

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

**Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES**

*Présenté par*

**Kamel MOUSLI**

**Youcef MAMERI**

### Thème

# Etude par simulation d'un onduleur à haute fréquence, application au chauffage à induction

*Mémoire soutenu publiquement le 17 juin 2015 devant le jury composé de :*

**M Tahar OTMANE CHERIF**

MCA, UMMTO, Président

**M Boussad BOUKAIS**

MCB, UMMTO, Rapporteur

**M Hamid SEDDIKI**

MCA, UMMTO, Examineur

**M Ali BECHOUCHE**

MCB, UMMTO, Examineur

## **REMERCIEMENTS**

*Nous tenons à remercier vivement notre promoteur M. BOUKAIS pour nous avoir confié ce sujet et nous avoir soutenu tout au long de notre travail ainsi que son assistance et ses précieux conseil.*

*Nous remercions également tous les enseignants de département E.T.H qui ont contribué à notre formation.*

*Nous remercions ainsi tous les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de juger notre travail.*

*Que tous ce qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail soient remercie.*

## ***DIDICACES***

*A la mémoire de mes grands-parents et mon oncle,*

*A mon cher père et ma chère mère,*

*A mon frère RAFIK et mes quatre sœurs,*

*A toute ma famille, oncles et cousins,*

*A tous mes amis,*

*A tous les enseignants qui ont contribué durant tout mon parcours de mes  
études jusqu'à ce jour,*

*...Je dédie ce modeste travail.*

***YOUCEF***

## ***DIDICACES***

*C'est avec respect et reconnaissance que je tien à exprimer ma gratitude et ma sympathie :*

- *A ma très chère mère et mon père.*
- *A mes frères et sœurs.*
- *A tous ceux et toutes celles qui ont offert amitié, amour, compréhension et soutien qu'il me permit de leur dédier ce travail.*

***KAMEL***

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Etat de l'art du chauffage à induction</b>	
<b>I.1 Introduction</b>	<b>4</b>
<b>I.2 Le principe physique du chauffage à induction</b>	<b>4</b>
<b>I.2.1 L'induction électromagnétique</b>	<b>4</b>
<b>I.2.2 l'effet joule</b>	<b>6</b>
<b>I.3 Propriétés du chauffage à induction</b>	<b>8</b>
<b>I.3.1 Transfert de puissance</b>	<b>8</b>
<b>I.3.2 Rendement électrique</b>	<b>10</b>
<b>I.3.3 Facteur de puissance</b>	<b>10</b>
<b>I.4 Installations de chauffage à induction</b>	<b>11</b>
<b>I.4.1 Alimentations énergétiques et générateurs</b>	<b>11</b>
<b>I.4.2 Inducteur</b>	<b>13</b>
<b>I.5 Les caractéristiques du chauffage à induction</b>	<b>13</b>
<b>I.5.1 Répartition du courant et de la puissance dans la pièce</b>	<b>13</b>
<b>I.5.2 Influence de la fréquence sur la dissipation de la puissance</b>	<b>14</b>
<b>I.6 Les différentes applications du chauffage à induction</b>	<b>16</b>
<b>I.6.1 Application industrielle</b>	<b>16</b>
<b>I.6.1.1 Fusion de métal par induction dans les fours à creuset</b>	<b>16</b>
<b>I.6.1.2 Le brasage</b>	<b>17</b>
<b>I.6.1.3 Durcissement de l'acier par induction</b>	<b>17</b>

<b>I.6.2 Application domestique</b>	<b>18</b>
<b>I.6.3 Applications médicales</b>	<b>20</b>
<b>I.7 Les avantages du chauffage à induction</b>	<b>23</b>
<b>I.8 Les inconvénients du chauffage par induction</b>	<b>23</b>
<b>I.9 Les défis à venir</b>	<b>24</b>
<b>I.10 Conclusion</b>	<b>25</b>
<b>Chapitre II : étude des onduleurs à résonance</b>	
<b>II.1 Introduction</b>	<b>26</b>
<b>II.2 Critères du choix de topologie</b>	<b>26</b>
<b>II.3 Classification des onduleurs</b>	<b>26</b>
<b>II.3.1 Onduleur non autonome</b>	<b>27</b>
<b>II.3.2 Onduleur autonome</b>	<b>27</b>
<b>II.4 Choix des composants</b>	<b>27</b>
<b>II.5 L'onduleur à résonance et chauffage par induction</b>	<b>27</b>
<b>II.6 Caractéristique des circuits résonants</b>	<b>28</b>
<b>II.7 Applications des onduleurs à résonance</b>	<b>31</b>
<b>II.8 Etude par simulation d'un onduleur à résonance série</b>	<b>31</b>
<b>II.8.1 Commande décalée</b>	<b>32</b>
<b>II.8.1.1 Résultats de Simulation de la commande décalée</b>	<b>34</b>
<b>II.8.2 Commande simultanée</b>	<b>34</b>
<b>II.8.2.1 Résultats de simulation pour <math>f_c &lt; f_r</math></b>	<b>35</b>
<b>II.8.2.2 Résultats de simulation pour <math>f_c &gt; f_r</math></b>	<b>36</b>

