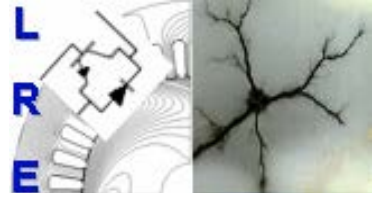




Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Electrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



## Mémoire de Master en Electrotechnique

Présenté par :  
**BENHACINE Tarek**

**Intitulé**

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

Directeur du mémoire :

HADJI Seddik

Docteur

ENP

**ENP 2012**

# **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***

## ملخص:

في هذا العمل، قمنا بدراسة سلسلة من العاكس، المعدل مرشح لسيطرة العاكسون بواسطة ناقلات استراتيجية PWM الأمثل. لهذا، فإننا طرحنا مشكلة نوعية الكهرباء، وشرح القضية من المحولات الثابتة كما أحمال التلوث من شبكات الكهرباء، وبالتالي تحديد العلاج الحلول التوافقية. واحد من هذه الحلول ودرس الحديث وذلك باتباع النظام يتكون من سلسلة من استراتيجية PWM المذكورة أعلاه، والتي وصفت الاستراتيجيات. هذه التقنية تسمح للسيطرة والقضاء على التوافقيات غير المرغوب فيها، حل الفولتية بحقوقهم الأساسية والتيارات، مع الحفاظ على وحدة مصدر عامل قوة الجانب. أخيرا، قدمنا دوائر التحكم والطاقة من سلسلة، مع عمليات المحاكاة الخاصة بهم، للتحقيق العملي.

## 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: Étude et simulation de la chaîne

<b>I.1. L'onduleur MLI</b> .....	5
I.1.1. Principe de fonctionnement .....	7
I.1.2. Mécanismes de transfert de puissance.....	8
I.1.3. Description du logiciel de simulation.....	10
I.1.4. Exemple de modélisation d'un convertisseur statique.....	13
I.1.5. Résultats de simulation de l'onduleur MLI.....	14
<b>I.2. Redresseur MLI à absorption sinusoïdal</b> .....	19
I.2.1. Etude du fonctionnement du redresseur MLI .....	20
I.2.2. Détermination de l'inductance additionnelle $L_a$ .....	23
I.2.3. Le transfert d'énergie .....	23
I.2.4. Détermination du coefficient de réglage " $r$ " .....	24
I.2.5. Résultat de simulation du redresseur MLI .....	24
<b>III.3. Onduleur MLI monophasé alimenté par un redresseur MLI</b> <b>à absorption sinusoïdal</b> .....	30
I.3.1. Règles générales d'association.....	30
I.3.2. Résultat de simulation .....	31
<b>Conclusion</b> .....	36

### Chapitre II: Elaboration des schémas des circuits de la chaîne

<b>II.1. Introduction</b> .....	38
<b>II.2. Elaboration du circuit de gâchette de base</b> .....	38
<b>II.3. Circuit onduleur</b> .....	39
<b>II.4. Circuit redresseur survolteur-onduleur</b> .....	40

## 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 2 chapitres.

Dans le premier 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. [2]

Dans le second chapitre, on définit les différents circuits de commande et de puissance ainsi que leurs simulations en utilisant le logiciel spécialisé PROTEUS, permettant la réalisation pratique de la chaîne.

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:*

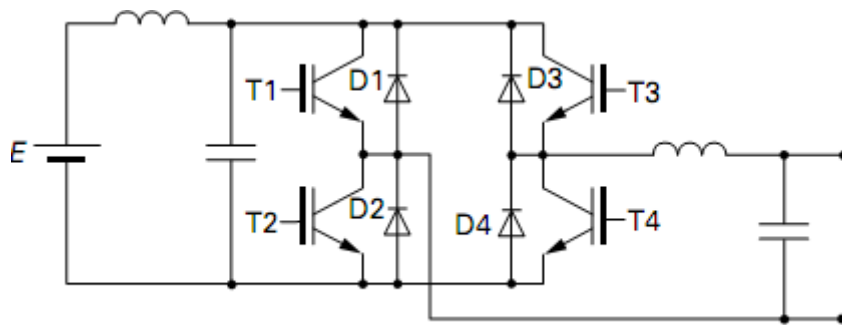
## *Étude et simulation de la chaîne*



### I.1. L'onduleur MLI :

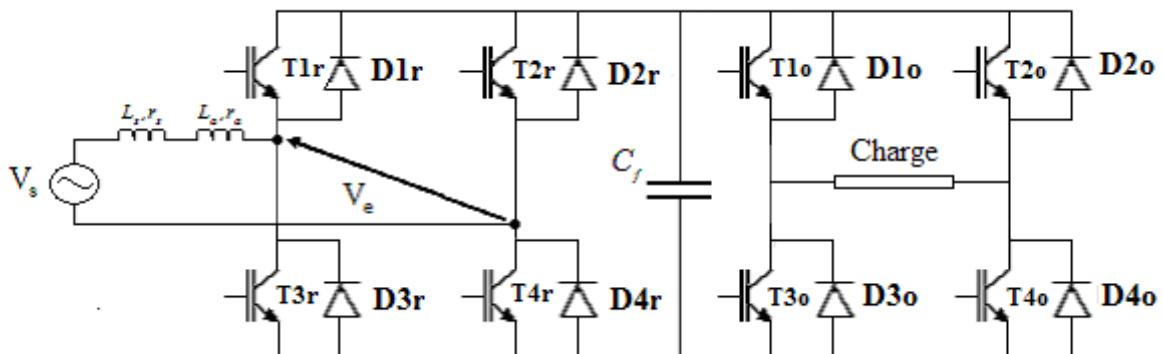
L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. Ils sont utilisés principalement dans deux types de systèmes: [1]

-Les ASI : alimentations sans interruption (UPS : *uninterruptible power supply*). 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 I.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 I.2** Schéma de principe d'un onduleur d'alimentation de machine à courant alternatif

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.

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  $Z_c = 1/C_o\omega$

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  $Z_L = L_o\omega$

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 (I-3). 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.

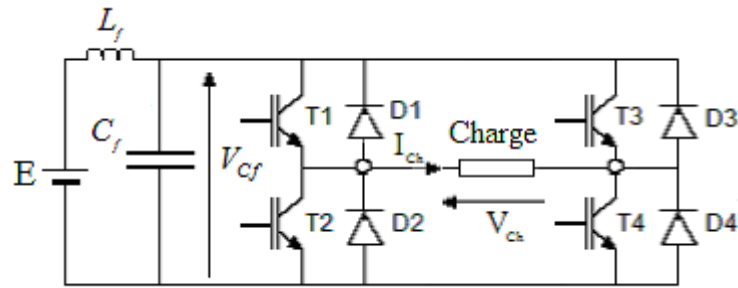


Figure I.3 Structure d'un onduleur en pont monophasé

### I.1.1.Principe de fonctionnement: [1]

On considère le montage de la figure ci-dessous :

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.

Les équations régissant le système sont alors :

$$\begin{cases} V_{Ch} = V_{Cf} \\ i_s = i_{Cf} + i_{Ch} \quad (i_s \text{ courant de la source}) \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

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

$$\text{Alors : } \begin{cases} V_{Ch} = -V_{Cf} \\ i_s = i_{Cf} + i_{Ch} \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

- **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  $D_1$ .

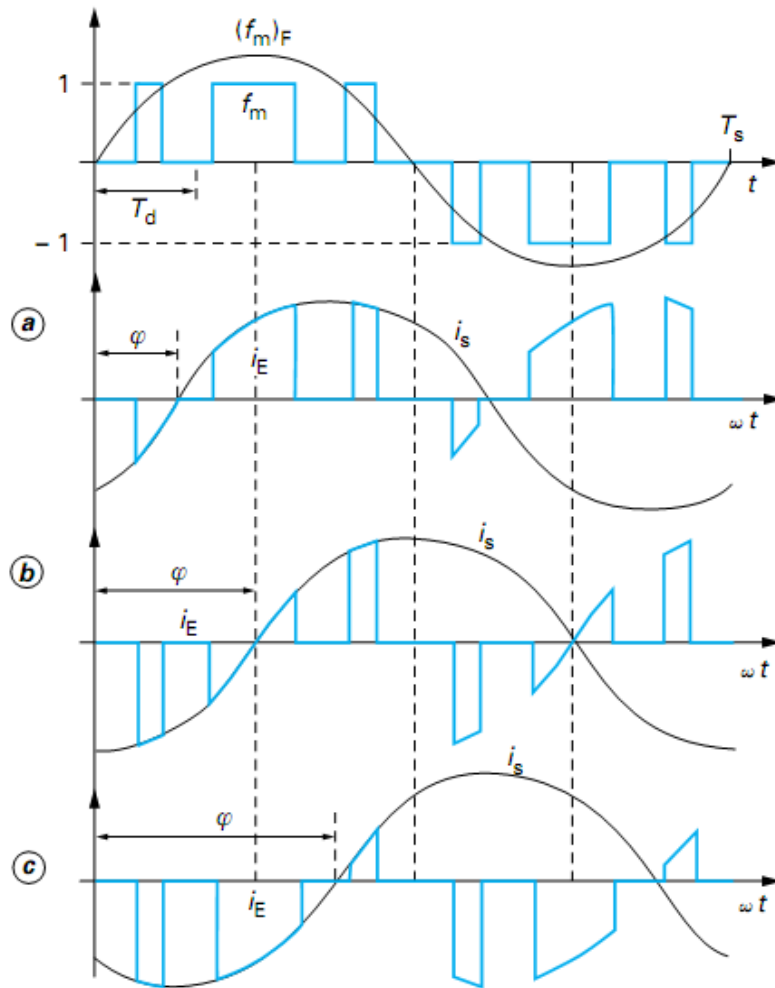
### **I.1.2. Mécanismes de transfert de puissance : [8]**

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  $\varphi$  par rapport au fondamental de  $f_m$ , donc par rapport au fondamental de la tension de sortie :  $V_{ch} = F_m V_{cf}$



**Figure I.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  $\varphi$ . 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.

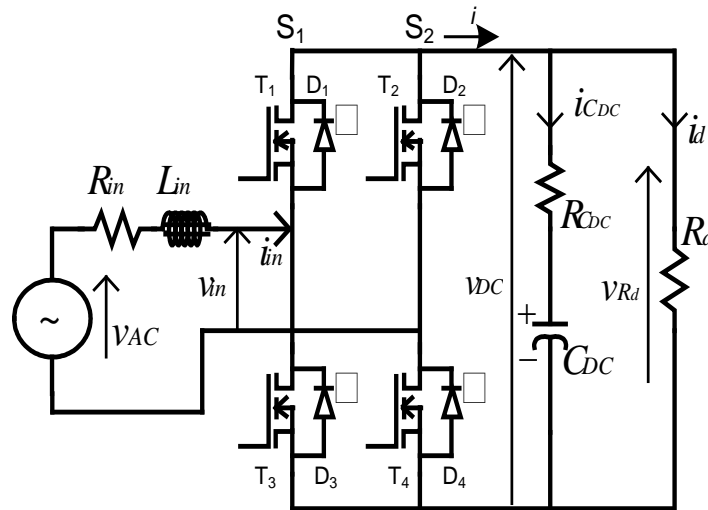
### **I.1.3. Exemple de modélisation d'un convertisseur statique: [2]**

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 (I.5) 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:

$$SF = \frac{1}{2}(S_1 - S_2) \quad (I-3)$$

Où les termes  $S_1$  et  $S_2$  sont définis comme suit:

$$\begin{aligned} S_1 &= (T_1 + D_1) - (T_3 + D_3) \\ S_2 &= (T_2 + D_2) - (T_4 + D_4) \end{aligned} \quad (\text{I-4})$$



**Figure I-5** Redresseur MLI monphasé élévateur de tension

Les  $T_i$  et les  $D_i$  dans la relation (I-4) 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:

$$\begin{aligned} v_{in} &= SF v_{DC} \\ i &= SF i_{in} \end{aligned} \quad (\text{I-5})$$

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.

