

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique

École Nationale Polytechnique



Département d'Électronique

Mémoire de
Master en Electronique
Thème :

Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI

Encadré par :

Pr : LARBES Cherif

Mr :KAHLANE Abd El Wahid
Hamza

Réalisé par :

SLIMANI Mohamed

Juin 2015

ملخص :
إن تغيير سرعات المحركات الكهربائية كان من بين الأهداف الرئيسية في السنوات الأخيرة و هذا راجع للتطور التكنولوجي الذي تشهده المبدلات الساكنة و التي تمثل المكون الرئيسي لأي جهاز كهربائي
إن استعمال المبدلات الساكنة عند تشغيل المحركات الكهربائية يحقق جهاز متكامل لتغيير السرعات لذلك يجب أن يكون مغير السرعات مزود بطريقة تحكم متطورة . مع الاحتفاظ بمزايا المحرك اللائق
حتى يصبح يضاهي مثيلاتها المستعملة في المحركات ذات التيار المستمر
إن موجات التوتر هي الأكثر استعمالا في المجال الصناعي، نظرا لمميزاتها المتعددة كالسعر، الاستعمال و الصيانة
هذه الدراسة عبارة عن مقارنة بين تقنيتين للتحكم في
الفصل الأول عبارة عن مقدمة عامة حولة الموجات و طرق التحكم بها أما الفصل الثاني والثالث فهما مخصصان لدراسة تقنيتي التحكم في موجات التوتر.
كلمات مفتاحية: المحركات الكهربائية . موجات التوتر . MLI . تعديل عرض النبضة .

Résumé

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statique qui représente le variable cœur de tous système électrique. L'association des convertisseurs statiques aux machines asynchrone permet de réaliser des ensembles électromécaniques à vitesse variable tout en conservant les avantages bien connus de ce type de moteur. Ces variateurs de vitesse doivent être dotés de commande sophistiquées pour atteindre ses performances.

Ce présent travail est relatif à une étude comparative entre deux techniques de commande des onduleurs à MLI.

Mots Clés : Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI), Elimination Sélective des Harmoniques (ESH), Onduleur triphasé,.

Abstract

The variable speed drive of the electric machines was the objectif of several studies in the last years thanks to the technological evolution the static converters. That represents the variable essential of the electric system. The association of the static converters to the asynchronous machine permits to achieve electromechanical variable-speed while keeping the advantages very known of this type of motor. These variators of speed must be endowed with sophisticated methods to reach it's performances.

This present work is relative to a comparative survey between two control technics of PWM inverters to an asynchronous machine.

Keywords : Pulse Width Modulation (PWM) Selective Harmonic Elimination (SHE), three-phase inverter, three-phase .

Remerciement

je tiens à remercier " ALLAH " de m'avoir donné la force et patience pour terminer ce travail.

je remercie vivement notre Promoteur, Monsieur "LARBES", pour ses précieux conseils, son suivi, sa disponibilité et son aide. ET on remercie le co-promoteur Mr "KAHLANE" pour son suivi et son aide.

Je remercie également les membres de jury d'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de ma mémoire de master.

En fin je remercie tous ceux qui m'ont aidés de près ou de loin afin d'achever ce travail en particulier ma famille.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Ma mère et mes grands parents,

Mon frère et ma sœur,

Toute ma famille, ainsi que tous mes amis.

SLIMANI Mohamed

Table des matières

Remerciements	II
Dédicaces	III
Table des matières	IV
Table des figures	VI
Liste des tableaux	VII
Nomenclature	VIII
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
1 Généralités	2
1.1 introduction	2
1.2 classification des onduleurs	2
1.3 Commandes des onduleurs	3
1.4 Conclusion	3
2 La commande MLI engendrée	4
2.1 Introduction	4
2.2 Principe de la MLI engendrée	4
2.3 Caractéristique de la MLI engendrée	4
2.3.1 Commande d'onduleur en demi-pont	5
2.3.2 Commande par la MLI sinusoïdale de l'onduleur triphasé en pont	7
2.4 Conclusion	9
3 TECHNIQUE MLI CALCULÉE	10
3.1 Introduction	10
3.2 Principe de la MLI calculée de PATEL et HOFT	10
3.3 Calcul des valeurs exactes des angles de commutations par la méthode de NEWTON-RAPHSON	13
3.3.1 Description	13
3.3.2 Estimation initiale de la solution	15
3.3.3 Résolution du système non linéaire par la Méthode de Newton- Raphson	15
3.3.4 Simulation de l'algorithme MLI off-line	17
3.3.5 Base de données des angles exactes	17
3.4 Conclusion	19

Conclusion générale	20
Bibliographie	21

Table des figures

1.1	Onduleur demi pont.	2
1.2	Structure de l'onduleur triphasé en pont.	3
2.1	Principe de la MLI engendrée	4
2.2	La tension du sortie par MLI engendrée.	5
2.3	Onduleur demi pont.	6
2.4	Commande en MLI de l'onduleur monophasé en demi-pont.	6
2.5	Variation de V_1 en fonction de r	7
2.6	Les harmoniques de tension pour m impair ($m=11$).	7
2.7	Les harmoniques de tension pour modulation asynchrone ($m=11.5$). . .	8
2.8	Les harmoniques de tension pour modulation asynchrone ($m>21$). . . .	8
2.9	Pont triphasé commandé par la MLI sinusoidale.	9
3.1	Graphe d'une tension MLI calculée	11
3.2	Les 3 signaux de commande pour $m=3$ et $i_m=1$	18
3.3	Spectre du signal pour $i_m=1$ et $m=3$	18
3.4	Spectre du signal pour $i_m=0.8$ et $m=5$	19

Liste des tableaux

3.1	Nombre d'angles en fonction de im	17
3.2	Angles de commutation exacts pour $m=19$ et $0.16 \leq im \leq 0.24$	17

Nomenclature

- V,U : Tension continu.
- v,u : Tension alternatif.
- f : Fréquence.
- I_s : Courants d'entrée du onduleur continu.
- i : Le courant en sortie de l'onduleur alternative.
- a_i et b_i : Coefficients de la série de Fourier.
- $V_{a_i}(t)$: Amplitude d'harmonique.
- m : Indice de modulation.
- m : Nombre d'angles de commutation par quart d'onde.
- α_i : Angles de commutation.
- E^k : Matrice des dérivés premières.
- E_{ij}^k : Dérivés premières.
- $\Delta\alpha_j^k$: Vecteur erreur.
- F_i^k : Matrice produit du le vecteur erreur et la matrices des dérivés premières.
- V_p : Porteuse.
- V_r : Signal référence.
- r : Le coefficient de réglage en tension

Introduction générale

Le développement extrêmement rapide de commandes très performantes destinées aux machines à courant alternatifs impose des moyens de réglage tout aussi performants pour les grandeurs de tension et de fréquence. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) est un point de passage obligé pour effectuer ces réglages à partir d'une source de fréquence fixe et de tension fixe (généralement tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. De très nombreuses méthodes de MLI ont été décrites dans la littérature.

