

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



Département de Génie Electrique

Spécialité Electrotechnique

Projet de fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique

Thème

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

Proposé et dirigé par :

✓ Dr. S.HADJI

Réalisé par :

–BENHACINE Tarek

–CHABRI Ryad

PROMOTION : Juin 2012

Ecole Nationale Polytechnique, 10, AV. Hassen Badi El-Harrach, Algérie.

Dédicace

*A la mémoire de ma mère, rahimaha Allah
A mon père, à mes frères et belles sœurs
Et à tous mes amis*

Je dédie ce modeste travail

CHABRI Ryad

Dédicace

A mes chers parents

A mes frères

A ma sœur

A toute ma famille

Et à tous mes Amis

Je dédie ce modeste travail

BENHACINE Tarek

لمخلص:

ففي هذان عمم، قأ تواسج سوسجحي إن عكس، ان معدلي زئج ن سري طزجان عكس يئى بل طحا قالخ اسروز في ججج
الئبم. ن هذ، طز فاشكج جى ج ناطق ان لئز تطيغ وش زح لنجحي إن ذى لات التلوك أ أد اللنرهى PWM
ي ششك انك متاومت ان لئ ذذذى ان ال ج ل ذه ل ان ل ففويج. و درس و ادزل ذه ل ان ذئفج شم نك ان طوا
ان لئجج أ علا، و لري و صر ف د الاسوز لئ ججج. هذان زؤفج نس أ PWM يئى ئى سوسجحي اسروز لئ ججج
ن سري طزج ل زؤق ضاء عى ان ل ففويج غي زان زؤب فئها، ان فئ زؤج ن قئق و الأساسية و لئ يارخ، ي غ ل نفاظ عى
و دذج ي صذر عئق ي ج ل ج ا ة.

أ ي زاق فئ ا دواى زان لئى واطق ي سوسمة، مع عملي ان ذاك اج ل لخص عه ل ن مر فئق ان عه ج.

للئمات فئججى ة:

ان عكس / قئى ي ا PWM، يشك م ان ل ففويج، و ل ز خص ي إن ل ففويج، و أسان ي PWM، و ل دواى ز، ان ل ففويج
ان عه ئى.

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.

Finalement, 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	6
I.1. Les grandeurs harmoniques	6
I.2. Conséquences des harmoniques	7
I.2.1. Effets instantanés	7
I.2.2. Effets à terme.....	7
I.3. Caractérisation des perturbations harmoniques	8
I.3.1. Le taux de distorsion harmonique	8
I.3.2. Le facteur de puissance	9
I.4. Les générateurs de grandeurs électriques harmoniques ou pollueurs	10
I.5. Solutions de dépollution des harmoniques des réseaux	12
I.5.1. Solutions traditionnelles	12
I.5.2. Solutions modernes	13
- Principe de fonctionnement des filtres actifs.....	13
- Exemple de formes d'ondes.....	14
Conclusion	15

Chapitre II: Les stratégies MLI

II.1. Introduction	17
II.2. Buts de la stratégie MLI	17
II.3. Principe de la commande MLI	18
II.4. Classification des ondes MLI	20
II.5. Les différentes stratégies MLI	23
II.5.1. La MLI intersective (instantanée)	23
II.5.2. La MLI régulière (échantillonnée)	26
II.5.2.1. La MLI régulière symétrique	27
II.5.2.2. La MLI régulière asymétrique	28

II.5.3. La MLI Calculée	29
II.5.3.1 Stratégies MLI optimisées ou pré-calculée.....	30
II.5.3.2 Stratégies MLI à échantillonnage régulier	33
II.5.3.3 Stratégie MLI à échantillonnage régulier RSPWM.....	34
II.5.4. La MLI Vectorielle optimisée.....	35
Conclusion	39

Chapitre III: Étude et simulation de la chaîne

III.1. L'onduleur MLI	40
III.1.1. Principe de fonctionnement	43
III.1.2. Mécanismes de transfert de puissance.....	44
III.1.3. Description du logiciel de simulation.....	46
III.1.4. Exemple de modélisation d'un convertisseur statique.....	47
III.1.5. Résultats de simulation de l'onduleur MLI.....	50
III.2. Redresseur MLI à absorption sinusoïdal	57
III.2.1. Etude du fonctionnement du redresseur MLI	58
III.2.2. Détermination de l'inductance additionnelle L_a	61
III.2.3. Le transfert d'énergie	61
III.2.4. Détermination du coefficient de réglage "r"	62
III.2.5. Résultat de simulation du redresseur MLI	62
III.3. Onduleur MLI monophasé alimenté par un redresseur MLI à absorption sinusoïdal	68
III.3.1. Règles générales d'association.....	69
III.2.5. Résultat de simulation	78
Conclusion	86

Chapitre IV: Elaboration des schémas des circuits de la chaîne

IV.1. Introduction	87
IV.2. Elaboration du circuit de gâchette de base	87
IV.3. Circuit onduleur	88
IV.4. Circuit redresseur survolteur-onduleur	89

Conclusion générale

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.

La problématique posée dans ce travail est la conception pratique d'une commande numérique pour deux convertisseurs associés en cascade série, dans le but d'alimenter une charge en courant alternatif le plus sinusoïdal possible, c'est-à-dire en éliminant ou minimisant les harmoniques indésirables, et de manière à assurer un facteur de puissance quasi unitaire du système, tout en ayant un contrôle des grandeurs transmises à la charge.

Dans ce cas de figure, les types de convertisseurs utilisés sont, d'une part un redresseur MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) à absorption sinusoïdale élévateur de tension, et d'autre part un onduleur MLI. Le but final est ainsi la définition des circuits de puissance et logique en vue de la réalisation d'un banc d'essai permettant l'implémentation de diverses stratégies de commande dans le cas de ce genre de cascade de convertisseurs à transistors IGBT.

Pour cela nous avons organisé ce document en 3 chapitres.

Dans le premier chapitre, on a essayé de faire une meilleure connaissance des problèmes d'harmoniques, de leurs causes, et des solutions les plus couramment utilisées pour les éliminer.

Dans le second chapitre, nous avons cités les avantages de la stratégie MLI, décrit les méthodes les plus courantes de cette dernière, d'abord les méthodes classiques de base, puis les méthodes MLI avancées.

Dans le troisième chapitre, on a défini le principe fonctionnel du pont complet en onduleur et en redresseur monophasés et leur simulation respective, ainsi que celle de leur association, réalisée avec le simulateur (SIMEPM) développé pour la simulation des systèmes d'électronique de puissance et électromécaniques, réalisé en FORTRAN 95. [7]

Une conclusion générale termine ce travail en faisant le bilan de la commande proposée, l'interprétation des résultats de simulation, et en dressant les perspectives pour des travaux futurs.

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.

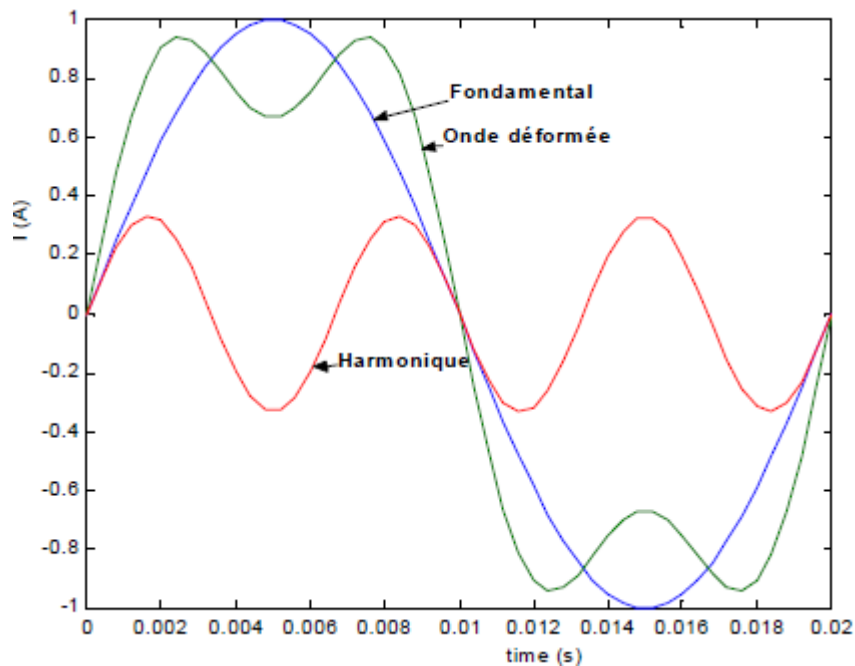


Figure I.1 Image d'une onde déformée

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]

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donnent lieu à des surcoûts de production d'énergie importants.

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.

Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques:

En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.

Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs:

Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.

Erreurs dans les appareils de mesure:

Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.

Vibrations et bruits:

Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électro-magnétiques (transformateurs, inductances, et machines tournantes).

I.2.2 Effets à terme:

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements.

Echauffement des câbles et des équipements:

Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années). Ils concernent les câbles qui peuvent être le siège du surchauffement du neutre et les matériels bobinés comme les transformateurs ou les moteurs.

Echauffement des condensateurs:

L'échauffement des condensateurs est causé par les pertes dues au cycle d'hystérésis dans le diélectrique.

Les condensateurs sont aussi sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques.

Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs:

Un échauffement est causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, Circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

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:

L'étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la charge est entaché de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques.

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:

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

Avec i_{c1} la valeur efficace du courant fondamental et i_{ci} les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant. Le domaine de fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40.

Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence.

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:

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

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental.

La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant avec:

$$D = 3E\sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2}$$

Où I_c est la valeur efficace du courant de la charge.

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

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

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1, en posant:

$$P = 3E I_{c1} \cos \Phi$$

On aura:

$$F_p = \frac{I_{c1}}{I_c} \cos \Phi = F_{dis} \cos \Phi$$

Où F_{dis} représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît. Φ représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension qui le génère.

Afin d'éviter les désagréments causés par la présence de courants et de tensions harmoniques dans le réseau, des normes sont imposées aux utilisateurs (voir Table I.1).

Rangs impairs		Rangs impairs		Rangs pairs	
rang	Taux (%)	rang	Taux (%)	rang	Taux (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+1.3*25/h$				

Table I.1 Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (norme CEI 61000-2-2)

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 ces pollueurs électriques, on se concentrera sur 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]

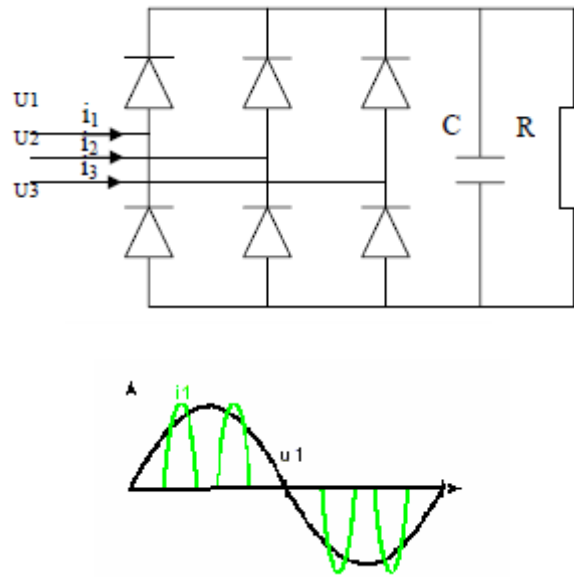


Figure I.2 courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graetz

Les composantes harmoniques caractéristiques des créneaux de courants d'alimentation des redresseurs ont les rangs n , tels que:

$n = (kp) \pm 1$, où:

- $K = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$
- p indice de pulsation, par exemple :
 - Pont de Graetz $p=6$
 - Hexaphasé $p=6$
 - Dodécaphasé $p=12$

Ainsi, pour les redresseurs cités, les harmoniques présents seront de rangs 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, ...etc, pour $p = 6$, et de rangs 11, 13, 23, 25, ...etc, pour $p = 12$.

Ces harmoniques, dits caractéristiques, sont de rangs impairs, et leurs intensités, lorsqu'elles sont proches de la forme idéale (forme en créneaux), en première approximation, ont pour valeur:

$$I_n = \frac{I_1}{n}$$

I_1 : courant à la fréquence fondamentale et n : l'ordre de l'harmonique.

Il est alors aisé de constater que les harmoniques I_5 et I_7 ont les amplitudes les plus grandes, et qu'ils peuvent être supprimés par l'utilisation du pont dodécaphasé ($p = 12$).

Les ponts mixtes diodes-thyristors sont générateurs d'harmoniques d'ordre pair. Leur emploi est limité aux petites puissances car l'harmonique de rang 2 est très gênant et difficile à éliminer.

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.

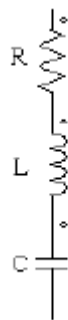
I.5.1 Solutions traditionnelles: [2]

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.

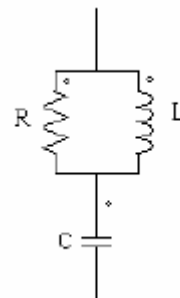
Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques:

- 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]

Les solutions de dépollution traditionnelle ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger, comme nous venons de le décrire, d'autres solutions modernes ont été proposées.

La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, comme le pont redresseur dodécaphasé, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques.

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_{o1}, i_{o2}, i_{o3}) 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 ($\sum i_{chn}$).

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

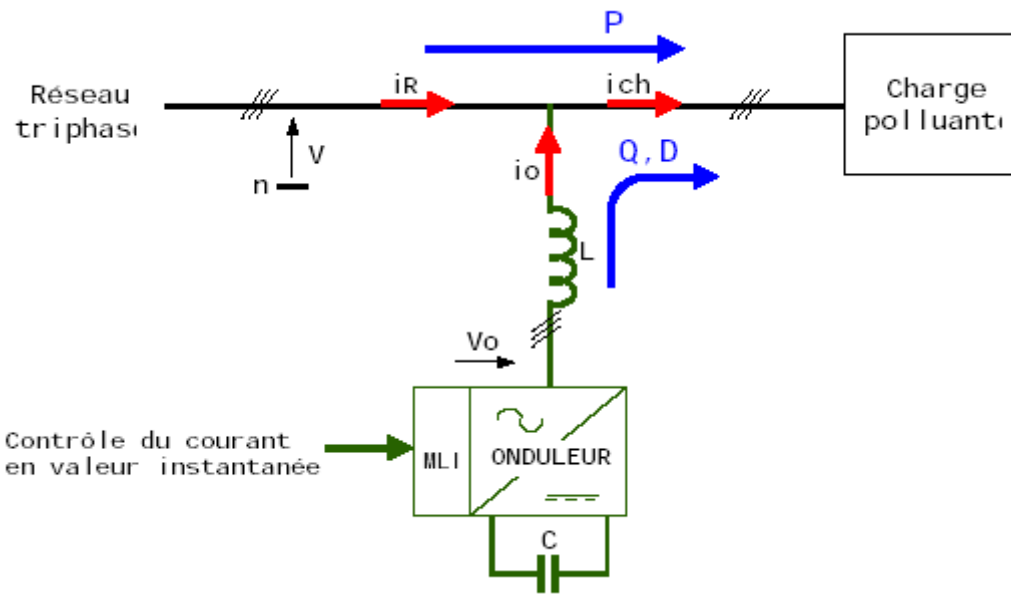


Figure I.4 Schéma de fonctionnement d'un compensateur actif

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:

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

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

Exemple de formes d'ondes:

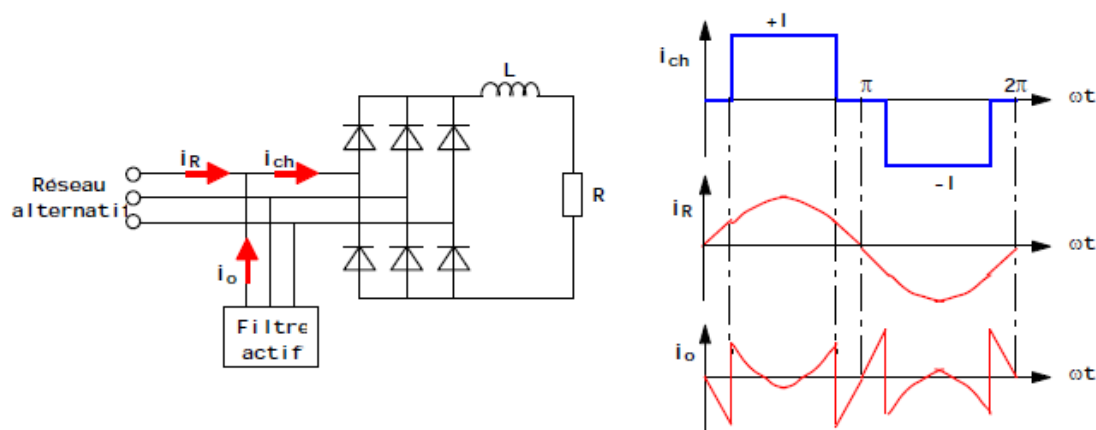


Figure I.5 Charge constituée d'un pont de diodes débitant sur un circuit RL

La mise en pratique de cette solution dans le cas d'une chaîne de convertisseurs est onéreuse. Si le redresseur de la cascade de cet ensemble convertisseur AC/DC/AC débiteur de puissance active est en mesure, par le moyen d'une commande adaptée, d'effectuer en même temps la régulation de la tension continue aux bornes du condensateur, la correction du facteur de puissance et l'élimination des harmoniques, le filtre actif n'est alors plus nécessaire. Alors, le coût d'une telle installation se trouve réduit à un niveau acceptable et la solution correspondante se simplifie pour donner le montage formant un compensateur de qualité d'énergie intégré (IPQC). Le redresseur doit alors être un onduleur MLI de type VSI (c'est-à-dire onduleur réversible) à tension de sortie à trois niveaux pour fonctionner simultanément comme un APF et réduire les harmoniques courant générés dans le réseau assurant ainsi la correction du facteur de puissance.

Reste que le choix de tel ou tel compensateur se fera selon les applications et le coût de l'investissement.

Conclusion:

Nous avons mis en évidence l'influence des harmoniques dans les réseaux de distribution d'énergie. Nous nous sommes intéressés aux convertisseurs statiques et plus particulièrement, aux redresseurs classiques, qui forment la base de nombreuses conversions. Ces derniers sont en partie à l'origine de la pollution harmonique et de la détérioration du facteur de puissance des réseaux.

Après avoir montré les incidences que ces perturbations ont sur les réseaux de distribution, nous avons présenté les moyens actuels et à venir pour les réduire. Les solutions existantes, notamment les techniques de filtrage et de compensation à base d'éléments passifs présentent de nombreuses contraintes. Pour répondre au besoin d'apporter une solution plus performante et plus souple, de nouvelles structures ont été étudiées et dans certains cas réalisés, comme les filtres actifs et les redresseurs à absorption sinusoïdale.

Ces derniers, intégrés dans une cascade d'un ensemble de convertisseurs AC/DC/AC, et qui seront étudiés dans la suite de ce mémoire, offrent de nombreuses perspectives tant sur le plan du contrôle harmonique que sur le plan des échanges de puissance active et réactive.

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 opterons 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.

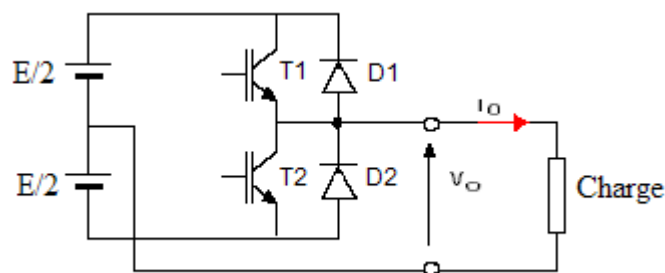


Figure II-1 Cellule de commutation

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

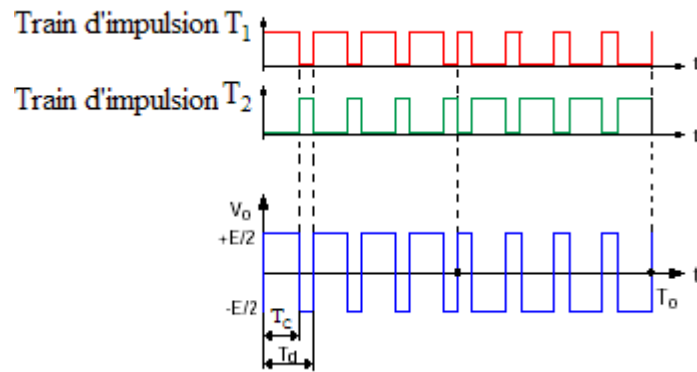


Figure II-2 Signaux de commande d'une cellule de commutation et la tension qui en résulte

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_o 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_o 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.4. Classification des ondes MLI:

Le principe des stratégies MLI 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.

Les formes d'ondes MLI peuvent être classifiées en fonction du nombre de niveaux de tension qu'elles peuvent prendre et de la logique utilisée. Une onde MLI à deux niveaux correspond à une onde qui prend seulement les valeurs de tension +1 et -1 (voir **Figure II.3**) en unités relatives (p.u), tandis qu'une onde à trois niveaux peut prendre les valeurs +1, 0 et -1 (voir **Figure II.4 et II.5** par extension au gradateur MLI/redresseur dévolteur).

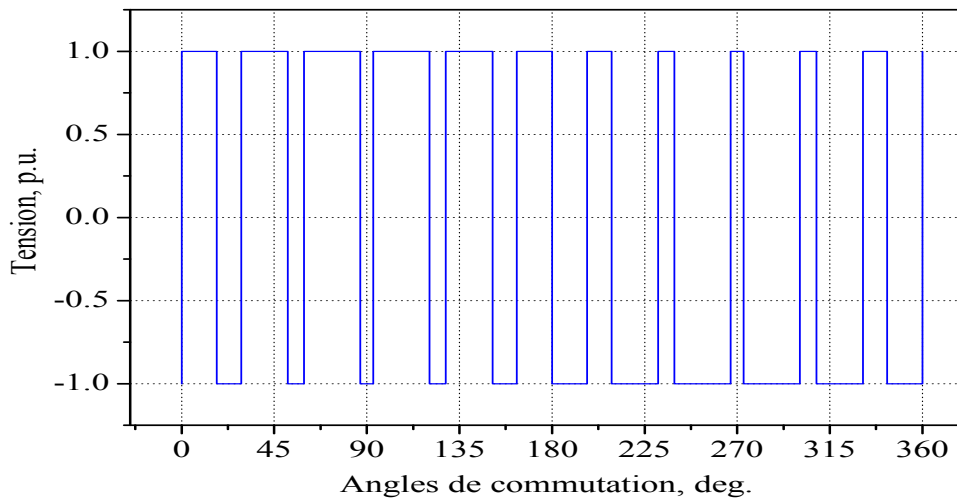


Figure II.3 Exemple d'onde MLI de tension de sortie d'onduleur à deux niveaux symétrique par rapport au quart de période et à logique positive, $M = 5$.

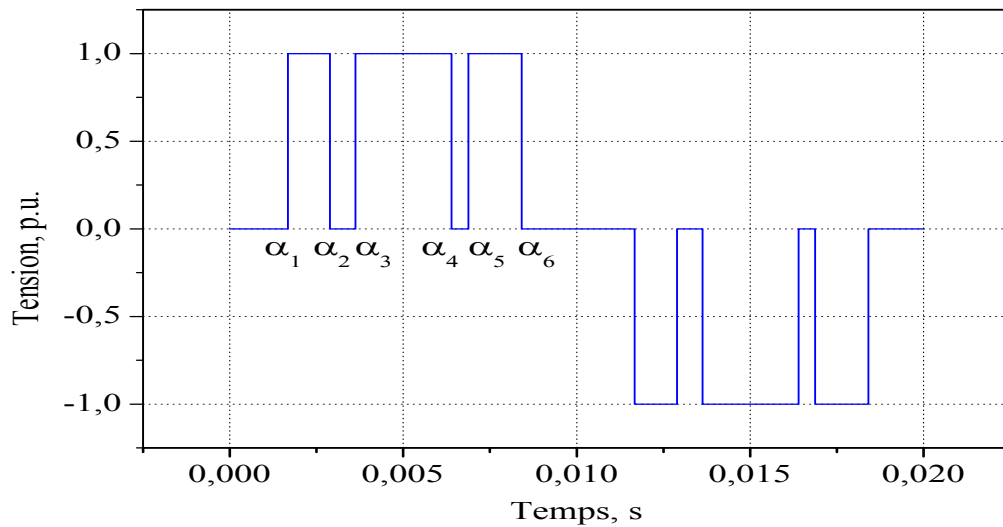
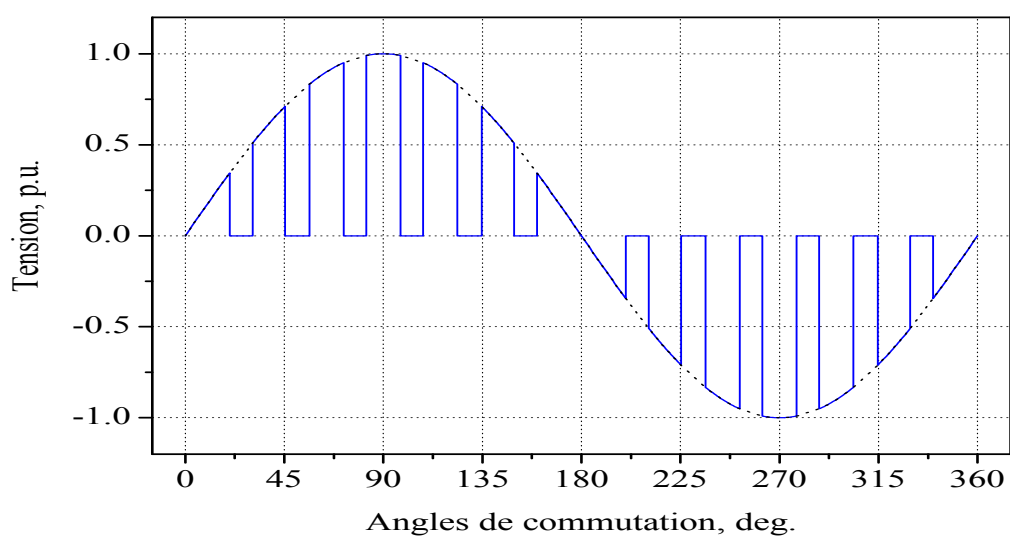
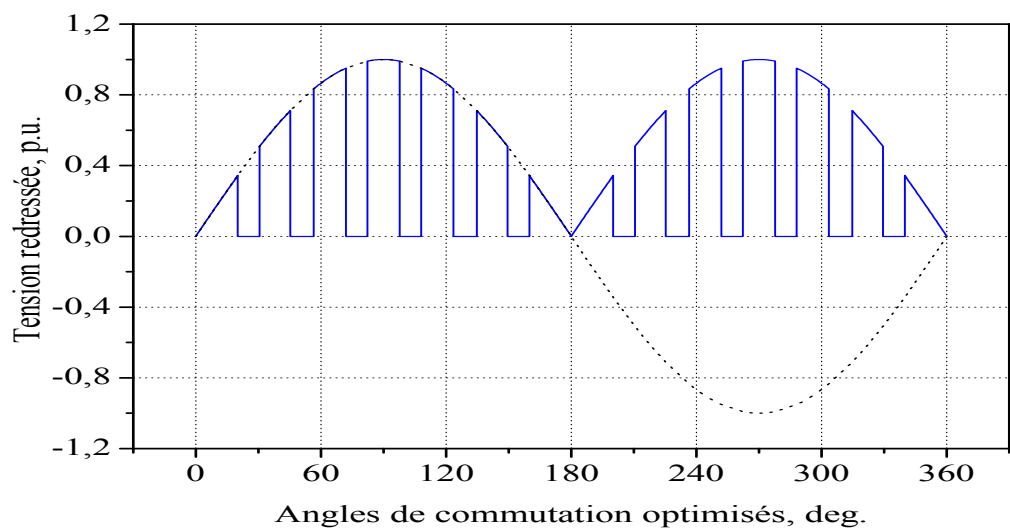


Figure II.4 Exemple d'onde MLI de tension de sortie d'onduleur à trois niveaux asymétrique par rapport au quart de période et à logique négative, $M = 3$.

Les spectres de fréquences des stratégies de modulation sont, aussi, différents dans la mesure où celles à deux niveaux contiennent toujours une composante harmonique résultant de la fréquence de l'onde porteuse ou de la fonction de commutation alors que celles à trois niveaux n'en contiennent pas. Selon que l'onde MLI formée commence avec une impulsion ou avec un creux de tension ou tension négative (c'est-à-dire avec +1 p.u. ou avec (0 ou -1 p.u.)), elle sera répertoriée dans l'ensemble des ondes à logique dite positive ou négative, respectivement. Le choix du genre de forme d'onde MLI à utiliser dépend de l'application et du genre de convertisseur statique auquel la stratégie de modulation sera appliquée.



a)



b)

Figure II.5 Exemples d'ondes MLI symétriques par rapport au quart de période pour $M = 6$ (creux)

- a) Tension de sortie du hacheur alternatif ou gradateur MLI
- b) Tension continue délivrée par un redresseur MLI abaisseur de tension

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.

