

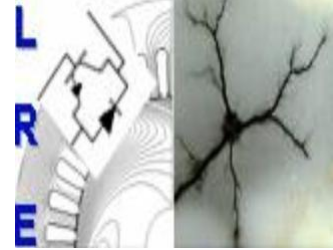
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de

Master en Electrotechnique

Intitulé

**Implémentation de la SHEPWM pour la
gestion des angles de commutation de
l'onduleur SEMISTACK B6CI**

Sous la direction de Dr.Tahar ZEBBADJI

Présenté par

HAKIKI Nassim

Soutenu publiquement le (18 juin 2017)

Composition du Jury:

President: H. SAHRAOUI, Professeur à l'ENP

Encadreur: T. ZEBBADJI, Docteur à l'ENP

Examineurs: S. HADJI, Professeur à l'ENP

K.BOUGHHRARA, Professeur à l'ENP

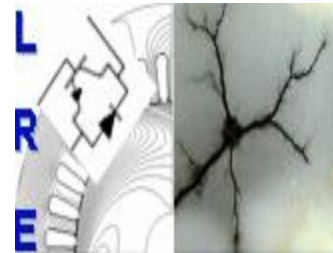
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de

Master en Electrotechnique

Intitulé

**Implémentation de la SHEPWM pour la
gestion des angles de commutation de
l'onduleur SEMISTACK B6CI**

Sous la direction de Dr.Tahar ZEBBADJI

Présenté par

HAKIKI Nassim

Soutenu publiquement le (18 juin 2017)

Composition du Jury:

President: H. SAHRAOUI, Professeur à l'ENP

Encadreur: T. ZEBBADJI, Docteur à l'ENP

Examineurs: S. HADJI, Professeur à l'ENP

K.BOUGHRARA, Professeur à l'ENP

ملخص

الغرض من هذا العمل يكمن في تطبيق تقنية القضاء الانتقائي للتوافقيات (SHE PWM) للتحكم على موج من نوع «SEMISTEACH B6CI-IGBT» من أجل التخلص من التوافقيات الغير المرغوب فيها لكل من التيار والتوتر والتحقق من صحة نتائج المحاكاة باستخدام MATLAB / SIMULINK. حساب زوايا التحول لهذه التقنية يتم باستعمال الطرق العددي. يتم إنشاء هذا البرنامج باستخدام MATLAB / SIMULINK وتشغيله عبر برنامج CCS IDE.

الكلمات المفتاحية: تقنية القضاء الانتقائي للتوافقيات، التوافقيات، زوايا التحول.

Abstract

The purpose of this work is the Implementation of the selective harmonic elimination pulse width modulation (SHE PWM) strategy, for the control of « SEMISTEACH B6CI-IGBT » inverter in order to cancel/reduce the unwanted harmonics of output voltage and hence, current. The switching angles of the SHE PWM are calculated using numerical methods. The code of the method is generated employing MATLAB/SIMULINK software and then transferred to the DSP board (downloaded) for execution via the CCS IDE software.

Key words: SHE PWM, DSP, switching angles, harmonics.

Résumé

Le but de ce travail est d'implémenter la MLI pré-calculée pour commander un onduleur « SEMISTEACH B6CI-IGBT ». En vue d'éliminer les harmoniques indésirables de la tension, et donc du courant de sortie et valider les résultats de simulation obtenus au moyen du logiciel MATLAB/SIMULINK. Les angles de commutation de la technique MLI pré-calculée sont déterminés à l'aide des méthodes numériques. Le programme de la méthode est généré à partir du logiciel MATLAB/SIMULINK et transféré pour l'exécution via le logiciel CCS IDE.

Mots clés : MLI pré-calculée, carte DSP, harmoniques, angles de commutation.

Remerciements

Le travail présenté dans le cadre de ce projet a été réalisé au laboratoire de mesure et électronique de puissance de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Nous exprimons notre profonde gratitude à messieurs

Dr T. ZEBBADJI et Pr S. HADJI professeurs à l'ENP pour avoir assumé la responsabilité de nous encadrer, nous orienter et de nous conseiller tout au long de la réalisation de ce travail ainsi pour la confiance qu'ils nous ont accordée

Nous remercions également, Mademoiselle, S.CHIOUREF, pour son aide.

Nous remercions très chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être rapporteurs de notre mémoire.

Enfin, nous adressons nos remerciements à toute l'équipe d'encadrement de l'école.

.

Table des matières :

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Liste des Abréviations

Introduction générale.....8

Chapitre 1 : La Modulation de Largeur d’Impulsion dans les onduleurs monophasés

1.1 Introduction 9

1.2 La Modulation de Largeur d’Impulsion 12

1.2.1 Techniques de génération d’onde MLI 13

1.3 La Technique MLI engendrée (SPWM)..... 14

1.4 La Technique MLI pré-calculée ou optimisée (optimised feed-forward PWM) 15

1.4.1 Principe de la méthode 16

1.5 Généralités sur les onduleurs..... 16

1.5.1 Principe des onduleurs 17

1.5.2 Classification des onduleurs..... 18

1.5.2.1 Onduleurs non autonome ou “assisté” 18

1.5.2.2 Onduleur autonome 18

1.6 Les onduleurs monophasés..... 19

1.7 Conclusion..... 20

Chapitre 2 : La technique MLI pré-calculée

2.1 Introduction 21

2.2 Principe de la MLI pré-calculée (optimisée)..... 21

2.3 Calcul des coefficients a_0 , a_n et b_n 22

2.4 Résolution des systèmes d’équations non linéaires..... 24

2.4.1 Méthode de Newton-Raphson..... 25

2.4.2 Etude de la convergence..... 26

2.4.3 Avantages et inconvénients de la méthode de Newton-Raphson..... 26

2.5 Le Processus itératif de Newton-Raphson pour le calcul des angles de commutation 27

2.6 Les angles de commutations exacts par la technique MLI pré-calculée 30

2.7 Application de La MLI pré-calculée (Simulation) 31

2.8 Conclusion..... 40

Conclusion générale 41

Bibliographie..... 42

Liste des Figures :

Figure	Page
Figure 1.1 Classification de la MLI en fonction de la méthode de mise en œuvre.....	11
Figure 1.2 Modulation de largeur d'impulsion, a) Porteuse en dent de scie, b) Porteuse en dent de scie inversée, c) Porteuse triangulaire.....	12
Figure 1.3 MLI à fréquence variable temps inactif constante, temps actif variable en utilisant une porteuse en dent de scie	13
Figure 1.4 Technique analogique de génération de la MLI	13
Figure 1.5 Technique numérique de génération de la MLI.....	13
Figure 1.6 Technique hybride de génération de la MLI.....	14
Figure 1.7 Forme d'onde de MLI pré-calculée	15
Figure 1.8 Symbole conventionnel d'un convertisseur DC/AC.....	17
Figure 1.9 Schéma de principe d'un onduleur	17
Figure 1.10 K en position (1)	17
Figure 1.11 Forme d'onde pour la commande adjacente	18
Figure 1.12 Onduleur de tension	19
Figure 1.13 Onduleur de courant.....	19
Figure 1.13 Onduleur de courant.....	19
Figure 1.15 Onduleur monophasé avec diviseur capacitif	20
Figure 1.16 Onduleur monophasé en pont	20
Figure 2.1 Schéma de principe de la méthode de Newton	25
Figure 2.2 L'organigramme de calcul des angles de commutation exacts.....	29
Figure 2.3 Trajectoires des angles de commutation en fonction de taux de modulation r par la technique MLI pré-calculée (a) $M=3$ (b) $M=5$ (c) $M=7$	30
Figure 2.4 Schéma du montage Semisteach.....	32
Figure 2.5 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7 et $r=1$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie	33
Figure 2.6 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie	34
Figure 2.7 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7,11, 13, 17, 19 et $r=1$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie	35
Figure 2.8 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=0.6$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.....	37
Figure 2.9 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$ (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie	38
Figure 2.10 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1.17$ (Sur-modulation) (a)Simulation (b) essais Pratiques (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie	39

Liste des Tableaux :

Tableau	Page
Tableau 2.1 Les valeurs de la tension d'entrée V_{dc} et la charge R-L	31
Tableau 2.2 Les trois angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7 et $r=1$	32
Tableau 2.3 Les Cinq angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$	33
Tableau 2.4 Les sept angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13, 17,19 et $r=1$	34
Tableau 2.5 Les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=0.6$	36
Tableau 2.6 Les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$.	36
Tableau 2.7 Les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1.17$	36

Liste des Abréviations :

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

FACTS: Flexible Alternating Current Transmission System.

DC/AC: Direct Current /Alternative Current.

RS PWM: Regular Sampled Pulse Width Modulation.

RS HEPWM: Regular Sampled Harmonic Elimination Pulse Width Modulation.

RS HMPWM: Regular Sampled Harmonic Minimization Pulse Width Modulation.

LUT: Lookup Table.

SHE PWM: Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation.

SPWM: Sinusoidal Pulse Width Modulation.

THIPWM: Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation.

SVM : Space Vector Modulation.

HE PWM: Harmonic Elimination Pulse Width Modulation.

HM PWM: Harmonic Minimization Pulse Width Modulation.

DSP: Digital Signal Processor.

Introduction générale :

Les onduleurs de tension occupent de nos jours une place importante dans les chaînes industrielles et les tractions électriques mais aussi dans le domaine des énergies renouvelables qui nécessitent des convertisseurs statiques pour les exploiter. L'un des principaux problèmes liés aux onduleurs, et qui dépend de la stratégie de commande utilisée, est celui de la présence inévitable d'harmoniques dans la tension et le courant de sortie. Ces harmoniques ont des effets néfastes que ce soit sur les moteurs ou bien sur les réseaux électriques comme les pulsations du couple et la saturation du circuit magnétique, auxquels s'ajoutent les interférences avec les systèmes de communications/télécommunications.

Les stratégies de commande des onduleurs ont connu une énorme évolution considérable en ce qui concerne la complexité, l'efficacité, la souplesse, la fiabilité de ces stratégies et la qualité du courant et de la tension de sortie, tout en gardant le contrôle simultané de la fréquence et de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie. Cette évolution s'est appuyée, d'une part sur la transition énergétique vers les énergies renouvelables qui a poussé les travaux de recherche pour répondre aux problématiques dans ce sujet, d'autre part, sur le développement des calculateurs numériques qui a facilité les calculs complexes et l'implémentation de ces stratégies.

Le but du travail est d'implémenter la MLI pré-calculée (SHE PWM) pour commander un onduleur « SEMISTEACH B6CI-IGBT » à l'aide d'une carte DSP TMS320F28335. Le problème avec cette stratégie réside dans le calcul des angles de commutation qui permettent l'élimination sélective des harmoniques et le réglage de la tension du fondamental, est de trouver les solutions d'un système d'équations non linéaires. Pour cela, on fait appel à des méthodes numériques au moyen du logiciel MATLAB pour résoudre ces équations.

Enfin, on clôture avec une conclusion générale où on résume le travail effectué et les résultats obtenus.

1.1 Introduction :

La technique MLI est la base de la commande en électronique de puissance. A l'exception de quelques convertisseurs résonants, l'immense majorité des convertisseurs d'électronique de puissance est contrôlée par les signaux générés par la MLI. Des fronts montants et descendants rapides assurent que les semi-conducteurs des convertisseurs conduisent ou se bloquent aussi rapidement que possible afin de minimiser le temps et les pertes par commutation.

Il existe plusieurs variantes des techniques MLI, on en citera principalement :

- **MLI simple** : Cette technique de MLI utilise une seule impulsion par demi-cycle et la largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur (aux bornes de la charge).
- **MLI multiple** : Lorsqu'on veut réduire le contenu harmonique, on utilise plusieurs impulsions dans chacune des alternances de la tension de sortie.
- **MLI à échantillonnage régulier** : Cette technique a été décrite pour la première fois par BOWES en 1975. Contrairement à la MLI naturelle, dans cette technique, l'échantillonnage des tensions de référence (la sinusoïde) se fait à des instants périodiquement espacés pour en former une version approchée qui est ensuite comparée à une onde triangulaire (la porteuse) qui sert à cadencer cet échantillonnage [5].

On distingue la :

- 1) Technique à échantillonnage régulier symétrique.
- 2) Technique à échantillonnage régulier asymétrique.
- 3) Technique à échantillonnage régulier modifié.

