

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
OPTION: ELECTRICITE SOLAIRE

MEMOIRE DE MAGISTER

PRESENTE PAR: KABOUCHE RADIA
Ingénieur d'état en électronique (USTHB)
Option: Contrôle

Thème

ETUDE ET ELABORATION D'UNE TECHNIQUE MLI A ELIMINATION D'HARMONIQUES OPTIMALE

Soutenu publiquement le 27-04-2002 devant le jury composé de :

M ZERGUERRAS Ahmed, Professeur	Président
M LARBES Chérif, PhD, chargé de cours	Rapporteur
M BERKOUK El Madjid, Maître de conférences	Examineur
M HADDADI Mourad, Maître de conférences	Examineur
M AIT CHEIKH M. Salah, Chargé de cours	Examineur

Avril 2002

ENP 10 , Avenue Hassen Badi EL-HARRACH ALGER

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mon très cher époux

A mes chers parents

A mes chers beaux-parents

A mes sœurs: Hadda, Fatiha, Samia et Yamina

A mes frères: Mohamed, Zohir et Djamel

A mes belles sœurs

A mes beaux-frères

A mes 23 neveux et nièces, en particulier Khaled

A toute ma belle-famille

A toutes mes amies, en particulier Mouna, Bahiya et Imène

Radia

REMERCIEMENTS

Ce travail à été effectué sous la direction de M C. LARBES, PhD chargé de cours à l'Ecole nationale polytechnique, qu'il trouve ici l'expression de ma vive gratitude pour ses précieux conseils, son suivi et aussi pour sa compréhension et son aide.

Monsieur Zerguerras professeur à ENP me fait honneur de présider le jury de soutenance. Qu'il en soit vivement remercié.

Je remercie également les membres du jury, M E.M. Berkouk, M M. Haddadi et M M.S. Ait Cheikh, d'avoir accepter de juger ce travail, et de participer à son enrichissement.

Je tiens à remercier M Aït. Gougam, chargé de cours à l'USTHB pour son aide et l'intérêt qu'il a témoigné à ce travail.

Mes chaleureux remerciements vont également à M^{lle} L. Barazane, M M. O. Mahmoudi, M E.M. Berkouk, M D. Boukhetela, M Y. Sellami, M A. Boudehane, pour leur aide et leurs encouragements.

Mes remerciements vont également à tous mes enseignants de l'USTHB et de l'ENP, qui ont contribué à ma formation, en particulier: M Nacer, M Tefahi, M Escid, M Toumi, M^{me} Belhadj, M Selmane, M Boudraa, M C. Larbes, M Haddadi, M Berkani, M Aït Cheikh..

Sans oublier de remercier mon mari pour ses conseils, son soutien, son aide, sa patience et ses encouragements dans les moments difficiles.

J'espère que toute ma famille et la famille Slimani trouvent ici l'expression de mes sentiments d'amour et de gratitude pour leur aide et leur soutien et surtout leur compréhension.



SOMMAIRE

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I

La modulation de largeur d'impulsion dans les onduleurs de tension

Introduction	3
I.1 les onduleurs de tension	4
I.1.1 Définition et principe	4
I.1.2 Les différentes structures de base d'un onduleur	5
I.1.3 Les principales applications	7
I.1.4 La commande des onduleurs	8
I.2 La modulation de largeur d'impulsion (MLI)	9
I.2.1 Principes et concepts	9
I.2.2 La stratégie en créneau	10
I.2.3 Stratégie basée sur la modulation sinusoïdale	11
I.2.4 Variantes de la modulation sinusoïdale	16
I.2.5 Les techniques MLI optimales	18
Conclusion	19

Chapitre II

La modulation de largeur d'impulsion calculée

Introduction	20
II.1 La MLI avec élimination d'harmoniques	20
II.1.1 Principe	20
II.1.2 MLI à Elimination d'Harmoniques Pure (MLI à E.H.P.)	23
II.1.3 MLI à Elimination d'Harmoniques avec Asservissement du Fondamental (MLI à E.H.A.F.)	29
II.2 Etude comparative	40
II.2.1 Etude comparative sur la technique TLN1	40
II.2.2 Etude comparative sur la technique TLN2	44
II.2.3 Etude comparative entre les différentes techniques MLI à E.H.A.F.	46
II.3 Autres techniques optimales	49
II.3.1 La technique de minimisation des harmoniques de courant	49
II.3.2 La technique de minimisation des harmoniques couple	50
II.3.3 La technique de distribution optimale de surplus d'énergie	51
Conclusion	51

Chapitre III

La technique d'élimination d'harmonique avec distribution d'énergie optimale

Introduction	52
III.1 Principes	52
III.1.1 Introduction	52
III.1.2 Conservation de l'énergie d'un signal	53
III.1.3 Application aux signaux MLI	55
III.1.4 Asservissement des harmoniques d'ordre élevé	57
III.2 MLI à E.H.A.F. optimisée	58
III.2.1 Présentation	58
III.2.2 Etablissement des équations	59
III.3 Résolution des équations	61
III.3.1 Principe du critère d'optimisation	62
III.3.2 Algorithme de résolution	62
III.3.3 Contraintes pratiques	65
III.4 Résultats obtenus	65
III.4.1 Présentation	65
III.4.2 Résultats de la technique TLN1	66
III.4.3 Résultats de la technique TLN2	67
III.4.4 Apparition d'autres familles de solutions	68
Conclusion	70

Chapitre IV

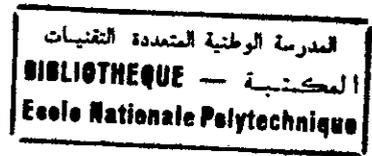
Interprétation des résultats

Introduction	71
IV.1 Gain en tension	71
IV.2 Spectre des harmoniques	72
IV.3 distorsion totale d'harmoniques	75
Conclusion	79
Conclusion générale	80

Bibliographie

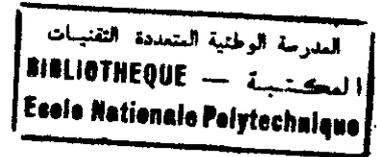
- Annexe A
- Annexe B
- Annexe C
- Annexe D

GLOSSAIRE



- α_k : k^{eme} angle de commutation
- A_1 : Amplitude du fondamental dans le cas des signaux à double symétrie
- A_n, B_n, C_n : Coefficients de Fourier
- C_i : i^{eme} cellule de commutation
- D_i : i^{eme} harmonique non éliminé
- E_n : Energie du signal
- F1, F2, F3 : Première, deuxième, troisième famille de solutions
- h_i : i^{eme} harmonique
- I_{har} : Facteur de distorsion des harmoniques de courant
- I_k : Amplitude du k^{eme} harmonique de courant
- i_{ki} : Courant circulant dans le l'interrupteur i
- K_i : Interrupteur i
- l_k : Largeur de l'impulsion
- m : Ratio de fréquence
- N : Nombre de commutation par quart de période
- N_{har} : Rang maximum considéré lors du calcul de I_{har}
- P : Puissance du signal
- r : Indice de modulation
- S_i : Semi-conducteur commandable en ouverture et en fermeture
- SLL : (Single phase Line to Line) monophasé entre phases
- SLN1 : (Single phase Line to Neutral 1) monophasé entre phase et neutre
- T_{on} : couple pulsatoire
- t_d : Instant de commutation de U à 0
- T_{har} : Facteur de distorsion du couple
- THD : (Total Harmonic Distortion) distorsion totale d'harmoniques
- THDi : (Total curent Harmonic Distortion) distorsion totale des harmoniques de courant
- TLN1 : (Three phase Line to Neutral 1) triphasé entre phase et neutre 1
- TLN2 : (Three phase Line to Neutral 2) triphasé entre phase et neutre 2
- t_m : Instant de commutation de 0 à U
- T_p : Période du signal de porteuse
- u : Source de tension continue
- U : Valeur de la tension continue
- u' : Tension de sortie de l'onduleur
- U'_0 : Valeur moyenne de la tension u'
- U'_i : Valeur efficace du i^{eme} harmonique

Introduction générale



Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présente dans les domaines d'applications les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs [FOC.98].

Le variateur de vitesse, constitué par le moteur à induction associé à un convertisseur statique, a fait l'objet, ces dernières années, de nombreux travaux de recherches [BOS.89][SEN.90].

Le moteur à induction est robuste, de construction facile et peut être utilisé dans des atmosphères difficiles. Cependant, la variation de sa vitesse nécessite, dans le cas de la commande statorique, une source d'alimentation alternative variable en fréquence et en amplitude [SEN.90][CHA.88].

L'un des principaux problèmes liés aux convertisseurs statiques, et qui dépend de la stratégie de commande utilisée, est celui de la présence inévitable d'harmoniques dans le signal de sortie. Les harmoniques ont des effets néfastes sur le moteur, ils provoquent l'échauffement excessif, les pulsations du couple et la saturation du circuit magnétique [CHA.88][LOU.96].

Ces dernières années ont connu d'énormes efforts pour la contribution à l'évolution des stratégies de commande des onduleurs, cette évolution s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides [FOC.98][SEG.96], d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM pour Pulse Width Modulation) [PAT.73] [PAT.74] [BOW.75].

Ces stratégies permettent de contrôler, simultanément, l'amplitude et la fréquence du fondamental de la tension de sortie et de repousser vers les fréquences élevées les harmoniques indésirables. Selon la manière de déterminer les instants de commutation de l'onde PWM, plusieurs stratégies existent [SUN.96][ENJ.90][BOW.75].

Notre travail consiste dans sa première partie en l'étude et la simulation des variantes de la technique MLI à élimination d'harmoniques, dans la deuxième partie en l'élaboration d'une nouvelle stratégie MLI à élimination d'harmoniques optimale basée

sur la répartition d'énergie du signal de commande, dont l'objectif est la minimisation du taux de distorsion d'harmoniques dans toute la gamme de variation du fondamental.

Effectivement, dans toutes les stratégies de commande l'énergie du signal de sortie à deux niveaux est constante, pour cela cette énergie va être répartie d'une manière adéquate sur les harmoniques non gênants (harmonique trois ou l'un de ses multiples) de façon à optimiser notre critère de performance qui est le THD (Total Harmonic distortion).

Ce mémoire est structuré de la manière suivante

Dans le chapitre I les onduleurs de tension sont étudiés selon leur structure et leurs applications, suivis d'une investigation sur les différentes stratégies de commande. La MLI engendrée a été étudiée avec plus de détails.

Le chapitre II a été consacré à la MLI calculée. Les différentes structures possibles de la MLI à élimination d'harmoniques seront simulées avec discussion des résultats obtenus. Les remarques et les constatations faites sur les familles de solutions offertes par chaque structure ont permis la naissance puis l'exploitation de l'idée d'asservir l'harmonique trois. Les autres MLI calculées sont présentées brièvement.

Au chapitre III, nous avons présenté la nouvelle technique élaborée au cours de notre travail. Cette technique fait partie des techniques MLI à élimination d'harmoniques, de plus, elle est basée sur la répartition de l'énergie du signal de commande sur les harmoniques qui ne sont pas gênants pour la machine. Cette technique s'appuie sur le principe de conservation de l'énergie d'un signal en passant du domaine temporel au domaine fréquentiel. Dans ce chapitre sont représentés aussi les résultats obtenus.

Le chapitre IV a été consacré à la discussion des résultats et à une étude comparative entre la nouvelle technique et la technique MLI à élimination d'harmoniques classique. La comparaison sera basée sur les facteurs gain en tension, spectre des harmoniques et la distorsion totale d'harmoniques.

Le présent document se terminera par une conclusion générale.

Chapitre I

La Modulation de Largeur d'Impulsion dans les onduleurs de tension

Introduction

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques qui servent principalement à alimenter, à fréquence fixe ou variable, des charges alternatives. Le but recherché est l'obtention pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde [SEG.96].

L'ensemble des techniques et méthodes agissant directement sur "les éléments actifs" de l'onduleur et permettant l'amélioration de la forme d'onde de sortie sont appelées communément les *stratégies de commande*.

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs modes, correspondant à plusieurs implémentations matérielles. Si l'onduleur ne peut commuter qu'à faible fréquence, il sera piloté en pleine onde; le signal de commande aura la fréquence de la tension désirée en sortie et la source continue doit être réglable. A l'opposé, si l'onduleur peut commuter à fréquence élevée, il sera piloté en *modulation de largeur d'impulsion* (MLI), ce qui permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence, et la source de tension peut être constante [FOC.98].

Une stratégie intermédiaire peut être nécessaire: si l'onduleur doit commuter à fréquence moyenne, les instants de commutation sont calculés de façon optimale, en particulier pour éliminer des harmoniques gênants. Ces différentes stratégies peuvent être exclusives ou, au contraire, combinées, ce qui est le cas pour de nombreux montages industriels [LOU.96].

Dans ce chapitre nous nous intéresserons en premier lieu à l'onduleur de tension à savoir ses différentes structures et applications. En deuxième lieu, nous établirons une investigation sur les stratégies de commande MLI. Ces dernières présentent la possibilité de contrôler simultanément l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie, et de repousser en même temps vers les fréquences élevées les harmoniques indésirables.

I.1 Les onduleurs de tension

I.1.1 Définition et principe

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs qui le constituent.

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: [SEG.96]

- Les onduleurs autonomes de tension;
- Les onduleurs autonomes de courant.

Les premiers sont alimentés par une source de tension continue, les seconds par une source de courant.

Une source de tension est une source d'impédance interne négligeable et de tension u constante peu affectée par les variations du courant i qui la traverse.

Remarque:

✘ Dans ce qui va suivre nous nous intéresserons aux onduleurs autonomes de tension uniquement.

Le schéma de principe d'un onduleur de tension monophasé est donné par la figure I.1

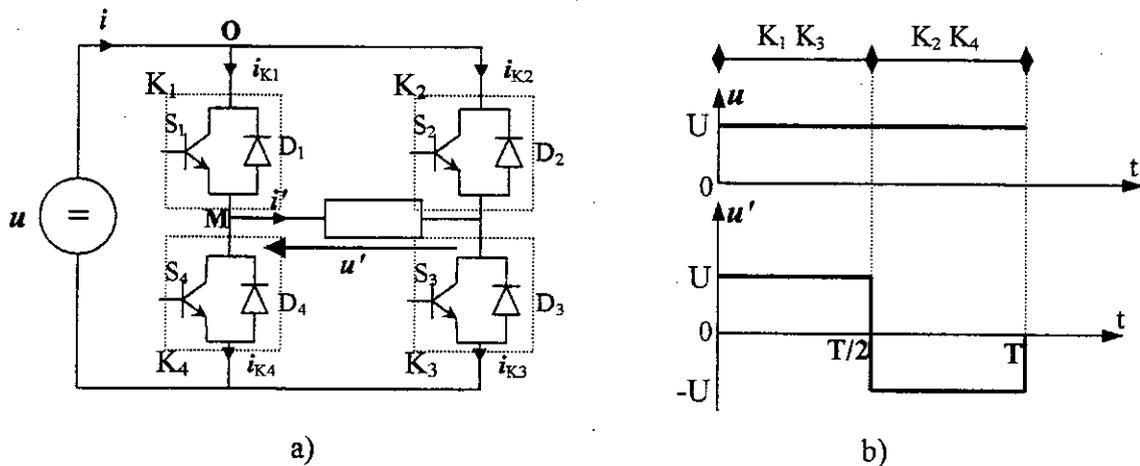


Figure I.1: Schéma de principe d'un onduleur de tension monophasé

a) montage de base

b) signaux d'entrée et de sortie

La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Si u est égale à une tension constante U , quel que soit i ,

$$\text{Pour } 0 < t < T/2, u' = +U \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Pour } T/2 < t < T, u' = -U. \quad (\text{I.2})$$

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 branchée 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 pouvoir écouler un courant aussi bien positif que négatif. Son ouverture à l'instant $t=T/2$ doit être commandée si i' est positif. Si i' est négatif, cette ouverture est spontanée et résulte de la fermeture commandée de K_4 .

L'interrupteur K_1 est donc formé par la mise en parallèle d'un dispositif semi-conducteur commandé à l'ouverture et à la fermeture S_1 et d'une diode D_1 placée en inverse.

1.1.2 Les différentes structures de base d'un onduleur

En vue de simplifier les schémas de ces structures, les circuits de commande des interrupteurs ne sont pas présentés.

1.1.2.1 Les onduleurs monophasés

Ce type d'onduleurs est destiné à alimenter des charges alternatives en monophasé, on distingue deux configurations de base:

1.1.2.1.1 Les onduleurs monophasés en demi-pont

Cet onduleur est constitué d'une source de tension continue E à point milieu et d'une cellule de commutation C_1 (appelé aussi bras); figure I.2.

Chaque cellule de commutation contient:

- deux interrupteurs commandables (semi-conducteurs de puissance tel que transistors, thyristor, GTO, IGBT, ...) représentés par des transistors,
- deux diodes antiparallèle.

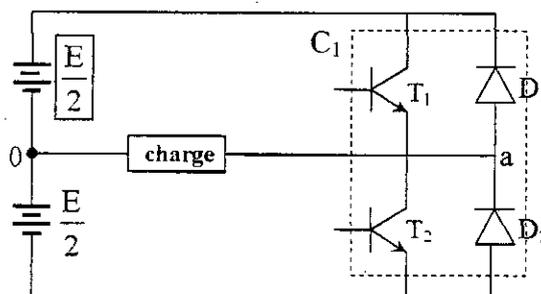


Figure I.2: Onduleur monophasé en demi-pont

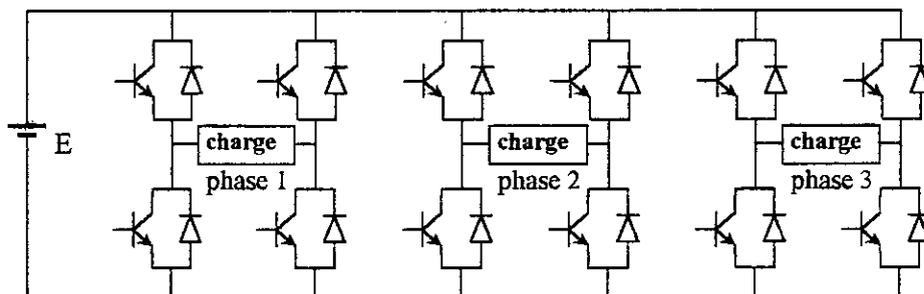


Figure I.5: Onduleur triphasé en pont (3 niveaux)

I.1.3 Les principales applications

Les deux grands domaines d'applications classiques des onduleurs de tension sont les alimentations de secours et la commande des moteurs alternatifs. Ils sont également caractéristiques de deux grandes familles, respectivement celle des systèmes à fréquence fixe et celle des systèmes à fréquence variable [FOC.98].

I.1.3.1 Domaine de fréquence fixe

Dans ce premier domaine, l'onduleur de tension est destiné à pallier les défaillances (ou même l'absence) d'un réseau alternatif en recréant la tension correspondante à partir d'une batterie.

Le schéma de principe d'une telle application est donné sur la figure I.6

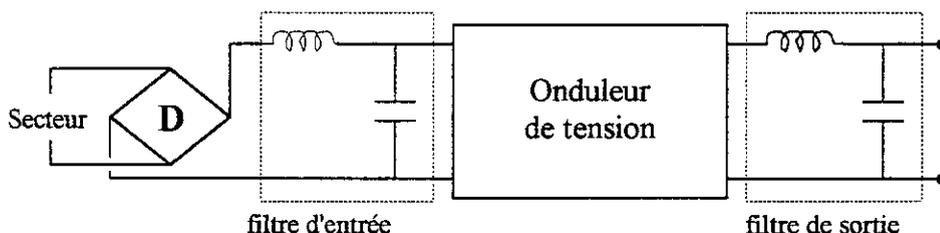


Figure I.6: Schéma de principe d'un onduleur pour alimentation de secours

Cette application requiert généralement la fourniture d'une tension de sortie très pure, donc sans les harmoniques de découpage, d'où la nécessité d'un filtre de sortie. Le filtre d'entrée a pour fonction réciproque d'éviter la réinjection d'harmoniques sur la source d'alimentation [FOC.98].

I.1.3.2 Domaine de fréquence variable

Dans ce deuxième domaine, l'onduleur est généralement (sauf cas particuliers, tel que l'application photovoltaïque) alimenté par l'intermédiaire d'un réseau alternatif. La source continue est donc un redresseur suivi d'un filtre d'entrée qui peut avoir une double

fonction, à savoir éliminer les composantes harmoniques de courant issues de l'onduleur, mais également les composantes harmoniques de tension dues au redressement.

Une autre différence notable par rapport au cas précédent réside dans le domaine de fonctionnement beaucoup plus étendu tant en fréquence fondamentale (de quelque hertz à quelque centaine de hertz) qu'en amplitude.

Le domaine d'applications des onduleurs de tension le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. Le schéma de principe d'une telle application est donné sur la figure I.7 [FOC.98].

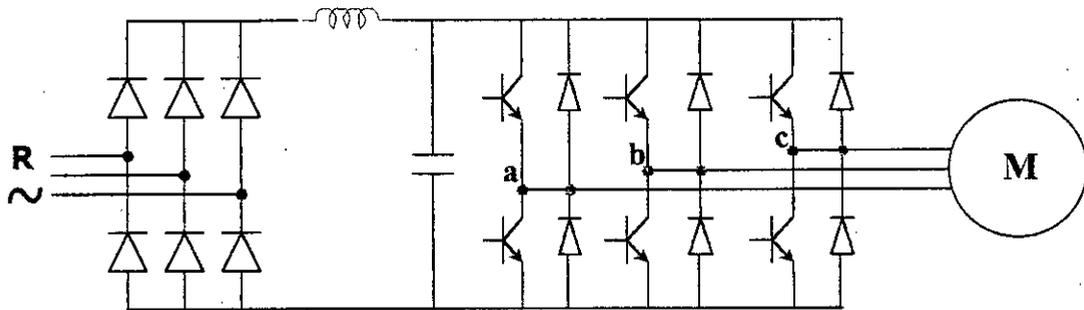


Figure I.7: Schéma de principe d'un onduleur d'alimentation de machine alternative

I.1.4 La commande des onduleurs

Un aspect également essentiel dans l'élaboration d'un onduleur de tension, et qui ne peut apparaître sur les schémas précédents, est le principe de *commande* qui jouera un rôle majeur dans les performances du dispositif, tant sur le plan de réduction des harmoniques que sur le contrôle en amplitude et en fréquence du fondamental de l'onde de sortie.

De plus, la commande de l'onduleur représente le plus souvent la partie essentielle de la commande d'une machine, et le plus souvent cette commande permettra non seulement l'amélioration de l'onde de sortie, mais aussi l'*optimisation* de l'ensemble onduleur-machine.

Les stratégies de commande représentent toutes les techniques qui agissent directement sur les cellules de commutation des onduleurs et qui ont pour but l'amélioration des performances de l'onduleur ou de l'ensemble même onduleur-machine.

On distingue deux grandes familles de stratégies:

- Si la génération des signaux de commande des interrupteurs de chacune des cellules de commutation est indépendante, alors la commande est dite à *Modulation de Largeur d'Impulsion* MLI [SEG.96][LOU.97].

- Si par contre, on peut assurer de manière globale la commande de l'ensemble des interrupteurs constituant l'onduleur, alors la commande est dite *modulation vectorielle* [VAN.88][CAR.95][LOU.97].

Plusieurs travaux comparatifs de ces deux stratégies sont effectués [MAH.99].

La stratégie de commande la plus utilisée pour les onduleurs de tension est la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Cette technique est largement utilisée pour la variation simultanée de l'amplitude et de la fréquence du fondamental de l'onde de sortie. Elle permet aussi la réduction ou même l'élimination des harmoniques d'ordre faible.

Un onduleur de tension qui est piloté par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion est appelé onduleur MLI.

1.2 La modulation de largeur d'impulsion

1.2.1 Principe et concepts

La modulation de largeur d'impulsion MLI (en anglo-saxon Pulse Width Modulation PWM) est fortement inspirée de celle utilisée dans la transmission d'information et consiste à moduler une onde porteuse par une onde modulante à fréquence beaucoup plus basse. Il existe néanmoins une différence fondamentale puisque, à l'inverse de la transposition spectrale recherchée en transmission, on veut générer une composante basse fréquence à partir de l'onde porteuse.

Pour obtenir ce résultat, c'est la valeur moyenne de cette onde porteuse, définie sur une période T , qui est modulée tandis qu'elle reste nulle en transmission. [LOU.96]

Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsions, au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, figure I.1.b, on la forme de plusieurs créneaux de largeurs convenables.

La multiplication du nombre des "impulsions" formant chacune des alternances d'une tension de sortie présente deux *avantages* importants: [SEG.96]

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Le système MLI est un système non linéaire, qui dépend fortement de la forme d'onde de la porteuse (généralement triangulaire). Ce qui lui donne une fonction de transfert en hystérésis très complexe vu que les seuils de basculement sont variables.

Le plus souvent on détermine en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des "interrupteurs" à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou en

faisant simultanément appel à ces deux techniques, c'est la commande MLI ON-line. [BOU.00][DJO.01].

Dans certaines applications, on calcule et on mémorise au préalable les instants de commande, en vu d'optimiser un critère de performance. Les interrupteurs sont ensuite commandés par un microprocesseur, c'est la commande OFF-line [AIT.92] [MOR.94] [DER.94].

1.2.2 La stratégie en créneau

1.2.2.1 Principe

Pour cette stratégie le signal de commande est actif pendant toute la durée de la demi période, la forme d'onde de ce type de stratégie est représentée sur la figure I.1.b. Elle est utilisée pour la variation de la fréquence uniquement; la variation d'amplitude est obtenue avec un étage complémentaire en avant.

Remarques:

✘ La simplicité de cette stratégie permet son implémentation par des circuits logiques câblés ou programmés. Néanmoins, le fait de commander la fréquence f et la tension U dans deux étages indépendants risque de poser un problème de synchronisation lorsqu'on veut imposer à U et f d'évoluer selon une loi particulière.

✘ Le signal de sortie est très riche en harmoniques et loin de reproduire le signal désiré, qui doit être sinusoïdal.

1.2.2.2 Formes d'ondes

On considère le montage de la figure I.1 a. D'après le principe de fonctionnement énoncé précédemment, la forme d'onde obtenue en sortie de l'onduleur est celle représentée sur la figure I.1 b.

Comme tout signal périodique, le signal de sortie u' est décomposable en série de Fourier.

$$u'(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)] \quad (I.3)$$

où A_n et B_n représentent les coefficients de Fourier exprimés par:

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u'(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (I.4)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u'(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (I.5)$$

Après développement de (I.4) et (I.5) :

$$A_n = 0 \quad (I.6)$$

$$B_n = \frac{4}{\pi n} U \quad (I.7)$$

Ce qui nous permet d'écrire:

$$u'(\omega t) = \frac{4.U}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n \omega t) ; \text{ avec } n \text{ impair} \quad (I.8)$$

Le spectre de u' sera alors représenté par la figure I.8

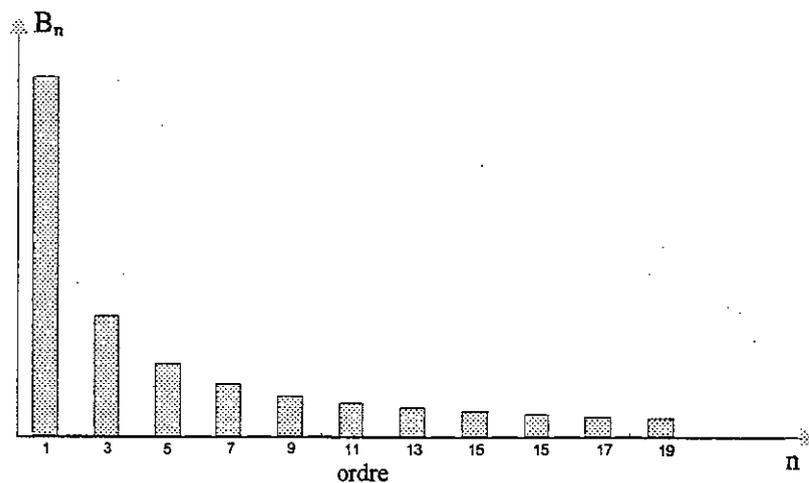


Figure I.8: Spectre du signal de sortie de l'onduleur commandé par la stratégie en créneau

Comme le montre cette figure, le spectre du signal de sortie est riche en harmoniques, ceux d'ordres faibles possèdent des amplitudes relativement élevées ce qui risque, dans le cas de l'alimentation d'une machine alternative, d'engendrer des effets néfastes sur le fonctionnement, à savoir l'augmentation des pertes, de l'échauffement et des couples pulsés. De plus la valeur du fondamental est fixe et ne peut être variée facilement, sauf si on fait varier la tension continue d'entrée par exemple.

I.2.3 Stratégie basée sur la modulation sinusoïdale

I.2.3.1 Exemple: MLI engendrée (triangulo-sinusoïdale)

Principe

C'est une technique basée sur la comparaison d'un signal sinusoïdal de référence, appelé modulante, de fréquence fondamentale (onde u_w) avec une porteuse, généralement triangulaire, de fréquence plus élevée (onde M), figure I.9. La comparaison permet de

déterminer les instants de commutation, et par conséquent, les largeurs des impulsions de l'onde PWM résultante [BOW.75].

Paramètres de la modulation

Deux paramètres essentiels interviennent dans le processus de modulation. Le premier, est le *ratio de fréquence m* qui détermine le nombre d'impulsions par période, défini par :

$$m = \frac{\text{fréquence porteuse}}{\text{fréquence modulante}}$$

Le deuxième, est l'*indice de modulation r*, défini par :

$$r = \frac{\text{Amplitude de l'onde modulante}}{\text{Amplitude de l'onde porteuse}}$$

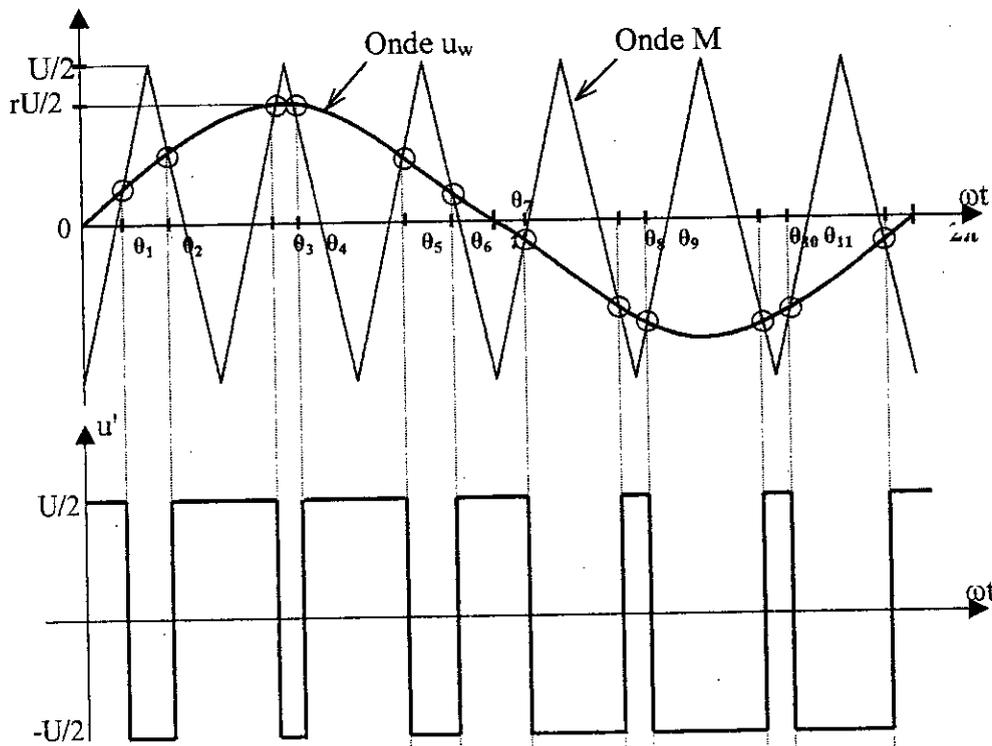


Figure I.9: Forme d'onde MLI de la technique triangulo-sinusoïdale, $m = 6$

Modulation synchrone et modulation asynchrone

La fréquence de la modulante est nécessairement variable, la fréquence porteuse peut être modifiée ou gardée constante. De là est né le concept de modulation synchrone ou asynchrone. La modulation est dite synchrone lorsque la fréquence de la porteuse est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence; c'est à dire, les ondes modulante et porteuse s'allongent et se rétrécissent de la même façon. La modulation est dite asynchrone si les variations de la fréquence modulante n'influent pas sur la fréquence porteuse. Le nombre m est réel dans ce cas. La modulation asynchrone est généralement utilisée lorsque m est suffisamment élevé [SEG.96].