II.8.2.3 Résultats de simulation pour $fc = fr$	37
II.7 Bilan énergétique	39
II.10 Conclusion	39
<b>Chapitre III : Commande par modulation de densité d'impulsion</b>	
III.1 Introduction	40
III.2 Principe de la MDI	40
III.3 Mode de fonctionnement	41
III.4 Caractéristiques de la modulation	42
III.5 Types de la MDI	43
III.6 Etude analytique	44
III.6.1 Hypothèses	44
III.7 Etude par simulation numérique	49
III.7.1 Résultats pour la séquence $T_c=8T_r$	49
III.7.2 Résultats de la séquence $T = 14 T_r$	54
III.8 Simulation avec adaptation	58
III.8.1 Résultat pour la séquence $T_c=8T_r$	58
III.8.2 Résultats de la séquence $T = 14 T_r$	60
III.9 Conclusion	64
Conclusion générale	65

Tout corps conducteur électrique soumis à l'influence d'un champ magnétique variable est le siège du développement des courants de Foucault qui provoque son échauffement par effet Joule, c'est le principe de chauffage à induction. L'élément à chauffer peut être une masse solide ou liquide.

Le chauffage à induction a connu ces dernières années un développement important, essentiellement lié aux avantages qu'apporte ce mode de chauffage : bon rendement, rapidité et souplesse d'emploi, et trouve énormément d'applications dans les domaines industriel, domestique et médicale. Les puissances mises en jeu vont de quelques watts à quelques dizaines de MW avec des fréquences de fonctionnement qui peuvent atteindre quelques centaines de KHz.

En effet, pour un chauffage de grande puissance, il faut avoir recours à des fréquences plus élevées pour améliorer les performances du système. Beaucoup de moyens peuvent être utilisés afin d'avoir un chauffage inductif précis permettant de synchroniser entre la puissance et la fréquence. Les onduleurs à résonance (série, parallèle) présentent une très bonne solution et couvrent tous les domaines où il est nécessaire ou souhaitable d'avoir la moyenne ou la haute fréquence à un certain niveau de puissance.

Les onduleurs à résonance sont des circuits d'électronique de puissance avec des composants de haute performance commandés à la fermeture et à l'ouverture et dont les instants de commutation sont imposés par des circuits commande.

Pour contrôler ces instants de commutation permettant d'avoir la régulation de l'écoulement de la puissance entre la source et la charge, des différentes techniques de commande ont été utilisées. Les principales sont :

- Commande décalée ;
- Commande simultanée.

Cependant ces types de commande présentent une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique du fait que les interrupteurs de puissance ne commutent pas tout le temps au passage par zéro soit de la tension ou du courant [21].

La technique de modulation de densité d'impulsions (MDI) a été introduite comme un moyen pour remédier aux inconvénients des méthodes de commande classiques cités ci-dessus. L'avantage de la MDI est que la commutation se fait au passage par zéro du courant et ce sur une grande plage de variation de la puissance de sortie [21]. Et de plus la MDI

## Introduction générale

---

fonctionne toujours à une fréquence fixe (la fréquence de résonance) ce qui facilite sa réalisation.

Dans ce cadre, l'objectif de notre travail est d'étudier un système de chauffage alimenté par un onduleur à résonance série et commandé en puissance par la technique de modulation de densité d'impulsion (MDI). Pour ce faire nous avons adopté un plan de travail organisé en trois chapitres.

Le premier chapitre présente l'état de l'art des systèmes de chauffage à induction concernant son principe de fonctionnement, ses propriétés et ses différentes applications.

Le deuxième chapitre est consacré à l'analyse des onduleurs à résonance. Une étude par simulation numérique du système (onduleur-charge) commandé par les techniques classiques a été effectuée.

Le troisième chapitre représentant le cœur de notre travail, portera sur l'analyse de la technique de commande en puissance (la modulation de densité d'impulsions (MDI). Un programme de simulation numérique de l'ensemble onduleur-charge commandé par la MDI sera effectué dans l'environnement Matlab-Simulink et Matlab/simpowerSystem.

# *Chapitre I*

*Etat de l'art du chauffage à induction*

## I.1 Introduction

Le chauffage à induction permet de fournir sans contact électrique, un chauffage efficace et rapide des matériaux conducteurs. Il est de plus l'une des technologies de chauffage préférée dans les applications industrielles, domestiques, médicales, et autres applications. Ceci en raison de ses avantages par rapport aux autres techniques de chauffage classique tels que le chauffage à flamme, et le chauffage par résistance électrique, ou des fours traditionnels [1].

Cette technologie a été en constante évolution avec l'avancée industrielle et technologique depuis la fin du XIXe siècle. Le principe de chauffage à induction a été découvert par Michael Faraday quand il a découvert des courants induits par un aimant en mouvement.

J. C. Maxwell a développé plus tard la théorie unifiée de l'électromagnétisme et J. P. Joule décrit la chaleur produite par un courant dans un conducteur électrique.

Les premières applications industrielles de ce phénomène ont été identifiées en 1887 par S. Z. de Ferranti, qui a proposé le chauffage à induction par fusionné les métaux, complétant le premier brevet sur les applications industrielles de cette technologie. Plus tard, en 1891, F. A. Kjellin a présenté le premier four à induction entièrement fonctionnelle.