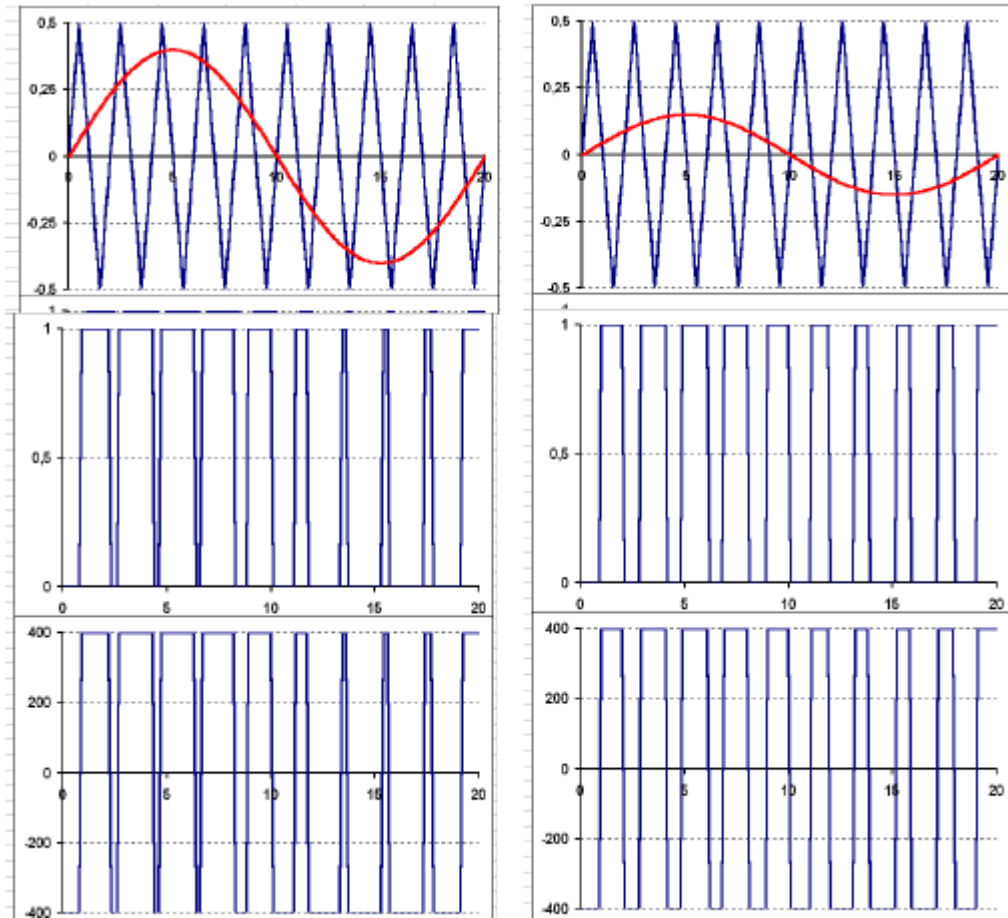


Figure II-6 Forme d'onde pour un onduleur monophasé fonctionnant en MLI

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.

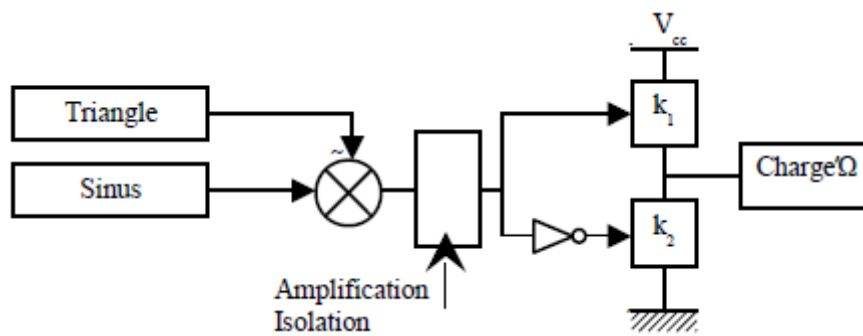


Figure II-7 Principe du schéma de commande pour la MLI

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.

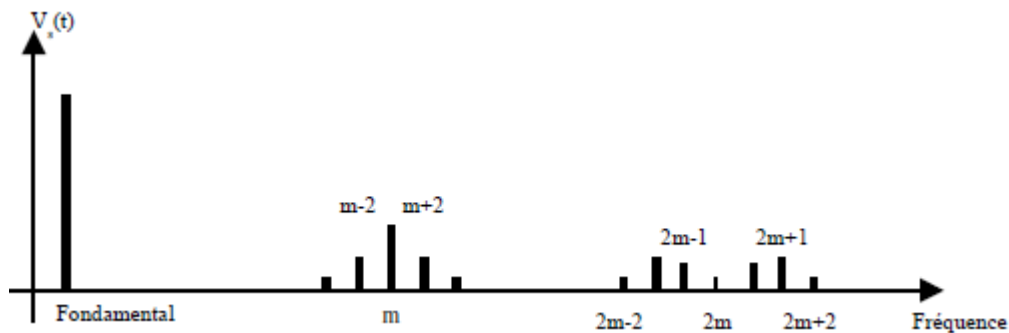


Figure II-8 Spectre de la tension de sortie

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.

L'échantillonnage de la modulante à une ou deux fois la fréquence de la porteuse triangulaire garantit que les ordres de commande présenteront un front montant et un front descendant par période de la porteuse triangulaire. Ainsi, les composants de puissance subiront au plus un amorçage et un blocage par période de porteuse. Le deuxième gros avantage d'une telle mise en œuvre numérique réside dans la précision avec laquelle on génère les porteuses triangulaires.

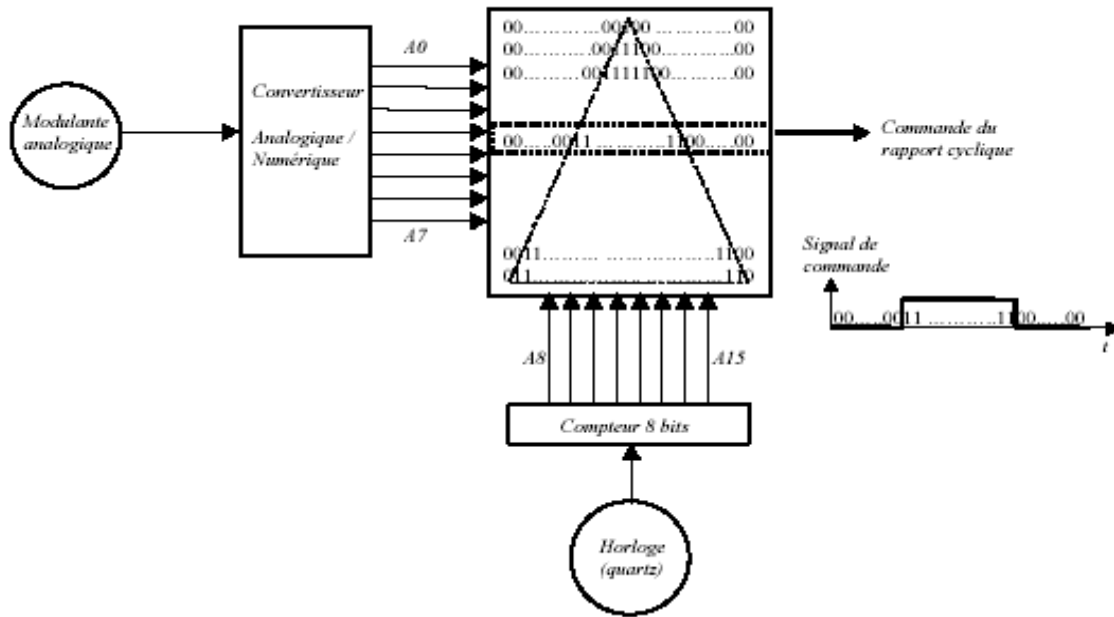


Figure II-9 Schéma de principe de la MLI échantillonnée

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 "Fe" est égale à la fréquence de la porteuse.

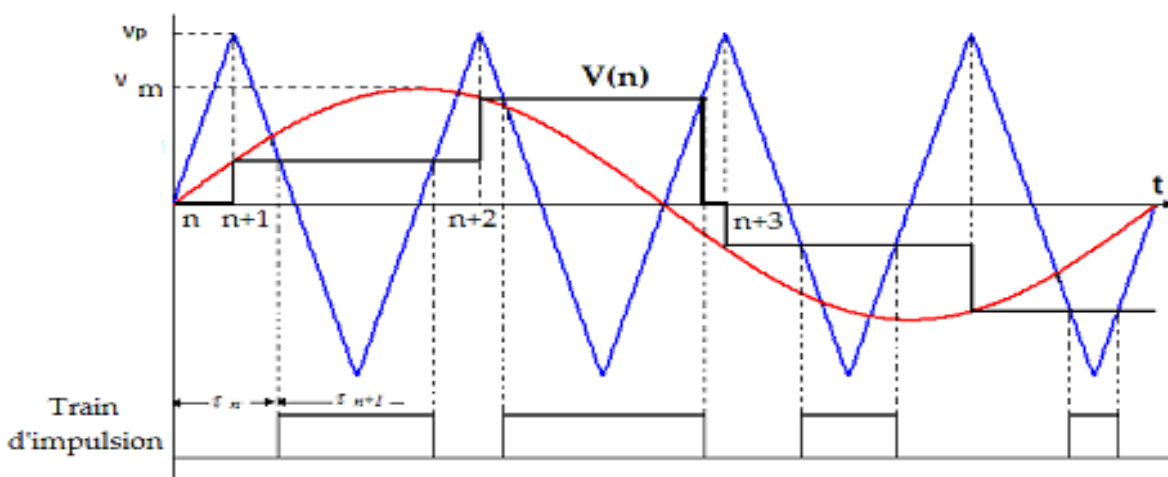


Figure II-10 Principe de la MLI régulière symétrique

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.

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

Les commandes des interrupteurs du convertisseur peuvent donc être définies à l'aide d'un algorithme comportant uniquement des expressions numériques, directement adaptables à un système numérique de contrôle.

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:

$$f_e = 2f_p$$

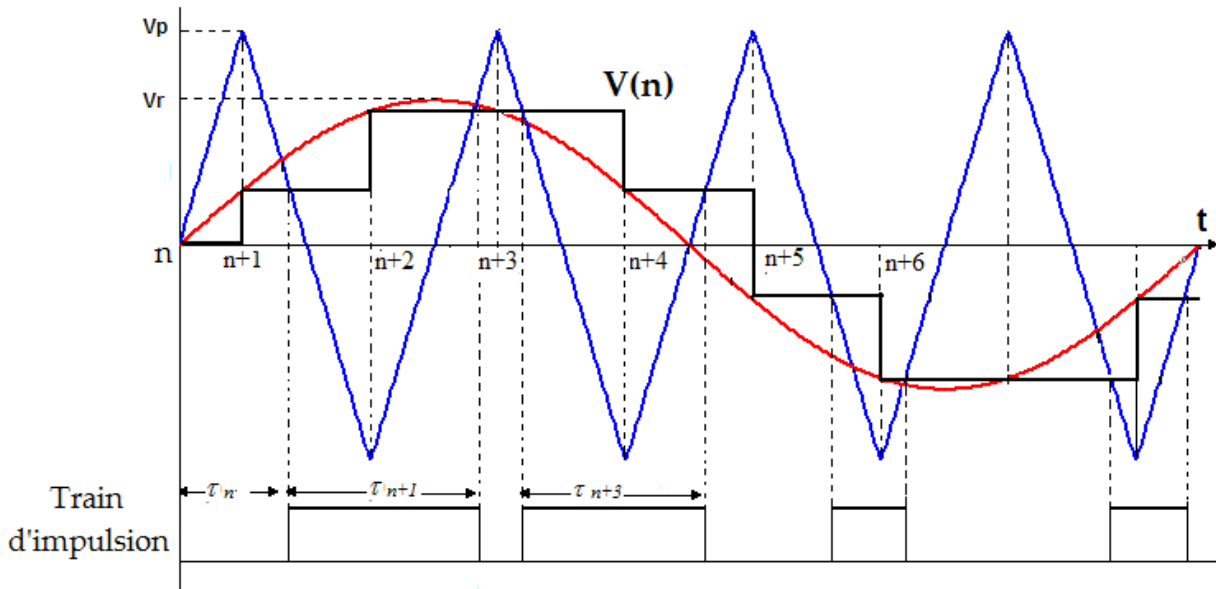


Figure II-11 Principe de la MLI régulière asymétrique

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, qui est en fait représentée par le nombre d'impulsions/creux par demie - onde 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.

L'emploi d'une MLI instantanée permet la minimisation des harmoniques renvoyés au réseau. Par contre, la MLI optimisée utilise le fait qu'un découpage d'une onde périodique par N impulsions par quart de période et une symétrie par rapport à ce dernier permet la suppression de $N-1$ harmoniques.

Les angles de commutation, qui sont qualifiés d'exacts dans ce cas, peuvent être calculés soit pour minimiser soit pour éliminer certains harmoniques du spectre de fréquences de l'onde MLI fabriquée. La détermination de ces angles de commutation (exacts) 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. Ce qui implique évidemment l'utilisation de composants circuits intégrés mémoire de grande taille associés à une technique d'interpolation. D'où une complexité du système accrue et un coût plus élevé. Afin de contourner ces difficultés, plusieurs techniques de modulation MLI de minimisation et d'élimination d'harmoniques à base de la stratégie MLI à échantillonnage régulier ont été, depuis, développées. Ces dernières déterminent une valeur approximative de ces angles de commutation optimisés exacts qui sont alors définis par des expressions algébriques simples rendant leur calcul lors du fonctionnement du système (on-line) et en temps réel possible par un microcontrôleur ou un processeur de traitement du signal (DSP).

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).

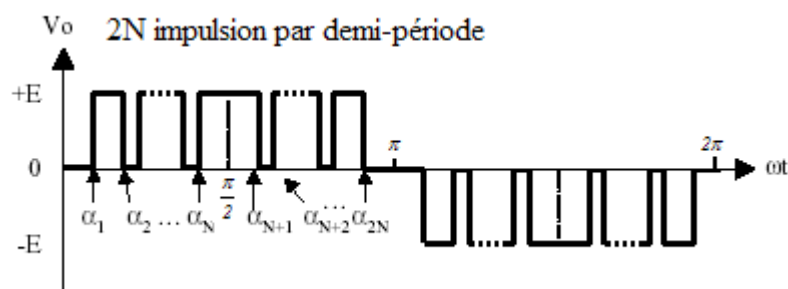


Figure II-12 Chronogramme d'une onde décrite par une MLI optimisée

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 demi 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 les relations (II.4) suivantes:

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

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

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

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.

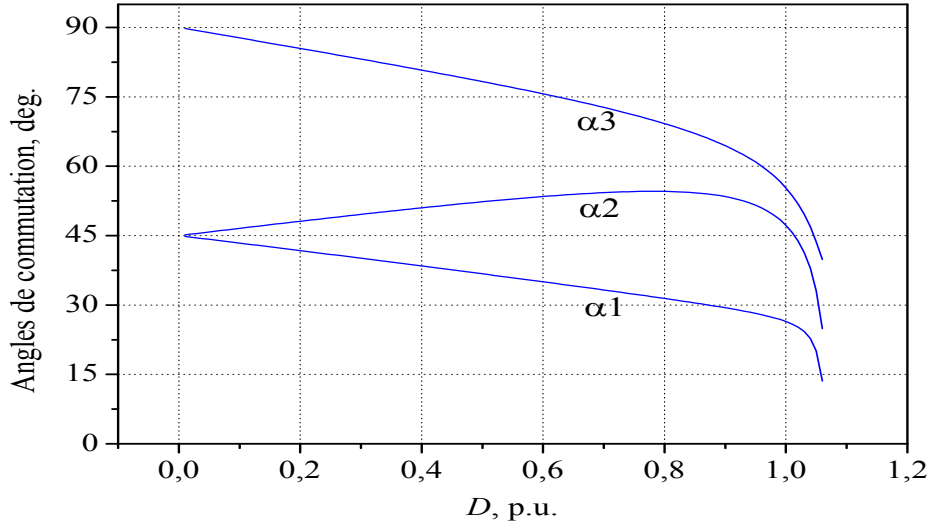


Figure II-13 Angles de commutations optimisés pour onde MLI symétrique par rapport au $\frac{1}{4}$ de période en fonction de D , pour $M=3$

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.

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{M=3} (-1)^{k+1} \cos(\alpha_k) \\
 0 &= \frac{4}{3\pi} \sum_{k=1}^{M=3} (-1)^{k+1} \cos(3\alpha_k) \\
 0 &= \frac{4}{5\pi} \sum_{k=1}^{M=3} (-1)^{k+1} \cos(5\alpha_k)
 \end{aligned} \tag{II. 6}$$

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.

Dans le cas d'une tension continue intermédiaire non lisse, cependant, cette manière de calculer le spectre de la forme d'onde MLI de tension n'est pas valable. Une nouvelle approche pour calculer les angles de commutation optimisés est donc nécessaire. Une telle approche est décrite dans les paragraphes suivants.

II.5.3.2 Stratégies MLI à échantillonnage régulier :

Comme indiqué plus haut, les trains d'impulsions tels que ceux obtenus avec la méthode exacte HEPWM décrite dans le paragraphe ci-dessus a l'inconvénient que les angles de commutation doivent être calculés hors processus de commande du système (off-line). Les angles optimisés calculés par des programmes sont stockés en mémoire pour exploitation comme LUT par application de processeur DSP. Ceci du fait que le processus de modulation est défini par des équations non linéaires. Les stratégies MLI à échantillonnage régulier permettent l'obtention d'expressions plus simples et donc plus faciles à implanter sur microprocesseur/DSP.

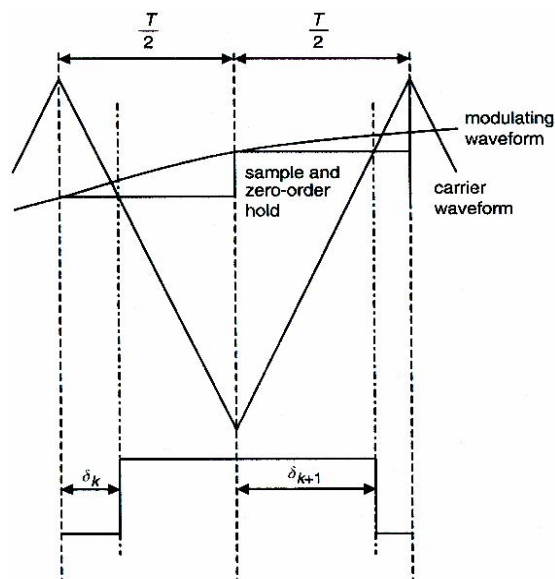


Figure II-14 Processus de confection d'une impulsion d'onde MLI à trois niveaux par RSPWM.

II.5.3.3 Stratégie MLI à échantillonnage régulier RSPWM:

Par contre, la stratégie MLI à échantillonnage régulier est définie par des équations algébriques simples pouvant être facilement implantées sur microprocesseur ou DSP et être résolues au niveau du système de commande (on-line) et en temps réel. Dans ce cas (voir **Figure (II-14)**), les instants correspondants aux fronts montants et descendants des impulsions modulées sont obtenus par la prise d'échantillons régulièrement espacés, $F(T_k)$, de l'onde modulante de fréquence f_m et à une cadence dont la période (d'échantillonnage ou du signal de la porteuse) est :

$$T = \frac{1}{FD f_m} \quad (\text{II.7})$$

selon les relations (II.8) et (II.9), FD étant le nombre d'impulsions dans la période du fondamental ($FD = 1/(2f_m)$ ou encore $FD = 2M$ et M toujours le nombre d'impulsions par demi période) et est égal au rapport des fréquences de la porteuse et de la modulante ω_c/ω_m .

$$\delta_k = \frac{T}{2} \{1 - F(T_k)\} \quad (\text{II.8})$$

$$\delta_{k+1} = \frac{T}{2} F(T_k + 1) \quad (\text{II.9})$$

Où δ_k et δ_{k+1} sont les instants de commutation correspondants aux fronts montant et descendant, respectivement, le signal modulant étant, dans ce cas, défini par :

$$F(T_k) = D \sin[\omega_m (T_k + (T/4))] \quad (\text{II.10})$$

Et D étant toujours le taux de modulation en p.u.

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. Cette ondulation est d'autant plus accentuée que cette capacité est faible. 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.

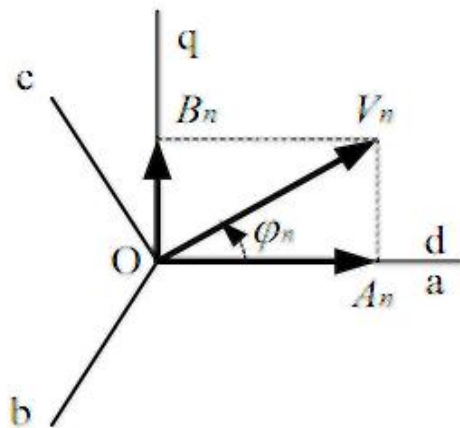


Figure II.15 Représentation vectorielle des harmoniques de l'onde MLI

Ainsi, pour une forme d'onde MLI à M impulsions par demi-cycle du fondamental, un système de $2M$ équations doit être résolu pour $2M$ inconnues, tout en réglant l'amplitude de la composante fondamentale et des $(M-1)$ harmoniques en respectant la contrainte (II.17).

- Application de la stratégie MLI vectorielle optimisée:

L'ondulation de tension qui apparaît aux bornes du condensateur du filtre intermédiaire contient, dans tous les cas, seulement des harmoniques de rang pair multiple de la fréquence de modulation w_m . La tension continue intermédiaire peut alors être exprimée par:

$$v_{DC}(w_p t) = 1 + \sum_{p=1}^{\infty} V_{DCp} \sin(w_p t + \psi_p) \quad (\text{II.18})$$

Où $p=1, 2, 3, \dots, \infty$; w_p étant la pulsation du $p^{\text{ème}}$ harmonique de cette tension continue et V_{DCp} est son amplitude en p.u.; c'est-à-dire:

$$V_{DCp} = \frac{V_{DCpm}}{V_{DC0}} \quad (\text{II.19})$$

Où V_{DCpm} est l'amplitude correspondante.

Notant par r_p le rapport de la fréquence du $p^{\text{ème}}$ harmonique de la tension continue à la fréquence de modulation, défini par:

$$r_p = \frac{w_p}{w_m} \quad (\text{II.20})$$

Les angles de commutations doivent être calculés sur la base des équations suivantes:

Si $r_p = n$ alors:

$$A_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ -\frac{1}{n} \cos(n\alpha_k) + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} (\sin(-\psi_p)\alpha_k - \frac{1}{r_p + 1} \sin[(r_p + n)\alpha_k - \psi_p]) \right\} \quad (\text{II.21})$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ \frac{1}{n} \sin(n\alpha_k) - \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left(\cos(-\psi_p) \alpha_k - \frac{1}{r_p + 1} \cos[(r_p + n)\alpha_k - \psi_p] \right) \right\} \quad (\text{II.22})$$

Mais si $r_p \neq n$ alors :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ \frac{1}{n} \cos(n\alpha_k) + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left(\frac{1}{r_p - n} \sin[(r_p - n)\alpha_k - \psi_p] - \frac{1}{r_p + n} \sin[(r_p + n)\alpha_k - \psi_p] \right) \right\} \quad (\text{II.21a})$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ \frac{1}{n} \sin(n\alpha_k) - \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left(\frac{1}{r_p - n} \cos[(r_p - n)\alpha_k - \psi_p] - \frac{1}{r_p + n} \cos[(r_p + n)\alpha_k - \psi_p] \right) \right\} \quad (\text{II.22a})$$

- Détermination des angles de commutation:

En écrivant, cette fois, le vecteur des $2M$ variables (les inconnues α_i) sous forme matricielle, comme suit:

$$\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{2M}]^t$$

Et le vecteur des $2M$ composantes des M premiers harmoniques contenus dans la forme d'onde MLI, décomposée le long des axes d et q , y compris le fondamental, de la manière suivante:

$$V = [V_{d1}, V_{q1}, V_{d2}, V_{q2}, \dots, V_{d2M-1}, V_{q2M-1}]^t$$

Puis, à partir des équations (IV.12) et (IV.13) ou des équations (IV.12a) et (IV.13a), et en définissant la fonction $F(\alpha)$ comme suit:

$$[F(\alpha)] = [F_1(\alpha), F_2(\alpha), \dots, F_{2M-1}(\alpha), F_{2M}(\alpha)]$$

Et en formant la matrice des dérivées partielles (le Jacobien) de la matrice $F(\alpha)$ par rapport aux $2M$ inconnues :

$$\frac{\partial F(\alpha)}{\partial \alpha} = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_2(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_3(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \dots & \frac{\partial F_{2M}(\alpha)}{\partial \alpha_1} \\ \frac{\partial F_1(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \frac{\partial F_2(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \frac{\partial F_3(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial F_{2M}(\alpha)}{\partial \alpha_2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial F_1(\alpha)}{\partial \alpha_{2M}} & \frac{\partial F_2(\alpha)}{\partial \alpha_{2M}} & \frac{\partial F_3(\alpha)}{\partial \alpha_{2M}} & \dots & \frac{\partial F_{2M}(\alpha)}{\partial \alpha_{2M}} \end{bmatrix}$$

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.

Chapitre III:

Étude et simulation de la chaîne

III.1. L'onduleur MLI :

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'Electronique de puissance, présente dans les domaines d'applications les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants a semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion » (MLI ou Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon), ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers. Au caractère «noble» de cette fonction (convertisseurs entièrement réversibles, forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent des applications particulièrement intéressantes.

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. Ils sont utilisés principalement dans deux types de systèmes: [8]

-Les ASI : alimentations sans interruption (UPS : *uninterruptible power supply*). Elles servent le plus souvent d'alimentation de secours pour les systèmes informatique. La source de tension continue est généralement constituée d'une batterie d'accumulateurs. La fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont fixes.

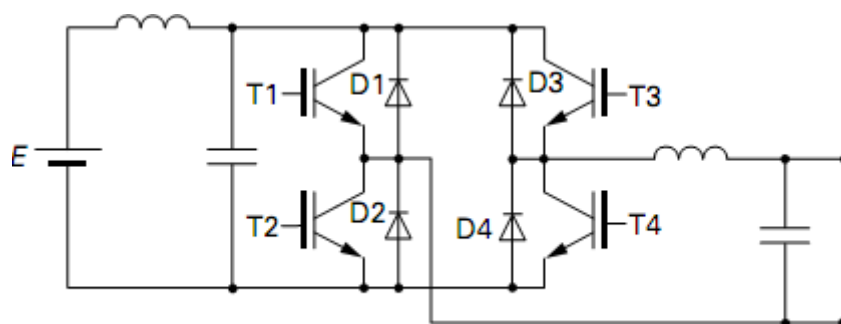


Figure III.1 Schéma de principe d'un onduleur pour alimentation de secours

-Les variateurs de vitesse pour machines asynchrone. La source continue est obtenue par redressement de la tension du réseau. La fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont variables.

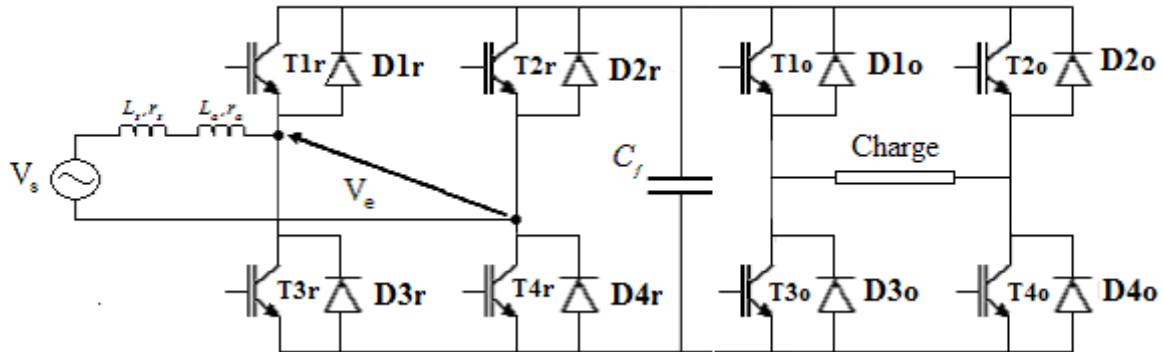


Figure III.2 Schéma de principe d'un onduleur d'alimentation de machine à courant alternatif

On y distingue principalement deux types de circuits, l'étage de conversion proprement dit, constitué de deux cellules de commutation (pont monophasé), et des filtres passifs.

Les semi-conducteurs utilisés dans la construction de l'onduleur sont soit des GTO, des IGBT ou des transistors MOS. Le choix d'un semi-conducteur pour un tel fonctionnement est basé sur la fréquence de commutation maximale et la puissance transmise. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres de la charge.

Les filtres sont l'autre bloc incontournable d'un système, mais cela n'est pas propre à cette fonction. Leur présence se justifie par la nature même de la conversion d'énergie, qui fait intervenir des mécanismes de découpage. La tension de sortie sera toujours constituée de « morceaux » de tension continue.

Cette tension non sinusoïdale peut être considérée comme la somme d'un fondamental (que l'on désire) et de tensions de fréquences multiples de celle du fondamental, les harmoniques (que l'on veut éliminer). Ces tensions harmoniques provoquent la circulation de courants harmoniques.

Le nombre et le dimensionnement de ces filtres dépendent fortement de l'application envisagée :

Dans le cas des ASI, on souhaite une tension analogue à celle délivrée par le réseau donc sinusoïdale. On va donc filtrer la tension avec des condensateurs. L'impédance en alternatif d'un condensateur étant $Z_c = 1/C_o\omega$, on voit que pour les harmoniques de tension de rang croissants, cette impédance est de plus en plus faible.

