



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



Mémoire de Master En Electrotechnique

Etude d'une chaîne redresseur survolteur – filtre – onduleur monophasé en vue de sa réalisation

Présenté par :

CHABRI Ryad

Directeur du mémoire :

Dr. Seddik HADJI

ENP 2012

ملخص:

في هذا العمل، قمنا بدراسة سلسلة من العاكس، المعدل مرشح لسيطرة العاكسون بواسطة ناقلات استراتيجية الأمثل. لهذا، طرحنا مشكلة جودة الطاقة الكهربائية وشرح حالة من المحولات الثابتة كما أحمال التلوث PWM من شبكات الكهرباء، وبالتالي تحديد العلاج الحلول التوافقية. ودرس واحد الحلول الحديثة مثل باتباع النظام المذكورة أعلاه، والتي وصفت الاستراتيجيات. هذه التقنية تسمح PWM يتكون من سلسلة من استراتيجية للسيطرة والقضاء على التوافقيات غير المرغوب فيها، حل الفولتية بحقوقهم الأساسية والتيارات، مع الحفاظ على وحدة مصدر عامل قوة الجانب

أخيرا، قدمنا دوائر التحكم والطاقة من سلسلة، مع عمليات المحاكاة الخاصة بهم، للتحقيق العملي

الكلمات المفتاحية:

العاكسون / مقومات PWM ، ومشاكل التوافقية، والتخلص من التوافقيات، وأساليب PWM ، والدوائر، التحقيق العملي.

Résumé:

Dans ce travail, nous avons étudié une chaîne de convertisseurs redresseur-filtre-onduleur commandé par la stratégie MLI vectorielle optimisée. Pour cela, nous avons posé le problème de la qualité de l'énergie électrique et expliciter le cas des convertisseurs statiques comme des charges polluantes des réseaux électriques et définir ainsi les solutions de dépollution des harmoniques. Une de ces solutions modernes qui a été étudié par la suite consiste en la commande de la chaîne par la stratégie MLI citée plus haut, et dont différentes stratégies ont été décrites. Cette technique de commande permet l'élimination des harmoniques indésirables, régler leurs tensions et courants fondamentaux, tout en maintenant le facteur de puissance coté source unitaire.

Enfinement, on a présenté les circuits de commande et de puissance de la chaîne, avec leurs simulations, en vue de la réalisation pratique.

Mots clés:

Onduleurs/Redresseurs MLI, problèmes d'harmoniques, élimination d'harmoniques, méthodes MLI, circuits électriques, réalisation pratique.

Abstract:

In this work, we studied a chain of inverters rectifier-filter-controlled inverter by PWM strategy optimized vector. For this, we posed the problem of quality of electric energy and explain the case of static converters as pollution loads of electrical networks and thus define remediation solutions harmonics. One such modern solutions was studied by following the order consists of the chain by the PWM

strategy mentioned above, and which strategies have been described. This control technique allows the elimination of unwanted harmonics, resolve their fundamental voltages and currents, while maintaining the power factor source side unit.

Finally, we introduced the control circuits and power of the chain, with their simulations, for the practical realization.

Key words:

Inverters / rectifiers PWM, harmonic problems, elimination of harmonics, PWM methods, circuits, practical realization.

Sommaire

Introduction générale

Chapitre I: Qualité de l'énergie électrique

Introduction	4
I.1. Les grandeurs harmoniques	4
I.2. Conséquences des harmoniques	5
I.2.1. Effets instantanés	5
I.2.2. Effets à terme.....	5
I.3. Caractérisation des perturbations harmoniques	5
I.3.1. Le taux de distorsion harmonique	5
I.3.2. Le facteur de puissance	6
I.4. Les générateurs de grandeurs électriques harmoniques ou pollueurs.....	6
I.5. Solutions de dépollution des harmoniques des réseaux.....	7
I.5.1. Solutions traditionnelles	7
I.5.2. Solutions modernes	8
- Principe de fonctionnement des filtres actifs.....	8

Chapitre II: Les stratégies MLI

II.1. Introduction	11
II.2. Buts de la stratégie MLI	11
II.3. Principe de la commande MLI	12
II.5. Les différentes stratégies MLI	14
II.5.1. La MLI intersective (instantanée)	14
II.5.2. La MLI régulière (échantillonnée)	17
II.5.2.1. La MLI régulière symétrique	18
II.5.2.2. La MLI régulière asymétrique	19
II.5.3. La MLI Calculée	20
II.5.3.1 Stratégies MLI optimisées ou pré-calculée.....	20
II.5.4. La MLI Vectorielle optimisée.....	23
Conclusion	25

Introduction

Générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les entraînements multi-machines multi-convertisseurs occupent de nos jours une place importante dans les applications telles que la traction électrique (transport en commun: TGV, métro, tramway, ainsi que la propulsion navale), les industries textile et papetière ou encore la robotique mobile autonome.

La problématique de fonctionnement fiable et satisfaisant, du point de vue énergétique, de ces systèmes se résume par un choix convenable de leur chaîne de puissance, au niveau de l'efficacité et des facteurs économiques. Une commande conçue pour ce système doit être adéquate en tenant compte de la forme de l'onde de tension qui est représentative de la vitesse, et celle du courant qui régit le couple de la traction, par exemple. Donc, la forme de ces ondes doit être la plus pure possible afin d'obtenir un système le plus stable possible. Ce qui a été possible à deux points de vue majeurs à savoir:

* L'avancée technologique sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. Ces progrès technologiques sont de trois ordres:

- D'une part, les interrupteurs de puissance employés dans les structures de convertisseurs sont capables de commuter de plus en plus rapidement, et de tenir des tensions à l'état bloqué et manipuler des courants de plus en plus élevés.

- D'autre part, de nouvelles structures de convertisseurs sont apparues. Certaines d'entre elles favorisent des fréquences de commutation élevées (convertisseurs à commutation douce, ou dotés de circuits d'aide à la commutation). D'autres sont plutôt un assemblage de ces derniers.

- Enfin, parallèlement à l'émergence de ces nouvelles structures, les nouvelles stratégies de commande qui leur sont associées ont été mises au point et utilisées.

* La disponibilité, la rapidité et la précision de calcul des microprocesseurs rendant désormais possibles des commandes numériques des convertisseurs en temps réel.