Remarque

✖ La modulation triangulo-sinusoïdale vue ici est aussi appelée modulation à échantillonnage naturel.

I.2.3.2 Formes d'ondes

Considérons la forme d'onde u' obtenue sur la figure I.9 :

Pour un indice de modulation donné m , on définit les instants de commutation t_m et t_d pour l'obtention de la $k^{\text{ème}}$ impulsion en forme MLI. Figure I.10. [BOW.75][SEG.96]

Soit :

$$t_m = (4k-3) \frac{T_p}{4} + [1 - r \sin(\omega t_m)] \frac{T_p}{4} \quad (\text{I-9})$$

$$t_d = (4k-1) \frac{T_p}{4} + [1 + r \sin(\omega t_d)] \frac{T_p}{4} \quad (\text{I.10})$$

avec:

$$k = 1, 2, \dots, m$$

T_p : période du signal de la porteuse.

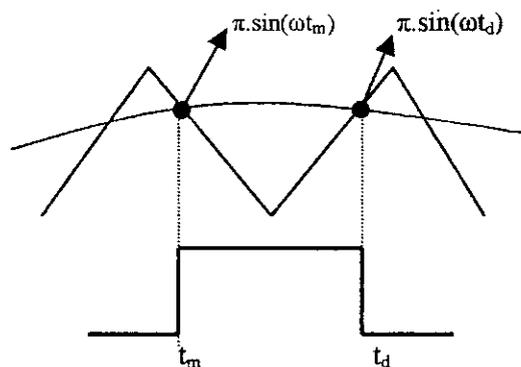


Figure I.10 : Détails de la $k^{\text{ème}}$ impulsion

Des deux relations (I.9) et (I.10), on tire la largeur t_k de l'impulsion résultante:

$$t_k = t_d - t_m = \frac{T_p}{2} \left[1 + \frac{r}{2} [\sin(\omega t_d) + \sin(\omega t_m)] \right] \quad (\text{I.11})$$

Ce qui montre que la largeur t_k de l'impulsion résultante est proportionnelle à l'amplitude de la modulante r .

Le signal obtenu en sortie est un signal rectangulaire à deux niveaux $U/2$ et $-U/2$, de largeur d'impulsion réglable.

Remarque

Cette approche souffre de deux limites:

- ✗ Les centres des impulsions dans l'onde PWM résultante ne sont pas équidistants ni uniformément espacés.
- ✗ Il n'est pas possible de définir les largeurs des impulsions en utilisant des expressions analytiques simples. Elles peuvent être définies uniquement en utilisant des équations transcendantes.

Pour établir les caractéristiques du signal, on suppose la commande synchrone, figure I.10.

Les $2m$ angles de commutations $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{2m}$, définissent la forme d'onde du signal de sortie u' au cours de sa période. Ils sont déterminés par l'intersection de M et u'_w . Ces angles ne sont fonction que de m et r .

- ✓ Si m est pair (figure I.10), vu la symétrie par rapport au milieu des alternances, il n'y a que m angles à déterminer. En effet:

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

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

- ✓ Si m est impair, 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:

$$\frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{m-1}{2}} = \theta_{\frac{m+1}{2}} - \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3m-1}{2}} = \theta_{\frac{3m+1}{2}} - \frac{3\pi}{2} \quad ;$$

$$\frac{\pi}{2} - \theta_{\frac{m-3}{2}} = \theta_{\frac{m+3}{2}} - \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{2} - \theta_{\frac{3m-3}{2}} = \theta_{\frac{3m+3}{2}} - \frac{3\pi}{2} \quad ; \quad \dots$$

$$\theta_m = \pi \quad ; \quad \theta_{2m} = 2\pi.$$

Développement en série de Fourier:

- Si m est impair, le développement en série de Fourier de u' ne comporte, en plus du fondamental, que des harmoniques impairs [SEG.96].

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:

$$A_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u' \sin n\omega t \, d\omega t$$

$$= \frac{4U}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} \sin n\omega t \, d\omega t - \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin n\omega t \, d\omega t + \dots \pm \int_{\frac{\theta_{m-1}}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t \, d\omega t \right]$$

ce qui donne :

$$A_n = \frac{1}{n} \frac{4U}{\pi} \left(1 - 2\cos n\theta_1 + 2\cos n\theta_2 - \dots \pm 2\cos n\theta_{\frac{m-1}{2}} \right) \tag{I.12}$$

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

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

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

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

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int u' \cos n\omega t' \, d\omega t' \quad \text{où } \omega t' = \frac{\omega t - \pi}{2}$$

On obtient:

- pour $m/2$ impair:

$$B_n = \frac{1}{n} \frac{4U}{\pi} \left(-\sin n\theta'_{\frac{m+1}{2}} + \sin n\theta'_{\frac{m+2}{2}} - \dots + \sin n\theta'_{\frac{3m}{2}} \right) \tag{I.13}$$

- pour $m/2$ pair:

$$B_n = \frac{1}{n} \frac{4U}{\pi} \left(\sin n\theta'_{\frac{m+1}{2}} - \sin n\theta'_{\frac{m+2}{2}} + \dots - \sin n\theta'_{\frac{3m}{2}} \right) \tag{I-14}$$

Les valeurs efficaces du fondamental et des harmoniques sont données par :

$$U_1 = \frac{B_1}{\sqrt{2}} ; \quad U_2 = \frac{|B_2|}{\sqrt{2}} ; \quad U_3 = \frac{|B_3|}{\sqrt{2}} ; \quad \dots ; \quad U_n = \frac{|B_n|}{\sqrt{2}} ; \dots$$

La figure I.11 représente les spectres correspondant au maximum de r , pour m successivement égal à 3, à 6, à 9 et à 12. Toutes les valeurs sont reportées à $\frac{\sqrt{2}U}{\pi}$.

Remarque

- ✗ La modulation de largeur d'impulsions ne réduit pas le taux d'harmoniques, ce dernier est pratiquement indépendant de m ;
- ✗ L'augmentation de m décale les harmoniques vers les fréquences élevées et améliore ainsi le spectre.

1.2.4 Variantes de la modulation triangulo-sinusoidale

1.2.4.1 Modulation à échantillonnage régulier

Dans cette modulation, le signal de référence sinusoïdal passe à travers un échantillonneur-bloqueur. Un échantillon est pris et sa valeur est gardée constante durant la période d'échantillonnage. Ce procédé produit une version modulée en amplitude de l'onde modulante (**PAM**).

L'échantillonnage régulier est vu comme une combinaison de deux modulations:

- la première transforme le signal sinusoïdal en un signal constitué d'impulsions modulées en amplitude (**PAM**).
- la deuxième transforme le signal PAM en signal MLI.

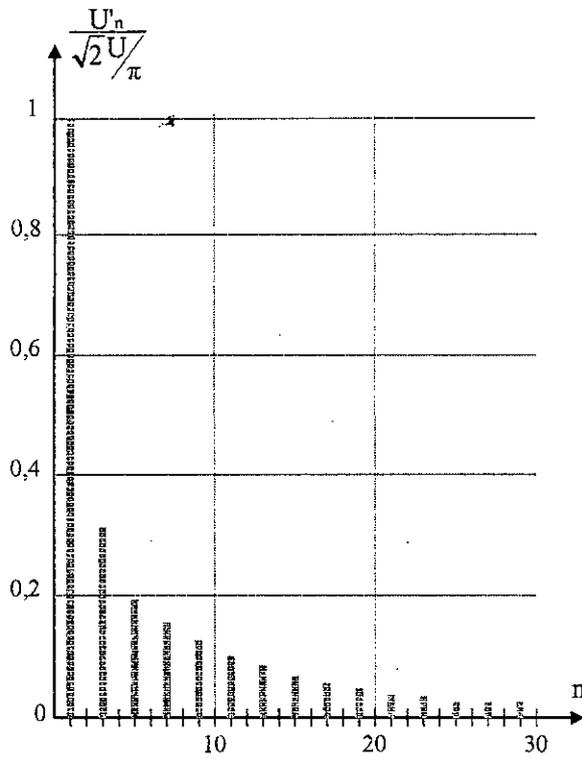
Les largeurs des impulsions sont proportionnelles à l'amplitude constante de la modulante aux instants d'échantillonnage régulièrement espacés.

L'une des caractéristiques essentielles de ce processus est que les valeurs échantillonnées et les positions d'échantillonnage peuvent être définies sans ambiguïté, tel que les impulsions produites soient prévisibles en largeur et en position.

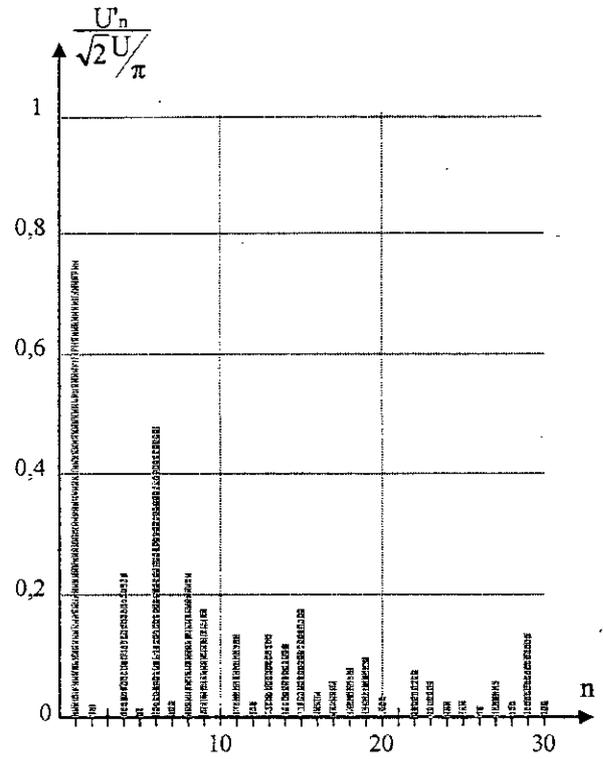
1.2.4.2 Modulation à échantillonnage régulier symétriques

Dans cette modulation, un seul échantillon, dont la valeur est gardée constante durant une période de la porteuse, est utilisé pour déterminer la largeur de l'impulsion et donc les fronts avant et arrière de cette impulsion sont modulés de façon égales

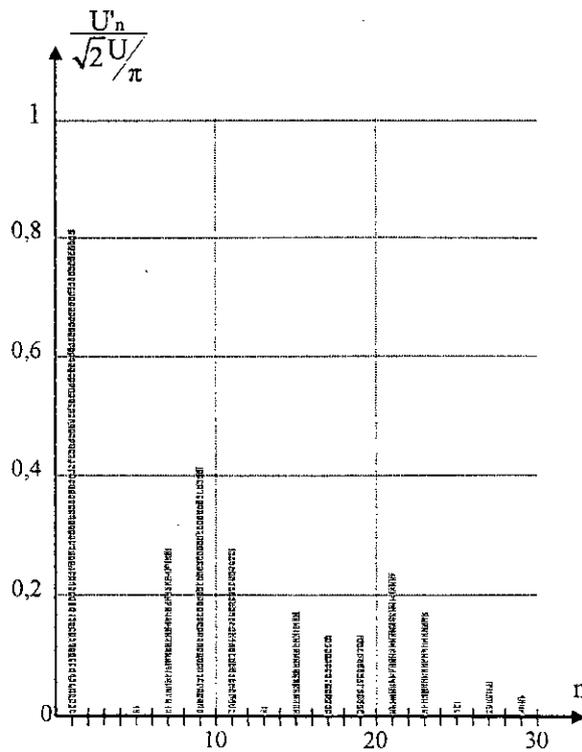
L'une des caractéristiques essentielles de cette technique est l'existence d'une relation de récurrence donnant les états hauts $t_p(k)$ et les états bas $t_0(k)$ du signal de sortie.



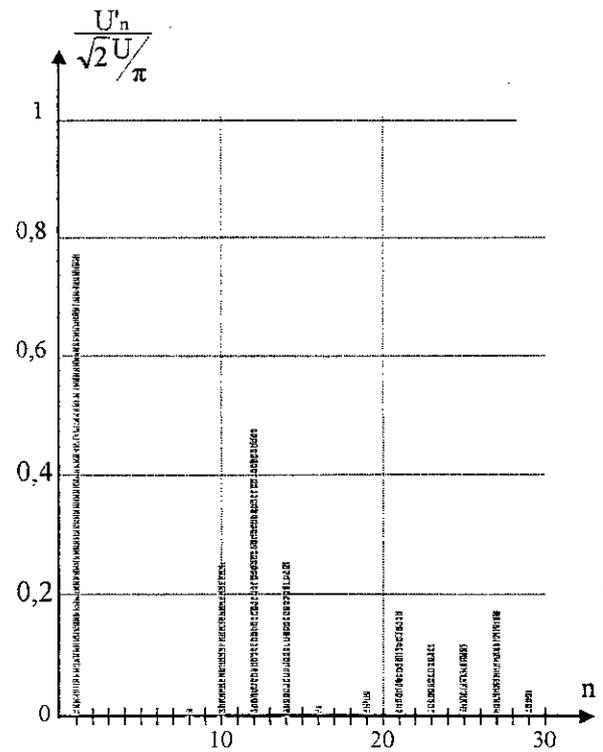
a) $m=3$



b) $m=6$



c) $m=9$



d) $m=12$

Figure I.11: Les spectres du signal de sortie d'une MLI triangulo-sinusoïdale, avec $m = 3, 6, 9,$ et 12

1.2.4.3 Modulation à échantillonnage régulier asymétrique

Dans l'échantillonnage régulier asymétrique, l'échantillonneur est piloté par une horloge dont la fréquence est double de celle de la porteuse, et, par conséquent, le front avant et le front arrière de chaque impulsion sont déterminés en utilisant deux échantillons de la modulante, donc chacun de ces fronts est modulé différemment.

Remarques

- ✗ Ces techniques, de par leur nature numérique, se prêtent bien à la simulation sur ordinateur et à l'implémentation par microprocesseur.
- ✗ Un nombre réduit d'échantillons est nécessaire pour décrire un cycle complet de la modulante, et les largeurs des impulsions sont définies par des équations simples.
- ✗ Pour l'implémentation par microprocesseur, les équations sus-citées sont converties, à travers un Timer par exemple, en signaux. Pour la simulation, elles permettent de calculer les spectres et de déterminer les formes des tensions de phase et de ligne.
- ✗ Une étude détaillée avec simulation de ces différentes techniques a été effectuée [FER.94].

1.2.5 Les stratégies MLI optimales

Une onde MLI (telle obtenue sur la figure I.9, par exemple), en supposant quelle soit hachée N fois par quart de période, peut être décrite uniquement en fonction des angles de commutation. (annexe A)

A partir de la description obtenue, le signal de sortie est déduit par double symétrie sur toute la période.

Ces stratégies sont basées sur le calcul des angles de commutation.

Remarque

- ✗ De ce fait, très souvent ces stratégies MLI sont appelées "techniques MLI calculées".

La sélection de n'importe quelle forme MLI implique deux étapes distinctes, d'abord, le choix d'un critère de performance, reflétant un ou plusieurs facteurs, ensuite, les angles de commutation dans l'onde MLI résultante sont ajustés jusqu'à ce que ce critère atteigne son niveau optimal.

La solution à un problème d'optimisation est trouvée lorsque les N angles sont déterminés

L'introduction de différents indices de performance a donné de bons résultats dans plusieurs stratégies optimales:

1. Certaines d'entre elles ont tendance à supprimer quelques harmoniques particuliers (surtout de bas ordre), c'est la stratégie par élimination d'harmonique [PAT.73][PAT.74];
2. D'autres tendent à minimiser la distorsion du courant, c'est la méthode de minimisation du THDi (Total Harmonic current Distortion)[BOW.86];
3. Aussi, la méthode de minimisation des harmoniques de couple [BOW.81][ZAC.85];
4. Plus récentes, sont celles qui optimisent la distribution d'énergie du signal MLI [LIL.98].

Remarque

✘ Ils existent d'autres stratégies dites suboptimales, elles sont classées en deux familles; la première est issue de la technique d'élimination d'harmoniques, son principe est d'approximer les valeurs des angles à partir de leurs trajectoires [TAU.86][ENJ.87]. La seconde est issue de la technique triangulo-sinusoidale à échantillonnage, où on calcule l'amplitude adéquate de l'harmonique trois qu'on injecte dans le signal de commande [GRA.83][BOW.86].

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe, les différentes structures, ainsi que les domaines d'application des onduleurs de tension

La partie commande dans les onduleurs représente une part importante et décisive. Elle permet de modifier voir même améliorer le signal de sortie.

La technique de modulation de largeur d'impulsion représente l'une des techniques les plus utilisées dans la commande des onduleurs de tension. Différentes stratégies de commande MLI avec des degrés de complexité variés existent. Les principales techniques ont été présentées.

La stratégie basée sur la modulation sinusoidale (ou à échantillonnage naturel) offre la possibilité d'avoir un très bon spectre en sortie si on augmente l'indice de modulation, mais nécessite un espace mémoire considérable pour une implémentation numérique.

Les stratégies optimales sont très performantes, mais nécessite beaucoup de calculs d'où la difficulté d'implémentation en temps réel.

Les deux stratégies; élimination d'harmoniques et optimisation de distribution d'énergie, sont étudiées dans les chapitres suivants.

Chapitre II

La modulation de largeur d'impulsion calculée

Introduction

La modulation de largeur d'impulsion permet de former la tension de sortie d'un onduleur de plusieurs créneaux de même amplitude et de largeurs convenables. Selon la manière de déterminer les angles de commutations, plusieurs stratégies découlent de cette technique.

Les techniques de modulation dites triangulo-sinusoïdales (ou engendrées) permettent de déterminer les instants de commutation par l'intersection (comparaison) de deux ondes, l'une de référence et l'autre porteuse. Analytiquement, ces techniques présentent des équations transcendantes et difficiles à résoudre en temps réel. Néanmoins, elles se prêtent bien à une implémentation analogique. Leur numérisation est coûteuse en temps de calcul et en espace mémoire [LOU.97].

Une autre manière complètement différente de celle de la modulation triangulo-sinusoïdale, consiste à calculer les instants de commutation en vue de satisfaire un ou plusieurs critères de performance de l'ensemble onduleur-machine, ces critères diffèrent d'une application à une autre. Dans ce cas la technique est appelée *modulation calculée* ou *programmée*.

La MLI programmée optimise une fonction particulière, comme par exemple la minimisation des pertes, la réduction des fluctuations du couple ou encore l'élimination sélective d'harmoniques.

Cette dernière technique est considérée comme la plus efficace pour l'obtention de résultats performants [ENJ.90][SUN.96].

II.1 La MLI avec élimination d'harmoniques

II.1.1 Principes

Le principe de la technique de modulation par élimination d'harmoniques a été introduit pour la première fois par Turnbull en 1964 puis développé par Patel et Hoft [PAT.73] [PAT.74].

Cette technique consiste à former l'onde de sortie d'une succession de créneaux de largeurs variables et contrôlables. Les angles de commutation sont déterminés de façon à éliminer certains harmoniques gênants dans l'onde de sortie, améliorant ainsi le rendement du système onduleur-machine par la réduction des ondulations du couple, ainsi que des pointes de courant et des pertes dans la machine [LOU.96][MAH.98].

Pour la machine, les harmoniques d'ordre faible sont les plus indésirables et les plus nuisibles et sont également les plus difficiles à filtrer.

De ce fait, l'élimination d'harmonique porte sur les harmoniques d'ordre faible, puisque, vu le caractère selfique de la machine, les harmoniques d'ordre élevé sont facilement filtrés par cette dernière.

L'onde modulée par cette technique pour un onduleur en demi-pont (figure I.2 et figure I.4) est donnée par la figure II.1, la tension est normalisée à 1.

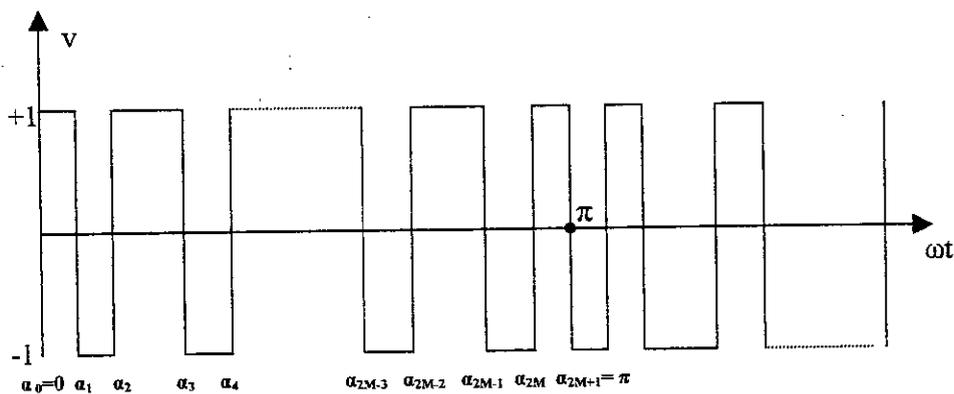


Figure II.1: Forme d'onde MLI d'un onduleur en demi-pont

II.1.1.1 Etude de la tension de sortie

La figure II.1 représente l'onde obtenue entre phase et neutre fictif de la source continue d'alimentation. L'onde est caractérisée par le nombre de "trous" par alternance, c'est à dire le nombre d'intervalles où v est égal à -1 pendant l'alternance positive ou bien à +1 pendant l'alternance négative.

Il convient de préciser qu'on ne peut plus utiliser la notion d'indice de modulation, puisque les angles sont calculés sur des bases autres que l'intersection d'ondes de fréquences différentes.

L'onde de tension ainsi obtenue présente une double symétrie et ne contient, donc, que des harmoniques impairs.

En utilisant le résultat développé en annexe A, l'amplitude du $n^{\text{ème}}$ harmonique vaut :

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (\text{II.1})$$

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

$$b_n = 0 \quad (\text{II.3})$$

N : nombre de commutation par quart de période;

c_n , a_n , b_n : coefficients de Fourier du signal;

α_k : $k^{\text{ème}}$ angle de commutation.

L'équation (II.2) montre que l'amplitude des harmoniques du signal considéré dépend uniquement de deux paramètres; le nombre de commutation par quart de période N et les angles de commutation $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$.

Ce résultat permet, si on fixe N à une valeur voulue, d'établir N équations à N inconnus de la manière suivante:

$$\left. \begin{aligned} a_{n1} &= \frac{4}{n1.\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n1.\alpha_k) \right] \\ a_{n2} &= \frac{4}{n2.\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n2.\alpha_k) \right] \\ &\vdots \\ a_{nN} &= \frac{4}{nN.\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(nN.\alpha_k) \right] \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.4})$$

II.1.1.2 Résolution des équations non-linéaires

D'après (II.4) pour l'élimination de N harmoniques, on doit résoudre un système de N équations à N inconnus. La solution à ce problème est trouvée lorsque les N angles de commutation sont déterminés.

En plus du système (II.4) à résoudre, la solution recherchée doit satisfaire la condition suivante:

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2 \quad (\text{II.5})$$

Le système (II.4) est un système d'équations non-linéaires (N-L) et transcendantes, ce qui rend sa résolution difficile.

Il n'y a pas de théorie générale en ce qui concerne la résolution des équations N-L et encore moins pour les systèmes d'équations N-L. Pour cette raison on se penche vers les méthodes numériques basées sur des itérations qui, sous certaines conditions, convergent vers la solution exacte.

D'innombrables méthodes ont été élaborées pour la résolution des équations et des systèmes d'équations N-L, pour ces dernières, la résolution est plus délicate [RAL.85]. Les méthodes les plus rencontrées sont celles des substitutions successives [BOU.93], de Newton et d'optimisation (appelé souvent méthode du gradient) [VIG.80].

L'algorithme de Newton (ou Newton-Raphson) est l'un des plus connus et des plus puissants. Basé sur le développement de Taylor au premier ordre, il converge rapidement vers la solution exacte si on a un bon estimé au départ.

Dans notre étude nous avons choisi la méthode de Newton-Raphson, dont le développement et l'algorithme sont donnés en annexe B.

Remarques

✘ Si la détermination des angles $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ consiste à égaliser à zéro les (N-1) premiers harmoniques et à attribuer au fondamental une valeur désirée, alors la méthode est appelée élimination d'harmoniques avec asservissement du fondamental. Cette méthode est utilisée principalement pour la variation de vitesse d'un moteur asynchrone [PAT.74].

✘ Si, par contre, on élimine les N premiers harmoniques (sans asservissement du fondamental), alors la méthode est appelée élimination d'harmoniques pure [PAT.73].

✘ Les équations données par (II.4) peuvent avoir des formulations modifiées selon le type d'onduleur (monophasé, triphasé, en pont ou en demi pont, ou même le branchement de la charge, c'est à dire entre phase et neutre ou entre phases).

✘ Les variantes que peut avoir le système d'équation (II.4) seront étudiées dans les parties suivantes.

II.1.2 MLI à Elimination d'Harmoniques Pure (MLI à E.H.P.)

Pour cette technique on cherche à éliminer les N premiers harmoniques de la tension de sortie d'un onduleur en égalant à zéro leur expression. La valeur du fondamental sera alors induite après la résolution du système d'équation, et ne pourra être contrôlée.

Selon que l'onduleur soit en pont ou en demi pont; Deux variantes peuvent découler; la MLI à élimination d'harmoniques pure (MLI à E.H.P.) pour onduleur en demi pont et MLI à E.H.P. pour onduleur en pont complet.

II.1.2.1 MLI à E.H.P. pour l'onduleur en demi pont

Pour cette technique l'onde de sortie de l'onduleur est donnée par la figure II.1. Le système d'équation pour l'élimination des N premiers harmoniques sera donné par (II.6) et (II.7) pour des systèmes de charge respectivement triphasée et monophasée. Pour les premiers, les harmoniques multiples de trois sont sans effet et n'apparaissent donc pas dans le système d'équations.

$$\left. \begin{aligned} \frac{4}{5.\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(5.\alpha_k) \right] &= 0 \\ \frac{4}{7.\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(7.\alpha_k) \right] &= 0 \\ \frac{4}{x_1.\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(x_1.\alpha_k) \right] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.6})$$

où $x_1 = 3N+1$; pour $n \geq 2$

$$\left. \begin{aligned} \frac{4}{3.\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(3.\alpha_k) \right] &= 0 \\ \frac{4}{5.\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(5.\alpha_k) \right] &= 0 \\ \frac{4}{x_2.\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(x_2.\alpha_k) \right] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.7})$$

où $x_2 = 2N+1$; pour $n \geq 1$

Les résultats obtenus après résolution des systèmes d'équations (II.6) et (II.7) pour $N=2,3,4,5$ et 6 sont représentés respectivement sur les tableaux II.1 et II.2.

Dans les deux tableaux sont relevés les angles (la solution), la valeur du fondamental ainsi que la valeur du THD¹.

Le spectre du signal après calcul des angles pour $N = 2, 3$ (pour système triphasé) et $N=2, 6$ (pour système monophasé) est représenté respectivement sur les figures II.2 et II.3.

¹ THD : Total Harmonic Distortion, $\text{THD} = \frac{100}{A_1} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left(\frac{A_n}{n} \right)^2}$, voir la section III.3.

Tableau II.1: Résultat de l'élimination d'harmoniques pure pour onduleur triphasé en demi-pont

Les angles \ N=	2	2	3	4	5	5	6
α_1	16.2472	10.1977	8.7426	9.8369	6.7977	6.5074	7.8043
α_2	22.0685	88.5121	24.3975	15.0756	17.3023	15.7956	12.6733
α_3			27.7622	85.0534	21.0328	18.7277	23.0890
α_4				86.2726	34.6703	83.3433	25.6345
α_5					35.9983	84.5175	38.1249
α_6							39.0040
Fondamental	1.1884	-1.1669	-1.1779	1.1690	-1.1668	-1.1663	1.1638
THD	3.1227	2.8073	2.4367	1.8701	1.8596	1.5091	1.6700

Tableau II.2: Résultat de l'élimination d'harmoniques pure pour l'onduleur monophasé en demi-pont

Les angles \ N=	2	3	4	5	6
α_1	23.6449	13.9817	15.4623	10.6881	11.5002
α_2	33.3277	37.2380	24.3303	26.3435	19.1506
α_3		42.6206	46.1167	32.2874	34.4194
α_4			49.4023	52.3935	38.5824
α_5				54.5402	57.0764
α_6					58.5534
Fondamental	1.0682	-1.0443	1.0311	1.0231	1.0178
THD	7.9640	6.6431	5.6912	4.9810	4.3730

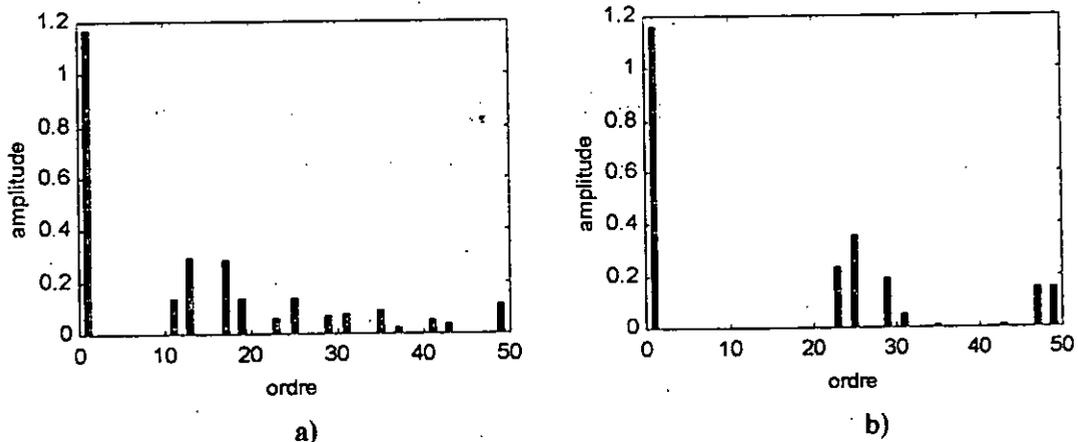


Figure II.2: Spectre du signal MLI avec élimination d'harmoniques pure pour onduleur triphasé en demi-pont

a) $N = 2, \alpha_1 = 10.19, \alpha_2 = 88.51$

b) $N = 6$

Une étude similaire à celle donnée en annexe A, montre que la décomposition en série de Fourier du signal de la figure II.4 donne le résultat suivant [PAT.73]:

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) ; \text{ pour } n \text{ impair} \quad (\text{II.8})$$

$$b_n = 0 \quad (\text{II.9})$$

N : nombre de commutation par quart de période;

a_n, b_n : coefficients de fourier du signal

α_k : $k^{\text{ème}}$ angle de commutation.

Ce résultat permet, si on fixe N à une valeur voulue, d'établir N équations à N inconnus de la manière suivante:

$$\left. \begin{aligned} a_{n1} &= \frac{4}{n1.\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n1 \alpha_k) \\ a_{n2} &= \frac{4}{n2.\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n2 \alpha_k) \\ a_{nN} &= \frac{4}{nN.\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(nN \alpha_k) \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.10})$$

Pour l'élimination de N harmoniques, on doit résoudre un système de N équations à N inconnus. La solution est trouvée lorsque les N angles de commutation sont déterminés.