Cette méthode assure les avantages suivants :

- Augmenter le nombre de commutations par période de l'onde MLI fabriquée (correspondant à la référence ou modulante) sans recourir à un espace mémoire supplémentaire.
 - Qualité du spectre améliorée en rejetant les harmoniques vers les fréquences élevées.
 - Une plage de fréquence plus large [10Hz-50Hz] avec un petit pas d'incrément.
 - Améliorer l'onde du courant (forme sinusoïdale sans perturbation) [6].
- **Modulation delta** : Cette technique de commande est aussi connue sous le nom de "modulation à hystérésis". La modulation delta permet le réglage du rapport de tension par rapport à la fréquence qui est une caractéristique désirable en contrôle des moteurs à courant alternatif.

Elle offre comme avantages :

- Elle assure le réglage de la tension fondamentale et offre aussi la possibilité de passage au fonctionnement à tension de sortie d'onduleur en créneau.
- Temps de réponse rapide bien que le moteur soit en charge et même durant le régime transitoire.

Mais le défaut majeur de la modulation delta réside dans les pertes par commutation qu'elle provoque qui sont plus élevées que dans le cas des autres méthodes dans le domaine des fréquences variables [7].

- MLI pré-calculée ou optimisée :

En 1964, Turnbull a introduit le principe de la technique à élimination d'harmoniques pour la première fois, et a effectué une étude comparative entre les deux onduleurs à pont et à demi pont où il a montré l'efficacité de cette méthode par l'obtention des résultats très proches de la théorie [8].

Puis en 1973, H.S. Patel et G. Hoft ont développé davantage la méthode et proposé des méthodes numériques tel que Newton-Raphson pour remédier au problème de résolution des équations non linéaires associés à l'élimination sélective d'harmoniques théorique. Ils ont conclu que pratiquement, ces méthodes, appliquées pour résoudre des équations transcendantes, ne sont pas souple en terme de temps de calcul et d'espace mémoire [9].

Les angles de commutations sont calculés par ces méthodes numériques qui présentent un risque de divergence de la solution car on devrait choisir la condition initiale suffisamment proche de la solution réelle.

En 1974, H.S. Patel et G. Hoft ont proposé alors d'injecter plus d'impulsions par demi-période afin de réduire les harmoniques de l'onde de sortie de l'onduleur. Ils sont arrivés à la conclusion suivante : le nombre d'impulsions est limité en pratique. Ceci étant dû aux exigences en termes de temps de retard à la commutation (turn-off time, turn-on time) des dispositifs d'électronique de puissance qui limitent ainsi leur fréquence de commutation et donc un compromis est généralement nécessaire pour un système économique et efficace [10].

Afin de parer à la contrainte de complexité du calcul en temps réel, de nouvelles techniques MLI ont été développées en vue de leur mise en œuvre avec un microprocesseur. Parmi ces techniques : la MLI à échantillonnage régulier à élimination d'harmoniques RS HEPWM et la MLI à échantillonnage régulier à minimisation d'harmonique (RSHMPWM). Elles nous ramènent à la résolution d'équations algébriques simples [11].

Dans bon nombre d'applications de la technique SHE PWM, les angles de commutations sont calculés de préférence hors ligne puis stockés dans des tables « Look-up Tables » en mémoire puis lus par un microprocesseur. Cependant, le principal défi de la technique (SHE PWM) est de résoudre un système d'équations non linéaires transcendantes contiennent des termes trigonométriques.

Cet inconvénient a poussé les chercheurs à s'orienter vers des méthodes de calcul en ligne des angles de commutation, évitant aussi la nécessité d'une grande mémoire de stockage.

Une autre variante de ce type de modulation est la MLI pré-calculé on-line en effectuant un calcul instantané des angles, qui permet de passer outre l'inconvénient d'utiliser une mémoire de sauvegarde pour les angles pré-calculés [14].

Pour avoir une bonne performance du calcul, cette solution ne peut donner de bons résultats que si la fréquence d'échantillonnage de la MLI est très grande, ce qui va limiter les performances.

Cependant, pour augmenter la possibilité d'obtenir une solution dans un temps raisonnable, des méthodes d'optimisations ont été introduites, ainsi la complexité de la recherche de la solution de ces équations non linéaires est réduite en convertissant le problème de SHE PWM en un problème d'optimisation.

Différents algorithmes méta-heuristiques ont alors été proposés pour trouver les solutions du problème d'élimination sélective d'harmoniques dans les onduleurs à MLI. Parmi ces algorithmes, les algorithmes génétiques, optimisation par essaim de particules et optimisation par colonies de fourmis [12].

La Figure 1.1 montre la Classification des technique MLI en fonction de la méthode de mise en œuvre :

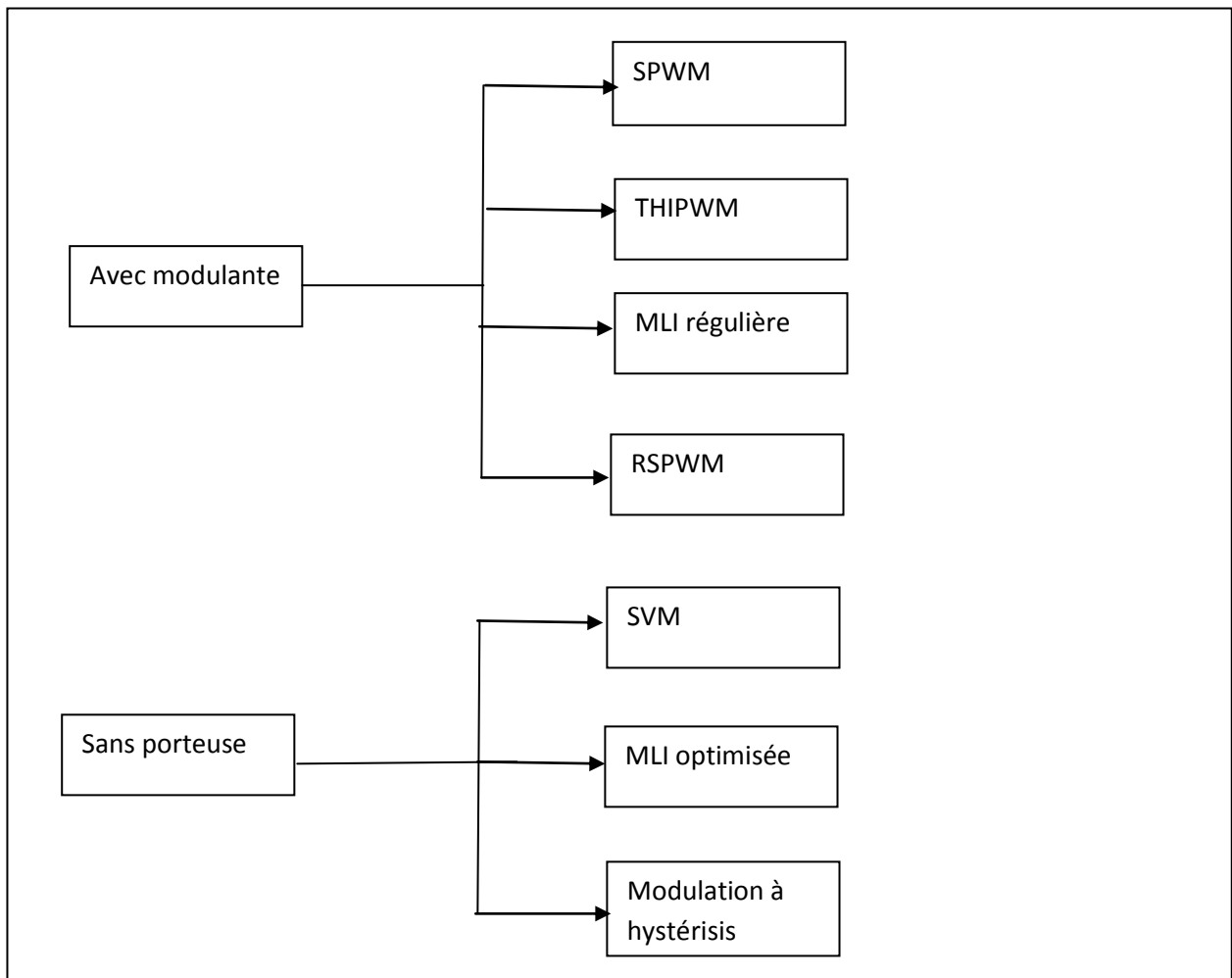


Figure 1.1 Classification de la MLI en fonction de la méthode de mise en œuvre [13].

1.2 La Modulation de Largeur d'Impulsion :

La MLI est une technique qui consiste à découper à une fréquence suffisamment élevée la tension à appliquer à la charge de manière à ce que les impulsions obtenues soient réparties tout au long de la période de cette tension constituant ainsi une onde dont le fondamental peut être positionné dans cette période et les amplitudes des harmoniques indésirables maintenues en dessous du seuil spécifié selon les besoins de l'application envisagée. Cela a, en fait, pour effet de déplacer ces harmoniques à des fréquences plus élevées facilitant leur filtrage et améliorer le taux de distorsion.

La MLI peut prendre différentes formes [2]. L'un des paramètres les plus importants de cette méthode est la fréquence de l'impulsion, elle peut être constante ou variable.

Un signal MLI à fréquence constante peut être produit en comparant, $r(t)$, le signal de référence ou la modulante à une porteuse, $c(t)$, telle que représentée à la Figure 1.2a.

La sortie binaire de la MLI peut s'exprimer mathématiquement par :

$$b_{\text{pwm}}(t) = \text{sgn}[r(t) - c(t)], \text{ tel que 'sgn' est la fonction signe.}$$

Trois types de porteuses sont couramment utilisés pour une MLI à fréquence constante :

1. Porteuse en dent de scie, représentée à la Figure 1.2b.
2. Porteuse en dent de scie inversée, représentée à la Figure 1.2c.
3. Porteuse triangulaire, représentée à la Figure 1.2d.

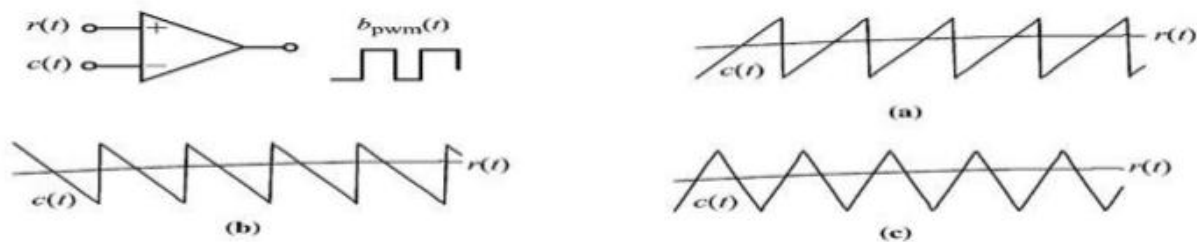


Figure 1.2 Modulation de largeur d'impulsion, a) Porteuse en dent de scie, b) Porteuse en dent de scie inversée, c) Porteuse triangulaire [1].

La dent de scie est utilisée plus fréquemment pour les convertisseurs DC–DC. La modulation à deux fronts élimine certaines harmoniques quand la référence est une sinusoïde. Cette méthode est utilisée de préférence pour les convertisseurs AC–DC et DC– AC où le signal de référence de la MLI contient une composante sinusoïdale.

Une combinaison des deux dents de scies conventionnelle et inversée synchronisées est utilisée afin de commander un hacheur boost ou buck à facteur de puissance corrigé et réduire les ondulations de tension du bus continue.

En ce qui concerne la MLI à fréquence variable, trois variantes sont disponibles :

- (a) temps inactif constant, temps actif variable.
- (b) temps actif constant, temps inactif variable.
- (c) commande par hystérésis.

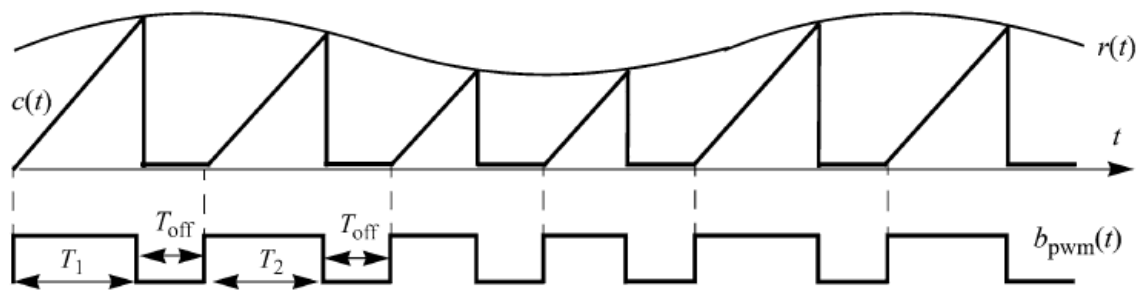


Figure 1.3 MLI à fréquence variable temps inactif constante, temps actif variable en utilisant une porteuse en dent de scie [1].