Chapitre I:

Qualité de l'énergie électrique

Introduction:

L'énergie électrique est généralement distribuée sous la forme de trois tensions constituant un système sinusoïdal triphasé. Un des paramètres de ce système est la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. La correction de la forme d'onde devient nécessaire si la déformation dépasse certaines limites, souvent atteintes dans les réseaux possédant des sources de perturbations harmoniques tels que : fours à arc, convertisseurs statiques de puissance ou encore certains types d'éclairage, etc. [1]

Ce chapitre est une étude en vue d'une meilleure connaissance des problèmes d'harmoniques, de leurs causes et des solutions les plus couramment utilisés.

I. 1 Les grandeurs harmoniques:

La variation en fonction du temps, des grandeurs électriques courants et tensions des réseaux industriels alternatifs, s'éloigne significativement de la sinusoïde pure (fig.1.1). [1]

La variation est en fait composée d'un certain nombre de sinusoïdes de fréquences différentes, comprenant entre autres, une sinusoïde à fréquence industrielle dite sinusoïde fondamentale ou plus simplement : le fondamental.

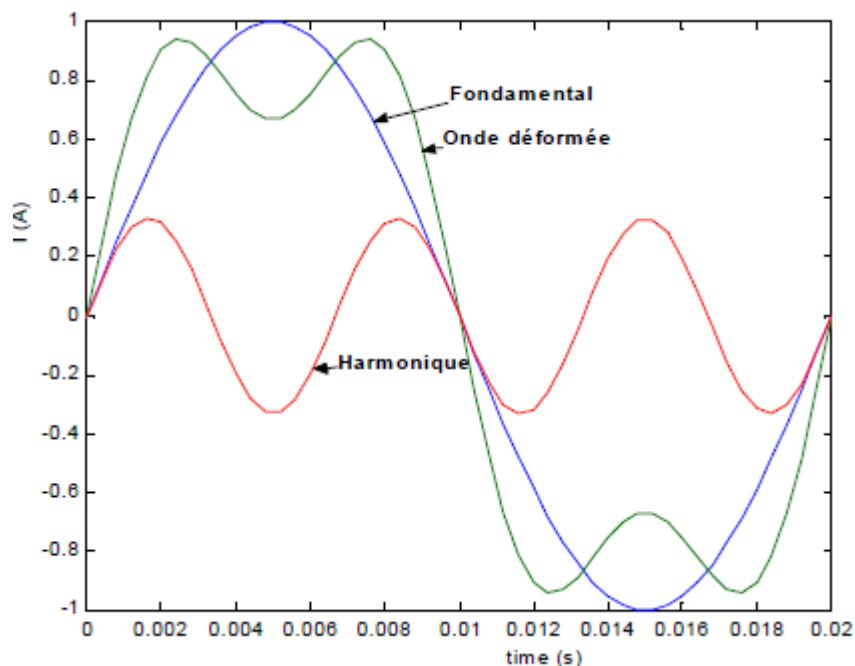


Figure I.1 Image d'une onde déformée

On définit la grandeur harmonique comme une composante sinusoïdale contenue dans une grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental.

I.2 Conséquences des harmoniques: [2]

On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types: Les effets instantanés et les effets à terme.

I.2.1 Effets instantanés:

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages et sont:

- Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques.
- Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs.
- Erreurs dans les appareils de mesure.
- Vibrations et bruits dans les machines tournantes.

I.2.2 Effets à terme:

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique.

- Echauffement des câbles et des équipements.
- Echauffement des condensateurs.
- Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs.

I.3. Caractérisation des perturbations harmoniques: [2]

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime de forme. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive.

I.3.1. Le taux de distorsion harmonique:

Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformé. Il est donné par l'expression suivante:

$$THD (\%) = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n i_{ci}^2}{i_{c1}}}$$

I.3.2. Le facteur de puissance:

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties: active P , réactive Q et déformante D .
Son expression est donnée par l'équation suivante:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}$$

Pour un signal le facteur de puissance F_p est égal au quotient de la puissance active P par la puissance apparente S :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}$$

I.4 Les générateurs de grandeurs électriques harmoniques ou pollueurs:

Dans le domaine industriel, ce sont :

- Les convertisseurs statiques
- Les fours à arc utilisés dans la sidérurgie électrique
- Les systèmes d'éclairage
- L'inductance saturée

Parmi les principaux pollueurs électriques, il y a les convertisseurs statiques et spécialement les redresseurs.

Les ponts redresseurs constitués par des diodes ou des thyristors sont générateurs de courants harmoniques. Ainsi, avec le pont de Graetz, le courant continu parfait débité, impose un courant alternatif non sinusoïdal, composé de pointes lorsque le pont à diodes est suivi d'un condensateur comme c'est souvent le cas (fig.I.2). [3]

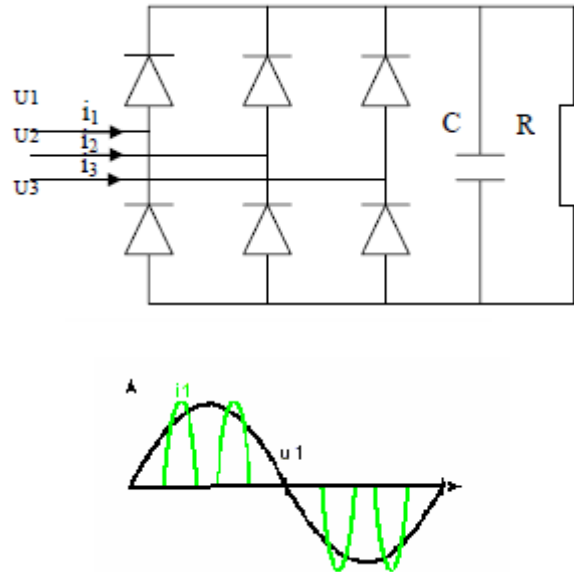


Figure I.2 courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graet

I.5 Solutions de dépollution des harmoniques des réseaux:

On peut regrouper les solutions visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

I.5.1 Solutions traditionnelles: [2]

Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation.

Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques:

- l'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique.
- l'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non linéaires.

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut.



a) Filtre passif résonnant

b) Filtre passif amorti

Figure I.3 exemples de filtres passifs

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients:

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- Équipements volumineux.
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

I.5.2 Solutions modernes: [2]

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

Le filtre actif permet de neutraliser l'effet d'une perturbation en injectant une grandeur égale à la perturbation mais de phase opposée. Les filtres actifs sont souvent utilisés en complément des filtres passifs, formant ainsi un filtrage hybride. Parmi les filtres actifs on cite les onduleurs à base des méthodes MLI.

- Principe de fonctionnement des filtres actifs: [4]

Le compensateur actif doit fournir de la puissance déformante et de la puissance réactive. Ainsi, le réseau fournit uniquement la puissance active.