Dans le cas des variateurs de vitesse pour MAS, on souhaite que le courant soit sinusoïdal pour éviter les couples harmoniques générateurs de pertes et de vibrations. On va donc lisser le courant avec des inductances. L'impédance en alternatif d'une inductance étant $Z_L = L_o\omega$, on voit que pour les harmoniques de courants de rang croissants, cette impédance est de plus en plus grande. Dans le cas des MAS, l'inductance propre du stator suffit généralement à assurer un filtrage convenable.

Le filtre d'entrée, présent dans toutes les applications, a pour fonction d'éviter la réinjection d'harmoniques sur la source d'alimentation, ce qui peut être très contraignant en présence d'harmoniques à basse fréquence.

De nombreuses topologies de convertisseurs multi niveaux ont déjà été imaginées et mises en œuvre. La plus simple d'entre elles est certainement l'onduleur en pont complet, représenté en Figure (III-1). Cet onduleur possède deux cellules de commutation, qui peuvent fonctionner de manière totalement indépendante l'une de l'autre, elles sont donc réversibles en courant.

Un décalage temporel des ordres de commande de ces deux cellules permet de générer les trois niveaux de tension : -E, 0 et +E.

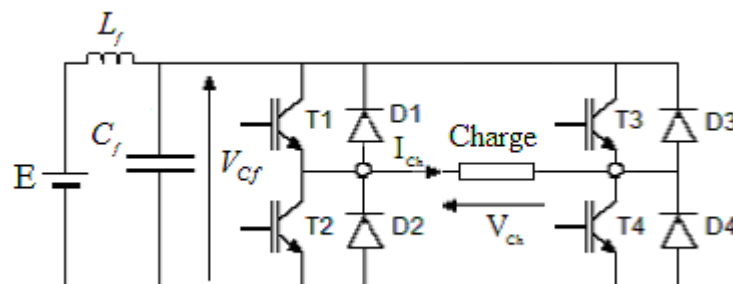


Figure III.3 Structure d'un onduleur en pont monophasé

III.1.1.Principe de fonctionnement: [8]

On définit la notion de fonction de modulation F_m ; il s'agit d'une fonction temporelle qui traduit l'état des interrupteurs, si l'on appelle F_{m1} et F_{m2} les fonctions de modulations des deux cellules, la tension de sortie (V_{Ch}) peut s'exprimer par la relation suivante:

$$V_{Ch}(t) = (F_{m1} - F_{m2})V_{Cf} \quad (\text{III-1})$$

Le nombre de possibilités d'utilisation est élevé puisque chaque cellule est indépendante de l'autre et peut, en particulier, recevoir des signaux de commande différents de ceux de la cellule voisine.

Nous nous limiterons dans la suite de notre étude au cas où $F_{m1} \neq 1 - F_{m2}$, avec modulation de largeur d'impulsion. Ainsi, pour une période de découpage, la tension de sortie V_{Ch} peut prendre alors trois valeurs différentes :

$$+V_{Cf} (F_{m1} \succ F_{m2})$$

$$-V_{Cf} (F_{m1} \prec F_{m2})$$

$$0 (F_{m1} = F_{m2})$$

On parle alors de mode unipolaire.

Les grandeurs électriques sont régies par l'état des semi-conducteurs soit par l'amorçage ou le blocage de ces derniers, les trois niveaux de tension sont décrits comme suit :

- **Pour avoir V_{Ch} positif** : L'amorçage de T_1 et T_4 est obligatoire.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Les équations régissant le système sont alors :} \\ V_{Ch} = V_{Cf} \\ i_s = i_{Cf} + i_{Ch} \quad (i_s \text{ courant de la source}) \end{array} \right. \quad (\text{III-2})$$

- **Pour avoir V_{Ch} négatif** : L'amorçage de T_2 et T_3 est obligatoire.

$$\text{Alors : } \begin{cases} V_{Ch} = -V_{Cf} \\ i_s = i_{Cf} + i_{Ch} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

- **Pour avoir V_{Ch} nulle** : Pour décrire l'état des interrupteurs quand V_{Ch} est nulle, il faut déterminer le sens du courant dans le cas d'une charge inductive. Car la circulation du courant devra être permise sur tout le cycle.

A -Pour un courant de charge positif : Soit c'est T_1 qui reste amorcé et qui conduira le courant à travers D_3 , sinon T_4 avec D_2 .

B -Pour un courant de charge négatif : Soit c'est T_2 qui reste amorcé et qui conduira le courant à travers D_4 , sinon T_3 avec D_1 .

III.1.2. Mécanismes de transfert de puissance : [8]

Les onduleurs de tension sont, par essence, réversibles en puissance. Il est intéressant de développer quelque peu les différents modes de fonctionnement résultant de cette propriété.

Nous appuierons nos raisonnements sur l'exemple simple et commode de l'onduleur en pont monophasé utilisé avec une commande modulée.

Sur la figure ci-dessous sont représentées les différentes configurations qui peuvent apparaître. Nous avons choisi ici une fonction de modulation unipolaire très simple et parfaitement symétrique, mais les observations correspondantes peuvent être généralisées à n'importe quel type de modulation.

Le courant de sortie de l'onduleur i_s est supposé parfaitement sinusoïdal et déphasé de φ par rapport au fondamental de f_m , donc par rapport au fondamental de la tension de sortie : $V_{ch} = F_m V_{cf}$

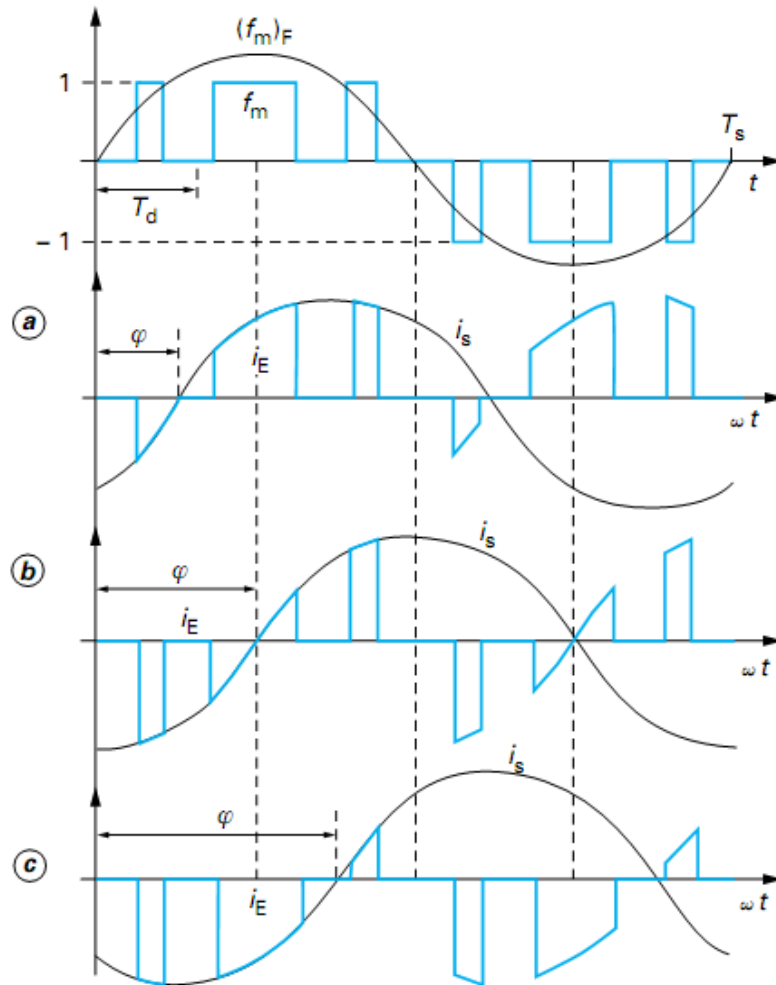


Figure III.4 Configuration de transfert de puissance

Trois modes de fonctionnement peuvent alors apparaître.

- $-\pi/2 < \varphi < +\pi/2$ (allure a)

La puissance active délivrée par l'onduleur est positive et transite depuis la source continue vers la source alternative:

$$i_e = F_m(t) i_s$$

- $\varphi = \pm\pi/2$ (allure b)

La puissance active fournie par l'onduleur est nulle. Par contre, il y a présence de puissance réactive fondamentale positive ou négative selon le signe de φ . L'onduleur, vis-à-vis de la source alternative, peut fonctionner comme un compensateur d'énergie réactive. La valeur moyenne du courant absorbé sur la source V_{cf} est nulle. Celle-ci pourrait se résumer à un condensateur.

■ $\pi/2 < \varphi < 3\pi/2$ (allure c)

La puissance active délivrée par l'onduleur est négative et transite depuis la source alternative vers la source continue. La valeur moyenne de i_E est effectivement négative. L'onduleur fonctionne alors comme un redresseur.

Il faut noter que, dans les deux premiers cas, seule une réversibilité instantanée de la source V_{cf} est nécessaire (condensateur de filtrage). Dans le troisième cas, la source doit être totalement réversible.

L'exploitation véritable de ces modes de fonctionnement suppose le contrôle du courant i_s tant en amplitude qu'en phase. Dans cette optique, l'utilisation de commandes modulées est indispensable.

III.1.3. Description du logiciel de simulation: [7]

Le programme de simulation disponible, écrit en FORTRAN 95, est basé sur l'analyse par la méthode de linéarisation par morceaux des circuits de l'électronique de puissance ainsi que sur la détection automatique de l'extinction des composants semi-conducteurs de puissance et recalage.

Le noyau central du simulateur est constitué d'une routine d'intégration numérique de systèmes d'équations différentielles ordinaires, méthode de Runge-Kuta d'ordre quatre, intégrée dans un module muni d'un algorithme de contrôle de précision de solution et d'adaptation (correction) du pas d'intégration. Un gain en temps de calcul supplémentaire appréciable est ainsi obtenu.

L'analyse spectrale des grandeurs courant et tension est effectuée à l'aide d'un sous-programme, mettant en œuvre l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT), adapté et intégré auquel le programme principal fait appel pour traiter par paquet de trois les grandeurs physiques d'intérêt (ici, dans l'ordre : v_{cf} , v_{ch} et i_{ch}).

Les angles de commutation des semi-conducteurs sont optimisés pour un convertisseur à la fois, à tour de rôle jusqu'à la fin de traitement du dernier convertisseur statique du système.

D'autre part, un sous-programme d'interface texte utilisateur - simulateur a été réalisé et intégré. Ce dernier permet à l'aide de quelques modules installés par défaut pour la dernière application traitée ou « projet », de spécifier la configuration, le modèle associé du système à simuler, la valeur des paramètres des composants et sources, le type de stratégie MLI, etc., par l'intermédiaire de deux fichiers. Le sous-programme lit alors ces deux fichiers et crée les modules de base du projet qui, une fois compilés, la simulation du système peut commencer. Les fichiers ainsi créés peuvent alors être modifiés, individuellement ou en totalité, et recompilés au cours du développement de l'application. Le projet concerné restera actif jusqu'à ce qu'il soit remplacé par un autre. Le retour à tout moment à n'importe quel projet se trouve ainsi facilité.

Hypothèse: Les composants semi-conducteurs de puissance ont été jusqu'ici considérés parfaits pour simplifier. Bien que cette hypothèse soit sans incidence sur les résultats de simulation, les puissances manipulées pour les besoins de démonstration et de validation de la stratégie MLI proposée étant très faibles et les interrupteurs utilisés pour cela ayant les caractéristiques adéquates, leur modélisation est toutefois nécessaire lorsqu'il s'agit d'applications en moyenne ou haute puissance, comme dans le cas de la traction ferroviaire.

III.1.4. Exemple de modélisation d'un convertisseur statique: [7]

Les convertisseurs statiques transforment la puissance disponible sous une forme de tension et courant en une puissance sous une autre forme de grandeurs de tension et de courant. La figure (III.4) illustre la transformation d'une puissance produite sous forme d'une tension et courant alternatifs (V_{AC} , I_{in}) en une puissance exploitable sous forme d'une tension et courant continus (V_{DC} , I_d) et sera utilisé ici comme exemple. La transformation inverse est aussi réalisable. Le convertisseur est alors dit réversible et fonctionne soit en redresseur MLI élévateur de tension (en mode « moteur », c'est-à-dire alimentant un moteur à courant continu), soit en onduleur (En mode renvoi de puissance vers la source alternative supposée capable de l'absorber, c'est-à-dire en mode générateur). L'un ou l'autre des deux modes de fonctionnement est imprimé au convertisseur par une distribution adéquate des impulsions de

commande de gâchettes des composants représentés ici par des transistors MOSFET qui sont considérés parfaits. L'état du convertisseur peut être alors décrit par sa fonction dite de commutation SF donnée par:

$$SF = \frac{1}{2}(S_1 - S_2) \quad (\text{III-4})$$

Où les termes S_1 et S_2 sont définis comme suit:

$$\begin{aligned} S_1 &= (T_1 + D_1) - (T_3 + D_3) \\ S_2 &= (T_2 + D_2) - (T_4 + D_4) \end{aligned} \quad (\text{III-5})$$

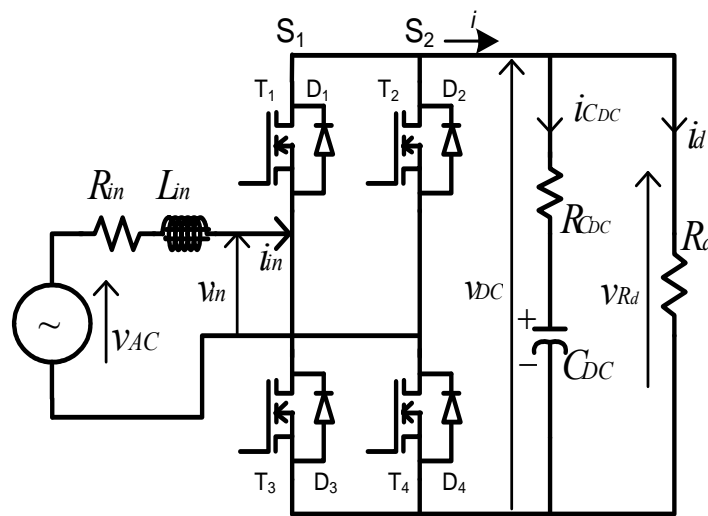


Figure III-5 Redresseur MLI monophasé élévateur de tension

Les T_i et les D_i dans la relation (III-12) peuvent prendre la valeur 0 ou 1 selon que les interrupteurs soient à l'état de blocage (ouverts) ou en conduction (fermés), respectivement. Ce qui permet alors d'écrire les relations suivantes entre les grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur:

$$\begin{aligned} v_{in} &= SF v_{DC} \\ i &= SF i_{in} \end{aligned} \quad (\text{III-6})$$

La fonction SF peut donc prendre les valeurs +1, 0 ou -1 selon les formes à imprimer aux grandeurs tension et courant (ici v_{in} et i_{in}) mais aussi selon les états des différents interrupteurs résultant du fonctionnement même du système. Dans l'hypothèse toujours où les composants sont parfaits, le fonctionnement du montage correspond à deux configurations ou modes distincts qui se répètent tout au long de la période de la

tension de source. La première est celle pour laquelle la fonction de commutation prend la valeur 0 et la deuxième est celle où celle-ci est soit égale à +1 ou à -1.

Le schéma équivalent du montage relatif au premier mode de fonctionnement est alors celui de la figure (III-6) et est régi par les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 v_{AC} - R_{in} i_{in} - L_{in} \frac{di_{in}}{dt} &= 0 \\
 \frac{dv_{DC}}{dt} &= -\frac{1}{C_{DC}} \cdot \frac{1}{R_{C_{DC}} + R_d} v_{DC} \quad (\text{III-7}) \\
 i &= 0 \\
 i_{C_{DC}} &= -i_d
 \end{aligned}$$

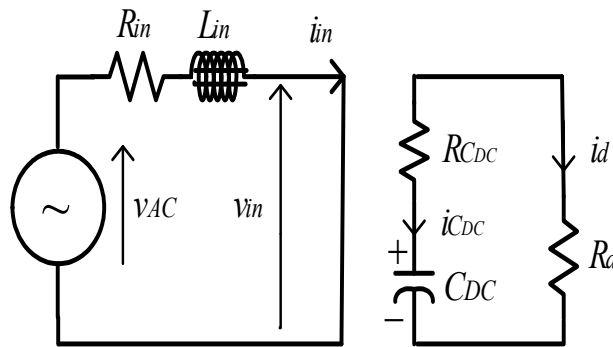


Figure III-6 Schéma équivalent du montage en mode 1: (D1 et T2) ou (D2 et T1) conducteurs

Tandis que celui correspondant au deuxième mode de fonctionnement est représenté par la figure III.7 qui est à son tour régi par les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 v_{AC} - R_{in} i_{in} - L_{in} \frac{di_{in}}{dt} &= v_{in} \\
 \frac{dv_{DC}}{dt} &= \frac{1}{C_{DC}} \left[\frac{R_d}{R_d + R_{C_{DC}}} \cdot i - \frac{1}{R_d + R_{C_{DC}}} \cdot v_{in} \right] \quad (\text{III-8}) \\
 i &= i_{C_{DC}} + i_d \\
 R_{C_{DC}} i_{C_{DC}} + v_{C_{DC}} &= R_d i_d = v_{in}
 \end{aligned}$$

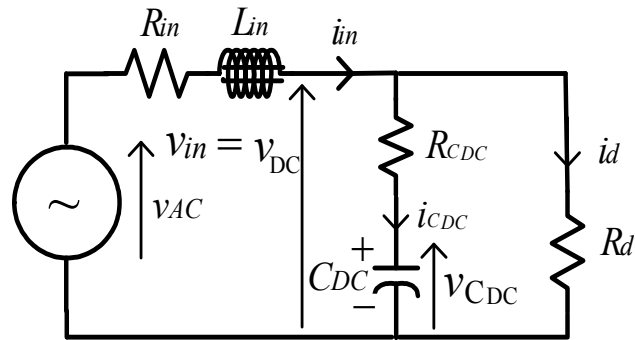


Figure III-7 Schéma équivalent du montage en mode2: (D1 et T4)

D'où, enfin, les équations différentielles régissant le fonctionnement du montage:

$$\frac{di_{in}}{dt} = -\frac{1}{L_{in}} \left[R_{in} i_{in} + \frac{R_d R_{cDC}}{R_d + R_{cDC}} SF i_{in} + \frac{R_d}{R_d + R_{cDC}} SF v_{cDC} - v_{AC} \right] \quad (\text{III-9})$$

$$\frac{dv_{cDC}}{dt} = \frac{1}{C_{DC}} \left[\frac{R_d}{R_d + R_{cDC}} SF i_{in} - \frac{v_{cDC}}{R_d + R_{cDC}} \right] \quad (\text{III-10})$$

III.1.5. Résultats de simulation de l'onduleur MLI:

Les valeurs utilisées pour la simulation sont :

- Le coefficient de réglage $r = 0.95$, $M = 7$
- L'inductance de filtrage : $L_f = 110.1 \text{ mH}$
- Pour la capacité de filtrage on utilisera deux valeurs : $C_f = 500 \mu F$ et $C_f = 4400 \mu F$
- L'inductance et la résistance de charge : $L_{Ch} = 11.7 \text{ mH}$, $r_L = 1.5 \Omega$ et $R_{Ch} = 17.5 \Omega$

Les signaux de commandes sont représentés dans les figures suivantes :

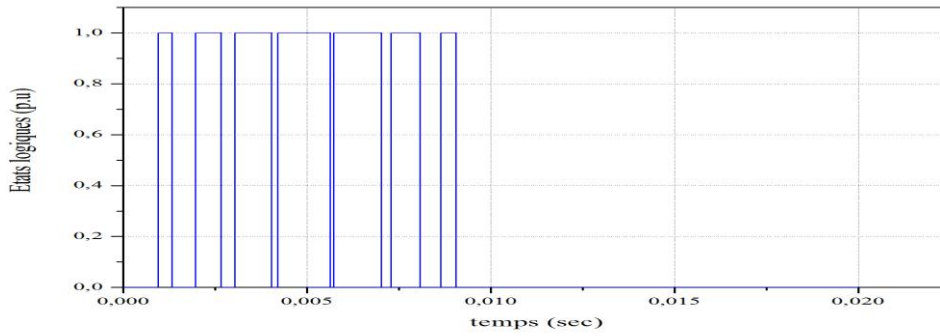


Figure III.8 Signal de gâchette de T_1 : 1 conducteur et 0 bloqué

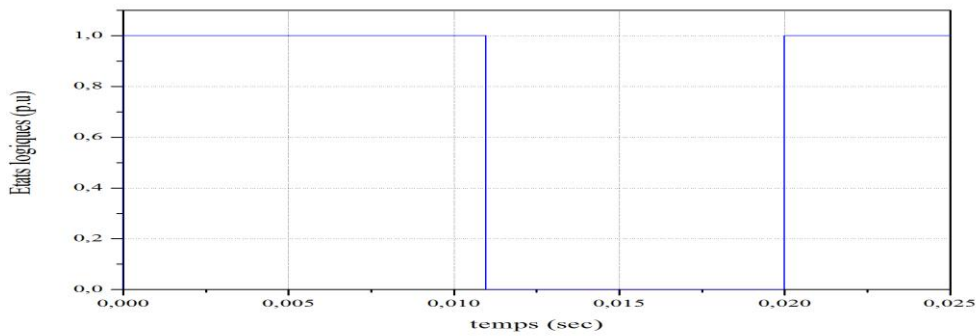


Figure III.9 Signal de gâchette de T_4 : 1 conducteur et 0 bloqué

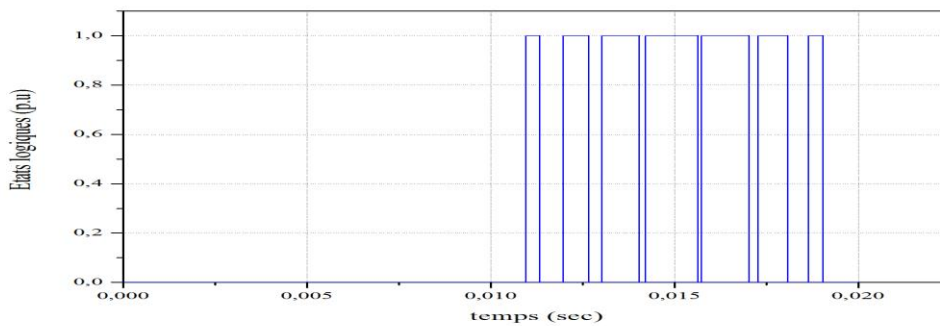


Figure III.10 Signal de gâchette de T_2

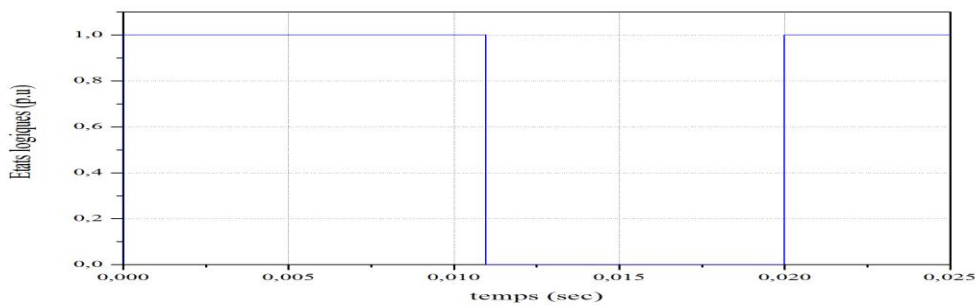


Figure III.11 Signal de gâchette de T_3 : 1 conducteur et 0 bloqué

Suivant les signaux de commande, les formes d'onde de tensions et de courant sont représentées dans les figures suivantes avec les valeurs en p.u. tel que les valeurs de la tension et le du courant de base sont égales à :

$$V_{base} = 56.4477 \text{ V}$$

et :

$$I_{base} = 2.97 \text{ A}$$

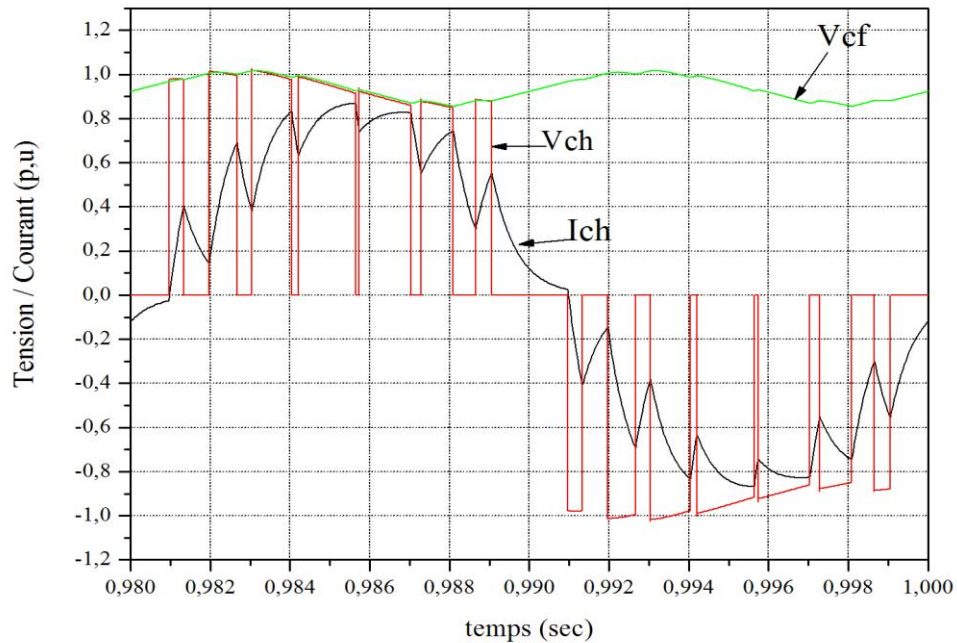


Figure III.12 a) Tension aux bornes de la capacité, tension de charge et courant de charge pour $C_j = 500 \mu F$

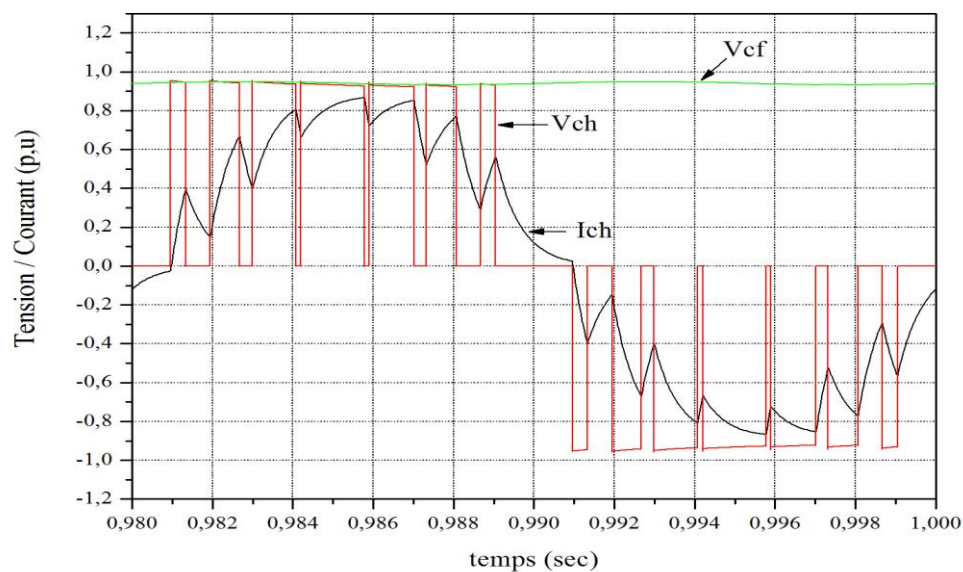


Figure III.12b) Tension aux bornes de la capacité et tension de charge et courant de charge pour $C_j = 4400 \mu F$

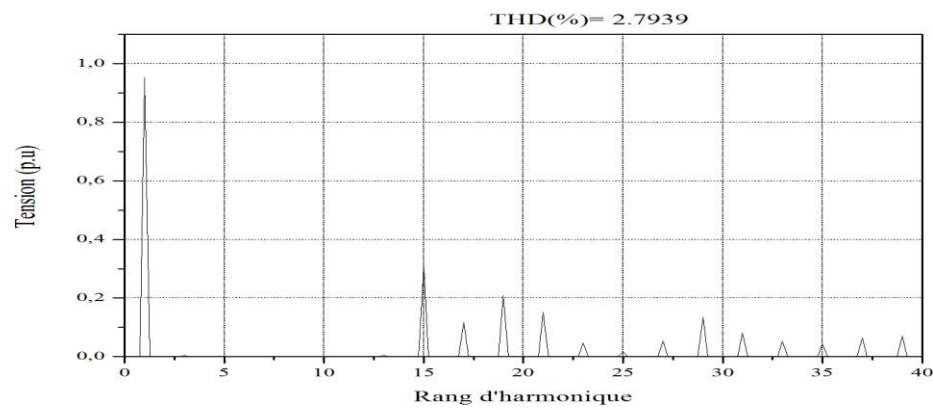


Figure III.13 a) Spectre de la tension de charge de l'onduleur avec $C_f = 500 \mu F$

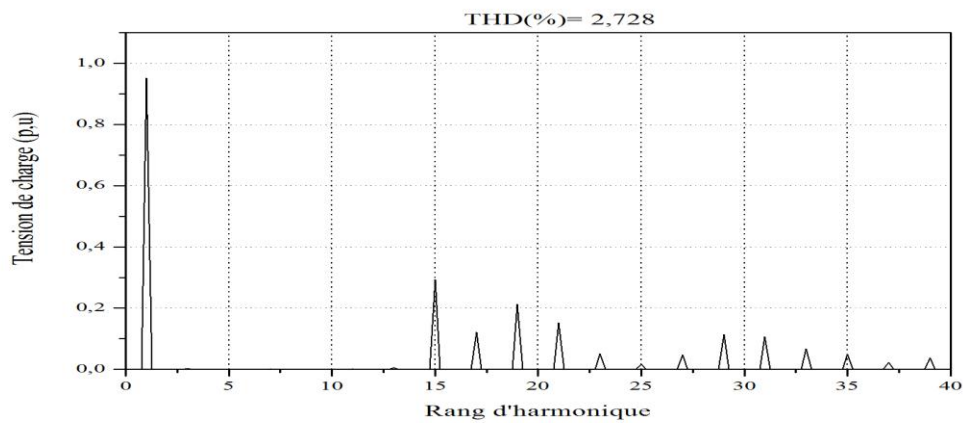


Figure III.13 b) Spectre de la tension de charge de l'onduleur avec $C_f = 4400 \mu F$

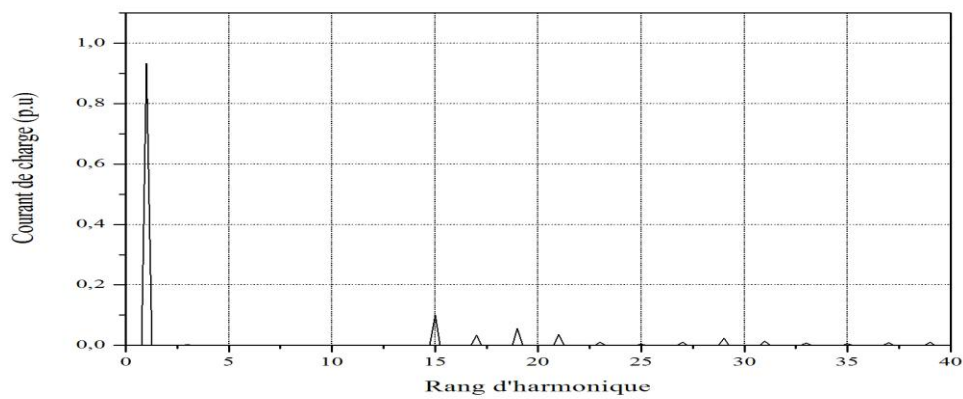


Figure III.14 a) Spectre du courant de charge de l'onduleur avec $C_f = 500 \mu F$

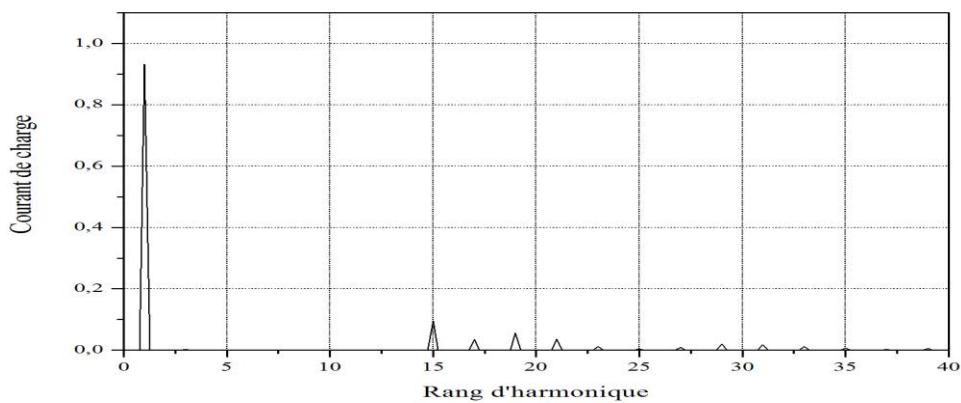


Figure III.14 b) Spectre du courant de charge de l'onduleur avec $C_f = 4400 \mu F$

A titre d'exemple d'illustration, la figure 15 montre la variation du taux de distorsion de la tension de charge de l'onduleur, ayant une capacité de filtrage $C_f = 4400 \mu F$ à son entrée, en fonction du coefficient de réglage, et ce pour deux valeurs de M , $M = 3$, et $M = 9$.