Le système d'équation pour l'élimination des N premiers harmoniques sera donné par (II.11) et (II.12) pour des systèmes de charge respectivement triphasée et monophasée. Pour les premiers, les harmoniques multiples de trois sont sans effet et n'apparaissent donc pas dans le système d'équations.

$$\left. \begin{aligned} \frac{4}{5\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(5\alpha_k) &= 0 \\ \frac{4}{7.\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(7\alpha_k) &= 0 \\ \frac{4}{x1\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(x1 \alpha_k) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.11})$$

où $x_1 = 3N+1$

$$\left. \begin{aligned} \frac{4}{3\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(3\alpha_k) &= 0 \\ \frac{4}{5\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(5\alpha_k) &= 0 \\ \frac{4}{x_2\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(x_2\alpha_k) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.12})$$

où $x_1 = 2N+1$; $N \geq 1$

Les résultats obtenus après résolution des systèmes d'équations (II.11) et (II.12) pour différentes valeurs de N sont représentés respectivement sur les tableaux II.3 et II.4.

Le spectre du signal de la figure II.4 pour différentes valeurs de N pour un système de charge respectivement triphasée et monophasée est représenté sur les figures II.5 et II.6.

Tableau II.3 : Résultat de l'élimination d'harmoniques pure pour l'onduleur triphasé en pont

Les angles \ N=		2	2	4	5	6
	α_1	10.2857	15.4286	14.0164	11.3534	12.3658
	α_2	61.7143	87.4286	24.5044	17.2682	23.3908
	α_3			30.2875	23.8109	25.1602
	α_4				34.8842	52.7265
	α_5				37.2710	59.9067
	α_6					68.1554
Fondamental		0.6494	1.1702	1.1762	1.1661	0.6211
THD		2.5775	1.2438	1.2044	0.8850	1.4160

Tableau II.4: Résultat de l'élimination d'harmoniques pure pour l'onduleur monophasé en pont

Les angles \ N=		1	3	5
	α_1	30.0000	22.7247	18.1701
	α_2		37.8474	26.6356
	α_3		46.8209	36.8719
	α_4			52.9045
	α_5			56.6857
Fondamental		1.1027	1.0402	1.0215
THD		4.6375	3.3190	2.5261

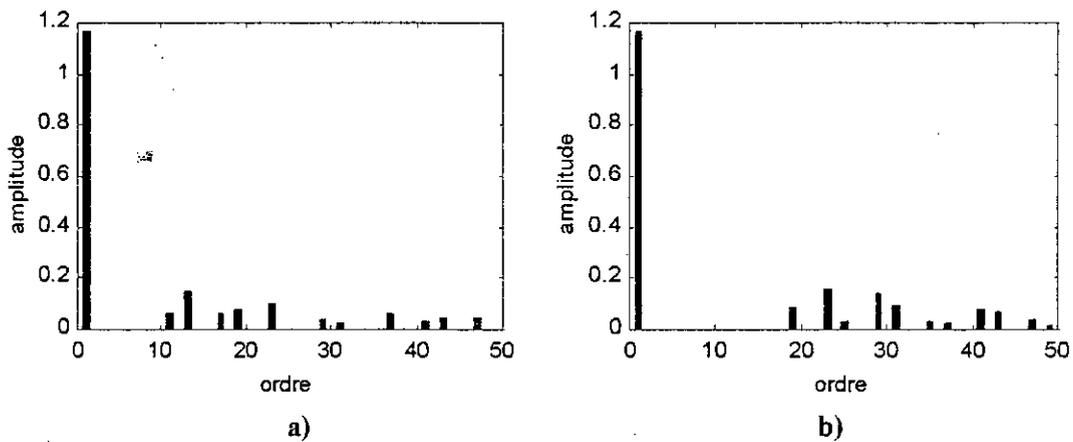


Figure II.5: Spectre du signal MLI avec élimination d'harmonique pure pour l'onduleur triphasé en pont

- a) $N = 2$
- b) $N = 5$

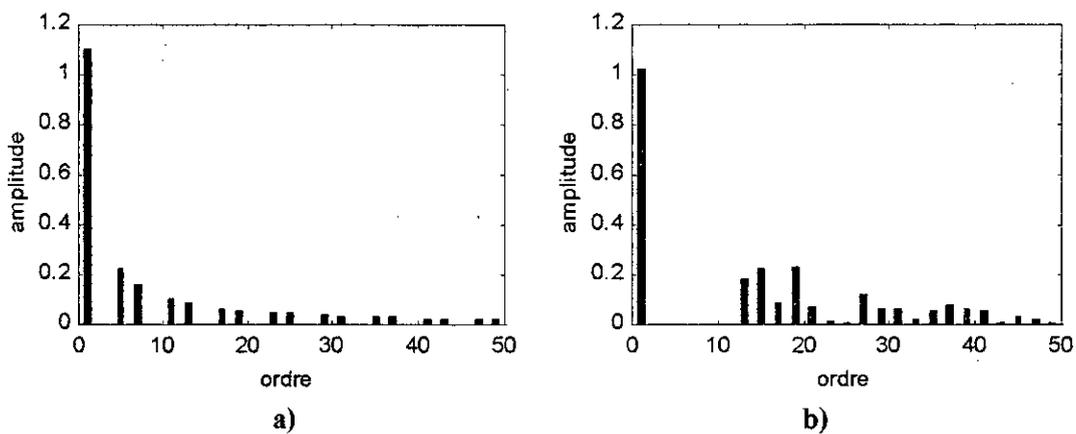


Figure II.6: Spectre du signal MLI avec élimination d'harmonique pure pour l'onduleur monophasé en pont

- a) $N = 1$
- b) $N = 5$

II.1.3 MLI à Elimination d'Harmoniques avec Asservissement du Fondamental (MLI à E.H.A.F.)

II.1.3.1 Principe et structures

Dans cette technique, pour un système d'équations à N variables, on élimine $(N-1)$ harmoniques indésirables et on asservi le fondamental (a_1) à une valeur voulue.

Le système d'équations non linéaires (II.4) devient:

$$\left. \begin{aligned} \frac{4}{n_1 \cdot \pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(\alpha_k) \right] &= a_1 \\ \frac{4}{n_1 \cdot \pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n_1 \cdot \alpha_k) \right] &= 0 \\ \frac{4}{n(N-1) \cdot \pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n(N-1) \cdot \alpha_k) \right] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.13})$$

Pour retrouver le système d'équations à résoudre, il suffit de mettre (II.13) sous la forme suivante:

$$\left. \begin{aligned} \frac{4}{n_1 \cdot \pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(\alpha_k) \right] - a_1 &= 0 \\ \frac{4}{n_1 \cdot \pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n_1 \cdot \alpha_k) \right] &= 0 \\ \frac{4}{n(N-1) \cdot \pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n(N-1) \cdot \alpha_k) \right] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.14})$$

Un premier ensemble de solution (α_i) est trouvé pour la valeur V_1 du fondamental a_1 . Pour une plage de fréquence ayant l valeurs discrètes de la fréquence et de l'amplitude, il faut reprendre la résolution du système et trouver l ensembles de solutions (α_i).

L'élimination des harmoniques d'ordre bas génère un spectre de haute qualité en sortie, qui à son tour entraîne de cette façon l'amélioration de plusieurs critères de performances générales (un minimum satisfaisant d'ondulation du courant, réduction des pulsations de couple) [ENJ.90].

Remarques

- ✘ Le système d'équation (II.14) découle de la représentation de l'onde MLI de la figure II.1.
- ✘ La forme d'onde MLI en sortie de l'onduleur dépend de la charge (monophasée ou triphasée) et du type de l'onduleur (en demi pont ou en pont complet).
- ✘ Pour chaque variante citée ci-dessus, découle un système d'équations correspondant. Les différentes structures possibles sont présentées.

La figure II.7 résume les structures possibles: [ENJ.90]

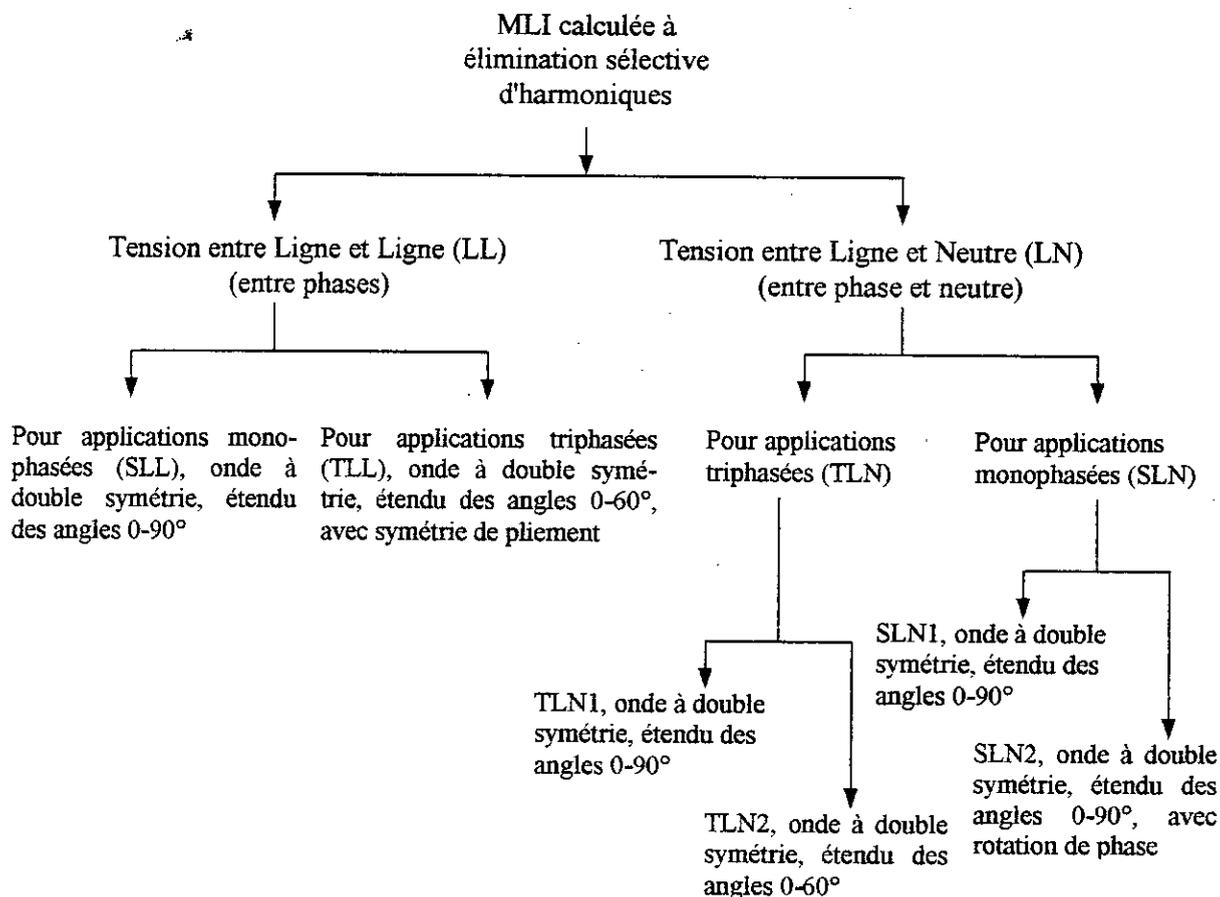


Figure II.7: Résumé des structures possibles de la MLI calculée avec élimination d'harmoniques

Cette diversité de structures est due au fait que les équations N-L pour l'élimination d'harmoniques peuvent être formulées pour les tensions entre phases ou entre phase et neutre. Aussi, selon le réseau monophasé ou triphasé, les harmoniques multiples de 3 peuvent être gardés ou éliminés. D'ailleurs, les équations N-L offrent plusieurs solutions multiples. Chacune des variantes citées ci-dessus mène à des avantages spécifiques pour les onduleurs monophasés ou triphasés selon l'application [ENJ.90].

II.1.3.2 MLI avec E.H.A.F. pour onduleur monophasé

II.1.3.2.1 Technique TLN1 (Three Phase Line to Neutral)

La figure II.8 représente la forme d'onde de la technique TLN1. Nous remarquons bien la double symétrie ainsi que l'état de départ (à $t = 0$) qui est égal à -1 .

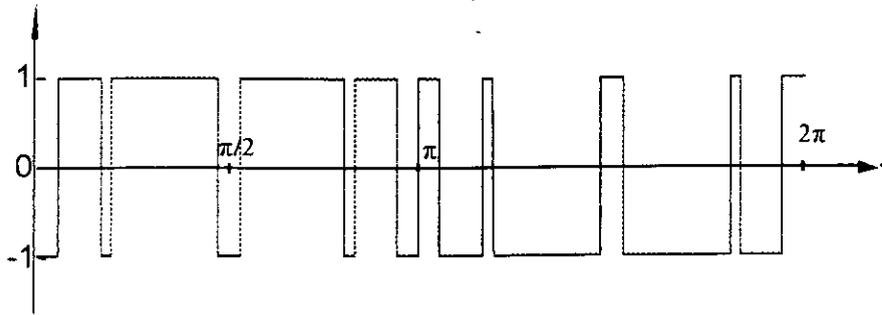


Figure II.8: La forme d'onde de la technique TLN1

Le développement en série de Fourier de ce signal permet d'aboutir aux coefficients de Fourier suivants:

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[-1 - 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{II.15})$$

L'équation (II.15) possède N variables (α_1 à α_N), un ensemble de solutions est obtenu en mettant (N-1) équations égales à zéro (celles des harmoniques d'ordre bas), et le fondamental (A_1) à une valeur spécifiée.

Donc, le système d'équations pour l'élimination des (N-1) harmoniques d'ordre bas non multiples de 3 avec asservissement du fondamental sera écrit comme suit:

$$\begin{bmatrix} 2 \cos \alpha_1 & -2 \cos \alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos \alpha_N \\ 2 \cos 5\alpha_1 & -2 \cos 5\alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos 5\alpha_N \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 2 \cos(x_1)\alpha_1 & -2 \cos(x_1)\alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos(x_1)\alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi A_1}{4} + 1 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

avec en dernière ligne:

$$x_1 = 3N - 2 ; \quad N \text{ impair}$$

Les figures II.9 a) et c) représentent respectivement l'onde MLI de sortie (entre phase et neutre) et le spectre correspondant pour N=3 et un fondamental de 1.

Les figures II.9 b) et d) représentent respectivement la trajectoire des angles et la variation des deux premiers harmoniques non éliminés (D1=11 D2=13), en fonction du fondamental.

La même correspondance est faite pour la figure II.10, sauf dans ce cas, D1=21 et D2=23.

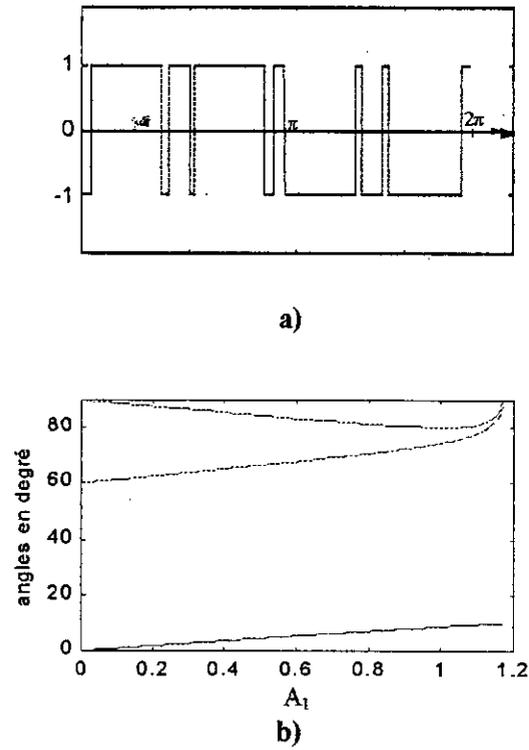


Figure II.9: Technique TLN1, N=3

- a) onde MLI
- b) trajectoire de la solution
- c) spectre du signal pour $V_1 = 1$
- d) variation de l'amplitude du premier et du deuxième harmonique non éliminés.

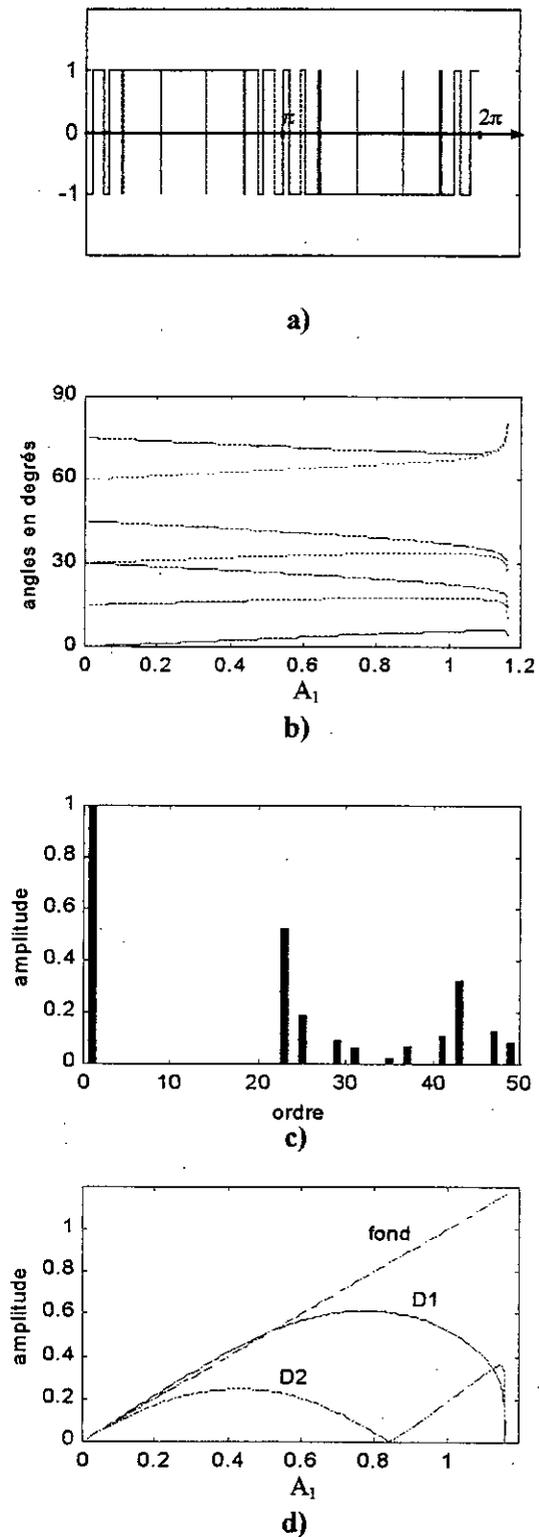


Figure II.10: Technique TLN1, N=7

- a) onde MLI
- b) trajectoire de la solution
- c) spectre du signal pour $V_1 = 1$
- d) variation de l'amplitude du premier et du deuxième harmonique non éliminés

II.1.3.2.2 Technique TLN2 (Three Phase Line to Neutral)

La différence entre cette technique et la TLN1 et que le signal MLI possède un état de départ égal à +1, comme le montre la figure II.11.

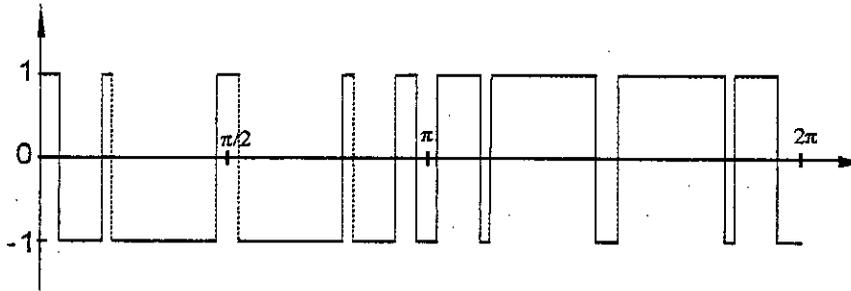


Figure II.11: La forme d'onde de la technique TLN2

Le développement en série de Fourier de ce signal permet d'aboutir aux coefficients de Fourier suivants:

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \tag{II.17}$$

L'équation (II.17) possède N variables (α_1 à α_N), un ensemble de solutions est obtenu en mettant (N-1) équations égales à zéro (celles des harmoniques de bas ordre), et le fondamental (A_1) à une valeur spécifiée.

Donc, le système d'équations pour l'élimination des (N-1) harmoniques d'ordre bas non multiple de 3 avec asservissement du fondamental sera écrit comme suit:

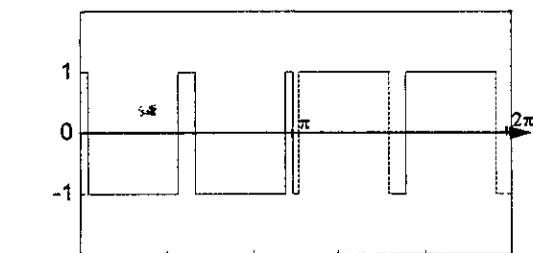
$$\begin{bmatrix} -2 \cos \alpha_1 & 2 \cos \alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cos \alpha_N \\ -2 \cos 5\alpha_1 & 2 \cos 5\alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cos 5\alpha_N \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 2 \cos(x_2)\alpha_1 & -2 \cos(x_2)\alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cos(x_2)\alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi A_1}{4} - 1 \\ -1 \\ \dots \\ -1 \end{bmatrix} \tag{II.18}$$

avec $x_2 = 3N - 1$; N pair

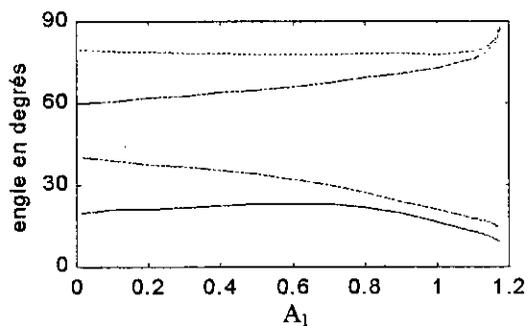
Les figures II.12 a) et c) représentent respectivement l'onde MLI de sortie (entre phase et neutre) et le spectre correspondant pour N=3 et un fondamental de 1.

Les figures II.12 b) et d) représentent respectivement la trajectoire des angles et la variation des deux premiers harmoniques non éliminés (D1=13 D2=17), en fonction du fondamental.

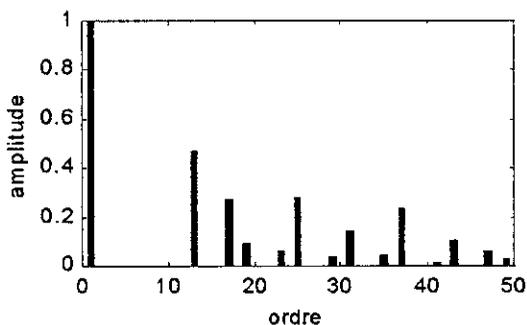
La même correspondance est faite pour la figure II.13, sauf dans ce cas, D1=21 et D2=23



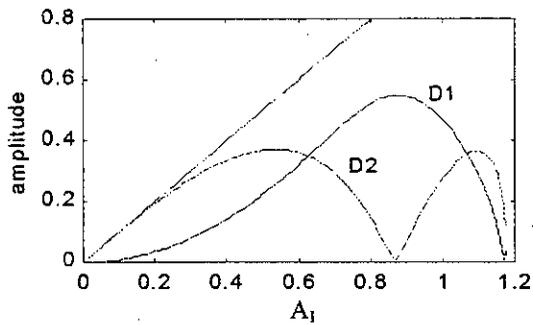
a)



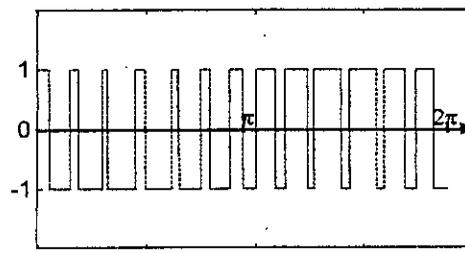
b)



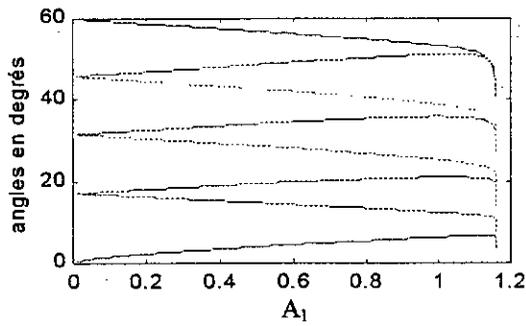
c)



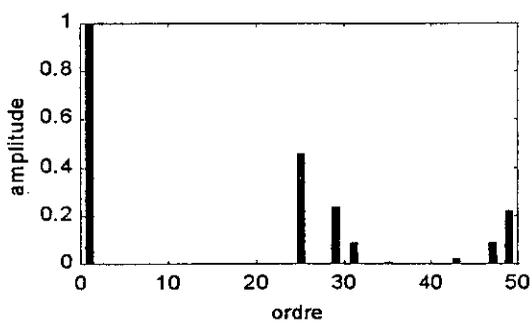
d)



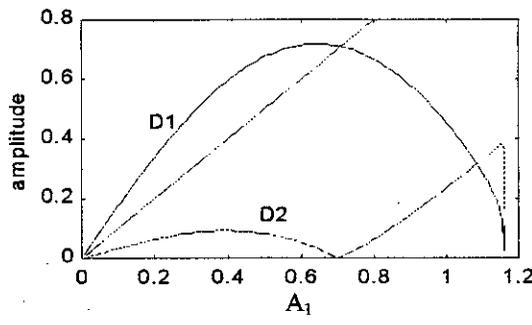
a)



b)



c)



d)

Figure II.12: Technique TLN2, N=4

- a) onde MLI
- b) trajectoire de la solution
- c) spectre du signal pour $V_1 = 1$
- d) variation de l'amplitude du premier et du deuxième harmonique non éliminés.

Figure II.13: Technique TLN2, N=8

- a) onde MLI
- b) trajectoire de la solution
- c) spectre du signal pour $V_1 = 1$
- d) variation de l'amplitude du premier et du deuxième harmonique non éliminés

II.1.3.3 MLI avec E.H.A.F. pour onduleur monophasé

II.1.3.3.1 Technique SLN1 (Single Phase Line to Neutral)

La figure II.14 représente la forme d'onde de la technique SLN1. Nous remarquons bien la double symétrie ainsi que l'état de départ (à $t = 0$) qui est égal à -1 .

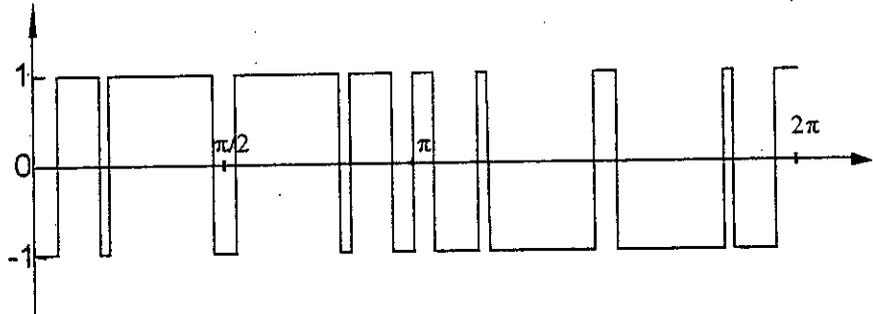


Figure II.14: La forme d'onde de la technique SLN1

Le développement en série de Fourier de ce signal permet d'aboutir aux coefficients de Fourier suivants:

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[-1 - 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{II.19})$$

A partir de (II.19), le système d'équations pour l'élimination des $(N-1)$ harmoniques d'ordre bas et l'asservissement du fondamental (A_1) sera écrit comme suit:

$$\begin{bmatrix} 2 \cos \alpha_1 & -2 \cos \alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos \alpha_N \\ 2 \cos 3\alpha_1 & -2 \cos 3\alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos 3\alpha_N \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 2 \cos(x_3)\alpha_1 & -2 \cos(x_3)\alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos(x_3)\alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi A_1}{4} + 1 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

avec $x_3 = 2N - 1$

Les figures II.15 a) et c) représentent l'onde MLI de sortie (entre ligne et neutre) et le spectre correspondant respectivement pour $N=3$ et un fondamental de 0.8.

Les figures II.15 b) et d) représentent la trajectoire des angles et la variation des deux premiers harmoniques non éliminés ($D1=7$ $D2=9$) respectivement, en fonction du fondamental.

La même correspondance est faite pour la figure II.16, sauf dans ce cas, $D1=15$ et $D2=17$.

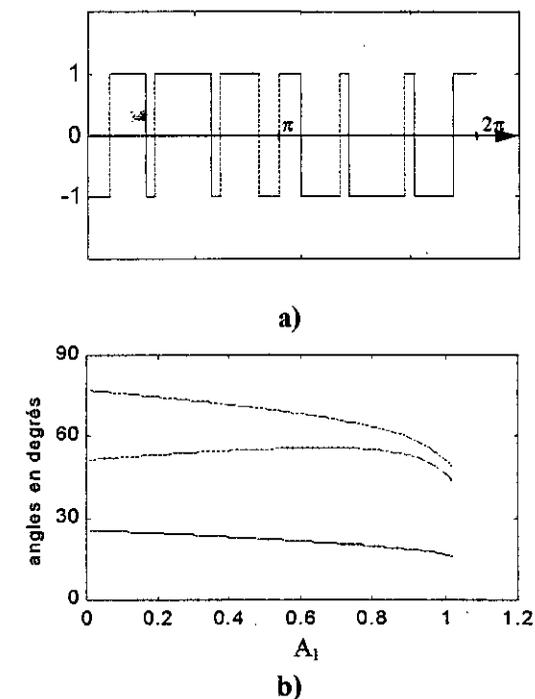


Figure II.15: Technique SLN1, N=3

- a) onde MLI
- b) trajectoire de la solution
- c) spectre du signal pour $V_1=0.8$
- d) variation de l'amplitude du premier et du deuxième harmonique non éliminés.

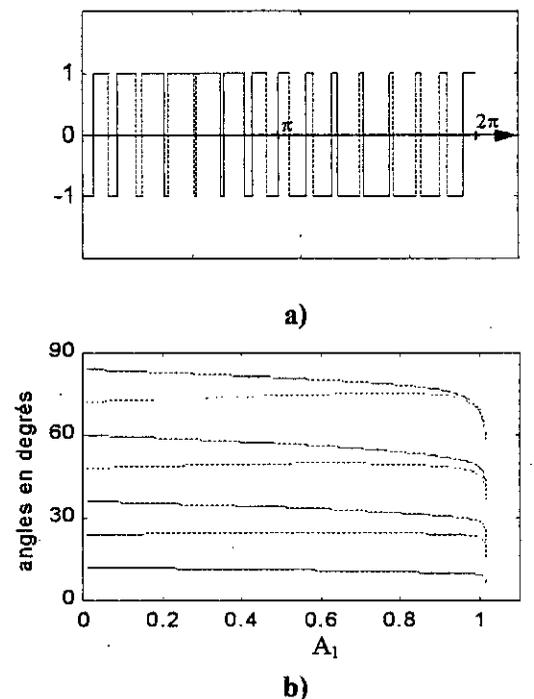


Figure II.16: Technique SLN1, N=7

- a) onde MLI
- b) trajectoire de la solution
- c) spectre du signal pour $V_1=0.8$
- d) variation de l'amplitude du premier et du deuxième harmonique non éliminés

II.1.3.3.2 Technique SLL. (Single Phase Line to Line)

La figure II.8 représente la forme d'onde de la technique SLL. Le signal possède de plus la double symétrie, trois niveaux de tension; le +1, 0 et -1. Ce signal constitue directement la tension entre phases en sortie de l'onduleur.