Pour cela, le circuit de contrôle (boucles de régulation), en agissant sur la commande MLI, doit imposer la valeur instantanée du courant débité par l'onduleur (i_{01} , i_{02} , i_{03}) de telle sorte que le courant fourni par le réseau (i_{r1} , i_{r2} , i_{r3}) soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante (V_1 , V_2 , V_3).

Dans le cas général, le courant absorbé par la charge comporte une composante active (i_{cha}), une composante réactive (i_{chr}) et une composante harmonique ($\sum i_{chn}$).

$$i_{ch} = i_{cha} + i_{chr} + \sum i_{chn}$$

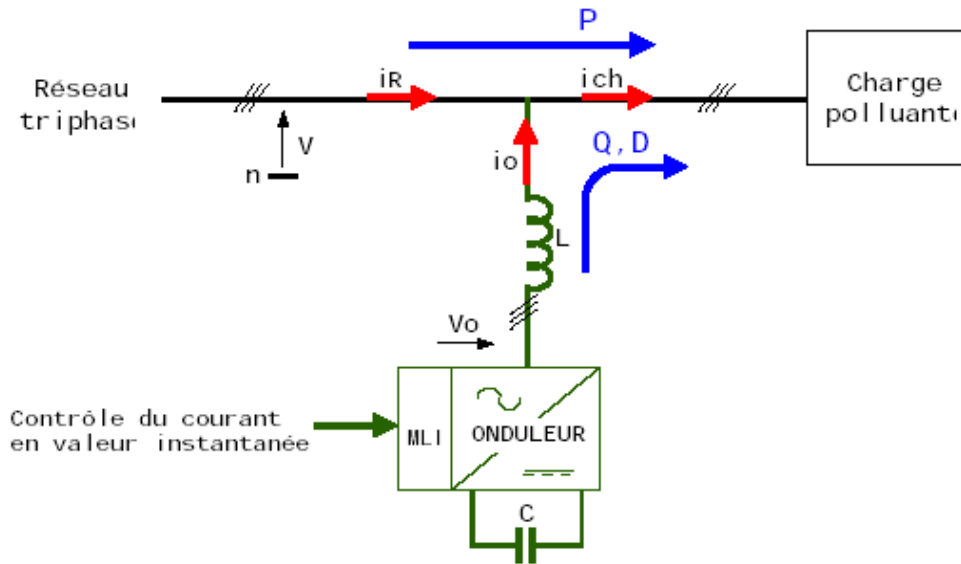


Figure I.4 Schéma de fonctionnement d'un compensateur actif

Le compensateur actif ne peut absorber ou fournir de la puissance active (aux pertes près) puisqu'il ne comporte pas de source active.

Par conséquent:

$i_r = i_{cha}$ (Le réseau fournit la puissance active absorbée par la charge).

$i_o = i_{chr} + \sum i_{chn}$ (Le compensateur actif fournit la puissance réactive et déformante).

Exemple de formes d'ondes:

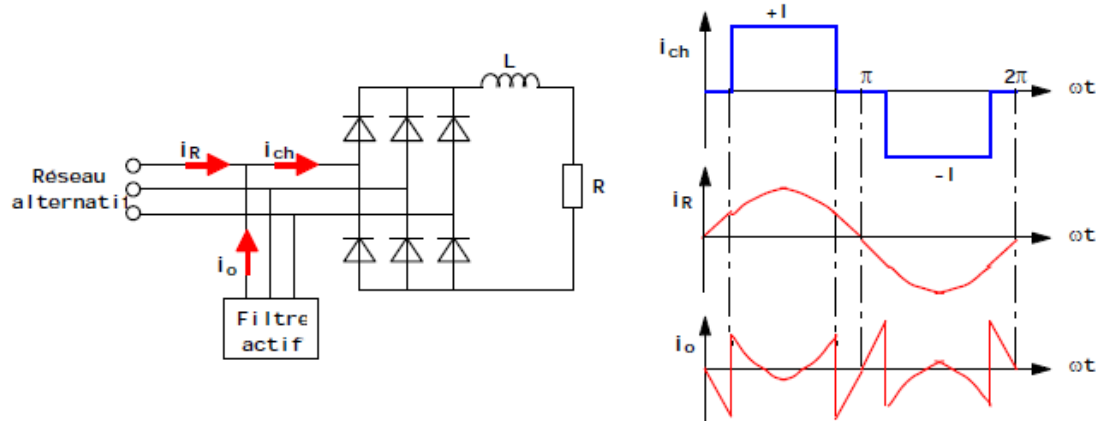


Figure I.5 Charge constituée d'un pont de diodes débitant sur un circuit RL

Chapitre II:

Les stratégies MLI

II.1. Introduction:

Une des branches de l'électronique en pleine expansion est l'électronique de puissance qui traite et contrôle l'énergie électrique ainsi que sa conversion en d'autres formes d'énergie afin de fournir des tensions et des courants aux différents types de charges selon les applications.

Dans plusieurs applications industrielles, on est souvent préoccupé d'avoir une alimentation stable et réglable. Cette tension peut être obtenue au moyen des onduleurs qui éliminent les fluctuations de la tension continue d'entrée, en maintenant la relation tension/fréquence constante tout en réglant l'amplitude de la tension requise par la charge.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour obtenir cette tension et la MLI est l'une des plus efficaces. En plus de régler l'amplitude, cette méthode contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur en repoussant les harmoniques d'ordre inférieur vers des fréquences plus élevées, ce qui rend le filtrage plus facile et moins coûteux, car la taille des composants du filtre est alors assez réduite.

II.2. Buts de la stratégie MLI:

L'intérêt principal de la stratégie MLI est d'optimiser la commande dont le résultat est de contrôler simultanément l'amplitude et/ou la fréquence du fondamentale à l'entrée pour un redresseur et à la sortie pour un onduleur, dans le but essentiel de réduire considérablement quelques inconvénients à savoir :

- La réduction de la création des courants harmoniques suivants ceux de la tension engendrant des distorsions de l'onde à exploiter et modifiant ses caractéristiques. Le taux de distorsion permettant d'évaluer la qualité d'une onde, que ce soit pour le courant ou la tension, suivant la décomposition en série de Fourier est défini par :

$$THD(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} a_n^2}}{a_1} \quad (\text{II-1})$$

Où a_1 est l'amplitude du fondamental et a_n celles des harmoniques.

Les effets de ces composantes harmoniques sont nombreux vis-à-vis de la charge et peuvent se traduire par des échauffements, des vibrations qui causeraient une fragilisation.