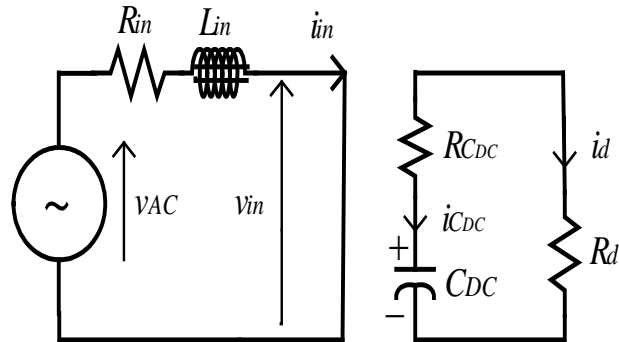
Le schéma équivalent du montage relatif au premier mode de fonctionnement est alors celui de la figure (I-6) et est régi par les équations suivantes:

$$v_{AC} - R_{in} i_{in} - L_{in} \frac{di_{in}}{dt} = 0$$

$$\frac{dv_{DC}}{dt} = -\frac{1}{C_{DC}} \cdot \frac{1}{R_{C_{DC}} + R_d} v_{DC} \quad (I-6)$$

$$i = 0$$

$$i_{C_{DC}} = -i_d$$



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

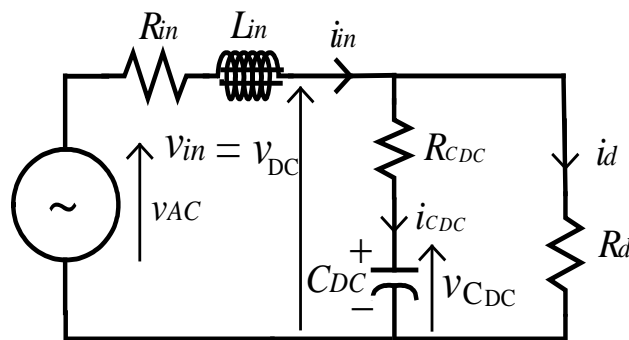
Tandis que celui correspondant au deuxième mode de fonctionnement est représenté par la figure I.7 qui est à son tour régi par les équations suivantes:

$$v_{AC} - R_{in} i_{in} - L_{in} \frac{di_{in}}{dt} = v_{in}$$

$$\frac{dv_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_{DC}} \left[ \frac{R_d}{R_d + R_{C_{DC}}} \cdot i - \frac{1}{R_d + R_{C_{DC}}} \cdot v_{in} \right] \quad (I-7)$$

$$i = i_{C_{DC}} + i_d$$

$$R_{C_{DC}} i_{C_{DC}} + v_{C_{DC}} = R_d i_d = v_{in}$$



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



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

$$\frac{di_{in}}{dt} = -\frac{1}{L_{in}} \left[ R_{in} i_{in} + \frac{R_d R_{cDC}}{R_d + R_{cDC}} SF i_{in} + \frac{R_d}{R_d + R_{cDC}} SF v_{cDC} - v_{AC} \right] \quad (I-8)$$

$$\frac{dv_{cDC}}{dt} = \frac{1}{C_{DC}} \left[ \frac{R_d}{R_d + R_{cDC}} SF i_{in} - \frac{v_{cDC}}{R_d + R_{cDC}} \right] \quad (I-9)$$

#### **I.1.4. Description du logiciel de simulation: [2]**

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.

**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

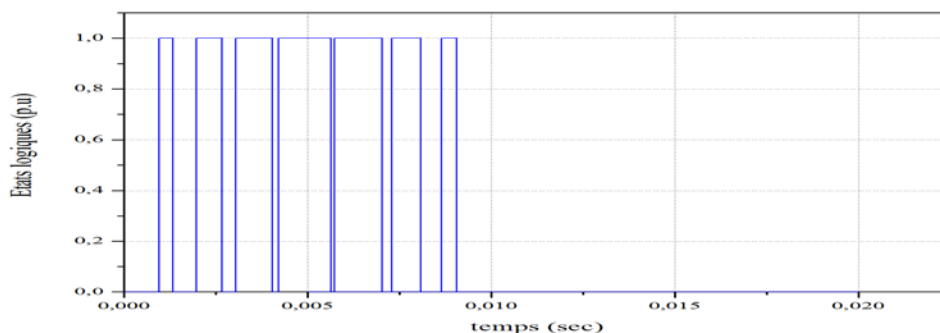
stratégie MLI proposée étant très faibles et les interrupteurs utilisés pour cela ayant les caractéristiques adéquates, leur modélisation est toutefois nécessaire lorsqu'il s'agit d'applications en moyenne ou haute puissance, comme dans le cas de la traction ferroviaire.

### **I.1.5. Résultats de simulation de l'onduleur MLI:**

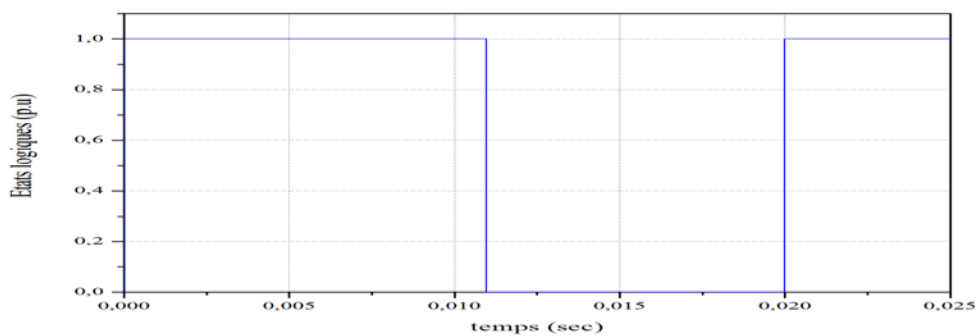
Les valeurs utilisées pour la simulation sont :

- 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  $R_{Ch} = 17.5 \Omega$

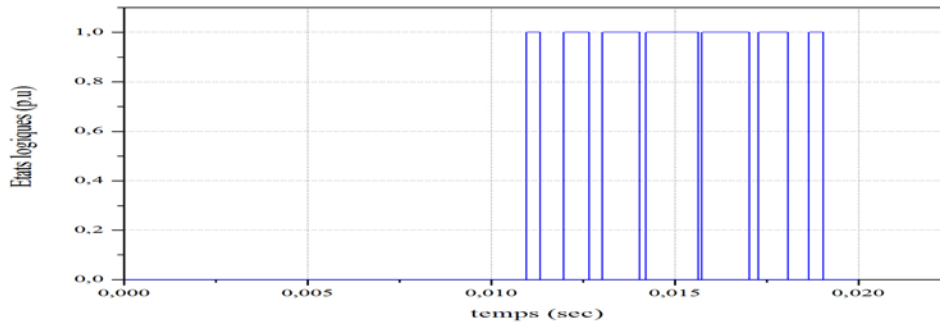
Les signaux de commandes sont représentés dans les figures suivantes :



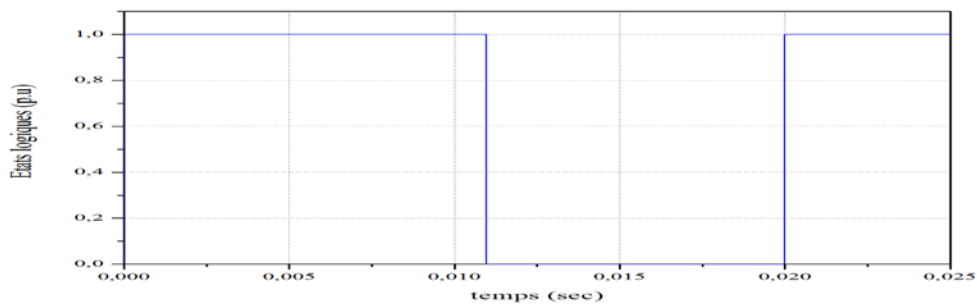
**Figure I.8** Signal de gâchette de  $T_1$  : 1 conducteur et 0 bloqué



**Figure I.9** Signal de gâchette de  $T_4$  : 1 conducteur et 0 bloqué



**Figure I.10** Signal de gâchette de  $T_2$  : 1 conducteur et 0 bloqué



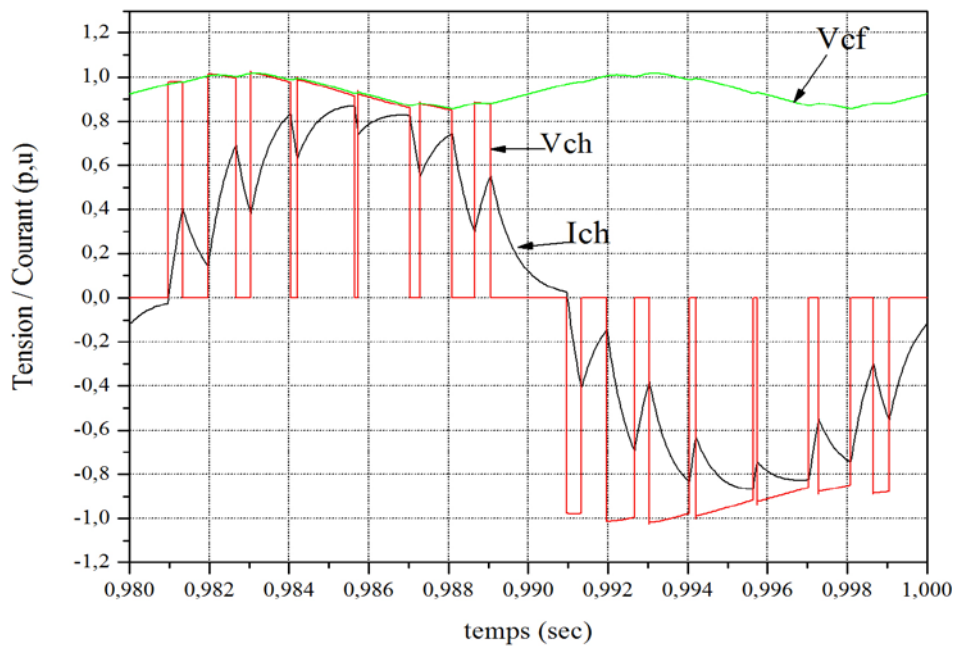
**Figure I.11** Signal de gâchette de  $T_3$  : 1 conducteur et 0 bloqué

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 :

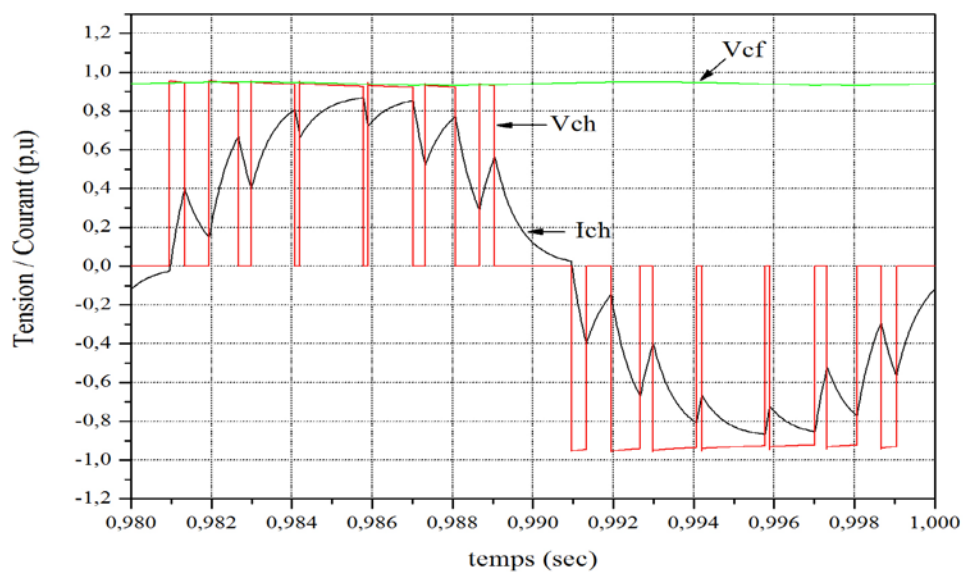
$$V_{base} = 56.4477 \text{ V}$$

et :

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



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



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

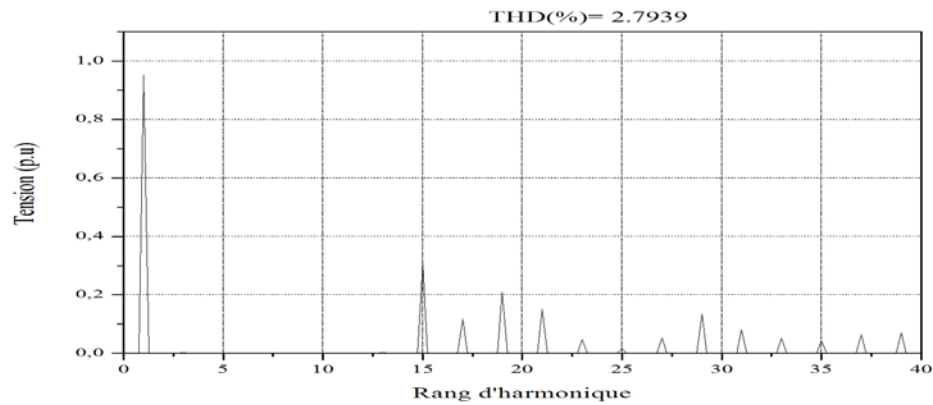


Figure I.13 a) Spectre de la tension de charge de l'onduleur avec  $C_f = 500 \mu F$

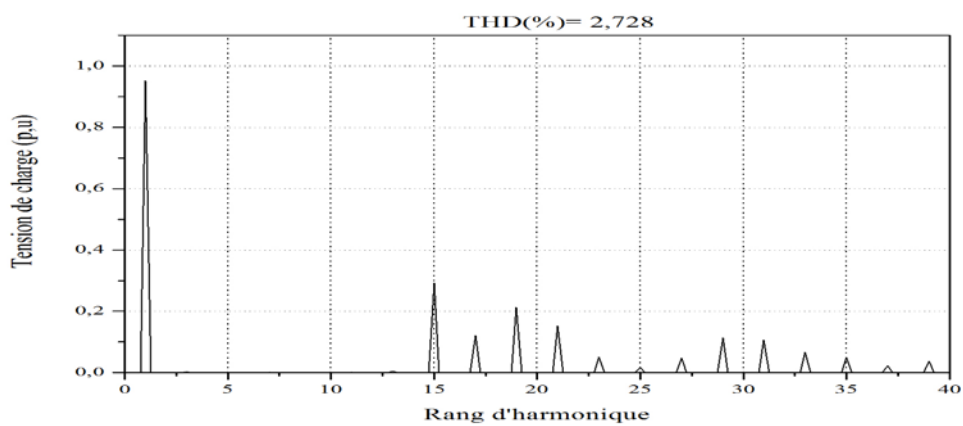


Figure I.13 b) Spectre de la tension de charge de l'onduleur avec  $C_f = 4400 \mu F$

