i]);
}
}
} /
} //fin pair
else
{ //impair
if ( Pont->Checked==true)
{
for (i=1;i<=N;i++)
{
if (i % 2 == 0)
{
a[i]=28.5063*pow(i,1.13168);
b[i]=-0.0469352*log(i)-0.773497;
X[i]=a[i]*pow(N,b[i]);
}
if (i % 2 != 0)
{
a[i]=18.0194*pow(i,1.25749);
b[i]=-0.0883603*log(i)-0.644461;
X[i]=a[i]*pow(N,b[i]);
}
}
} // fin impair
} //fin pure
}
*****Fonctions obtenues poue le cas Asservi (pair)*****
void __fastcall TPWM::PaireClick(TObject *Sender)
{
int i;

float A,B,C,D,delta;

//-----asservis
if (N!=0)
{
if (Pont->Checked==true)

{
delta=120.0/N+1;
A=4.34784*log(N)-15.0657;
X[1]=A*M+delta;
X[2]=delta;
for(i=3;i<=N+1;i+=2)
{
X[i]=X[i-2]+delta;
X[i+1]=X[i-1]+delta;
}
} //fin
*****Fonctions obtenues pour le cas Asservi (impair)*****
void __fastcall TPWM::ImpaireClick(TObject *Sender)
{
int i;

```

```

float delta,aa,bb,cc,dd,ee,ff;
// asservis
if (N!=0)
{
if (Pont->Checked==true)
{
delta=120.0/(N+1);
aa=-1.77802*log(N)+6.54549;
bb=2.1817*log(N)-8.63718;
X[1]=aa*M;
X[2]=aa*M+delta;
X[3]=bb*M+2*delta;
for(i=4;i<=N-3;i+=2)
{
X[i]=X[i-2]+delta;
X[i+1]=X[i-1]+delta;
}
X[N-1]=X[N-3]+2*delta;
X[N]=X[N-2]+2*delta;
}

```

*****Fin des programmes des fonctions approximatives*****

*****Programme assembleur pour la génération du signal MLI*****

/*Programme assembleur d'envoi de signal vers la carte PC */

```
void __fastcall Tport::demClick(TObject *Sender)
```

```

{
const int zero=0,un=1;
int max,i;
long Nc[100],val,*p,j;
short adr,adr1,adr2,adr3,k;
float fh,fr,d,f,l;
l=StrToFloat(ten->Text);
j=1e6;
try
{
fh=StrToFloat(port->freq1->Text);
fr=StrToFloat(port->freq2->Text);
if(fr>=(fh*j))
{
ShowMessage("la frequence de travail n'est pas supportée par"
"le microprocesseur , inserrer les valeurs en respectant:"
"frequence de travail << frequence de microprocesseur");
}
else
{
if(fr==0)
{
ShowMessage("la fréquence de signal est nulle"
"signal est à une tension continue");
asm{
mov dx,adr
mov al,0xff
out dx,al
}
}
else
{
max=Nmax+1;
deltax[1]=X[1]/360;
for(int i=2;i<Nmax+1;i++)
deltax[i]=(X[i]-X[i-1])/360;
deltax[Nmax+1]=2*(1/4-X[Nmax]/360);
}
}
}

```

```

Nc[1]=floor(((fh*j/fr)*deltax[1]-75)/13+0.5); //c'est la valeur entière de Nc[i]
for(int i=2;i<Nmax+1;i++)
  Nc[i]=floor(((fh*j/fr)*deltax[i]-62)/13+0.5);
Nc[max]=floor(((fh*j/fr)*deltax[Nmax]-65)/13+0.5);
for(i=1;i<max+1;i++)
  if (Nc[i]<0) Nc[i]=0;
//Sachant que les valeurs 75, 62, 65, c'est le nombre de cycle effectué pour chaque boucle correspondante
// La valeur 13 c'est le nombre de cycle effectué par l'instruction LOOP pour la décrémentation du registre ecx
adr1=0x310;
adr2=0x311;
adr3=0x312;
if(port->porta->Checked) adr=adr1;
if(port->portb->Checked) adr=adr2;
if(port->portc->Checked) adr=adr3;
//dt=
/*
//port a et port b,port c en sortie
asm mov al,0x080
// port a et port b en sortie , port c : 4bits poid fort en sortie
//                               4bits poid faible en entrée
asm mov al,0x081
// port a en sortie et port b en entrée , port c en sortie
asm mov al,0x082
// port a en sortie et port b en entrée , port c : 4bits poid fort en sortie
//                               4bits poid faible en entrée
asm mov al,0x083
// port a et port b en sortie , port c : 4bits poid fort en entrée
//                               4bits poid faible en sortie
asm mov al,0x088
// port a et port b en sortie ,port c en entrée
asm mov al,0x089