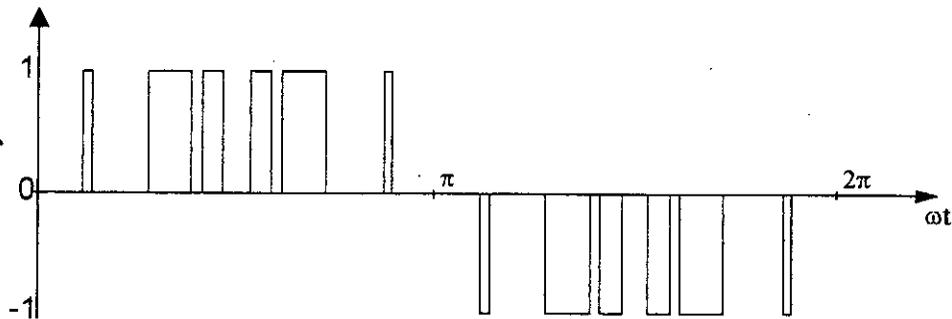


Figure II.17: La forme d'onde de la technique SLL

Le développement en série de Fourier de ce signal permet d'aboutir aux coefficients de Fourier suivants:

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \tag{II.21}$$

A partir de (II.21), le système d'équations pour l'élimination des (N-1) harmoniques d'ordre bas et l'asservissement du fondamental (A_1) sera écrit comme suit:

$$\begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & -\cos \alpha_2 & \dots & (-1)^{N+1} \cos \alpha_N \\ \cos 3\alpha_1 & -\cos 3\alpha_2 & \dots & (-1)^{N+1} \cos 3\alpha_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(x_3)\alpha_1 & -\cos(x_3)\alpha_2 & \dots & (-1)^{N+1} \cos(x_3)\alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi A_1}{4} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{II.22}$$

avec $x_3 = 2N - 1$

Les figures II.18 a) et c) représentent respectivement l'onde MLI de sortie (entre phases) et le spectre correspondant pour N=4 et un fondamental de 0.8.

Les figures II.18 b) et d) représentent respectivement la trajectoire des angles et la variation des deux premiers harmoniques non éliminés (D1=9 D2=11), en fonction du fondamental.

La même correspondance est faite pour la figure II.19, sauf dans ce cas, D1=17 et D2=19.

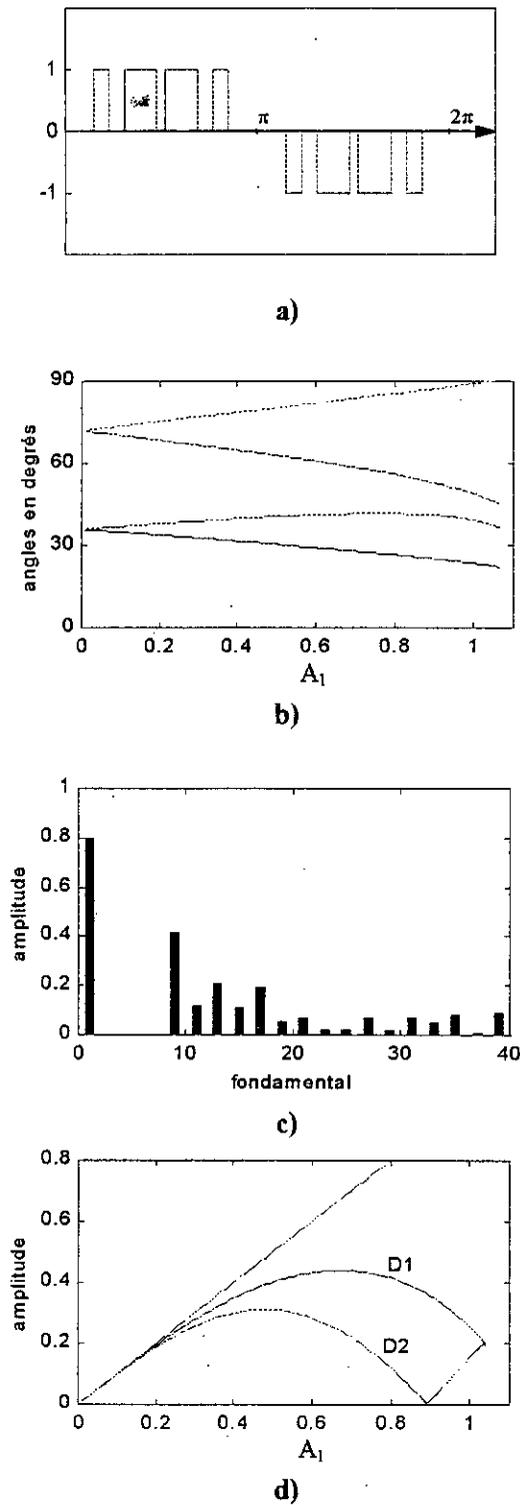


Figure II.18: Technique SLL, N=4

- a) onde MLI
- b) trajectoire de la solution
- c) spectre du signal pour $V_1 = 0.8$
- d) variation de l'amplitude du premier et du deuxième harmonique non éliminés.

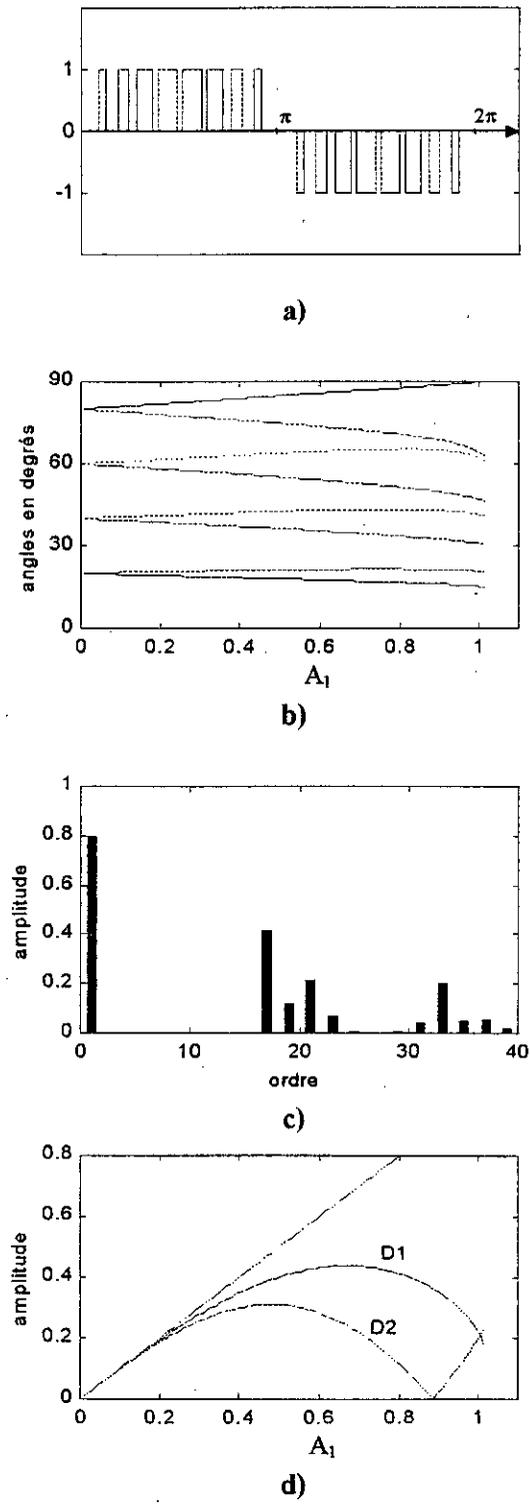


Figure II.19: Technique SLL, N=8

- a) onde MLI
- b) trajectoire de la solution
- c) spectre du signal pour $V_1 = 0.8$
- d) variation de l'amplitude du premier et du deuxième harmonique non éliminés

II.2 Etude comparative

Comme nous l'avons présenté précédemment, la MLI à élimination d'harmoniques présente plusieurs variantes et techniques. Pour pouvoir évaluer chaque technique et comparer entre elles, nous avons choisi le critère de performance le plus répondu qui est le THD (Total Harmonic Distortion), s'exprimant par [BOW.86], [ENJ.90]:

$$\text{THD} = \frac{100}{|V_1|} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \frac{|V_n|^2}{n^2}} \quad (\text{II.23})$$

Où V_n : amplitude du $n^{\text{ème}}$ harmonique.

Un autre critère, considéré dans ce travail mais qui ne se classe pas parmi les critères de performance, est *l'amplitude de l'harmonique trois (h_3)*, ce critère sera utilisé uniquement pour les systèmes triphasés.

Malgré que l'harmonique 3 (et même tous ses multiples) soit sans effet pour ces systèmes, nous estimons qu'il sera un bon *critère indicatif* sur le "*comportement*", qui était jusqu'à présent inconnu, d'une "*famille*" de solution.

II.2.1 Etude comparative sur la technique TLN1

Lors de la résolution des équations non linéaires de cette technique, nous avons remarqué la présence de deux "familles" de solutions pour le même indice N.

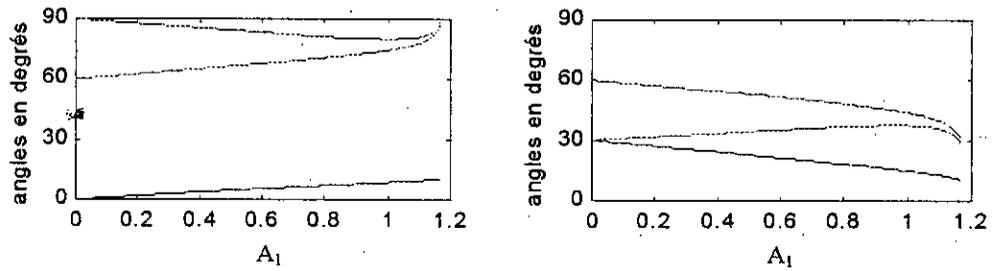
Notre étude va porter donc sur ces deux familles; sur leur plage de variation (excursion maximale du fondamental), leur THD et aussi la valeur de leur harmonique 3.

II.2.1.1 Evaluation des deux familles de solutions

La figure II.20 représente les deux familles de solutions et leur THD pour la technique TLN1, pour $N=3$. La figure II.21 représente la variation de l'harmonique 3 en fonction de l'amplitude du fondamental pour $N=3$.

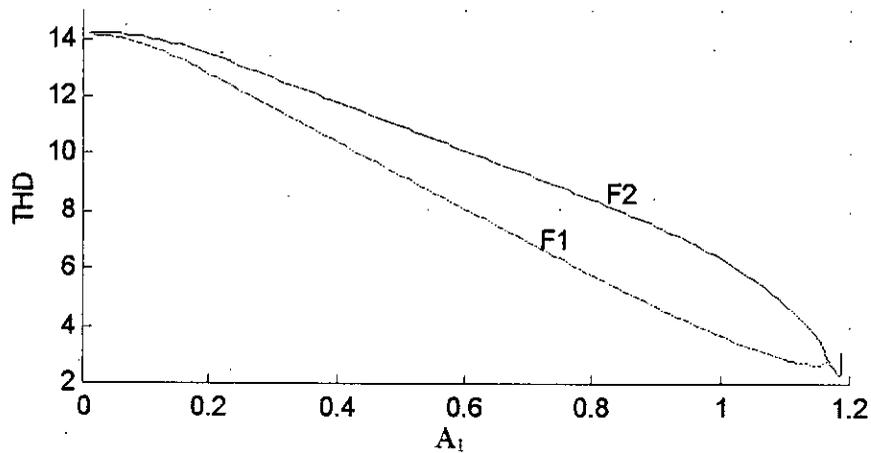
La figure II.22 représente les deux familles de solutions et leur THD pour la technique TLN1, pour $N=4$. La figure II.23 représente la variation de l'harmonique 3 en fonction de l'amplitude du fondamental pour $N=4$.

Le tableau II.5 représente la valeur maximale du fondamental que peut atteindre chaque famille de solutions pour $N=3$ et $N=4$.



a) famille 1 (F1)

b) famille 2 (F2)



c)

Figure II. 20: Les deux familles de solution de la TLN1 pour N=3

a) la famille 1 (F1)

b) la famille 2 (F2)

c) le THD des deux familles

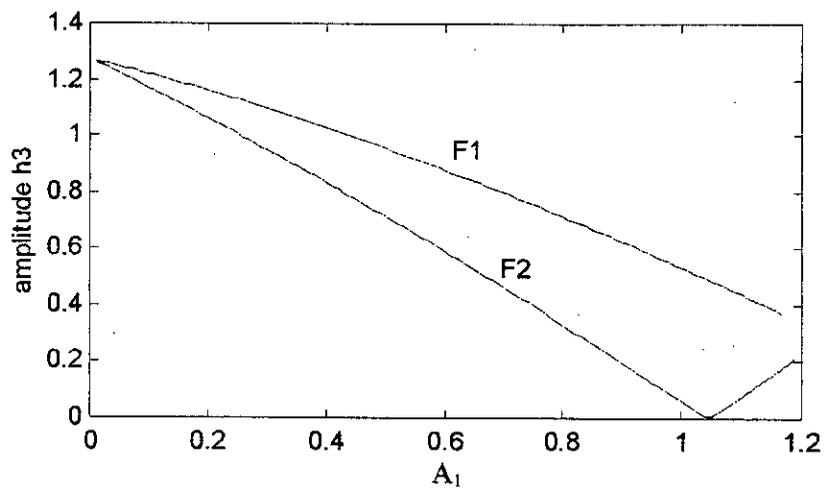
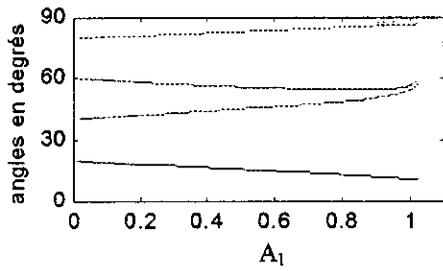
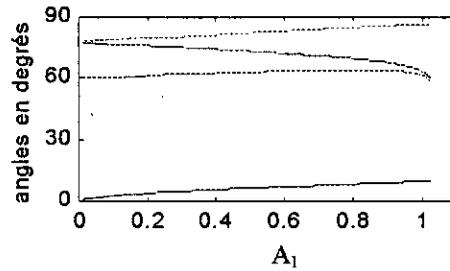


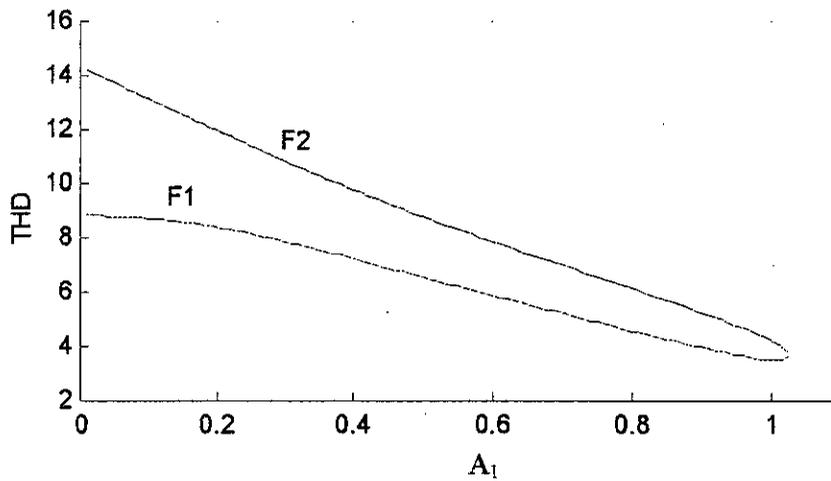
Figure II.21: Variation de l'harmonique 3 des deux familles de la TLN1 avec N=3



a) famille 1 (F1)



b) famille 2 (F2)



c)

Figure II.22: Les deux familles de solutions de la TLN1 pour $N=4$
 a) la famille 1 (F1) b) la famille 2 (F2)
 c) le THD des deux familles

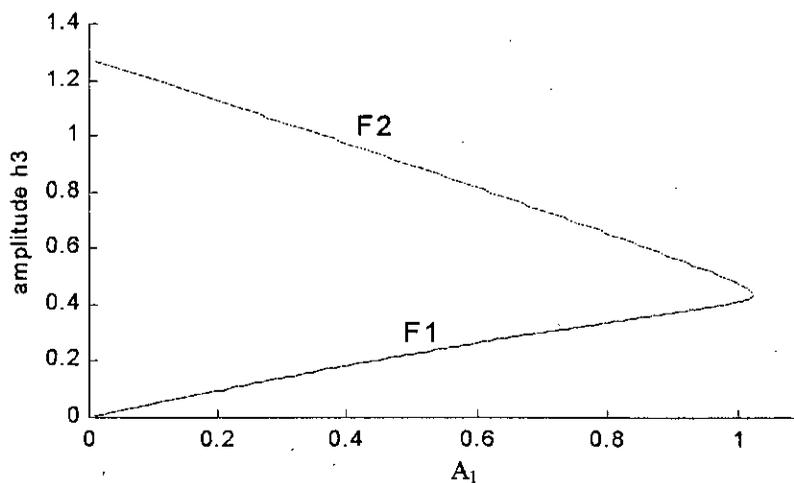


Figure II.23: Variation de l'harmonique 3 des deux familles de la TLN1 avec $N=4$

II.2.1.2 Remarques et constatations

- ✘ pour $N=3$, la plage de variation des solutions de F1 est plus grande que F2.
- ✘ pour $N=4$, nous remarquons qu'il existe la même plage de variation de solutions pour F1 et F2.
- ✘ pour $N=3$, nous remarquons que le THD de F1 est nettement meilleur que celui de F2, la valeur de h_3 de F1 est supérieure à h_3 de F2.
- ✘ pour $N=4$, le THD est meilleur pour F1 qui possède le h_3 le plus faible. Cette remarque nous a mené à tracer la variation du premier harmonique multiple de 3 (harmonique 9, h_9) ainsi que la somme h_3+h_9 , pour les deux familles, figure II.24.
- ✘ d'après la figure II.24, nous remarquons que la valeur de (h_3+h_9) de F1 est supérieure à celle de F2 sur une grande plage de variation du fondamental.
- ✘ de cette dernière remarque nous pouvons faire la constatation suivante: le THD d'une famille de solutions est meilleur si la valeur du h_3 ou de (h_3+h_9) est grande.
- ✘ de la première remarque, nous pouvons noter aussi une autre constatation: le meilleur THD est obtenu par la famille qui possède une plus grande plage de variation des solutions (0-90°).
- ✘ d'après le tableau II-5, le THD de F1 est meilleur que celui de F2, mais F2 possède une plage de variation du fondamental plus grande; ce qui mène à conclure qu'il y a un compromis à faire.

Tableau II.5: Valeur maximale du fondamental pour chaque famille de solution

	TLN1		TLN2	
	N=3	N=4	N=2	N=4
F1	1.1667	1.0239	1.007	1.1733
F2	1.887	1.0239	1.2175	1.1779

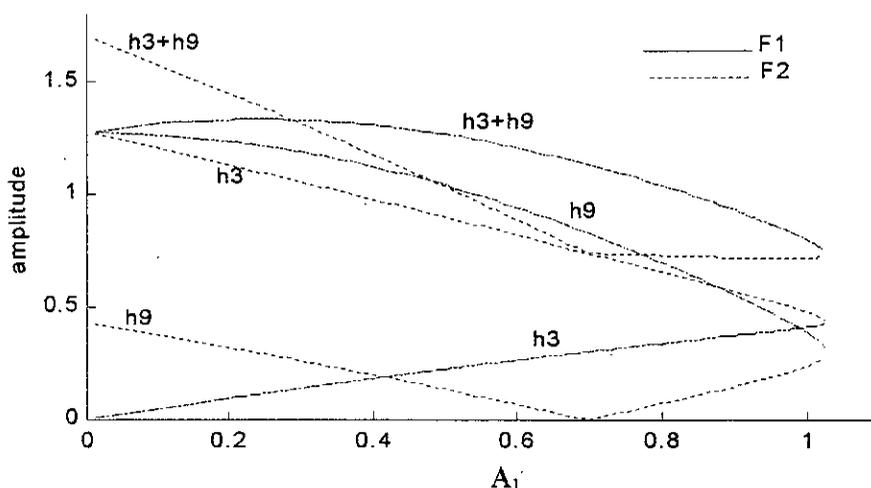


Figure II.24: Variation de l'harmonique 3, 9 et leur somme pour les deux familles, N=4

II.2.2 Etude comparative sur la technique TLN2

Nous retrouvons dans cette technique aussi, la présence de deux familles de solutions pour le même indice N .

II.2.2.1 Evaluation des deux familles de solutions

La figure II.25 représente les deux familles de solutions et leur THD pour la technique TLN2 pour $N=2$. La figure II.26 représente la variation de l'harmonique 3 en fonction du fondamental.

La figure II.27 représente les deux familles de solution et leur THD pour la technique TLN2. pour $N=4$. La figure II.28 représente la variation de l'harmonique 3 en fonction du fondamental.

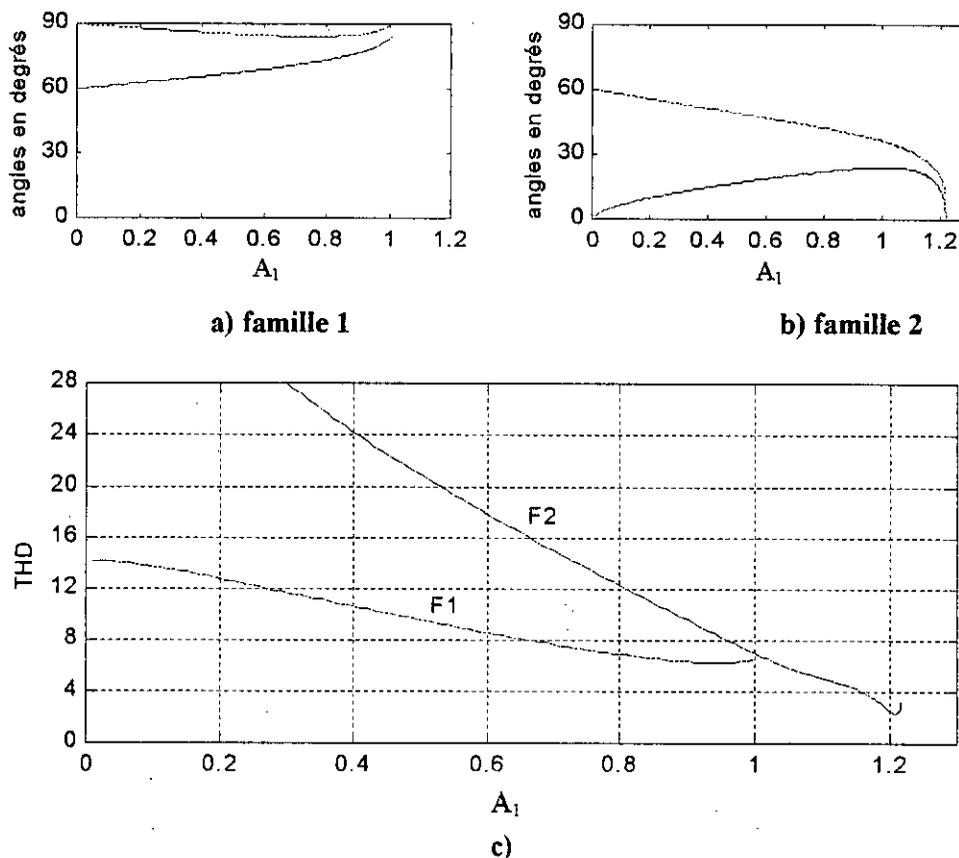


Figure II. 25: Les deux familles de solutions de la TLN2 pour $N=2$

- a) la famille 1 b) la famille 2
c) le THD des deux familles

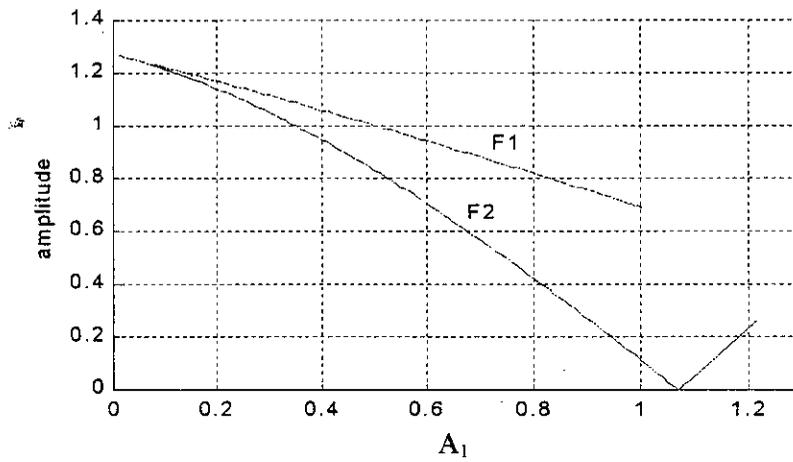


Figure II.26: Variation de l'harmonique 3 des deux familles de la TLN2 avec $N=3$

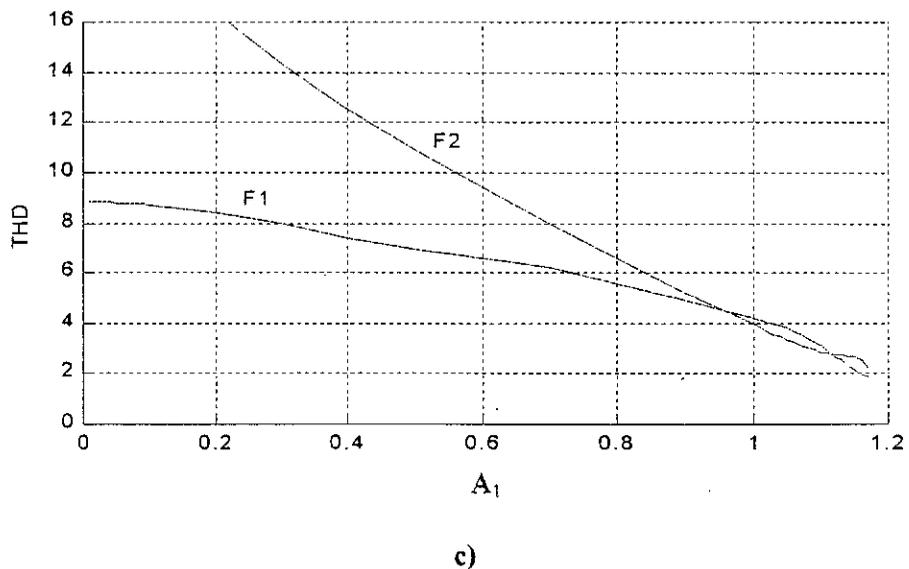
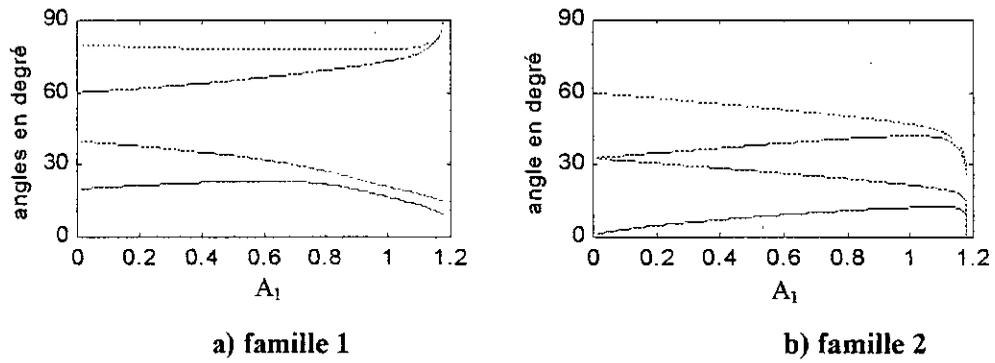


Figure II.27: Les deux familles de solutions de la TLN2 pour $N=4$

- a) la famille 1
- b) la famille 2
- c) le THD des deux familles

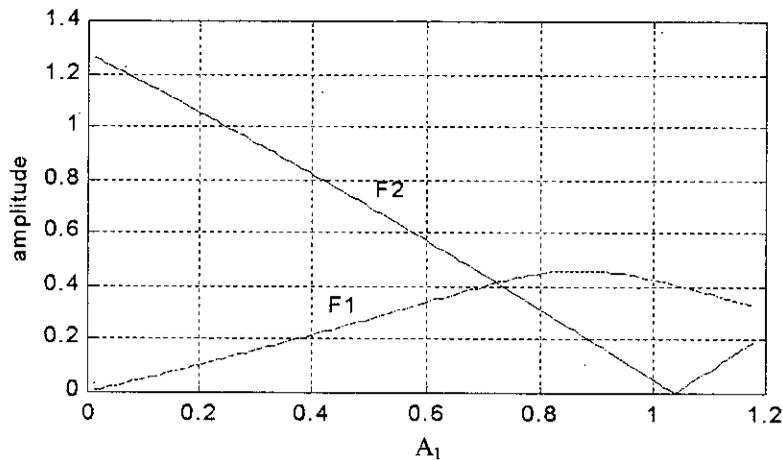


Figure II.28: Variation de l'harmonique 3 des deux familles de la TLN2 avec $N=3$

Le tableau II.5 représente la valeur maximale que peut atteindre chaque famille de solution de la technique TLN2.

II.2.2 Remarques et constatations

- ✘ Les remarques données pour la technique TLN1 restent en majorité valables. La TLN2 possède quelque particularités qui peuvent se traduire par les remarques suivantes:
- ✘ Au départ la technique TLN2 est destinée à avoir des familles de solutions dans la plage (0-60°) [ENJ.90]. Nous estimons que cette répartition (donnée par la figure II.7) à été "cassée" par la présence de familles de solutions dont l'étendu peut aller à 90°.
- ✘ D'après la figure II.24, on remarque que la valeur de (h_3+h_9) de F1 est supérieure à celle de F2 sur une grande plage de variation du fondamental.
- ✘ les figures II.27, II.28 et II.29 approuvent l'hypothèse que le THD est meilleur pour une famille possédant le h_3 ou (h_3+h_9) le plus grand.
- ✘ Ce dernier point sera étudié et exploité, pour l'élaboration d'une nouvelle méthode d'élimination d'harmonique optimale, dans le prochain chapitre.

II.2.3 Etude comparative entre les différentes techniques MLI à E.H.A.F:

Dans cette partie, nous allons faire la comparaison entre la TLN1 et TLN2, puisque ces deux techniques sont destinées à la même application (triphasee). Nous allons donner à titre indicatif les performances (THD et excursion maximale du fondamental), de chaque technique étudiée précédemment.

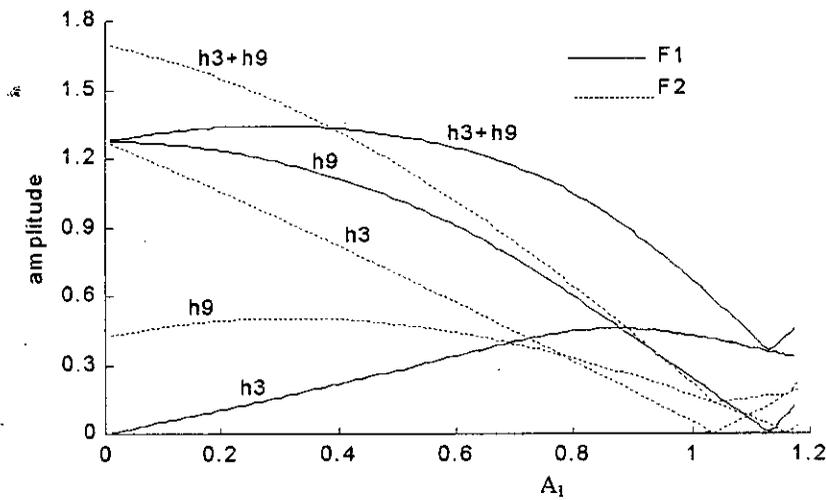


Figure II.29: Variation de l'harmonique 3, 9 et leur somme pour les deux familles de la TLN2 avec $N=4$.

II.2.3.1 comparaison entre TLN1 et TLN2

Sur la figure II.30 nous avons reporté les THD des deux techniques pour différentes valeurs de N .