On peut remarquer que le temps actif varie avec la référence et la fréquence de commutation augmente avec la diminution du niveau de la dent de scie.

1.2.1 Techniques de génération d'onde MLI :

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisées pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi-conducteurs. Par exemple : impulsions de commande pour thyristors et courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux en même temps.

1-Technique analogique : Cette technique est basée sur la comparaison entre une porteuse triangulaire et la référence, la comparaison est réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel (Figure 1.4).

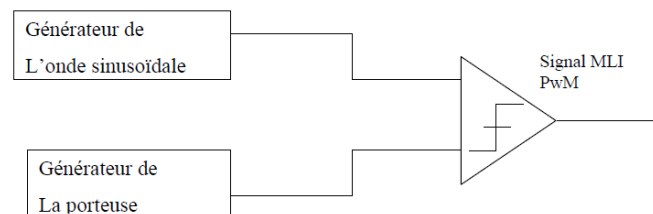


Figure 1.4 Technique analogique de génération de la MLI [22].

2-Technique numérique : Elle est basée sur l'utilisation des microprocesseurs qui assurent la génération des impulsions en se servant d'un programme définissant les angles correspondant à des amplitudes calculés au préalable. Cette technique a apporté une grande amélioration significative en matière de simplicité et performance du circuit de commande (Figure 1.5).

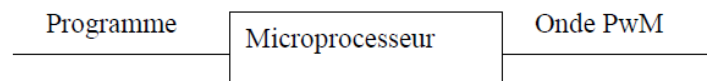


Figure 1.5 Technique numérique de génération de la MLI [22].

3-Technique hybride : Cette technique est une combinaison des deux précédentes techniques : L'onde de référence est générée numériquement (via un programme), par contre l'onde porteuse est obtenue d'une manière analogique. La comparaison entre les deux signaux se fait par un comparateur analogique (Figure 1.6).

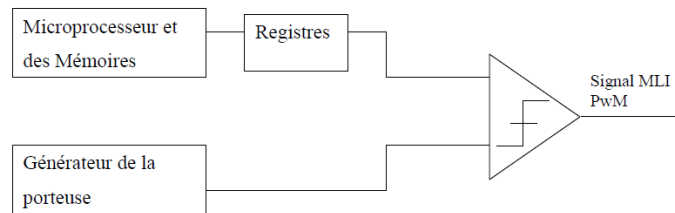


Figure 1.6 Technique hybride de génération de la MLI [22].

1.3 La Technique MLI engendrée (SPWM) :

La commande MLI triangulo-sinusoïdale consiste en la comparaison d'une valeur de tension de référence de fréquence F_r , image du signal souhaité à la sortie appelée modulante, à une porteuse triangulaire ou en dent de scie de fréquence F_p . Les points d'intersection entre la modulante et la porteuse engendrent l'enclenchement/déclenchement constituant ainsi une impulsion de durée variable et l'ensemble de ces impulsions reconstitue, de ce fait, le fondamental de la sinusoïde de référence [3].

L'étude de la MLI triangulo-sinusoïdale se base sur deux paramètres qui caractérisent la commande :

-L'indice de modulation m qui est le rapport des fréquences de la porteuse F_p sur celle de la référence F_r . Si m est entier, la modulation est synchrone. Elle est asynchrone dans le cas contraire.

-Le taux de la modulation r qui est le rapport des amplitudes des tensions de référence V_{rm} sur celle de la porteuse V_{pm} .

$$m = \frac{F_p}{F_r} \quad (1.1)$$

$$r = \frac{V_{rm}}{V_{pm}} \quad (1.2)$$

La modulation montre que plus m est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, D'autre part, on cherche à obtenir la valeur de r la plus élevée possible [4].

- La modulation est dite synchrone si m est un nombre entier, cela conduit à une tension de sortie U' qui se reproduit identiquement à elle-même tout les $T = \frac{1}{f}$.

- Dans certains cas, la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation F_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

- Pour le choix de m , on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente [4].

Cette modulation présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, cela rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques.

Avantages : Elle présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

1.4 La technique MLI pré-calculée ou optimisée (optimised feed-forward PWM) :

Cette stratégie est très utile lors de l'utilisation des basses fréquences. Elle est basée sur l'idée d'ajouter des « trous » dans la modulante sinusoïdale initiale. Un « trou » par quart de période du signal fait disparaître un harmonique précis du spectre.

La grande différence avec les autres méthodes MLI antérieurement présentées est que la MLI pré-calculée utilise **un calcul global** de l'ensemble d'angles de commutation, tandis que pour les autres MLI les instants de commutation sont calculés ou trouvés **localement**, i.e. avant chaque période d'échantillonnage. [13]

Elle offre comme avantage, par rapport à la technique MLI basé sur une porteuse, la diminution significative de la fréquence de commutation pour les systèmes triphasés ; et donc une diminution des pertes ainsi que le gain élevé de la tension dû à la possibilité de sur-modulation, et une réduction de l'ondulation de la tension du bus continue. [15]

Le nom anglais de la méthode (optimised feed-forward PWM) donne plus de détails : l'optimisation des angles de commutation est faite avant toute une période $1/f_m$ (figure 1.7). Le calcul demande l'utilisation d'une mémoire de sauvegarde.

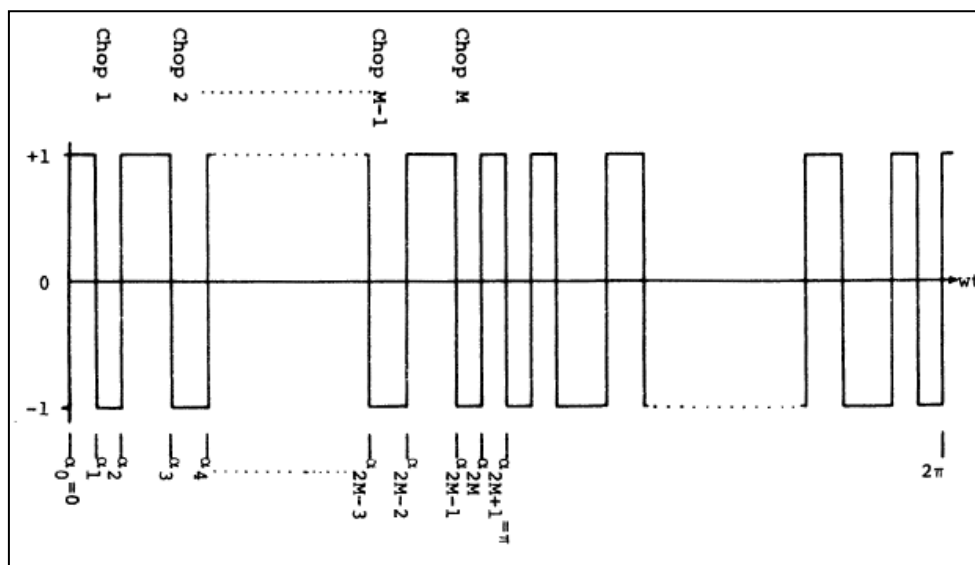


Figure 1.7 Forme d'onde de MLI pré-calculée [9].

Les angles α_1 , α_2 , α_3 et α_4 (qui se traduisent par des instants de commutation) sont calculés une fois pour toute à partir de la décomposition du signal V_o en série de Fourier.

La mise en pratique de cette méthode n'est pas beaucoup plus coûteuse que les méthodes avec porteuse. Cependant, avec un pré-calcul avant chaque période $1/f_m$, les premiers harmoniques du signal résultant se trouvent à de très basses fréquences.

1.4.1 Principe de la méthode :

Elle vise à optimiser une fonction objective en ayant pour avantages : minimum de pertes et réduction du couple pulsatoire et principalement éliminer des harmoniques bien précises.

Les instants de commutation, qu'ils soient qualifiés d'exacts ou bien calculés afin de minimiser ou éliminer les harmoniques, répondent à un certain nombre de critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Ils sont stockés en mémoire puis restitués cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs.

Avantages :

- Réduction d'environ 50% de la fréquence de commutation de l'onduleur obtenue par rapport à la MLI engendrée à référence sinusoïdale.
- La MLI programmée permet d'obtenir un bon spectre dont les grandeurs de sortie tension et courant et donc, les ondulations du courant continu seront réduites, le gabarit du filtre d'entrée est diminué.
- Un gain plus élevé de la tension dû à la possibilité de sur-modulation. Ce qui améliore la conversion de puissance.
- Réduction de la fréquence de commutation et donc des pertes par commutation ainsi que le taux de distorsion,

Une classification générale de la stratégie MLI optimisée peut être divisée en : (i) minimisation des harmoniques '(HM PWM), ou tous les harmoniques sont minimisés sur une large gamme de fréquence ; (ii) 'élimination des harmoniques ' (HE PWM), ou seulement un nombre limité d'harmoniques spécifiques sont éliminés.

Les critères usuellement retenus sont : l'élimination d'harmoniques de rangs spécifiés ou l'élimination d'harmoniques dans une bande de fréquences spécifiée ou bien la minimisation de ces harmoniques.

1.5 Généralités sur les onduleurs :

Le principal objectif de ces convertisseurs statiques est de produire une sortie de forme d'onde alternative à partir de la source continue. C'est ces types d'onde qui sont nécessaires pour les applications de réglage de vitesse des actionneurs, des alimentations de secours en cas d'interruption, compensateurs réactifs statiques, filtres actifs, Systèmes de distributions alternatifs flexibles (FACTS).

Dans le cas particulier de sortie sinusoïdale, l'amplitude, la fréquence, et la phase doivent être réglables. Selon la forme d'onde alternative, il existe différentes topologies où l'on considèrera comme un onduleur de tension, lorsque la grandeur de commande est la tension.

Ces structures sont les plus utilisées car elles ont un comportement naturel en tant que source de tension qui est demandé pour un grand nombre d'applications, tel que les entraînements à vitesse variable.

De manière analogue, on trouve aussi d'autres topologies d'onduleur en tant que source de courant, lorsque la grandeur de commande est le courant.

Ces structures sont largement utilisées dans des applications industrielles moyennes tensions, où une qualité de l'onde de tension est requise.

1.5.1 Principe des onduleurs :

On appelle onduleur, un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif qui permet d'obtenir une tension alternative de valeur efficace et de fréquence fixe ou réglable.

Symbole :

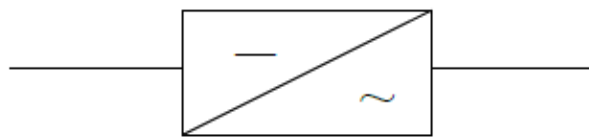


Figure 1.8 Symbole conventionnel d'un convertisseur DC/AC.

Si on dispose d'une source de tension continue E appliquée à une charge (figure 1.9)

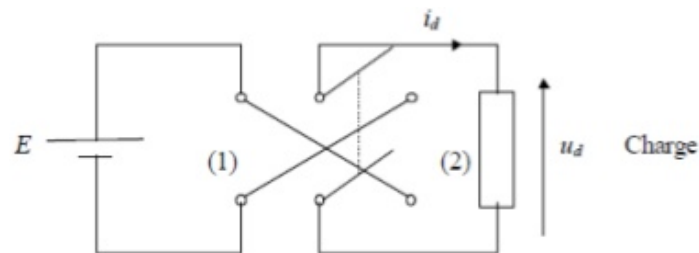


Figure 1.9 Schéma de principe d'un onduleur [16].

Lorsque K est en position (1), on obtient le montage de la figure 1.10

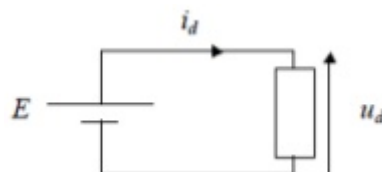


Figure 1.10 K en position (1) [16].

Soit $u_d(t) = E$.

Lorsque K est en position (2), on obtient $u_d(t) = -E$.