- La réduction de la pollution électrique dans le cas du partage d'un même réseau par plusieurs utilisateurs, vu que chaque équipement influence la source d'alimentation à laquelle il est relié, agissant en conséquence sur les autres équipements connectés en parallèle.
- La réduction de l'encombrement des éléments de filtrages dans les dispositifs embarqués.

II.3. Principe de la commande MLI:

Dans l'intérêt d'expliquer le principe de la commande MLI nous opérons pour une simple cellule de commutation qui comporte 2 interrupteurs T_1 et T_2 , bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. Pour fonctionner en MLI, ils doivent être commandés à la fermeture et à l'ouverture. D'autre part, les commandes des 2 interrupteurs doivent être complémentaires pour une commande bipolaire et une commande mono-alternance pour obtenir une commande unipolaire. La tension de sortie V_o est définie entre le point commun des 2 interrupteurs et le point milieu (réel ou fictif) de l'alimentation continue.

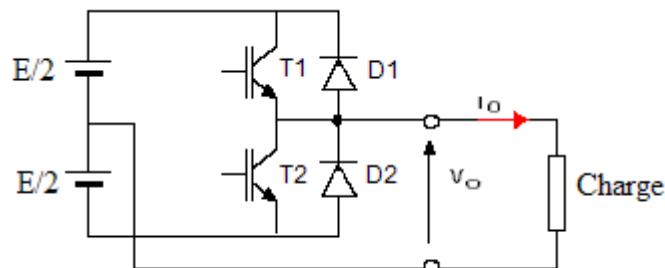


Figure II-1 Cellule de commutation

Sur une période de fonctionnement onduleur T_0 , la valeur moyenne de V_0 doit être nulle, donc les séquences de commandes des interrupteurs doivent être permutées à $T_0/2$.

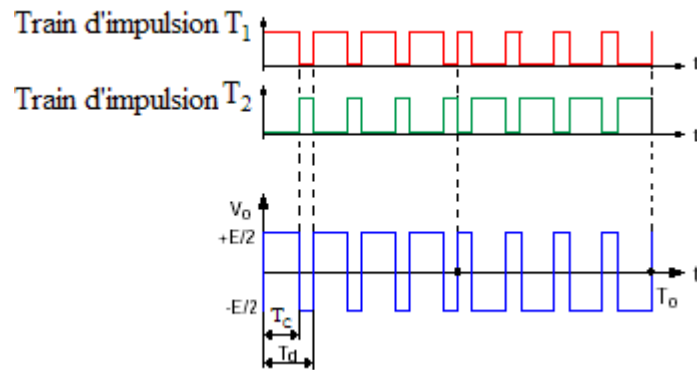


Figure II-2 Signaux de commande d'une cellule de commutation et la tension qui en résulte

En considérant le temps de conduction (T_c) sur une période de découpage (T_d) on définit le rapport cyclique ($\alpha = \frac{T_c}{T_d}$).

Le réglage de la valeur efficace du fondamental de V_0 s'effectue par modification du rapport cyclique ($\alpha = \frac{T_c}{T_d}$).

Si on conserve sur une demi période (entre 0 et $T_0/2$) une valeur constante du rapport cyclique (α) pour chaque période de découpage (*Modulation linéaire*) ; la tension V_0 est approximé par un signal rectangulaire dont la décomposition comprend des harmoniques de rang faible et d'amplitude très élevée, qu'on peut neutraliser en faisant varier sinusoïdalement le rapport cyclique sur la période T_0 (*modulation sinusoïdale*).

II.5. Les différentes stratégies MLI:

On distingue deux grandes familles de MLI:

* La première regroupe l'ensemble des stratégies permettant l'évolution des largeurs d'impulsions à partir de grandeurs instantanées.

Les MLI instantanées sont généralement utilisées dans les applications pour lesquelles la fréquence de découpage est grande devant celle du fondamental.

* La deuxième famille englobe les techniques au travers desquelles les formes d'ondes sont calculées sur une période du fondamental, mémorisées, puis utilisées dans le cas échéant en cours de fonctionnement.

On les appelle: "MLI calculées".

II.5.1. La MLI intersective (instantanée): [5]

Pour générer les signaux de commande à envoyer aux transistors, il faut comparer une onde de référence (consigne), généralement sinusoïdale et de fréquence f , appelée modulante, avec une onde triangulaire (ou dents de scie), appelée porteuse et de fréquence f_{dec} . Ce type de commande est appelé MLI intersective. Elle permet d'obtenir les ordres de commande (t_{ON} variable), comme le montre la figure 6 (pour la clarté des graphes $m = 10$).

La différence entre les graphes de gauche et de droite, est l'amplitude du signal de référence. Cela a forcément une influence sur les ordres de commande mais aussi sur la forme de la tension de sortie. Nous nous apercevons que sur le graphe de gauche $v_s(t)$ se rapproche le plus d'une sinusoïde, donc la valeur de son fondamental a augmenté. La modification de l'amplitude du signal de référence est donc le second paramètre de réglage.