La première avancée majeure est venue quand E. F. Northrup a mis en œuvre le premier four à induction à haute fréquence à Princeton en 1916. Presque en même temps, MG Ribaud a développé la technologie de chauffage par induction à haute fréquence utilisant des générateurs éclateurs, et plus tard, V. P. Vologdin a développé les générateurs de chauffage on utilisant des générateurs de la machine et des tubes à vide. C'étaient les débuts systèmes modernes de chauffage à haute fréquence. Pendant la Seconde Guerre mondiale et plus tard, l'industrie automobile et aéronautique ont stimulé l'utilisation de la technologie non seulement pour fondre les métaux, mais aussi pour le traitement des matériaux de pointe, ce qui a augmenté considérablement l'utilisation de cette technologie sur les processus industriels.

La deuxième grande révolution de cette technologie est venue avec le développement des générateurs à l'état solide. Ces générateurs ont profité de la nouvelle technologie semi-conducteur de puissance, principalement thyristors, pour mettre en œuvre des convertisseurs de puissance hautement fiables. Par la suite, la mise au point de dispositifs de puissance à fréquences plus élevées, utilisant le transistor de puissance à jonction bipolaire (BJT) et le transistor de puissance (MOSFET) ont permis la conception de convertisseurs de puissance

d'efficacité plus élevée, ce qui a rendu ce chauffage la technologie de choix dans de nombreuses applications industrielles.

De plus la performance et l'efficacité réalisées dans les systèmes de chauffage par induction, avec de nouveaux progrès dans la technologie des semi-conducteurs et l'introduction du transistor bipolaire (IGBT), a élargi les applications de cette technologie au-delà de l'environnement industriel (domestique).

Depuis la fin des années 80, de nombreuses applications domestiques de chauffage par induction sont apparus, et de nos jours les cuisinières à induction sont bien utilisées dans des nombreux pays. En outre, depuis la fin des années 80 et, spécialement, dans le XXI siècle, un intérêt particulier de ce chauffage est apparu pour des applications médicales en raison de ses avantages en termes d'échauffement précis et local pour le traitement de l'hyperthermie. Actuellement, cette technologie évolue rapidement vers des systèmes extrêmement fiables et efficaces, permettant la mise en œuvre des systèmes très polyvalents qui font le chauffage à induction omniprésent. [2]

## **I.2 Le principe physique du chauffage à induction**

Le principe du chauffage à induction électromagnétique est basé sur deux phénomènes physiques [3]:

- L'induction électromagnétique
- L'effet joule.

### **I.2.1 L'induction électromagnétique**

Tout corps conducteur de l'électricité s'échauffe par effet Joule quand il est parcouru par un courant électrique. Cet échauffement s'obtient, soit en appliquant aux extrémités du conducteur une différence de potentiel (c'est le chauffage classique par résistance), soit en plaçant ce conducteur dans un champ magnétique variable (c'est le chauffage par induction électromagnétique).

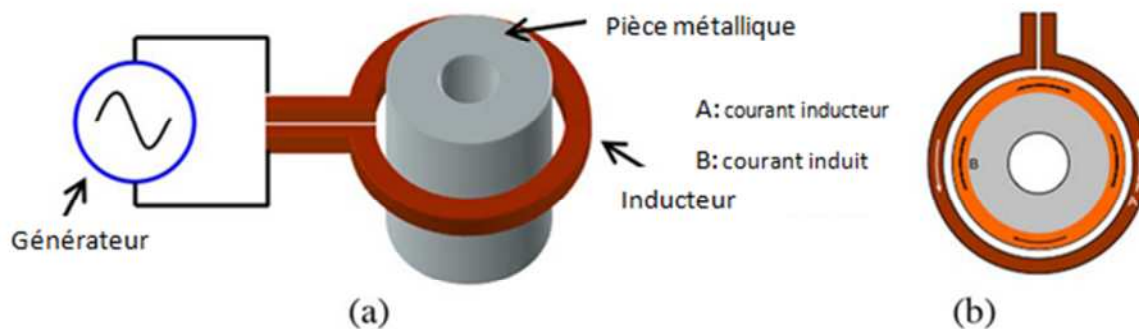


Figure 1.1: (a) configuration classique d'un système de chauffage par induction

(b) Circulation des courants (inducteur et induit).

Lorsqu'on applique une différence de potentiel alternatif aux bornes d'une bobine (figure 1.1 (a)), le courant alternatif de fréquence  $f$  qui parcourt cette bobine crée à l'intérieur, mais aussi à l'extérieur de la bobine, un champ magnétique variable. Si on introduit dans la bobine un corps conducteur de l'électricité, la variation du champ magnétique produit une variation du flux magnétique qui traverse ce corps (figure 1.1 (b)) et, d'après la loi de Lenz, induit une force électromotrice donnant naissance à des courants de Foucault (courants induit) [11].

$$\vec{j} = \sigma \vec{E}_m \quad (\text{I-1})$$

$$\vec{E}_m = \vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B} \quad (\text{I-2})$$

Avec :

$\sigma$  : La conductivité de corps  $[\Omega \cdot m]^{-1}$ .

$E_m$  : Champ électromoteur [V/m].

$E$  : Champ électrique [V/m].

$B$  : L'induction magnétique [T].

La force électromotrice est déterminée par la relation suivante :

$$e = -\frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{I-3})$$

$d\varphi$  : étant la variation du flux magnétique traversant le matériau en [Wb] pendant un temps en [s].

**Remarque**

Pour de nombreuses applications pratiques, un solénoïde est utilisé pour générer le champ magnétique. L'avantage de l'inducteur en forme de solénoïde vient du fait que le champ magnétique créé par chaque spire s'ajoute à celui créé par les autres spires et que le champ magnétique total est particulièrement intense à l'intérieur de la bobine. Mais il existe, toutefois, des nombreuses autres formes d'inducteur pour les applications de chauffage à induction [3].