On finit par obtenir une tension alternative à partir de la tension continue E , en suivant ce procédé : Appliquer la tension $+E$ directement aux bornes de la source pendant une demi-période puis appliquer une tension $-E$ pendant l'autre demi-période.

La Figure 1.11 donne la forme de la tension aux bornes de la charge $u_d(t)$ sur une période complète de fonctionnement.

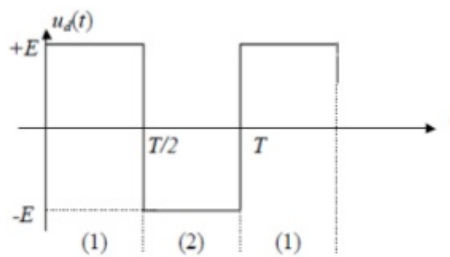


Figure 1.11 Forme d'onde pour la commande adjacente [16].

1.5.2 Classification des onduleurs :

Un onduleur 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 les onduleurs non autonomes et les onduleurs autonomes. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance » [17].

1.5.2.1 Onduleurs non autonome ou “assisté” :

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par la source (ex : réseau alternatif de puissance infinie). C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs [20].

1.5.2.2 Onduleur autonome :

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif alimenté en continu. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont déterminées par l'onduleur lui-même indépendamment de la charge. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté, cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courant.

a) Les onduleurs (autonomes) de tension :

Leurs alimentation se fait par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affectée par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

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 (règles d'interconnexion des sources de tension).

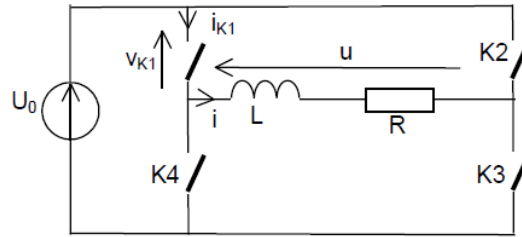


Figure 1.12 Onduleur de tension [19].

b) Les onduleurs (autonomes) de courants :

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est à dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse est lissé et donc n'est pas affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes [18].

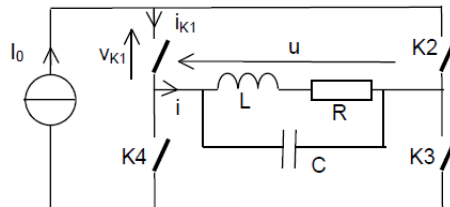


Figure 1.13 Onduleur de courant [19].

1.6 Les onduleurs monophasés :

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull (Figure 1.14).
- l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont (Figure 1.15).

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs : c'est l'onduleur monophasé en pont (Figure 1.16) [18].

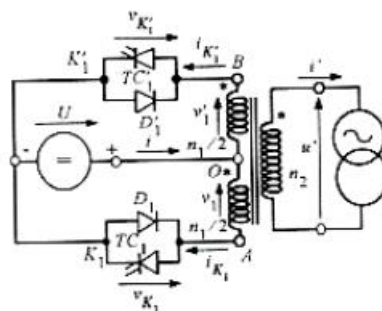


Figure 1.14 Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu [18].

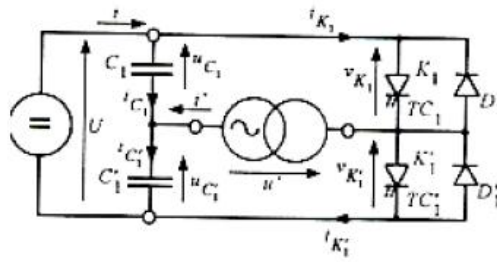


Figure 1.15 Onduleur monophasé avec diviseur capacitif [18].

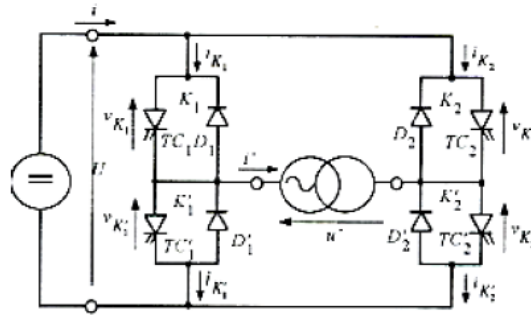


Figure 1.16 Onduleur monophasé en pont [18].

1.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une vue globale sur les variantes de la modulation de largeur d'impulsion (MLI), leurs avantages, leurs inconvénients. Et avec plus de détails, les deux techniques de modulation : La MLI triangulo-sinusoidale et La MLI pré-calculée qui feront l'objet de l'implémentation sur la carte DSP. A la fin de ce chapitre nous avons introduit les onduleurs en générale et leurs classifications.

2.1 Introduction :

L'ère numérique a écarté l'implantation analogique de la MLI triangulo-sinusoidale, cette dernière est maintenant remplacée par une génération des impulsions via un microprocesseur en se servant d'un programme définissant les angles de commutation, où la naissance d'un intérêt de déterminer des séquences de commutation qui éliminent des harmoniques de la tension de sortie.

La technique MLI pré-calculée consiste à choisir les M angles α_i ($i=1\dots M$) de telle façon à éliminer M harmoniques indésirables, une autre approche suggère l'élimination de $(M-1)$ harmoniques et une seule équation reste pour le réglage du fondamental selon le taux de modulation r .

Cette technique nécessite une étude numérique avant la réalisation, ceci limite son application du fait que le calcul des angles exacts de commutations en temps réel (on-line) se fait moyennant le réseau de neurones artificiels ou d'autre méthode complexe, par contre on peut les stocker dans des tables (look-up table (LUT)) à partir desquelles le processeur les récupère au moment de leur exploitation.

Dans notre étude nous allons exposer les formules développée par H.S.Patel [9] pour la MLI pré-calculée bipolaire pour un onduleur monophasé en pont complet, ensuite nous appliquerons la méthode de Newton-Raphson pour la résolution du système d'équations pour trouver les angles de commutation.

2.2 Principe de la MLI pré-calculée (optimisée) :

Soit la tension de sortie à deux états de l'onduleur en pont complet de la Figure1.10 (chapitre précédent). Les angles de commutation impairs $\alpha_1, \alpha_3, \dots$ correspondent aux transitions négatives, tandis que les angles de commutation pairs $\alpha_2, \alpha_4, \dots$ correspondent aux transitions positives.

$$v_{ch}(t) = f(\alpha) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\alpha) + b_n \cos(n\alpha) \quad (2.1)$$

Avec : f_0 est la fréquence du fondamentale et n l'ordre de l'harmonique.

a_0, a_n et b_n sont les coefficients de Fourier obtenus par le développement en série de Fourier de $v_{ch}(t)$ et $\alpha = 2\pi f_0 t$ est un angle

Les coefficients de Fourier sont définis par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) d\alpha \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \cos(n\alpha) d\alpha \end{aligned} \quad (2.2)$$

2.3 Calcul des coefficients a_0 , a_n et b_n :

Étant donné que $f(\alpha)$ présente une symétrie demi-onde $f(\alpha + \pi) = -f(\alpha)$, la valeur moyenne a_0 est nulle, il ne restera que les harmoniques d'ordres impaires dans la décomposition en série de Fourier, l'indice n prendra les valeurs impaires 1, 3, 5, 7, ...

$$a_0 = 0$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha \quad (2.3)$$

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

Remplaçons $f(\alpha)$ par sa valeur dans l'équation (2.3) :

$$a_n = \frac{2}{\pi} [\int_{\alpha_0}^{\alpha_1} (-1)^0 \sin(n\alpha) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{2M}}^{\alpha_{2M+1}} (-1)^{2M} \sin(n\alpha) d\alpha] \quad (2.4)$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[\sum_{k=0}^{2M} \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} (-1)^k \sin(n\alpha) d\alpha \right] \quad (2.5)$$

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[\sum_{k=0}^{2M} (-1)^k (\cos(n\alpha_k) - \cos(n\alpha_{k+1})) \right] \quad (2.6)$$

Avec :

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

$$\text{On déduit : } \cos(n\alpha_0) = 1 \text{ et } \cos(n\alpha_{2M+1}) = (-1)^n$$

D'où :

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \left[1 - (-1)^n + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (2.7)$$

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

$$b_n = \frac{-4}{n\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \quad (2.8)$$

Comme n doit être impaire on trouve alors les expressions suivantes ($a_n = 0$ et $b_n = 0$) pour n paire :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (2.9)$$

$$b_n = \frac{-4}{n\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \quad (2.10)$$

Les deux équations (2.9) et (2.10) sont à 2M inconnues $\alpha_1, \dots, \alpha_{2M}$.

Dans le but d'obtenir une solution unique au système, 2M équations sont nécessaires. En annulant M harmoniques, on ressort 2M équations de (2.9) et (2.10).

En ce qui concerne l'annulation des coefficients b_n pour M valeurs, elle est établie en faisant la supposition que la forme d'onde $v_{ch}(t)$ présente une symétrie de quart-d'onde (voir figure 1.10) :

$$f(\alpha) = f(\pi - \alpha) \quad (2.11)$$

Et d'après la Figure 2.10 on a :

$$\alpha_k = \pi - \alpha_{2M-k+1} \quad (2.12)$$

D'où :

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n(\pi - \alpha_{2M-k+1})) \quad (2.13)$$

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n\pi) \cos(n\alpha_{2M-k+1}) - \cos(n\pi) \sin(n\alpha_{2M-k+1}) \quad (2.14)$$

Pour n impair on a : $\sin(n\pi) = 0$ et $\cos(n\pi) = -1$

Remplaçons dans (2.14) :

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n\alpha_{2M-k+1}), k=1,2,\dots,M \quad (2.15)$$

Remplaçons (2.15) dans (2.10) :

$$b_n = \frac{-4}{n\pi} \sum_{k=1}^M (\sin(n\alpha_k) - \sin(n\alpha_{2M-k+1})) = 0 \quad (2.16)$$

De (2.12) on trouve :

$$\cos(n\alpha_k) = \cos(n(\pi - \alpha_{2M-k+1})), k=1,2,\dots,M \quad (2.17)$$

$$\cos(n\alpha_k) = \cos(n\pi) \cos(n\alpha_{2M-k+1}) + \sin(n\pi) \sin(n\alpha_{2M-k+1}) \quad (2.18)$$

D'où :

$$\cos(n\alpha_k) = -\cos(n\alpha_{2M-k+1}) \quad (2.19)$$

Remplaçons (2.19) dans (2.09), on obtient :

et f l'opérateur non linéaire défini par l'ensemble :

$$f = [f_1, f_2, \dots, f_M]^t$$

Le problème est la recherche d'un ensemble de M valeurs réelles qui sont solution du système (2.24) :

$$[\alpha_1^*, \alpha_2^*, \dots, \alpha_M^*]^t$$

Le problème (2.24) est une généralisation au cas multidimensionnelle de la résolution d'une équation non linéaire $f(\alpha) = 0$. Ces systèmes, comme dans le cas à une dimension, peuvent admettre plusieurs solutions. On supposera qu'on a localisé au préalable la racine cherchée.

La résolution du système (2.24) est assez complexe et rarement possible, pour cela on adoptera une méthode itérative qui est celle de Newton-Raphson.

2.4.1 Méthode de Newton-Raphson :

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

Rechercher une racine x , de l'équation : $f(x)=0$, c'est trouver l'intersection avec l'axe des abscisses de la courbe représentative de la fonction.

Le principe de la méthode consiste, étant un point de départ x_0 choisi à l'avance, à élaborer une suite $(x_0, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n+1}, \dots)$, qui lorsque la méthode converge, tend vers la solution. Comme indiqué sur la figure 2.1, le point x_1 correspond à l'intersection avec l'axe des abscisses de la tangente de la courbe au point x_0 .

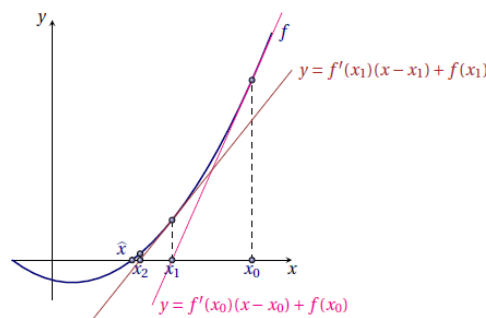


Figure 2.1 Schéma de principe de la méthode de Newton [21].