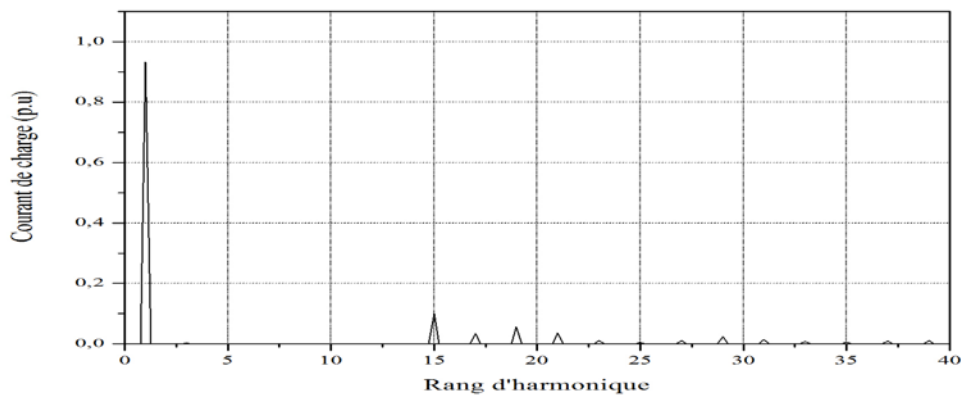


Figure I.14 a) Spectre du courant de charge de l'onduleur avec  $C_f = 500 \mu F$

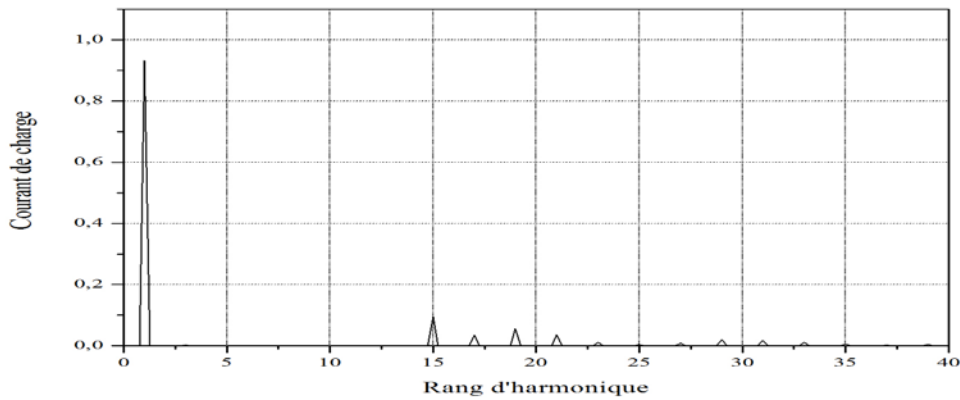


Figure I.14 b) Spectre du courant de charge de l'onduleur avec  $C_f = 4400 \mu F$

### Interprétation des résultats :

	THD(%)	$V_{cfmoy}(V)$	$I_{ch}(A)$	$V_{ch}(V)$	Angle de Décalage ( $^{\circ}$ )	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 I.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 ;

$\varphi_1$  : 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<sup>ème</sup> jusqu'au 14<sup>ème</sup> harmonique sont éliminés et leurs amplitudes est nulles dans les deux cas de figure ( $C_f = 500 \mu\text{F}$  et  $C_f = 4400 \mu\text{F}$ ). 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 %).

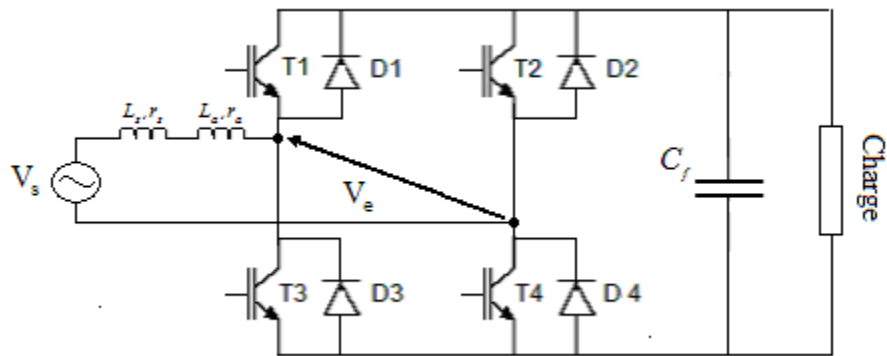
## **I.2. Redresseur MLI à absorption sinusoïdal:**

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  $L_a$ .

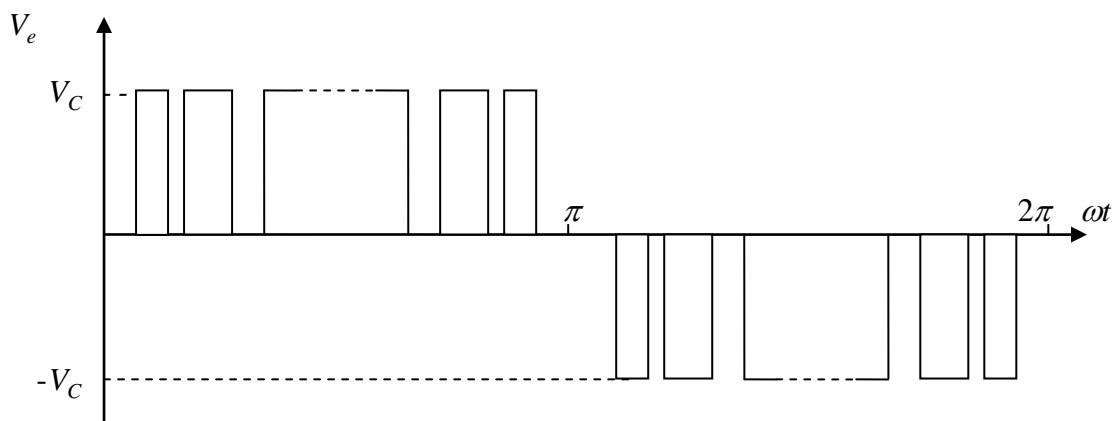
Dans la plupart des applications, la charge du redresseur est de type source de tension. (Exemples : charge résistive + condensateur de filtrage en parallèle, moteur à courant continu, un onduleur + moteur à courant alternatif).



**Figure I. 15** Structure d'un redresseur monophasé MLI

### I.2.1. Etude du fonctionnement du redresseur MLI :

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

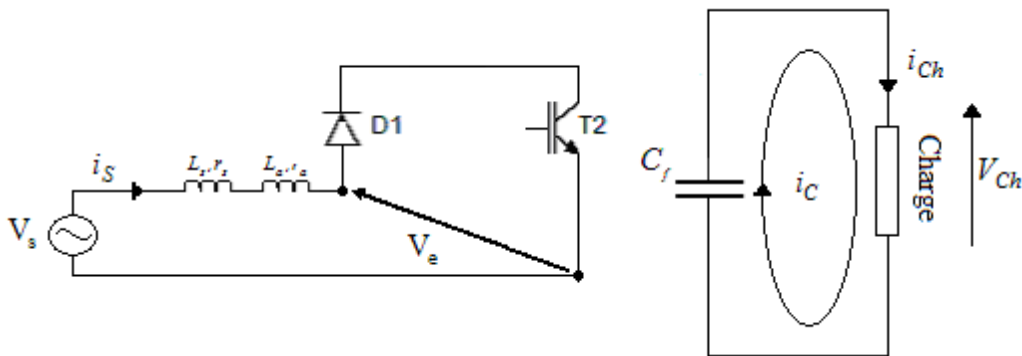


**Figure I.16** Allure de la tension  $V_e$  en négligeant les ondulations aux bornes de  $C_f$



### 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 :



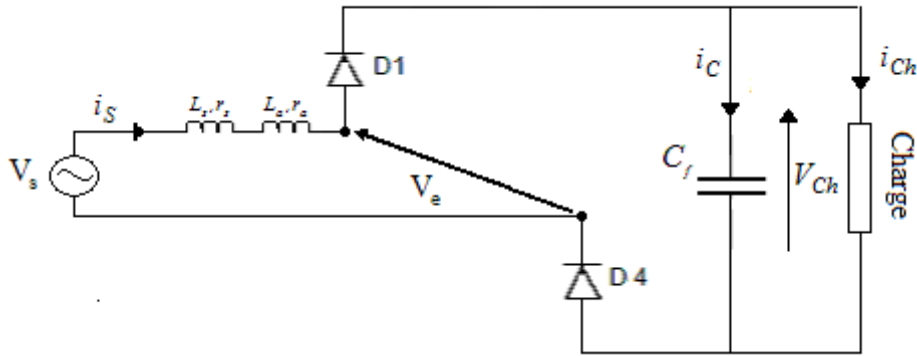
**Figure I.17** Schéma équivalent suite à l'amorçage de  $T_2$

Suivant la maille décrite dans la figure I.17, on obtient les équations de maille suivantes:

$$\begin{cases} V_s(t) - (L_s + L_a) \frac{di_s(t)}{dt} - (r_s + r_a) i_s(t) = 0 \\ V_{Cf} = V_{ch} \\ i_{Cf} = i_{Ch} \\ V_e = 0 \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

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 I.18** Schéma équivalent suite au blocage de  $T_2$

Les équations décrivant cette séquence sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_s(t) - (L_s + L_a) \frac{di_s(t)}{dt} - (r_s + r_a) i_s(t) - V_{C_f} = 0 \\ |V_e| = V_{C_f} = V_{ch} \\ |i_s(t)| = i_c(t) + i_{ch}(t) \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

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 ( $V_e = -V_C$ ).

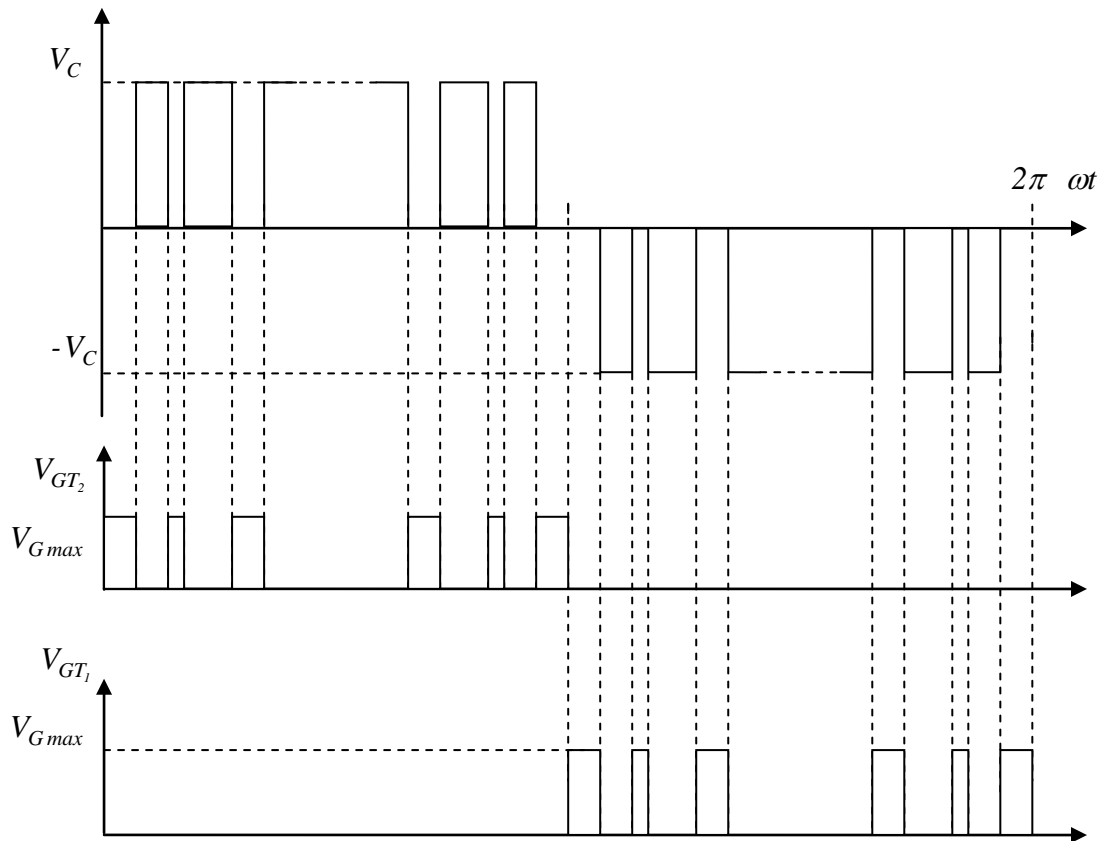


Figure I.19 Les séquences de commande  $T_1$  et  $T_2$  suivant la tension  $V_e$

### I.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 : 
$$X = \frac{V_{Cmax} - V_{Smax}}{V_{Smax}} \quad (I-12)$$

On peut d'une manière approximative dire que : 
$$V_{Cmax} = V_{Smax} + (L_s + L_a)\omega i_{S1max} \quad (I-13)$$

Des deux relations on obtient : 
$$(L_s + L_a) = \frac{X \cdot V_{Smax}}{\omega i_{S1max}} \quad (I-14)$$

### I.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 I-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 I.2** Diagramme de Fresnel pour différents facteurs de puissance

L'angle  $\delta$  représente l'angle de charge ; c'est la phase de la tension  $V_{e1}$  et en définissant l'angle  $\varphi$  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.