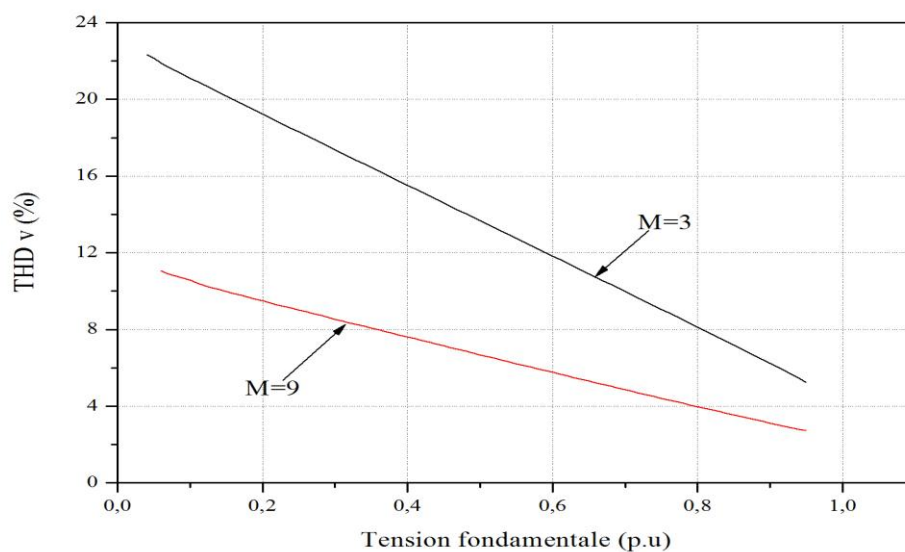


Figure III.15 Variation du THD en fonction du coefficient de réglage, avec $C_f = 4400 \mu F$, pour $M = 3$ et $M = 9$

On remarque que le taux de distorsion est nettement meilleur avec $M = 9$, c'est-à-dire 18 angles de commutation par période.

A titre d'indication, les allures des angles de commutations en fonction du coefficient du réglage sont représentées sur les graphes ci-dessous :

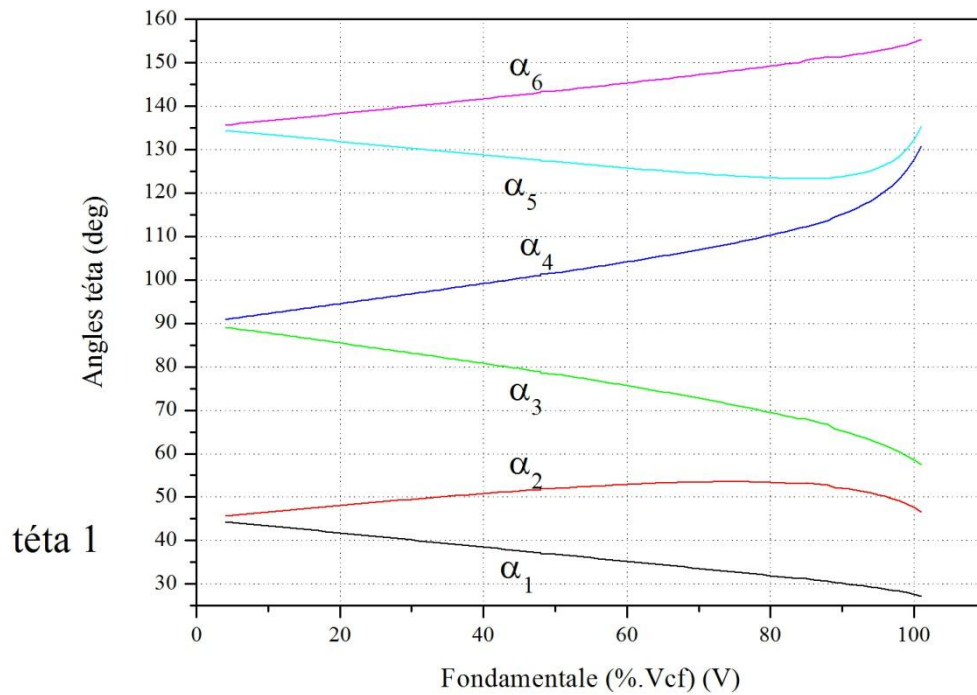


Figure III.16 Variation des angles de commutation en fonction du coefficient de réglage, avec $C_f = 330 \mu F$, pour $M = 3$

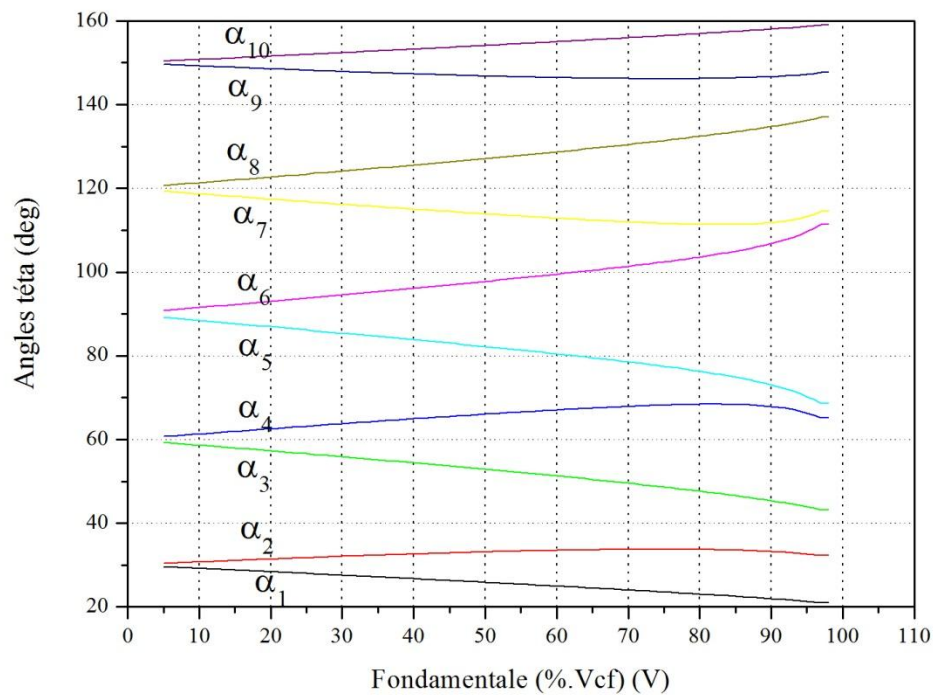


Figure III.17 Variation des angles de commutation en fonction du coefficient de réglage, avec $C_f = 4400 \mu F$, pour $M = 5$

Interprétation des résultats :

	THD(%)	$V_{cfmoy}(V)$	$I_{ch}(A)$	$V_{ch}(V)$	Angle de Décalage (°)	DF = $\cos(\varphi_1)$
$C_f = 500 \mu F$	2.793	56.44	2.77	53.68	-0.03	0.9821
$C_f = 4400 \mu F$	2.728	56.44	2.77	53.72	-0.01	0.9821

Tableau III.1 Résultats de simulation de l'onduleur seul

où :

THD : le Taux de distorsion harmonique ;

V_{cfmoy} : la tension aux bornes du condensateur ;

I_{ch} : le courant de charge ;

V_{ch} : la tension aux bornes de la charge ;

φ_1 : le déphasage entre la tension de charge et courant de charge ;

DF : Facteur de puissance relatif au fondamental des grandeurs tension et courant de la charge.

- On remarque que les harmoniques de tension ciblés par la stratégie de commande ($M = 7$), c'est-à-dire du 3^{ème} jusqu'au 14^{ème} harmonique sont éliminés et leurs amplitudes est nulles dans les deux cas de figure ($C_f = 500 \mu F$ et $C_f = 4400 \mu F$). Ce qui démontre l'efficacité de cette stratégie même dans le cas d'une petite capacité du fait de l'introduction des harmoniques de tension continue dans le calcul des angles de commutation. Par contre, on remarque toujours l'existence des harmoniques de tension de rangs élevés, ce qui n'est pas le cas pour le spectre du courant du fait de la division de l'harmonique de tension par l'impédance de l'inductance ($L\omega$) et par le rang l'harmonique en question.

-la tension de charge est inférieure à celle aux bornes du condensateur, cela est dû à la chute de tension aux bornes de l'inductance (chutes ohmiques internes) ajoutée à l'entrée de l'onduleur pour simuler le comportement d'un redresseur.

La présence des harmoniques est à la limite imposée par la commande dans les deux cas de figure ($C_f = 500 \mu\text{F}$ et $C_f = 4400 \mu\text{F}$) que ce soit pour le courant ou la tension de charge, mais par rapport au taux de distorsion il est moins important pour une capacité de plus grosse valeur, la différence demeurant très minime (ici 0.06 %).

III.2. Redresseur MLI à absorption sinusoïdal:

La réversibilité en puissance de l'onduleur en pont complet autorise son fonctionnement en redresseur MLI. Il s'agit alors d'alimenter une charge (passive ou active) en continu à partir d'un réseau alternatif. Le courant prélevé sur ce réseau est sinusoïdal malgré le comportement fortement non linéaire de ce type de convertisseur, nous allons montrer qu'il peut se comporter, vis à vis du réseau, quasiment comme une charge résistive (courant sinusoïdal et en phase avec la tension). Le facteur de puissance ($F_p = P/S$) est alors proche de l'unité et les amplitudes des courants harmoniques sont faibles.

Dans le fonctionnement en redresseur MLI, le réseau alternatif impose la valeur de la tension à l'entrée du convertisseur (côté alternatif). La tension moyenne sur le bus continu est liée à la tension alternative, au coefficient de réglage de la MLI, à la taille du condensateur de filtrage et à l'inductance additionnelle L_a .

Dans la plupart des applications, la charge du redresseur est de type source de tension. (Exemples : charge résistive + condensateur de filtrage en parallèle, moteur à courant continu ou alors un onduleur+moteur à courant alternatif).

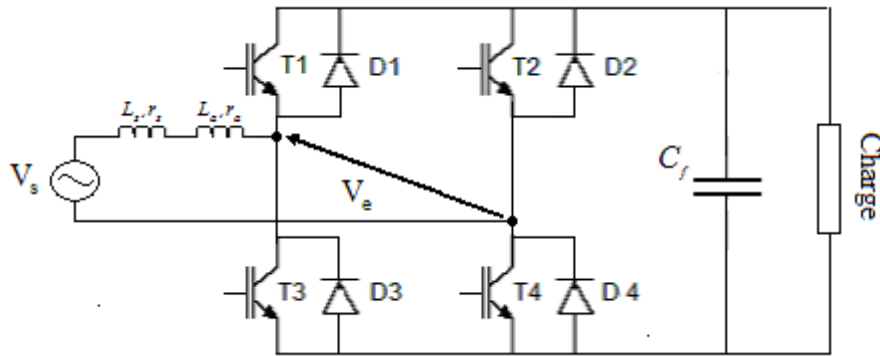


Figure III. 18 Structure d'un redresseur monophasé MLI

III.2.1. Etude du fonctionnement du redresseur MLI :

Le fonctionnement du redresseur MLI est basé sur le découpage de la tension d'entrée V_e .

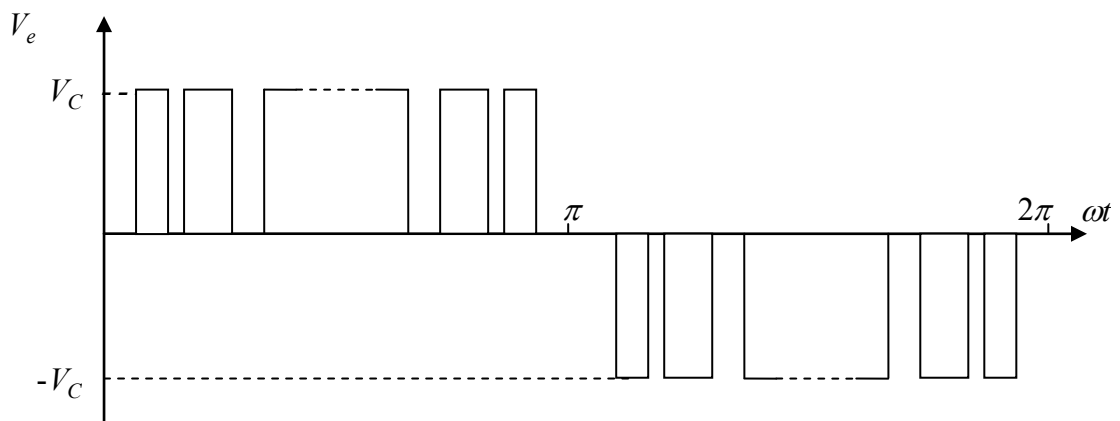


Figure III.19 Allure de la tension V_e en négligeant les ondulations aux bornes de C_f

A- Pendant l'alternance positive de V_e :

***Pour obtenir V_e nulle (absence de V_C):** Afin de réaliser cette condition, on devra court-circuiter la source, c'est-à-dire la source de tension V_s en série avec l'inductance L_a qui représentent à eux deux une source de courant. On doit amorcer T_2 à condition que le courant délivré par la source (i_s) soit positif sinon l'amorçage de T_2 sera compromis, de ce fait le condensateur C_f et la charge sont déconnectés de la source et on obtient les schémas équivalents suivants :

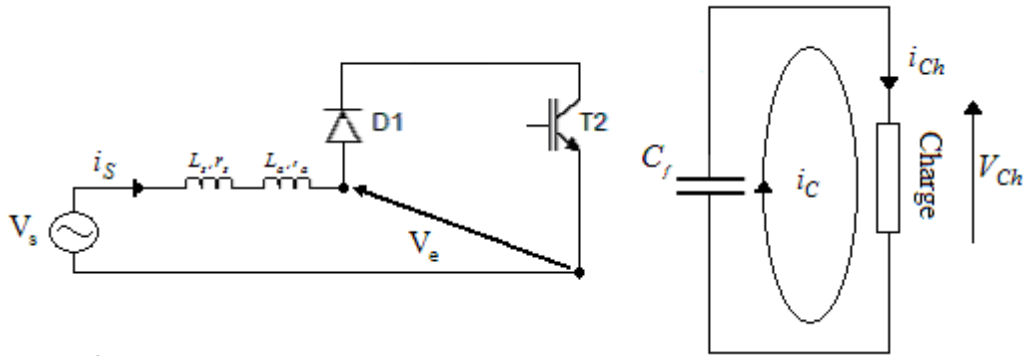


Figure III.20 Schéma équivalent suite à l'amorçage de T_2

Suivant la maille décrite dans la figure 20, on obtient les équations de maille suivantes:

$$\begin{cases} V_s(t) - (L_s + L_a) \frac{di_s(t)}{dt} - (r_s + r_a) i_s(t) = 0 \\ V_{Cf} = V_{ch} \\ i_{c_f} = i_{Ch} \\ V_e = 0 \end{cases} \quad \text{(III-11)}$$

Durant cette séquence, le courant de source croît, et c'est justifié par la diminution brutale de l'impédance reliée à la source et le courant de charge est assuré par le condensateur.

***Pour obtenir V_e non nulle :** Dans ce cas, l'interrupteur T_2 est commandé au blocage, on revient alors à un fonctionnement redresseur classique, la source est reliée à la capacité (et par conséquent à la charge). En négligeant la chute de tension due aux diodes $V_e = V_C$, le schéma équivalent du circuit est le suivant :

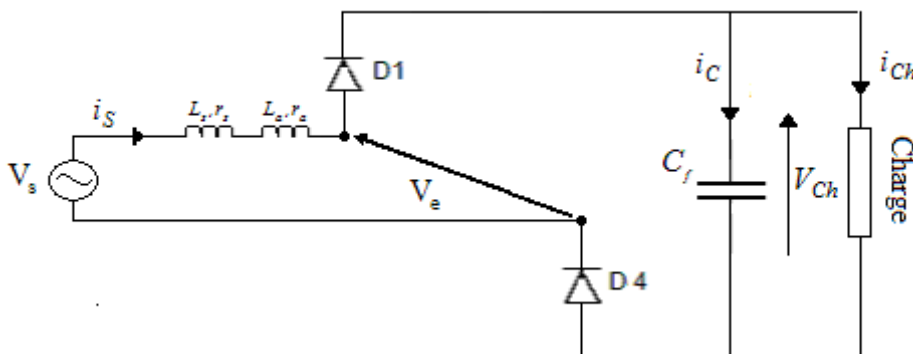


Figure III.21 Schéma équivalent suite au blocage de T_2

Les équations décrivant cette séquence sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_s(t) - (L_s + L_a) \frac{di_s(t)}{dt} - (r_s + r_a) i_s(t) - V_{C_f} = 0 \\ |V_e| = V_{C_f} = V_{ch} \\ |i_s(t)| = i_{c_f}(t) + i_{ch}(t) \end{cases} \quad \text{(III-12)}$$

Le courant de source décroît à voir l'impédance reliée à cette dernière augmenter. De ce fait, la tension aux bornes des inductances L_a et L_s change de polarité et par conséquent la tension aux bornes de l'inductance totale à la source n'est pas soustraite à la tension du réseau mais additionnée, ce qui explique le fait qu'un redresseur MLI est forcément élévateur de tension.

B- Pendant l'alternance négative de V_e :

Dans ce cas, c'est l'interrupteur T_1 qui sera commandé avec une condition sur le courant de source négative, les séquences de commande sont les mêmes pour assurer la symétrie mais décalées d'une demi période. La tension de source change de sens alors V_e devient négative ($V_e = -V_C$).

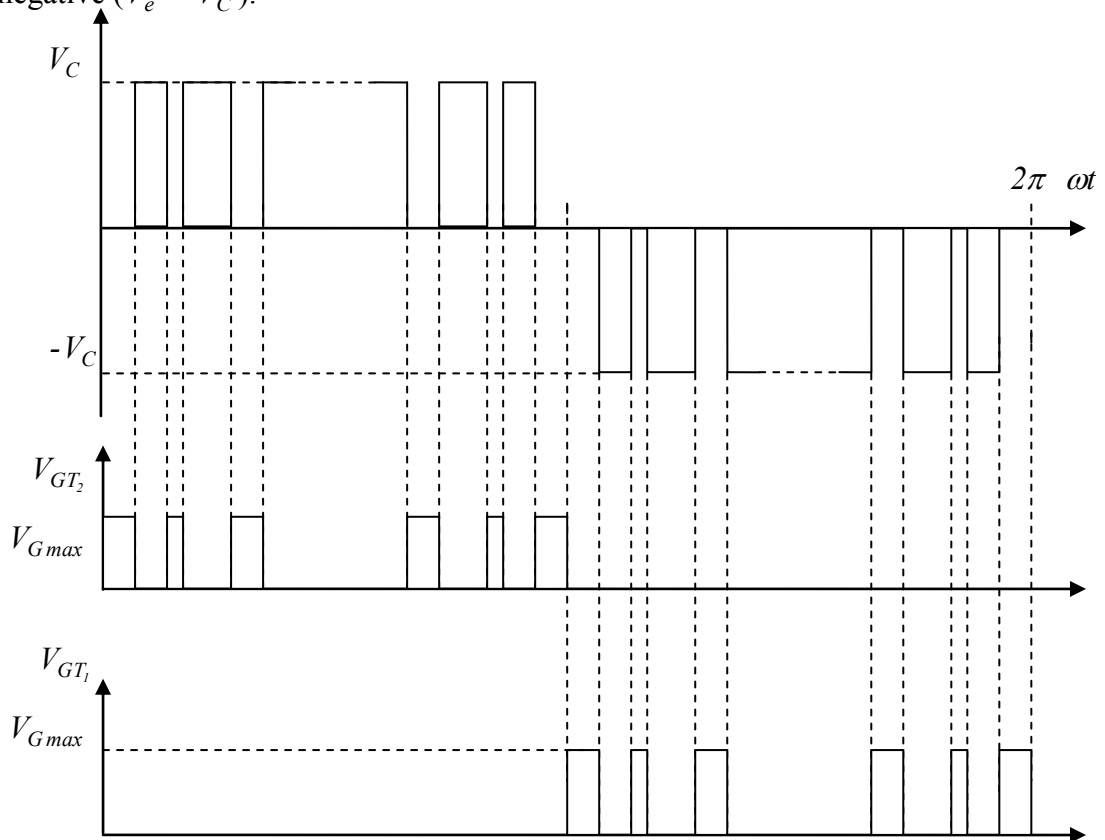


Figure III.22 Les séquences de commande T_1 et T_2 suivant la tension V_e

III.2.2. Détermination de l'inductance additionnelle L_a :

La valeur de L_a est fixée par rapport au coefficient de surtension maximale (X) désirée coté continu; c'est-à-dire que : $X = \frac{V_{Cmax} - V_{Smax}}{V_{Smax}}$ (III-13)

On peut d'une manière approximative dire que : $V_{Cmax} = V_{Smax} + (L_s + L_a)\omega i_{S1max}$ (III-14)

Des deux relations on obtient : $(L_s + L_a) = \frac{X.V_{Smax}}{\omega i_{S1max}}$ (III-15)

III.2.3. Le transfert d'énergie :

Si la puissance active (P) qui transite à travers le redresseur est fournie par la source alternative, en agissant sur la commande MLI, donc sur le fondamental de V_e , on peut alors avoir un control sur le déphasage du courant délivré par la source. Il existe trois cas de figure par rapport à la puissance réactive (Q) représentés dans le tableau III-2 par le diagramme de Fresnel (on néglige la chute de tension dans r_a et r_s).

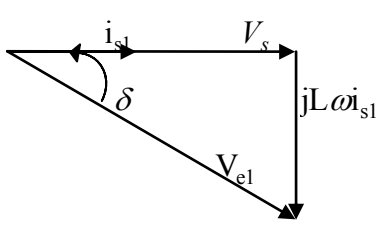
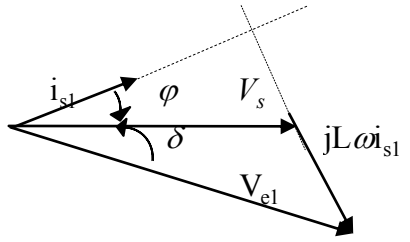
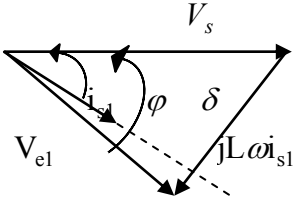
1-Puissance réactive transitant nulle $\varphi = 0$	2-Puissance réactive fournie par le réseau $\varphi > 0$	3-Puissance réactive reçue par le réseau $\varphi < 0$
		

Tableau III.2 Diagramme de Fresnel pour différents facteurs de puissance

L'angle δ représente l'angle de charge ; c'est la phase de la tension V_{e1} et en définissant l'angle φ pour lequel le fondamental du courant de source i_{s1} soit en phase avec la tension de source, on peut agir sur les séquences de commande des interrupteurs.

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{(L_s + L_a) \omega i_{S1}}{V_s - (r_s + r_a) i_{S1}} \quad (\text{III-16})$$

III.2.4. Détermination du coefficient de réglage "r":

Le coefficient de réglage dans le cas du redresseur MLI est le rapport de l'amplitude du fondamental de V_e à celle de la tension qui subit le découpage et qui n'est plus la tension de source mais la tension aux bornes de la capacité C_f donc :

$$r = \frac{V_{e1\max}}{V_{C\text{moyx}}} \quad (\text{III-17})$$

III.2.5. Résultat de simulation du redresseur MLI:

La méthode MLI utilisée est la même que celle de l'onduleur MLI, avec un coefficient de réglage de $r = 0.82$ et $M = 9$, on a fait deux simulations en changeant seulement la valeur de la capacité de filtrage, l'une avec $C_f = 225 \mu\text{F}$ et l'autre avec $C_f = 4400 \mu\text{F}$.