La tangente a pour équation :

$$y - f(x_n) = f'(x_n) \times (x - x_n) \tag{2.26}$$

La formule de Newton s'obtient en égalisant y à 0 ; elle s'écrit alors comme suit :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \tag{2.27}$$

Sous sa formulation itérative on peut aussi l'écrire de la manière suivante :

$$\varphi(x_n) = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (2.28)$$

La solution est atteinte lorsqu'on arrive à $f(x_n) = 0$ et donc $(x_{n+2} = x_{n+1} = x_n = \text{la solution})$.

2.4.2 Etude de la convergence :

Soit x , la racine qu'on cherche qui est solution de l'équation :

$$f(x) = 0 \quad (2.29)$$

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

En dérivant l'équation (3.33), on obtient alors :

$$\varphi'(x) = \frac{f(x)f''(x)}{f'^2(x)} \quad (2.30)$$

$$\varphi''(x) = \frac{f''(x)}{f'(x)} + \frac{f(x)f'''(x)}{f'^2(x)} - 2 \frac{f(x)f''^2(x)}{f'^3(x)} \quad (2.31)$$

Dans le cas général :

$$f'(x) \neq 0 \text{ et } f''(x) \neq 0 \quad (2.32)$$

On a :

$$\varphi'(x) = 0 \text{ et } \varphi''(x) = \frac{f''(x)}{f'(x)} \quad (2.33)$$

La méthode de Newton-Raphson est dite du 2eme ordre, c'est-à-dire sa convergence est quadratique.

Ce processus itératif doit être arrêté par des critères d'arrêts comme le nombre maximal d'itérations et l'erreur absolue tolérée en cas de convergence qui doit satisfaire la condition suivante :

$$|x_n - x_{n-1}| \leq \varepsilon \quad (2.34)$$

2.4.3 Avantages et inconvénients de la méthode de Newton-Raphson :

a)Avantages :

- Convergence quadratique (l'erreur est réduite quadratiquement).
- Un seul point de départ suffit pour initialiser le processus itératif.

b) Inconvénients :

- la formule itérative de la méthode de Newton-Raphson nécessite le calcul de la matrice jacobienne de f, ceci implique que les dérivées existent et que leurs calculs soient possibles ainsi que l'approximation des dérivées par des différences finies qui s'avère difficile dans certain cas.
- Le risque de divergence de la méthode dans le cas où la fonction f(x) admet plusieurs racines, elle ne convergera pas forcément vers la racine la plus proche de x_0 .

2.5 Le Processus itératif de Newton-Raphson pour le calcul des angles de commutation :

Les étapes du calcul itératif sont les suivantes :

- 1) Choix d'un ensemble de valeurs pour l'estimé α^0 , qu'on notera :

$$\alpha^0 = [\alpha_1^0, \alpha_2^0, \dots, \alpha_M^0]^t \quad (2.35)$$

- 2) Détermination de la valeur de $f^{(k)}$:

$$f(\alpha^{(k)}) = f^{(k)} \quad (2.36)$$

- 3) Linéarisation autour de la valeur $\alpha^{(k)}$:

$$f^{(k)} + \left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right]^{(k)} d\alpha = 0 \quad (2.37)$$

Avec :

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

La matrice jacobienne de f qui est évaluée à chaque itération pour chaque $\alpha^{(k)}$

$$d\alpha = [d\alpha_1, d\alpha_2, \dots, d\alpha_M]^t$$

- 4) Résolution de (2.37) pour $d\alpha$:
 5) Réputer les étapes 2) à 4) en incrémentant la valeur de l'estimé $\alpha^{(k)}$

$$\alpha^{(k+1)} = \alpha^{(k)} + d\alpha \quad (2.38)$$

Le processus est réitéré jusqu'à ce que l'équation (2.24) soit satisfaite en respectant une tolérance sur l'erreur. Si la méthode converge, nous obtiendrons une solution à l'équation (2.24). Par contre si elle diverge, il est nécessaire de choisir un nouveau estimé initial α^0 .

On a la condition suivante sur les angles :

$$\alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \pi/2 \quad (2.39)$$

Les équations (2.22) pour $n=5, 7, 11, 13, 17, 19 \dots$ et (2.23) forment le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} f_1(\alpha) &= 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(\alpha_k) - r \times \frac{\pi}{4} = 0 \\ f_5(\alpha) &= 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(5\alpha_k) = 0 \\ &\dots\dots\dots \\ f_M(\alpha) &= 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n\alpha_k) = 0 \end{aligned} \quad (2.40)$$

L'amplitude de la tension d'alimentation continue est normalisée c'est-à-dire supposée égale à l'unité.

La matrice jacobéenne, $\frac{\partial f}{\partial \alpha}$ s'obtient en dérivant le système (2.40) :

$$\left[\frac{\partial f}{\partial \alpha} \right] = \begin{bmatrix} 2 \sin(\alpha_1) - 2 \sin(\alpha_2) \dots 2(-1)^M \sin(\alpha_M) \\ 10 \sin(5\alpha_1) - 10 \sin(5\alpha_2) \dots 10(-1)^M \sin(5\alpha_M) \\ \vdots \\ 2n \sin(M\alpha_1) - 2n \sin(M\alpha_2) \dots 2n(-1)^M \sin n(\alpha_M) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Il suffit maintenant de choisir le nombre d'harmoniques à éliminer ($M-1$) et procéder aux calculs itératifs effectués au moyen du logiciel MATLAB.

L'organigramme de la méthode de Newton-Raphson proposée par H.S Patel [9] pour le calcul des angles de commutation exacts est présenté dans la figure 2.2.

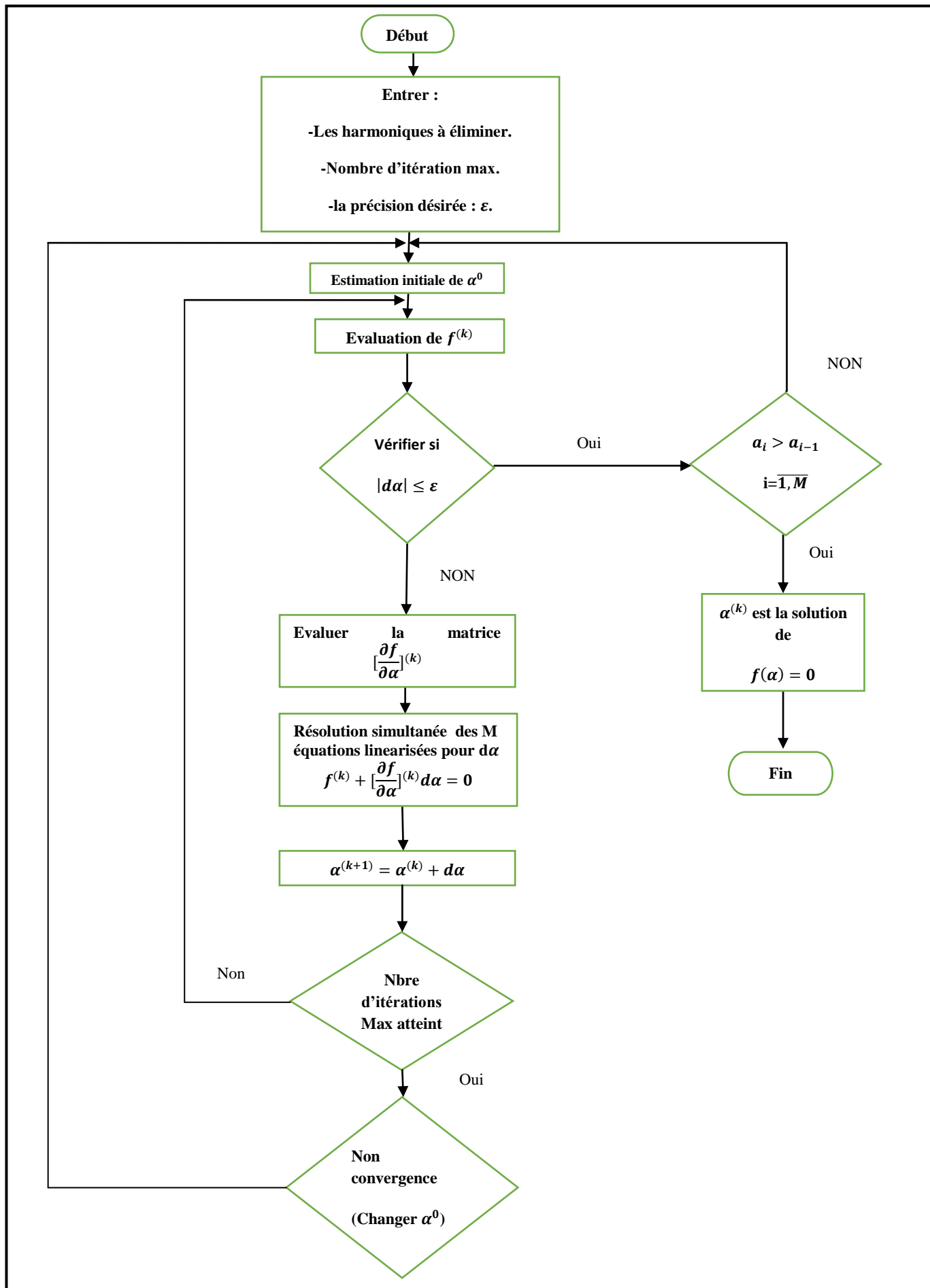
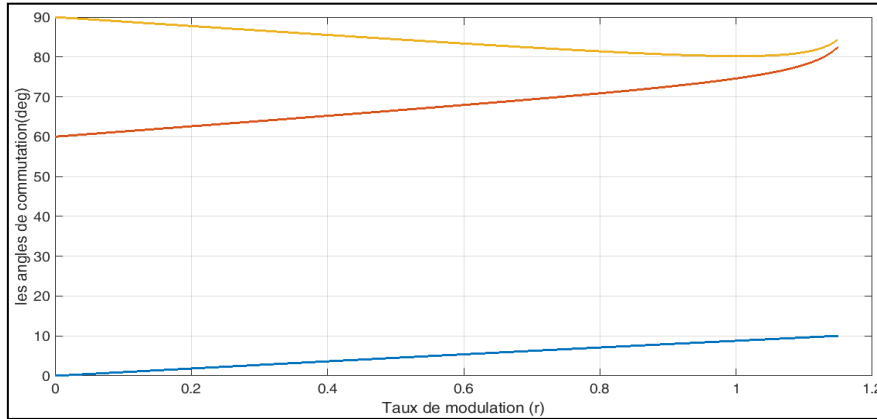


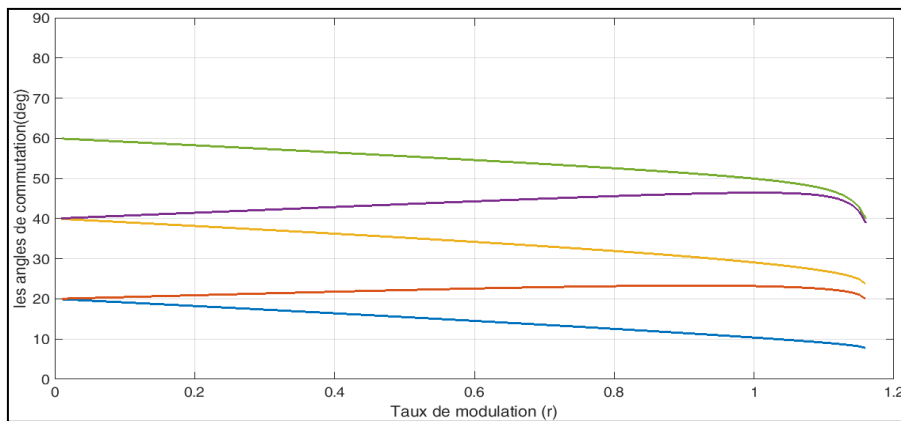
Figure 2.2 : L'organigramme de calcul des angles de commutation exacts.