**I.2.2 l'effet joule**

Ces courants de Foucault (ou courants induits) se transforment en chaleur par effet Joule dans le corps qui s'échauffe. La bobine constitue le circuit primaire ou inducteur, et le corps présente le circuit secondaire. Les équipements de chauffage par induction sont donc, dans leur principe et en dehors de leurs caractéristiques particulières de construction, assimilables à des transformateurs, munis ou non de circuits magnétiques avec fer, le primaire étant alimenté à la fréquence du réseau (50 Hz) ou à des fréquences plus élevées (moyenne et haute fréquence) [9].

La formulation simple de la puissance  $P = R \cdot i^2$ , ne peut pas être facilement utilisée du fait de la non-uniformité de la distribution des courants dans le conducteur. [4]

D'une autre manière, la résistance est déterminée par la résistivité ( $\rho$ ) et la perméabilité ( $\mu$ ) de la pièce à chauffer, le courant est déterminé par l'intensité du champ magnétique.

Donc pour un cylindre, sa résistance est donnée par la relation [5]:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{s} \quad (\text{I-4})$$

Qui correspond:

$$h = \pi \cdot d$$

$$S = \pi(r^2 - (r - \delta)^2)$$

$$S = \pi\delta(2r - \delta)$$

$$S = \pi\delta(d - \delta)$$

Si  $d \gg \delta$ , alors  $\delta$  est négligeable devant  $d$ .

$$\text{Donc} \quad s = \delta \cdot l$$

(I-5)

Où,

$h$  : Le périmètre de cylindre [m].

$S$  : La surface de cylindre [m<sup>2</sup>].

$d$  : Le diamètre du cylindre [m] (Voir la figure 1.2).

$r$  : Le rayon du cylindre [m].

$\delta$  : est la profondeur de pénétration (voir l'explication dans les caractéristique de chauffage).

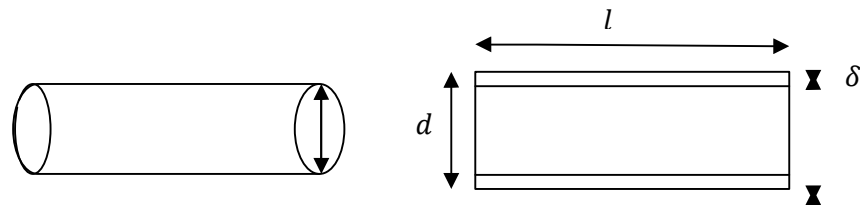


Figure 1.2: Pièce à chauffer sous forme d'un cylindre.

Avec des calculs simplifiés, on exprime :

La résistance de la pièce peut s'écrire sous la forme :

$$R = \rho \cdot \frac{\pi \cdot d}{\delta \cdot l} = \rho \cdot \frac{\pi \cdot d}{\sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f_r \cdot \sigma \cdot \mu}} \cdot h}, \quad (\sigma = 1/\rho) \quad (\text{I-6})$$

$f_r$  : La fréquence de résonance en [Hz]

$\rho$  : La résistivité du matériau [ $\Omega \cdot m$ ].

Les courants induits appelés courant de Foucault ( $i_f$ ) circulent comme indiqué sur la figure (1.3), et dissipent de la chaleur par effet Joule dans la pièce.

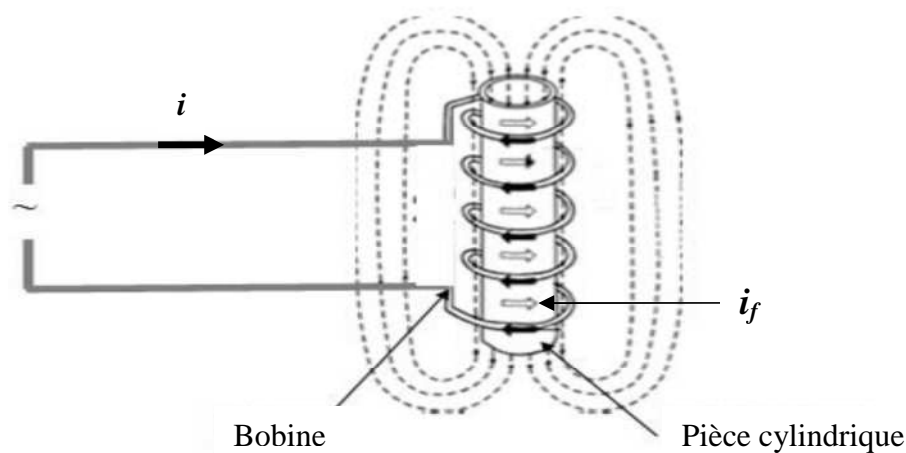


Figure 1.3: circulation des courants de Foucault dans la pièce à chauffer.

$$B = \mu \cdot H = \mu \cdot \frac{N'}{L'} \cdot i \quad \text{Et} \quad \sum H_i \cdot l_i = N \cdot i_f$$

On a,

$$N = 1 \text{ spire (Pièce cylindrique)}$$

$$\text{Donc, } i_f = H \cdot l$$

$$i_f = N' \cdot \frac{l}{L'} \cdot i \quad (\text{I-7})$$

Avec,

$N'$ : Est le nombre de spires de la bobine.