Les valeurs utilisées pour la simulation sont :

- Une tension de source $V_{\text{Seff}} = 50 \text{ V}$ à 50 Hz
- L'inductance à l'entrée $L_a + L_s = 30 \text{ mH}$
- L'inductance et la résistance de charge $L_{Ch} = 11.7 \text{ mH}$ et $R_{Ch} = 19 \Omega$

Les signaux de commandes et la fonction de commutation sont représentés dans la figure suivante:

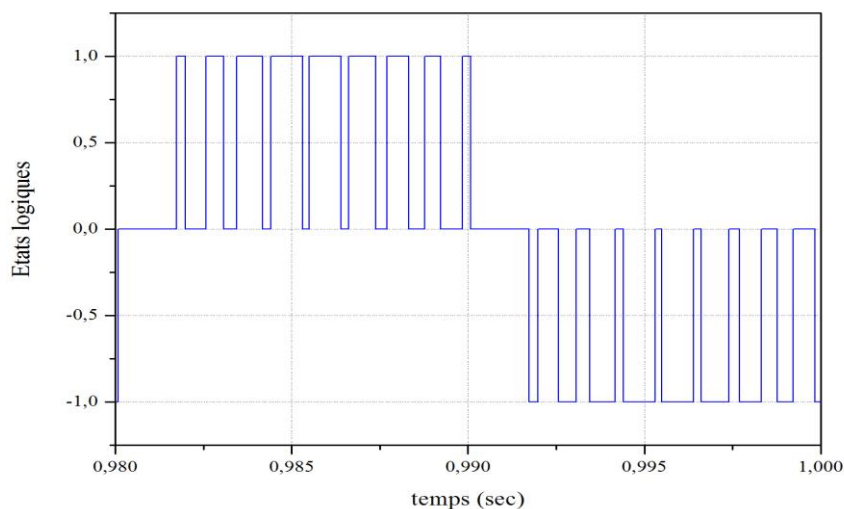


Figure III.23 La fonction de commutation des interrupteurs du redresseur MLI

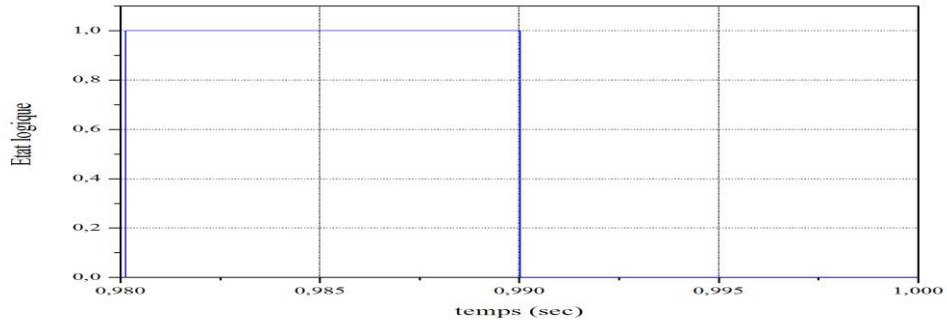


Figure III.24 a) Etat de conduction de D_1

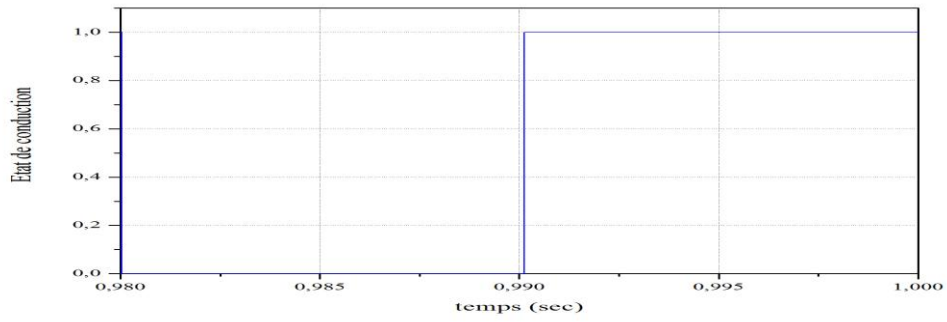


Figure III.24 b) Etat de conduction de D_2

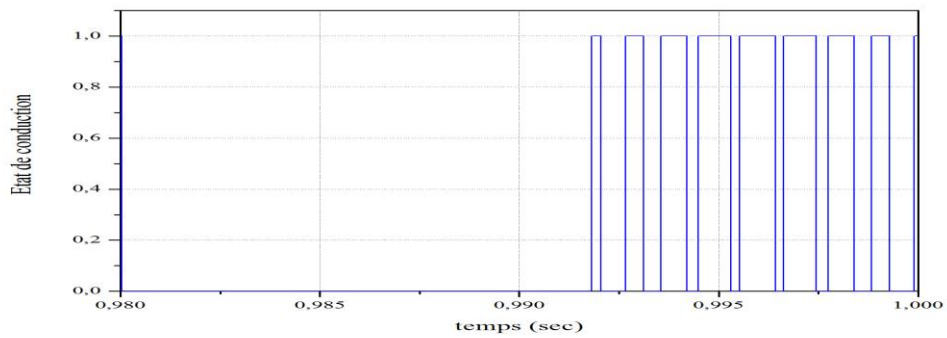


Figure III.24 c) Etat de conduction de D_3

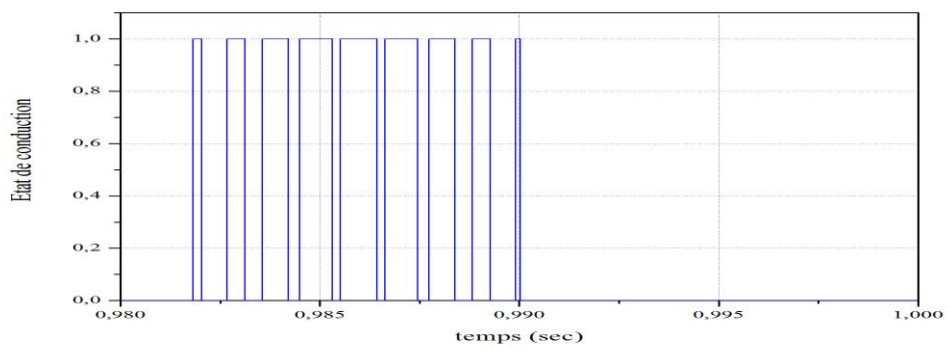


Figure III.24 d) Etat de conduction de D_4

Suivant les signaux de commande, les formes d'onde de tensions et de courant sont représentées dans les figures suivantes avec les valeurs en p.u. tel que les valeurs de la tension et le du courant de base sont égales à :

$V_{base} = 70.71 \text{ V}$

et :

$I_{base} = 1.80 \text{ A}$

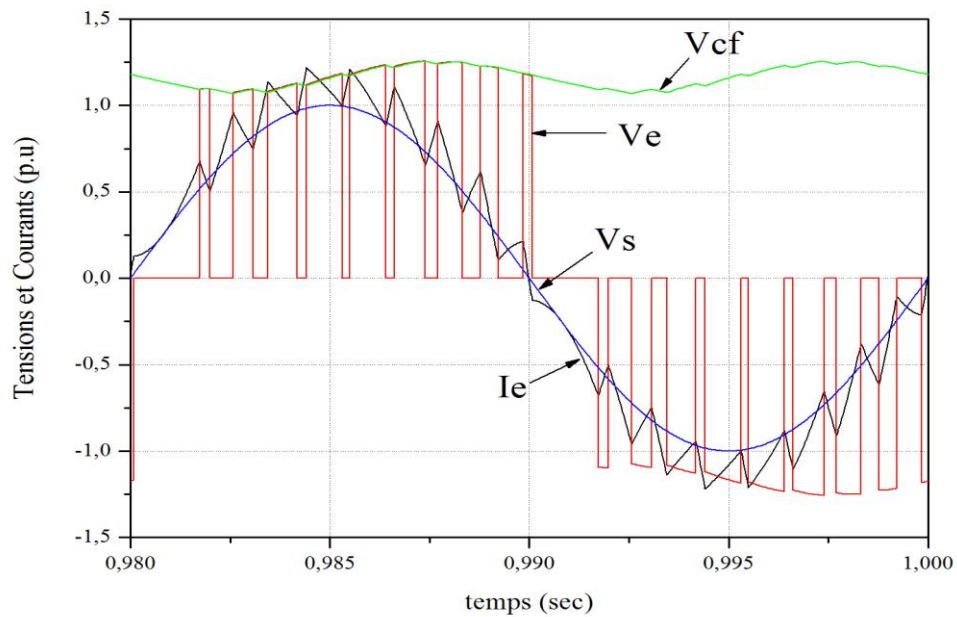


Figure III.25 a) Tension de source V_s , tension et courant d'entrée V_e , I_e et tension de sortie V_{cf} du redresseur, avec $C_f = 225 \mu F$

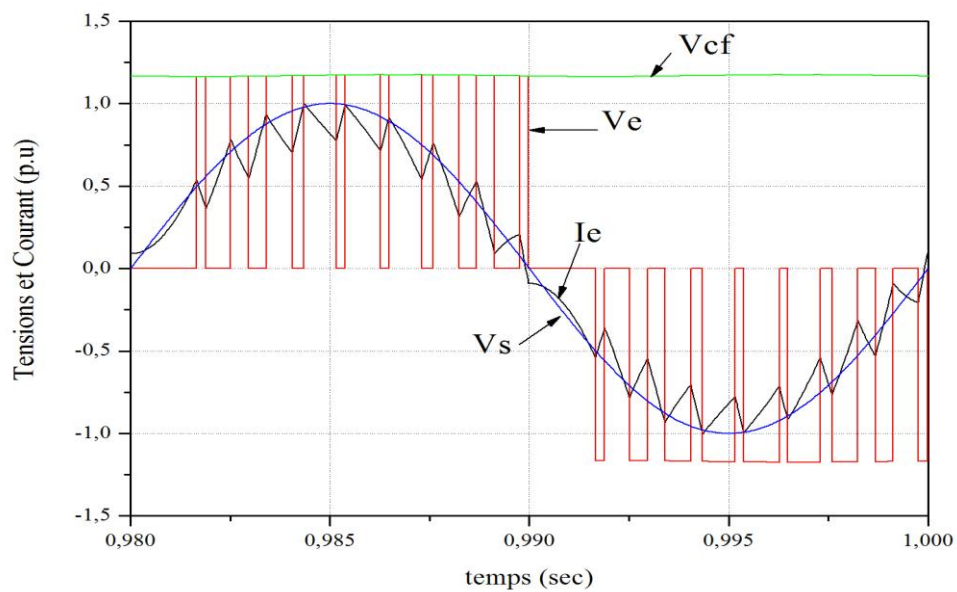


Figure III.25 b) Tension de source V_s , tension et courant d'entrée V_e , I_e et tension de sortie V_{cf} du redresseur, avec $C_f = 4400 \mu F$

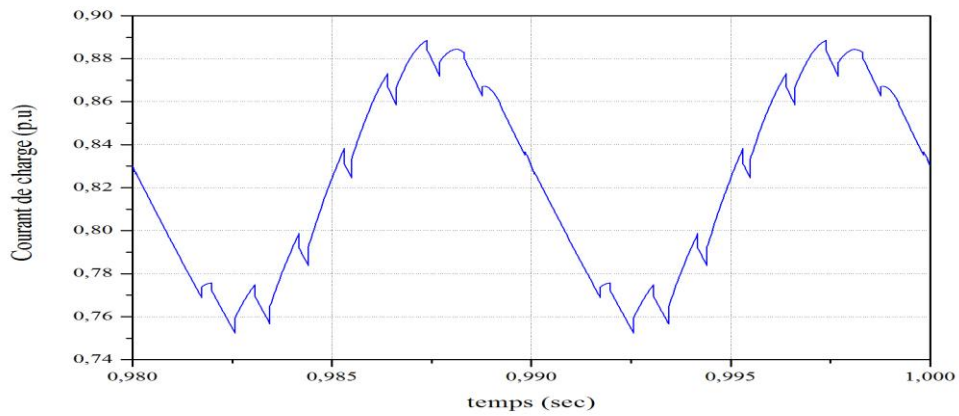


Figure III.26 a) Ondulation du courant de charge du redresseur MLI avec $C_f = 225 \mu F$

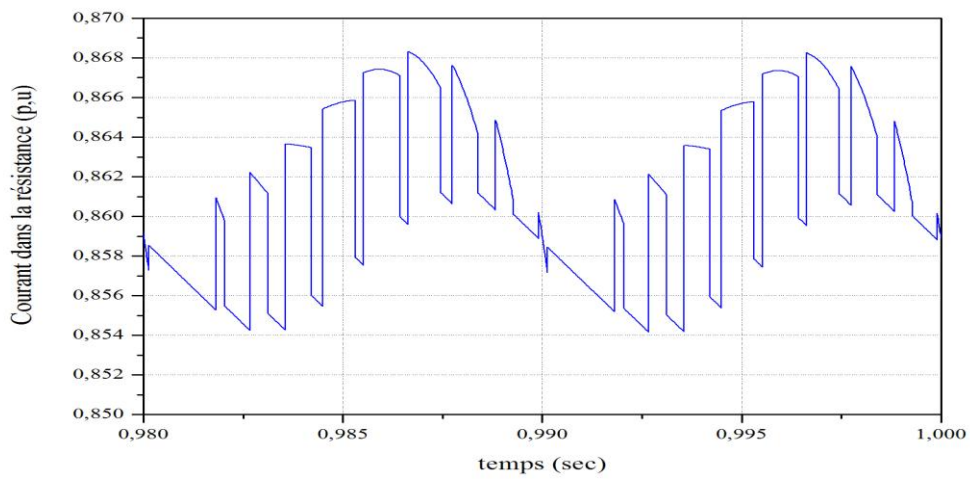


Figure III.26 b) Ondulation du courant de charge du redresseur MLI avec $C_f = 4400 \mu F$

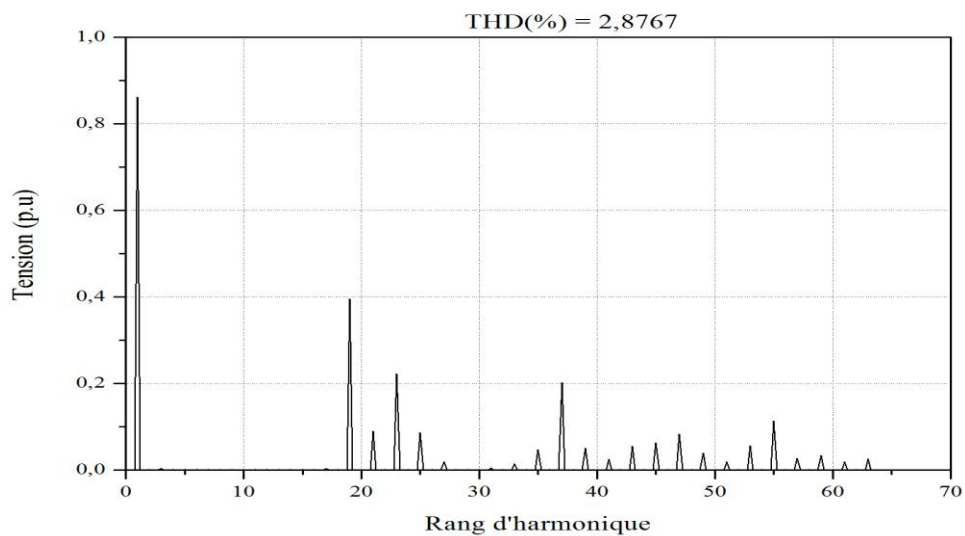


Figure III.27 a) Spectre de la tension d'entrée du redresseur avec $C_f = 225 \mu F$

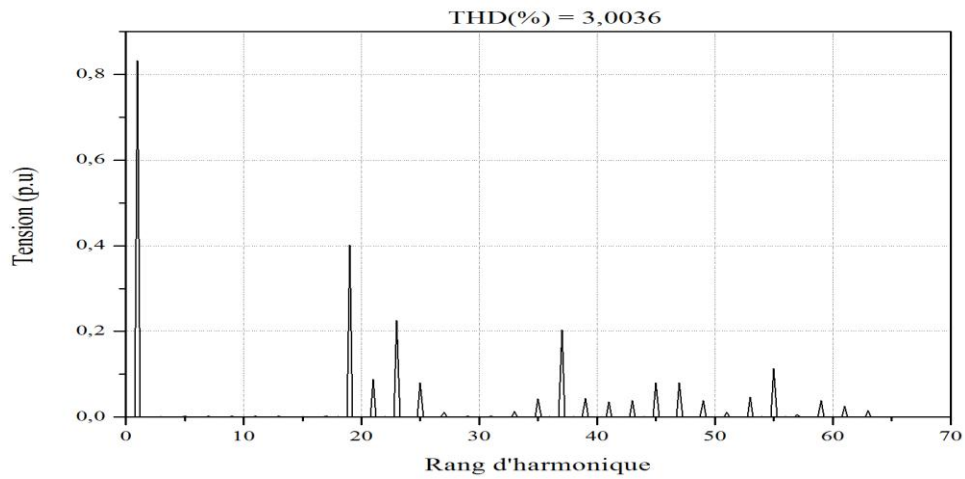


Figure III.27 b) Spectre de la tension d'entrée du redresseur avec $C_f = 4400 \mu F$

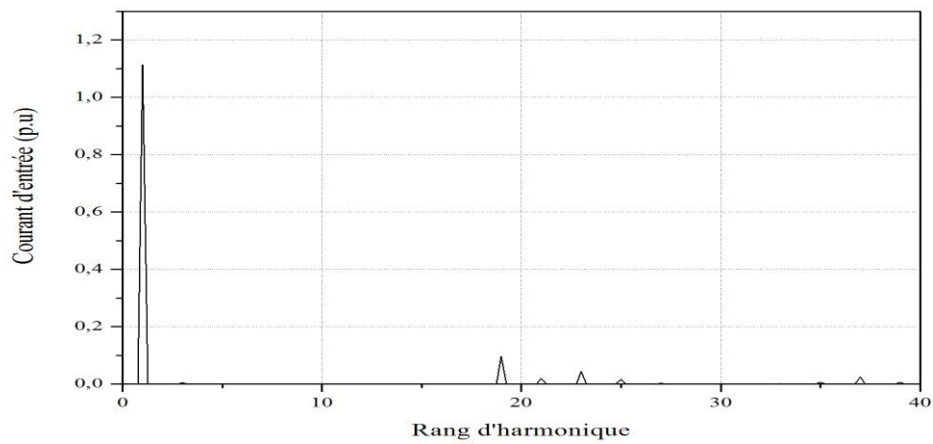


Figure III.28 a) Spectre du courant d'entrée du redresseur avec $C_f = 225 \mu F$

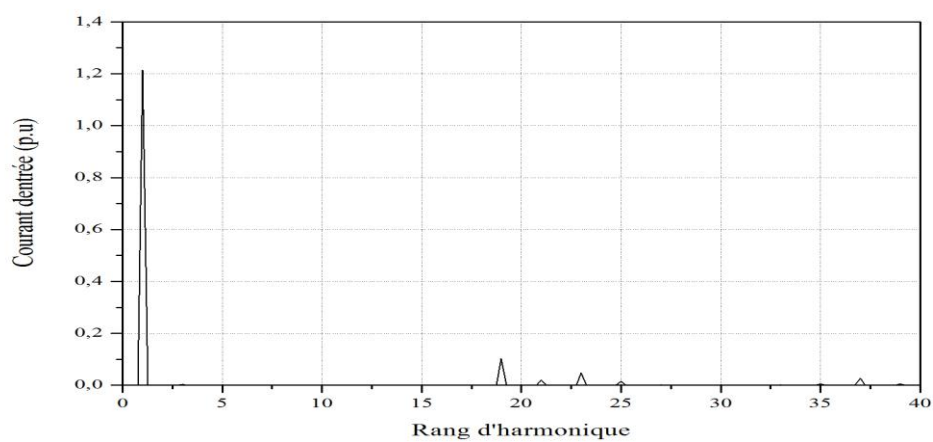


Figure III.28 b) Spectre du courant d'entrée du redresseur avec $C_f = 4400 \mu F$

Interprétation des résultats :

Le tableau III.3 montre le relevé des simulations effectuées sur le redresseur élévateur de tension conduit par la méthode MLI vectorielle optimisée pour deux valeurs de la capacité du filtre de la tension continue.

	THD(%)	$V_{cfmoy}(V)$	$I_e (A)$	$V_e (V)$	Angle de décalage $\delta (^{\circ})$	Facteur de Déplacement $DF = \cos(\varphi_1)$
$C_f = 225 \mu F$	2.8767	82.417	2.01	71.05	16.35	1.00
$C_f = 4400 \mu F$	3.0036	86.1332	2.19	71.63	17.53	0.99

Tableau III.3 Résultats de simulation du redresseur pour $C_f = 225 \mu F$ et $C_f = 4400 \mu F$ où :

THD : le Taux de distorsion harmonique ;

V_{cfmoy} : la tension aux bornes du condensateur ;

I_e : le courant à l'entrée du redresseur ;

V_e : la tension à l'entrée du redresseur ;

$\delta (^{\circ})$: angle de décalage de l'onde MLI par rapport au passage à zéro de la tension de source alternative V_s ;

φ_1 : le déphasage du courant fondamental de source alternative par rapport à la tension V_s ;

Angle de décalage : le déphasage entre le fondamental de la tension fondamentale de l'onde MLI fabriquée (ou angle de charge δ) et la tension de source alternative V_s .

DF : Facteur de déplacement ou Facteur de puissance relatif au fondamental du courant de source V_s .

De même que pour le cas de l'onduleur, les harmoniques de tension ciblés par la stratégie MLI vectorielle utilisée étaient éliminés pour les deux valeurs de la capacité

$C_f = 4400 \mu F$ et $C_f = 225 \mu F$, c'est-à-dire du 3^{ème} jusqu'au 17^{ème} harmonique ($M = 9$). le THD relativement élevé de la tension d'entrée (V_e) pour $C_f = 4400 \mu F$ par rapport à celui de $C_f = 225 \mu F$ est justifié par les formes des courants de charge montrées sur les figures (III-26a) et (III-26b) tel que la variation brusque des courants de pour $C_f = 4400 \mu F$ influe sur la tension d'entrée (V_e), contrairement au cas où $C_f = 225 \mu F$ où la variation du courant se fait moins rapidement durant les périodes de découpages, même si l'ondulation du courant de charge est plus importante dans le cas de $C_f = 225 \mu F$. A noter, d'autre part, que la tension continue moyenne V_{cfmoy} est plus élevée pour $C_f = 4400 \mu F$ pour $C_f = 225 \mu F$. La même remarque que dans le cas de l'onduleur pourrait se faire pour la réduction des harmoniques du courant d'entrée du redresseur.

D'après les figures (III-25a) et (III-25b), on peut apprécier que le courant fondamental de source I_{e1} est en phase avec la tension de source alternative pour les deux valeurs de la capacité $C_f = 4400 \mu F$ et $C_f = 225 \mu F$, ce qui est vérifié par les valeurs du facteur de puissance qui sont égaux à 0.99 et 1.00 respectivement déterminé à partir de la formule (III-16) en fixant les angles de décalage à 17.53° et 16.35° respectivement.

Des formes d'ondes précédentes, on peut voir que les tensions aux bornes du condensateur sont supérieures à ceux du réseau, ce qui est justifié par l'utilisation du redresseur MLI élévateur de tension dont le fonctionnement est décrit dans les paragraphes précédents. D'autre part, on remarque que les ondulations de la tension aux bornes de la capacité sont à la fréquence de deux fois celle du réseau. Ce qui est dû à la nature du redresseur, c'est-à-dire redresseur double alternance.

III.3. Onduleur MLI monophasé alimenté par un redresseur MLI:

Règles fondamentales d'association: [8]

L'association de convertisseurs avec un étage de liaison intermédiaire est utilisée pour assurer l'échange d'énergie entre des sources S1 et S2.

Le choix de la nature de la liaison, en courant, en tension ou mixte, est directement lié à la nature des sources S1 et S2 et doit donc respecter les règles énoncées suivantes :

- les propriétés de réversibilités des sources et de la liaison induisent le choix des caractéristiques statiques des interrupteurs mis en jeu dans les convertisseurs CS1 et CS2 ;

- la compatibilité des sources et de la liaison doit être assurée sur tout l’horizon fréquentiel et nécessite, dans certains cas, la mise en place de boucles de régulation pour contrôler les grandeurs tension ou courant dans le domaine des basses fréquences ou du continu.

La figure ci-dessous présente des exemples de liaisons intermédiaires. En fonction de la nature de la liaison, les propriétés suivantes peuvent être énoncées :

- si l’étage de liaison inclut des éléments de stockage d’énergie, il n’y a pas de connexion directe et donc d’interaction entre les sources S1 et S2 qui sont alors découplées ;

- si l’étage de liaison est direct (sans éléments de stockage d’énergie), les sources S1 et S2 ne sont plus découplées. Celles-ci sont donc obligatoirement de natures différentes, l’une impose le courant, l’autre la tension. La mise en cascade permet alors de créer une liaison dont les amplitudes de tension et de courant sont imposées par les sources S1 et S2 mais à la fréquence de commutation des interrupteurs.

Conversion à liaison intermédiaire continue :

Ce principe de conversion est utilisé pour assurer un échange de puissance moyenne entre des sources d’entrée et de sortie qui peuvent être de natures et de fréquences différentes. Comme nous l’avons dit dans le paragraphe 1, le(s) élément(s) de stockage d’énergie placé(s) dans l’étage intermédiaire continu permet(tent) un découplage fréquentiel de ces sources. Les grands domaines d’application sont :

- les entraînements réglés (variateurs de vitesse) ;
- le contrôle des échanges d’énergie dans les réseaux (transport d’énergie en courant continu haute tension, liens énergétiques entre réseaux embarqués).

Compte tenu de la nature des sources d’entrée et de sortie, il existe trois configurations possibles pour l’étage intermédiaire continu.

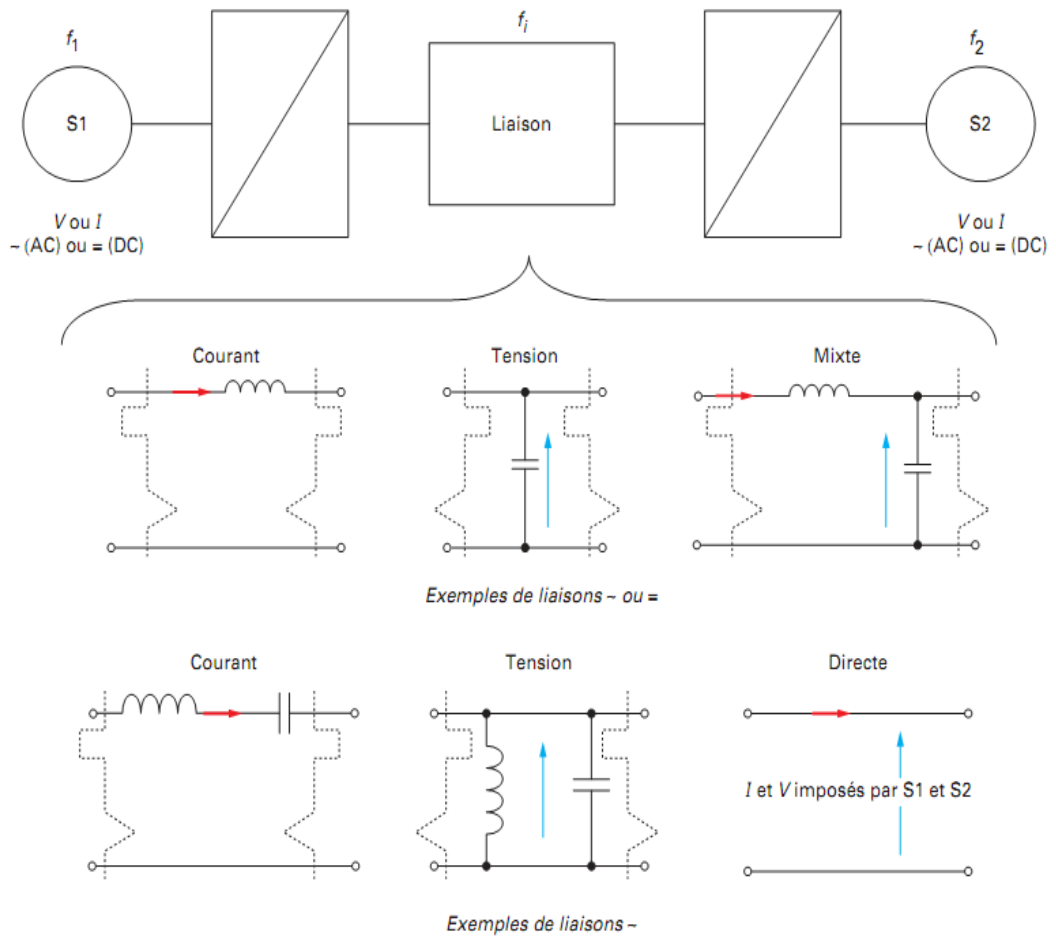


Figure III.29 Principe de mise en cascade de convertisseurs avec liaison intermédiaire

III.3.1 Sources d'entrée et de sortie de même nature: [8]

III.3.1.2 Sources d'entrée et de sortie en courant:

Lorsque les sources d'entrée et de sortie sont des sources de courant, l'étage intermédiaire doit se comporter comme une source de tension sur un horizon fréquentiel allant du continu jusqu'à la haute fréquence.

En pratique, conformément à la figure 28, les sources de courant d'entrée et de sortie sont respectivement synthétisées à partir de la commande des convertisseurs CS1 et CS2. Les tensions $V_{e1} \dots e_n$ et $V_{s1} \dots s_n'$ sont contrôlées par l'intermédiaire des grandeurs (signaux modulateurs) appliquées aux modulateurs des convertisseurs CS1 et CS2. Dans le cas de réseaux alternatifs, les sources de courant peuvent être

polyphasées (n ou n' phases indépendantes) et les convertisseurs comportent une régulation de courant pour chacune des phases indépendantes.

Sur l'étage intermédiaire continu, la réversibilité en puissance moyenne peut être obtenue grâce à la réversibilité en tension ou la réversibilité en courant. Toutefois, le choix de cette réversibilité doit se faire de façon à minimiser le nombre de segments des interrupteurs mis en jeu dans les convertisseurs CS1 et CS2.

Afin d'utiliser pour les convertisseurs CS1 et CS2 des interrupteurs unidirectionnels en tension, l'étage intermédiaire continu devra être unidirectionnel en tension. La réversibilité en courant des interrupteurs de CS1 ou CS2 dépend respectivement de la réversibilité en courant des sources d'entrée ou de sortie. Les interrupteurs comportent donc au plus trois segments. Pour les convertisseurs CS1 et CS2, les relations générales entre les grandeurs d'entrée et de sortie sont les suivantes :

– les tensions d'entrée V_{en} dépendent de la tension V_{DC} et de la commande du convertisseur CS1 :

$$V_{en} = F_{en} V_{DC}$$

Avec $F_{en} = -1, 0$ ou 1 , fonction de connexion du convertisseur CS1 ;

– le courant i_{d1} dépend des courants d'entrée et de la commande du convertisseur

$$i_{d1} = \sum_1^n F_{en} i_{en}$$

avec $F_{en} = -1, 0$ ou 1 ;

– les tensions $V_{sn'}$ dépendent de la tension v_{DC} et de la commande du convertisseur CS2 :

$$V_{sn'} = F_{sn'} V_{DC}$$

avec $F_{sn'} = -1, 0$ ou 1 , fonction de connexion du convertisseur CS2 ;

– le courant i_{d2} dépend des courants de sortie et de la commande du convertisseur CS2 :

$$i_{d2} = \sum_1^n F_{sn'} i_{sn'}$$

Avec $F_{sn'} = -1, 0$ ou 1 .