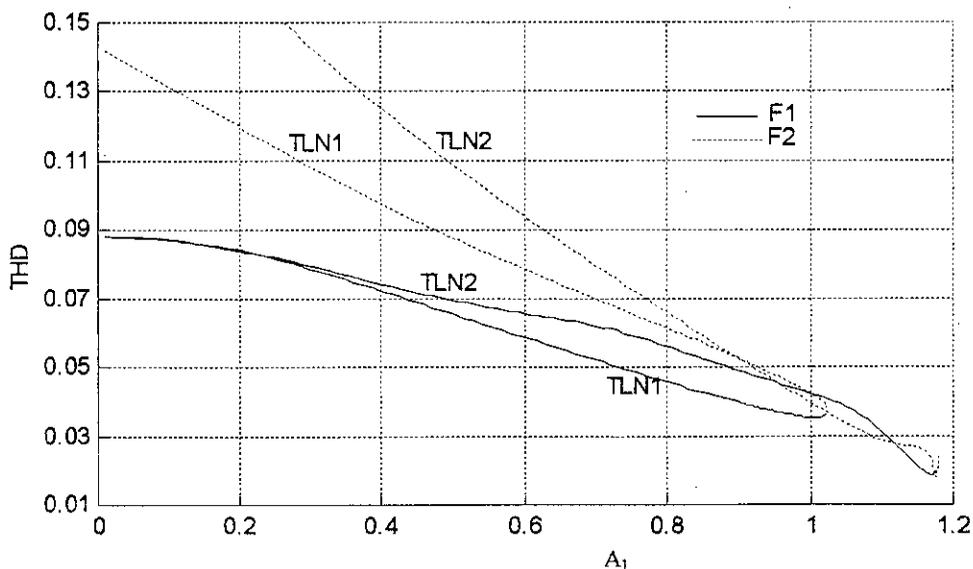


Figure II.30: THD des deux techniques TLN1 et TLN2 (pour les deux familles) pour $N=4$

D'après les figures II.30 et II.31, nous pouvons constater que la technique TLN1 possède des THD nettement inférieurs à la technique TLN2, ce qui la rend souhaitable et recommandée pour les systèmes triphasés. Néanmoins la TLN2 possède des THDs meilleurs pour les valeurs élevées du fondamental (supérieures à 1).

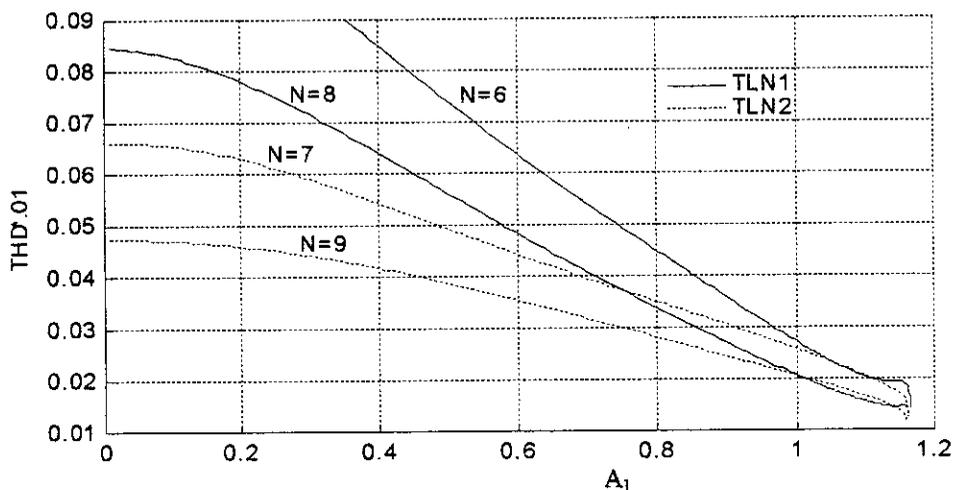


Figure II.31: THD des deux techniques TLN1 et TLN2 pour différents valeurs de N

II.2.3.2 Comparaison SLN1 et SLL

La figure II.32 représente la variation du THD pour les deux techniques SLN1 et SLL, pour différentes valeurs de l'indice N. On remarque que la technique SLL possède les THD les plus faibles.

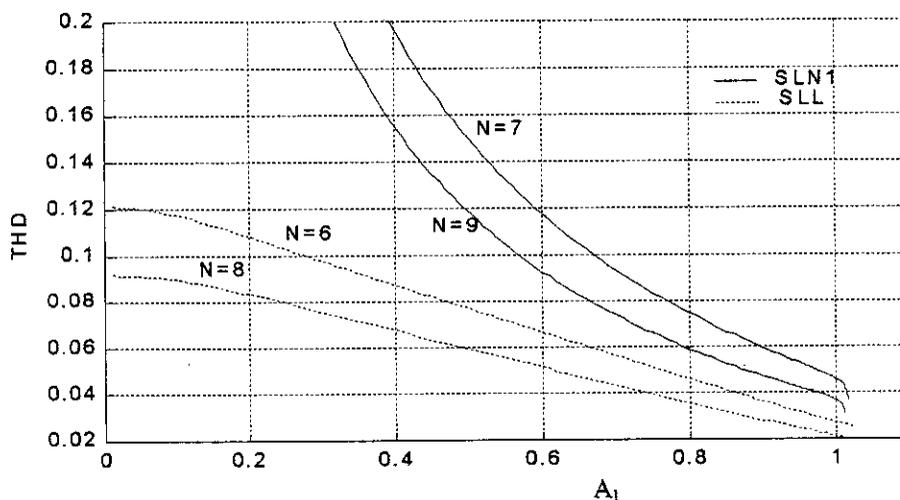


Figure II.32: THD des deux techniques SLN1 et SLL pour différents N

Remarques

✘ Le THD de la technique SLN1 est très élevé, cela s'explique par l'amplitude très élevée du premier harmonique non éliminé (figures II.15.d et II.16.d). Néanmoins, il existe une variante de cette technique (c'est la technique SLN2) qui, par simple déphasage des signaux de commande, permet d'améliorer le THD et avoir le même ordre de grandeur que la technique SLL.

II.3 Autres Techniques MLI optimales

La modulation de largeur d'impulsion avec élimination d'harmoniques se base, pour le calcul des angles de commutation, sur le critère de l'élimination sélective des harmoniques de bas ordre.

Malgré que ce critère soit considéré comme le plus performant, il existent d'autres critères de performances pour le calcul des angles.

Dans cette partie, nous présenterons brièvement quelques techniques MLI calculées basées sur des critères autre que l'élimination sélective d'harmoniques.

II.3.1 Technique de minimisation des harmoniques de courant

Vu que l'un des critères les plus importants pour comparer les différentes techniques MLI est l'évaluation du facteur de distorsion du courant I_{har} , la technique minimisant ce dernier se présente comme une technique optimale très performante.

Le facteur de distorsion des harmoniques de courant I_{har} est donné par [BOW.86]:

$$I_{\text{har}} = \sqrt{\sum_{k=5}^{N_{\text{har}}} I_k^2} \quad (\text{II.24})$$

$$k=6i \pm 1; (i=1,2,3,\dots)$$

où

N_{har} : le rang maximum considéré

Avec

$$I_k = \frac{V_k}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot l \cdot k} \quad (\text{II.25})$$

l : Inductance de fuite partielle

Le but recherché est de trouver les angles de commutation qui minimisent I_{har} , on doit d'abord pouvoir exprimer I_{har} en fonction des angles de commutation.

Si on considère l'onde MLI de la figure II.1, et d'après le développement en série de Fourier de cette onde (annexe A) on obtient:

$$I_{\text{har}} = \frac{1}{\pi \cdot l \omega_1} \sqrt{\sum_{k=5}^{N_{\text{har}}} \left[\frac{4 \left(1 + 2 \sum_{j=1}^N (-1)^j \cdot \cos(k \cdot \alpha_j) \right)}{k^2} \right]^2} \quad (\text{II.26})$$

Ils existent plusieurs algorithmes qui permettent de minimiser l'expression (II.26), le plus utilisé est la méthode du déplacement linéaire, appelée aussi algorithme de Hooke et Jeevs [BOU.93].

Les courbes qui donnent la variation des angles de commutation en fonction de l'amplitude du fondamental sont presque identiques à celles de l'élimination d'harmoniques, à la différence que les premières présentent des points de discontinuité. [BOW.86][MOR.94]

Le principal avantage de cette technique est la large plage de variation du fondamental, qui peut atteindre 98% de l'amplitude obtenue par la pleine onde.

Le seul désavantage de cette technique est qu'elle n'accorde aucun intérêt à l'ordre de l'harmonique atténué, ce qui engendre une atténuation globale des harmoniques considérés.

II.3.2 Technique de minimisation des harmoniques de couple

Les effets des harmoniques de couple sont perceptibles surtout en basse fréquence, car ils provoquent la variation de la vitesse angulaire [BOW.86] [MAH.99]

Les harmoniques du couple électromagnétique sont de deux types:

Les harmoniques pulsatoires qui seront minimisés puisque les permanents sont très faibles et peuvent être négligés. [BOW.81][MOR.94]

Cette technique permet de minimiser les fluctuations du couple, à travers le choix adéquat des angles de commutation.

L'indice de performance définissant la distorsion du couple est donné par [BOW.81]:

$$T_{har} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} T_{6n}^2} \quad (II.27)$$

Avec

$$T_{6n} = [T_{1_{6n-1}} + T_{1_{6n+1}}]_{eff} \quad (II.28)$$

Où

$T_{1_{6n-1}}$ et $T_{1_{6n+1}}$: sont les couples pulsatoires dus à l'interaction du flux fondamental avec les harmoniques de courant de l'ordre $6n-1$ et $6n+1$.

Cet indice ainsi exprimé, dépendra des angles de commutation et par conséquent on peut trouver les (α_i) qui le minimisent. Mais l'expression de T_{har} fait intervenir les paramètres de la machine et le glissement. Les angles de commutation assurant la minimisation seront différents d'une machine à une autre et d'une charge à une autre. C'est

l'inconvénient majeur de cette technique puisque les techniques MLI sont construites en vue de généraliser les résultats obtenus.

Néanmoins, plusieurs simplifications ont pu être introduites pour rendre l'indice de performance dépendant uniquement des angles de commutation [MOR.94].

Le gain de cette technique est voisin de 93% par rapport au gain obtenu à pleine onde.

II.3.3 Technique de distribution optimale du surplus d'énergie

(optimal surplus harmonic Energy distribution)

C'est une nouvelle méthode introduite par L. Li et *al* [LIL.98].

Cette technique est basée sur l'élimination sélective d'harmoniques de bas ordre et l'asservissement d'autres harmoniques d'ordre élevé, ce qui permet d'aboutir à une distribution optimale du surplus d'énergie.

Cette technique sera présentée dans le chapitre prochain.

Conclusion

Parmi les variantes de la technique de modulation de largeur d'impulsion, la technique MLI calculée a émergée comme un moyen important et efficace pour l'optimisation de critères de performances.

La MLI à élimination d'harmoniques permet l'élimination effective des harmoniques visés, qui sont ceux d'ordre bas, ce qui génère un spectre de haute qualité.

Les différentes structures de MLI à élimination d'harmoniques ont été étudiées, la technique TLN1 présente les meilleurs THD par rapport aux autres techniques.

L'existence de plus d'une famille de solutions pour un même indice N , nous a amené à étudier l'amplitude de l'harmonique trois et ses premiers multiples pour les systèmes triphasés). Nous avons pu constater que la meilleure famille possède l'amplitude la plus élevée de l'harmonique trois ou la plus élevée de l'harmonique 3 et 9.

Cette constatation nous a poussé à élaborer une nouvelle technique basée sur l'asservissement de l'harmonique trois en vue d'optimiser la technique de l'élimination d'harmoniques. Cette nouvelle technique sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

MLI à élimination d'harmoniques optimale basée sur la distribution d'énergie

Introduction

La modulation de largeur d'impulsion à élimination d'harmoniques offre plus d'une famille de solutions pour une même valeur de l'indice N . Malgré que chaque famille assure une élimination effective des harmoniques sélectionnés, il existe une différence majeure du point de vu performance (THD) et comportement du spectre entre ces familles. Chacune d'elles offre un ensemble différent d'angles qui déterminent le spectre des harmoniques restants et aussi la valeur du THD.

L'étude des différentes familles de solutions, au chapitre précédant, a montré la supériorité des familles qui possèdent une valeur élevée de l'harmonique 3 ou de la somme des harmoniques 3 et 9.

Ces constatations nous ont mené à observer le comportement de l'harmonique 3 de toutes les familles existantes à différentes valeurs de l'indice N , et à étudier aussi la possibilité d'asservir cet harmonique.

Dans ce présent chapitre nous présenterons une nouvelle technique MLI à élimination d'harmoniques avec asservissement de l'harmonique 3.

III.1 Principes

III.1.1 Introduction

L'idée d'asservir l'harmonique 3 est venue suite aux remarques faites au chapitre 2 lors de l'étude des familles de solutions offertes par la technique MLI à élimination d'harmonique.

Comme nous allons le montrer dans la section III.1.3 l'énergie d'un signal MLI à deux niveaux est constante et ne dépend ni du nombre d'angles de commutations ni de leur valeur, mais dépend uniquement du niveau du signal.

Puisque c'est le cas, nous pouvons mettre la plus grande quantité d'énergie dans l'harmonique 3 d'autant plus que les harmoniques multiples de 3 sont sans effets pour les systèmes triphasés.

Nous estimons, puisque l'énergie est constante, que si on arrive à attribuer à l'harmonique 3 une amplitude importante, les amplitudes des autres harmoniques diminuent automatiquement, sans mettre des contraintes de minimisation ou d'éliminations sur ces dernières.

Ce principe est simple et son implémentation l'est aussi, puisque il suffit d'introduire l'équation de l'harmonique 3 dans le système d'équations à résoudre de la technique MLI à élimination d'harmoniques classique.

Le fait de laisser l'équation de l'harmonique 3 dépendante de la variable A_3 (amplitude de l'harmonique 3), donne au système d'équations considéré un degré de liberté se traduisant par une infinité de solutions possibles. Alors nous n'avons qu'à choisir la meilleure solution, c'est à dire celle qui optimise notre critère de performance. Ce principe permet donc d'obtenir une MLI à élimination d'harmoniques optimisée.

III.1.2 Conservation de l'énergie d'un signal

Tout signal périodique $x(t)$ de fréquence f peut être décomposé en une somme d'un nombre, fini ou non, de termes de fréquence $2f$, $3f$, etc., d'amplitudes et de phases convenables. Ce sont les harmoniques du signal. Alors $x(t)$ peut s'exprimer par [AUV.86]

$$x(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (\text{III.1})$$

avec:

Les coefficients de Fourier sont donnés par l'équation (III.2) [AUV.86]

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) dt \quad (\text{III.2})$$

$$\left. \begin{aligned} A_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \cos(n\omega t) dt \\ B_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \sin(n\omega t) dt \end{aligned} \right\} \quad (\text{III.3})$$

où

A_0 , terme indépendant du temps, est la composante continue du signal ou, ce qui revient au même, sa valeur moyenne.

La série (III.1) peut se mettre sous une forme condensée:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \exp(jn\omega t) \quad (\text{III.4})$$

avec

$$C_0 = A_0$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \exp(jn\omega t) dt \quad (\text{III.5})$$

et

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad (\text{III.6})$$

La formule (III.1) associée aux expressions (III.2) et (III.3) permet donc de décrire un signal soit par sa forme définie sur une période, soit par les coefficients définissant les harmoniques. Dans le premier cas, on parle de *définition dans le domaine temporel*, dans le second de *domaine fréquentiel*. L'ensemble des valeurs des coefficients C_n constitue le *spectre d'amplitude* du signal.

Remarques:

- ✘ En toute rigueur, on ne peut effectuer une décomposition en série de Fourier que si le signal fonction du temps possède certaines propriétés mathématiques de continuité et d'existence de la dérivée.
- ✘ Une fonction périodique n'est pas d'énergie finie; on calcule alors son énergie par période, qu'on désigne par puissance finie.

En théorie du signal, on appelle puissance la valeur moyenne du carré du signal. Soit pour un signal périodique:

$$P = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x^2(t) dt \quad (\text{III.7})$$

Il est intéressant de rechercher comment les différents harmoniques d'un signal contribuent à cette puissance, il suffit pour cela de remplacer dans l'expression précédente l'un des termes du produit par son développement en série, soit:

$$P = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \exp(jn\omega t) dt \quad (\text{III.8})$$

En permutant avec deux sommations, ce qui est justifié si $x(t)$ est une fonction dérivable et continue, on obtient:

$$P = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cdot \exp(jn\omega) dt \quad (\text{III.9})$$

En comparant avec l'expression (III.5), on constate que le terme intégral dans (III.9) n'est autre que C_{-n} , c'est-à-dire C^* (terme conjugué).

D'où l'expression finale

$$P = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |C_n|^2 \quad (\text{III.10})$$

Physiquement, cela signifie que la puissance totale est la somme des puissances des divers harmoniques. La puissance se répartit alors dans le domaine fréquentiel.

L'égalité entre (III.7) et (III.10) montre le théorème de PARSEVAL, qui exprime l'*invariance (conservation) de l'énergie* quand on passe du domaine temporel au domaine fréquentiel [AUV.96]

III.1.3 Application aux signaux MLI

La figure III.1 représente le signal MLI à deux niveaux $\{+E/2, -E/2\}$.

Si on pose $\alpha = \omega t$, $v(t)$ peut s'exprimer par:

$$v(t) = \begin{cases} +E/2 & \alpha_{2i} \leq \alpha \leq \alpha_{2i+1} \\ -E/2 & \alpha_{2i+1} \leq \alpha \leq \alpha_{2i+2} \end{cases} \quad i=0,1,2,\dots \quad (\text{III.11})$$

Dans le domaine temporel, l'énergie $E_n = P.T$ (T : période) du signal de la figure III.1 peut s'exprimer selon l'équation (III.7) par :

$$E_n = P.T = \left(\frac{E}{2}\right)^2 \quad (\text{III.12})$$

D'après la formule (III.12) l'expression de l'énergie est indépendante des angles de commutation; donc sa valeur n'est pas affectée par un choix d'ensemble angles de commutation.

La décomposition en série de Fourier du signal de la figure III.1 a donné les coefficients suivants, voir annexe A :

$$A_n = \frac{E}{4\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{III.13})$$

avec

N: nombre d'angles par quart de période.

Dans le domaine fréquentiel, l'énergie E_n du signal sera exprimée selon la formule (III.10) par:

$$E_n = A_1^2 + \sum_{n=3}^{\infty} A_n^2 \quad (\text{III.14})$$

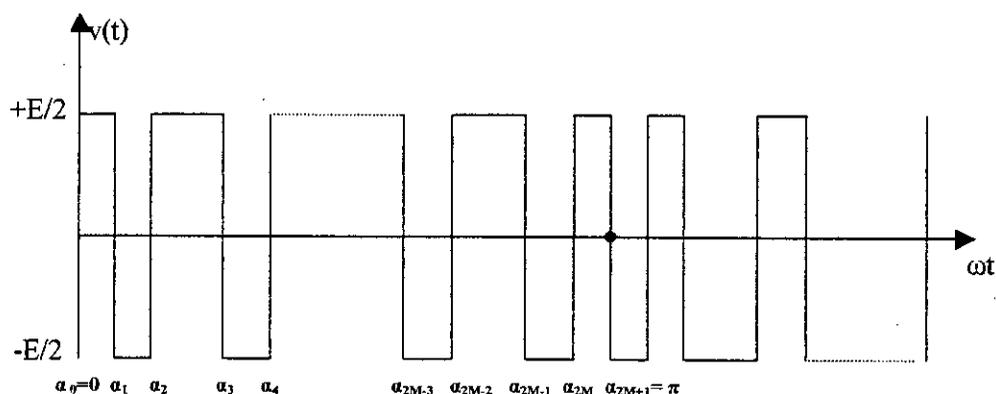


Figure III.1 : Forme d'onde MLI d'un onduleur en demi- pont à deux niveaux

D'après (III.14), l'énergie du signal est constituée de l'énergie de la composante fondamentale et du reste des harmoniques appelé déchet de tension (qu'on veut toujours réduire).

Puisque l'énergie est conservée et ne dépend pas des angles de commutation alors, si on fixe la valeur du fondamental, l'énergie du déchet de tension sera fixée aussi. Si, pour la stratégie MLI à élimination d'harmoniques, on dispose de plusieurs familles de solutions permettant chacune de préserver la valeur du fondamental, alors la différence entre les familles de solution sera la répartition de l'énergie sur les harmoniques non éliminés.

III.1.4 Asservissement des harmoniques d'ordre élevé

Cette méthode a été introduite par L. Li, D. Czarkowski et J. Dzieza, [LIL.98], elle a concerné les signaux à trois niveaux $\{+E, 0, -E\}$, figure III.2.

L'énergie de ce signal, contrairement à celle du signal à deux niveaux, dépend dans le domaine temporel des angles de commutation [LIL.98].

Alors, le principe de cette méthode était de trouver une équivalence entre les signaux à deux niveaux et ceux à trois niveaux, pour pouvoir exploiter la loi de conservation de l'énergie.

Nous rappelons les coefficients de Fourier du signal donné pour la figure III.2:

$$A_n = \frac{4.E}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{III.15})$$

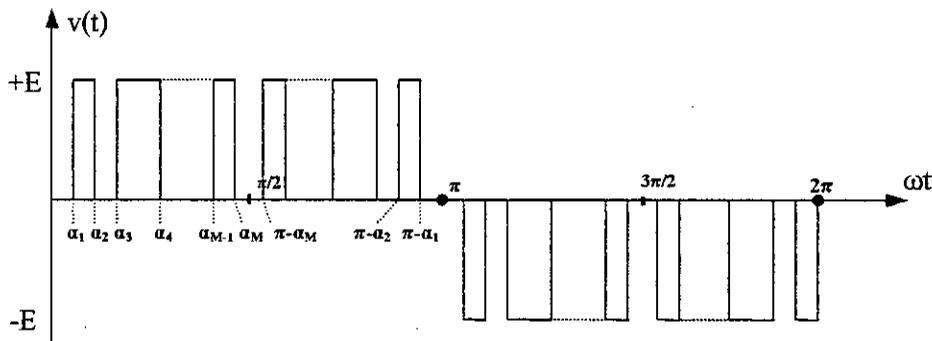


Figure III.2: Forme d'onde MLI d'un onduleur en pont à 3 niveaux

D'après (III.13) et (III.15) et si on note:

$(A_n)_2$: les coefficients de Fourier du signal à deux niveaux

$(A_n)_3$: les coefficients de Fourier du signal à trois niveaux

alors

$$\frac{1}{2}(A_n)_2 + \frac{2.E}{n\pi} = (A_n)_3 \quad (\text{III.16})$$

D'après l'égalité (III.16), nous pouvons conclure que la minimisation du THD dans les deux signaux (à deux et à trois niveaux) peut être décrite par un seul modèle d'optimisation, avec différentes constantes dans les équations de contraintes (élimination d'harmoniques) [LIL.98]

La méthode a été appliquée pour $N=9, 11, 13,$ et 15 et une valeur du fondamental égale à 1. Les harmoniques d'ordre élevé sélectionnés pour être asservis sont l'harmonique 29 et 31.

Les résultats obtenus pour cette méthode sont représentés au tableau III.1, pour $N=9, 11, 13,$ et 15 , le THD a vu une réduction respectivement de 18.0%, 15.4%, 13.9%, 7.6%, par rapport à la MLI à E.H. classique.

L'établissement des équations, l'algorithme de résolution ainsi que les spectres trouvés relatifs à cette méthode sont donnés en annexe C.

Tableau III.1: Résultat de la méthode d'asservissement des harmoniques 29 et 31

LES ANGLES \ N=	9	11	13	15
α_1	13.48	12.23	10.79	9.67
α_2	17.35	15.45	13.24	11.61
α_3	25.47	23.72	21.11	19.10
α_4	30.80	28.29	24.99	22.53
α_5	35.89	32.42	29.27	27.27
α_6	44.78	37.64	32.99	30.36
α_7	48.78	41.67	36.68	33.32
α_8	62.38	51.28	43.63	38.13
α_9	64.00	54.04	46.94	41.55
α_{10}		66.57	56.51	48.93
α_{11}		67.59	58.37	51.34
α_{12}			69.57	60.25
α_{13}			70.23	61.54
α_{14}				71.37
α_{15}				71.84

Remarque

✱ Nous tenons à préciser que la méthode d'asservissement des harmoniques élevés a été établie pour une seule valeur du fondamental, ce qui limite son utilisation.

III.2 MLI à E.H.A.F optimisée

III.2.1 présentation

La nouvelle méthode développée dans le cadre de ce travail est basée sur l'asservissement de l'harmonique 3, ce qui implique l'ajout de l'équation de cet harmonique au système traditionnel d'équations non linéaires à résoudre.

Alors si, traditionnellement, on dispose de N équations cela veut dire l'élimination de (N-1) harmoniques et l'asservissement du fondamental. Pour la nouvelle méthode les N équations seront établies de la manière suivante:

Une équation pour le fondamental (A_1)

Une équation pour l'harmonique 3 (A_3)

(N-2) équations pour l'élimination de (N-2) harmoniques d'ordre bas.

Le fait de rajouter l'équation de l'harmonique 3, nous oblige à enlever une équation éliminant un harmonique. Dans tous les cas étudiés ultérieurement, nous avons choisi d'enlever le dernier harmonique éliminé par une technique d'élimination d'harmoniques classique.

Comme nous l'avons énoncé auparavant, notre méthode est destinée aux systèmes triphasés, puisque l'harmonique trois et ses multiples sont sans effets. Nous avons choisi les techniques TLN1 et TLN2 pour l'établissement de nos équations.

III.2.2 Etablissement des équations

III.2.2.1 Technique TLN1

Les équations (II.17) représentent le système d'équations non linéaires à résoudre pour la technique TLN1 à élimination d'harmonique classique. Pour la nouvelle méthode on doit ajouter l'équation donnant l'amplitude de l'harmonique trois (A_3), cette dernière s'exprime par:

$$A_3 = \frac{4}{3\pi} \left[-1 - 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(3\alpha_k) \right] \quad (\text{III.17})$$

Le système d'équations à résoudre devient:

$$\begin{bmatrix} 2 \cos \alpha_1 & -2 \cos \alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos \alpha_N \\ 2 \cos 3\alpha_1 & -2 \cos 3\alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos 3\alpha_N \\ 2 \cos 5\alpha_1 & -2 \cos 5\alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos 5\alpha_N \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 2 \cos(x_1)\alpha_1 & -2 \cos(x_1)\alpha_2 & \dots & 2(-1)^{N+1} \cos(x_1)\alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi A_1}{4} + 1 \\ \frac{3\pi A_3}{4} + 1 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

avec

$$x_1 = 3(N-1)-1 ; \quad N \text{ impair} \geq 3 \quad (\text{III.19})$$

- Le système d'équations (III.18) représente un ensemble de N équations à N inconnus ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$).
- A_1 représente l'amplitude du fondamental à asservir (c'est d'ailleurs le principal but de l'utilisation de la technique MLI dans la commande des onduleurs).
- A_3 représente l'amplitude de l'harmonique 3 à asservir pour optimiser le critère de performance.

Le premier harmonique non éliminé pour la technique TLN1 devient:

$$D1 = 3N - 2 \quad (III.20)$$

Le tableau III.2 donne la valeur des premiers harmoniques non éliminés pour différentes valeurs de N pour la technique TLN1.

Tableau III.2: Valeurs des premiers harmoniques non éliminés

N =	1 ^{er} harmonique non éliminé			2 ^{ème} harmonique non éliminé		
	2	4	12	2	4	12
MLI classique	7	13	37	11	17	41
MLI nouvelle	5	11	35	7	13	37

III.2.2.2 Technique TLN2

Les équations (II.18) représentent le système d'équations non linéaires à résoudre pour la technique TLN2 à élimination d'harmoniques classique, par la nouvelle méthode on doit ajouter aussi l'équation donnant l'amplitude de l'harmonique trois (A_3), cette dernière s'exprime par:

$$A_3 = \frac{4}{3\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(3\alpha_k) \right] \quad (III.21)$$

Le système d'équations à résoudre devient :

$$\begin{bmatrix} -2 \cos \alpha_1 & 2 \cos \alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cos \alpha_N \\ -2 \cos 3\alpha_1 & 2 \cos 3\alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cos 3\alpha_N \\ -2 \cos 5\alpha_1 & 2 \cos 5\alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cos 5\alpha_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -2 \cos(x_2)\alpha_1 & 2 \cos(x_2)\alpha_2 & \dots & 2(-1)^N \cos(x_2)\alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi A_1}{4} - 1 \\ \frac{3 \cdot \pi A_3}{4} - 1 \\ -1 \\ \vdots \\ -1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Avec

$$x_2 = 3(N-1)-2; \quad N \text{ pair} \geq 3 \quad (\text{III.23})$$

- Le système d'équations (III.22) représente un ensemble de N équations à N inconnus ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$).
- A_1 représente l'amplitude du fondamental à asservir.
- A_3 représente l'amplitude de l'harmonique 3 à asservir pour optimiser le critère de performance.

Le premier harmonique non éliminé pour la technique TLN2 devient:

$$D1 = 3N - 1 \quad (\text{III.24})$$

Le tableau III.3 donne la valeur des premiers harmoniques non éliminés pour différentes valeurs de N pour la technique TLN2:

Tableau III.3: Valeurs des premiers harmoniques non éliminés

N =	1 ^{er} harmonique non éliminé			2 ^{ème} harmonique non éliminé		
	3	5	13	3	5	13
T. classique	11	17	41	13	37	47
T. nouvelle	7	13	37	11	17	41

III.3 Résolution des équations

Les systèmes d'équations donnés par (III.18) et (III.22) établis selon le principe de l'asservissement de l'harmonique trois, représentent des systèmes d'équations non linéaires et transcendantes identiques à ceux de la MLI à élimination d'harmoniques classique.

Cet algorithme possède des particularités (qui restent inchangées pour notre méthode) qui peuvent se résumer en:

- le vecteur initial α^0 ;
- la précision : erreur entre la solution réelle et la solution trouvée;
- Le critère d'arrêt : dépendant de la précision.

De plus de ces particularités, la nouvelle technique d'asservissement de l'harmonique 3 possède plusieurs nouveaux aspects complètement différents:

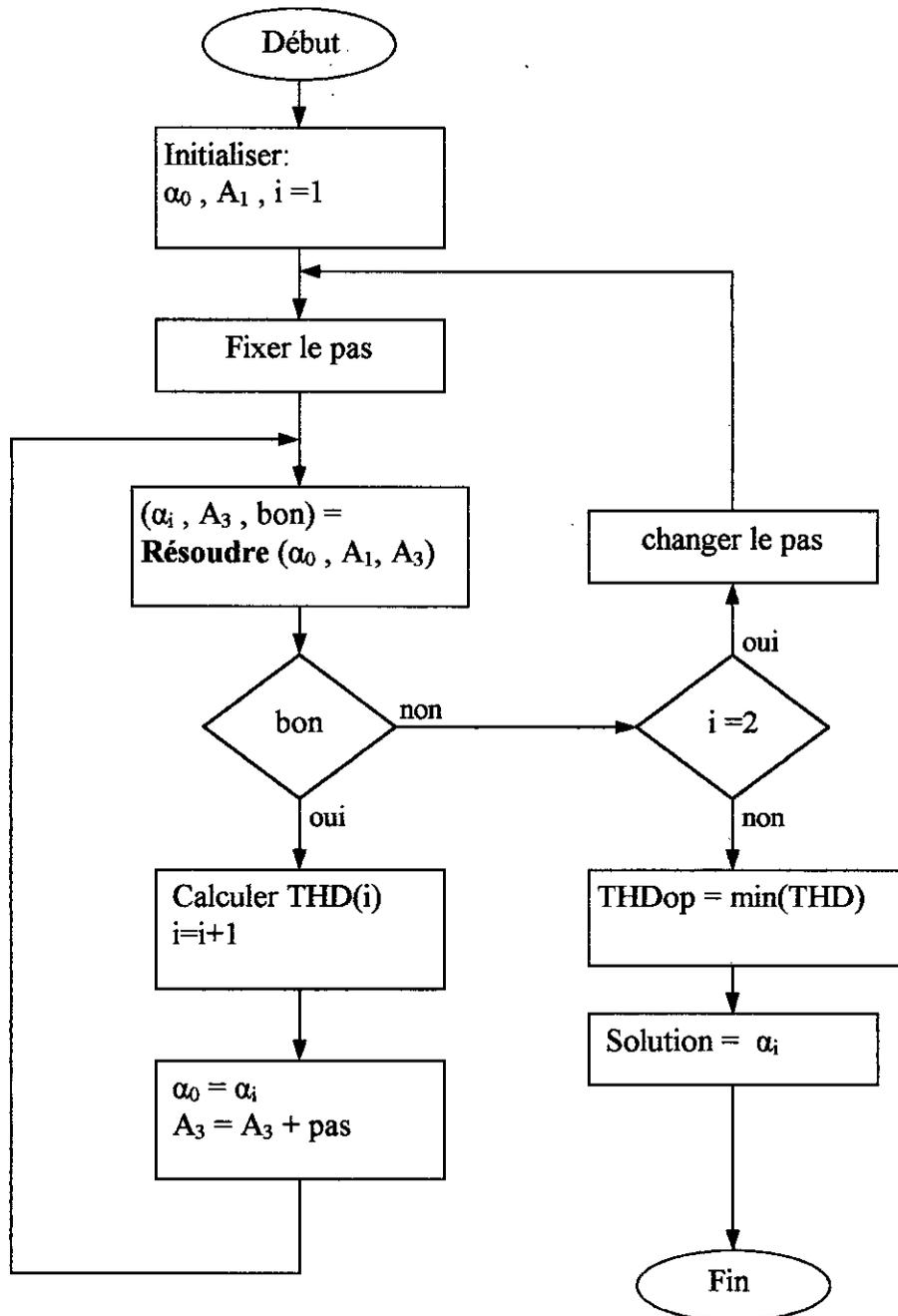
- la valeur initiale de A_3 ;
- le sens de variation de A_3 ;
- le pas de variation de A_3
- le critère d'arrêt.