Dans ce mémoire, on va présenter certains types de ces commandes :

Le premier chapitre introduit des généralités, Il présente une vue d'ensemble sur la classification des onduleurs et leurs commandes.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande MLI engendrée, sa principe, ses caractéristique, la commande pour onduleur monophasé, et la commande d'onduleur triphasé.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de MLI calculée, avec élimination sélective des harmoniques et asservissement du fondamental, et avec un rapport tension/fréquence constant.

Chapitre 1

Généralités

1.1 introduction

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables. A cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

1.2 classification des onduleurs

Un onduleur est un convertisseur statique assure la conversion continu- alternatif, alimenté en continu. Il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome.

L'onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté, cela conduit à distinguer les onduleurs de tension et les onduleurs de courant.

Un onduleur de tension est un convertisseur qui est alimenté par une source de tension continue, cette tension « U » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse. L'onduleur de tension se divise en deux, onduleur monophasé (figure 1.1 et triphasé (figure 1.2) .

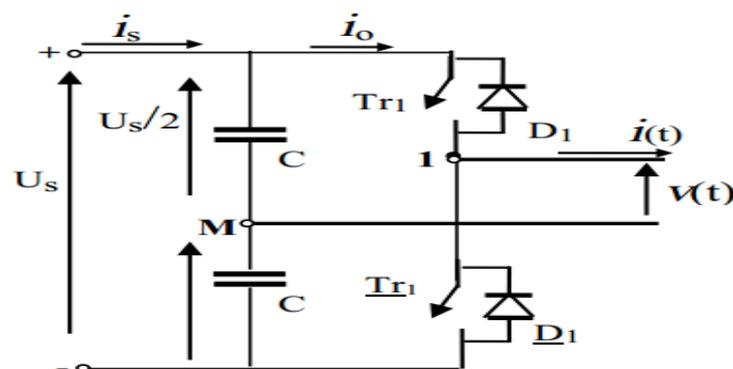


FIGURE 1.1 – Onduleur demi pont.

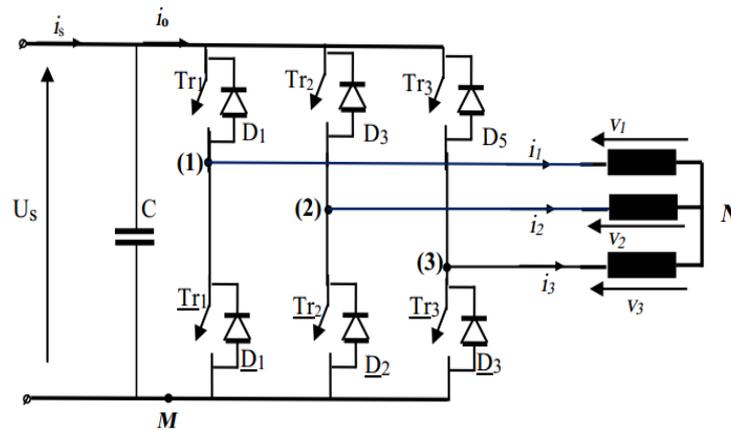


FIGURE 1.2 – Structure de l'onduleur triphasé en pont.

1.3 Commandes des onduleurs

Les tensions obtenues aux bornes de la charge pour les onduleurs conventionnels présentent plusieurs harmoniques, il est donc nécessaire de chercher à se rapprocher d'une forme d'onde sinusoïdale. Pour cela on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

On peut globalement classer les techniques MLI suivant deux catégories :

- * modulation par une porteuse
- * modulation suivant un motif prédéterminé (MLI calculée)

Les objectifs de ces techniques sont la conversion continu alternatif, l'élimination des harmoniques, et l'asservissement du fondamental.

1.4 Conclusion

Nous avons donné dans ce chapitre une généralité sur les onduleurs ainsi un bref de leurs commande.

La partie commande des onduleurs de tension permet de modifier et améliorer la qualité des signaux en sortie.

Chapitre 2

La commande MLI engendrée

2.1 Introduction

La MLI engendrée est une technique de modulation par porteuse, elle est la technique la plus utilisée dans le domaine des convertisseurs industriels. Ceci est dû à la bonne qualité de l'énergie fournie, et surtout à la simplicité de son implémentation on line par des moyens analogiques jusqu'à l'apparition récente des microprocesseurs, qui a rendu possible l'implémentation d'autres techniques compétitives donnant ainsi un large choix au concepteur.

2.2 Principe de la MLI engendrée

Le principe de la MLI consiste à commuter entre les états de l'onduleur de manière à ce que la valeur moyenne de la tension commutée égale la tension de référence. Comme le niveau de la tension du bras est constant, la modulation est obtenue par la variation de la largeur de l'impulsion (ou de son rapport cyclique).

La réalisation de cette technique par un circuit analogique consiste à comparer un signal triangulaire $v_p(t)$ d'amplitude fixe V_p appelé porteuse à un signal sinusoïdal $v_r(t)$ d'amplitude et de fréquence variable appelé référence (figure 2.1). L'intersection entre ces signaux donne les instants de commutation.

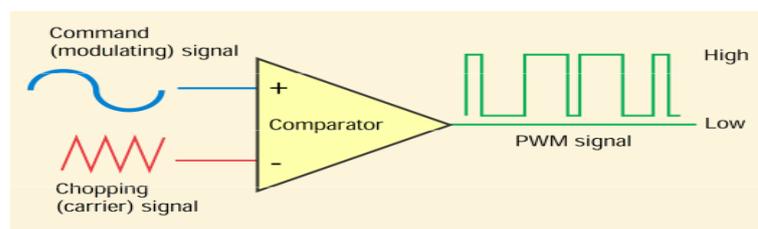


FIGURE 2.1 – Principe de la MLI engendrée

2.3 Caractéristique de la MLI engendrée

Les paramètres essentiels de la MLI engendrée sont :

- La fréquence de modulation f_p
- L'indice de modulation : $m = f_p/f_r$ où f_r est la fréquence de la référence.

– Le coefficient de réglage en tension $r : r = A_r/A_p$

Avec :

A_r : Amplitude de la référence. A_p : Amplitude de la porteuse.

La figure 2.2 montre le signal de sortie après une comparaison entre une sinusoïde, de fréquence 50 HZ, avec une porteuse, de fréquence 300 Hz.