// port a en sortie et port b en entrée , port c : 4bits poid fort en entrée
//                               4bits poid faible en sortie
asm mov al,0x08a

// port a en sortie, port b et port c en entrée
if(port->porta->Checked) asm mov al,0x08b

//port a en entrée, port b et port c en sortie
// asm mov al,0x090
//port a en entrée et port b en sortie , port c : 4bits poid fort en sortie
//                               4bits poid faible en entrée
// asm mov al,0x091
//port a en entrée et port b en entrée , port c en sortie
if(port->portc->Checked) asm mov al,0x092
//port a en entrée et port b en entrée , port c : 4bits poid fort en sortie
//                               4bits poid faible en entrée
// asm mov al,0x093
//port a en entrée et port b en sortie , port c : 4bits poid fort en entrée
//                               4bits poid faible en sortie
// asm mov al,0x098
//port a en entrée et port b en sortie ,port c en entrée
if(port->portb->Checked) asm mov al,0x099
//port a et port b en entrée , port c : 4bits poid fort en entrée
//                               4bits poid faible en sortie
// asm mov al,0x09a
//port a et port b ,port c en entrée
// asm mov al,0x09b
asm {
mov dx,0x0313
out dx,al

```

```

}
/* Programme principal d'envoi de signal vers la carte PC */
d=0;
i=0;
p=&Nc[0];
dem->Enabled=false;
arrt->SetFocus();
ProgressBar1->Position=ProgressBar1->Min;
gettime(&tf);
d=tf.ti_hour*3600+tf.ti_min*60+tf.ti_sec;
if(param->Pont->Checked)
while((f-d)<60*1)
{
ProgressBar1->StepBy(2);
if(ProgressBar1->Position==ProgressBar1->Max)ProgressBar1->Position=ProgressBar1->Min;
asm
{
//L'envoi de la première demi-période
etiql1:inc i
add p,0x04
mov al,0xf0
mov DX,adr
out DX ,al
mov edi,p
mov ecx,[edi]
mov val ,ecx
cmp val,00
jle etiql1
nop
Nop
att11: loop att11
etiql1: mov ebx,max
cmp i,ebx
jnge etiql2
jmp etiql3
etiql2:inc i
add p,4
mov al,zero
mov DX,adr
out DX ,al
mov edi,p
mov ecx,[edi]
mov val ,ecx
cmp val,00
jle etiql2
nop
nop
att12: loop att12
etiql2: mov ebx,max
cmp i,ebx
jne etiql1
jmp etiql4
etiql3:dec i
sub p,4
mov al,zero
mov DX,adr
out DX ,al
mov edi,p
mov ecx,[edi]
mov val ,ecx
cmp val,00
jle etiql3
nop

```

La valeur de $N_c[i]$ est sur 4 Octet, pour cela on doit se pointer pour chaque valeur de 4 cases, on charge le registre al de la valeur F0 (l'envoi du niveau haut), puis on l'envoi a l'adresse de sortie choisie a travers le registre DX. on met la valeur de p dans le registre ecx et on décrémente.

on compare l'ordre avec la valeur max

les même initiative qu'auparavant, mais dans ce cas on envoi le niveau bas(la valeur 00).

Garce a la symétrie par rapport au milieu des alternance , on génère les même angles mais en décrémentant l'ordre du système ainsi que les angles, dans le cas de la symétrie basse.