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{(L_s + L_a) \omega i_{s1}}{V_s - (r_s + r_a) i_{s1}} \quad (\text{I-15})$$

### **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 :

$$r = \frac{V_{e1max}}{V_{Cmoyx}} \quad (\text{III-17})$$

### **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  $C_f = 4400 \mu\text{F}$ .

- Une tension de source  $V_{Seff} = 50 \text{ V}$  à  $50 \text{ Hz}$
- 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 sont représentés dans les figures suivantes:

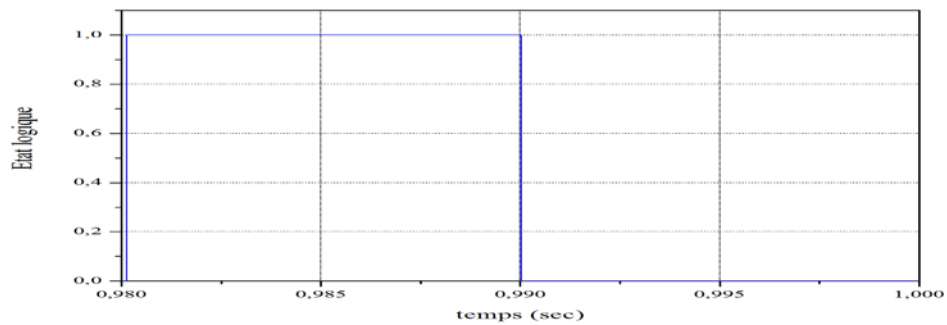


Figure I.20 a) Etat de conduction de D<sub>1</sub>

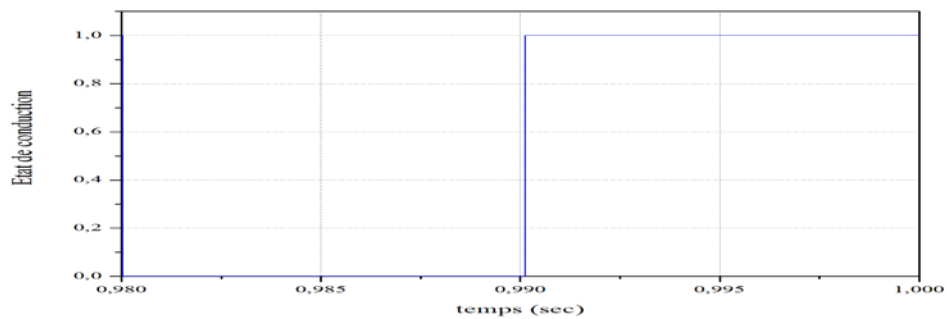


Figure I.20 b) Etat de conduction de D<sub>2</sub>

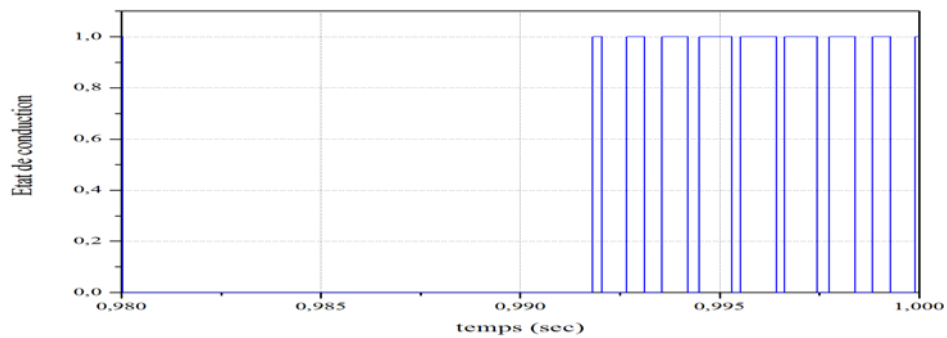


Figure I.20 c) Etat de conduction de T<sub>1</sub>

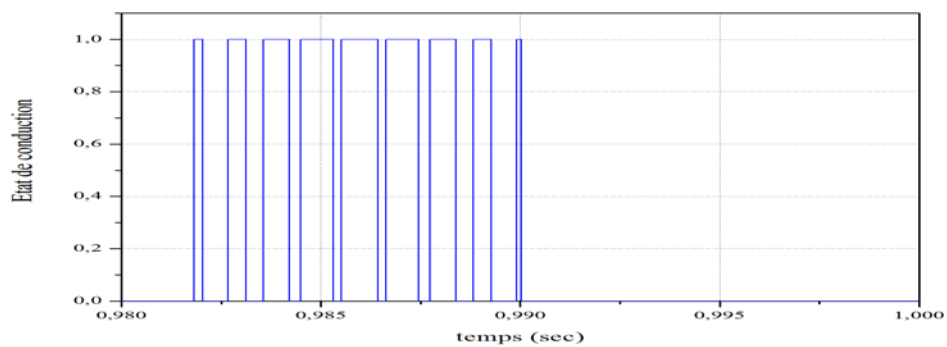


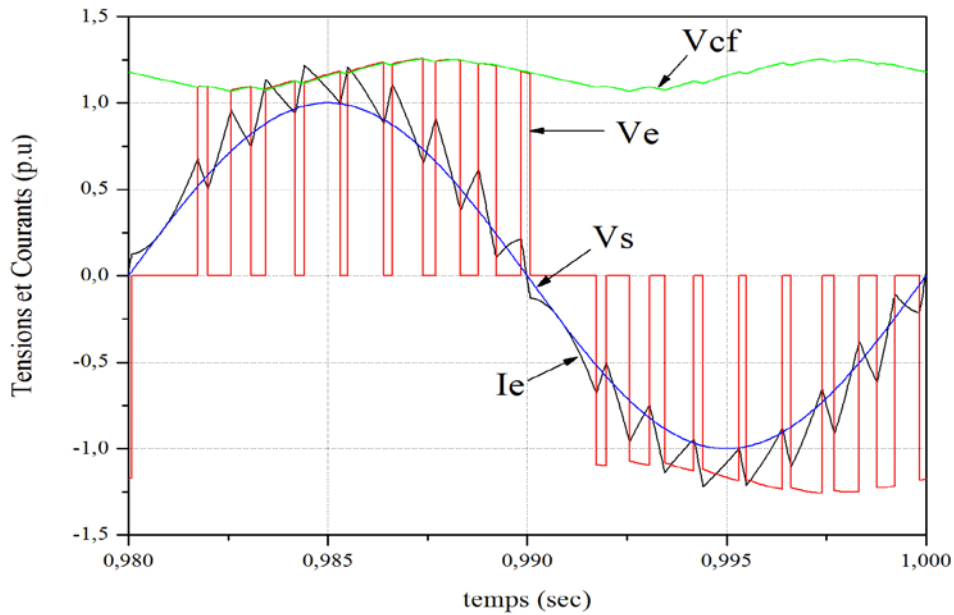
Figure I.20 d) Etat de conduction de T<sub>2</sub>

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 :

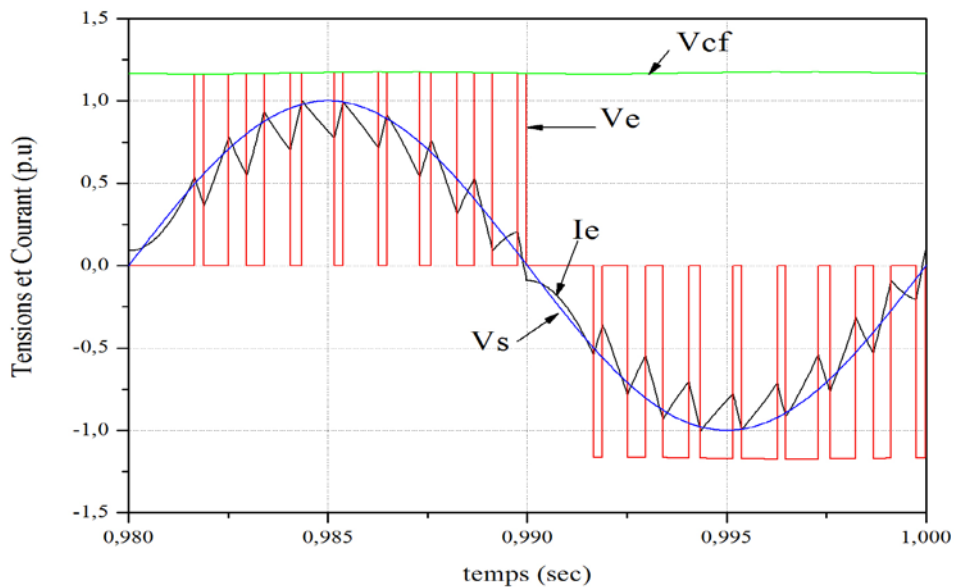
$V_{base} = 70.71 \text{ V}$

et :

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



**Figure I.21 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 I.21 b)** Tension de source  $V_s$ , tension et courant d'entrée  $V_e$ ,  $I_e$  et tension de sortie  $V_{cf}$  du redresseur, avec  $C_f = 4400 \mu F$

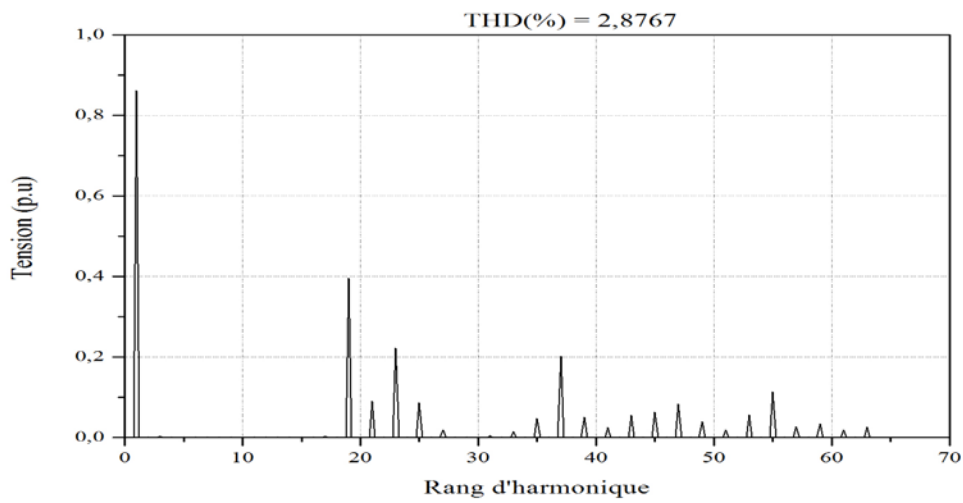


Figure I.22 a) Spectre de la tension d'entrée du redresseur avec  $C_f = 225 \mu F$

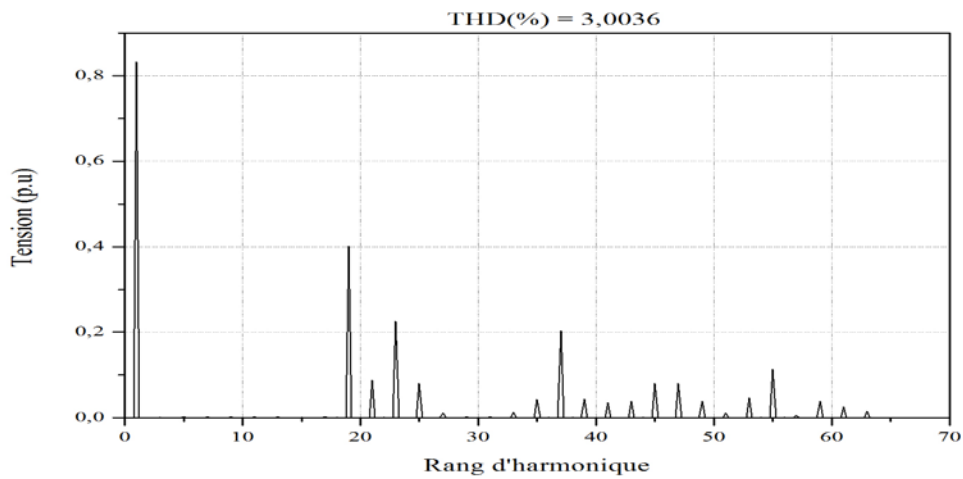


Figure I.22 b) Spectre de la tension d'entrée du redresseur avec  $C_f = 4400 \mu F$