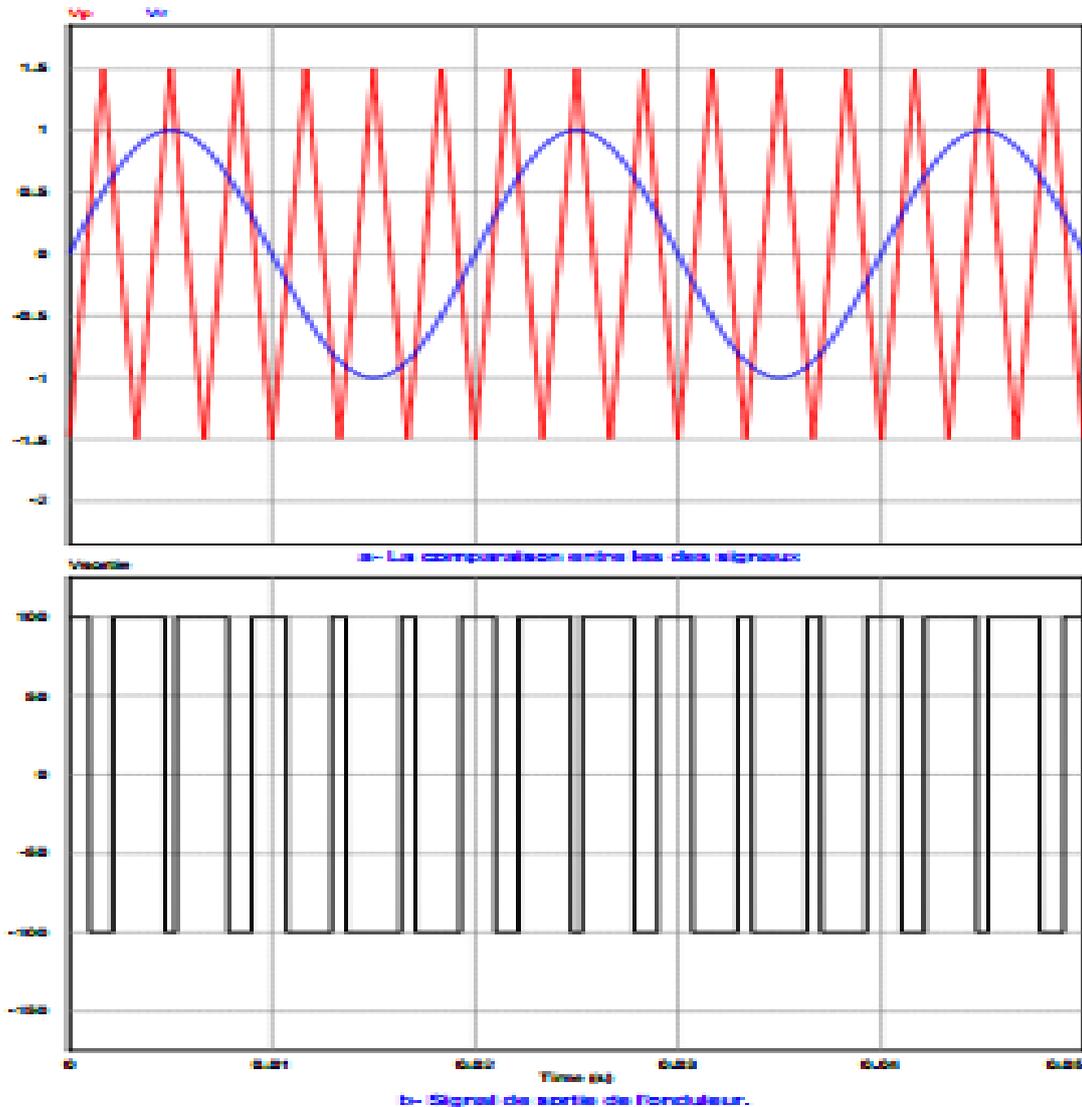


FIGURE 2.2 – La tension du sortie par MLI engendrée.

– La modulation dite synchrone si m est un entier, elle est dite asynchrone dans le cas contraire. En modulation synchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension alternative bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart, et au milieu de la période.

2.3.1 Commande d'onduleur en demi-pont

Pour un bras d'onduleur ou onduleur en demi-pont de la figure 2.3, le signal S_1 de commande de l'interrupteur T_{r1} et la forme de la tension de sortie v_t sont tels indiqués à la figure 2.4.

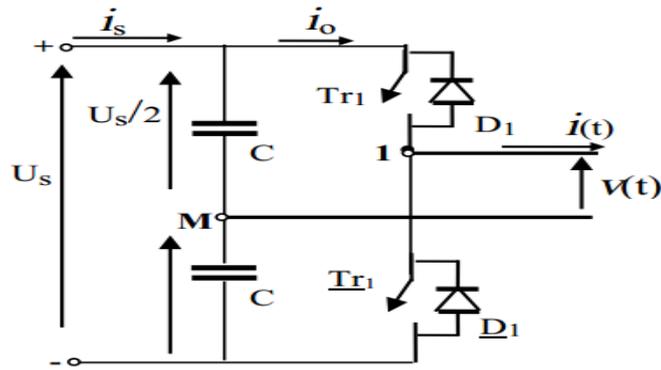


FIGURE 2.3 – Onduleur demi pont.

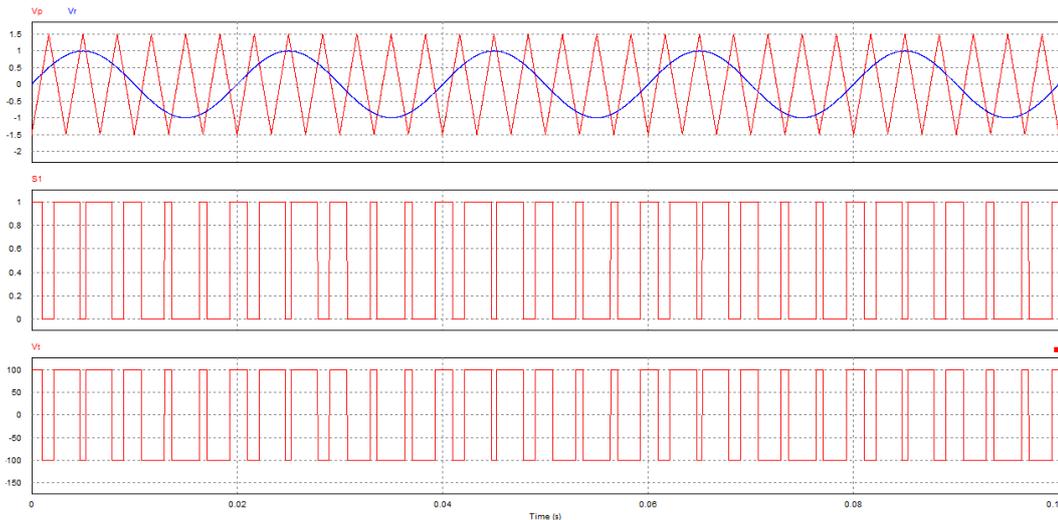


FIGURE 2.4 – Commande en MLI de l'onduleur monophasé en demi-pont.

Le signal S_1 est obtenu par comparaison de v_r à v_p en effet :

Si $v_r > v_p$ alors $S_1 = 1$ sinon $S_1 = 0$

Il est à noter que le signal de commande \bar{S}_1 est le complémentaire de S_1 .

En général, la tension de sortie v_t est composée d'une sinusoïde (le fondamental $v_1(t)$) de même fréquence que le signal de référence et des harmoniques avec les propriétés suivantes :

- l'amplitude du fondamental V_1 est proportionnelle au coefficient de réglage dans la région de modulation linéaire, et il est indépendant de l'indice de modulation m (figure 2.5), pour $m > 9$ on a :

$$V_1 = r * (U_s/2) \quad (2.1)$$

- Dans la région de sur-modulation ($r > 1$), certaines intersections entre la porteuse et la référence sont perdues ce qui conduit à une tension de sortie ayant un fondamental élevé ($V_1 > U_s/2$). Cependant la relation entre l'amplitude du fondamental et le coefficient r n'est plus linéaire, de plus il apparaît des harmoniques de bas ordre. Dans la région de saturation ($r > 3.24$), on obtient une tension pleine onde.