Tous ces aspects apparaissent clairement dans les étapes de notre algorithme qui s'énonce comme suit:

Algorithme de résolution

1. Fixer la valeur: du vecteur initial;
 du fondamental A_1 ;
 de l'harmonique A_3 ;
2. Fixer la valeur: pas d'incrément ou décrémentation de A_3 .
3. Résoudre le système d'équation (III.18) ou (III.22) ainsi établi;
4. Calculer le THD; augmenter la valeur de A_3 d'un pas.
5. Refaire les étapes 3. et 4. jusqu'à impossibilité de résolution;
6. La solution sera celle correspondant au THD minimum;

Avec plus de détails, l'organigramme correspondant à cet algorithme est représenté sur la figure III.3.



Résoudre : est une procédure faisant appel à la méthode de Newton-Raphson

Figure III.3: Organigramme de la technique d'asservissement de l'harmonique trois.

III.3.3 Contraintes pratiques

Lors de l'exécution de nos programmes, nous avons rencontré au départ plusieurs difficultés de divergence de l'algorithme de Newton-Raphson. Ces difficultés ont pu être dépassées par les directives suivantes:

- ◆ le vecteur initial α^0 doit être donné avec précision, pour cela nous avons résolu en premier lieu (en utilisant la méthode de Newton-Raphson) le système d'équation d'une MLI à élimination d'harmonique classique. La solution ainsi obtenue servira comme vecteur initial à la méthode d'asservissement de l'harmonique 3.
- ◆ La valeur initiale de l'harmonique 3 est obtenue elle aussi à partir de la solution d'une MLI à élimination d'harmoniques classique.
- ◆ Le pas d'incrémentement ou de décrémentation de A_3 , joue un rôle important dans la convergence de l'algorithme. Au départ il faut le fixer très petit, et si la variation du THD n'est pas significative entre deux itérations de A_3 , alors arrêter et augmenter le pas.
- ◆ L'algorithme développé est valable pour une seule valeur du fondamental, nous avons pu le généraliser pour balayer toute la plage de variation possible du fondamental. Nous avons pris dans ce cas un pas de 0.05 à 0.001 pour varier la valeur du fondamental.

III. 4 Résultats obtenus

III.4.1 Présentation:

Tous les programmes sont développés avec le logiciel MATLAB version 5.3. Les paramètres de l'algorithme développé ont été fixés aux valeurs suivantes:

- Le vecteur initial α^0 : est obtenu à partir d'un programme séparé, capable de résoudre le système d'équations d'une technique MLI à élimination d'harmoniques classique.
- Amplitude de l'harmonique 3: calculée à partir du programme séparé prévu pour résoudre le système d'équations d'une technique MLI à élimination d'harmoniques classique.
- Le pas d'incrémentement ou de décrémentation de A_3 : Ce pas est fixé le plus petit possible (10^{-6}), il est augmenté selon la variation du THD.
- La précision: Nous avons choisi une précision de 10^{-8} . Ce qui permettra une élimination effective des harmoniques sélectionnées.
- Le nombre d'harmoniques considérés lors du calcul du THD: Pour des raisons pratiques nous avons considéré les harmoniques impaires non multiples de trois jusqu'à 65, [LIL.98]

III.4.2 Résultats de la technique TLN1

Pour cette technique nous avons développé la méthode de l'asservissement de l'harmonique 3 pour les indices $N=3, 4$ et 13.

Les figures III.4 à III.6 représentent la variation des angles de commutation en fonction de l'amplitude du fondamental.

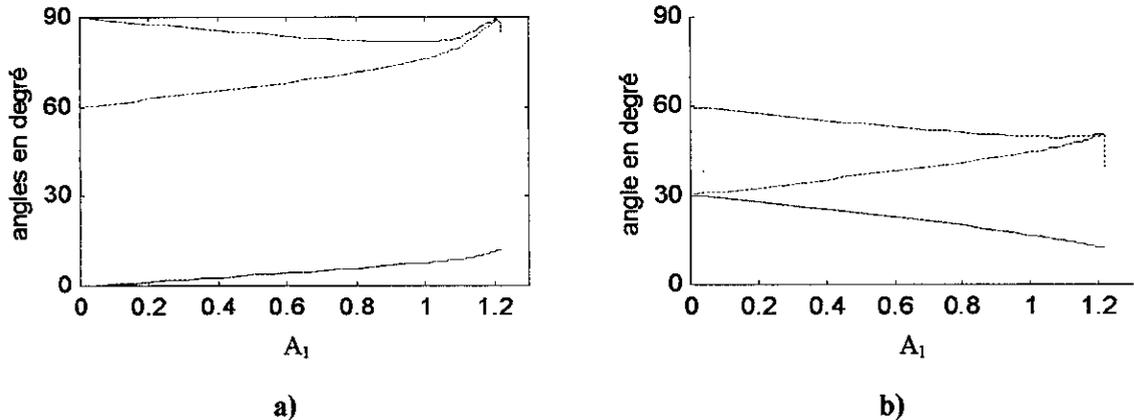


Figure III.4: Trajectoire de la solution de la technique TLN1 optimisée, $N=3$

a) famille F1 (0-90°)

b) famille F2 (0-60°)

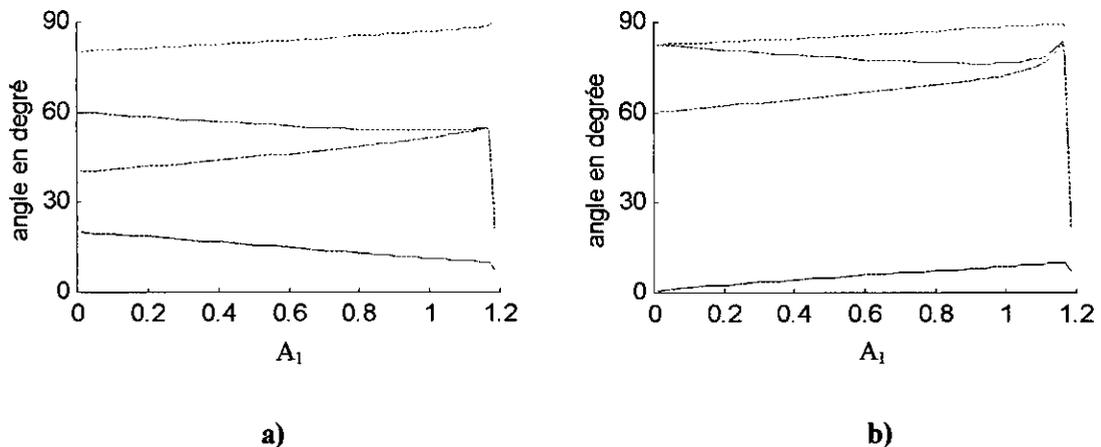


Figure III.5: Trajectoire de la solution de la technique TLN1 optimisée, $N=4$

a) famille F1

b) famille F2

Remarques

✘ Comme pour la technique MLI à élimination d'harmoniques classique, cette technique présente aussi plus d'une famille de solutions pour le même indice N .

✘ Malgré que les valeurs ne sont pas les mêmes, il existe une grande similitude entre les trajectoires (d'une même famille) pour la technique classique et la technique d'asservissement de l'harmonique trois.

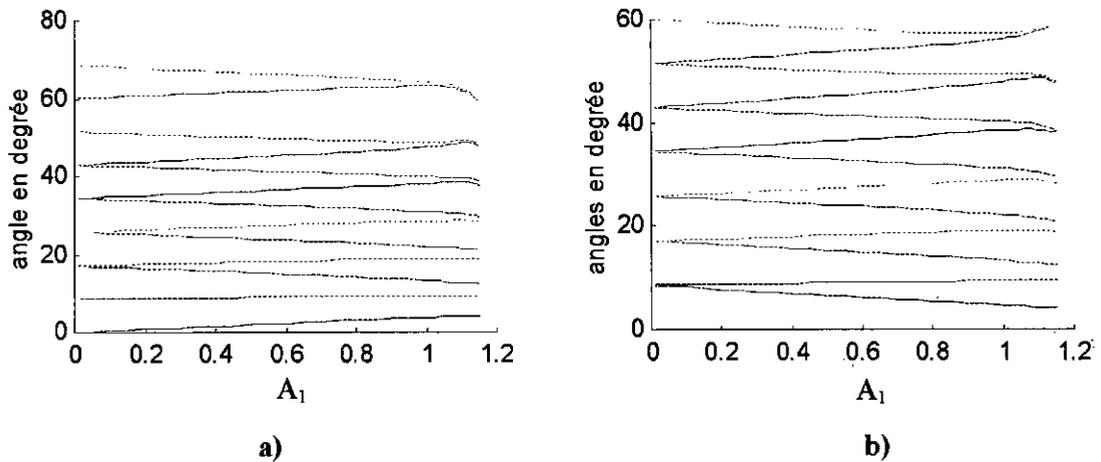


Figure III.6: Trajectoire de la solution de la technique TLN1 optimisée, N=13

- a) famille F1 (0-90°)
- b) famille F2 (0-60°)

III.4.3 Résultats de la technique TLN2

Pour cette technique nous avons développé la méthode de l'asservissement de l'harmonique 3 pour les indices N= 2, 4 et 12. Les figures III.7 à III.9 représentent la variation des angles de commutation en fonction de l'amplitude du fondamental.

Toutes les remarques de la technique TLN1 sont valables pour la technique TLN2

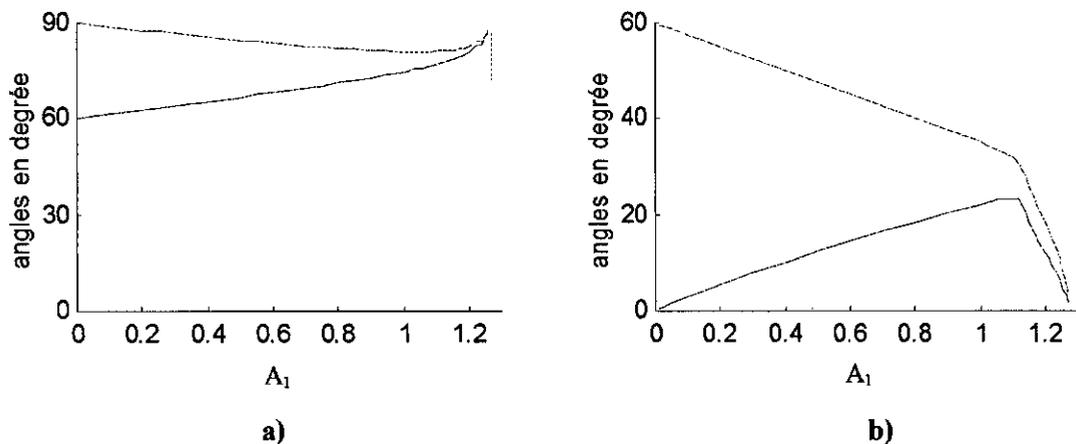


Figure III.7: Trajectoire de la solution de la technique TLN2 optimisée, N=2

- a) famille F1 (0-90°)
- b) famille F2 (0-60°)

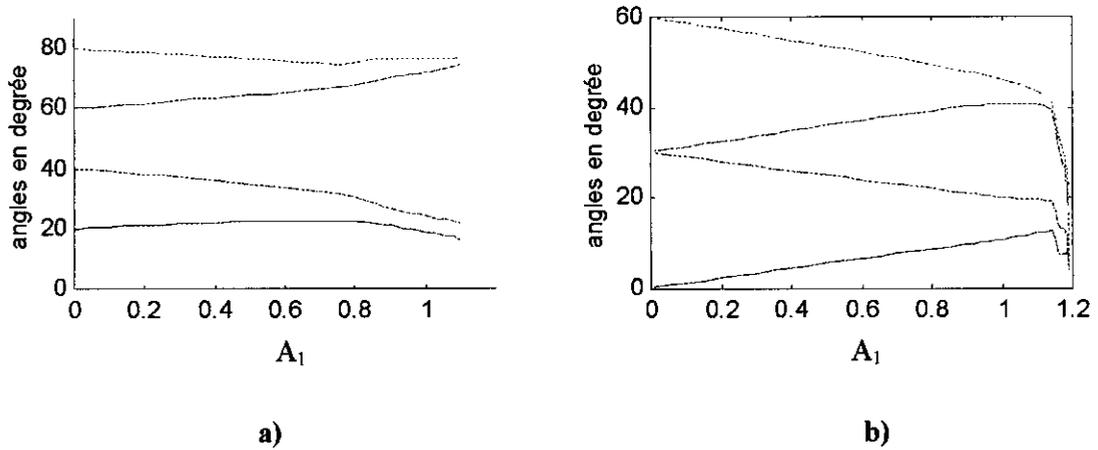


Figure III.8: Trajectoire de la solution pour $N=4$, TLN2 optimisée

a) famille F1 (0-90°)

b) famille F2 (0-60°)

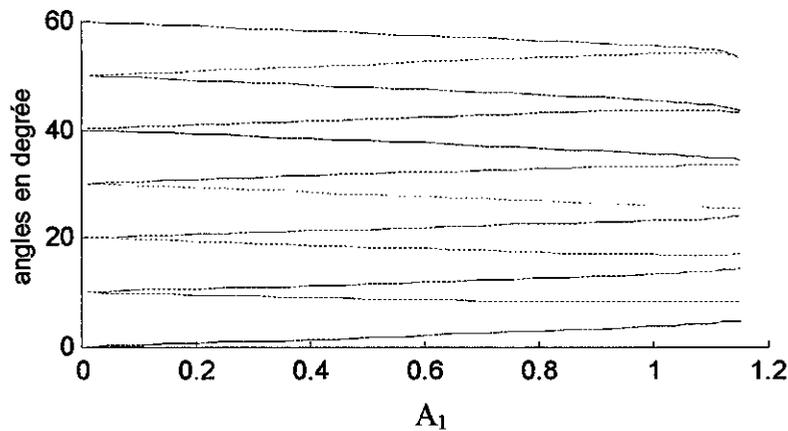


Figure III.9: Trajectoire de la solution de la technique TLN2 optimisée, $N=12$

III.4.4 Apparition d'autres familles de solution

Nous avons pu remarquer, pour la technique MLI à élimination d'harmoniques classique, que pour une seule valeur de l'indice N ils existent deux familles de solutions. Pour la nouvelle méthode développée dans notre travail, nous avons précisé que le fait d'asservir l'harmonique trois donner au système d'équations à résoudre une infinité de solutions. Ce qui se traduirait normalement par l'existence de plusieurs familles de solutions.

Effectivement, nous avons obtenu lors de la résolution des équations une infinité de familles de solutions, mais les familles retenues sont celles qui minimisent effectivement notre critère de performance, qui est le THD.

Malgré cela, nous avons remarqué qu'il existait, pour $N=3, 4$, et 13 , une "troisième famille" F3 de solution donnant une bonne réduction du THD, elle apparaît pour les valeurs élevées du fondamental.

Les figures III.10 à III.12 représentent respectivement l'ensemble des trajectoires des angles de commutation de la troisième famille pour $N= 3, 4$ et 13 .

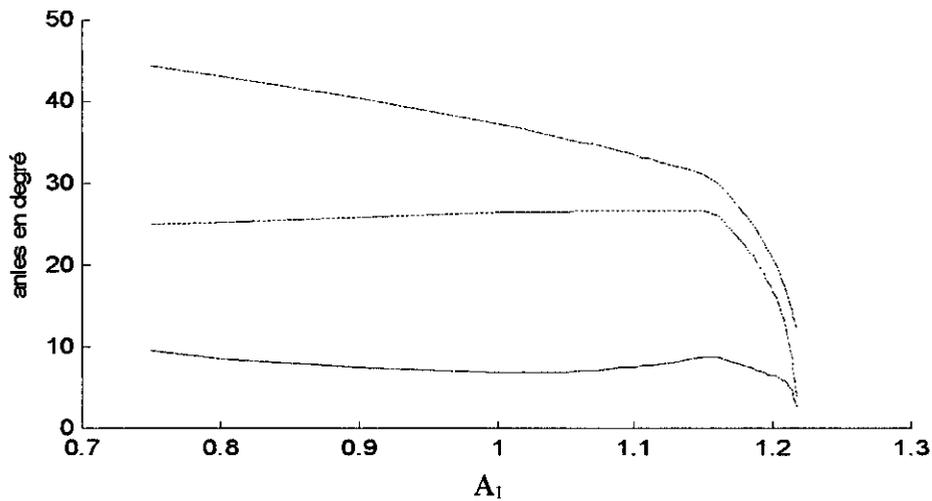


Figure III.10: Trajectoire de F3 de la technique TLN1 optimisée, $N=3$

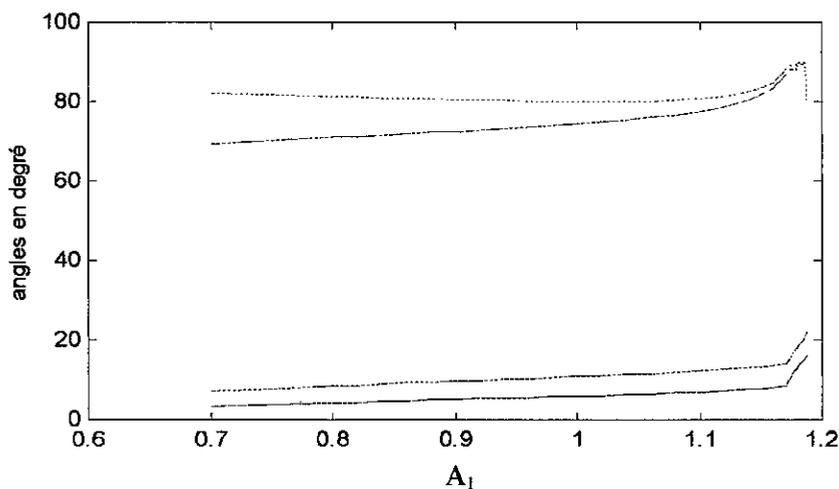


Figure III.11: Trajectoire de F3 de la technique TLN2 optimisée, $N=4$

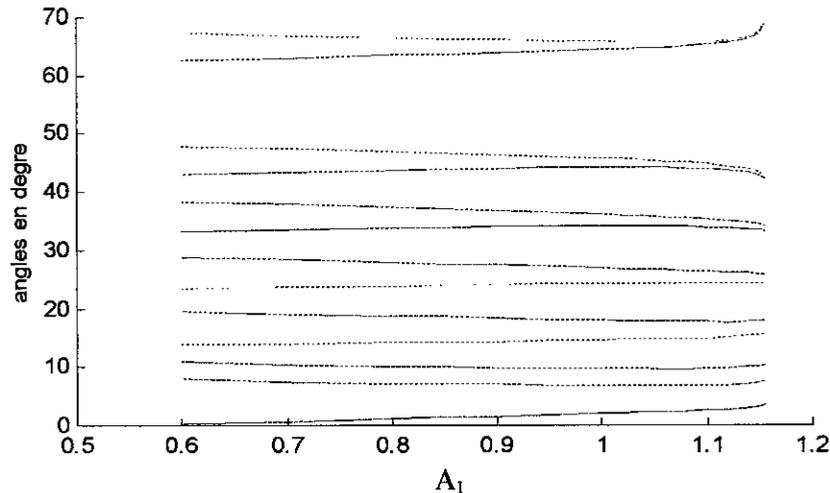


Figure III.12: Trajectoire de F3 de la technique TLN1 optimisée, N=13

Conclusion

Une nouvelle méthode MLI à élimination d'harmoniques basée sur l'asservissement de l'harmonique trois a été développée. L'algorithme établi est simple, puisque il suffit d'introduire l'équation de l'harmonique trois dans le système d'équation à résoudre. Mais il demande des moyens de calcul très puissants, ce qui le limite à des applications "off line". D'un autre côté, il présente une souplesse de manipulation puisqu'on peut changer facilement le critère de performance associé par un autre plus adéquat à une application spécifique.

Avec cet algorithme nous avons pu déterminer des nouvelles familles de solutions très similaires dans la forme à celles de la MLI à élimination d'harmoniques classique. Dans l'annexe D nous avons donné sur le même graphe les trajectoires des angles des deux méthodes, classique et nouvelle, pour différentes valeurs de l'indice N. Chaque ensemble de solutions trouvées présente des trajectoires presque linéaires sur une large plage de variation du fondamental, ce qui se prête bien à une éventuelle approximation pour une implémentation "on line", comme il a été fait précédemment avec la MLI à élimination d'harmoniques asservie classique [BOU.00] [DJO.01].

Les résultats bruts présentés dans ce chapitre seront exploités, évalués et comparés à ceux de la MLI à élimination d'harmoniques classique au chapitre suivant.

Chapitre IV

Interprétation des résultats

Introduction

Aux chapitres 2 et 3 ont été étudiées deux techniques de modulation de largeur d'impulsions à élimination d'harmoniques. La première technique est dite classique puisque aucune contrainte n'est faite lors de l'élimination des (N-1) harmoniques, contrairement à la deuxième technique où nous avons mis, en plus de l'élimination de (N-2) harmoniques, une contrainte de minimisation du THD.

Nous avons présenté les résultats, sous formes de trajectoires des angles en fonction du fondamental, des deux techniques pour différentes valeurs de l'indice N.

Dans ce chapitre nous allons présenter une étude comparative entre ces deux techniques (T. classique: pour la MLI à élimination d'harmoniques classique, et T. nouvelle: pour la nouvelle technique MLI à élimination d'harmonique basée sur l'asservissement de l'harmonique trois). La comparaison sera basée sur les facteurs suivants:

- Gain en tension;
- Spectre d'harmoniques;
- THD: distorsion totale d'harmoniques;

Le gain en tension et le spectre des harmoniques sont considérés comme des facteurs "classiques" et peu indicatifs sur les performances d'une technique MLI, pour cela nous avons introduit un autre facteur; le THD. Ce dernier permettra l'évaluation de la nouvelle technique puisque cette dernière avait comme contrainte lors de l'élimination des harmoniques la minimisation du THD.

IV.1 Gain en tension

Le gain en tension représente la valeur maximale que peut atteindre l'amplitude du fondamental par rapport à celle de la pleine onde. L'excursion maximale de cette dernière est estimée (pour une tension normalisée à 1) à $4/\pi$.

Ce facteur est considéré comme très important lorsque la technique MLI est utilisée pour la commandes de la vitesse des moteurs alternatifs.

Le tableau IV.1 représente les gains en tension obtenus par les deux techniques étudiées, l'élimination d'harmoniques classique et la technique d'asservissement de l'harmonique trois.

Tableau IV.1: Gains en tension des deux techniques

	N=2 (TLN2)		N=3 (TLN1)		N=4 (TLN1)		N=4 (TLN2)		N=12 (TLN2)	N=13 (TLN1)	
	F1	F2	F1	F2/F3	F1	F2	F1/F3	F2	F2	F1	F2/F3
T. classique	1.007	1.217	1.166	1.188	1.173	1.023	1.177	1.173	1.158	1.157	1.157
T. nouvelle	1.273	1.273	1.217	1.217	1.183	1.182	1.188	1.188	1.158	1.158	1.158

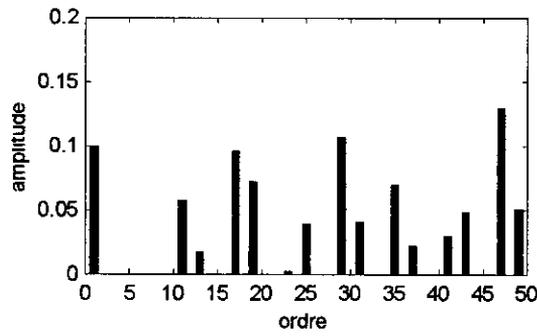
La première remarque que nous pouvons tirer du tableau IV.1 est que le gain en tension dépend fortement de l'indice N, ce gain diminue lorsque N augmente.

D'après le tableau IV.1, nous pouvons remarquer que le gain de la nouvelle technique est supérieur ou égal à celui de la technique classique pour tous les indices donnés. L'amélioration du gain est appréciable pour des faibles valeurs de N. Pour N = 2, le gain en tension représente une très bonne valeur qui se rapproche de celle de la pleine onde.

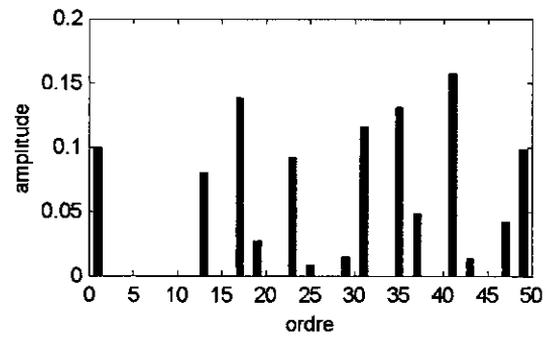
IV.2 Spectre des harmoniques

Le spectre des harmoniques représente la valeur absolue de l'amplitude de l'harmonique en fonction de son rang. Il représente alors le spectre de puissance du signal. Ce spectre permet de visualiser la répartition de l'énergie sur les harmoniques. Les figures IV.1 à IV.4 représentent les spectres des harmoniques pour deux valeurs de l'indice N (4 pour la TLN1 et 12 pour la TLN2) et pour trois valeurs du fondamental. Les deux figures VI.1 et VI.3 représentent les spectres de la nouvelle méthode, et les deux figures IV.2 et IV.4 représentent les spectres de la MLI à élimination d'harmoniques classique.

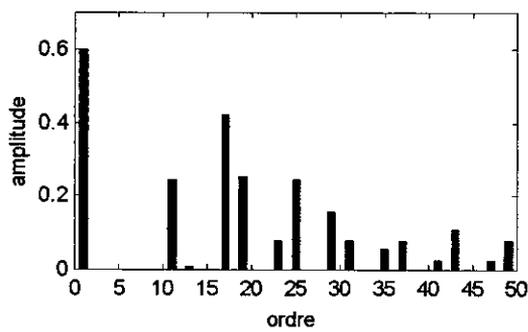
D'après ces figures, nous constatons que l'élimination des harmoniques choisis est effective pour les deux méthodes. Néanmoins, et malgré que l'ordre du premier harmonique non éliminé diminue d'un rang pour la nouvelle méthode, cette dernière permet une meilleure répartition spectrale (surtout pour les faibles valeurs du fondamental). Cette amélioration se traduira par un meilleur THD.



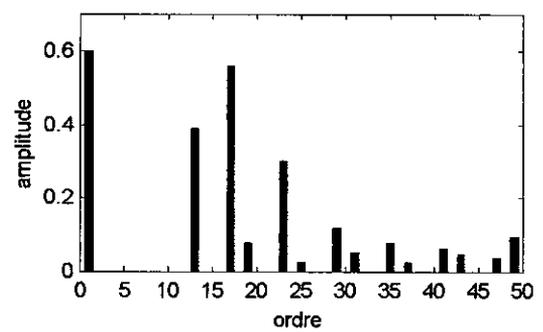
a)



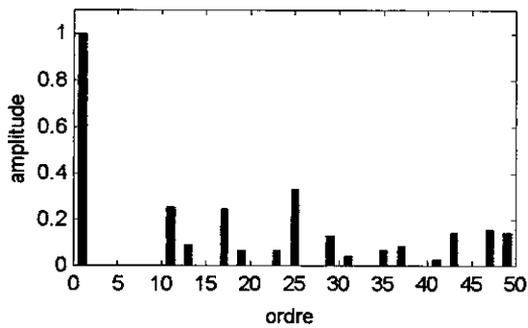
a)



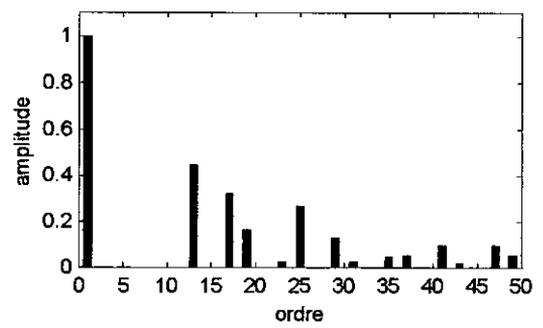
b)



b)



c)



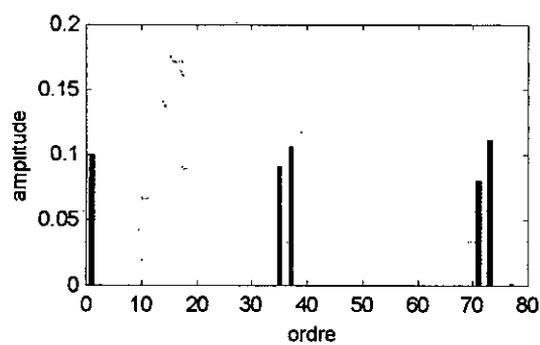
c)

Figure IV.1: Spectre des harmoniques de la nouvelle méthode pour N=4, (TLN1)

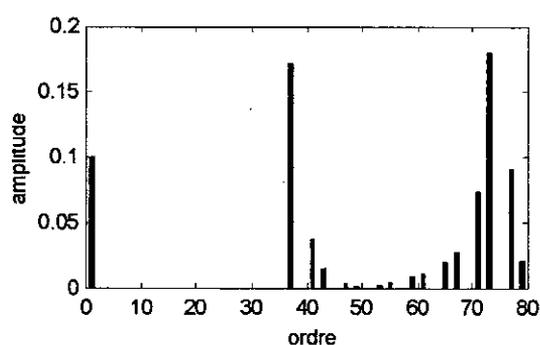
- a) fondamental = 0.1
- b) fondamental = 0.6
- c) fondamental = 1.0

Figure IV.2: Spectre des harmoniques de la MLI à E.H. classique pour N=4, (TLN1)

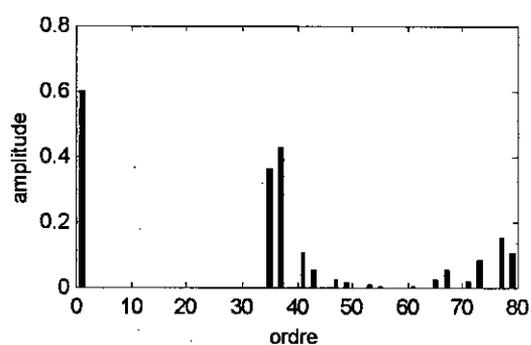
- a) fondamental = 0.1
- b) fondamental = 0.6
- c) fondamental = 1.0



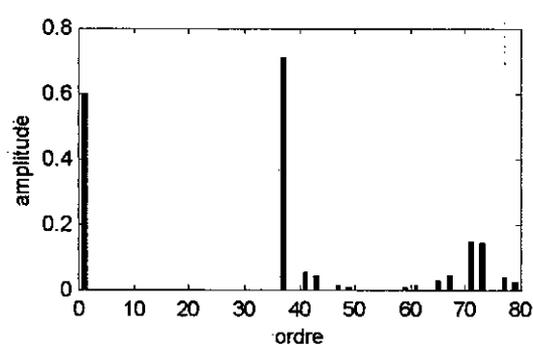
a)



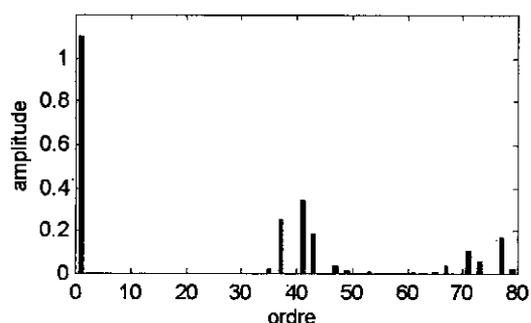
a)



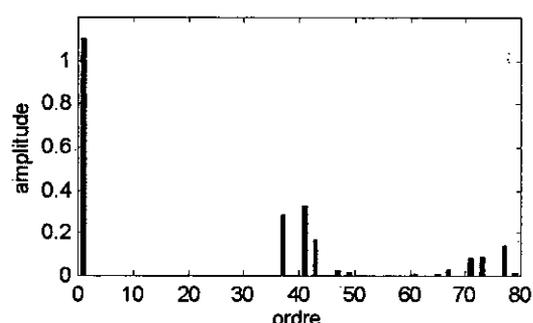
b)



b)



c)



c)

Figure IV.3: Spectre des harmoniques de la nouvelle méthode pour $N=12$, (TLN2)

- a) fondamental = 0.1
- b) fondamental = 0.6
- c) fondamental = 1.1

Figure IV.4: Spectre des harmoniques de la MLI à E.H. classique pour $N=12$, (TLN2)

- a) fondamental = 0.1
- b) fondamental = 0.6
- c) fondamental = 1.1

IV.3 Distorsion totale d'harmoniques

Ce facteur est défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension pondéré par l'inverse du rang à la valeur du fondamental, soit:

$$\text{THD} = \frac{100}{A_1} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left(\frac{A_n}{n} \right)^2}$$

A_1 : amplitude du fondamental

A_n : amplitude de $n^{\text{ème}}$ harmonique

Puisque les techniques étudiées sont destinées à des récepteurs triphasés, supposés symétriques, les harmoniques multiples de trois ne sont pas inclus dans l'expression du THD.