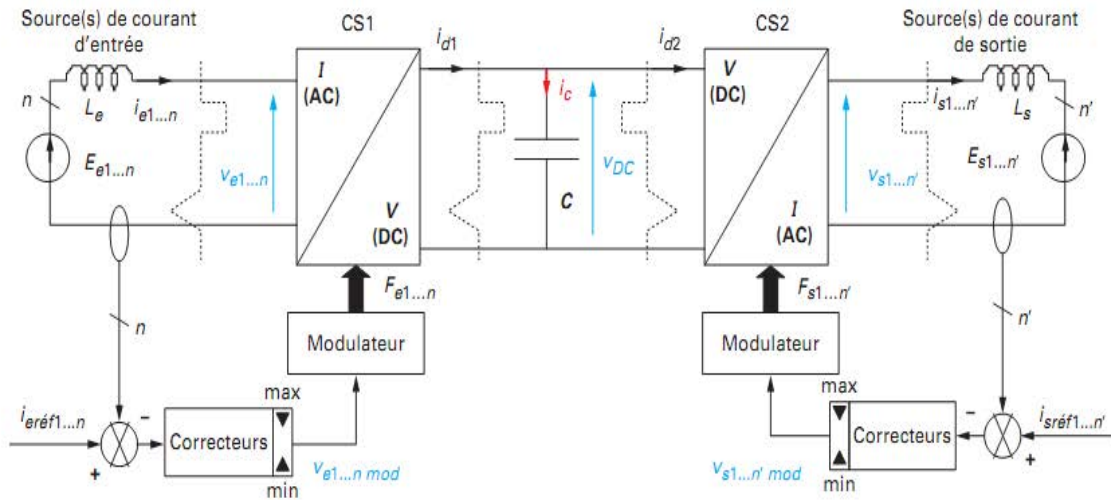


Figure III.30 Conversion avec liaison intermédiaire en tension continue

III.3.1.2.1 Modélisation de l'étage intermédiaire [8]

Les grandeurs tensions et courant peuvent chacune se décomposer en un terme moyen et un terme alternatif :

$$i_{d1} = \langle i_{d1} \rangle + i_{d1h}$$

$$i_{d2} = \langle i_{d2} \rangle + i_{d2h}$$

$$V_{DC} = \langle V_{DC} \rangle + V_{DC h}$$

Grâce au principe de superposition, il est possible d'étudier les variations de la tension V_{DC} , soit à l'échelle de l'évolution temporelle des valeurs moyennes des courants i_{d1} , et i_{d2} , soit à l'échelle de la période des grandeurs alternatives i_{d1h} et i_{d2h} :

$$C \frac{d \langle V_{dc} \rangle}{dt} = \langle i_{d1} \rangle - \langle i_{d2} \rangle \quad (III.18)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{d1h} - i_{d2h} \quad (III.19)$$

Selon le cas, la valeur de C peut être déterminée en considérant l'une ou l'autre des deux relations précédentes. Si le condensateur doit assurer uniquement un filtrage vis-à-vis des composantes alternatives de i_{d1} et i_{d2} , c'est l'équation (18) qui est considérée. Si par contre, le condensateur est utilisé comme réservoir d'énergie vis-à-vis des sources d'entrée et de sortie, c'est l'équation (17) qu'il faut utiliser.

III.3.1.2.2 Réglage du point de fonctionnement de l'étage intermédiaire. Contrôle de la puissance moyenne

Dans le circuit de la figure précédente, ce sont les courants d'entrée et de sortie qui sont contrôlés par les boucles de régulation. Les courants i_{d1} et i_{d2} ne sont pas directement contrôlés. Pour étudier le réglage du point de fonctionnement de l'étage intermédiaire, il convient de raisonner sur les puissances P_1 et P_2 transitant respectivement par les convertisseurs CS1 et CS2.

Au niveau de l'étage de liaison, nous pouvons écrire que :

$$i_{d1} = i_c + i_{d2} \quad (\text{III.20})$$

$$V_{DC}i_{d1} = V_{DC}i_c + V_{DC}i_{d2} \quad (\text{III.21})$$

Ainsi :

$$P_1 = V_{DC}C \frac{dV_{DC}}{dt} + P_2 \quad (\text{III.22})$$

Soit encore :

$$P_1 - P_2 = \frac{C}{2} \frac{dV_{DC}^2}{dt} \quad (\text{III.23})$$

La tension moyenne aux bornes du condensateur est donc stable en régime permanent s'il y a égalité des puissances moyennes en entrée et en sortie. Cela est réalisé par une boucle de régulation de la valeur moyenne de V_{dc} .

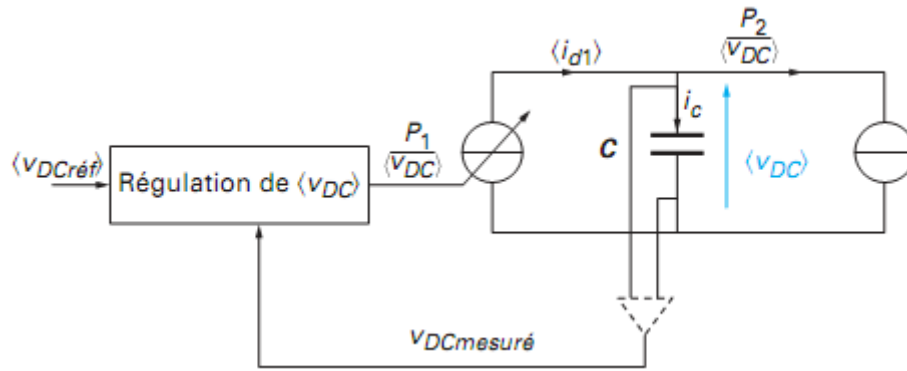


Figure III.31 Contrôle de V_{dc} par réglage de la puissance moyenne sur CS1

Dans la figure III.31, nous supposons que la boucle de régulation agit sur l'amplitude du (des) courant(s) à l'entrée du convertisseur CS1 et donc sur la puissance moyenne P_1 . Ainsi, la puissance moyenne P_1 est adaptée à la puissance moyenne P_2 en sortie du convertisseur CS2.

Lorsque V_{dc} est réglée, le point de fonctionnement en régime permanent de l'étage de liaison dépend de la puissance moyenne en sortie (figure ci-dessous) :

- si la puissance moyenne P_2 est positive, le courant moyen dans la liaison est positif;
- si la puissance moyenne P_2 est négative, le courant moyen dans la liaison est négatif.

Il est important de noter que pour pouvoir contrôler par l'intermédiaire des boucles de régulation les courants d'entrée et de sortie des convertisseurs CS1 et CS2, la tension doit être toujours supérieure aux valeurs maximales des tensions d'entrée ou de sortie. Cela conduit à toujours maintenir la tension de la liaison au-dessus d'une valeur minimale conformément à la figure 32 :

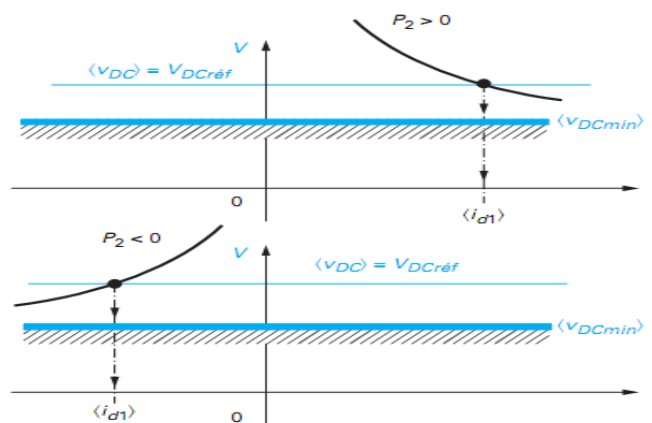


Figure III.32 Point de fonctionnement de l'étage continu en régime permanent

III.3.1.2.3 Relations entre les grandeurs d’entrée ou de sortie et les grandeurs de l’étage intermédiaire:

Elles sont données dans les tableaux III.4.

Les valeurs moyennes des courants i_{d1} et i_{d2} dépendent du mode de commande des convertisseurs :

– dans le cas où en entrée ou en sortie, la source de courant est continue, le réglage ne peut s’effectuer sur le convertisseur correspondant que par modulation de largeur d’impulsion (MLI). Le paramètre de réglage est le rapport cyclique de la commande des interrupteurs α ;

– dans le cas où la source de courant est alternative, deux modes de réglage peuvent être combinés : la MLI et le contrôle de phase. Pour la MLI, le paramètre de réglage est la profondeur de modulation m_a . Pour le contrôle de phase, l’onde fondamentale de la (des) tension(s) imposée(s) par le convertisseur est décalée(s) d’un angle ψ par rapport au passage par zéro du (des) courant(s) alternatif(s) correspondant(s).

Dans l’expression du courant moyen et de la valeur efficace de l’onde fondamentale de la tension, le facteur k dépend du nombre de phases de la source et du type de commande utilisé.

Convertisseur CS1				
Source de courant d’entrée	Contrôle	Expression de $\langle i_{d1} \rangle$	Puissance moyenne	Tension(s) d’entrée du convertisseur
Continue I_1	MLI	$\langle i_{d1} \rangle = I_1 (2 \alpha_1 - 1)$ $(0 < \alpha_1 < 1)$	$P = \langle v_{DC} \rangle (2 \alpha_1 - 1) I_1$	Valeur moyenne : $\langle v_e \rangle = \langle v_{DC} \rangle (2 \alpha_1 - 1)$
Alternative polyphasée (n phases) $I_{e1} = I_{e2} \dots = I_{en} = I_e$	MLI et/ou contrôle de phase	$\langle i_{d1} \rangle = k_1 I_e m_{a1} \cos \psi_1$ $0 < m_{a1} < 1$ $-1 < \cos \psi_1 < 1$	$P = \langle v_{DC} \rangle k_1 I_e m_{a1} \cos \psi_1$	Valeur efficace de l’onde fondamentale : $V_{ef} = k_1 m_{a1} \langle v_{DC} \rangle$
		=	=	
Convertisseur CS2				
Source de courant de sortie	Contrôle	Expression de $\langle i_{d2} \rangle$	Puissance moyenne	Tension(s) de sortie du convertisseur
Continue I_2	MLI	$\langle i_{d2} \rangle = I_2 (2 \alpha_2 - 1)$ $(0 < \alpha_2 < 1)$	$P = \langle v_{DC} \rangle (2 \alpha_2 - 1) I_2$	Valeur moyenne : $\langle v_s \rangle = \langle v_{DC} \rangle (2 \alpha_2 - 1)$
Alternative polyphasée (n' phases) $I_{s1} = I_{s2} \dots = I_{sn'} = I_s$	MLI et/ou contrôle de phase	$\langle i_{d2} \rangle = k_2 I_s m_{a2} \cos \psi_2$ $0 < m_{a2} < 1$ $-1 < \cos \psi_2 < 1$	$P = \langle v_{DC} \rangle k_2 I_s m_{a2} \cos \psi_2$	Valeur efficace de l’onde fondamentale : $V_{sf} = k_2 m_{a2} \langle v_{DC} \rangle$

Tableau III.4 Relations entre les grandeurs de la cascade série

III.3.1.2.4 Principe de contrôle d'une conversion alternatif-alternatif avec liaison intermédiaire en tension continue:

Dans ce paragraphe, nous décrivons le cas largement répandu d'une conversion alternatif-alternatif réversible faisant appel à des onduleurs de tension MLI pour les convertisseurs CS1 et CS2 (variateur de vitesse réversible pour machine à courant alternatif). Les avantages d'une telle application, c'est qu'à partir d'une source alternative on fait varier l'amplitude et la fréquence de la tension de charge au moyen de l'onduleur MLI, tout en ayant un facteur de puissance de l'ensemble quasi unitaire et le contrôle de la tension moyenne (limiter les ondulations) sur le bus continu ce qui est assuré par le redresseur MLI.

Conformément à la figure III.31, les références des courants d'entrée du convertisseur CS1 sont synchronisées sur les sources de tensions d'entrée et les références des courants de sortie du convertisseur CS2 sont synchronisées sur les sources de tension de sortie. En supposant un régime sinusoïdal, le réglage de la composante active des courants de sortie du convertisseur CS2, $I_{s,actif}$, fixe la puissance moyenne P_2 en sortie et le réglage de la composante active des courants d'entrée du convertisseur CS1, $I_{e,actif}$, fixe la puissance moyenne P_1 en entrée.

Compte tenu du principe que nous avons décrit précédemment, la composante active des courants d'entrées, $I_{e,actif}$, est fournie par le correcteur de la boucle externe de régulation de $\langle V_{dc} \rangle$. Cette boucle externe assure en régime permanent l'égalité des puissances moyennes en entrée et en sortie et donc $\langle id1 \rangle = \langle id2 \rangle$.

Généralement, la régulation de la tension du bus continue s'effectue sur la grandeur V_{DC}^2 afin d'être conforme à la relation linéaire (III.23) établie précédemment.

Exemple : des formes d'ondes idéales de fonctionnement (V_{dc} supposé constant) en régime permanent du circuit de la figure 6 sont présentées figure 7 dans le cas où les sources d'entrée et de sortie sont monophasées et les convertisseurs CS1 et CS2 commandés en MLI. Dans la chaîne de conversion, le sens de transfert de la puissance dépend de l'angle ψ_2 imposé par la source de sortie :

- si ψ_2 est inférieur à 90° , la puissance transite de l'entrée vers la sortie ;
- si ψ_2 est supérieur à 90° , la puissance transite de la sortie vers l'entrée.

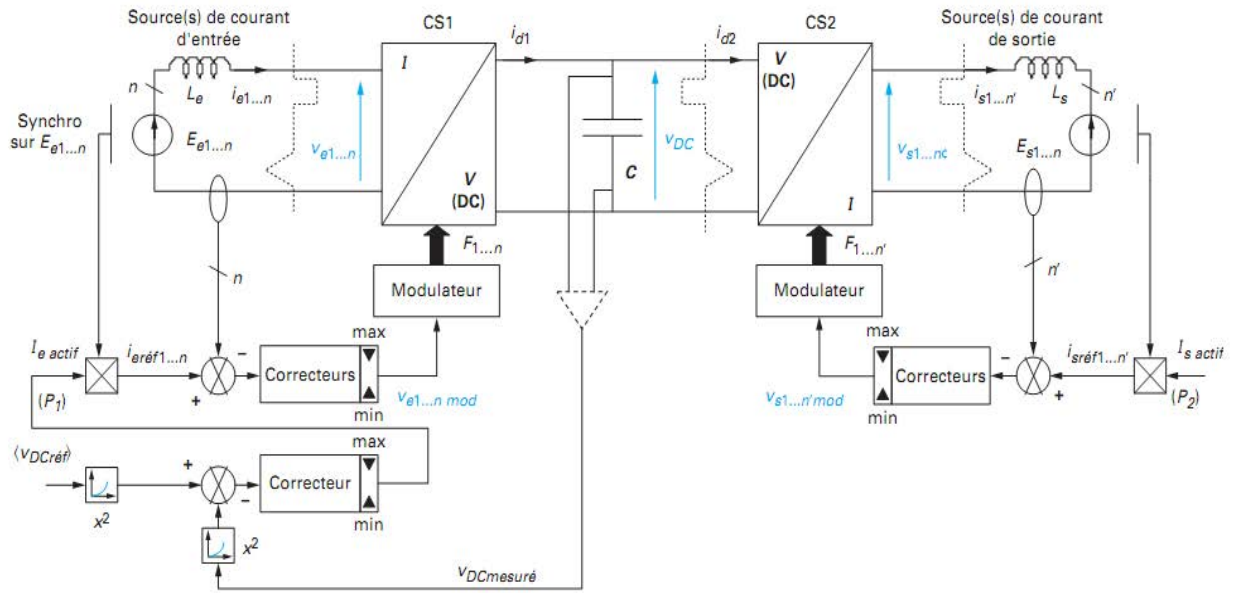


Figure III.33 Boucles de contrôle d’une conversion alternatif-alternatif avec liaison intermédiaire en tension continue

Dans les formes d’ondes présentées ici, le convertisseur CS1 est supposé fonctionner avec un facteur de déplacement unitaire : $|\cos \psi_1| = 1$.

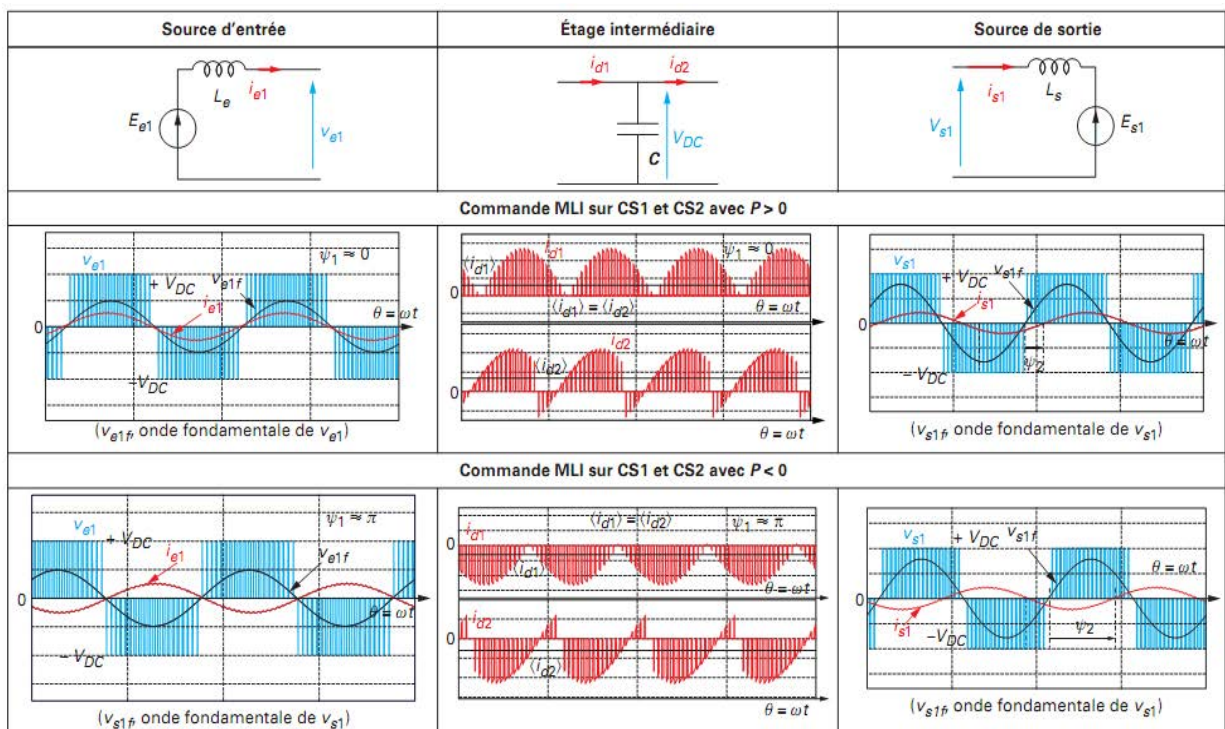


Figure III.34 Exemple de formes d’ondes : conversion alternatif-alternatif

Dans cette configuration, correspondant aux applications « **motovariateurs à courants alternatifs** » et dont le schéma de principe est donné figure III.35, l'onduleur est alimenté par l'intermédiaire d'un réseau alternatif. La source continue est donc un redresseur, suivi d'un filtre d'entrée qui peut avoir une double fonction, à savoir éliminer les composantes harmoniques de courant issues de l'onduleur, mais également les composantes harmoniques de tension dues au redressement.

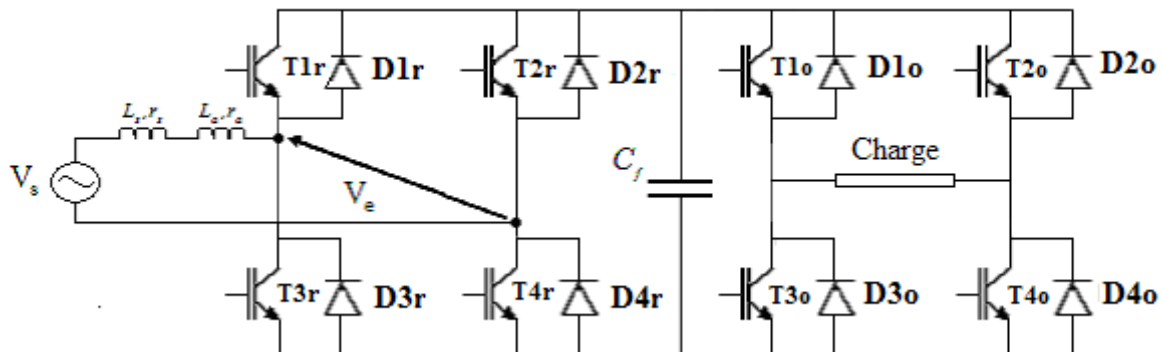


Figure III.35 Schéma de principe d'un onduleur monophasé alimenté par un redresseur

III.3.2. Résultats de simulation:

Les valeurs de simulation sont :

- La tension de source $V_{Seff} = 50 \text{ V}$ à 50 Hz
- L'inductance à l'entrée $L_a + L_s = 110.1 \text{ mH}$
- En utilisant la capacité de filtrage $C_f = 4400 \mu\text{F}$, le coefficient de réglage du redresseur est de 0.82, celui de l'onduleur est de 0.93, avec $M = 9$.
- L'inductance et la résistance de charge $L_{Ch} = 11.7 \text{ mH}$ et $R_{Ch} = 19 \Omega$.

Suivant les signaux de commande, les formes d'onde de tensions et de courant sont représentées dans les figures suivantes avec les valeurs en p.u. tel que les valeurs de la tension et le du courant de base sont égales à :

$V_{base} = 70.71 \text{ V}$ et : $I_{base} = 1.65 \text{ A}$ pour l'onduleur et
 $V_{base} = 70.71 \text{ V}$ et : $I_{base} = 2.16 \text{ A}$ pour le redresseur.

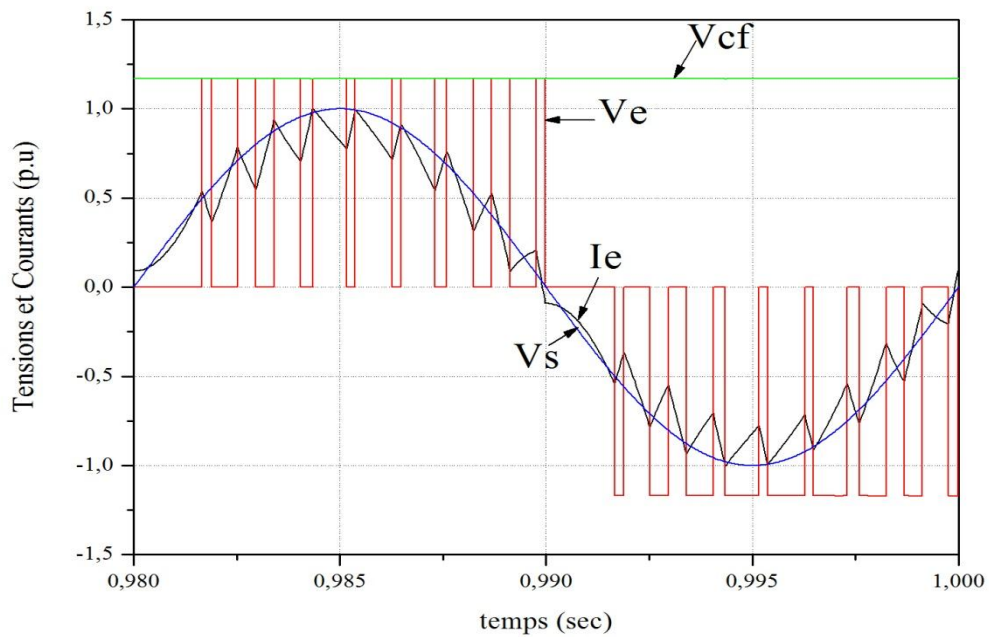


Figure III.36 La tension de source alternative, la tension et le courant à l'entrée du redresseur, et la tension aux bornes de $C_f = 4400 \mu F$

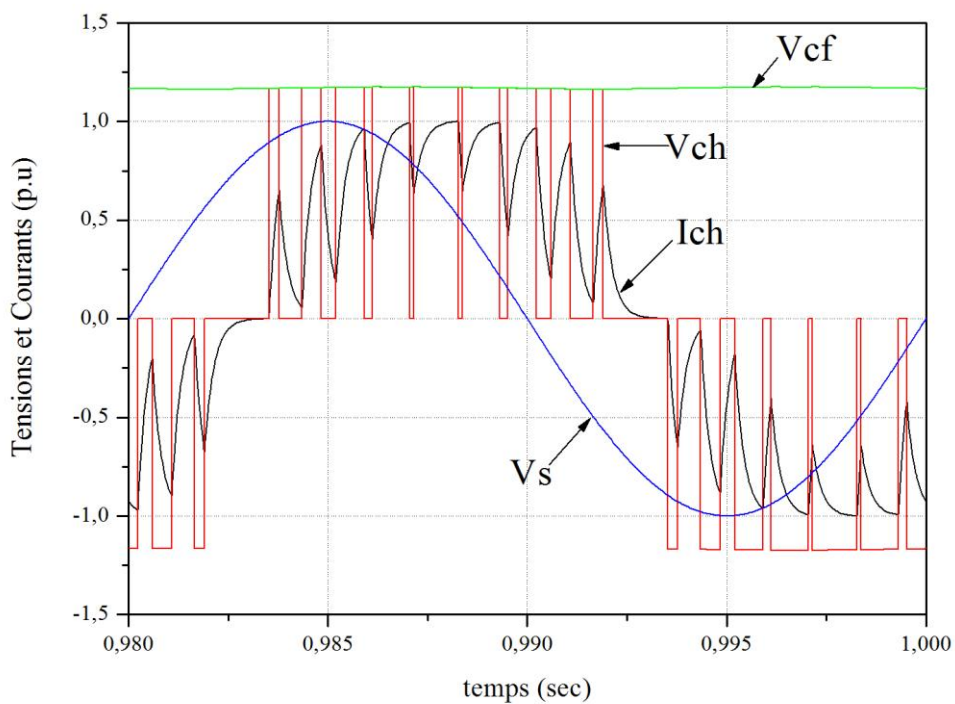


Figure III.37 La tension de source, la tension et le courant de charge de l'onduleur, et la tension aux bornes de $C_f = 4400 \mu F$

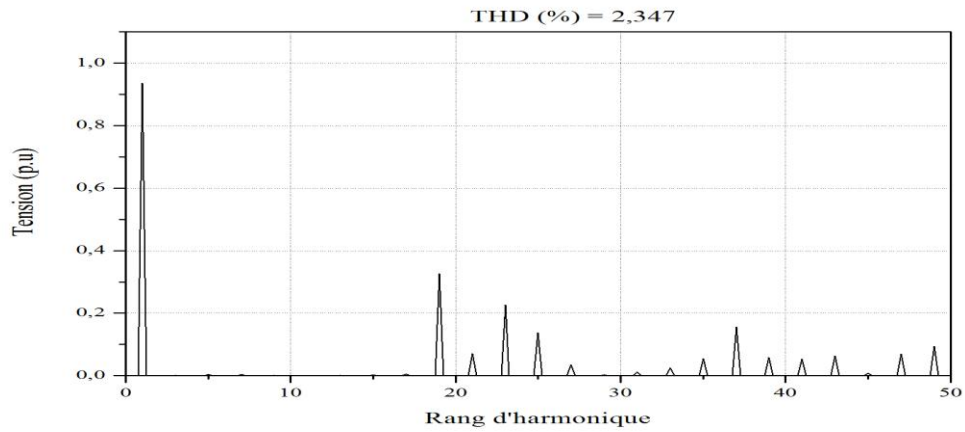


Figure III.38 Le spectre de la tension de charge avec $C_f = 4400 \mu F$

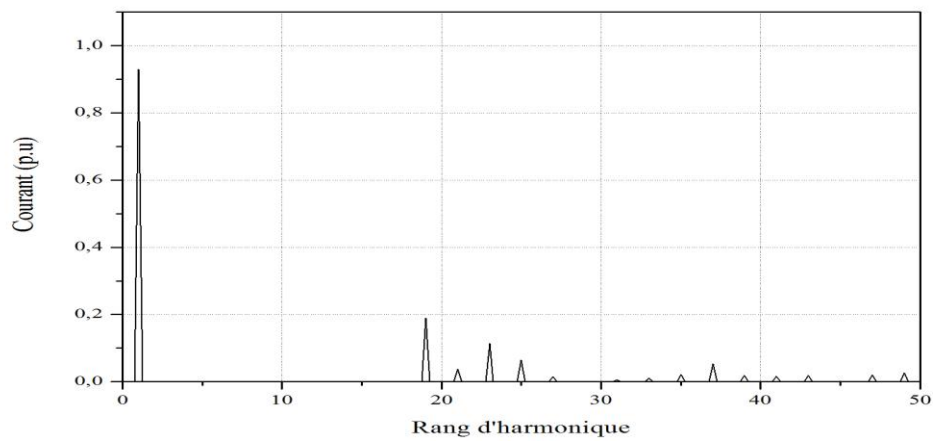


Figure III.39 Le spectre du courant de charge avec $C_f = 4400 \mu F$

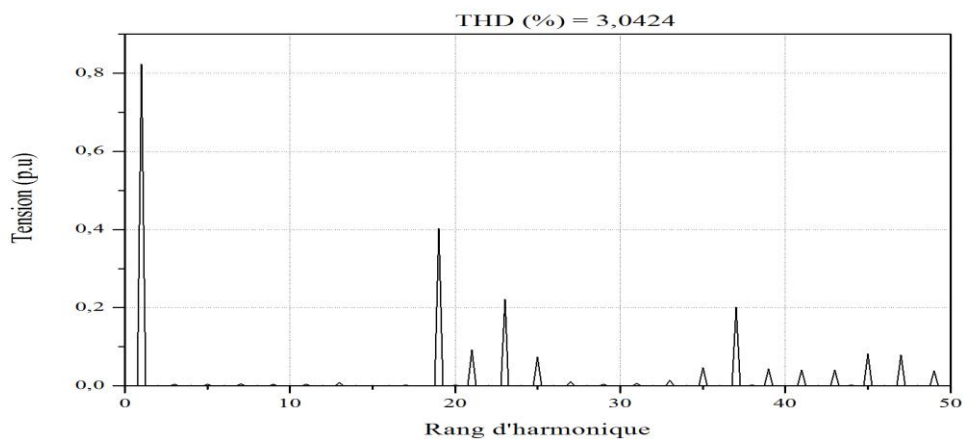


Figure III.40 Le spectre de la tension d'entrée redresseur avec $C_f = 4400 \mu F$