$N$ : Est le nombre de la pièce.

$i$ : Est le courant parcourant la bobine [A].

$L'$ : Longueur moyenne des lignes de champ [m].

$l$ : Est la longueur du cylindre [m].

$H$ : Est le champ magnétique [A/m].

La puissance dissipée dans la pièce (la charge) est [5]:

$$p_{ch} = R \cdot i_f^2 \quad (\text{I-8})$$

$$\text{Donc, } p_{ch} = \rho \cdot \frac{\pi \cdot d}{\sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot r \cdot \sigma \cdot \mu}} \cdot h} \left( N' \cdot \frac{l}{L'} \cdot i \right)^2 \quad (\text{I-9})$$

### I.3 Propriétés du chauffage à induction

Les principales propriétés du chauffage à induction sont :

- Transfert de puissance par effet joule.
- Le rendement électrique.
- Le facteur de puissance.

#### I.3.1 Transfert de puissance

C'est l'effet Joule, dû aux courants de Foucault, qui sont responsable de l'augmentation de la température de l'objet à chauffer. A partir des expressions précédentes

du courant, du champ et de la résistance la puissance dissipée dans la charge et l'inducteur est [4]:

$$p_{ch} = \pi \cdot d \cdot h \cdot H^2 \cdot \sqrt{\pi \cdot \rho \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f_r} \quad [\text{W}] \quad (\text{I-10})$$

$$p_i = H^2 \cdot \sqrt{\pi \cdot \rho \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f_r} \quad [\text{W}] \quad (\text{I-11})$$

Où ;

$p_{ch}$  : Puissance dissipée dans la charge.

$p_i$  : Puissance dissipée dans l'inducteur.

Afin de compléter les calculs, nous avons besoin des facteurs de correction qui sont :

Facteur de transmission de puissance  $k_f$  : Il prend en compte la relation entre la profondeur de pénétration et les dimensions externes de la charge (dépend de la géométrie de la charge).

Facteur de couplage  $k_c$  : Il corrige les différences relatives des dimensions de la charge et de l'inducteur. Cette correction diminue avec la longueur de l'inducteur et l'écart entre l'inducteur et la charge.

Alors, on peut écrire les dernières équations de puissance en fonction des facteurs de correction par [10]:

$$p_{ch} = \pi \cdot d \cdot h \cdot H^2 \cdot (\sqrt{\pi \cdot \rho \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f_r}) \cdot k_f \cdot k_c \quad , [\text{W}] \quad (\text{I-12})$$

$$p_i = H^2 \cdot (\sqrt{\pi \cdot \rho \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f_r}) \cdot k_f \cdot k_c \quad , [\text{W}] \quad (\text{I-13})$$

$\mu_0$  : La perméabilité magnétique dans le vide [ $4\pi \cdot 10^{-7}$ ].

$\mu_r$  : La perméabilité magnétique relative.

La puissance peut être augmentée en augmentant l'intensité du flux magnétique H, c'est-à-dire en augmentant le nombre d'ampères tours de l'inducteur. Une forte augmentation de la fréquence n'engendre qu'une petite augmentation de la puissance. Car plus la fréquence

augmente, plus les pertes dans l'alimentation (convertisseurs statiques) sont importantes et plus la profondeur de pénétration diminue.

Les caractéristiques électriques et magnétiques de la charge jouent un rôle important (et plus particulièrement  $\mu$ ). Pour les matériaux ferromagnétiques, au-delà de la température de Curie, la puissance absorbée diminue fortement ( $\mu_r=1$  si  $T > T_{curie}$ ) [4].

### I.3.2 Rendement électrique

Le rendement électrique est défini comme suit :

$$\eta = \frac{p_{ch}}{p_i + p_{ch}} \quad (\text{I-14})$$

Le rendement dépend fortement du ratio diamètre/profondeur de pénétration (dans le cas de charge cylindrique) et de la conception de l'inducteur. Les règles de base à respecter pour un meilleur rendement sont [3]:

- Pour l'inducteur, utiliser un matériau de faible résistance, en règle générale du cuivre électrolytique.
- Minimiser la distance entre les enroulements.
- Etablir une bonne connexion entre l'inducteur et la charge (limitation de l'entrefer, et la taille de l'inducteur suffisamment longue).

Donc généralement on remarque que l'obtention d'un meilleur rendement de chauffage dans une pièce dépend des paramètres suivants [5]:

- le champ magnétique de l'inducteur.
- les caractéristiques géométriques de la pièce à chauffer.
- la nature des conducteurs.
- la fréquence du courant d'induit.

### I.3.3 Facteur de puissance

L'ensemble constitué de l'inducteur et de la charge est assimilable à une charge globalement inductive gourmande en énergie réactive. Ce caractère inductif est dû, d'une part à l'entrefer (entre l'inducteur et la charge) et d'autre part, au comportement inductif de la charge elle-même (dans le cas d'un cylindre).

Le facteur de puissance de l'inducteur et de la charge se situe entre 0,05 et 0,6. Dans tous les cas, un relèvement du facteur de déplacement par condensateurs est requis [4].