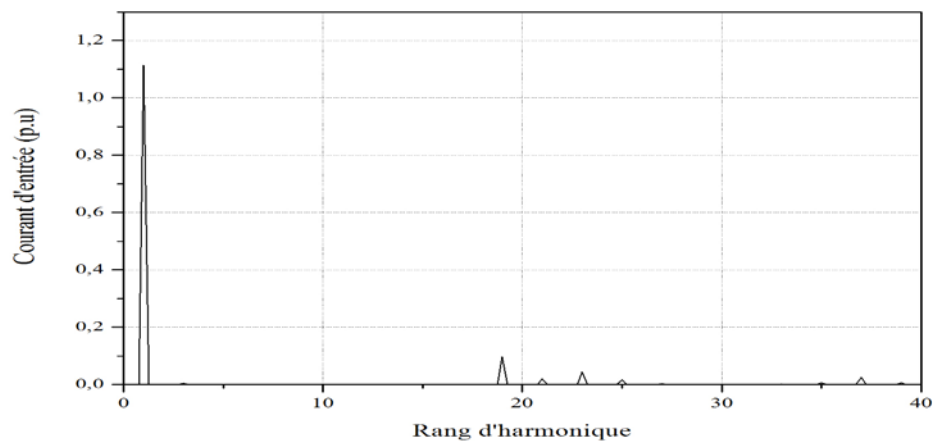
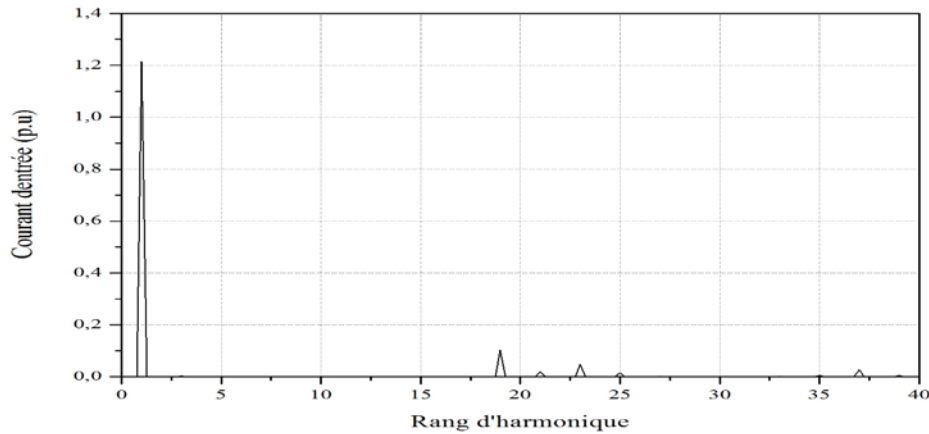


Figure I.23 a) Spectre du courant d'entrée du redresseur avec  $C_f = 225 \mu F$



**Figure I.23 b)** Spectre du courant d'entrée du redresseur avec  $C_f = 4400 \mu F$

### **Interprétation des résultats :**

Le tableau I.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 I.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  $V_s$  ;

$\varphi_1$  : 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  $\delta$ ) 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<sup>ème</sup> jusqu'au 17<sup>ème</sup> harmonique ( $M = 9$ ). 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 (I-21a) et (I-21b), 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 (I-15) en fixant les angles de décalage à  $17.53^\circ$  et  $16.35^\circ$  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.

### **I.3. Onduleur MLI monophasé alimenté par un redresseur MLI:**

#### **I.3.1. Règles fondamentales d'association: [3]**

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.

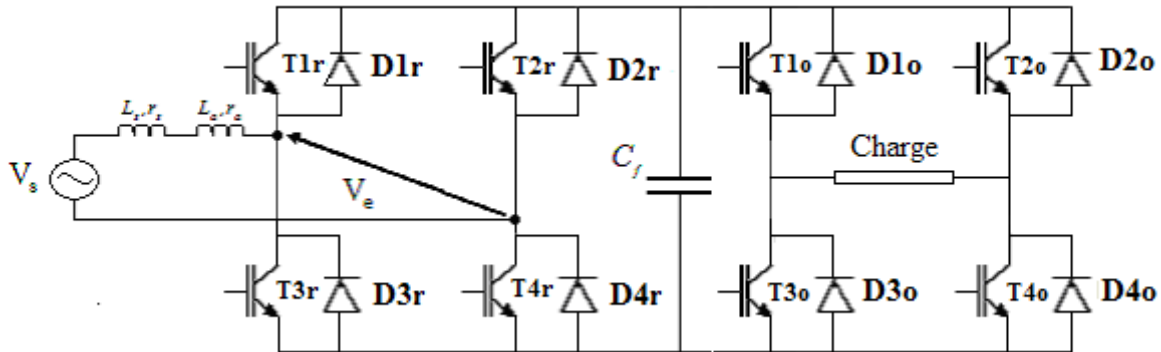
La figure ci-dessous présente des exemples de liaisons intermédiaires. En fonction de la nature de la liaison, les propriétés suivantes peuvent être énoncées :

- 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.

Dans cette configuration, correspondant aux applications « **motovariateurs à courants alternatifs** » et dont le schéma de principe est donné figure I.24, 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 I.24** Schéma de principe d'un onduleur monophasé alimenté par un redresseur

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.

### **I.3.2. Résultats de simulation:**

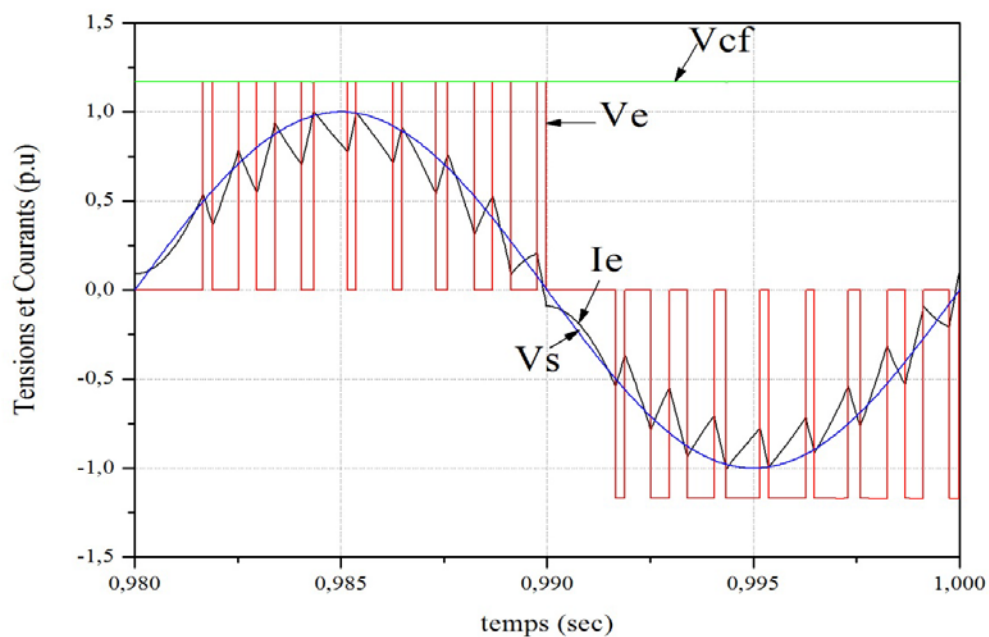
Les valeurs de simulation sont :

- La tension de source  $V_{Seff} = 50 \text{ V}$  à  $50 \text{ Hz}$
- 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  $R_{Ch} = 19 \Omega$ .

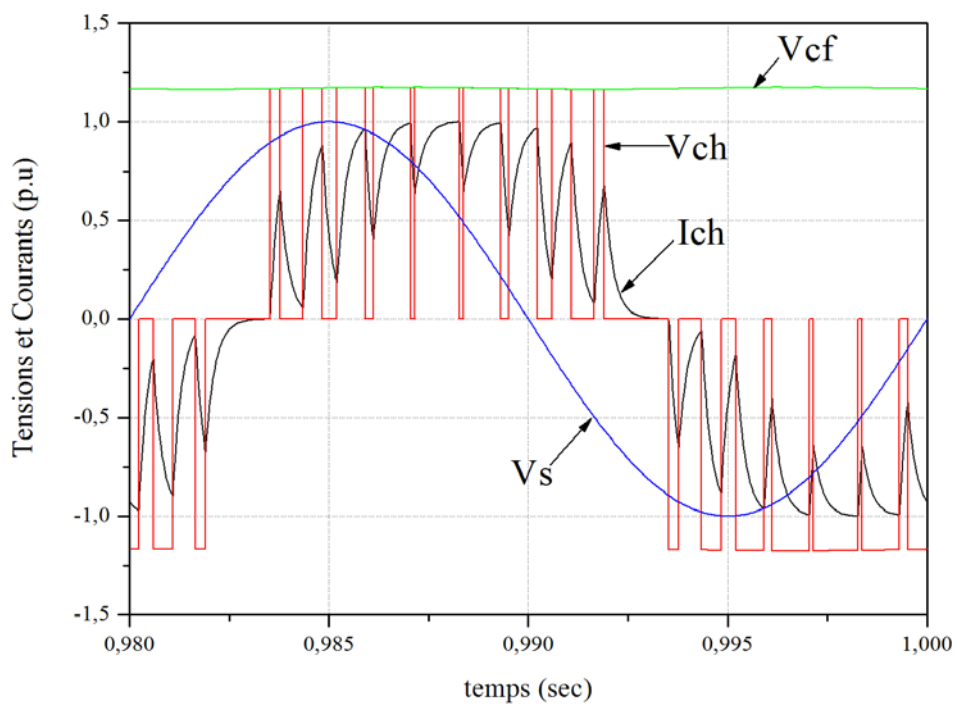
Suivant les signaux de commande, les formes d'onde de tensions et de courant sont représentées dans les figures suivantes avec les valeurs en p.u. tel que les valeurs de la tension et le du courant de base sont égales à :

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

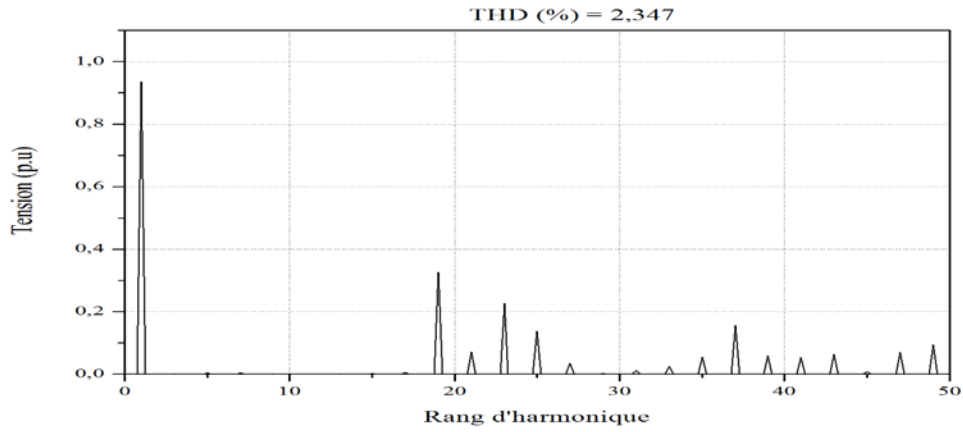
$V_{base} = 70.71 \text{ V}$  et :  $I_{base} = 2.16 \text{ A}$  pour le redresseur.