2.6 Les angles de commutations exacts par la technique MLI pré-calculée :

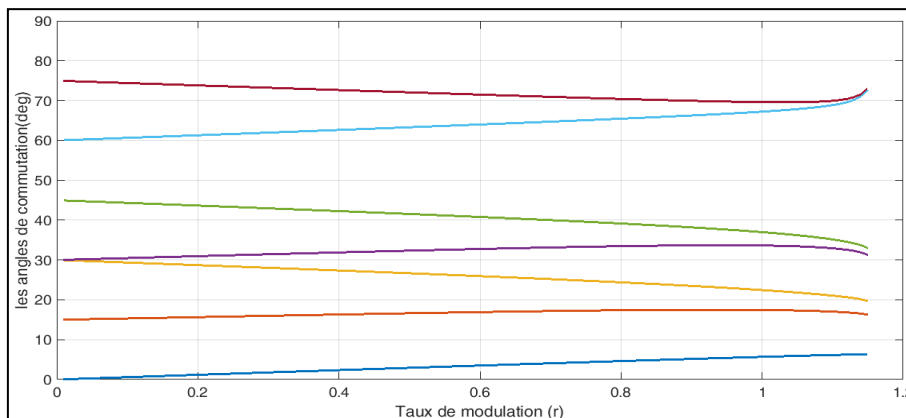
Les solutions de système d'équation (2.40) pour $M=3$, $M=5$ et $M=7$ en faisant varier le taux de modulation r décrit des trajectoires particulières illustrées dans la figure 2.3. A partir de $r=1.16$ les systèmes d'équations non convergent plus, ainsi nous nous contentons de tracer les trajectoires sur la plage $r= [0, 1.16]$.



(a)



(b)



(c)

Figure 2.3 : Trajectoires des angles de commutation en fonction de taux de modulation r par la technique MLI pré-calculée (a) $M=3$ (b) $M=5$ (c) $M=7$

La Figure 2.3 montre les similarités entre les trajectoires d'angles de commutation ci-dessous :

- Les angles suivent des trajectoires qui peuvent être approximées à des droites avec pentes constantes dans la plage de variation de 0 à 1 de r .
- Les trajectoires des angles avec des indices de mêmes parités sont parallèles entre eux.
- Lorsque r augmente, les angles de commutation successives se rapproche et ainsi les creux dans la tension générée se rétrécissent.

2.7 Application de La MLI pré-calculée (Simulation) :

Les résultats de simulation sont obtenues au borne d'une charge R-L et avec une tension d'entrée V_{dc} (voir Table 2.1).

Tableau 2.1 les valeurs de la tension d'entrée V_{dc} et la charge R-L

R (ohm)	40
L (mH)	60
V_{dc} (V)	100

L'onduleur qui fera l'objet du mémoire est :

Le convertisseur SEMISTEACH (Figure 4.2) représente la partie puissance de notre système. Il Comporte un redresseur triphasé, un onduleur triphasé et un bras (IGBT plus une diode en série), ce dernier peut être utilisé comme un hacheur Buck - Boost. Le convertisseur est conçu à partir des modules IGBT SKM50GB123D de la société SEMIKRON qui sont pilotés par des drivers de référence SKHI22A fabriqués également par la société SEMIKRON [23].

Le redresseur triphasé est utilisé pour obtenir la tension d'entrée continue V_{dc} de notre onduleur. Il s'agit d'un redresseur à double alternance triphasé non commandé (à diodes), la tension de sortie V_{dc} moyenne s'écrit alors :

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}V_{eff}}{\pi} \quad (4.1)$$

Les IGBT sont placés sur un radiateur avec un ventilateur qui permet d'évacuer la chaleur.

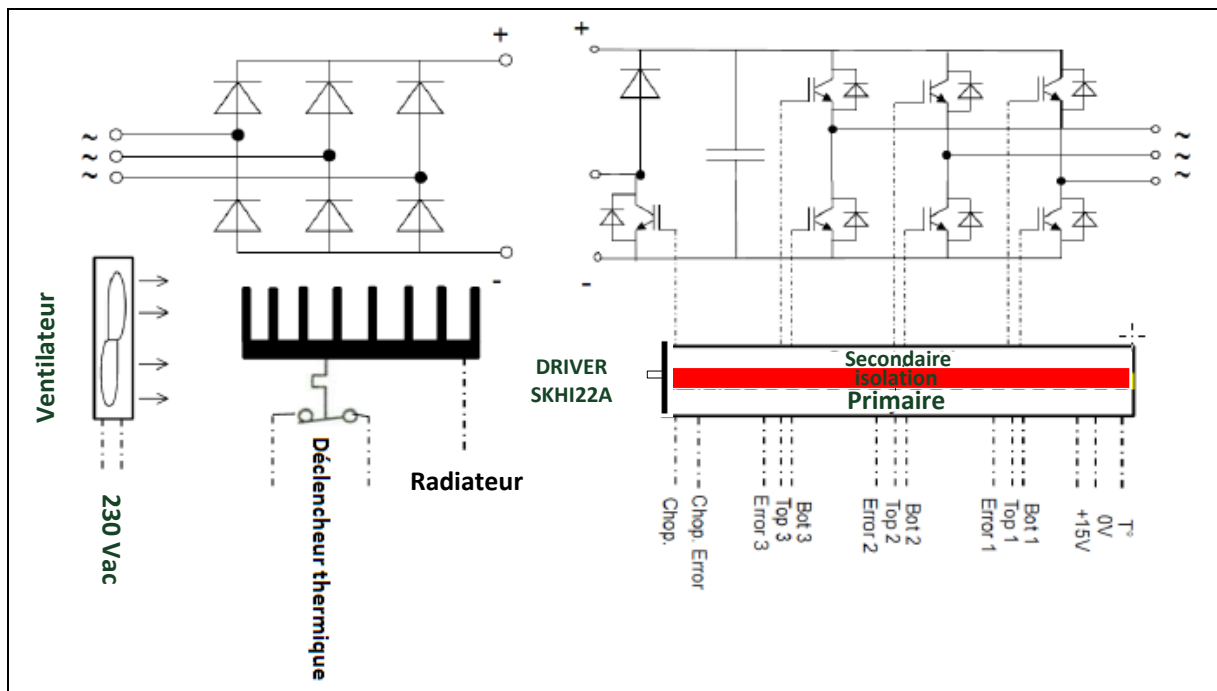


Figure 2.4 Schéma du montage Semisteach.

A) variation du nombre d'angles de commutation (harmoniques à éliminer) :

La résolution des systèmes d'équations (2.40) pour $M=3$, $M=5$, $M=7$ et un taux de modulation fixé à $r=1$ permet de calculer les angles de commutation (Table 4.4, 4.5 et 4.6) et ainsi tracer l'onde de la tension de sortie et déduire les signaux de commande pour les 4 IGBT. Les résultats pratiques et de simulations sont présentés dans les Figures 2.5, 2.6 et 2.7.

Tableau 2.2 les trois angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7 et $r=1$

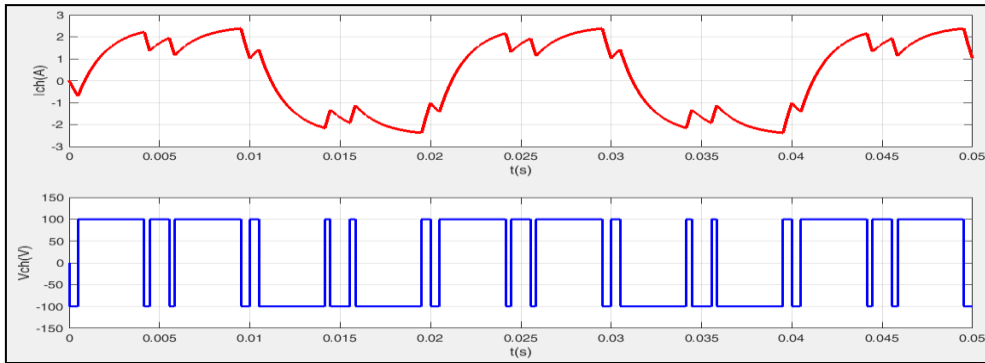
Angles	α_1	α_2	α_3
Valeur (degrés°)	8.61	74.13	80.24

Tableau 2.3 les Cinq angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$

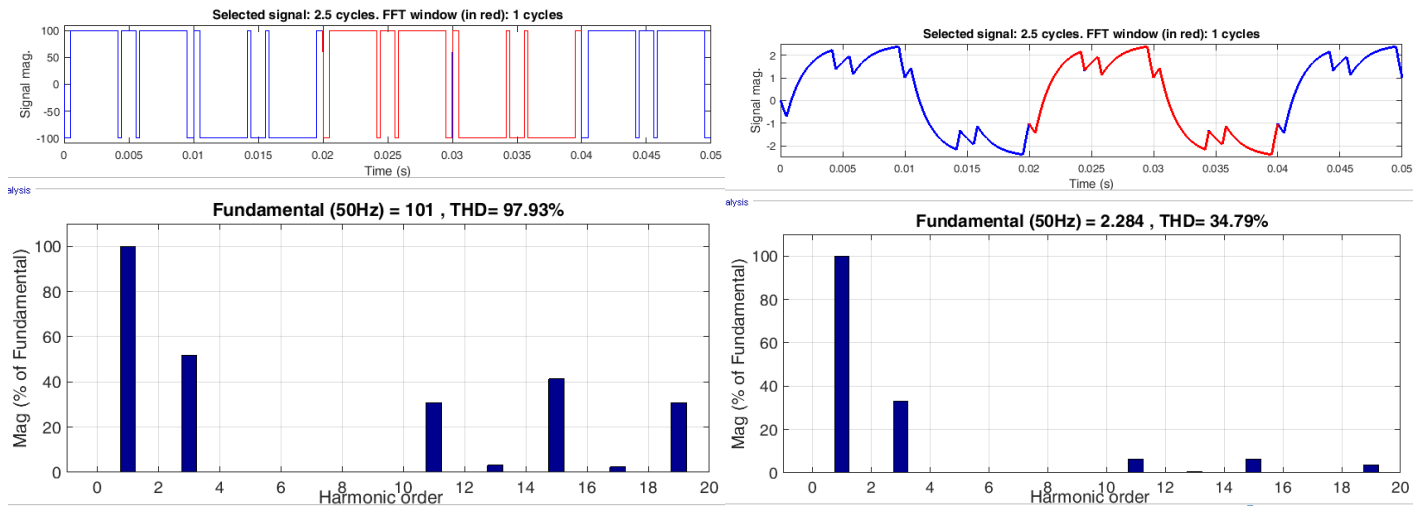
Angles	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
Valeur (degrés°)	10.59	23.24	29.41	46.40	50.27

Tableau 2.4 les sept angles de commutation permettent l'élimination des harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13, 17, 19 et r=1

Angles	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	α_6	α_7
Valeur (degrés°)	5.58	17.49	22.68	33.67	37.26	67.01	69.66



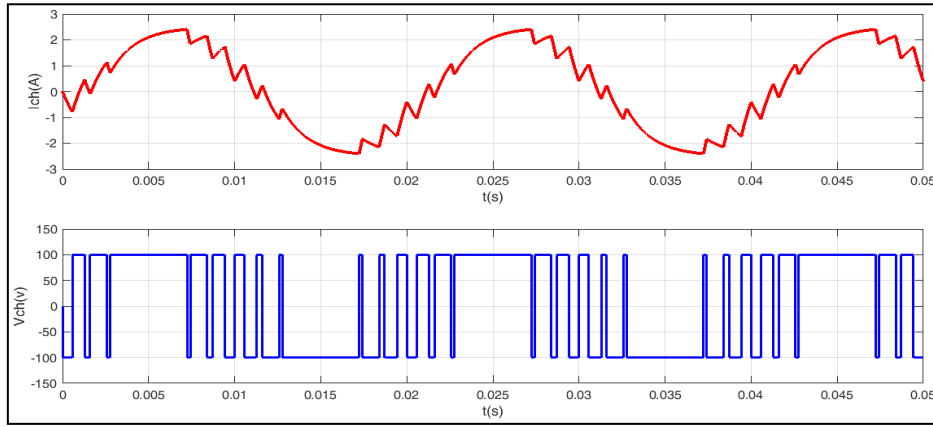
(a)