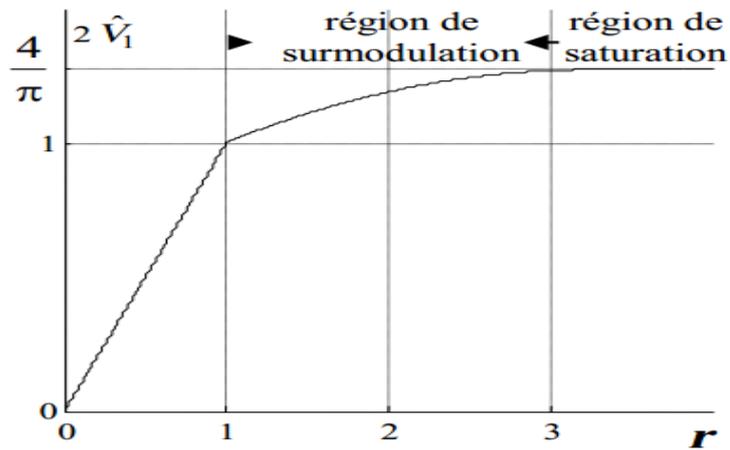


FIGURE 2.5 – Variation de V_1 en fonction de r .

- Pour m impaire, les harmoniques de tension apparaissent à la fréquence normalisée f_h par paquet centrée autour de m et ses multiples (figure 2.6), explicitement on a :

** $h = l.m \pm k$, $l = 1, 2, 3, \dots$ où k doit être impaire pour l paire et inversement.

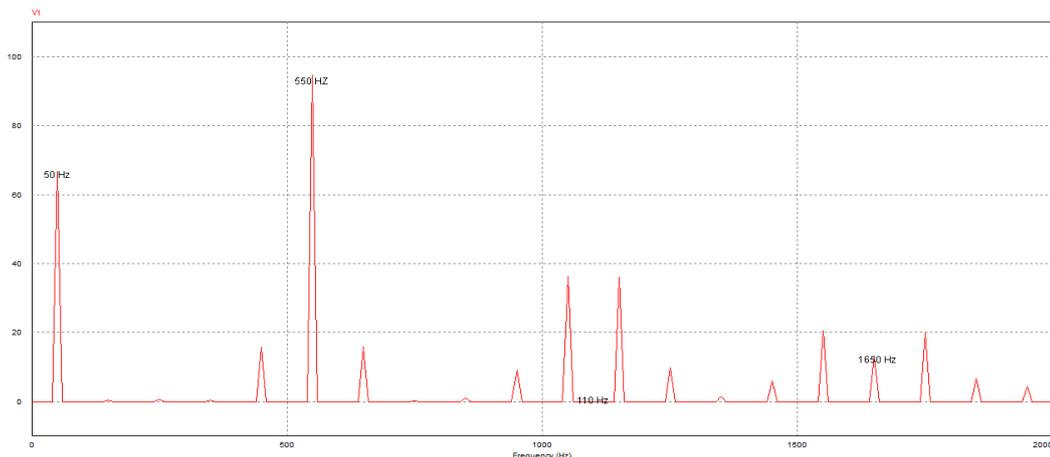


FIGURE 2.6 – Les harmoniques de tension pour m impair ($m=11$).

- Si m est faible ($m < 21$), ces propriétés ne sont vérifiées qu'en modulation synchrone (m entier naturel).
- Dans le cas d'une modulation asynchrone et $m < 21$, la tension de sortie peut contenir des harmoniques de bas ordre (figure 2.7).
- Si m est élevé ($m > 21$) même si la modulation est asynchrone les harmoniques de bas ordre restent d'amplitudes faibles et peuvent être négligés (figure 2.8).

2.3.2 Commande par la MLI sinusoïdale de l'onduleur triphasé en pont

En MLI, pour obtenir les tensions de sortie triphasée, il faut disposer des tensions de référence, des trois bras de l'onduleur, lesquelles forment un système triphasé équilibré. La comparaison de chacune des trois références v_{1r} , v_{2r} et v_{3r} à la porteuse triangulaire v_p (figure 2.9) donne les signaux de commandes S_1 , S_2 et S_3 des composants

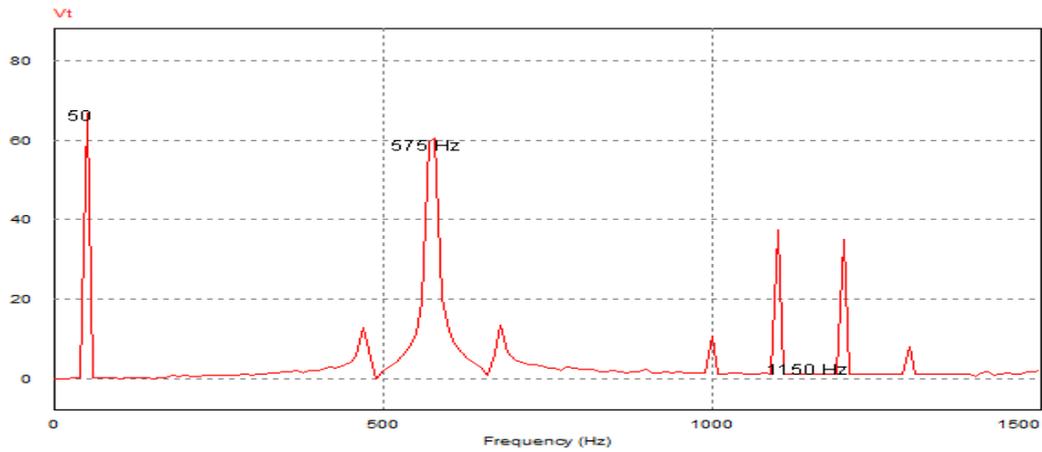


FIGURE 2.7 – Les harmoniques de tension pour modulation asynchrone ($m=11.5$).

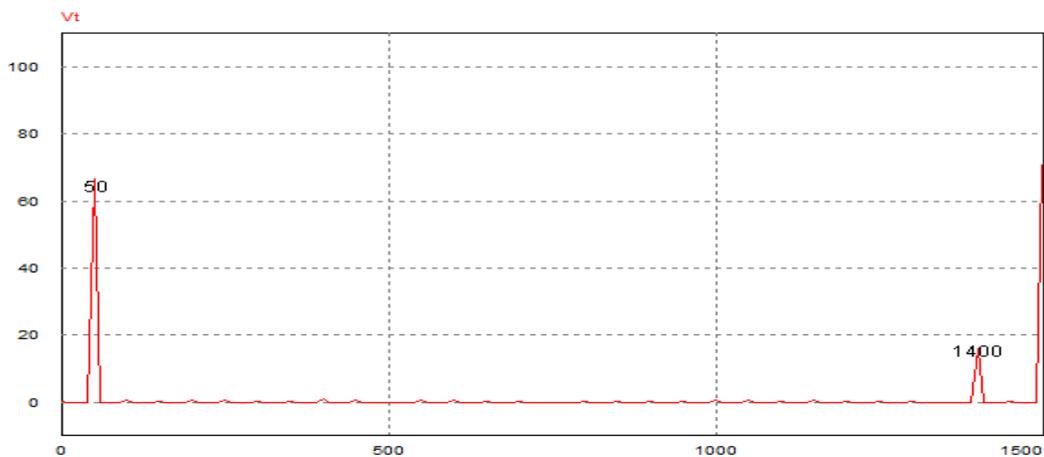


FIGURE 2.8 – Les harmoniques de tension pour modulation asynchrone ($m>21$).