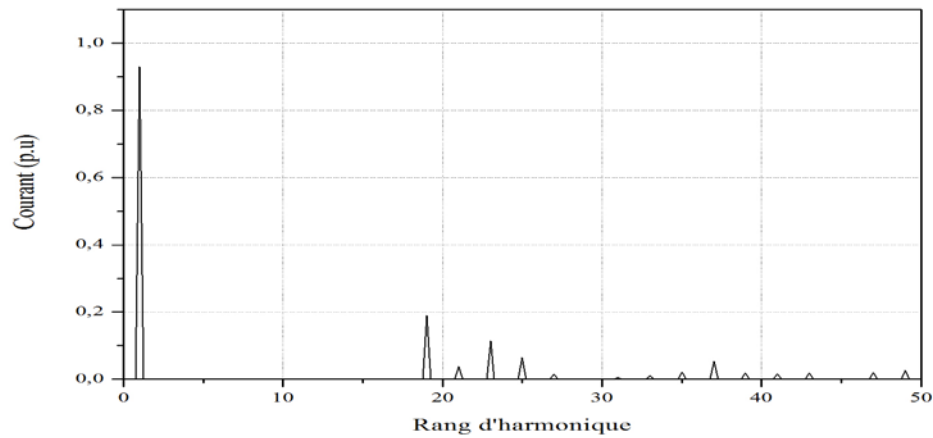
**Figure I.25** La tension de source alternative, la tension et le courant à l'entrée du redresseur, et la tension aux bornes de  $C_f = 4400 \mu F$



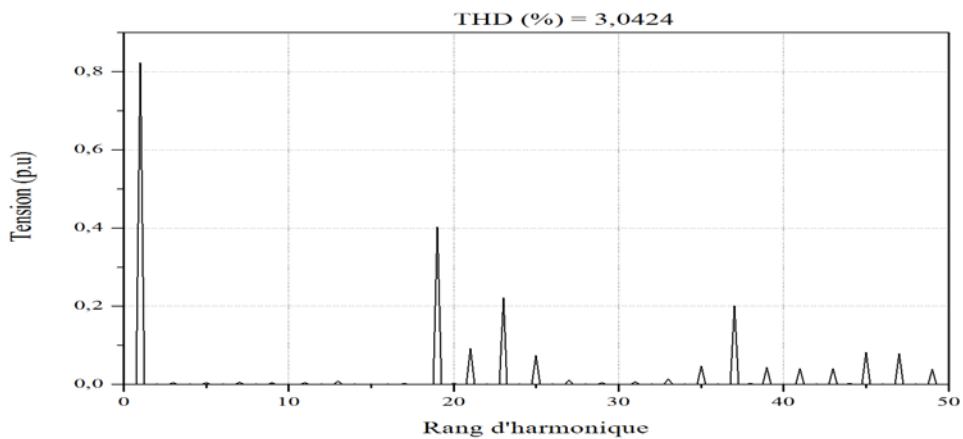
**Figure I.26** La tension de source, la tension et le courant de charge de l'onduleur, et la tension aux bornes de  $C_f = 4400 \mu F$



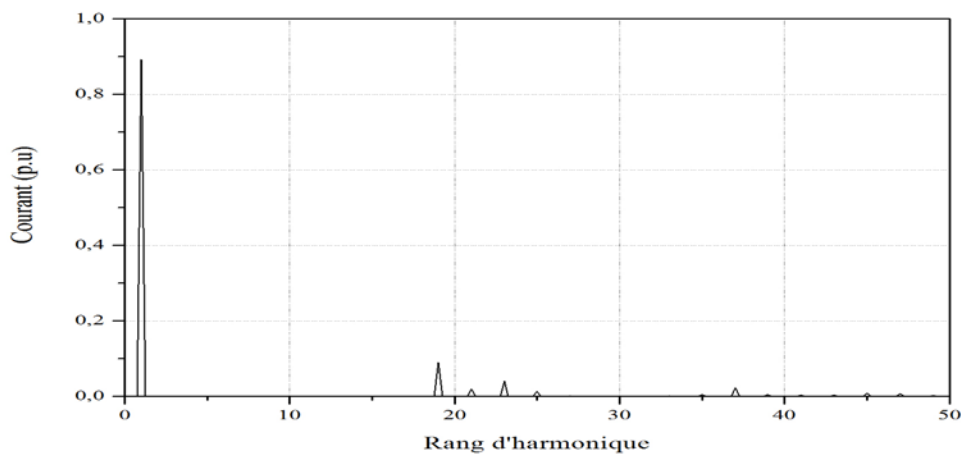
**Figure I.27** Le spectre de la tension de charge avec  $C_f = 4400 \mu F$



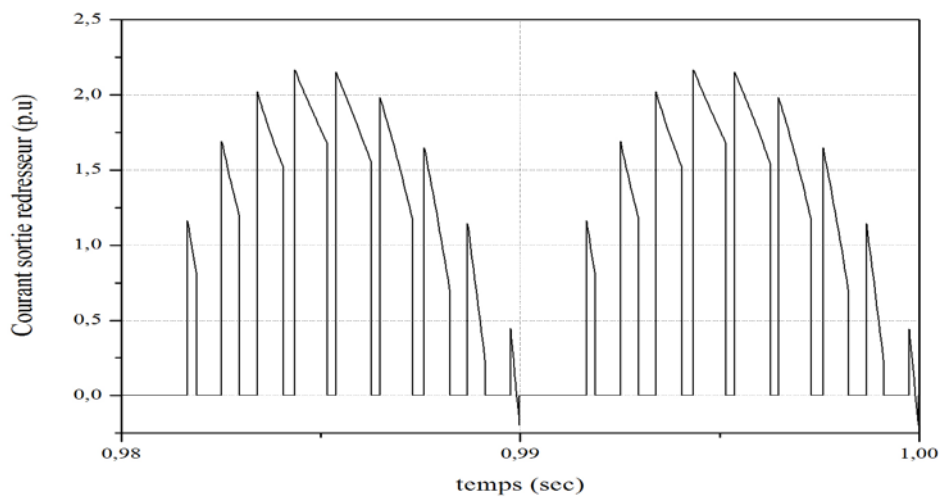
**Figure I.28** Le spectre du courant de charge avec  $C_f = 4400 \mu F$



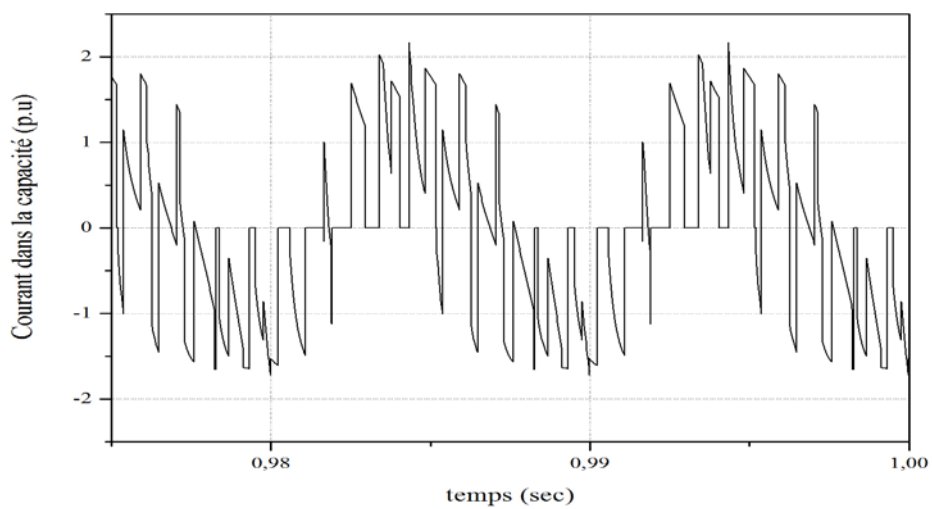
**Figure I.29** Le spectre de la tension d'entrée redresseur avec  $C_f = 4400 \mu F$



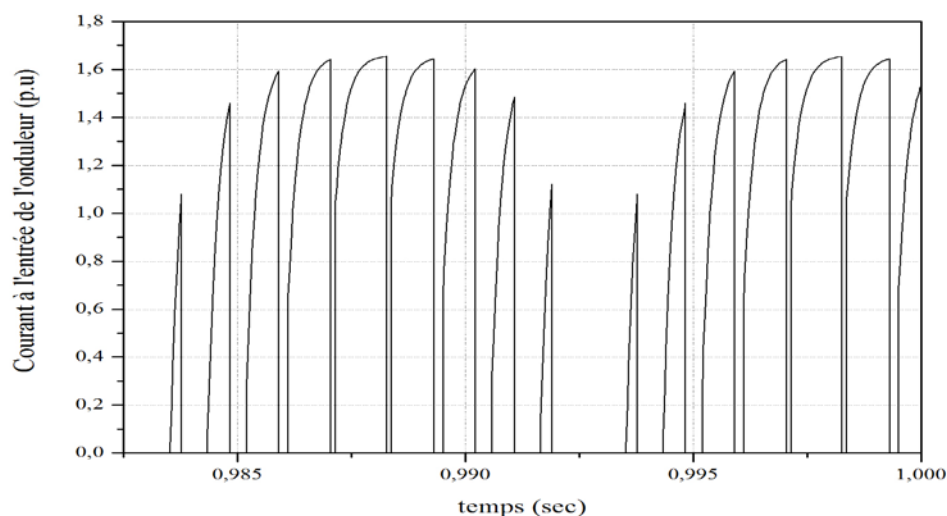
**Figure I.30** Le spectre du courant d'entrée redresseur  $C_f = 4400 \mu F$



**Figure I.31** Le courant de sortie du redresseur avec  $C_f = 4400 \mu F$



**Figure I.32** Le courant traversant la capacité  $C_f = 4400 \mu F$



**Figure I.33** 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 I.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. 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  $48^\circ$  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  $15^\circ$ . 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).

### **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 II:*

*Elaboration des schémas  
des circuits de la chaîne*

## II.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.

## II.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 II.1.

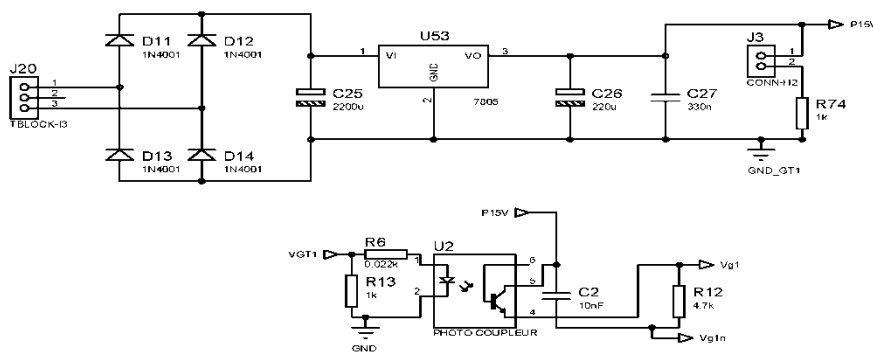


Figure II.1 Schéma du circuit de gâchette pour transistor MOSFET ou IGBT

### II.3. Circuit onduleur:

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

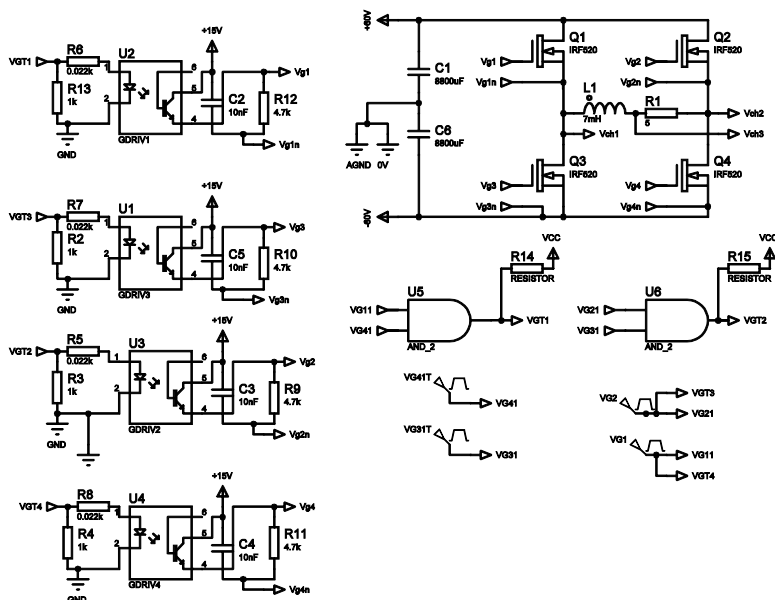
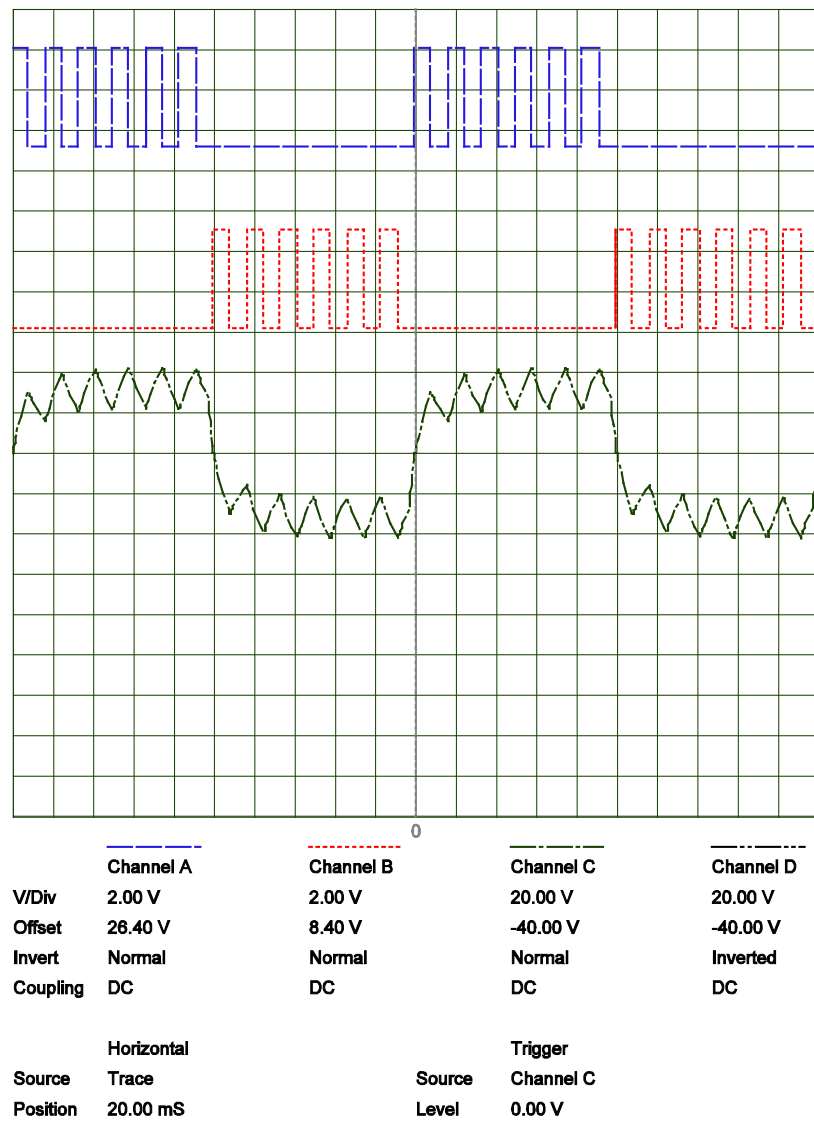