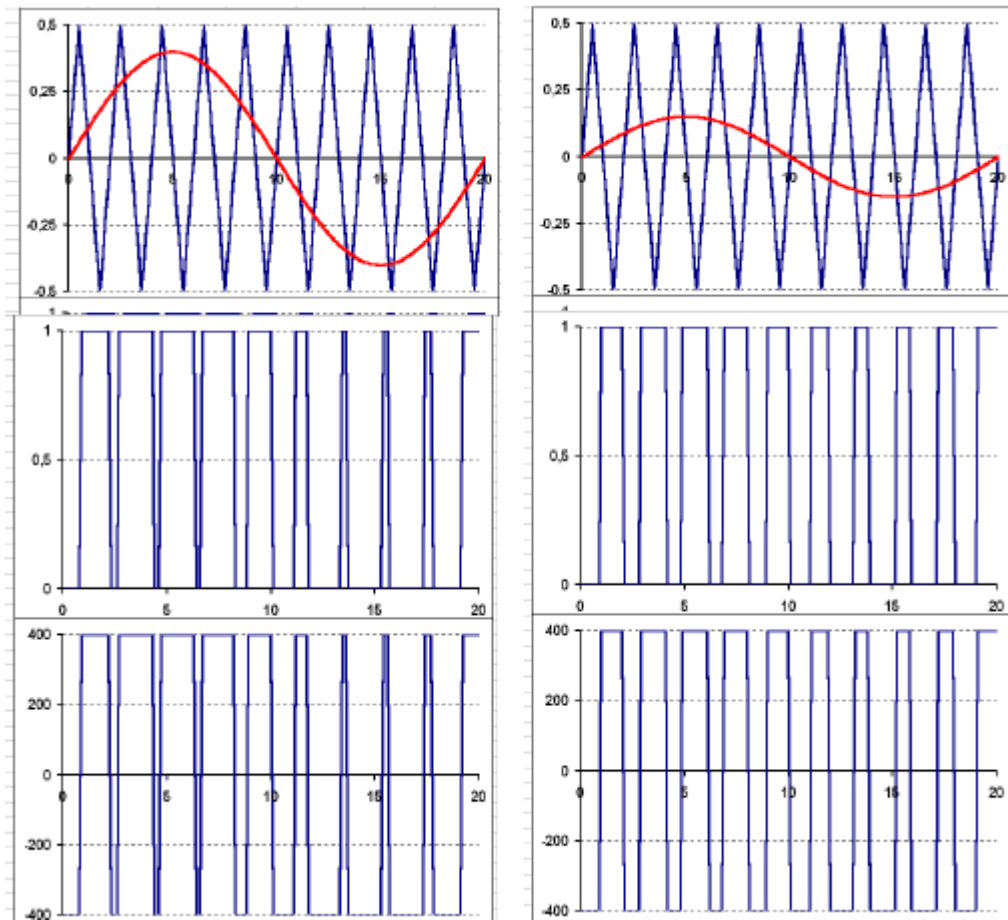


Figure II-6 Forme d'onde pour un onduleur monophasé fonctionnant en MLI

Légende (de haut en bas):

Signal triangulaire : porteuse.

Signal sinusoïdal : modulante.

Signal carré (0, 1) : ordre de commande.

Signal carré (-400, +400) : tension de sortie.

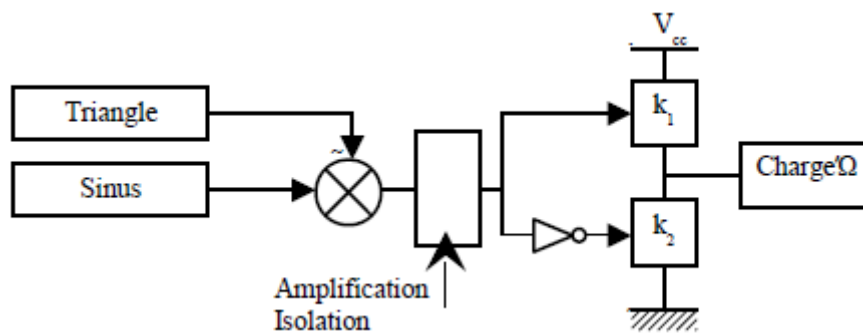


Figure II-7 Principe du schéma de commande pour la MLI

Les avantages de ce type de commandes sont:

- de repousser les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage (réalisation plus facile, moins onéreux).

Sur la figure II.8 est représentée la réponse spectrale de la tension de sortie. Nous nous apercevons qu'il existe deux familles d'harmoniques à éliminer, l'une autour du rang "m", l'autre autour du rang "2m". Pour obtenir cette réponse, il faut que m soit supérieur à 15.

- de permettre le réglage de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie. Une des conséquences est de pouvoir alimenter des machines à courant alternatif par des courants quasi sinusoïdaux.

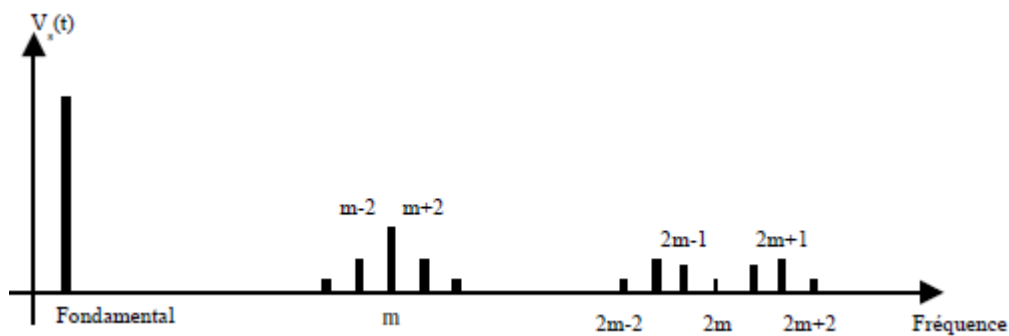


Figure II-8 Spectre de la tension de sortie

Inconvénient:

Les variations rapides de la tension génèrent des perturbations électromagnétiques conduites ou rayonnées et accélèrent le vieillissement des isolants (claquage).

Remarques:

- l'essor de la MLI est lié aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance qui associent des f_{dec} importantes et des pertes par commutation faibles.

Pour profiter au mieux des spécificités de ces interrupteurs, les composants assurant la commande doivent être performants.

- pour les applications à fortes puissances, le rapport m est faible.

Pour éliminer les harmoniques indésirables, il faut exploiter au mieux le nombre d'impulsions disponibles sur une période fondamentale. Ces formes d'ondes optimisées sont mémorisées dans des microprocesseurs : MLI calculée.

II.5.2. La MLI régulière (échantillonnée): [6]

Cette méthode est aussi basée sur la comparaison d'une onde porteuse triangulaire et d'une onde modulante sinusoïdale sauf que l'onde modulante est échantillonnée sur la base de l'onde porteuse constituant ainsi une image de la tension désirée aux bornes de la charge.

Ce type de stratégie est couramment utilisé pour générer les séquences de commande des interrupteurs. Le signal modulant de période T_m est numérisé à intervalles de temps réguliers, grâce à un convertisseur analogique-numérique (CAN), et l'onde porteuse est assimilée à un compteur. De ce fait, le CAN réalise une opération d'échantillonnage sur le signal modulant. Le nombre binaire obtenu en sortie du CAN sert alors à la comparaison et ainsi à l'adressage en entrée d'une mémoire, où sont stockées les séquences de commande. De ce fait, on peut utiliser un tel dispositif par un échantillonnage régulier du signal modulant, à une ou deux fois la fréquence de la porteuse triangulaire.