Les figures IV.5 à IV.11 représentent la variation du THD pour différentes valeurs de l'indice N. Pour une bonne évaluation, nous avons tracé sur le même graphe le THD des deux techniques; classique et optimisée.

Pour les deux familles F1 et F2 de $N=2$, la nouvelle méthode présente une nette amélioration du THD. Pour F1 l'amélioration est plus importante pour des valeurs élevées du fondamental, par contre pour F2 l'amélioration s'aperçoit plus pour des faibles valeurs du fondamental.

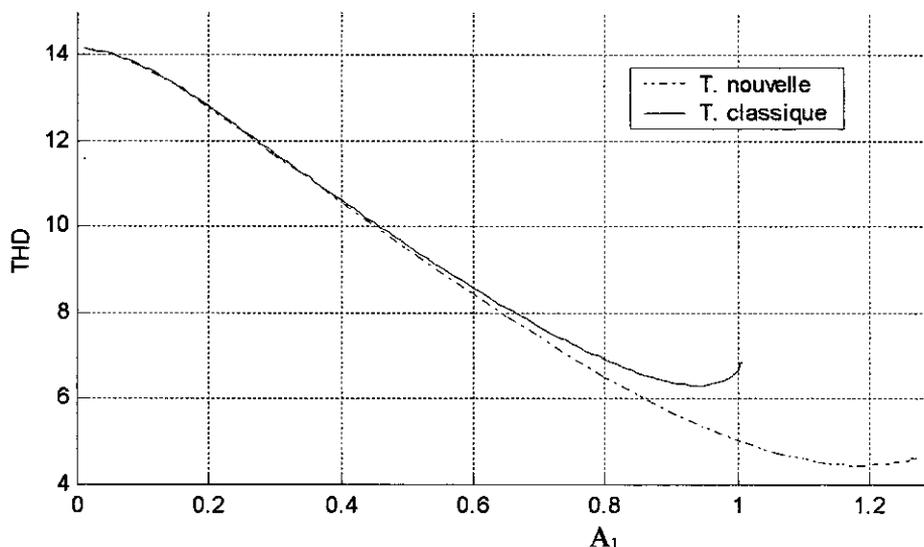


Figure IV.5: Variation du THD, famille F1, N=2, (TLN2)

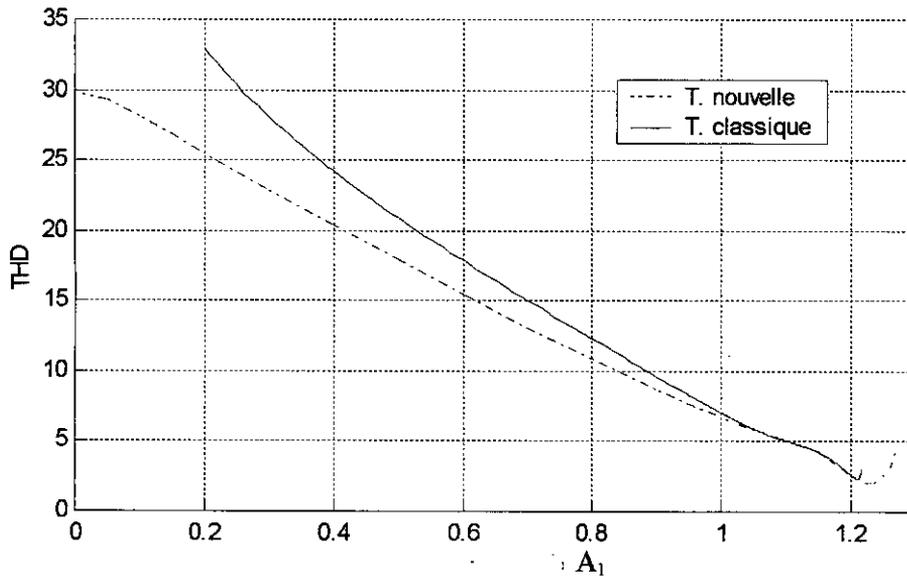


Figure IV.6: Variation du THD, famille F2, N=2, (TLN2)

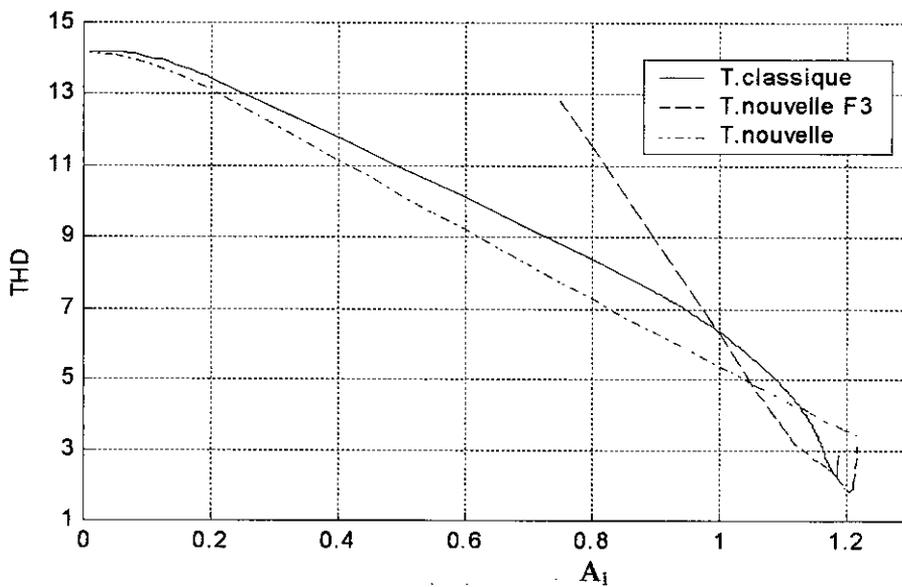


Figure IV.7: Variation du THD, famille F2 et F3, N=3, (TLN1)

Sur la figure IV.7 apparaît le THD de la "troisième famille" F3 (figure III.10). Comme nous l'avons signalé au chapitre précédent, cette nouvelle famille existe parmi tant d'autres, mais elle a été retenue puisque elle apporte une amélioration remarquable du THD pour les valeurs élevées du fondamental.

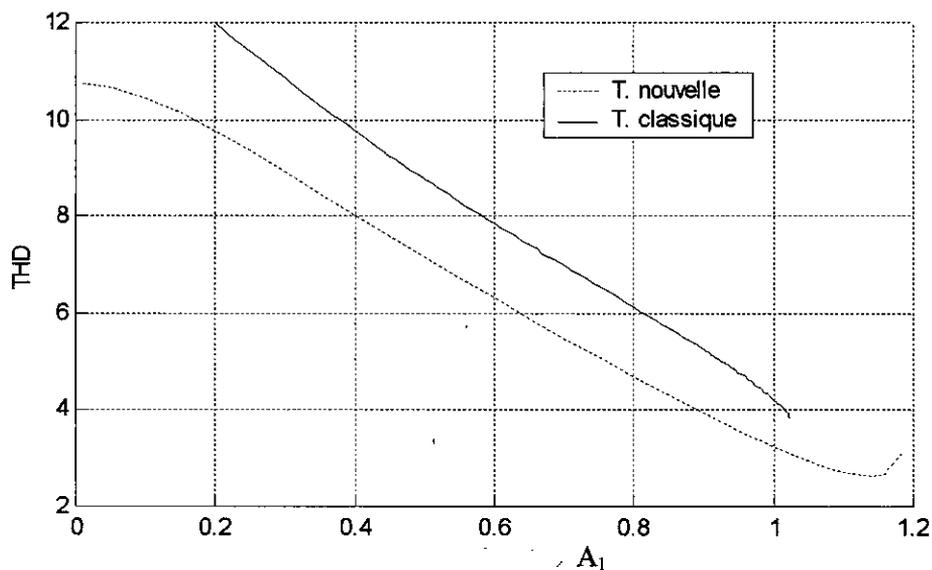


Figure IV.8: Variation du THD, famille F2, N=4 (TLN1)

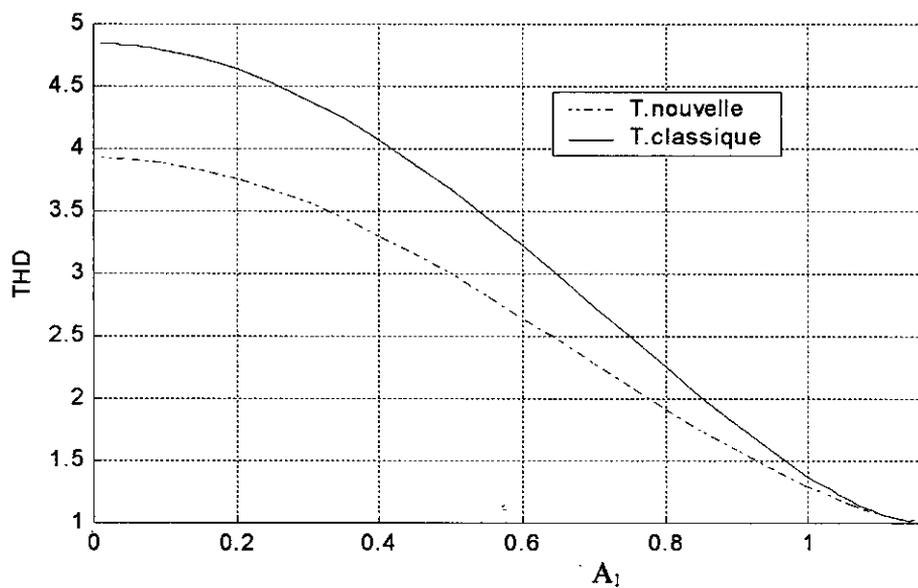


Figure IV.9: Variation du THD, famille F2, N=12, (TLN2)

Pour N=4 de la technique TLN1, figure IV.8, le THD a été amélioré sur toute la plage de variation du fondamental. Sur la figure IV.9, pour N=12, l'amélioration est appréciable pour les valeurs faibles du fondamental.

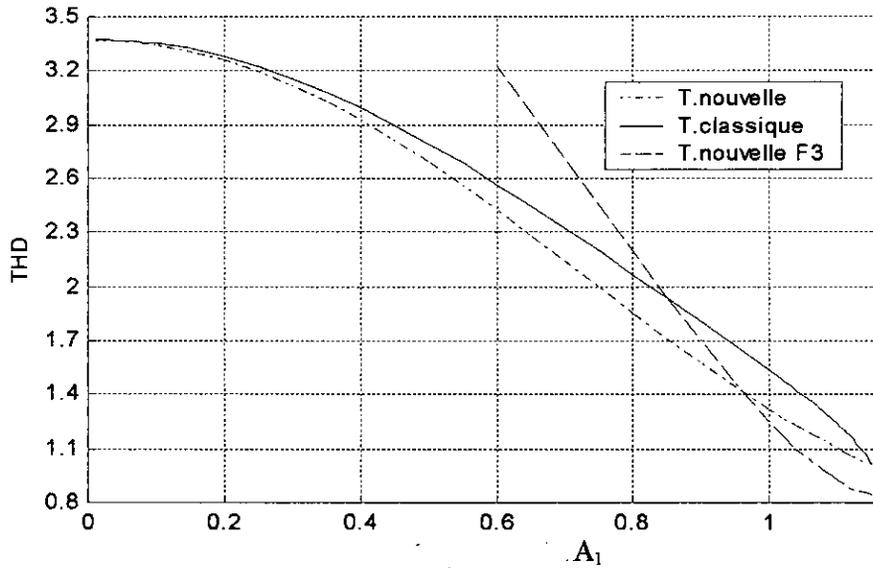


Figure IV.10: Variation du THD, famille F1 et F3, N=13 (TLN1)

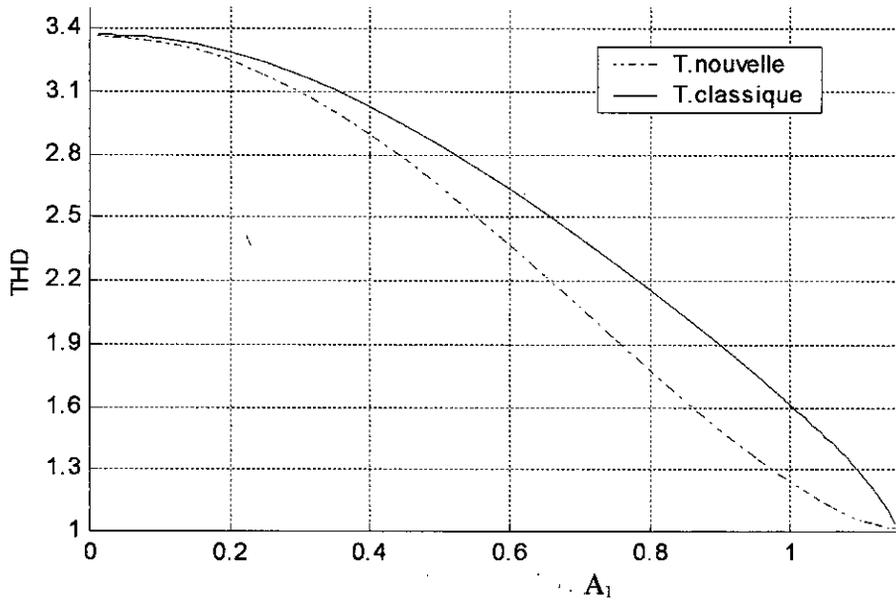


Figure IV.11: Variation du THD, famille F2, N=13, (TLN1)

Les figures IV.10 et IV.11 représentent le THD pour N=13, nous remarquons que l'amélioration apportée au THD est plus grande pour les valeurs élevées du fondamental.

Pour mieux quantifier l'amélioration apportée par la nouvelle méthode, nous avons calculé et reporté sur le tableau VI.2, pour plusieurs indices N et pour différentes valeurs du fondamental, le taux d'atténuation du THD en % apporté par la nouvelle méthode.

Tableau VI.2: Taux d'atténuation du THD (en %) apporté par la nouvelle technique.

fondamental	N=	2	3	4	12	13
		(TLN2)	(TLN1)	(TLN2)	(TLN2)	(TLN1)
0.01		53.45	0.38	32.92	18.67	0.13
0.10		31.31	1.27	26.75	18.66	0.52
0.20		22.75	2.59	22.47	18.66	1.32
0.40		16.04	3.31	17.91	18.55	4.44
0.60		13.41	8.97	15.40	17.83	10.04
0.80		11.48	13.53	17.51	14.94	17.78
0.90		10.81	19.93	12.55	11.53	21.48
1.00		24.51	15.71	17.55	6.00	23.21
1.10		0.06	23.95	29.24	0.28	25.24
1.15		1.11	24.08	14.95	1.78	16.22
1.17		3.27	5.92	12.75	-	-
1.18		4.02	0.67	-	-	-
1.20		1.44	-	-	-	-
1.21		1.83	-	-	-	-

- D'après ce tableau, les taux d'atténuation sont appréciables et varient selon la valeur du fondamental. Pour la technique TLN1 l'amélioration est remarquable pour les valeurs élevées du fondamental, contrairement à la technique TLN2 où l'amélioration s'est effectuée aux faibles valeurs.

Conclusion

Une étude comparative basée sur le gain en tension, le spectre des harmoniques et sur le THD a été menée entre la MLI à élimination d'harmonique classique et la nouvelle méthode. Cette étude a montré que la nouvelle méthode a apporté effectivement une amélioration très remarquable du critère choisi.

D'après les résultats présentés, des atténuations du THD de 51%, 24%, 32%, 18%, 25% sont respectivement atteintes pour N=2, 3, 4, 12 et 13.

De plus, la nouvelle méthode présente des gains en tension nettement plus élevés à ceux de la MLI à élimination d'harmoniques classique, nous avons pu atteindre respectivement 99%, 96%, 93%, 91% et 91% pour N=2, 3, 4, 12 et 13.

Il faut noter aussi que l'inconvénient de la MLI à élimination d'harmoniques classique, qui est l'amplitude assez élevée du premier harmonique non éliminé, a été surmonté puisque la nouvelle méthode a pu atténuer ce dernier d'une manière très appréciable.

Nous tenons à préciser que pendant l'élaboration de la nouvelle technique nous avons pu déterminer une nouvelle famille de solution de la MLI à élimination d'harmoniques classique, pour la technique TLN2, pour des valeurs paires de l'indice N (N=6, 8, 10 et 12). Ces familles présentent des THD très appréciables aux faibles valeurs du fondamental.

Conclusion générale

Ce travail a permis de mettre au point une nouvelle technique MLI à élimination d'harmoniques optimale, basée sur la répartition de l'énergie du signal de sortie d'un onduleur triphasé en vue de minimiser le taux de distorsion des harmoniques. Cette technique s'appuie sur le principe de conservation de l'énergie d'un signal lors du passage de la représentation temporelle à la fréquentielle.

Les premières étapes de l'élaboration de notre travail nous ont mené à analyser différentes stratégies de commande des onduleurs de tension. La stratégie MLI à élimination d'harmoniques présente plusieurs avantages :

- une génération de courants proches d'une sinusoïde avec des ondulation réduites.
- Une meilleure qualité du courant de sortie amenant une réduction dans la taille du filtre d'entrée.
- Une réduction des pulsations de couples générées par l'interaction des harmoniques de courants de différents ordre.

Ceci nous a conduit à étudier toutes les structures possibles (TLN1, TLN2, SLN1, SLL) de technique MLI à élimination d'harmoniques. Les résultats ont montré l'existence de deux familles de solutions pour une même structure et un nombre d'angles de commutation N fixé. Nous avons effectué une étude sur ces deux familles de solutions, pour quelques valeurs de N , basée sur deux paramètres :

- le THD : distorsion total d'harmoniques ;
- la valeur de l'harmonique trois.

Cette étude a montré que la famille de solutions qui possède le THD le plus faible est celle ayant une plus importante valeur de l'harmonique trois. Cela s'explique grâce au principe de conservation de l'énergie d'un signal. Puisque l'énergie des signaux MLI à deux niveaux est constante et ne dépend ni du nombre ni de la valeur des angles de commutation, cela veut dire que si elle est concentrée sur un harmonique elle diminue automatiquement dans les autres.

L'exploitation de ce principe s'est concrétisée par l'asservissement de l'harmonique trois, puisque ce dernier et ses multiples sont sans effets sur les charges triphasées. De ce fait nous avons pu attribuer à l'harmonique trois la valeur adéquate qui a permis, en plus de

l'élimination des harmoniques d'ordre bas en égalant leur équation à zéro, d'optimiser le critère de performance considéré dans notre travail, qui est le THD. Cette idée est simple et son implémentation l'est aussi, puisque il nous a suffi d'introduire l'équation de l'harmonique trois dans le système d'équations à résoudre pour la technique MLI à élimination d'harmoniques classique.

Malgré le choix du THD comme critère d'optimisation, cette méthode peut accepter d'autres critères sans aucun changement du système d'équations à établir. Chaque nouveau critère sera spécifique à une application particulière, ce qui élargit le domaine d'applications de cette nouvelle méthode.

Les résultats obtenus sont satisfaisants puisque le THD a pu être atténué sur toute la plage de variation du fondamental du signal de commande. Nous avons pu atteindre des taux d'atténuation maximales de 53.45%, 24.08%, 32.92%, 18.67% et 25.24% respectivement pour $N=2, 3, 4, 12$ et 13 .

L'ensemble des résultats présentés sous forme de trajectoires des angles de commutation présente de grandes similitudes avec ceux de la MLI à élimination d'harmoniques classique ce qui permettra une éventuelle implémentation en temps réel de la nouvelle technique, pour cela il suffit de déterminer les séparations angulaires ainsi que la pente de chaque angle.

En perspective, nous espérons que cette étude ouvre d'autres axes de recherches qui viseront d'une part l'optimisation de la technique MLI à élimination d'harmoniques en lui associant différents critères de performance, ce qui permettra l'élargissement de son domaine d'applications. D'autre part des travaux pourraient être développés pour l'amélioration de cette nouvelle technique en introduisant des fonctions d'optimisation prédéfinies. Cela rendrait son utilisation plus souple, et permettra une investigation plus approfondie sur les solutions possibles en vue d'extraire la plus appropriée au problème.

BIBLIOGRAPHIE

- [AIT.92] Y. Ait Gougam, "Étude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", thèse de magister, ENP, 1992.
- [AUV. 86] J. Auvray, "Paramètres caractéristiques d'un signal" Techniques de l'ingénieur, vol. R1I, N°R300, juillet 1986.
- [BOS.89] B.K. BOSE, "Power electronics : an emerging technology". IEEE Trans. Ind. Electronics, vol 36, N°3, August 1989. pp
- [BOU.00] A. Boudhane, F. Sehiri, "Implémentation d'une technique numérique pour la génération de signaux MLI en temps réel", PFE, ENP, 2000.
- [BOU.93] M. Boumahrat, A.Gourdin, "Méthodes numériques appliquées", Office des Publications Universitaires (OPU), 1^{ère} édition, réimpression 1993.
- [BOW.75] S.R. Bowes, "New sinusoidal pulse width modulated inverter", IEE proceedings, vol 122, N°5, May 1975, pp. 1279-1985.
- [BOW.75'] S.R. Bowes et B.M. Bird, "Novel approach to the analysis and synthesis of modulation process in power converters", IEE proceedings, vol 122, N°11, novembre 1975, pp. 507-513.
- [BOW.81] S.R. Bowes et M.J. Mount, "Microprocessor control of PWM inverters", IEE proceedings B, vol. 128, 1981, pp. 293-305.
- [BOW.86] S.R. Bowes et A. Midoum, "New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives", IEE proceedings, vol. 133, pt.B, N° 4, juillet 1986, pp. 237-254.
- [BOW.86'] S.R. Bowes et A. Midoum, "Suboptimal switching strategy for microprocessor controlled inverters drives", IEE proceedings, vol. 132, pt.B, N° 3, May 1986, pp. 1616-1622.
- [BOW.99] S.R. Bowes et S. Grewal, "Novel space vector based harmonic elimination inverter control", Industry Applications Conference, 1999. Conference Record of the 1999 IEEE, vol. 3, pp. 1616-1622
- [CAR.95] J.P. Caron, "Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone", édition Technip, Paris, 1995.
- [CHA.88] R. Chauprade et F. Milsant, "Commande des moteurs à courant alternatif", Dunod, 1988.

- [DER.94]** A. Derouazi, A.Kadri, "Etude d'une technique de génération des signaux MLI", PFE, Ecole Nationale polytechnique (ENP) 1994.
- [DJO.01]** B. Djouadi, "Génération de signaux MLI en temps réel à base du microcontrôleur 68HC11", PFE, ENP,2001
- [ENJ.87]** P. Enjeti, J.F Lindsay, "Solving nonlinear equations of harmonic elimination PWM in power control", IEE Electronics Lettres, vol. 23, N°12, June 1987, pp 656-657.
- [ENJ.90]** P.N. Enjeti, P.Dziogas, J.F.Lindsay, "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation", IEEE Transactions on industry applications, Vol. 26, N° 2, mars/avril 1990.
- [FER.94]** A. Ferdjouni, "Commande en boucle ouverte de la vitesse d'un moteur asynchrone par microprocesseur", thèse de magister, université de Blida, 1994.
- [FOC.98]** H. Foch, F. Forest, et T. Meynard, "Onduleurs de tension. Structures. Principes. Applications" Techniques de l'ingénieur, vol. D3I, N° D3176, novembre 1998.
- [GRA.83]** D.A. Grant, J.A. Houldsworth et K.N. Lower, "A New high quality PWM AC drives", IEEE Transactions on industry applications, Vol. 1-A 19, N°2, mars/avril 1983.
- [LAN.89]** C.W.Lander, "Electronique de puissance", McGrawHill, Paris, 1989.
- [LIL.98]** L. Li, D. Czarkowski, J. Dzieza, "Optimal surplus harmonic energy distribution in PWM invertors", Industrial Electronics Society, 1998. IECON'98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, vol 2, pp786-791
- [LOU.96]** J.P. Louis, et C. Bergmann, "Commande numérique. Systèmes triphasés: régime permanent" Techniques de l'ingénieur, vol. D3III, N°D3642, novembre 1996.
- [LOU.97]** J.P. Louis, et C. Bergmann, "Commande numérique. Régimes intermédiaires et transitoires", Technique de l'ingénieur, vol. D3III. N°D3643, février 1997.
- [MAH.99]** M.O. Mahmoudi, "Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension;-Etude de l'étage d'alimentation, -Commande par mode de glissement avec orientation du champ", thèse de Doctorat d'état, Ecole nationale polytechnique, 1998.

- [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, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB), juin 1994.
- [PAT.73]** H.S. Patel, et R.G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I Harmonic elimination", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-9, N° 3, pp. 310-317, Mai/Juin 1973.
- [PAT.74]** H.S. Patel, et R.G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II Voltage control ", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-10, N° 5, pp. 666-673, Sept./Oct. 1974.
- [POL.00]** M. Poloujadoff, "Machines asynchrones. Régimes quelconques", Techniques de l'ingénieur, vol. D6, N°D3485, février 2000.
- [SEG.96]** G. Segulier, R. Bausiere et F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome 4: La conversion continu-alternatif", Edition TECDOC (LA VOISIER) Paris, 2^{ème} Edition, 1996.
- [SEN.90]** P.C. SEN, "Electric motor drives and control: Past, Present and Futur". IEEE Trans. Ind. Electronics, vol 37, N°6, Dec. 1990. pp
- [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, N° 4, Juillet 1996, pp. 612-621.
- [TAU.86]** J.I. Taufiq, B. Mellitt et C.J. Goodman, "Novel algorithm for generating near optimal PWM waveforms for AC traction drives", IEE Proc. Vol. 133, N° 2, Mars 1986, pp 85-94.
- [VAN.88]** H.W. Vander Broeck, H.C. Skudelny et G.V. Stanke, "Analysis and realisation of a pulse width modulator based on voltage space vector", IEEE Transactions on industry applications, janvier/février 1988, pp. 142-150.
- [VIG.80]** J.Vignes, "Algorithmes numériques, analyses et mise en œuvre tome 2: Equation et systèmes non linéaires" Technip, Paris, 1980, 302p (colloque de langage et algorithmes informatiques).
- [ZAC.85]** F.C. Zach, R. Martinez, S. Keplinger et A. Selser, "Dynamically optimal switching patterns for PWM inverter drives (for minimization of torque and speed ripple)", IEEE Transactions on industry applications, vol. IA-21, N°4, pp. 975-986, juillet /août 1985.

ANNEXE A

Développement en série de Fourier d'un signal MLI

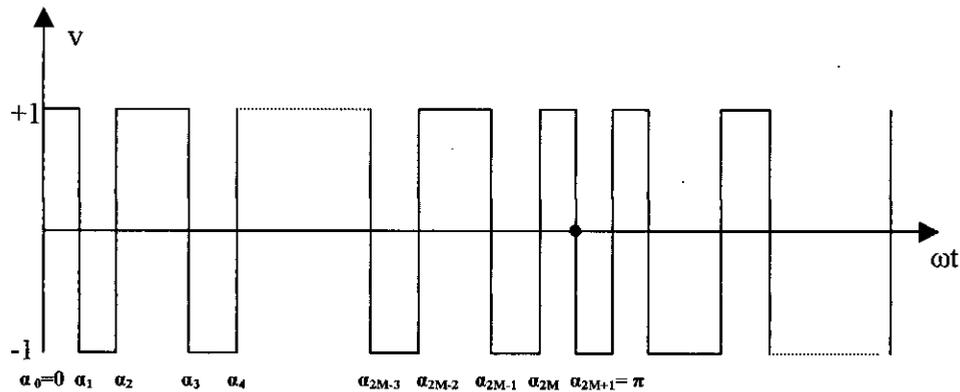


Figure A-1: Forme d'onde MLI d'un onduleur en demi-pont

La figure A-1 représente la forme d'onde MLI de sortie d'un onduleur en demi-pont avec M *trous* (en anglo-saxon *chops*) par demi-période. Il est supposé que cette onde possède une symétrie par rapport à la demi-période ainsi qu'une amplitude unité.

Donc on peut écrire:

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi) \quad (\text{A-1})$$

Supposons $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2M}$ définissent les angles de passage par zéro de la fonction $f(t)$, le signal pourra être représenté par une série de Fourier comme suit:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (\text{A-2})$$

où

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{A-3})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{A-4})$$

En remplaçant $f(\omega t)$ dans (A-3) et utilisant les propriétés de la symétrie par rapport à la demi-période:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{A-5})$$

où: $\alpha_0 = 0$, $\alpha_{2M+1} = \pi$ et $\alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 \dots < \alpha_{2M+1}$

à partir de (A-5), on aura :

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{n\pi} \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k [\cos(n\alpha_k) - \cos(n\alpha_{k+1})] \\ &= \frac{2}{n\pi} \left[\cos n\alpha_0 - \cos n\alpha_{2M+1} + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \end{aligned} \quad (\text{A-6})$$

mais $\alpha_0 = 0$, et $\alpha_{2M+1} = \pi$. En conséquence

$$\cos \alpha_0 = 1 \quad (\text{A-7})$$

$$\cos \alpha_{2M+1} = (-1)^n \quad (\text{A-8})$$

Donc, (A-6) se réduit à

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[1 - (-1)^n + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{A-9})$$

De manière similaire on retrouve:

$$b_n = -\frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin n\alpha_k \quad (\text{A-10})$$

En exploitant les propriétés de la symétrie par rapport à la demi-période, $a_n = 0$, $b_n = 0$ pour les valeurs paires de n . Donc, pour n impair, à partir de (A-9) et (A-10):

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

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[- \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \right] \quad (\text{A-12})$$

Les équations (A-11) et (A-12) sont fonctions de $2M$ variables, $\alpha_1 \dots \alpha_{2M}$. Dans le but d'obtenir une solution unique pour les $2M$ variables, $2M$ équations seront nécessaires. En mettant égal à zéro M harmoniques, $2M$ équations seront dérivées à partir des équations (A-11) et (A-12).