T_{r1} , T_{r2} et T_{r3} :

Si $v_{1r} > v_p$ alors $S_1=1$ sinon $S_1=0$.

Si $v_{2r} > v_p$ alors $S_2=1$ sinon $S_2=0$.

Si $v_{3r} > v_p$ alors $S_3=1$ sinon $S_3=0$.

De plus les signaux \bar{S}_1 , \bar{S}_2 et \bar{S}_3 , représentent les compléments logique des signaux S_1 , S_2 et S_3 , forment les ordres de commandes de T_{r1} , T_{r2} et T_{r3} . La figure 2.9 illustre les impulsions de commandes des composants, les tensions des trois bras de l'onduleur et la tension en MLI de la phase (a) pour l'onduleur de la figure 1.2. Ceci est obtenu dans le cas d'une modulation synchrone ($m=9$) et un calage optimal avec un coefficient de réglage $r=0.8$. Il faut noter qu'en triphasé l'harmonique de rang $m.f$ est éliminé de la tension de phase car il relatif à la porteuse qui est commune à la génération des trois tensions de bras. Pour une modulation synchrone le calage est optimal si m est impaire ce qui permet d'éliminer les harmoniques d'ordre paire. De plus, pour annuler l'harmonique d'ordre 3 et ses multiples des tensions de phase indépendamment du calage de la porteuse il faut choisir m impair multiple de trois (9, 15, 21,...). Ceci conduit à des tensions en MLI des 3 phases identiques au déphasage près de 120.

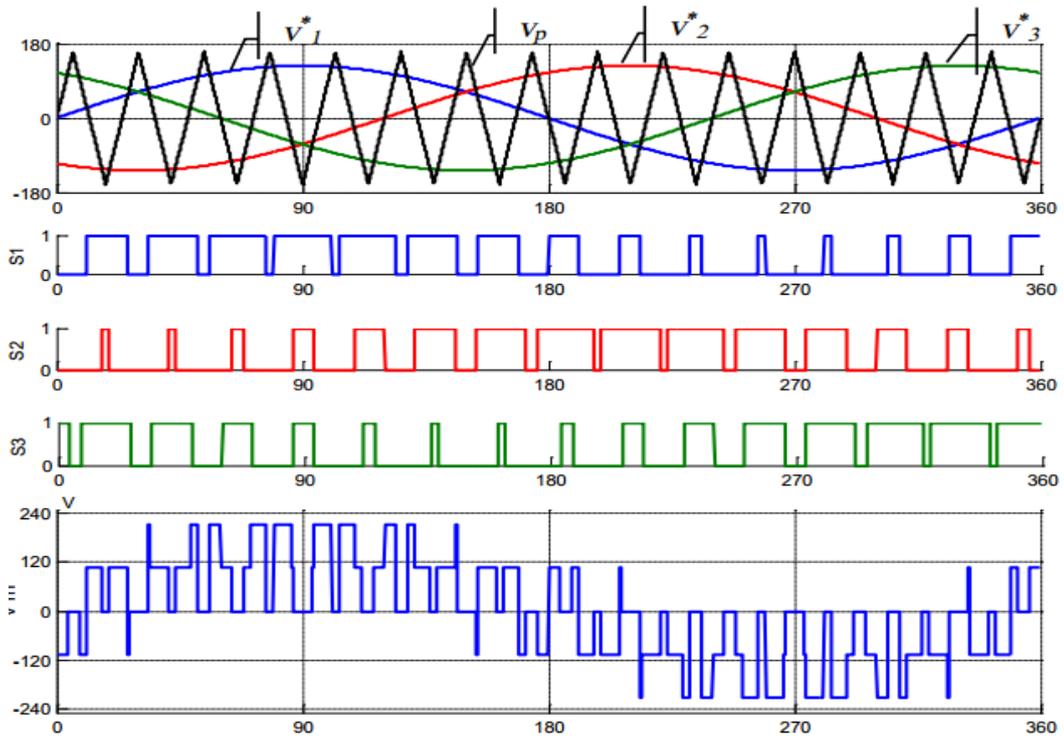


FIGURE 2.9 – Pont triphasé commandé par la MLI sinusoidale.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la technique de commande MLI engendrée, cette technique présente de nombreux avantages, la répulsion des Harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage, et le réglage de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie parmi ces avantage. Dans le sens opposé, les pertes produites à cause de grand points de commutations par période, et la difficulté de l'implémentation numérique font les chercheurs à penser de trouver d'autres solutions.

Chapitre 3

TECHNIQUE MLI CALCULÉE

3.1 Introduction

La qualité et les performances des onduleurs de tension dépendent largement de la stratégie de commande utilisée. Les différentes stratégies MLI se divisent en deux grandes catégories : la MLI engendrée (triangulo-sinusoidale) et la MLI calculée ou programmée [3].

La technique MLI calculée est développée avec l'avancement dans le domaine de l'électronique numérique, avec un ordinateur on génère des impulsions de largeurs variables et contrôlables qui vont nous donner la forme périodique de notre onde de la sortie désirer selon notre application . Plusieurs avantages sont mis en jeu comme :

- Une réduction des pertes de commutations.
- Un gain élevé en tension dû à la sur-modulation possible grâce à l'asservissement du fondamentale.
- La MLI calculée permet d'obtenir un bon spectre dans les grandeurs de sortie.