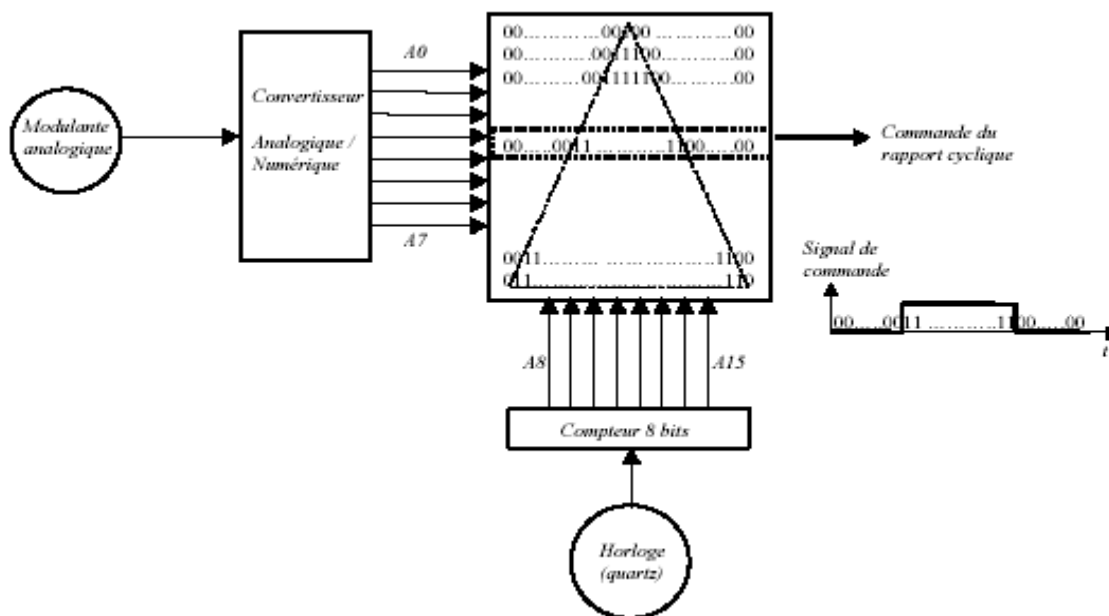


Figure II-9 Schéma de principe de la MLI échantillonnée

II.5.2.1. La MLI régulière symétrique:

L'échantillonnage de l'onde modulante s'effectue à chaque sommet positif de l'onde porteuse; ainsi, la fréquence d'échantillonnage " f_e " est égale à la fréquence de la porteuse.

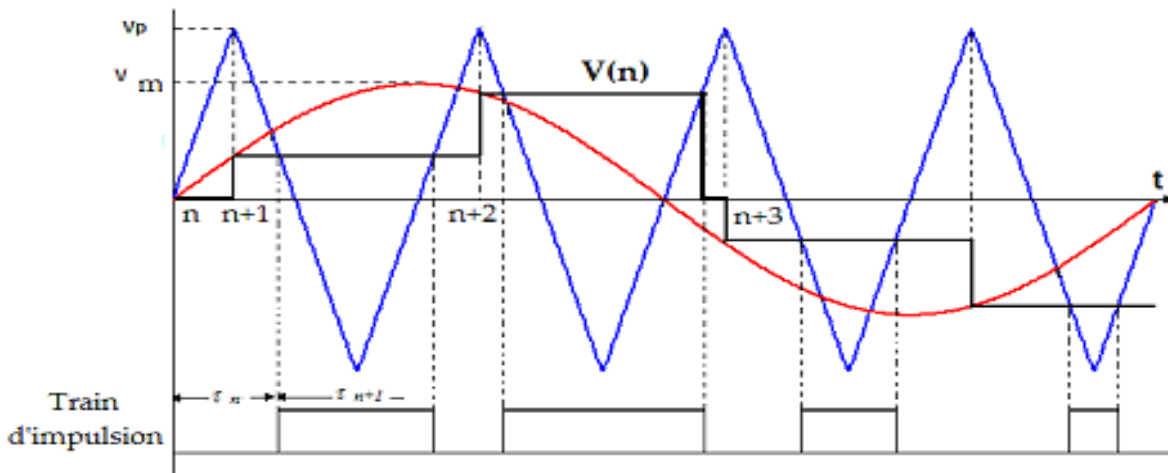


Figure II-10 Principe de la MLI régulière symétrique

On observe dans la figure ci-dessus que les créneaux d'impulsions générés sont centrés autour de tous les sommets de la porteuse.

La valeur moyenne de la tension de sortie est imposée pendant chaque période de commutation, dont la référence est obtenue par la discrétisation de l'onde modulante. Les largeurs d'impulsion sont définies par les instants d'intersection suivant sur une période de découpage. De ce fait, on pourrait assimiler la MLI régulière sur cette période à une MLI linéaire où la modulante varierait sur la période T_m suivant les valeurs de la fonction échantillonnée $V_m(n)$; le rapport cyclique varierait alors sinusoidalement.

$$\begin{aligned}\tau_n &= \frac{T_p}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2V_p} (V_m^*(n+1) - V_m^*(n)) \right) \\ \tau_{n+1} &= \frac{T_p}{2} \left(1 + \frac{V_m^*(n+1)}{V_p} \right)\end{aligned}\quad (\text{II-2})$$

II.5.2.2. La MLI régulière asymétrique:

Dans ce cas, l'échantillonnage de l'onde modulante s'effectue à chaque valeur de crête de l'onde porteuse (positive et négative). De cette manière, l'échantillonnage s'effectue à deux fois la fréquence de la porteuse:

$$f_e = 2f_p$$

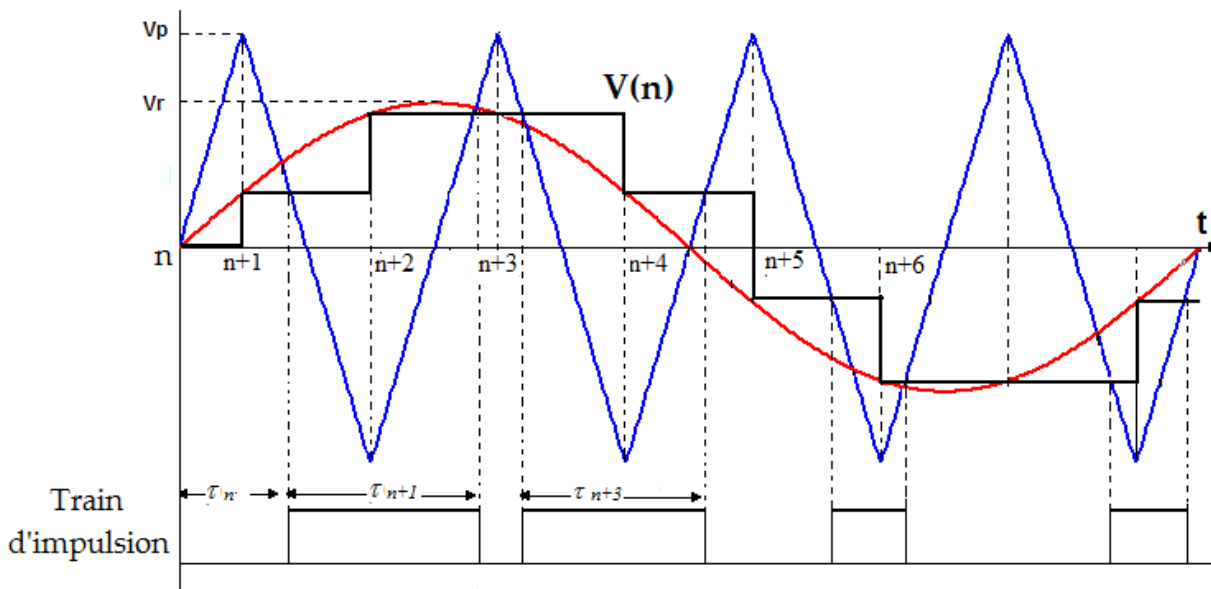


Figure II-11 Principe de la MLI régulière asymétrique

Avec ce type de technique d'échantillonnage régulière asymétrique, la largeur de la n ème impulsion peut être exprimée par la relation suivante:

$$\begin{aligned}\tau_n &= \frac{T_p}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2V_p} (V_m^*(n+1) - V_m^*(n)) \right) \\ \tau_{n+1} &= \frac{T_p}{2} \left(1 + \frac{1}{2V_p} (V_m^*(n+1) + V_m^*(n+2)) \right)\end{aligned}\quad (\text{II.3})$$

II.5.3. La MLI Calculée: [7]

L'onde de forme MLI est généralement obtenue à partir d'une source de tension continue traditionnellement considérée comme étant parfaite. Cependant, la fréquence de découpage de la tension MLI fabriquée ne peut augmenter librement car des situations inadmissibles de dissipation de puissance par les semi-conducteurs utilisés sont rencontrées dans les domaines de puissances moyennes et élevées. D'où le développement de stratégies MLI adaptées à chacun des domaines d'application. L'une d'elles est la MLI optimisée.

La détermination des instants d'amorçage et d'extinction se fait par la décomposition en série de Fourier de la tension et en précisant le nombre de commutations. Ainsi, on peut imposer l'amplitude et la fréquence du fondamental et une amplitude nulle pour les harmoniques ciblés.

La détermination des angles de commutation est compliquée et nécessite un temps de calcul long pour la résolution d'équations non linéaires. Par conséquent, ces calculs sont effectués hors fonctionnement du système (off-line) et stockés en mémoire pour exploitation sous forme de tables (LUT) à lire par un microprocesseur.

II.5.3.1 Stratégies MLI optimisées ou pré-calculée

Ce genre de stratégies, dans le cas des onduleurs et redresseurs élévateurs de tension, consiste en le découpage de la tension V_{DC} d'une source continue conventionnellement admise, et utilisée, comme étant parfaitement lisse pour construire un train, à M impulsions, porteur de puissance à appliquer normalement à une charge alternative, pour régler l'amplitude du fondamental et éliminer les harmoniques gênants. L'onde MLI de sortie à obtenir correspond alors à celles illustrées, à titre d'exemple, par la figure II-12. Les

instants de commutation α_k / ω_m sont à calculer de façon à régler l'amplitude du fondamental et celles de certains harmoniques contenus dans cette onde. C'est donc la stratégie d'élimination sélective des harmoniques (SHEPWM ou HEPWM).

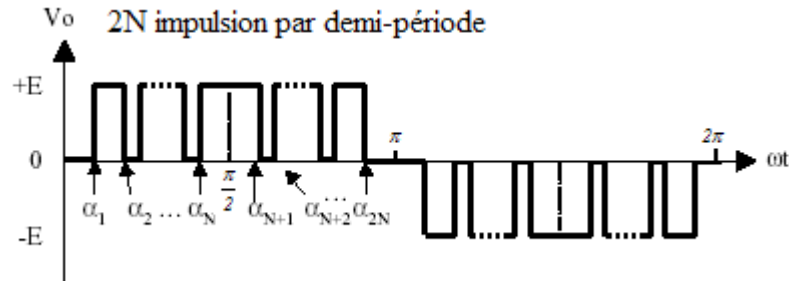


Figure II-12 Chronogramme d'une onde décrite par une MLI optimisée

La stratégie HEPWM est, ici, considérée et appliquée à un onduleur MLI monophasé de tension à trois niveaux avec une tension continue d'entrée lisse. Dans ce cas, parce que la tension continue intermédiaire est supposée parfaitement lisse, les symétries de l'onde MLI par rapport à la demie période et au quart de période sont facilement réalisables et apportent des simplifications au système d'équations non linéaires à M inconnues, représentant le spectre d'harmoniques contenus dans une forme d'onde MLI à trois niveaux qui est alors déterminé par la relation (II.4) suivante:

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

Où : A_n est l'amplitude, en p.u., du $n^{\text{ème}}$ harmonique contenu dans cette forme d'onde PWM.

α_k le $i^{\text{ème}}$ angle de commutation, avec : $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_k < \frac{\pi}{2}$ (II. 5)

Et M le nombre d'angles de commutation par quart de période de la tension fondamentale de la forme d'onde MLI considérée et qui est aussi ici le nombre d'impulsions par demi-période.

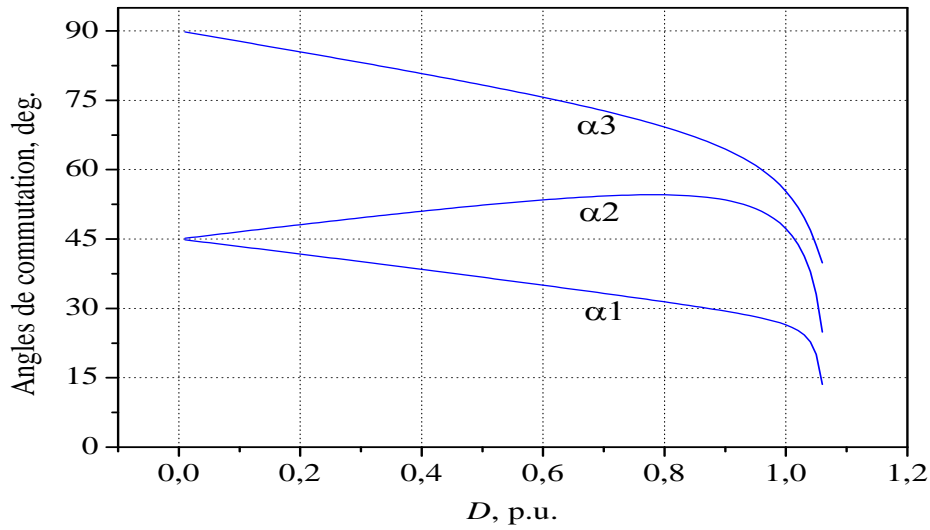


Figure II-13 Angles de commutations optimisés pour onde MLI symétrique par rapport au $\frac{1}{4}$ de période en fonction de D , pour $M=3$