Les M équations dérivées en mettant $b_n = 0$ pour M valeurs de n , sont résolues en supposant la symétrie par rapport au quart d'onde pour :

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t) \quad (\text{A-13})$$

A partir de cette propriété de symétrie les relations sont évidentes:

$$\alpha_k = \pi - \alpha_{2M-k+1} \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, M \quad (\text{A-14})$$

Donc, en utilisant (A-14):

$$\begin{aligned} \sin n\alpha_k &= \sin n(\pi - \alpha_{2M-k+1}) \\ &= [\sin n\pi \cdot \cos n\alpha_{2M-k+1} - \cos n\pi \cdot \sin n\alpha_{2M-k+1}] \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (\text{A-15})$$

Pour n impair

$$\sin n\pi = 0, \quad \cos n\pi = -1$$

En remplaçant dans (A-15)

$$\sin n\alpha_k = \sin n\alpha_{2M-k+1} \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, M \quad (\text{A-16})$$

En remplaçant (A-16) dans (A-12):

$$b_n = -\frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M (\sin n\alpha_k - \sin n\alpha_{(2M-k+1)}) = 0 \quad (\text{A-17})$$

A partir de (A-14)

$$\cos n\alpha_k = \cos n(\pi - \alpha_{(2M-k+1)}), \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, M \quad (\text{A-18})$$

Pour n impair, (A-18) devient

$$\cos n\alpha_k = -\cos n\alpha_{(2M-k+1)}, \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, M \quad (\text{A-19})$$

En remplaçant (A-19) dans (A-11)

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{A-20})$$



ANNEXE B

Algorithme de Newton-Raphson

Soit un système d'équations non linéaires de M variables représenté par:

$$f_i(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (\text{B-1})$$

Ces M équations sont obtenues pour le problème en mettant (A-20) égale à zéro pour n'importe quels M harmoniques qu'on désire éliminer.

L'équation (B-1) peut être écrite sous forme vectorielle,

$$f(\alpha) = \mathbf{0} \quad (\text{B-2})$$

où

$$f = [f_1 \ f_2 \ \dots \ f_M]^T, \quad \text{matrice } M \times 1$$

$$\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_M]^T, \quad \text{matrice } M \times 1$$

La méthode de Newton-Raphson propose l'algorithme suivant :

1. Estimer un ensemble de valeurs pour les angles α , les noter :

$$\alpha^0 = [\alpha_1^0, \alpha_2^0, \dots, \alpha_M^0]^T \quad (\text{B-3})$$

2. Déterminer les valeurs de

$$f(\alpha^0) = f^0 \quad (\text{B-4})$$

3. Linéariser (B-2) autour de α^0

$$f^0 + \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^0 d\alpha = 0 \quad (\text{B-5})$$

où

$$\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_M} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_M} \end{bmatrix} \quad (\text{B-6})$$

évalué à α^0 et $d\alpha = [d\alpha_1 \ d\alpha_2 \ \dots \ d\alpha_M]^T$

4. Résoudre (B-5) pour $d\alpha$.

5. Refaire 1. à 4. , de manière à améliorer les estimations,

$$\alpha^1 = \alpha^0 + d\alpha. \quad (\text{B-7})$$

Le processus est répété jusqu'à satisfaire (B-2) avec le degré de précision voulu. Si la méthode précédente converge, elle donnera une solution pour (B-2). Dans le cas de la divergence de la première estimation, il est nécessaire de donner une nouvelle estimation pour les valeurs de α . La solution correcte à retenir doit satisfaire

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \pi/2 \quad (\text{B-8})$$

La figure B-1 représente l'organigramme de l'algorithme de la méthode de Newton-Raphson.

Remarque:

✘ Le problème majeur de cette méthode est la non garantie de convergence, cette dernière dépend fortement du choix des valeurs initiales des angles α . Un mauvais choix conduit à plusieurs solutions invalides qui augmentent avec le nombre d'harmoniques à éliminer. A chaque fois il faut redonner de nouvelles valeurs, ce qui entraîne un temps de calcul excessif.

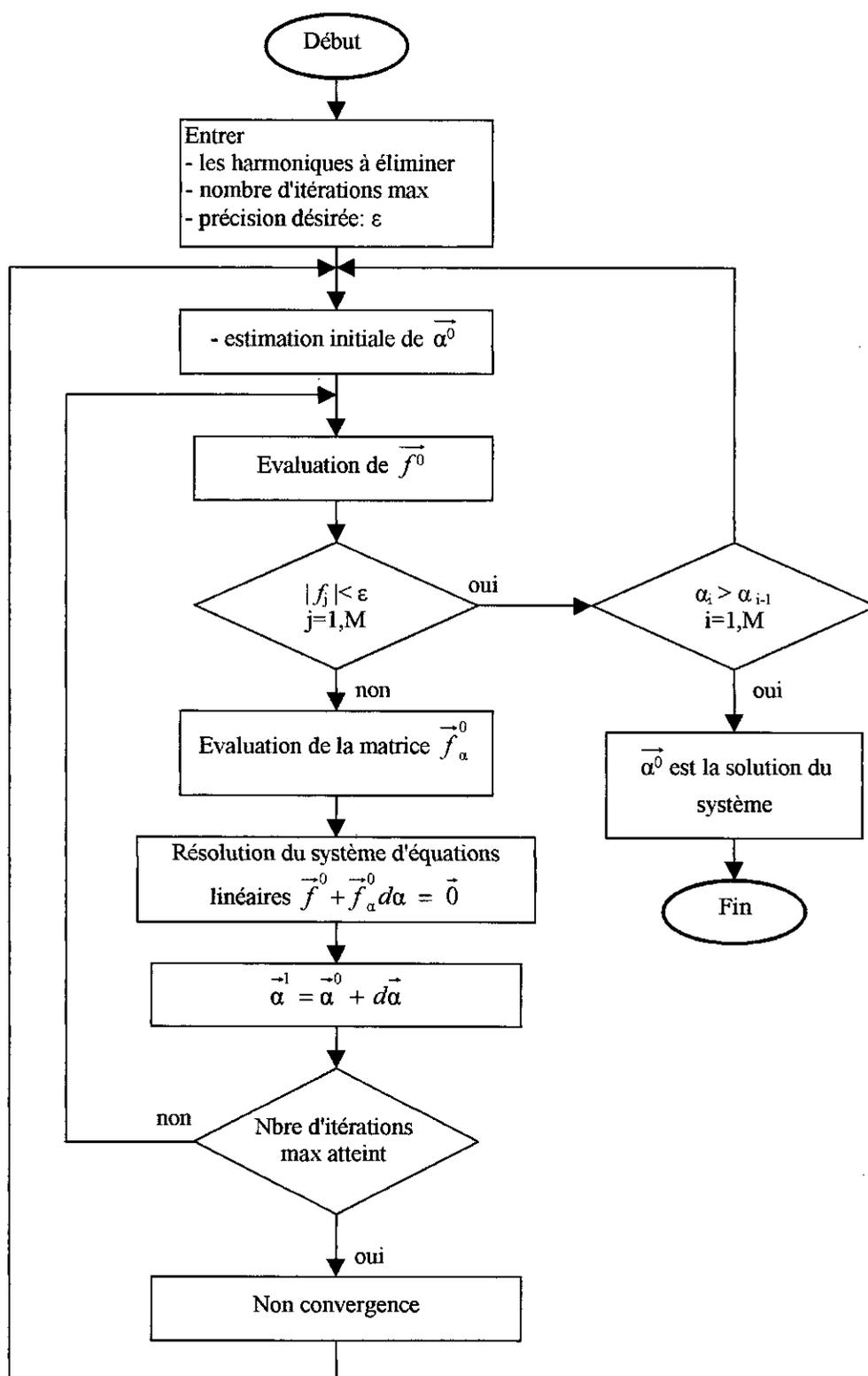


Figure B-1: Organigramme de l'algorithme de Newton-Raphson

ANNEXE C

Méthode d'asservissement des harmoniques d'ordre élevé [LIL.98]

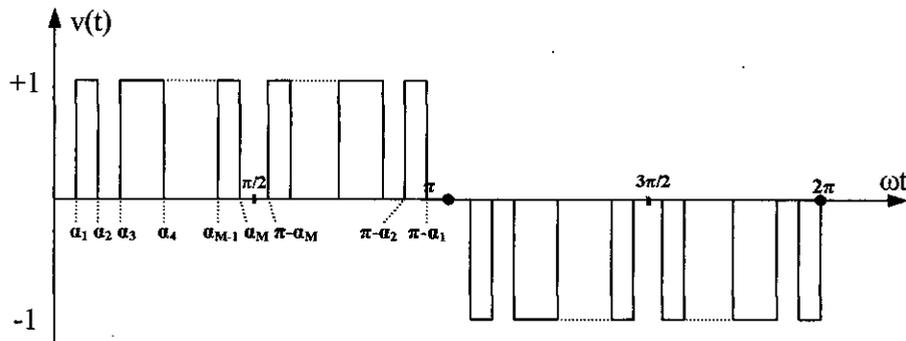


Figure C-1: Forme d'onde MLI d'un onduleur en pont à trois niveaux

La figure C-1 représente l'onde MLI à 3 niveaux (+1,0,-1).

La valeur du n^{eme} harmonique du signal de la figure C-1 est donnée par :

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

L'équation (C-1) va jouer le rôle de contraintes lors de l'optimisation du facteur donnée par (C-2).

Le but cette méthode est l'optimisation du facteur suivant :

$$G = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=21}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n} \right)^2} \quad (\text{C-2})$$

Pour des raisons d'amélioration des propriétés de convergence, l'optimisation cible un seul facteur F, sans l'utilisation de contraintes, telles que (C-1).

$$F = (V_1 - 1)^2 + K_2^2 V_3^2 + \dots + K_{10}^2 V_{19}^2 + G^2 \quad (\text{C-3})$$

Où

K_2, K_3, \dots, K_{10} : représentent des facteurs de pénalité donné par :

$$K_i = \frac{4}{2i-1} \quad (\text{C-4})$$

L'équation (C-4) permet de 'sanctionner' plus les harmoniques d'ordre faible.

Le facteur F à minimiser tel donné par (C-3) permet de reporter le problème à une minimisation non linéaire au sens d'une optimisation au moindre carré [LIL.98]

Les étapes de l'algorithme qui permettent de minimiser F se base sur l'asservissement des harmoniques 29 et 31.

Le système d'équations devient alors :

$$\begin{bmatrix} \cos\alpha_1 & -\cos\alpha_2 & +\dots & -\cos\alpha_{10} & +\cos\alpha_{11} \\ \cos3\alpha_1 & -\cos3\alpha_2 & +\dots & -\cos3\alpha_{10} & +\cos3\alpha_{11} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \cos17\alpha_1 & -\cos17\alpha_2 & +\dots & -\cos17\alpha_{10} & +\cos17\alpha_{11} \\ \cos29\alpha_1 & -\cos29\alpha_2 & +\dots & -\cos29\alpha_{10} & +\cos29\alpha_{11} \\ \cos31\alpha_1 & -\cos31\alpha_2 & +\dots & -\cos31\alpha_{10} & +\cos31\alpha_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi}{4} \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ \frac{29\pi}{4}V_{29} \\ \frac{31\pi}{4}V_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{C-5})$$

L'algorithme suivant permet la maximisation des harmoniques 29 et 31 :

- 1- Prendre les valeurs initiales des harmoniques 29 et 31 et des angles de commutation à partir de ceux que donnent la résolution d'un système d'équation à élimination d'harmonique classique avec N=11.
- 2- Augmenter la valeur de V_{29} et V_{31} .
- 3- Calculer les nouveaux angles de commutation à partir de (C-5).
- 4- Prendre les résultats de l'étape 3 comme des valeurs initiales pour la prochaine itération.
- 5- Répéter les étape 2 à 4 jusqu'à augmentation de V_{29} et V_{31} à une valeur assurant la convergence du problème.

La simulation de cet algorithme en utilisant la fonction prédéfinie « leastsq » de MATLAB a donné les angles de commutation présentés sur le tableau III.1.

Les spectres correspondant sont représentés sur la figures C-2.

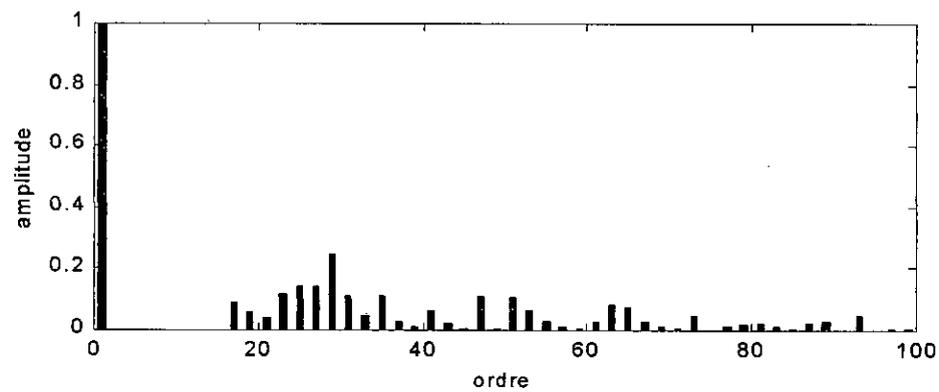
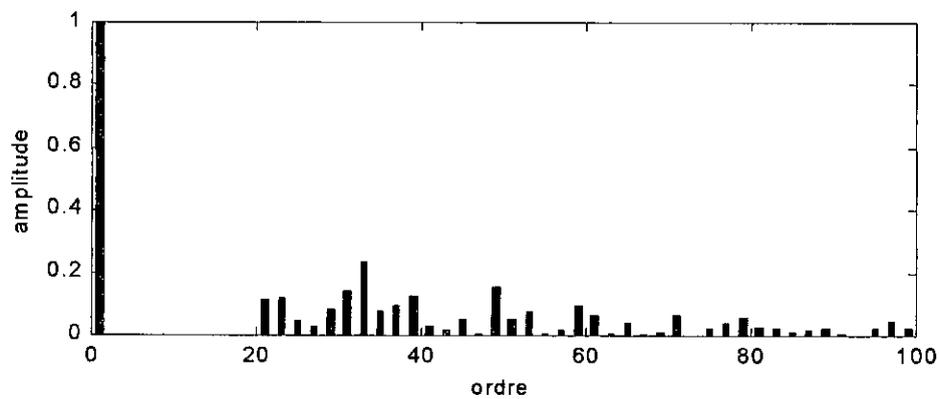
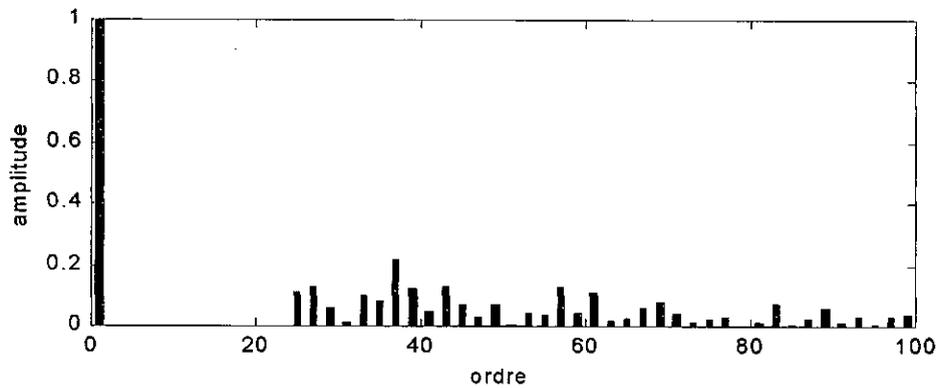
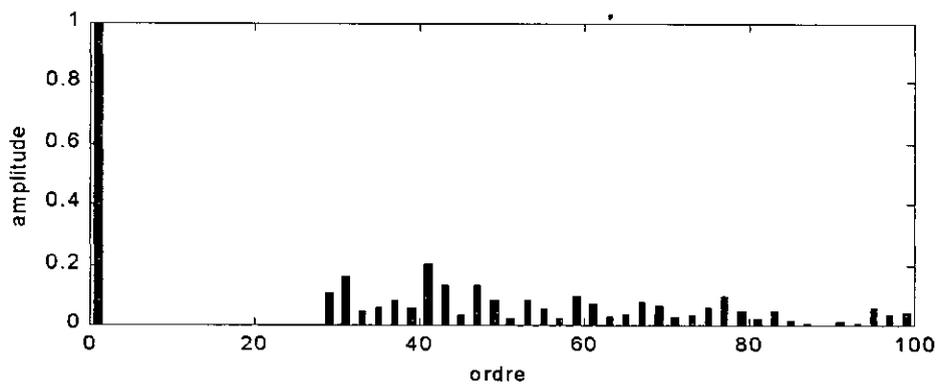
a) $N=9$ b) $N=11$ c) $N=13$ d) $N=15$

figure C-2 : Spectres de la méthode d'asservissement des harmonique d'ordre élevé.

ANNEXE D

Trajectoires des angles de commutation

Les figures D-1 à D-6 représentent les trajectoires des angles de commutation des deux techniques MLI à élimination d'harmoniques, classique et optimisé, pour différents N.

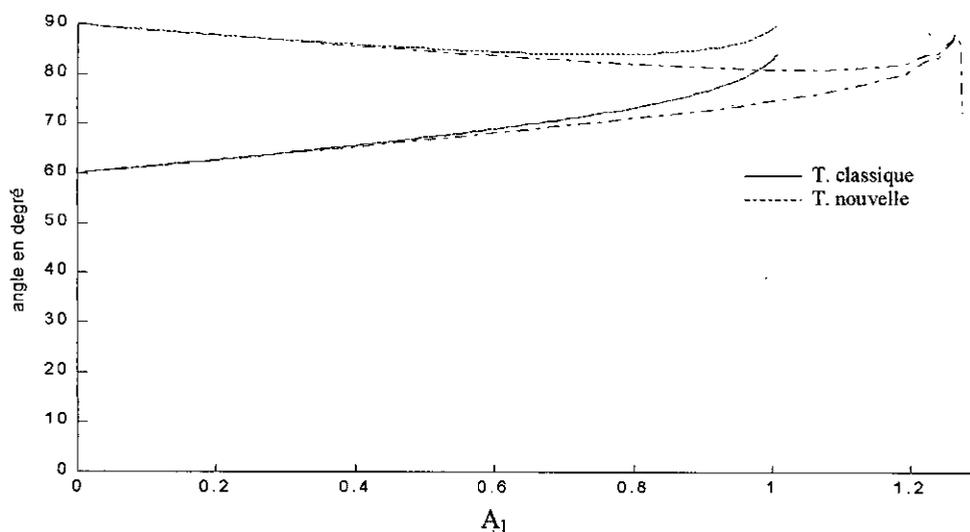


Figure D-1 : Trajectoires des angles des deux techniques, nouvelle et classique, N=2 (TLN2,F1)

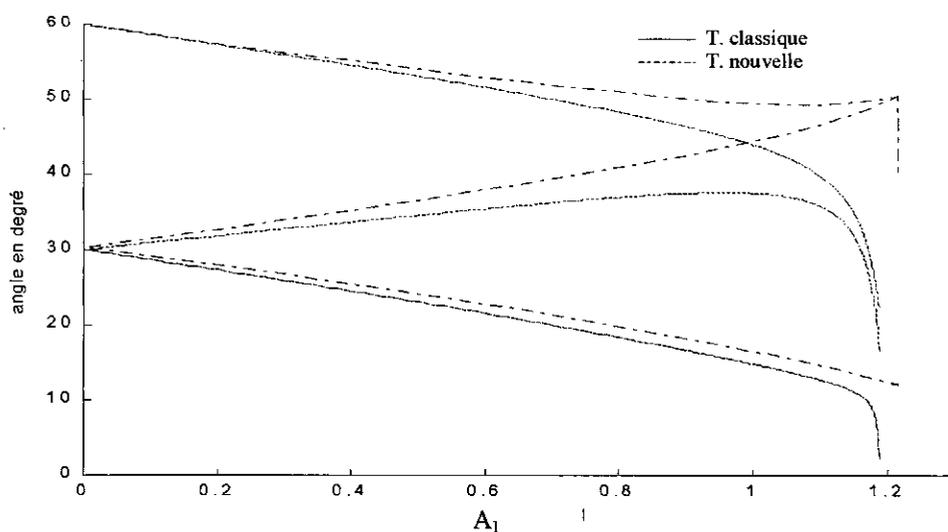


Figure D-2: Trajectoires des angles des deux techniques, nouvelle et classique, N=3 (TLN1,F2)

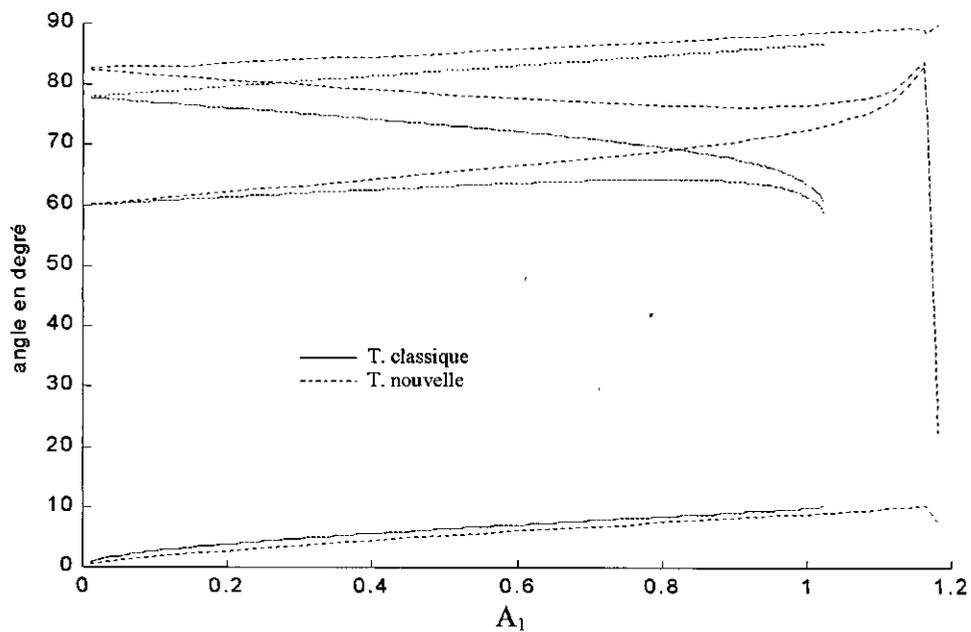


Figure D-3 : Trajectoires des angles des deux techniques, nouvelle et classique, $N=4$ (TLN1,F2)

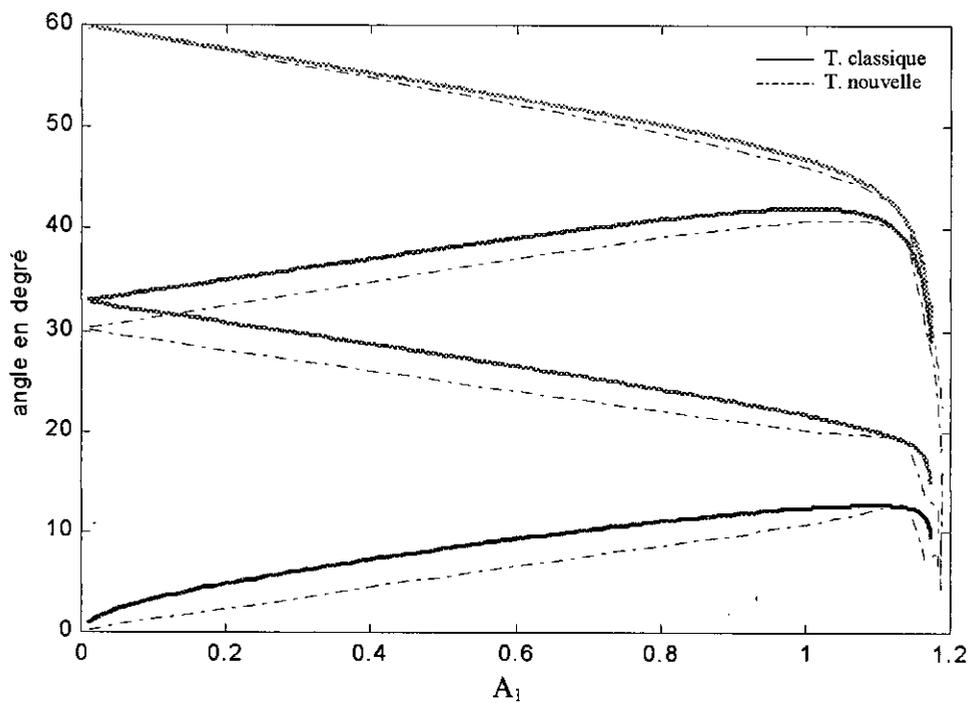


Figure D-4 : Trajectoires des angles des deux techniques, nouvelle et classique, $N=4$ (TLN2,F2)

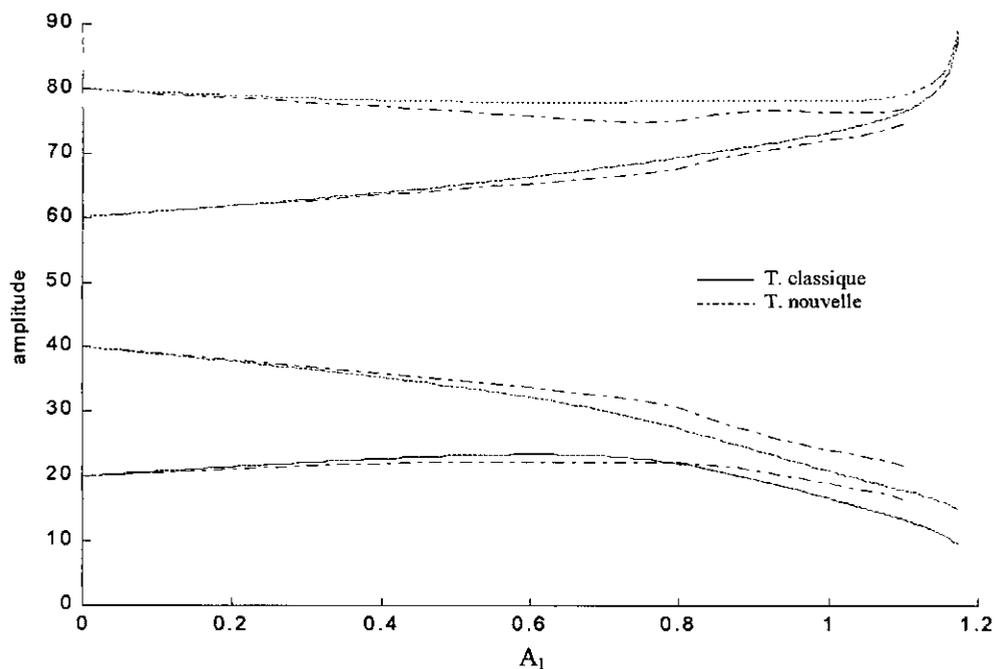


Figure D-5 : Trajectoires des angles des deux techniques, nouvelle et classique, N=4 (TLN2,F1)

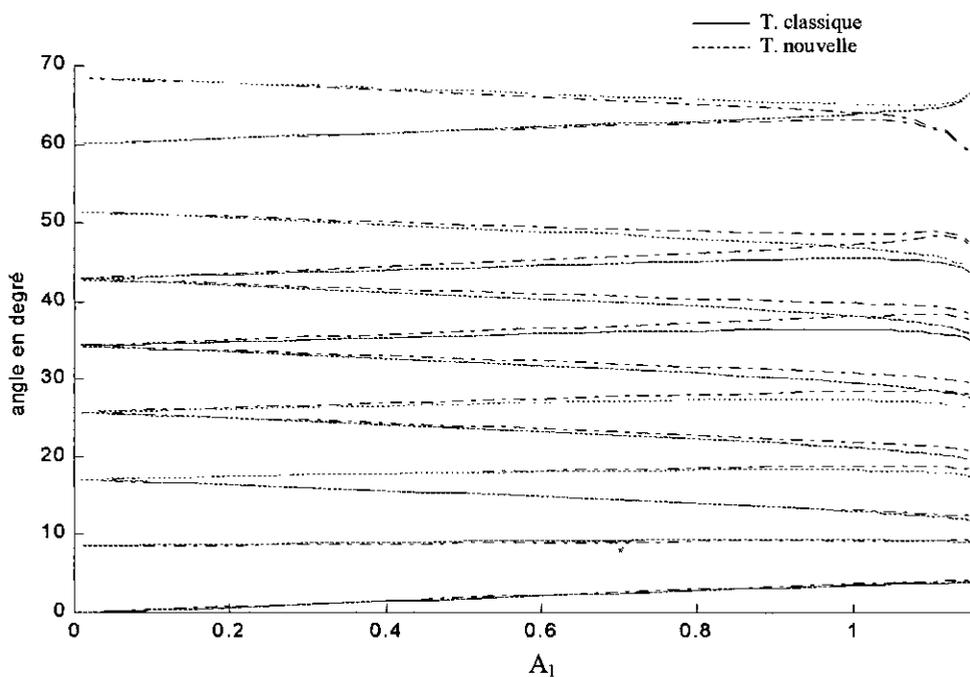


Figure D-5 : Trajectoires des angles des deux techniques, nouvelle et classique, N=13 (TLN1,F2)

RESUME DU MEMOIRE DE MAGISTER

PRESENTE PAR: KABOUCHE RADIA
Ingénieur d'état en électronique (USTHB)
Option: Contrôle

ملخص:

الهدف من هذا العمل هو دراسة وإعداد تقنية جديدة لتعديل عرض النبضة (MLI) مع حذف توافقيات الإشارة بطريقة محسنة إلى أبعد حد. هذه التقنية تعتمد على توزيع طاقة الإشارة في مخرج موج مرتكزة في ذلك على نظرية انحفاظ الطاقة عند المرور من التمثيل الزمني إلى التمثيل التواتري. الهدف من هذا التحسين إلى أبعد حد هو تقنية معدل تعوج التوافقيات على طول مجال تغير اصلي التوافقيات، أي على طول مجال سير الماكنة اللائزمانية، وذلك من أجل تخفيض الفقد، التخمية وكذا خفقان العزم المزوج.

كلمات مفتاح: موج، تعديل عرض النبضة، حذف توافقيات الإشارة، تحسين إلى أقصى حد، توزيع طاقة الإشارة، THD.

Résumé:

L'objectif de ce travail est l'élaboration d'une nouvelle technique MLI à élimination d'harmoniques optimale. Cette technique se base sur la distribution d'énergie du signal de sortie de l'onduleur, s'appuyant sur le principe de conservation de l'énergie lors du passage du domaine temporel au domaine fréquentiel. Le but de l'optimisation élaborée est la minimisation du taux de distorsion d'harmoniques dans toute la gamme de variation du fondamental du signal de commande i.e dans toute la gamme de fonctionnement du moteur asynchrone, afin de réduire les pertes, l'échauffement et les pulsations de couple.

Mots clés : Onduleur de tension, Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), élimination d'harmoniques, optimisation, distribution d'énergie, THD.

Abstract:

The aim of this work is the study and design of a new PWM technique with an optimal harmonic elimination. This latter is based on energy distribution of the inverter output signal on the basis of the energy conservation principle in periodic signals when shifting from the time to frequency domain. The aim of this optimization is to reduce the total harmonic distortion in the whole inverter variation range of fundamental i.e in the whole operating range of the asynchronous motor, in order to reduce the losses, heating and torque pulsations.

Key words: Inverter, Pulse Width Modulation (PWM), harmonic elimination, optimization, energy distribution, THD.