3.2 Principe de la MLI calculée de PATEL et HOFT

Soit la tension de sortie à deux états de l'onduleur demi-pont de la Figure 3.1. Les angles de commutation impairs $\alpha_1, \alpha_3, \dots$ définissent des transitions négatives, tandis que les angles de commutation pairs $\alpha_2, \alpha_4, \dots$ définissent des transitions positives. On suppose la tension de sortie périodique d'amplitude unité. Dans ce cas, la tension de sortie $f(\alpha)$ ou $V(t)$ peut s'écrire en série de Fourier :

$$f(\alpha) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin(n\alpha) + b_n \cos(n\alpha)) \quad (3.1)$$

Les coefficients a_0, a_n et b_n sont définis par :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) d\alpha \quad (3.2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha \quad (3.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \cos(n\alpha) d\alpha \quad (3.4)$$

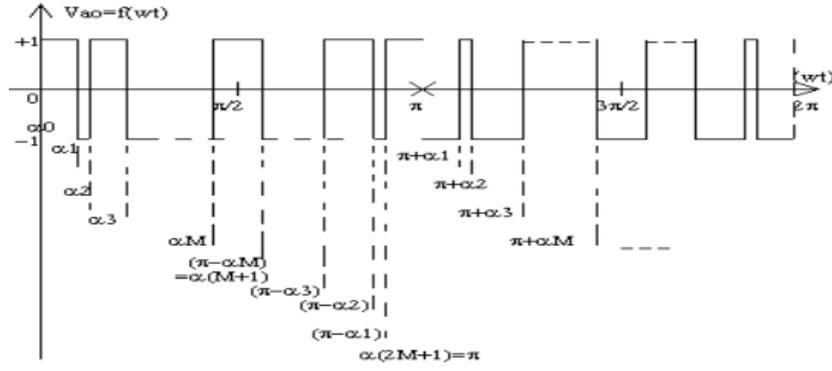


FIGURE 3.1 – Graphe d'une tension MLI calculée

Calcul des coefficients a_0, a_n et b_n

Comme $f(\alpha)$ présente une symétrie demi-onde $f(\alpha + \pi) = -f(\alpha)$, la valeur moyenne a_0 est nulle et seulement les harmoniques impairs existent, ce qui implique l'indice n prend les valeurs impaires 1,3,5,7,9,...

$$a_0 = 0$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha \quad (3.5)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\alpha) \cos(n\alpha) d\alpha$$

Remplaçons $f(\alpha)$ par sa valeur dans l'équation 3.5 :

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\alpha_0}^{\alpha_1} (-1)^0 \sin(n\alpha) d\alpha \right] + \dots + \frac{2}{\pi} \left[\int_{\alpha_{2M}}^{\alpha_{2M+1}} (-1)^{2M} \sin(n\alpha) d\alpha \right] \quad (3.6)$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[\sum_{k=0}^{2M} \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} (-1)^k \sin(n\alpha) d\alpha \right] \quad (3.7)$$

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[\sum_{k=0}^{2M} (-1)^k (\cos(n\alpha_k) - \cos(n\alpha_{k+1})) \right] \quad (3.8)$$

Avec :

$$\alpha_{2M+1} = \pi \quad \text{et} \quad \alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{2M+1}$$

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[\cos(n\alpha_0) - \cos(n\alpha_{k+1}) + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (3.9)$$

Comme :

$$\alpha_0 = 0 \quad \text{et} \quad \alpha_{2M+1} = \pi$$

On déduit :

$$\cos(n\alpha_0) = 1 \quad (3.10)$$

Et

$$\cos(n\alpha_{2M+1}) = \pi \quad (3.11)$$

D'où :

$$a_n = \frac{2}{n\pi} [1 - (1^n) + 2 \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \cos(n\alpha_k)] \quad (3.12)$$

De même pour le coefficient b_n , on trouve, après simplifications, le résultat suivant :

$$b_n = \frac{-4}{n\pi} \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \quad (3.13)$$

Comme n doit être impair on peut écrire :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} [1 + \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \cos(n\alpha_k)] \quad (3.14)$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [- \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \sin(n\alpha_k)] \quad (3.15)$$

La forme d'onde $f(\omega t) = Vao(t)$ présente une symétrie quart-d'onde ie :

$$f(\alpha) = f(\pi - \alpha) \quad (3.16)$$

Et d'après la figure 3.1 on a :

$$\alpha_k = \pi - \alpha_{2M-k+1} \quad (3.17)$$

D'où :

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n(\pi - \alpha_{2M-k+1})) \quad (3.18)$$

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n\pi)\cos(n\alpha_{2M-k+1}) - \cos(n\pi)\sin(n\alpha_{2M-k+1}) \quad (3.19)$$

Pour n impair on a :

$$\sin(n\pi) = 0 \quad \cos(n\pi) = -1$$

D'où :

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n\alpha_{2M-k+1}) \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (3.20)$$

Remplaçons (3.20) dans (3.15) :

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M (\sin(n\alpha_k) - \sin(n\alpha_{2M-k+1})) = 0 \quad (3.21)$$

$$\cos(n\alpha_k) = \cos(n(\pi - \alpha_{2M-k+1})) \quad (3.22)$$

$$\cos(n\alpha_k) = \cos(n\pi)\cos(n\alpha_{2M-k+1}) + \sin(n\pi)\sin(n\alpha_{2M-k+1}) \quad (3.23)$$

D'où :

$$\cos(n\alpha_k) = -\cos(n\alpha_{2M-k+1}) \quad (3.24)$$

Remplaçons (3.24) dans (3.14), on obtient :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (3.25)$$

Avec n impair et différent d'un multiple de 3.

On considère une alimentation unité, ie $E_d/2 = 1$. Le coefficient a_n est l'amplitude de l'harmonique de rang n du signal suivant :

$$V_{a0}(t) = f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad (3.26)$$

Dans le système d'équations (3.25) on a m variables inconnues $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_m$. appelées angles de commutation exactes.

Notre objectif est de calculer les valeurs de ces angles, qui permettent :

- d'annuler les amplitudes a_n des $(m-1)$ premiers harmoniques f_n :

$$f_n(\omega t) = a_n \sin(n\omega t) \quad (3.27)$$

- d'assigner une valeur déterminée au fondamental f_1 :

$$f_1(\omega t) = a_1 \sin(\omega t) \quad (3.28)$$

On utilisera la méthode de NEWTON-RAPHSON pour résoudre ce système de m équations non linéaires à m inconnues.

3.3 Calcul des valeurs exactes des angles de commutations par la méthode de NEWTON-RAPHSON

3.3.1 Description

La relation (3.25) est un système de m équations non linéaires à m inconnues $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$.

On assigne à l'amplitude a_1 du fondamental un indice de modulation de valeur déterminée im , et on annule les amplitudes a_n des $(m-1)$ premiers harmoniques.

On résout ce système par la méthode itérative de NEWTON-RAPHSON . Celle-ci converge bien (quadratiquement) si l'on possède un bon estimé initial de la solution. On va utiliser l'algorithme 'on-line' de Taufik, Mellitt et Goodman [2] pour estimer rapidement les valeurs initiales de la solution du système non linéaire. Pour les montages triphasés, les harmoniques de rang 3 et multiple de 3 sont inopérants, ils ne sont pas éliminés dans cette étude. On note qu'il faut éliminer deux harmoniques de tension pour éliminer un harmonique de courant. Comme l'amplitude du fondamental doit être fixée à une valeur déterminée, ceci fixe la première valeur de m à 3 (m étant le nombre de commutations par quart d'onde). Par conséquent, lorsque m augmente successivement par pas égal à 2, le nombre d'harmoniques de courant qui seront éliminés augmente par pas égal à 1 [2].