#### I.4 Installations de chauffage à induction

Le schéma de principe d'une installation de chauffage à induction représenté par la figure (1.4) constitué d'une bobine inductrice et de la charge se comporte, vu depuis la source d'alimentation, comme un circuit globalement inductif. Afin de réduire la consommation d'énergie réactive de ce circuit, il convient d'y adjoindre des condensateurs pour relever le facteur de puissance. L'alimentation est assurée par un convertisseur de fréquence permettant de faire varier la fréquence d'alimentation du circuit. Ces installations doivent inclure un système de refroidissement pour le convertisseur de fréquence et pour l'inducteur, ainsi qu'un système de transport de l'énergie et un système de commande et de mesure adapté [10].

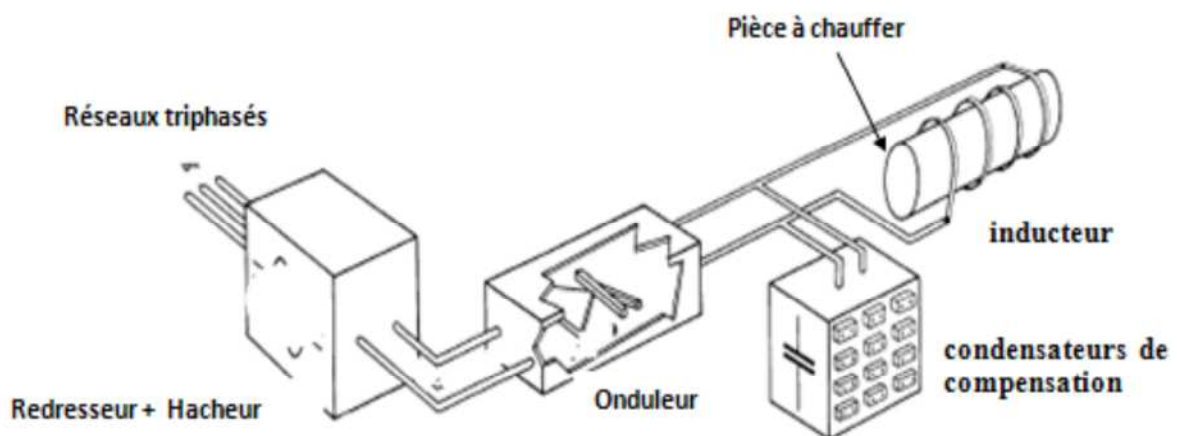


Figure 1.4: schéma principe d'une installation de chauffage à induction [10].

Les installations de chauffage à induction peuvent se différencier selon les critères désirés au niveau du type d'alimentation énergétique (puissance et fréquence) ou du type d'inducteur.

##### I.4.1 Alimentations énergétiques et générateurs

L'alimentation électrique peut être de différentes natures selon la fréquence d'alimentation de l'installation désirée, on cite [3]:

- Pour les installations à basse fréquence 50Hz ;

La charge est directement connectée au transformateur. Le transformateur peut être réglé pour ajuster le courant à l'impédance de la charge. Cette installation est adaptée aux puissances supérieures à 10MW.

- Pour les installations de moyenne fréquence 100Hz à 10KHz ;

On utilise des convertisseurs de fréquence à thyristors pour les grandes puissances de 10MW avec un rendement qui varie de 90% à 97%.

- Pour les installations de haute fréquence autour de 500KHz ;

Les convertisseurs de fréquence préférés sont des convertisseurs à transistors avec une puissance qui peut atteindre les 500KW avec un rendement de 75% à 90%.

- Pour les installations d'hyper fréquence jusqu'à 3000KHz ;

Pour les hautes fréquences et pour des faibles puissances inférieures à 1200KW, il est préférable de choisir le convertisseur à lampe à vide qui a un faible rendement de 55% à 70%.

La figure 1.5 résume le type de générateur à utiliser en fonction de la puissance et la fréquence pour réaliser un processus de chauffage à induction électromagnétique [1].

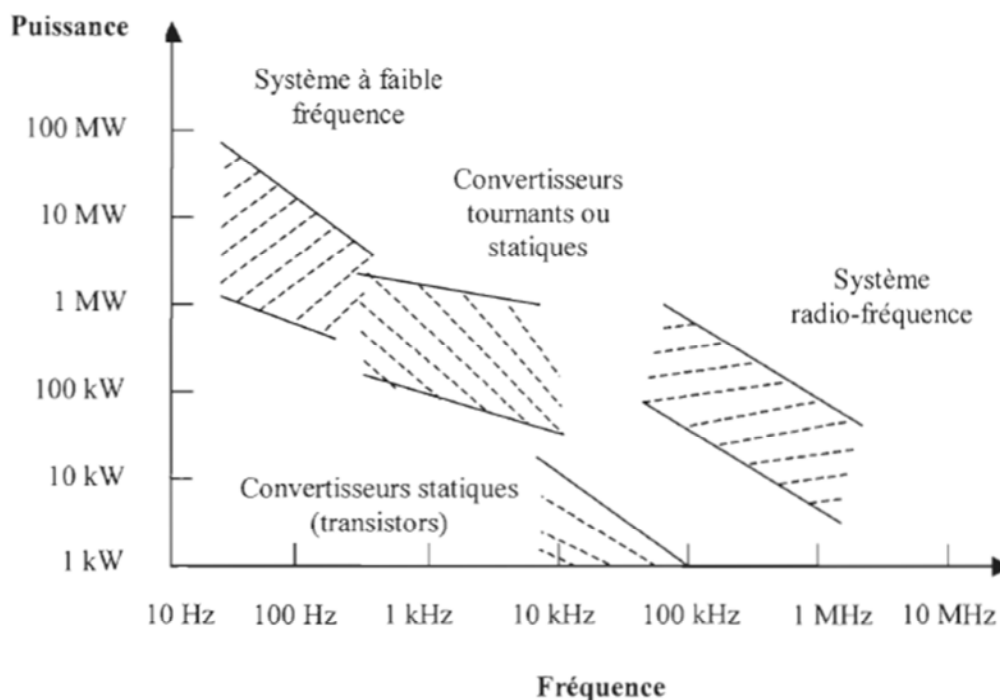


Figure I.5: Plage de puissance et de fréquence pour les différents types de générateur pour le chauffage à induction.