L'objectif est d'éliminer $M-1$ harmoniques de la forme d'onde MLI de tension produite tout en réglant la valeur de l'amplitude de son fondamental. Affectant à l'amplitude de M harmoniques (y compris à celle de la composante fondamentale) la valeur désirée, aboutit à un système d'équations non linéaires à M inconnues dont la solution est illustrée par la figure II-13 pour $M = 3$. Le système d'équations correspondant est le système de relations (II.6) dans lequel V_1 est l'amplitude en valeurs relatives du fondamental désirée.

$$V_1 = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{M=3} (-1)^{k+1} \cos(\alpha_k)$$

$$0 = \frac{4}{3\pi} \sum_{k=1}^{M=3} (-1)^{k+1} \cos(3\alpha_k) \quad (\text{II. 6})$$

$$0 = \frac{4}{5\pi} \sum_{k=1}^{M=3} (-1)^{k+1} \cos(5\alpha_k)$$

Du fait de la non linéarité de ces équations, leur résolution nécessite des algorithmes numériques à récurrence et donc un calcul intensif qui ne peut être alors effectué depuis le programme de gestion (on-line) du (des) convertisseur(s) statiques en temps réel.

II.5.4. La MLI Vectorielle optimisée: [7]

Dans les applications nécessitant une moyenne ou grande puissance, par exemple la traction ferroviaire, la capacité du condensateur de filtrage intermédiaire doit être de faible valeur, et ce par souci d'économie et d'espace. Cette réduction entraîne « un mauvais filtrage ». Ce qui produit une ondulation de la tension V_{DC} à ses bornes. Elle devient ainsi riche en harmoniques résultant de la superposition des effets de charge et/ou de décharge du condensateur par les convertisseurs statiques mis en cascade par son intermédiaire. Il est donc impératif de prendre en compte la présence de ces harmoniques contenus dans la tension continue pour la construction de l'onde MLI envisagée, rétablissant ainsi les performances de la stratégie MLI optimisée lors du réglage de la tension et l'élimination des harmoniques de cette onde.

La solution consiste alors à inclure ces composantes harmoniques, en amplitude et en phase, dans le calcul des angles de commutation (ou des largeurs des impulsions), par le biais de l'évaluation des coefficients de Fourier représentant son spectre d'harmoniques. C'est la MLI vectorielle optimisée.

- Présentation de la méthode:

La simplification faite pour la MLI conventionnelle optimisée, est en fait l'annulation de tous les termes B_n (équation II.12), pour cause de symétrie par rapport au quart de période, qui constituent la deuxième partie du système d'équations qui devraient être utilisées, simultanément avec les termes A_n (équation II.11), dans le calcul du spectre d'harmoniques de la forme d'onde MLI conformément aux contraintes (II.13).

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

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

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \frac{\pi}{2} \quad (\text{II-13})$$

L'idée fondamentale est, dans ce cas, d'utiliser les deux équations simultanément pour résoudre le problème à $2M$ angles de commutation (comme inconnues), de sorte que l'ondulation de la tension continue intermédiaire puisse être incluse dans le calcul du spectre d'harmoniques de la forme d'onde MLI en construction. La supposition de symétrie de l'onde MLI par rapport au quart de période n'est donc plus valable. Alors, l'amplitude et le déphasage de chacun des harmoniques de la forme d'onde MLI, en p.u, représentés dans un repère fixe, sont définis (voir figure II.15) comme suit:

$$V_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad ; \quad \varphi_n = \arctg \frac{B_n}{A_n} \quad (\text{II.14})$$

Où A_n et B_n deviennent:

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

$$B_n = \frac{2}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \right] \quad (\text{II.16})$$

Sous de nouvelles contraintes imposées aux angles de commutation:

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \dots < \alpha_{2M} < \pi \quad (\text{II.17})$$

C'est-à-dire un système de $2M$ équations non linéaires à $2M$ inconnues.

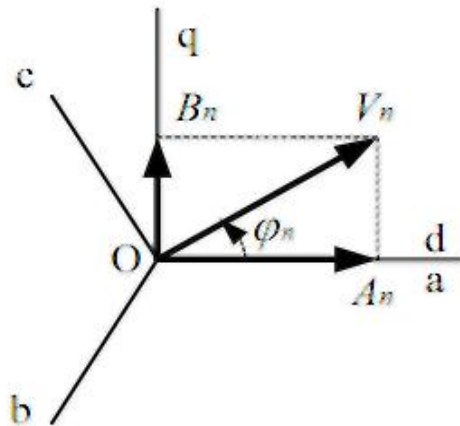


Figure II.15 Représentation vectorielle des harmoniques de l'onde MLI

En utilisant un algorithme approprié qui, lancé avec un jeu de valeurs affectées aux inconnues et supposées être voisines d'une solution, permet d'obtenir des solutions acceptables sur la base de la précision désirée et du nombre de composantes harmoniques de la tension continue à prendre en considération. Les angles de commutation ainsi obtenus sont ensuite utilisés dans la simulation du système complet jusqu'à ce que le régime permanent soit atteint.

Conclusion:

L'utilisation des méthodes MLI s'est avérée nécessaire dans plusieurs applications industrielles, notamment en traction ferroviaire du fait de la grande plage de variation de la vitesse (et donc de la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur ou fréquence modulante). Des fréquences de découpage (et donc de commutation des semi-conducteurs) sont alors requises dans la gamme des basses vitesses, disqualifiant de ce fait les stratégies MLI non réalisables ou de moindre performances dans cette plage. Ainsi, les stratégies MLI optimisées se sont elles imposées en moyenne et grande puissances car, par nécessité, elles sont généralement associées à des convertisseurs fonctionnant à fréquence de commutation basse ou moyenne. Par conséquent, les techniques MLI optimisées, y compris la minimisation d'harmoniques et l'élimination d'harmoniques, peuvent apporter des améliorations appréciables aussi bien en termes de taux de distorsion que de dissipation par commutations.