Figure II.2 Schéma du circuit onduleur monophasé à MOSFET ou IGBT

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

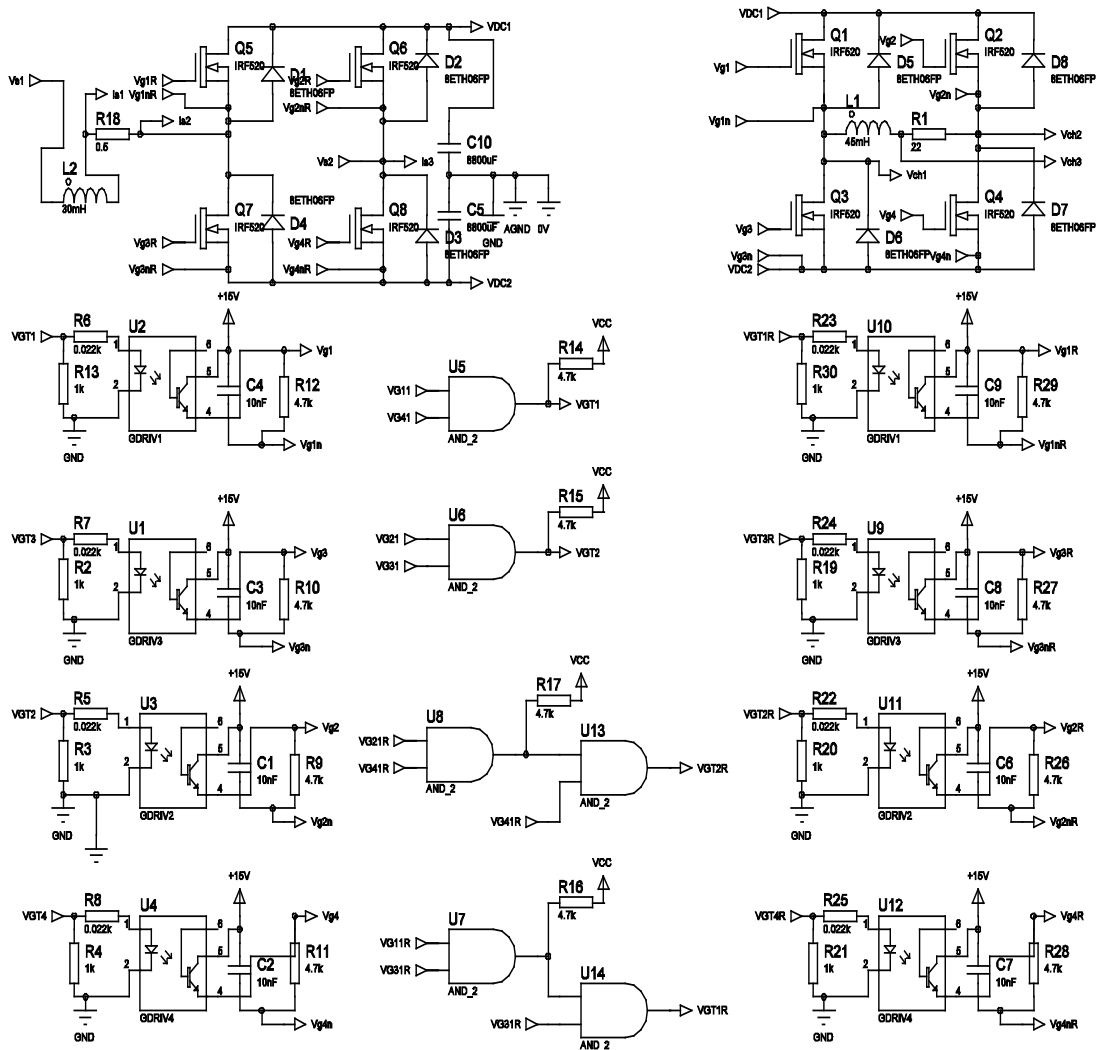


**Figure II.3** Résultats de simulation de l'onduleur de la figure II.1,

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

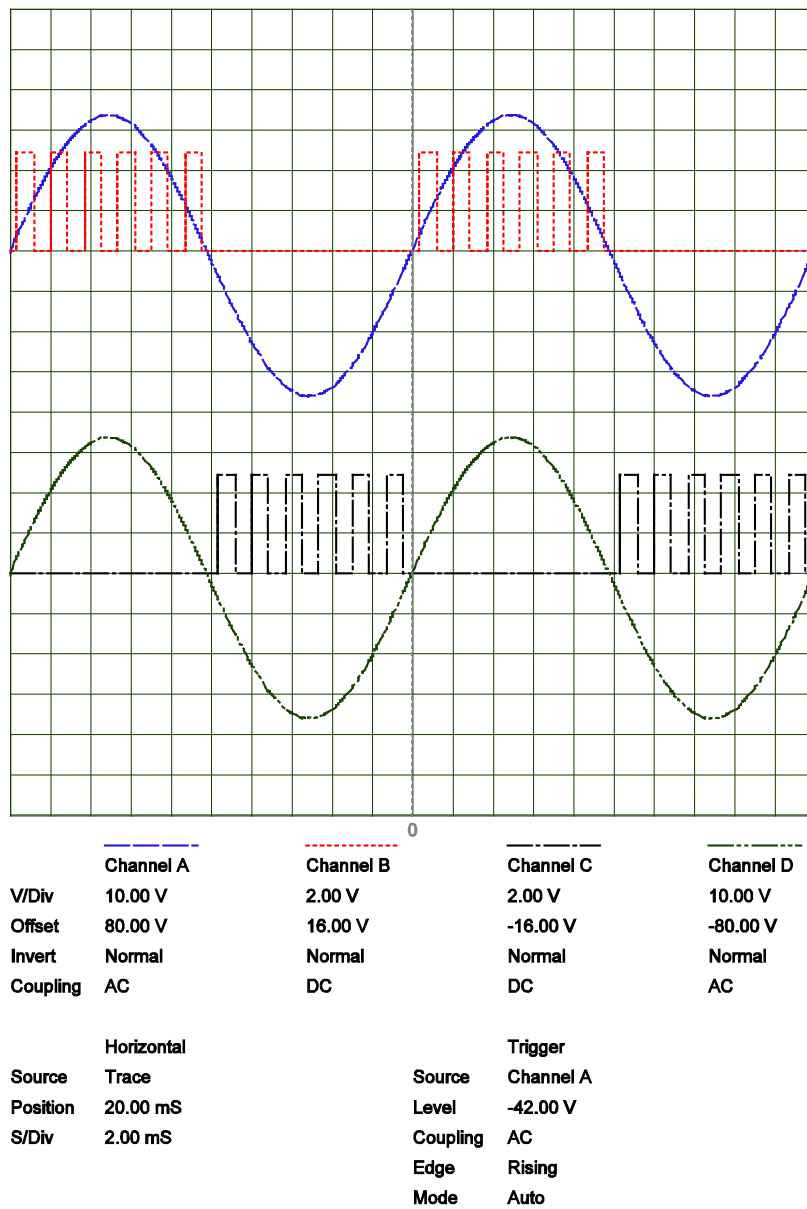
#### **II.4. Circuit redresseur survolteur-onduleur:**