```

nop
att13: loop att13
eti3: mov ebx,un
      cmp i,ebx
      jne eti4
      jmp cycle2
eti14:dec i
      sub p,4
      mov al,0xf0
      mov DX,adr
      out DX ,al
      mov edi,p
      mov ecx,[edi]
      mov val ,ecx
      cmp val,00
      jle eti4
      nop
      nop
att14: loop att14
eti4: mov ebx,un
      cmp i,ebx
      jne eti3
      jmp cycle2
//L'envoi du deuxième demi-pariode (cycle2)
cycle2:dec i
      sub p,4
eti21:inc i
      add p,4
      mov al,0x0f
      mov DX,adr
      out DX ,al
      mov edi,p
      mov ecx,[edi]
      mov val ,ecx
      cmp val,00
      jle eti5
      nop
      nop
att21: loop att21
eti5: mov ebx,max
      cmp i,ebx
      jne eti22
      jmp eti23
eti22:inc i
      add p,4
      mov al,zero
      mov DX,adr
      out DX ,al
      mov edi,p
      mov ecx,[edi]
      mov val ,ecx
      cmp val,00
      jle eti6
      nop
      nop
att22: loop att22
eti6: mov ebx,max
      cmp i,ebx
      jne eti21
      jmp eti24
eti23:dec i
      sub p,4
      mov al,zero

```

Garce a la symétrie par rapport au milieu des alternance , on génère les même angles mais en décrémentant l'ordre du système ainsi que les angles, dans le cas de la symétrie haute.

```

    mov DX,adr
    out DX ,al
    mov edi,p
    mov ecx,[edi]
    mov val ,ecx
    cmp val,00
    jle etiq7
    nop
    nop
att23: loop att23
etiq7: mov ebx,un
      cmp i,ebx
      jne etiq24
      jmp fin
etiq24:dec i
      sub p,4
      mov al,0x0f
      mov DX,adr
      out DX ,al
      mov edi,p
      mov ecx,[edi]
      mov val ,ecx
      cmp val,00
      jle etiq8
      nop
      nop
att24: loop att24
etiq8: mov ebx,un
      cmp i,ebx
      jne etiq23
      jmp fin
fin:  dec i
      sub p,4
}
gettime(&tf);
f=tf.ti_hour*3600+tf.ti_min*60+tf.ti_sec;
}
if(param->DPont->Checked)// L'envoi du signal dans le cas du demi-pont
while((f-d)<60*1)
{
    ProgressBar1->StepBy(2);
if(ProgressBar1->Position==ProgressBar1->Max)ProgressBar1->Position=ProgressBar1->Min;
asm {
etil1:inc i
      add p,0x04
      mov al,0xf0
      mov DX,adr
      out DX ,al
      mov edi,p
      mov ecx,[edi]
      mov val ,ecx
      cmp val,00
      jle etil
      nop
      nop
at11: loop at11
etil:  mov ebx,max
      cmp i,ebx
      jnge etil2
      jmp etil3
etil2: inc i
      add p,4
      mov al,0x0f

```