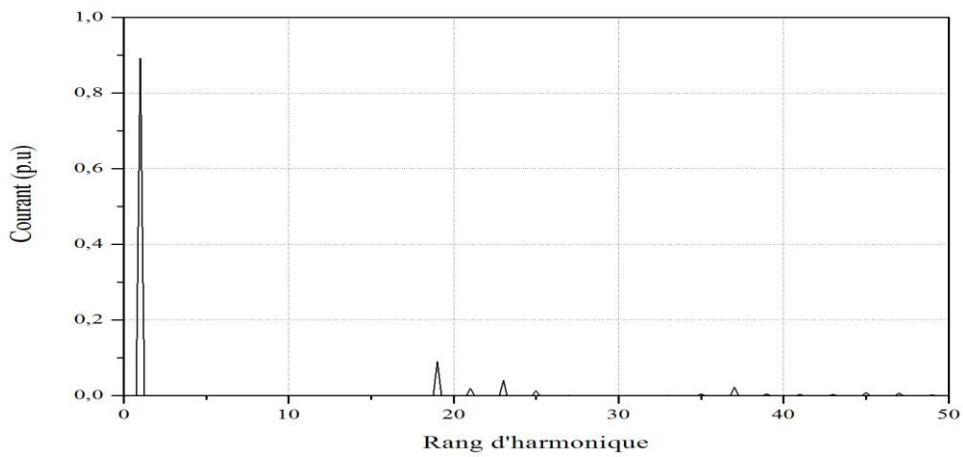


Figure III.41 Le spectre du courant d'entrée redresseur $C_f = 4400 \mu F$

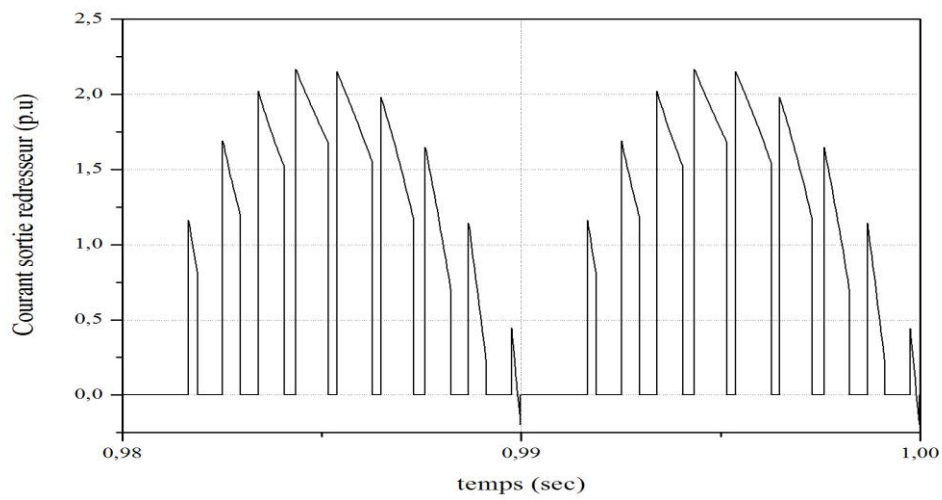


Figure III.42 Le courant de sortie du redresseur avec $C_f = 4400 \mu F$

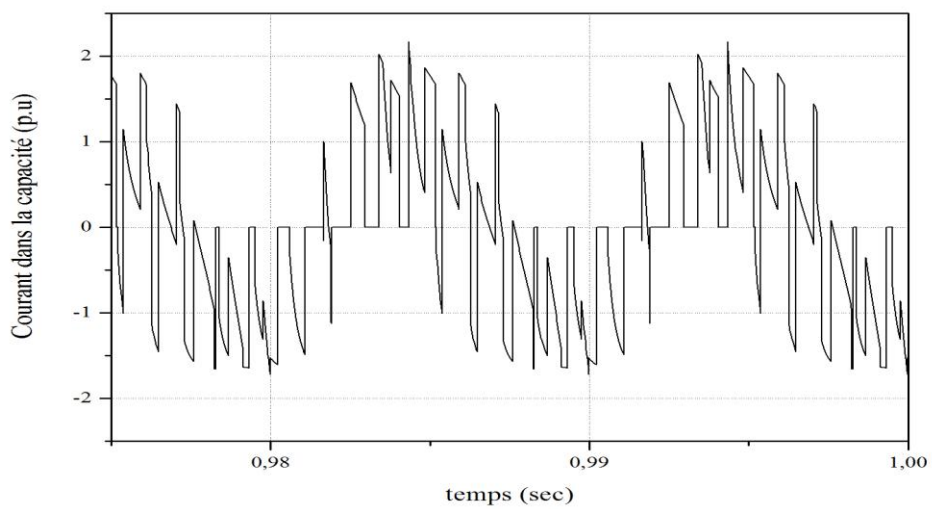


Figure III.43 Le courant traversant la capacité $C_f = 4400 \mu F$

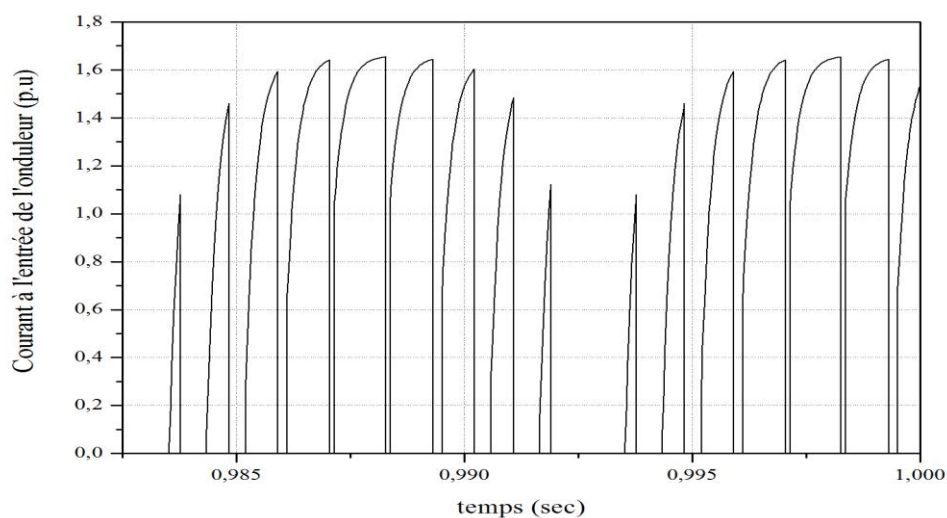


Figure III.44 Le courant d'entrée de l'onduleur avec $C_f = 4400 \mu F$

Interprétation des résultats :

*pour le redresseur :

	THD(%)	$V_{cfmoy}(V)$	$I_e (A)$	$V_e (V)$	Angle de charge ($^\circ$)
$C_f = 4400 \mu F$	3.0424	82.675	1.93	60.01	14.77

*pour l'onduleur :

	THD(%)	$V_{cfmoy}(V)$	$I_{ch} (A)$	$V_{ch} (V)$	Angle de décalage($^\circ$)
$C_f = 4400 \mu F$	2.347	82.675	1.54	72.27	48.83

Tableaux III.5 Résultats de simulation de la cascade série redresseur – onduleur

Dans cette partie de simulation, est expliqué le fait que le redresseur et l'onduleur (VSI) d'une cascade, peuvent être commandés simultanément de façon à leur faire jouer le rôle, à tous les deux, de filtres actifs de puissance en employant la stratégie proposée. Les angles de commutation correspondants ont été calculés à l'aide des équations (II.21)-(II.22) et (II.21a)-

(II.22a) observant les contraintes (II.17). Au fur et à mesure que la capacité du condensateur intermédiaire diminue, la tension continue à ses bornes, devient de plus en plus ondulée sous l'effet des processus de redressement et d'ondulation des convertisseurs statiques, respectivement.

Les figures précédentes représentent les résultats de simulation de la cascade redresseur-onduleur fonctionnant à 50 Hz correspondants à un angle de déphasage d'environ 48° de la tension fondamentale de sortie de l'onduleur par rapport au point de passage à zéro de la tension de source alternative, le redresseur fonctionnant alors à facteur de déplacement égal à l'unité, pour $C_f = 4400 \mu\text{F}$, l'angle de charge (qui est le déphasage de la tension fondamentale d'entrée au redresseur) étant alors approximativement de 15° . Les harmoniques ciblés sont effectivement éliminés, comme le démontrent les spectres correspondants de courant/tension.

Ce mode de fonctionnement convient aux applications à fréquence fixe telles que les alimentations sans coupure (UPS). La capacité du filtre intermédiaire peut être encore diminuée si l'onduleur est commandé pour délivrer une tension fondamentale synchronisée avec la tension de source alternative, car alors l'harmonique de rang deux de la tension continue serait négligeable et le reste des composantes seraient non significatives, imposant moins de contraintes en termes de tension inverse appliquée aux semi-conducteurs de puissance tel la simulation pour une valeur de la capacité $C_f = 50 \mu\text{F}$ a donné les résultats suivants :

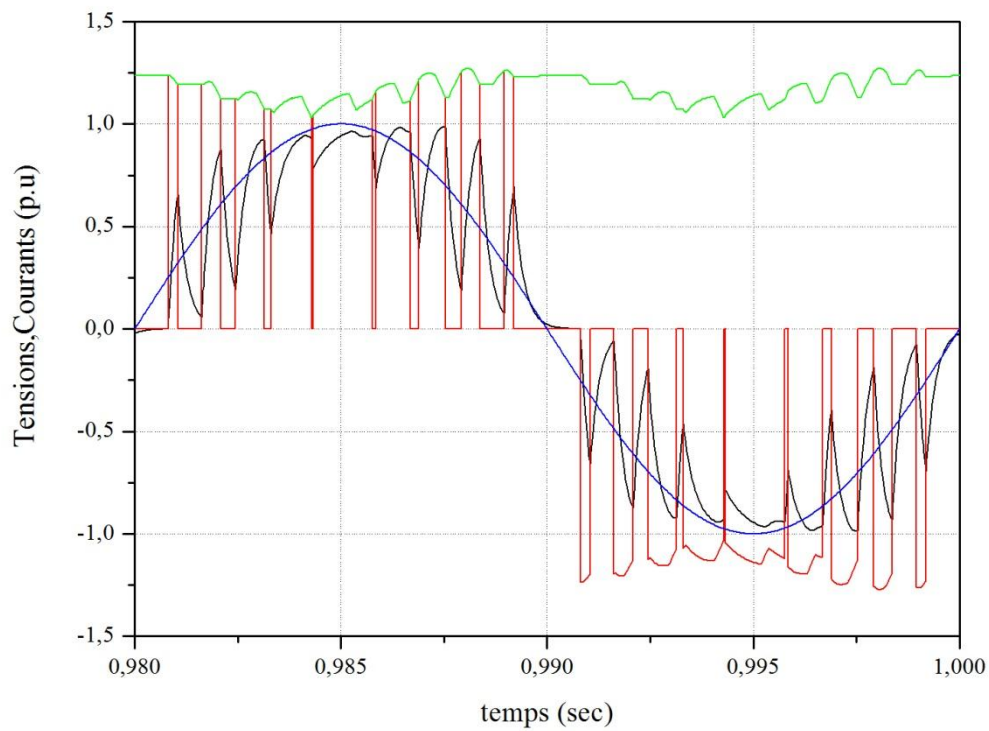


Figure III.45 a) La tension de source V_s , tension et courant de charge V_{ch} et I_{ch} , et V_{cf} , avec $C_f = 50 \mu F$ et $\delta = 0$

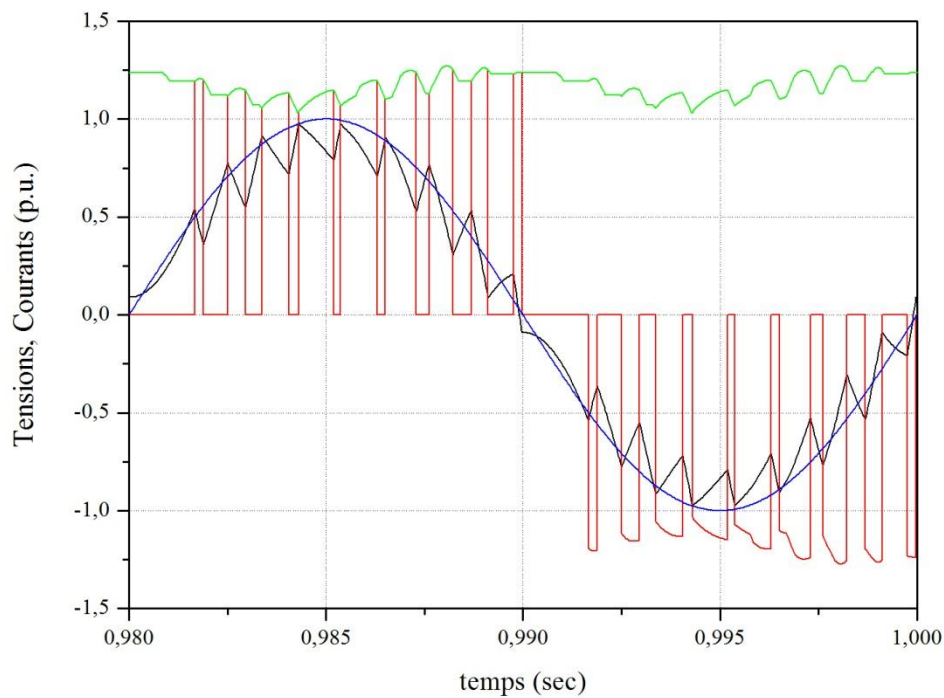


Figure III.46 b) La tension et courant de source V_s , tension et courant d'entrée redresseur V_e , et V_{cf} , avec $C_f = 50 \mu F$

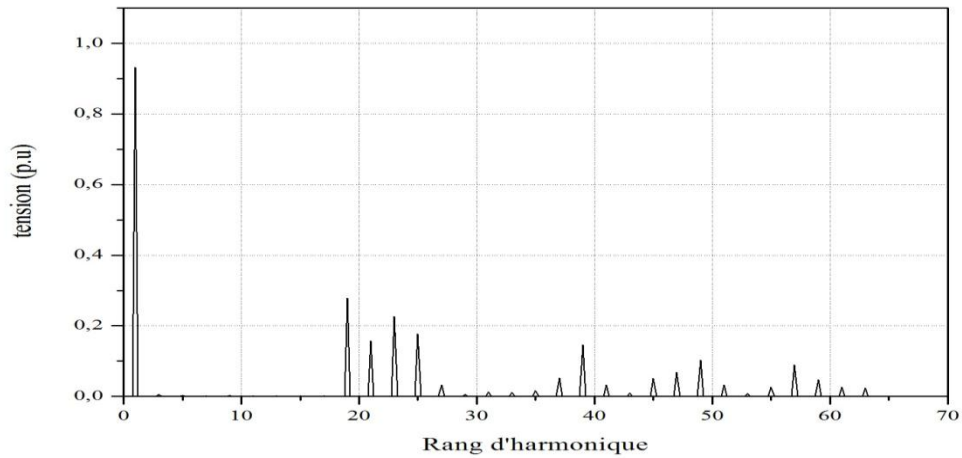


Figure III.47 c) Spectre de la tension de charge de l'onduleur avec $C_j = 50 \mu F$

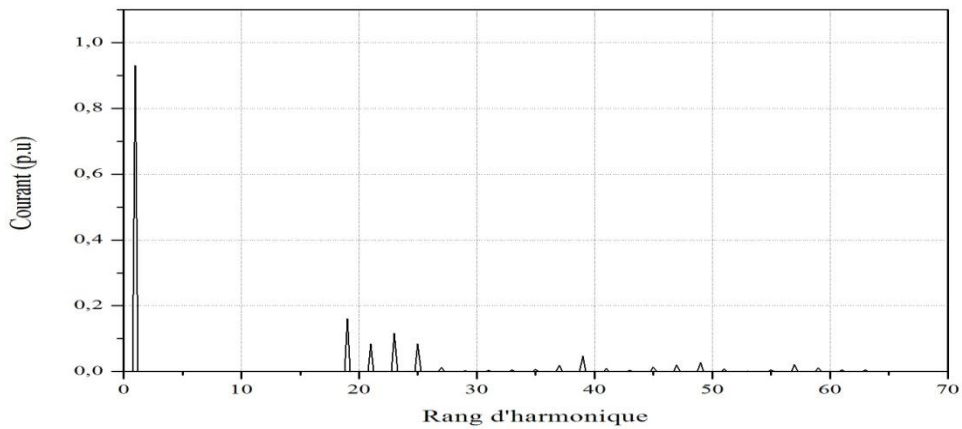


Figure III.48 d) Spectre du courant de charge de l'onduleur avec $C_j = 50 \mu F$

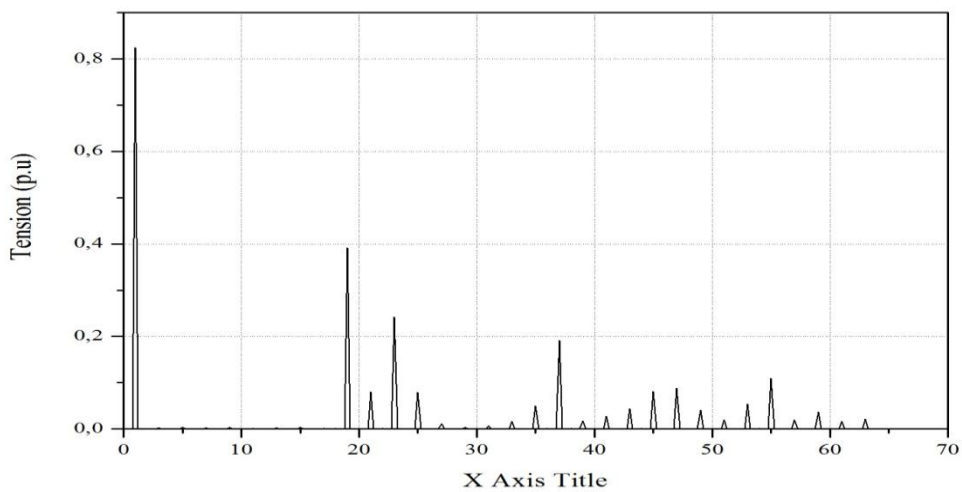


Figure III.49 e) Spectre de la tension d'entrée du redresseur avec $C_j = 50 \mu F$

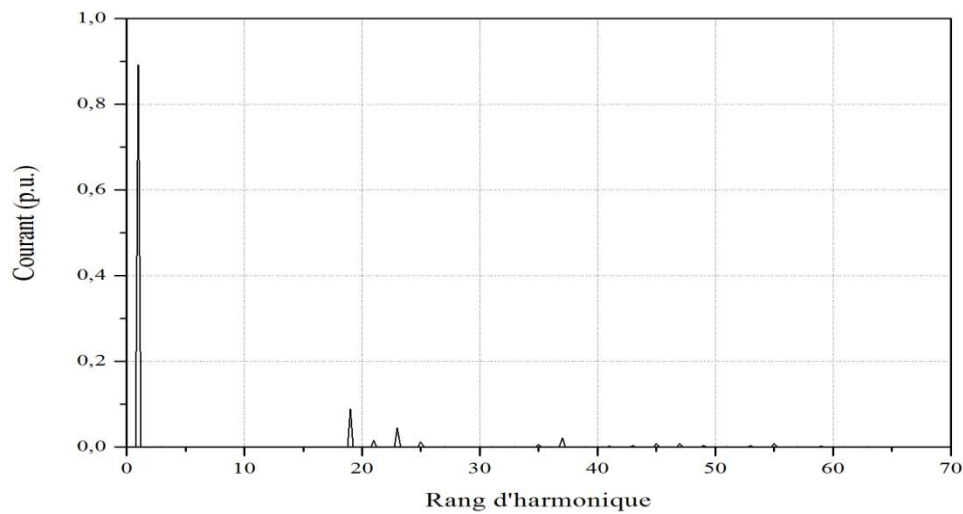


Figure III.50 f) Spectre du courant de source avec $C_f = 50 \mu F$

Conclusion:

Suivant l'étude des deux convertisseurs et leur simulation, leur assemblage maintient leur principe de fonctionnement. Ainsi l'onduleur peut fonctionner sur toute la plage de variation de tension de la charge et le facteur de puissance relatif au fondamental du courant de source peut être maintenu proche de l'unité en boucle ouverte.

Chapitre IV:

*Elaboration des schémas
des circuits de la chaîne*

IV.1. Introduction :

La réalisation des montages d'électroniques de puissance nécessite l'élaboration des circuits d'interface aux circuits numériques et analogiques afin d'acheminer les signaux de commande de gâchettes aux divers interrupteurs électronique de puissance. Il est, d'autre part, important de pouvoir vérifier que ces circuits d'interface et logiques fonctionnent correctement et produisent effectivement les effets désirés sur le comportement des convertisseurs statiques pilotés. Pour cela, des logiciels de simulation et de réalisation des tracés des pistes véhiculant les signaux de pilotage de gâchettes sont disponibles et permettent le passage direct moyennant des efforts supplémentaires visant à effectuer un positionnement correct des divers composants sur la platine. Le logiciel Proteus a été conçu pour cela et offre la possibilité de simuler le montage à réaliser en mode mixte (numérique-analogique) à l'aide du simulateur PSPICE. Il comprend deux programmes séparés. L'un nommé Isis permet la saisie du schéma des circuits à réaliser et le second, Ares, permet la transcription directe en tracé (des pistes) et placement des composants sur la platine. Ce tracé pourra après être « photocopié » par insolation aux rayons ultraviolets sur la platine brute qui sera traitée chimiquement pour révéler le tracé.

IV.2. Elaboration du circuit de gâchette de base:

Le circuit de gâchette a été réalisé à base d'un photo coupleur et doté d'une alimentation en tension continue de 15 V. Le schéma correspondant est comme indiqué sur la figure IV.1.

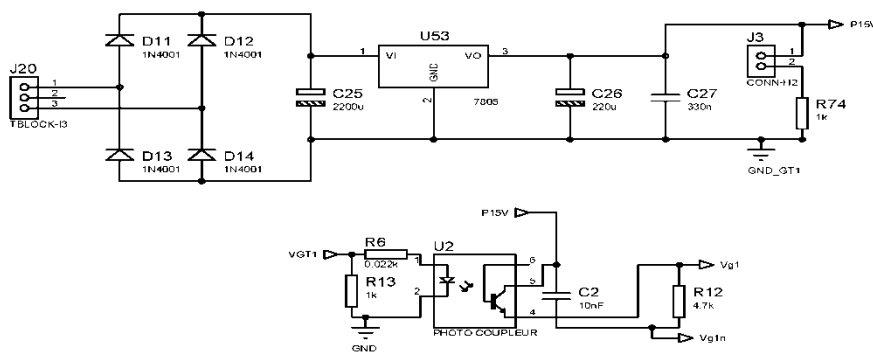


Figure IV.1 Schéma du circuit de gâchette pour transistor MOSFET ou IGBT

IV.3. Circuit onduleur:

Le schéma de l'onduleur est alors comme représenté figure IV.2.

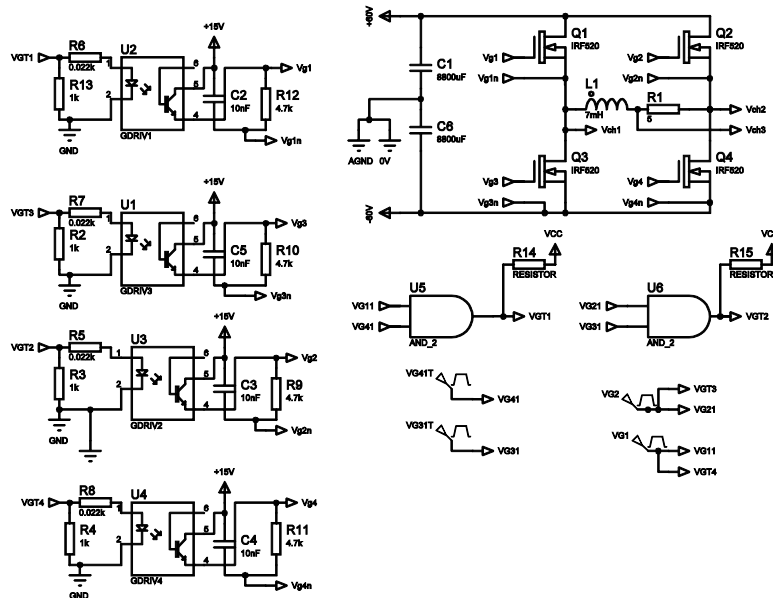


Figure IV.2 Schéma du circuit onduleur monophasé à MOSFET ou IGBT

La simulation (PSICE) donne les résultats présentés sur la figure IV.2 pour un train d'impulsions de paramètres arbitraires.

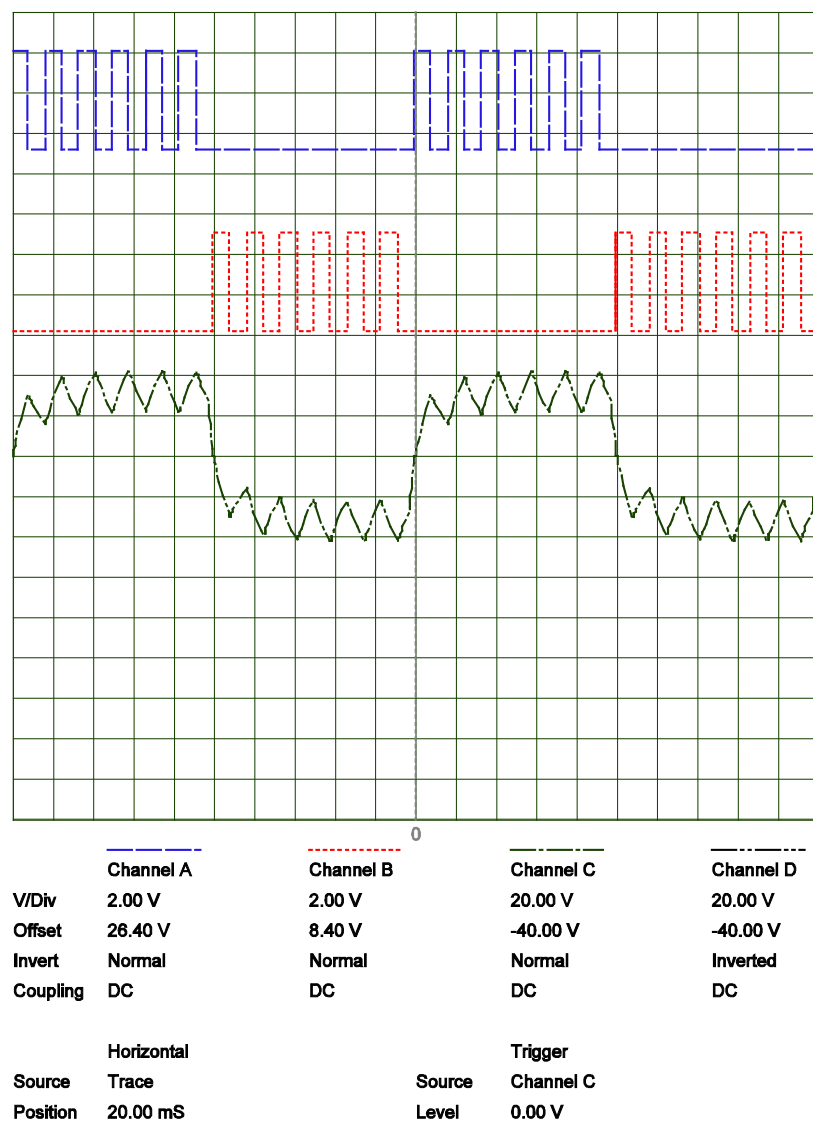


Figure IV.3 Résultats de simulation de l'onduleur de la figure IV.1,

- a) signal de gâchette du transistor Q1
- b) Signal de gâchette du transistor Q2
- c) Courant de charge

IV.4. Circuit redresseur survolteur-onduleur:

Le schéma de la chaîne redresseur survolteur - onduleur est représenté figure IV.4.