## I.4.2 Inducteur

Pour la plupart des applications, l'inducteur est un tube en cuivre creux se présente comme un enroulement venant couvrir l'objet à chauffer. Toutefois, l'inducteur peut être placé de différentes façons selon l'application.

L'inducteur est le plus souvent en cuivre, afin de limiter les pertes électriques, il est refroidi par l'eau, dans la plupart des cas. [4]

## I.5 Les caractéristiques du chauffage à induction

Pour les applications industrielles, deux grandeurs caractérisent l'efficacité thermique et énergétique de l'induction ;

- L'effet de peau qui caractérise la répartition du courant et de la puissance dans la pièce.
- L'influence de la fréquence de fonctionnement pour le contrôle de la puissance dissipée dans le corps à chauffer (charge).

### I.5.1 Répartition du courant et de la puissance dans la pièce

Parmi les caractéristiques du chauffage à induction, deux retiennent particulièrement l'attention pour les applications industrielles [9]

- La répartition des courants induits dans la pièce à chauffer.
- La puissance dissipée dans cette pièce.

Afin de transmettre la plus grande énergie à la pièce à traiter, plusieurs paramètres sont à prendre en considération:

D'un côté, le flux magnétique traversant le corps à chauffer, qui dépend de :

- La nature du matériau (perméabilité magnétique relative) et de son état (corps magnétique ou non, et influence de la température);
- Des fuites magnétiques (dimensions respectives de l'inducteur et de la pièce à chauffer, couplage);
- La fréquence du courant.

D'autre côté, les caractéristiques électriques de l'inducteur et de l'induit :

- Résistivité de l'induit et de l'inducteur aux températures considérées;
- Section de l'induit affectée par le passage du courant, distribution de la densité de courant dans cette section, longueur du circuit parcouru par le courant induit.

Tous ces paramètres ont une grande importance car la profondeur de pénétration des courants induits dans le corps à chauffer, la quantité de chaleur dégagée, sa répartition dans l'induit et le rendement de ce mode de chauffage en dépendent étroitement.

### I.5.2 Influence de la fréquence sur la dissipation de la puissance

Plus la fréquence du courant dans l'inducteur augmente, plus le courant alternatif parcourant la pièce à chauffer a tendance à se concentrer à sa surface. L'énergie dissipée dans la charge et la répartition des courants peuvent être déterminées facilement en utilisant les lois fondamentales de l'électromagnétisme (équations de Maxwell). On peut montrer qu'en première approximation, la densité de courant décroît de façon exponentielle de la périphérie de la pièce à chauffer vers son centre. La densité de courant est de la forme [1]:

$$i_x = i_0 \cdot e^{\frac{-x}{d_0}} \quad (\text{I-15})$$

Où:

$i_x$ : Densité de courant à la distance  $x$  de la périphérie  $\text{A/m}^2$ ;

$i_0$ : Densité de courant à la surface de l'induit ( $x = 0$ )  $\text{A/m}^2$ ;

$d_0$ : Constante dépendant en particulier de la fréquence, profondeur de pénétration du courant ou épaisseur de peau.

La constante  $d_0$ , dans le cas d'un induit (pièce) cylindrique plein, est donnée par :

$$d_0 = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (\text{I-16})$$

$\rho$ : Résistivité de l'induit;

$f$ : Fréquence du courant parcourant l'inducteur;

$\mu$ : Perméabilité magnétique de l'induit;

En intégrant la densité de courant, l'intensité  $I$  parcourant la pièce sera de la forme:

$$I = i_0 \cdot d_0 \quad (\text{I-17})$$

Pour faciliter l'analyse du phénomène de l'induction, on remplace un courant de répartition non uniforme dans l'induit, dont la densité décroît depuis la surface du corps à chauffer, par

un courant fictif équivalent, réparti de façon uniforme dans une zone d'épaisseur  $d_0$  à partir de la surface et de densité égale à sa valeur à la surface  $i(d_0) = \frac{i_0}{e} = 0.368 i_0$

L'intensité parcourant la couche de matière s'étendant de la périphérie à la profondeur de pénétration  $d_0$  s'élève à :

$$I(d_0) = i_0 \cdot d_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{e}\right) \quad (\text{I-18})$$

Alors

$I(d_0) = 0.632 I$ , 63.2 % du courant est donc concentré dans la couche d'épaisseur  $d_0$ .