```
    mov DX,adr
    out DX ,al
    mov edi,p
    mov ecx,[edi]
    mov val ,ecx
    cmp val,00
    jle eti2
    nop
    nop
at12: loop at12
eti2: mov ebx,max
    cmp i,ebx
    jne eti1
    jmp eti14
eti13: dec i
    sub p,4
    mov al,0x0f
    mov DX,adr
    out DX ,al
    mov edi,p
    mov ecx,[edi]
    mov val ,ecx
    cmp val,00
    jle eti3
    nop
    nop
at13: loop at13
eti3: mov ebx,un
    cmp i,ebx
    jne eti14
    jmp fin1
eti14: dec i
    sub p,4
    mov al,0xf0
    mov DX,adr
    out DX ,al
    mov edi,p
    mov ecx,[edi]
    mov val ,ecx
    cmp val,00
    jle eti4
    nop
    nop
at14: loop at14
eti4: mov ebx,un
    cmp i,ebx
    jne eti13
    jmp fin1
fin1: dec i
    sub p,4
}
gettime(&tf); f=tf.ti_hour*3600+tf.ti_min*60+tf.ti_sec;
}
dem->Enabled=true;
}
}
}
catch(...)
{}
}
*****Fin du programme assembleur*****
*****FIN*****
```

BIBLIOGRAPHIE

- [BOU.93] M.BOUMAH RAT,A.GOURDIN « Méthodes numériques appliquées » Office des Publications Universitaires(OPU), 1^{ère} édition, réimpression 1993.
- [CLE.83] L.CLEMENT « Systèmes à microprocesseurs » louvain-LaNeuve,Cabay
- [CLE.83] : Tome 3 : « microprocesseurs et circuits associés » 1983, 394p.
- [CLE.85] : Tome 6 : « système d'exploitation » 1985 , 217p.
- [DER.94] A.DEROUAZI,A KADRI « Etude d'une technique numérique de génération des signaux MLI » PFE, proposé par C.LARBES , Ecole Nationale polytechnique (ENP) 1994.
- [EMB86] E.AIT-SAHED ET H.BOUKHALFA« Variateur de vitesses pour moteurs asynchrones »PFE, proposé par et dirigé M.HADDADI, Juin 19986.
- [ENJ.87] P.ENJETI, J.F LINDSAY, 'Solving no linear equation of harmonic elimination PWM in power control »,Electronics Letters ,June 1987Vol ; 23,N°12 pp 656-657.
- [ENJ.90] P.N.ENJETI,P.D.ZIOGAS, J.F.LINDSAY « Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics :A Critical Evaluation », IEEE Transactions on industry applications, Vol 26, No. 2, March/April 1990.
- [HOR.96] P.HOROWITZ,W.HILL«Traité de l'électronique analogique et numérique volume2 :Techniques numériques et analogiques » Publitronec Elektor,Paris , 1^{ère} Edition,1996.
- [LAN.89] C.W.LANDER, « Electronique de puissance »,McGrawHill,Paris,1989.
- [LEB] G.LEBLANC « Borland,C++Builder » Eyrolles.
- [LEB.89] G.LEBLANC «Turbo C »,Quatrième édition, Paris 1989.
- [LIL.86] H.LILEN « 8088 et ses périphériques : les circuits clés des IBM-PC et compatibles » Radio,Paris, 1986,219p.
- [LIL.98] H.LILEN. « Guide des processeurs Pentium,Principes et Applications » Dunod, Paris,1998.
- [MOH.95] D.MOHAMMEDI et A.KHELLADI « Etude du comportement d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI .Calcul des paramètres de commandes sur les harmoniques »PFE, proposé et dirigé par Mr.B.FIALA, Ecole Nationale polytechnique (ENP),1995.
- [MOR.94] T.MORSLI, A..NAFA « Etude par simulation numérique des techniques de modulation optimales en vue de l'amélioration des performances de l'association

onduleur-machine asynchrone » PFE proposé par Y.AIT GOUGAM, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne(USTHB), JUIN 1994.

[SEG.96] G.SEGUIER,R.BAUSIERE et F.LABRIQUE, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 4 :La conversion continu-alternatif » Edition TEC-DOC(LAVOISIER)Paris,2^{ème} Edition, 1996.

[SUN.96] J.SUN.S.BEINEKE, ET H.GROTSTOLLEN, « Optimal PWM Based on Real-Time Solution of Harmonics Elimination Equations » IEEE Transaction on power electronics, Vol 11, No. 4, July 1996.

[TAU.86] J.I.TAUFIQ « Novel algorithm for generating near optimal PWM waveforms for AC traction drives IEE Proc. Vol 133, N°2, March 1986, pp 85-94.

[VIE.92] C.VIEILLEFOND « Mise en œuvre du 80386 »Sybex 1988,1992.

[VIG.80] J.VIGNES « Algorithmes numériques ,analyses et mise en œuvre tome 2 : Equations et systèmes non linéaires » Technip , paris,1980,302p (colloque de langages et algorithmes informatiques).