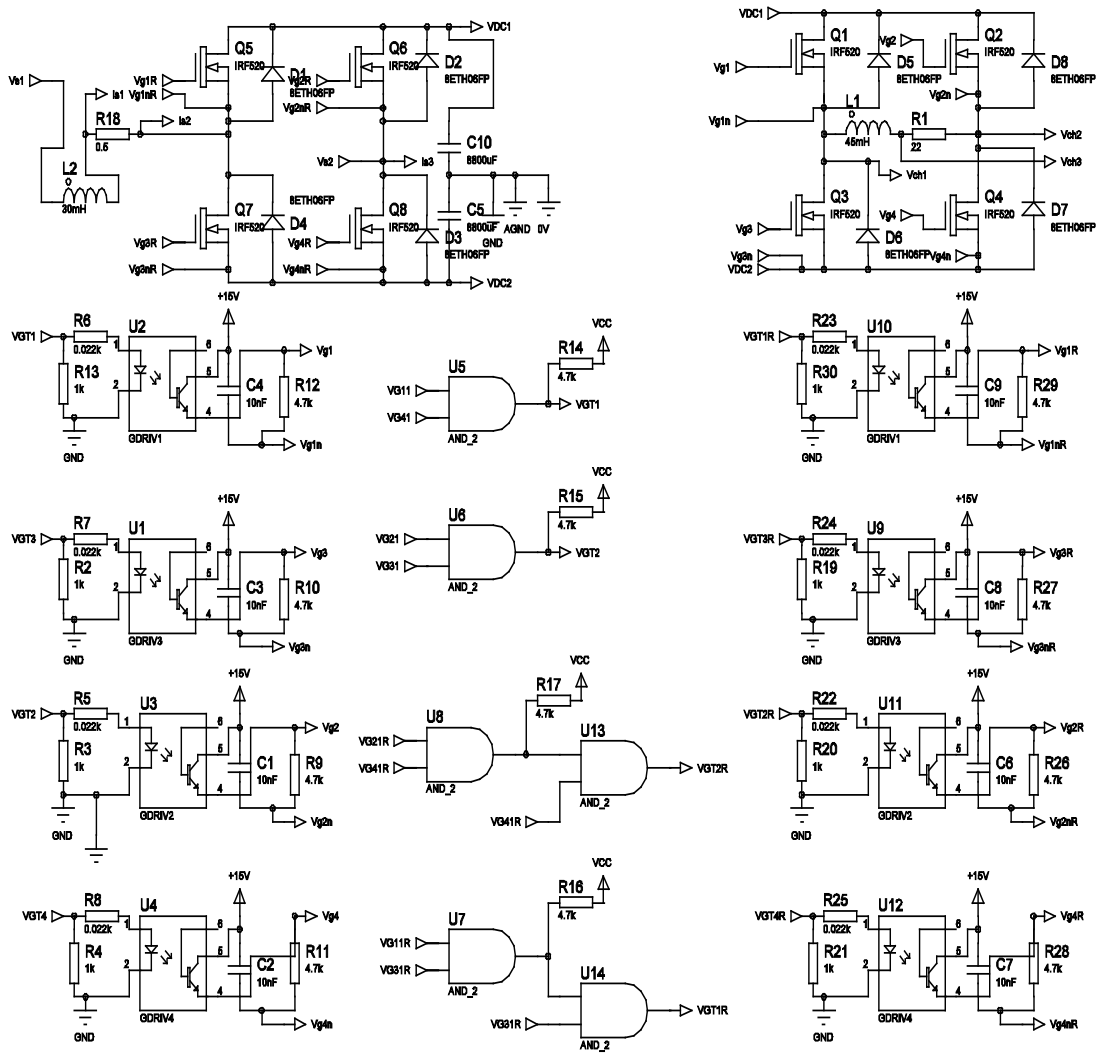


Figure IV.4 Schéma du circuit redresseur survolteur - onduleur à transistor MOSFET ou IGBT

Les signaux de gâchettes des interrupteurs du redresseur survolteur ainsi que ceux relatifs à l'onduleur de la chaîne sont représentés sur la figure IV.5 et IV.6 respectivement.

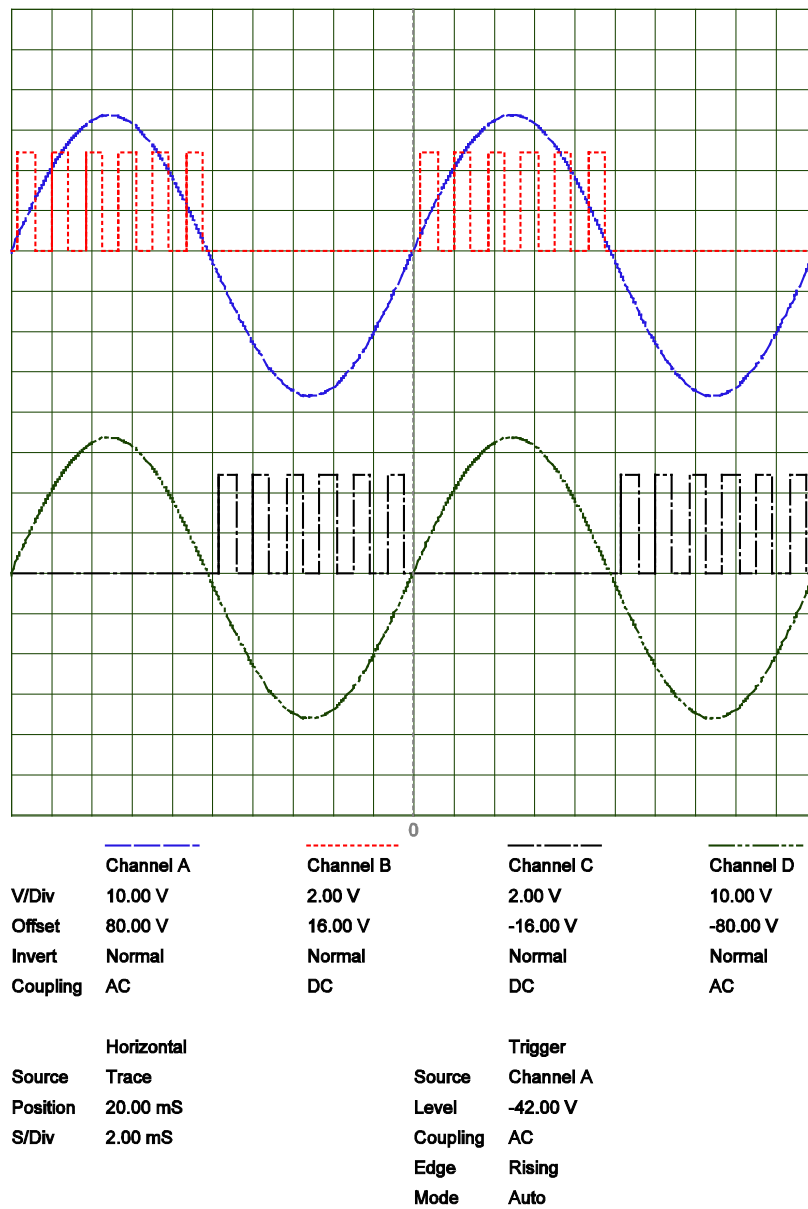


Figure IV.5 Signaux de gâchettes des interrupteurs du redresseur survolteur à transistors MOSFET ou IGBT

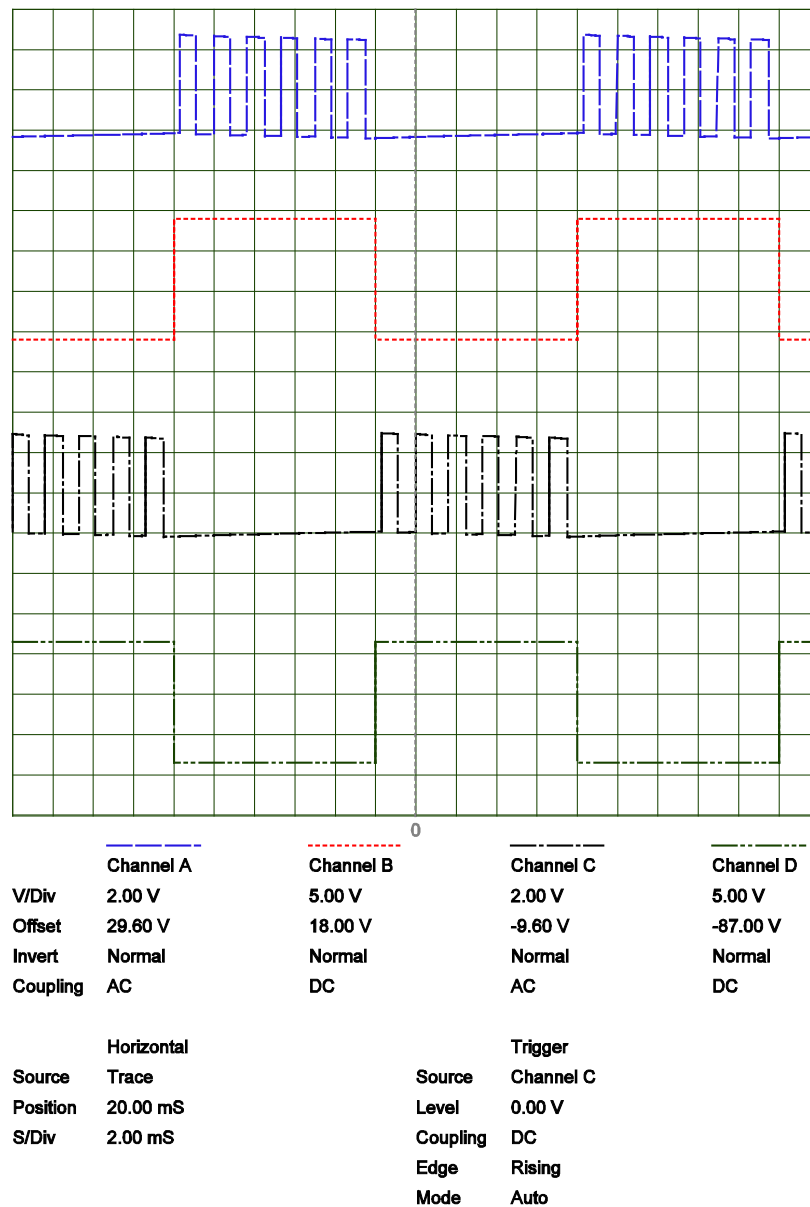


Figure IV.6 Signaux de gâchettes des interrupteurs de l'onduleur à transistors MOSFET ou IGBT

Les résultats de simulation avec PSPICE de la chaîne pour des signaux de gâchette arbitraires tels que montré sur les figures IV.5 et IV.6 sont présentés sur les figures IV.7 à IV.11 pour le redresseur et l'onduleur de la chaîne, respectivement.

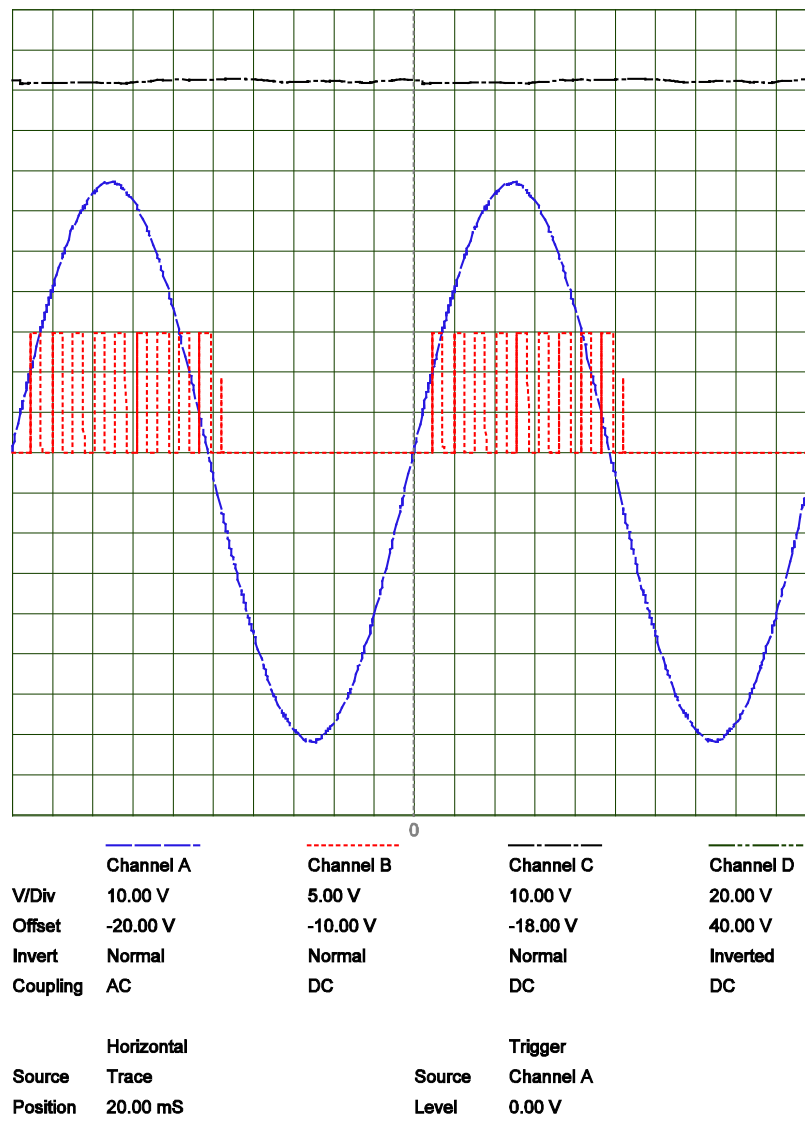


Figure IV.7 Résultats de simulation du redresseur survolteur de la chaîne,
 a) Tension redressée
 b) Tension de source alternative de référence
 c) Train d'impulsions de gâchette du transistor Q2

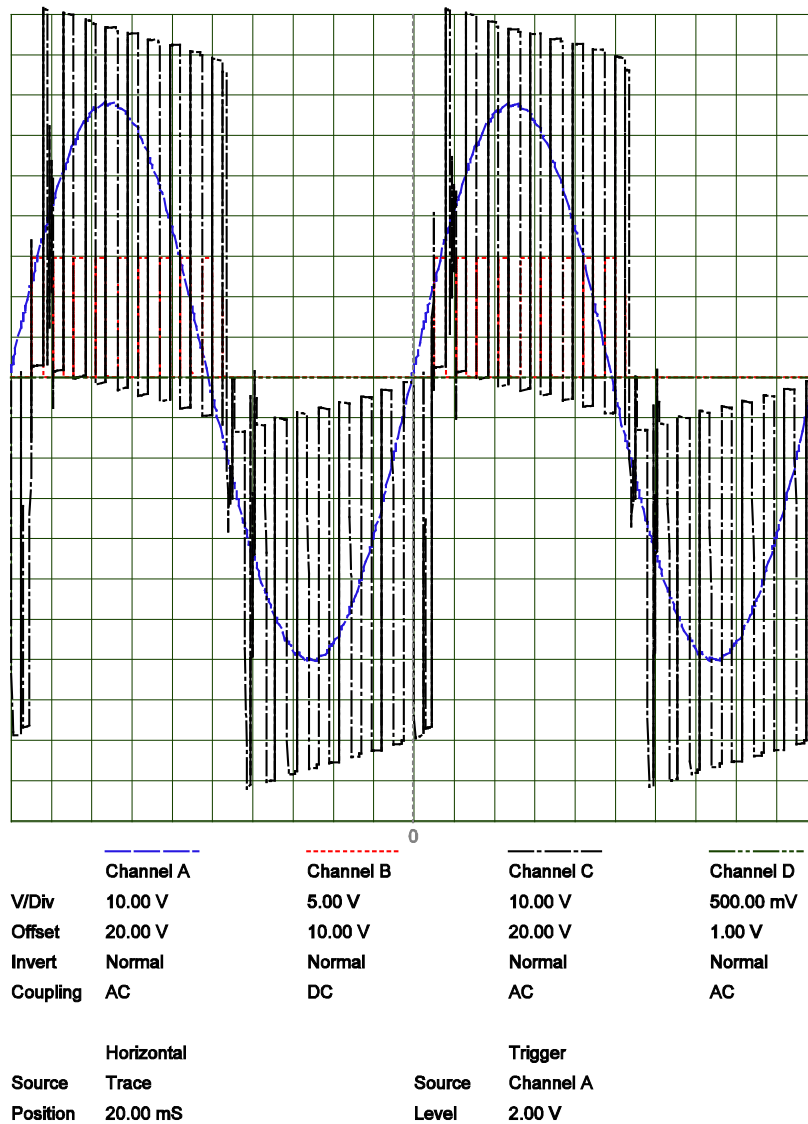


Figure IV.8 Résultats de simulation du redresseur survolteur de la chaîne,
 a) Tension d'entrée
 b) Tension de source alternative de référence

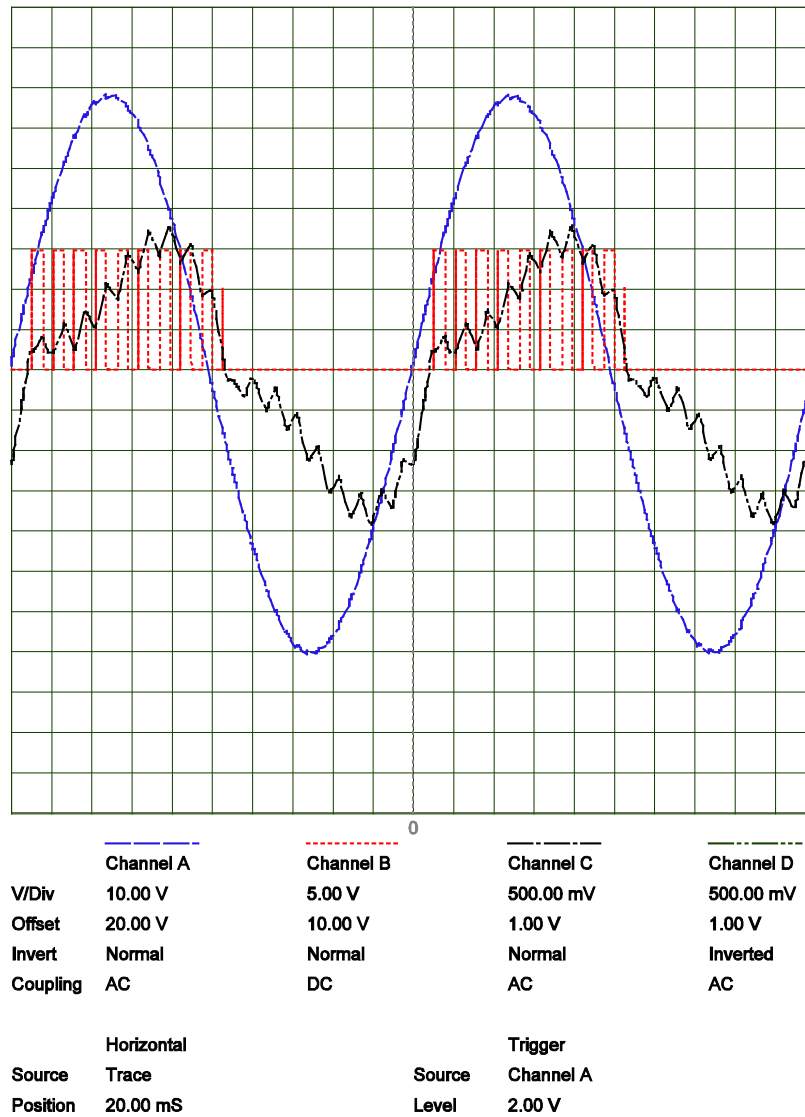


Figure IV.9 Résultats de simulation du redresseur survolteur de la chaîne,

- a) Courant d'entrée
- b) Tension de source alternative de référence
- c) Train d'impulsions de gâchette du transistor Q2

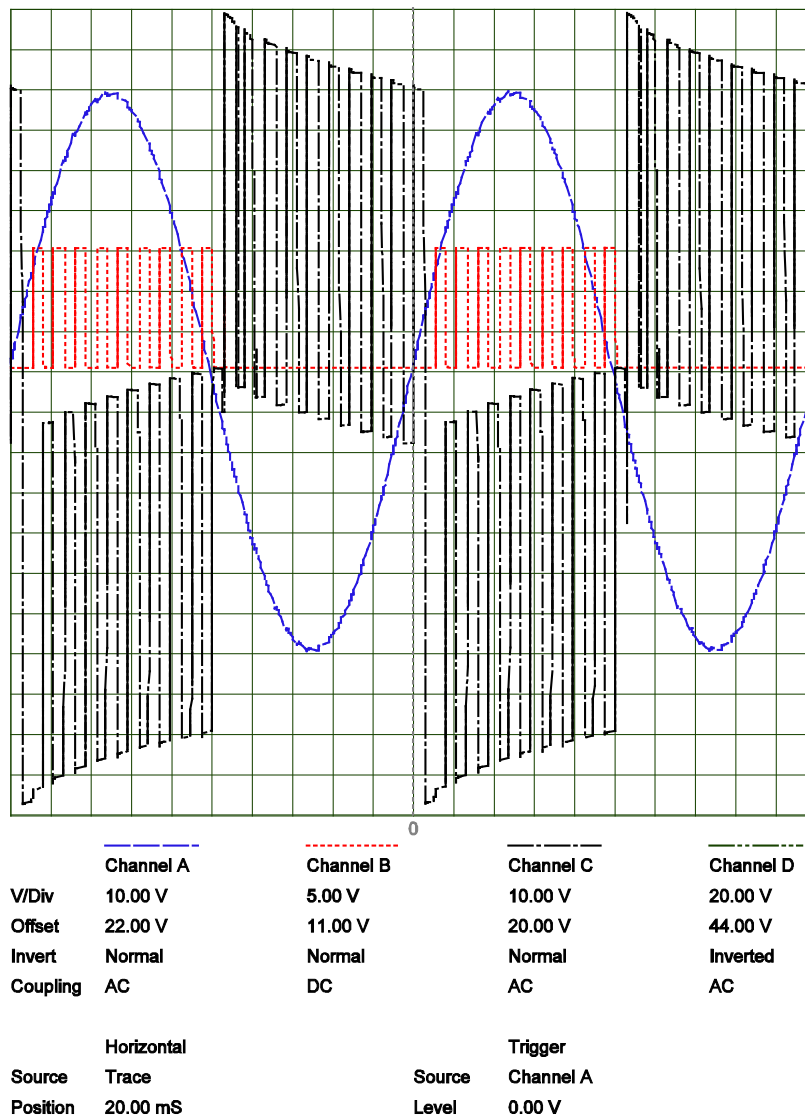


Figure IV.10 Résultats de simulation de l'onduleur de la chaîne,

- a) Tension de charge
- b) Tension de source alternative de référence
- c) Train d'impulsions de gâchette du transistor Q2

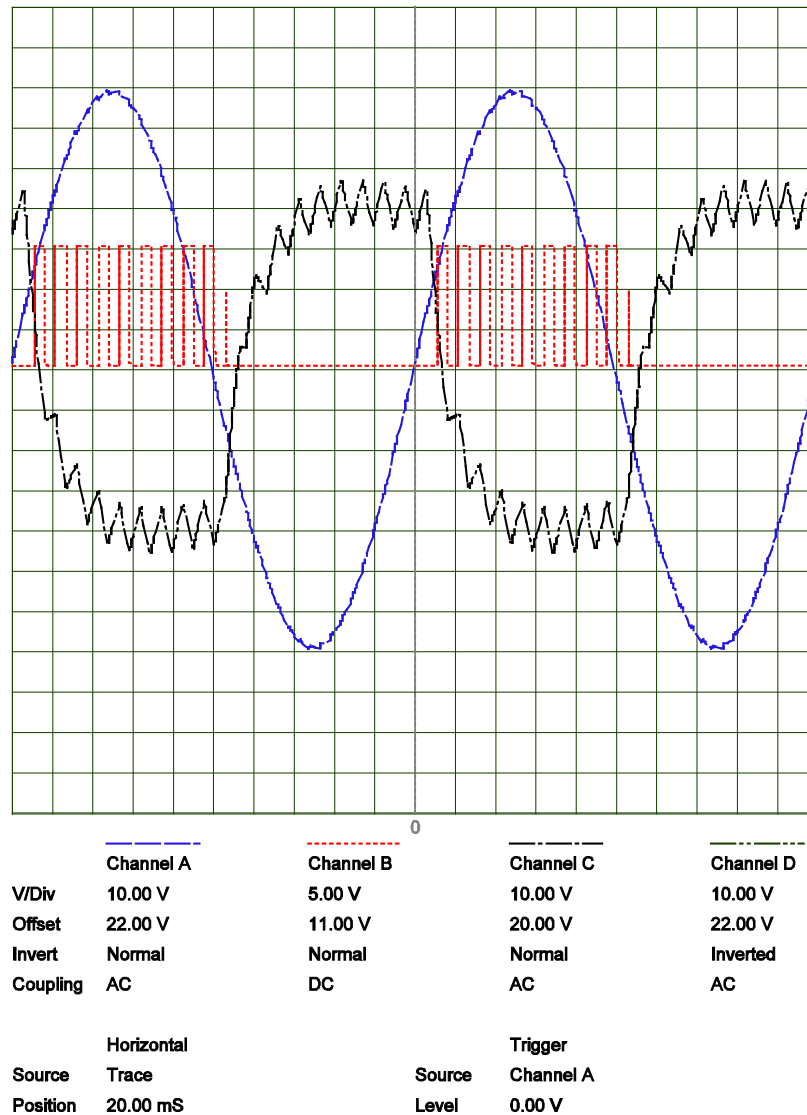


Figure IV.11 Résultats de simulation de l'onduleur de la chaîne,
 a) Courant de charge
 b) Tension de source alternative de référence
 c) Train d'impulsions de gâchette du transistor Q2

Les résultats montrés sur toutes les figures présentées ci-dessus montrent que le montage est prêt à être raccordé à un processeur/micro contrôleur et peut donc être imprimé sur une platine pour la réalisation de la chaîne redresseur survolteur – onduleur. Ce montage servira donc de banc d'essai dans lequel les stratégies de modulation MLI peuvent être implantée.

Conclusion générale

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 qui permet l'élimination des harmoniques indésirables, régler leurs tensions et courants fondamentaux, tout en maintenant le facteur de puissance coté source unitaire.

L'étude et la simulation de l'onduleur et du redresseur MLI séparés puis assemblés a été l'objet du 3^e chapitre, en exploitant la stratégie MLI proposée, et qui présente deux avantages majeurs :

- Techniquement : La qualité d'énergie exploitée par la charge (dans notre cas une charge RL, mais applicable aussi à une machine à courant alternatif) présente un taux de distorsion acceptable, ce qui peut diminuer considérablement les couples pulsatoires créés par les harmoniques ainsi que le vieillissement de ces machines.
- Economiquement : Eviter une surconsommation d'énergie réactive qui est créé par les harmoniques et le déphasage du courant de source, ce qui est pénalisé par les fournisseurs d'énergie électrique.

Pour passer à la réalisation pratique, on a élaboré les différents circuits électriques suivants :

- les circuits de gâchettes avec leur circuit d'alimentation, qui permettent d'acheminer les signaux de commande aux transistors.
- les circuits de puissance des convertisseurs.

L'étude ainsi effectuée a permis de comprendre le fonctionnement dans le détail des montages redresseur survolteur et onduleur monophasés en commutation et de vérifier la bonne marche des circuits logiques élaborés pour la commande des gâchettes des transistors IGBT/MOSFET entrant dans leur constitution. Cette étape est importante

car elle permet de confronter les résultats obtenus à l'aide du simulateur PSPICE intégré dans le logiciel PROPTEUS. Ce dernier assure la conversion du schéma du montage (mixte numérique-analogique) simulé avec PSPICE en tracé à reproduire sur la platine finale sur laquelle seront soudés les composants. Ce qui constitue l'étape de réalisation proprement dite qui donnera un montage fini semi-professionnel pouvant servir de banc d'essai aussi bien pour tester des stratégies MLI que tout autre aspect lié au fonctionnement des machines électriques ou de leur commande. Cette partie fera l'objet de travaux complémentaires.

Bibliographie

[1] Cahier technique Schneider electric n° 152_Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement.

[2] Abdelmalek Boulahia, "Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique", thèse de magister en électrotechnique, université de Constantine, 2009.

[3] Noui Samir, "Etude et Réalisation d'un Redresseur à MLI Commandé par DSP- Application à l'alimentation d'un onduleur Á trois niveaux", thèse de magister en électrotechnique, école militaire polytechnique, Alger. 2004.

[4] Philippe Ladoux, Gérard Ollé, "Compensateur d'harmoniques et de puissance reactive", publication RESELEC 2002.

[5] Bertrand REVOL « Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone », Thèse de doctorat, 2003 France, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble.

[6] Martin AIMÉ « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques, Application aux nouvelles structures multicellulaires », Thèse de doctorat, Septembre 2003 France, Institut National Polytechnique de Toulouse.

[7] Seddik Hadji, "Correction du facteur de puissance dans les systèmes de traction alimentés en courant alternatif monophasé", thèse de doctorat d'état en génie électrique, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.

[8] Techniques de l'ingénieur, dossier d3176, Onduleurs de tension - Structures, principes, applications.

[9] Techniques de l'ingénieur, dossier d3178, Association de convertisseurs assurant une liaison énergétique.