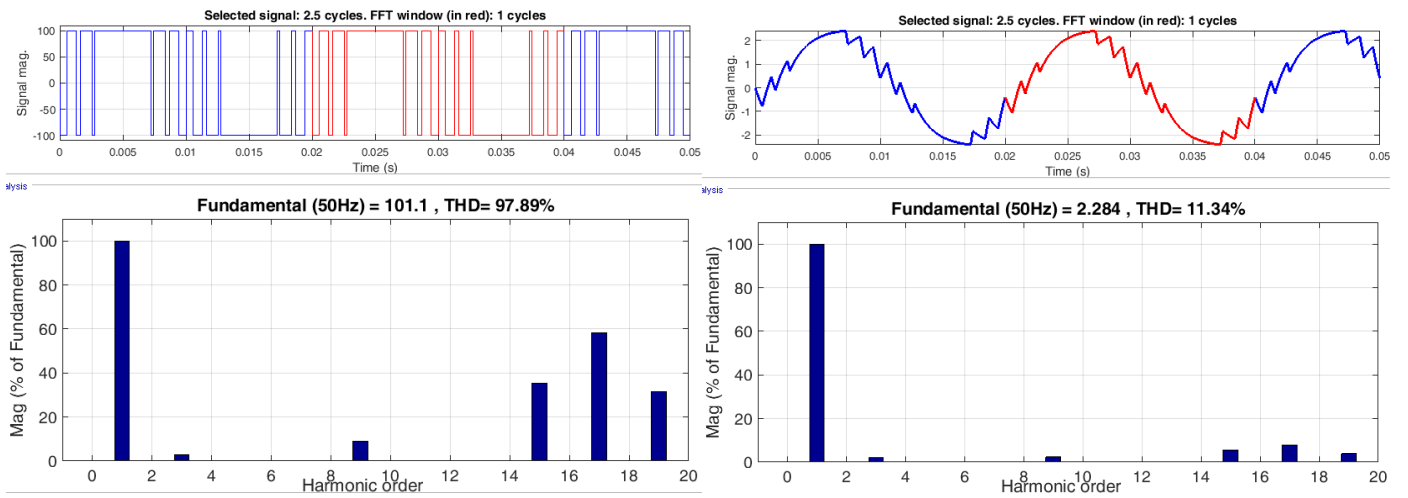
(b)

Figure 2.5 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7 et r=1

(a)Simulation (b) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



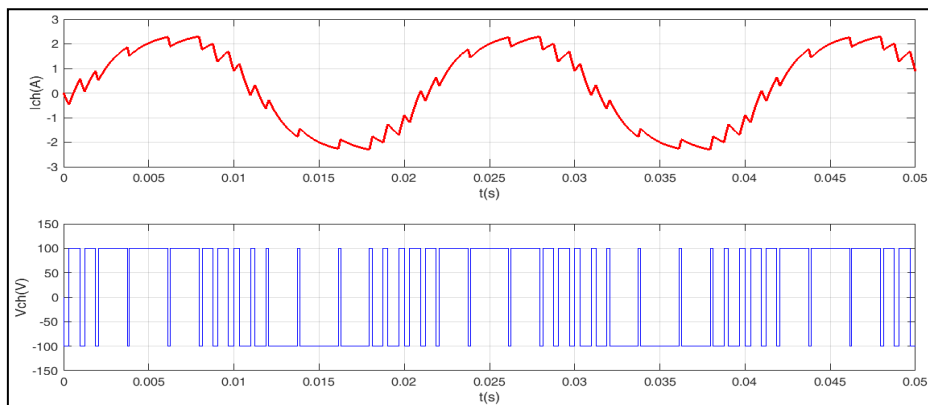
(a)



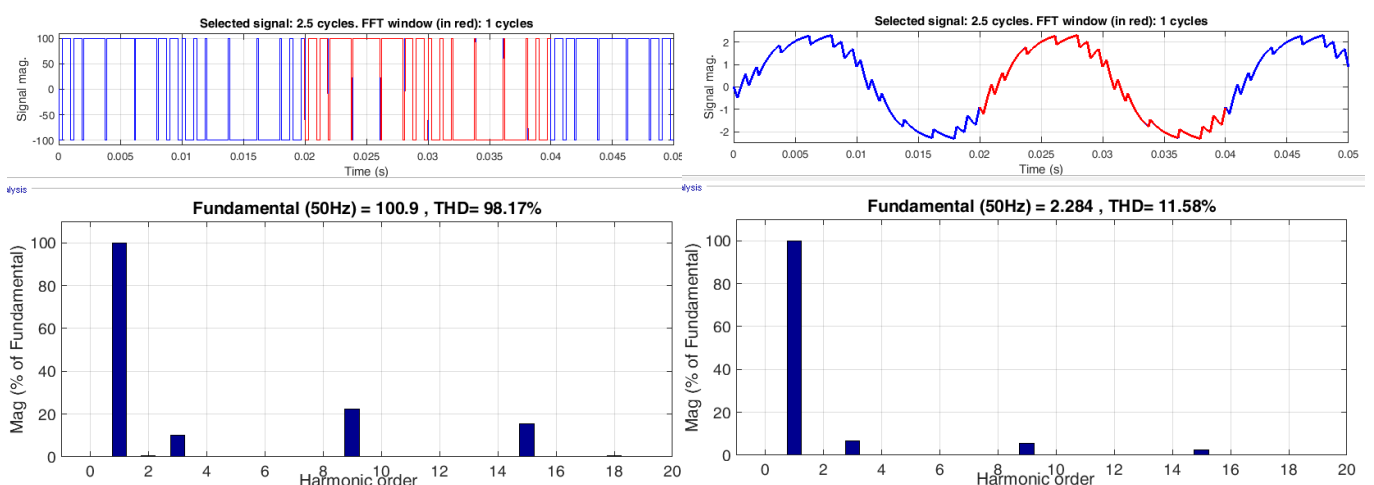
(b)

Figure 2.6 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et r=1

(a)Simulation (b) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



(a)



(b)

Figure 2.7 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13, 17, 19 et $r=1$ (a) Simulation (b) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.

Les Figures 2.5, 2.6 et 2.7 montrent que :

- la valeur du fondamental désirée est atteinte et suit parfaitement l'équation de réglage $V_{1max} = r \times V_{dc} = 100V$.
- les harmoniques indésirables sont sélectionnées et éliminées pour les différents angles de commutation.
- le THD de la tension de sortie égal à 100% et ne dépend pas du nombre d'angles de commutation (l'augmentation du nombre d'angles de commutation ne change pas la valeur de THD, mais permet de déplacer les harmoniques non négligeables vers les fréquences élevées et ainsi facilite le filtrage). Ce qui confirme l'expression de THD simplifiée qui s'écrit :

$$THD = \frac{\sqrt{V_{eff}^2 - V_{1eff}^2}}{V_{1eff}} = \sqrt{\frac{2}{r^2} - 1} = 1$$

- plus le nombre d'angles de commutation augmente plus la forme de courant se rapproche d'une sinusoïde (le THD de courant diminue).

B) variation de taux de modulation r :

La résolution des systèmes d'équations (2.40) pour $r=0.6$, $r=1$, $r=1.17$ et $M=5$ permet de calculer les angles de commutation (Table 2.5, 2.6 et 2.7) et ainsi tracer l'onde de la tension de sortie et déduire les signaux de commande pour les 4 IGBT. Les résultats pratiques et de simulations sont présentés dans les Figures 2.8, 2.9 et 2.10.

Tableau 2.5 les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=0.6$.

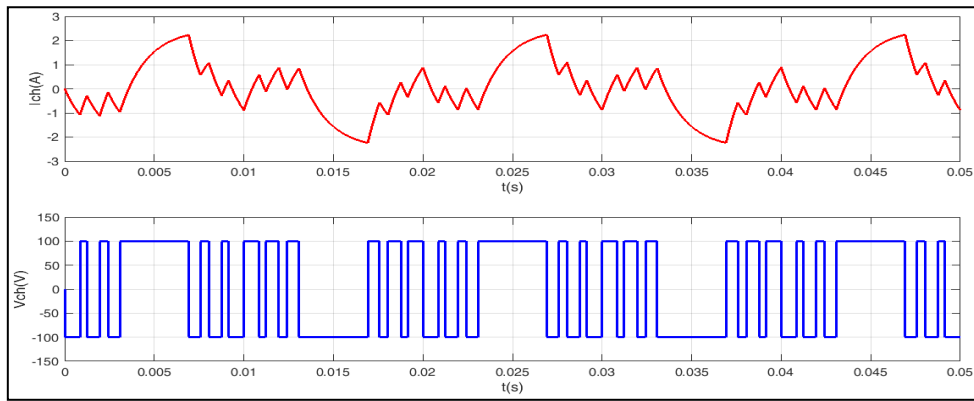
Angles	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
Valeurs (degrés°)	14.62	22.54	34.30	44.22	54.67

Tableau 2.6 les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$

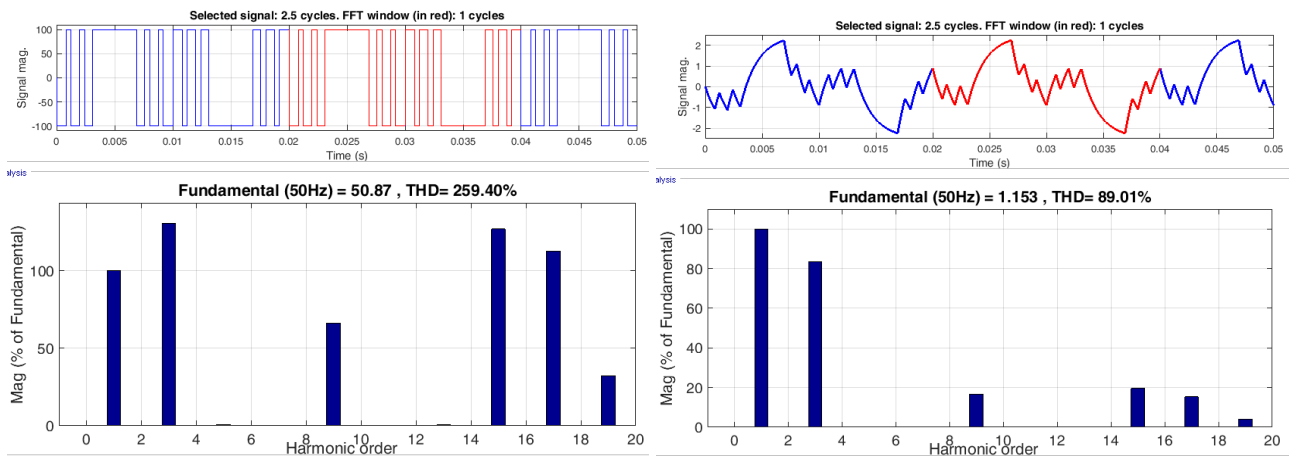
Angles	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
Valeurs (degrés°)	10.59	23.24	29.41	46.40	50.27

Tableau 2.7 les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1.17$

Angles	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
Valeurs (degrés°)	7.75	19.95	23.67	38.88	39.89



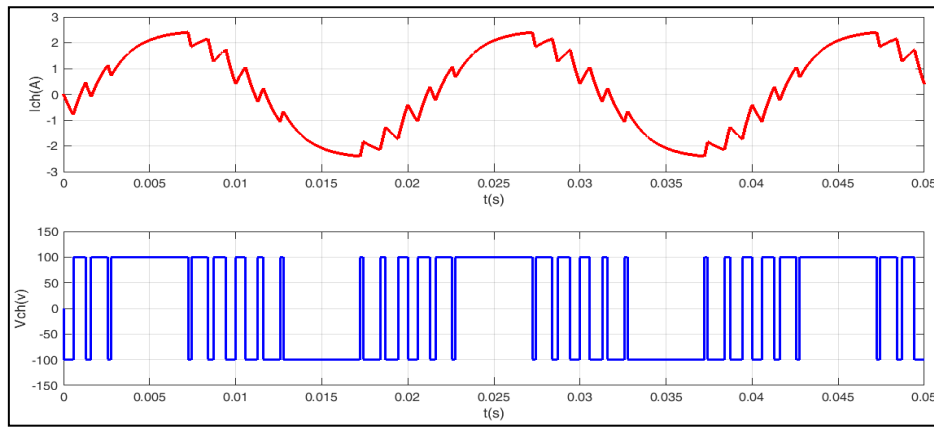
(a)