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

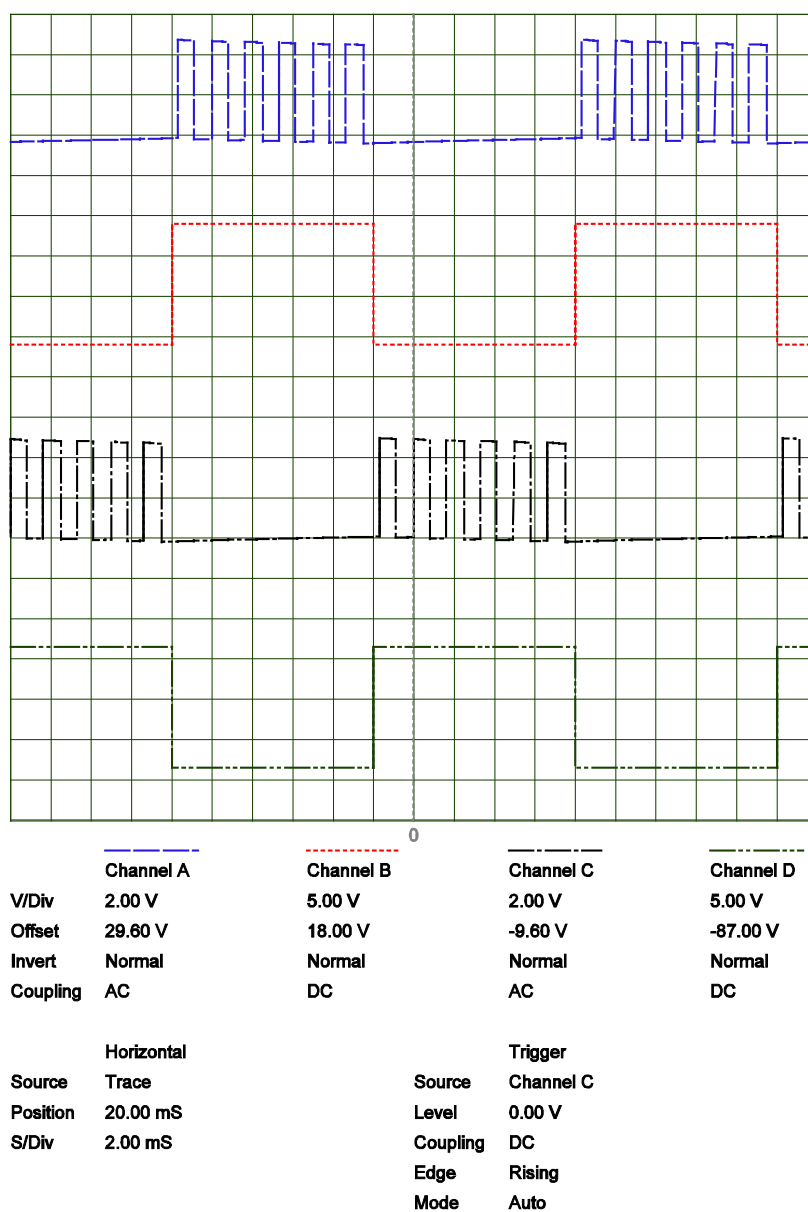


**Figure II.4** Schéma du circuit redresseur survolteur - onduleur à transistor MOSFET ou IGBT

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

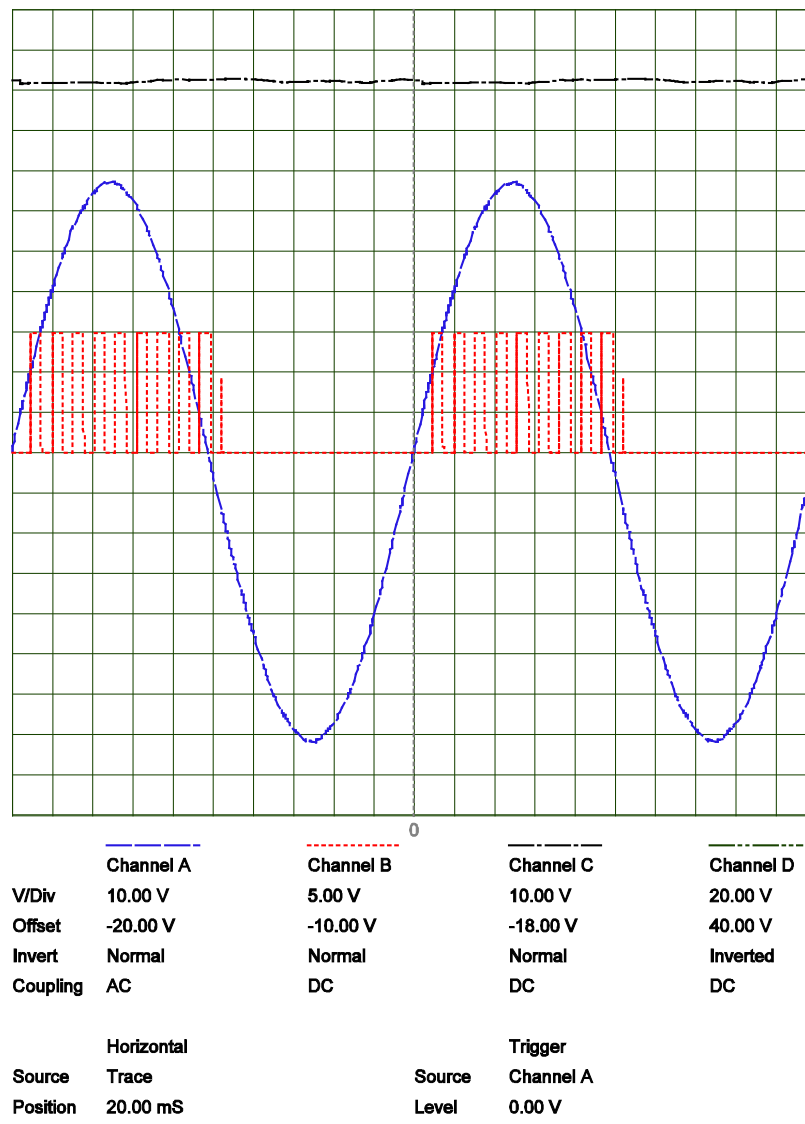


**Figure II.5** Signaux de gâchettes des interrupteurs du redresseur survolteur à transistors MOSFET ou IGBT



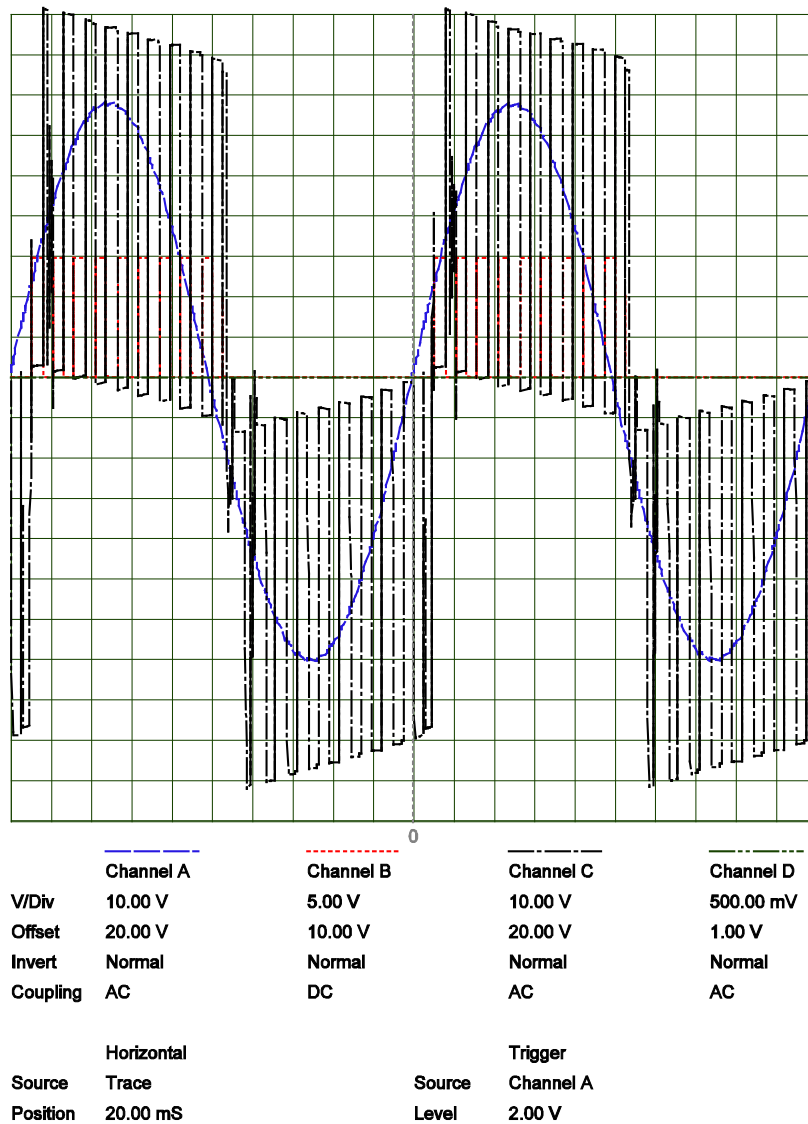
**Figure II.6** Signaux de gâchettes des interrupteurs de l'onduleur à transistors MOSFET ou IGBT

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

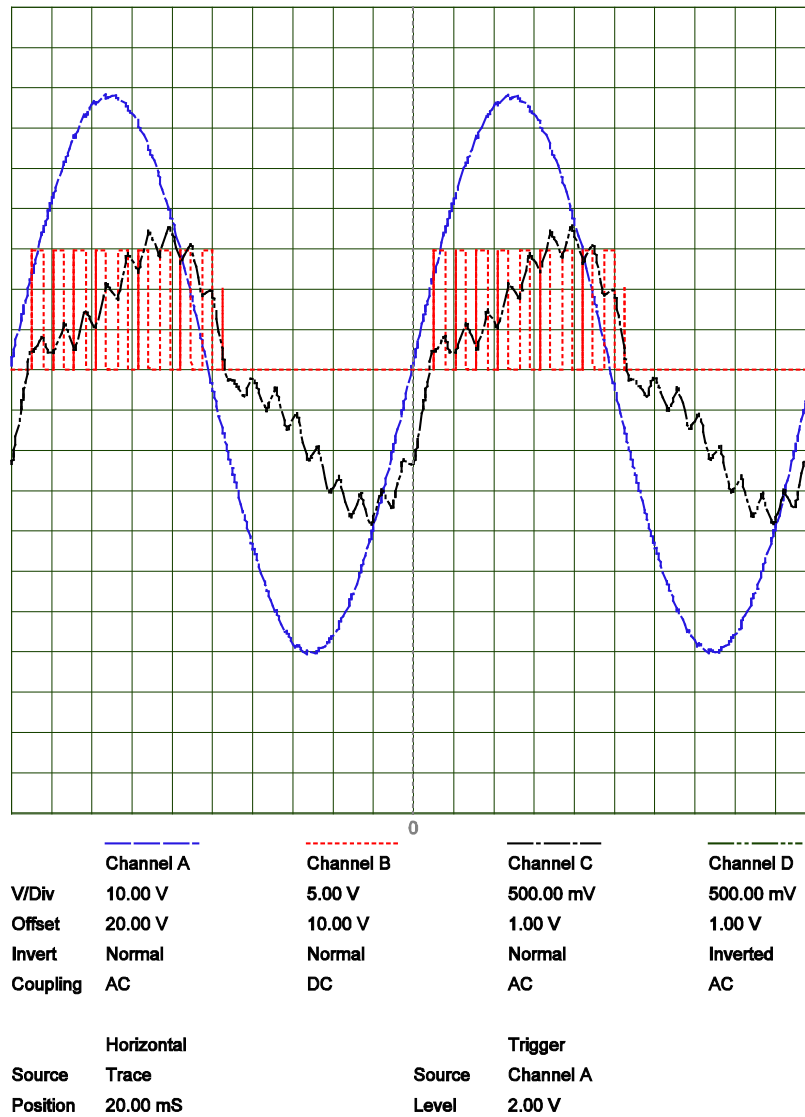


**Figure II.7** Résultats de simulation du redresseur survolteur de la chaîne,  
 a) Tension redressée  
 b) Tension de source alternative de référence  
 c) Train d'impulsions de gâchette du transistor Q2



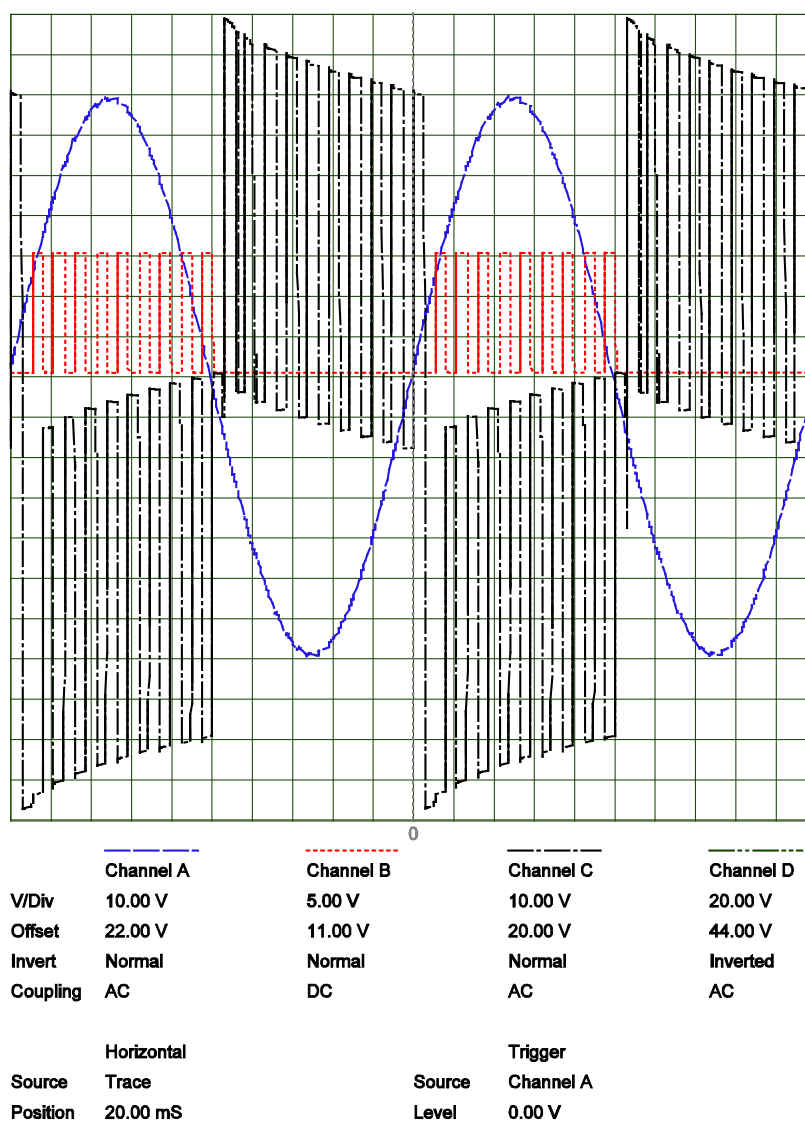


**Figure IV.8** Résultats de simulation du redresseur survolteur de la chaîne,  
 a) Tension d'entrée  
 b) Tension de source alternative de référence

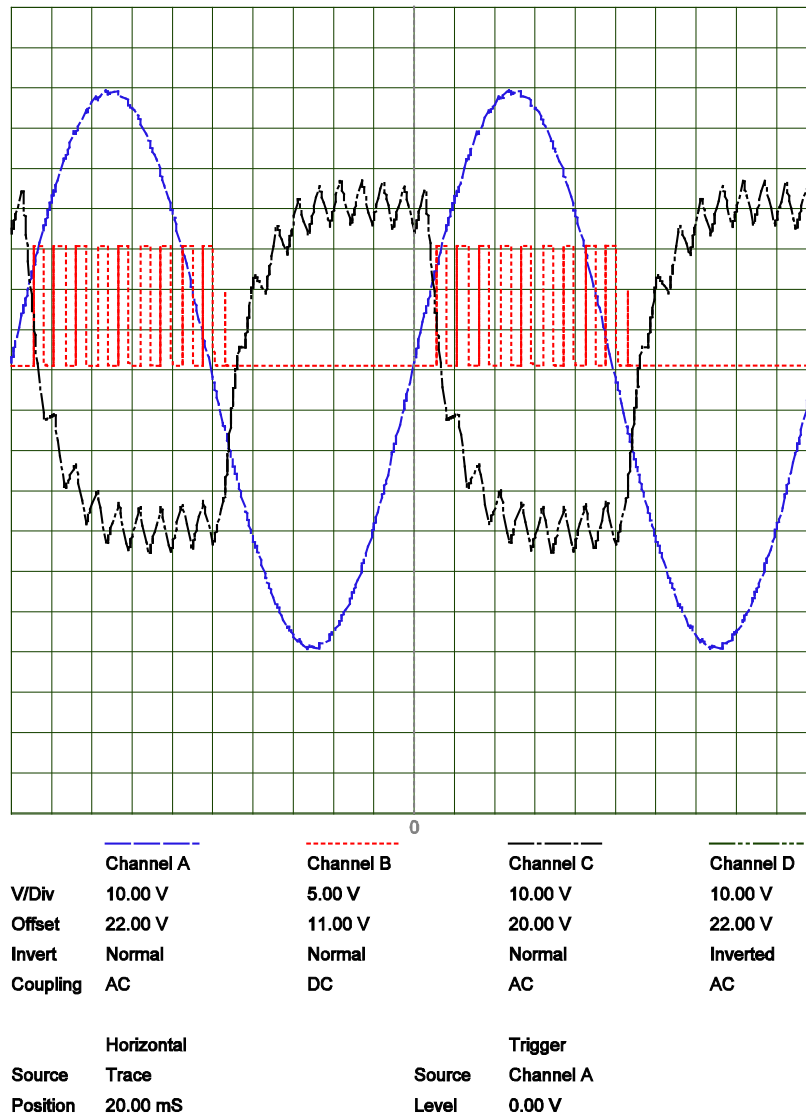


**Figure II.9** Résultats de simulation du redresseur survolteur de la chaîne,

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



**Figure II.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 II.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. L'étude et la simulation de l'onduleur et du redresseur MLI séparés puis assemblés en exploitant la stratégie MLI proposée nous a permis de constater 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 créée 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] Techniques de l'ingénieur, dossier d3176, Onduleurs de tension - Structures, principes, applications.

[2] 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.

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