Finalement on obtient un système de m équations non linéaires de la forme :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] = C \quad (3.29)$$

avec $n=1,5,7,11,13,\dots$ $m=1,3,5,7,9,11,\dots$ (m impair). et $C = 1$ pour a_1 et $C = 0$ pour les autres a_m

Par exemple, pour m égal à 3, n prend les valeurs 1,5,7 ; pour m égal à 5, n prend les valeurs 1,5,7,11,13 ; pour m égal à 7, n prend les valeurs 1,5,7,11,13,17,19 etc... Le système (3.29) s'écrit encore comme suit :

$$a_1 = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] = im \quad (3.30)$$

$$a_5 = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] = 0 \quad (3.31)$$

$$a_7 = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] = 0 \quad (3.32)$$

$$a_{11} = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] = 0 \quad (3.33)$$

$$a_{13} = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] = 0 \quad (3.34)$$

.....

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] = 0 \quad (3.35)$$

Ces amplitudes sont normalisées i.e la tension d'alimentation continue est supposée égale à l'unité. On doit signaler que la valeur de l'indice de modulation im assignée au fondamental est un indice sans dimension variant de 0 à 1. Pour obtenir la valeur correspondante en volt, il faut multiplier im par $Ed/2$, la tension d'alimentation continue de l'onduleur demi-pont. D'autre part, la méthode itérative ne converge pas pour une valeur positive de im , c'est pourquoi on assigne une valeur négative ($-im$) au fondamental, ce qui se traduit en déphasage de π du fondamental, ce déphasage est sans effet sur le moteur.

En résumé, on a un système d'équations non linéaires à résoudre par la méthode itérative de Newton Raphson, il est de forme générale :

$$f_1(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_m) = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=0}^m (-1)^k \cos(\alpha_k) \right] + im = 0$$

Avec $i= 1, \dots, m$. On définit la matrice des dérivées premières :

$$E^k = (E_{ij}^k) \quad (3.39)$$

avec :

$$E_{ij}^k = \left(\frac{\partial f_i(\alpha)}{\partial \alpha_j} \right) \quad i = 1, \dots, m. \quad j = 1, \dots, m. \quad (3.40)$$

D'où :

$$E^{(K)} = \frac{8}{\pi} *$$

$$\begin{bmatrix} \sin(\alpha_1) & -\sin(\alpha_2) & \dots \sin(\alpha_m) \\ \sin(5\alpha_1) & -\sin(5\alpha_2) & \dots \sin(5\alpha_m) \\ \dots \dots \dots \\ \sin(n\alpha_1) & -\sin(n\alpha_2) & \dots \sin(n\alpha_m) \end{bmatrix}$$

On définit le vecteur erreur :

$$\Delta \alpha^{(k)} = [\Delta \alpha_1^{(k)}, \Delta \alpha_2^{(k)}, \dots, \Delta \alpha_m^{(k)}]^t \quad (3.41)$$

avec :

$$\Delta \alpha_j^{(k)} = \alpha_j^{(*)} - \alpha_j^{(k)} \quad (3.42)$$

Soit le vecteur :

$$F^{(k)} = [F_1^{(k)}, F_2^{(k)}, \dots, F_m^{(k)}]$$

$$F_I^{(k)} = -f_i(\alpha^{(k)})$$

Alors le système (3.38) s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$E^{(k)} \Delta \alpha^{(k)} = F^{(k)} \quad (3.43)$$

Où $\Delta \alpha^{(k)}$ est le vecteur inconnu. Le système (3.43) est un système linéaire que l'on peut résoudre par l'algorithme de Gauss [1].

Après détermination du vecteur $\Delta \alpha^{(k)}$, on obtient un meilleur estimé $\alpha^{(k+1)}$ de α^* par la relation :

$$\alpha^{(k+1)} = \alpha^{(k)} + \Delta \alpha^{(k)}$$

On continue jusqu'à ce que : $|\alpha^* - \alpha^{(k)}| \mapsto 0$

On arrête les opérations par l'un des tests suivants :

- $k \geq K_{MAX}$.
- $f_i(\alpha^{(k+1)}) \leq E_0$.

Avec :

- E_0 est une borne supérieure de l'erreur fixée a priori.
- K_{MAX} le nombre maximum d'itérations admissibles.

3.3.4 Simulation de l'algorithme MLI off-line

3.3.5 Base de données des angles exactes

Pour construire notre base de données des angles exacts qui sera utilisé dans l'étape apprentissage de notre système neuronal on fait le choix présenté dans le tableau 3.1 où on augmente le nombre d'angles i.e nombre d'harmonique a éliminer quand la fréquence diminue.

Le tableau 3.2 donne les angles de commutations exacts calculés par un programme

TABLE 3.1 – Nombre d'angles en fonction de im

Indice im	Nombre d'angles m
$0 < im < 0.1$	23
$0.1 < im < 0.2$	19
$0.2 < im < 0.4$	15
$0.4 < im < 0.6$	7
$0.6 < im < 0.8$	5
$0.8 < im < 1$	3

écrit sur MATLAB pour « $0.1 < im < 0.2$ » et « $m=19$ ».

TABLE 3.2 – Angles de commutation exacts pour $m=19$ et $0.16 \leq im \leq 0.24$.

im*100	16	17	18	19	20	21	22	23	24
a1	5,58	5,56	5,53	5,51	5,48	5,46	5,43	5,40	5,38
a2	6,07	6,08	6,08	6,09	6,09	6,10	6,10	6,11	6,11
a3	11,58	11,55	11,53	11,50	11,48	11,45	11,42	11,40	11,37
a4	12,14	12,15	12,16	12,16	12,17	12,18	12,19	12,20	12,21
a5	17,57	17,55	17,52	17,49	17,47	17,44	17,41	17,39	17,36
a6	18,19	18,20	18,22	18,23	18,24	18,25	18,26	18,28	18,29
a7	23,57	23,54	23,51	23,48	23,46	23,43	23,40	23,37	23,35
a8	24,24	24,25	24,27	24,28	24,30	24,31	24,33	24,34	24,36
a9	29,56	29,53	29,50	29,48	29,45	29,42	29,39	29,37	29,34
a10	30,28	30,30	30,32	30,33	30,35	30,37	30,39	30,40	30,42
a11	35,56	35,53	35,50	35,47	35,44	35,42	35,39	35,36	35,33
a12	36,32	36,34	36,36	36,38	36,40	36,42	36,44	36,45	36,47
a13	41,56	41,53	41,50	41,47	41,44	41,42	41,39	41,36	41,33
a14	42,35	42,37	42,39	42,41	42,44	42,46	42,48	42,50	42,52
a15	47,56	47,53	47,50	47,48	47,45	47,42	47,39	47,37	47,34
a16	48,37	48,40	48,42	48,44	48,47	48,49	48,51	48,54	48,56
a17	53,57	53,54	53,51	53,49	53,46	53,43	53,40	53,38	53,35
a18	54,40	54,42	54,45	54,47	54,50	54,52	54,54	54,57	54,59
a19	59,58	59,55	59,53	59,50	59,47	59,45	59,42	59,40	59,37

On utilise les angles, trouvés par la résolution numérique du système(3.36), pour simuler une MLI-off line, les figures suivantes montrent les résultats obtenus.