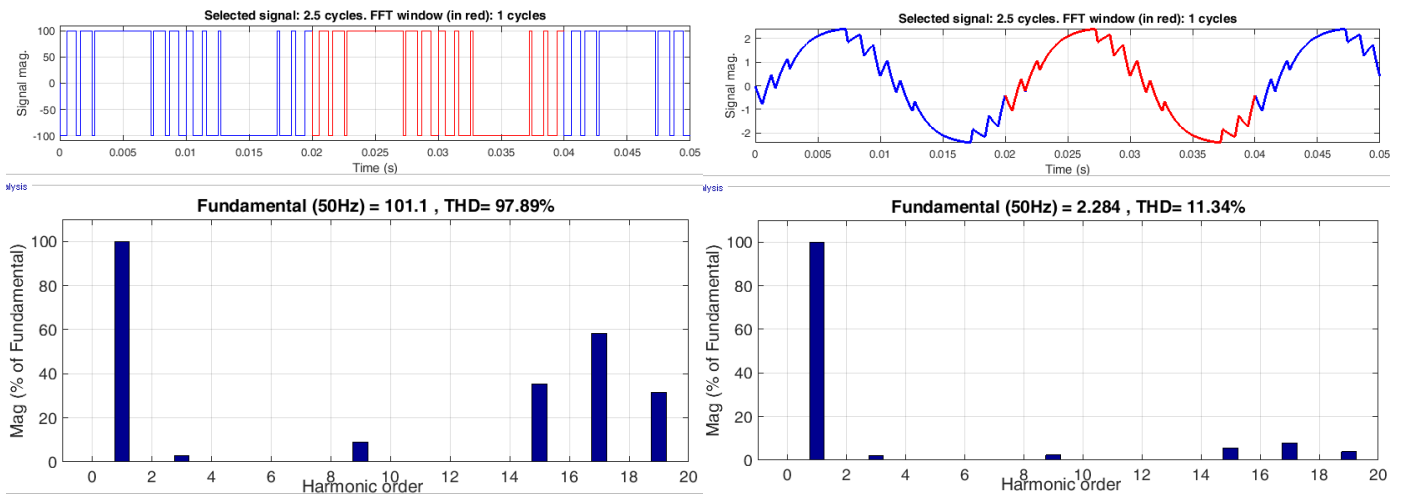
(b)

Figure 2.8 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=0.6$

(a)Simulation (b) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



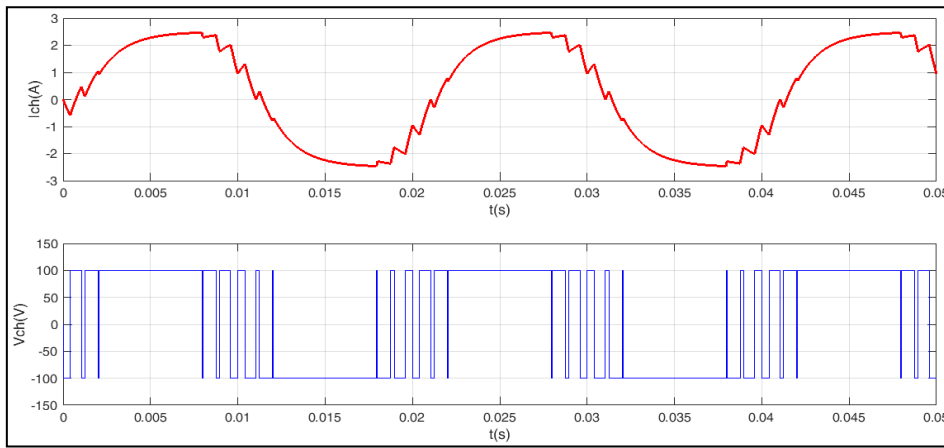
(a)



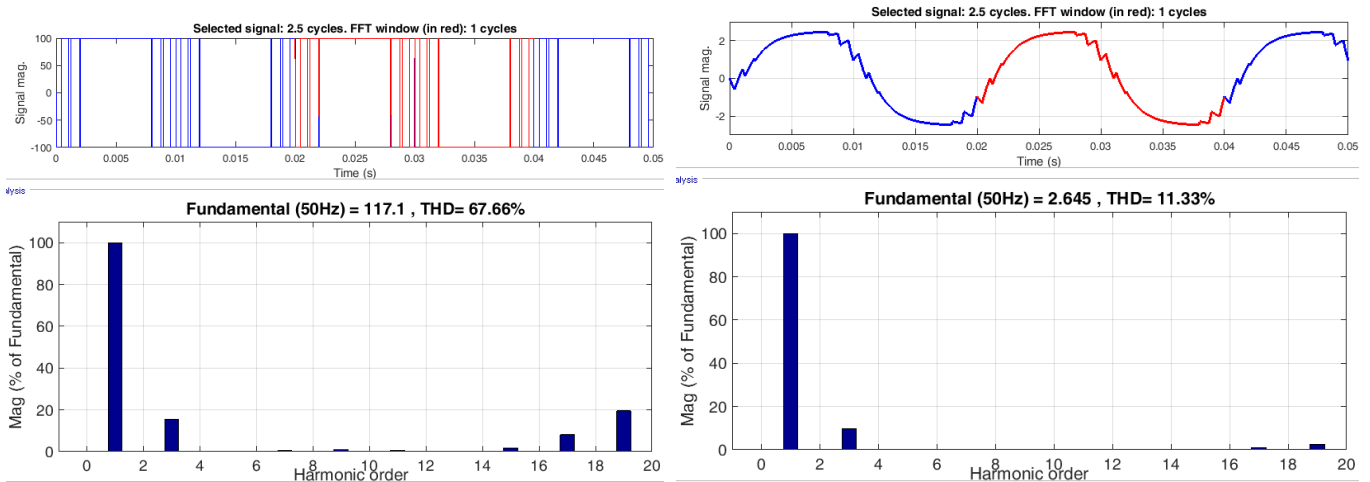
(b)

Figure 2.9 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1$

(a) Simulation (c) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.



(a)



(b)

Figure 2.10 courant et tension de sortie pour l'élimination d'harmoniques d'ordre 5, 7, 11,13 et $r=1.17$ (Sur-modulation)

(a)Simulation (b) spectre d'harmoniques de la tension et courant de sortie.

Les Figures 2.8, 2.9 et 2.10 montrent que :

- la valeur du fondamental désirée est atteinte et suit parfaitement l'équation de réglage $V_{1max} = r \times V_{dc}$.
- les harmoniques indésirables sont sélectionnés et éliminés pour les différents angles de commutation.
- la valeur maximale du courant augmente avec le taux de modulation r puisque la valeur du fondamentale de la tension augmente avec le r .
- le THD de la tension de sortie est inversement proportionnel au taux de modulation r et vérifie donc l'expression simplifiée qui s'écrit: $THD = \sqrt{\frac{2}{r^2} - 1}$.

- la distribution spectrale d'harmoniques de courant de sortie a la même famille d'harmoniques que celles de la tension de sortie mais avec une atténuation d'amplitude. Ceci est du à la charge R-L qui assure un filtrage « naturel » (filtre passe-bas).

2.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté la technique MLI pré-calculé en détail par la décomposition en série de Fourier de la forme d'onde souhaité en sorite dépourvue des harmoniques indésirables. Ceci revient à résoudre un système d'équations non linaires afin de déterminer les angles de commutation exacts.

Grace à cette technique et en utilisant le processus itératif de Newton-Raphson, nous avons arrivé à trouver les angles assez proche de la solution exacte. Ces angles de commutation sont calculés hors fonctionnement du système et stockés en mémoire (off-line) .

La MLI pré-calculée présente un bon réglage de la tension du fondamental avec la possibilité de sur-modulation qui élargit la plage de sa variation et un spectre d'harmoniques plus dense vers les fréquences élevées. Cela facilite leur filtrage qui demeure nécessaire pour la tension de sortie découpée de la tension du fondamental .L'inconvénient majeur est sa mise en œuvre et implémentation logicielle qui nécessite un microprocesseur.

Conclusion générale :

Au cours de ce travail on a fait l'étude de la technique MLI pré-calculée sur un onduleur « SEMISTEACH B6CI-IGBT » afin d'éliminer les harmoniques indésirables du courant et de la tension de sortie.

Pour ce faire, on a du employé les équations établies par H.S. Patel afin de calculer les angles de commutation exacts permettant l'élimination des harmoniques et le réglage de la tension du fondamental. D'autre part, nous avons exploité les procédures numériques disponibles dans le logiciel MATLAB pour résoudre les systèmes d'équations non linéaires et déterminer ces angles de commutation. Ces angles de commutation sont calculés hors fonctionnement du système obtenus par simulation.

Les résultats de la simulation permettent d'analyser au mieux les performances de cette technique de modulation en se basant sur les facteurs suivants : le gain en tension, le spectre d'harmoniques et la distorsion harmonique totale (THD).

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] VASCA, F & IANNELLI, L. (2012). Dynamics and control of switched electronic systems: advanced perspectives for modeling, simulation and control of power converters. London: Springer. 494p
- [2] BLACK, H.S.: Modulation Theory. Van Nostrand Reinhold, New York (1953) 3. Black, H.S.: Modulation Theory. Van Nostrand Reinhold, New York (1953).
- [3] E.M.BERKOUK,"Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects .Application gradateurs et onduleurs multiniveaux."Thèse de doctorat. C.N.A.M., Paris 1992.
- [4] M.LAVABRE « Électronique de puissance » conversion de l'énergie. Edition Casteila.
- [5] B. BOURAHLA, A. BOUABNANI « Commande par différentes MLI d'un moteur asynchrone», PFE Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf juin 2004.
- [6] A. BOUMAARAF, M. D. DRAOU et S. A. CHIKHI, "Un Nouveau concept de la commande PWM Destiné au système du pompage photovoltaïque" Rev. Enger .Ren. Vol 5 p.139 – 147 Station d'Expérimentation des Equipements Solaires en Milieu Saharien, Adrar Algérie (2002).
- [7] THEKKEVALAPPIL, Soniya NOORMUHAMED. *Hysteretic Pulse Width Modulation with Internally Generated Carrier for a Boost Dc-dc Converter*. Diss. University of Florida, 2005.
- [8] F. G. TURNBULL, "Selected Harmonic Reduction in Static DC—AC Inverters", IEEE, pp.374-378, July 1964.
- [9] H. S. PATEL and R. G. HOFT, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I-Harmonic Elimination", IEEE TRANSACTIONS.I.A, Vol. IA-9, No. 3, pp. 310-317, May/June 1973.
- [10] H. PATEL and R. G. HOFT, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II-Voltage Control Techniques", IEEE TRANSACTIONS.I.A, Vol. IA-10, No.5, pp.666-673, September/October 1974.
- [11] S. R. BOWES, "Advanced Regular-Sampled PWM Control Techniques for Drives and Static Power Converters", IEEE, pp. 367-373, VOL. 42, NO. 4, AUGUST 1995.
- [12] R. N. RAY, D. CHATTERJEE, S. K. GOWSWAMI, "An application of PSO technique for harmonic elimination in a PWM inverter", pp.1315-1320.
- [13] Stefan Laurentiu CAPITANEANU, «Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux." Thèse de doctorat » ENSEEIHT , Toulouse 2002.

- [14] MASWOOD, A. I., WEI, Shen, et RAHMAN, M. A. A flexible way to generate PWM-SHE switching patterns using genetic algorithm. In : Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE. IEEE, 2001. p. 1130-1134.
- [15] V. G. AGELIDIS, A. BALOUKTSIS and I. BALOUKTSIS, "On Applying a Minimization Technique to the Harmonic Elimination PWM Control: The Bipolar Waveform", IEEE Power Electronics letters, vol. 2, No. 2, June 2004.
- [16] R. EL IDRISSE ; A.SEMPLALI, A.AGHMADI," Réalisation d'un onduleur monophasé autonome commandé par PIC 16F877."Projet de fin d'études. Ecole supérieur de Technologie-Berrechid, Université Hassan 1^{er}-Settat, 2014.
- [17] Muhammad H .RACHID « Power Electronics » Circuits, Devices, and applications Second edition - Prentice Hall.
- [18] Guy SEGUIER, Francis LABRIQUE, Robert BAUSSIÈRE « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », Volume 4.
- [19] Guy SEGUIER, Electronique de puissance « Les formations de base et leurs principales application » Dunod, 7^{ème} édition, Paris, 1999.
- [20] F BRICHANT« Électronique de puissance » Agence parisienne des distributions.
- [21] FACCANONI, Gloria. Recueil d'exercices corrigés et aide-mémoire. Annales, 2016, vol. 2013, p. 303.
- [22] FARID, BERREZZEK. Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone. 2006. Thèse de doctorat. Université Badji Mokhtar d'Annaba.
- [23] www.semikron.com
- [24] TOLIYAT, Hamid A. et CAMPBELL, Steven G. DSP-based electromechanical motion control. CRC press, 2003.
- [25] Kamel BOUDJIT, «Commande synchrone en vitesse de deux moteurs à courant continu à base de DSP », mémoire de magister, USTHB, 2008.
- [26] DOBRA, Petru, DUMA, Radu, MOGA, Daniel, et al. Digital control applications using TI digital signal controller. WSEAS Transactions on Systems and Control, 2008, vol. 3, no 6, p. 558-568.