La figure 3.2 montre trois signaux, pour les trois phases, simulés pour $m=3$ et $im=1$ (i.e $f = 50\text{Hz}$),

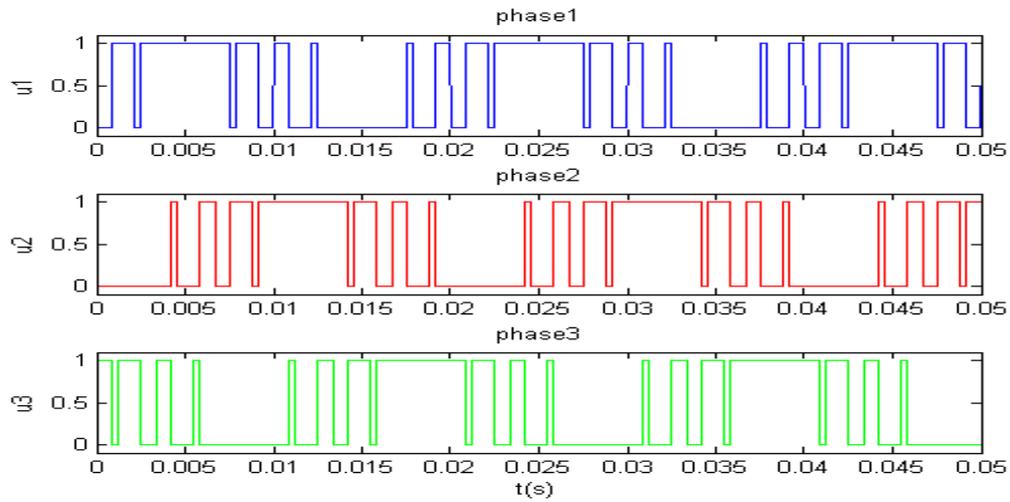


FIGURE 3.2 – Les 3 signaux de commande pour $m=3$ et $im=1$.

la figure 3.3 donne le spectre du signal précédent, on constate clairement que les deux harmoniques 5 (i.d $f = 250\text{Hz}$) et 7 (i.d $f = 350\text{Hz}$) sont éliminés, et il ne reste que le fondamental, les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, et les harmoniques supérieurs à l'harmonique 17.

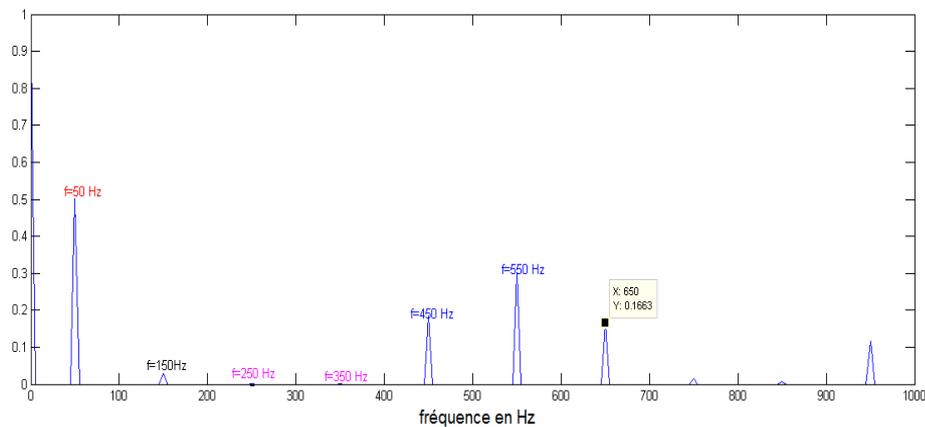


FIGURE 3.3 – Spectre du signal pour $im=1$ et $m=3$.

la figure 3.4 montre le spectre d'un signal pour $m=5$ et $im=0.8$.

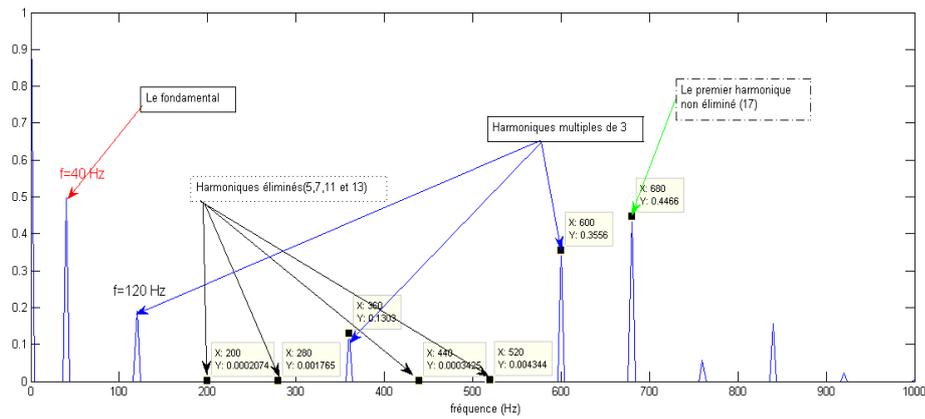


FIGURE 3.4 – Spectre du signal pour $im=0.8$ et $m=5$.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté en détail la technique MLI calculé. Cette technique présente une grande précision dans le calcul des angles de commutation, elle est efficace dans l'élimination des harmoniques voulus et l'asservissement du fondamental.

Le major problème de la MLI calculée est le temps de calcul. Mais avec l'avancement des calculateurs, des algorithmes approchées sont implémentées sur des cartes DSP et FPGA, ces algorithmes donnent des résultats très proches de la théorie, parmi eux la MLI ESH Polynomiale et L'ANN SHEPWM.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons étudié deux types de commandes MLI, la premier est la commande par modulation de largeur d'impulsions engendrée, et l'autre est la MLI calculée.

Chaque type de commande présente des avantages et des inconvénients.

La MLI engendrée rapide, simple à générer (analogique), et élimination sélective d'harmoniques, mais présentes des pertes au niveau de les interrupteurs de commandes, dû a la grande nombre d'angles de commutations par période de la fondamentale.

La MLI calculée présente une grande précision dans le calcul des angles de commutation, il est efficace dans l'élimination des harmoniques voulus et l'asservissement du fondamental.

Le major problème de la MLI calculée est le temps de calcule, mais avec l'avancement des calculateurs, des algorithmes approchées sont implémentées sur des cartes DSP et FPGA, ces algorithmes donnent des résultats très proches de la théorie, parmi eux, on trouve la MLI ESH Polynomiale et L'ANN SHEPWM.

Bibliographie

- [1] A.GOURDIN et M.BOUMAH RAT. '*Méthodes Numériques Appliquées*'. OPU,seconde édition, 1991.
- [2] Prof.B.MELLITT J.A.TAUF IQ and C.J.GOODMAN. 'novel algorithm e for generating near optimal pwm waveforms for ac traction drives'. *IEE Proceedings*, Vol.133,PT.B,No2 :pp 85–94, March 1986.
- [3] P.D.Ziogas P.N.Enjeti and J.F.Lindsay. "programmed pwm techniques to eliminate harmonics : A critical evaluation". *IEEE Trans.Ind.App*, vol.26,NO 2 :pp. 302–316, MARCH/APRIL 1990.