Or, D'après l'équation (I-15) et la loi de Joule, la puissance dégagée est proportionnelle au carré de la densité de courant.

$$P_x \approx i_x^2 \approx i_0^2 \cdot e^{\frac{-2x}{d_0}} \quad (\text{I-19})$$

$$P_x = \int_0^{d_0} i_0^2 \cdot e^{\frac{-2x}{d_0}} \cdot dx \quad (\text{I-20})$$

$$P(d_0) = 0.865 P \quad (\text{I-21})$$

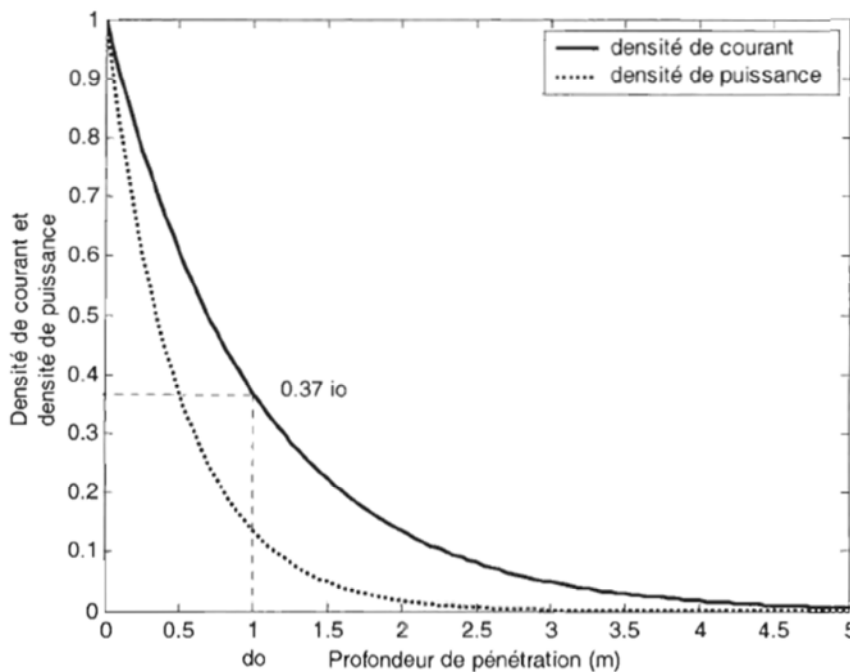


Figure 1.6: profondeur de pénétration et dissipation de la puissance.

La profondeur de pénétration est inversement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence (I-16). Alors que la résistivité et la perméabilité magnétique sont des

caractéristiques du corps à chauffer, la fréquence est une grandeur qui peut être choisie par l'utilisateur; celui-ci possède ainsi un moyen de contrôler la dissipation de la puissance à l'intérieur du corps à chauffer et de choisir le chauffage le mieux adapté. [7]

## **I.6 Les différentes applications du chauffage à induction**

Parmi les nombreuses applications de chauffage à induction; industriel, domestique et médicale sont les plus importants en termes de puissance et de l'importance économique. Les sous-sections suivantes détaillent les principales caractéristiques de ces applications.

### **I.6.1 Application industrielle**

Les applications industrielles de chauffage à induction les plus répandues sont : la fusion de métal, le brasage, le soudage et toutes sortes de traitements de surface.

#### **I.6.1.1 Fusion de métal par induction dans les fours à creuset**

La surface intérieure du creuset est constituée d'un revêtement réfractaire (brasque), qui contient le matériau à porter à la fusion, il est entouré par une bobine inductrice. L'inducteur est refroidi par eau et entouré d'un noyau de fer pour améliorer le couplage magnétique [3].

Il existe des applications à moyennes fréquences. Les gammes de puissance atteignent 10MW pour des applications standards, et jusqu'à 1200kW/ton pour des applications spécifiques, elles sont très élevées, car elles permettent de réduire considérablement les temps de fusion.

Les fours à creuset à basse fréquence (50Hz) sont dédiés aux applications de taille importante (en termes de puissance et de capacité). Les applications à fréquences moyennes sont de taille plus modeste, mais elles offrent une plus grande flexibilité de production, et pour cela on observe un remplacement progressif des applications à basses fréquences par des applications moyennes fréquences dans ce système [4].

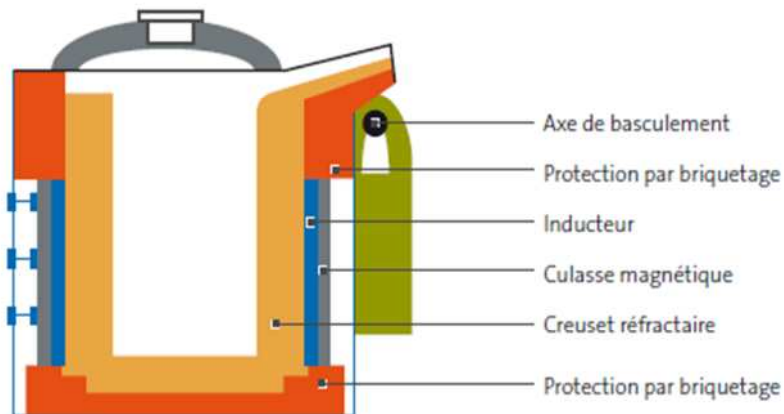


Figure 1.7: une coupe longitudinale d'un four à creuset.

### I.6.1.2 Le brasage

Le brasage est une technique d'assemblage de deux pièces jointes par action d'un matériau porté à la température de fusion. A la zone de connexion, les deux pièces sont portées à une température plus élevée que la température de fusion du troisième matériau.

L'induction est souvent utilisée pour chauffer les pièces localement. De plus, l'augmentation rapide de la température permet de mieux contrôler les éventuels problèmes d'oxydation et de changement de structure ou de composition du matériau.

De plus, le chauffage à induction correspond bien à des vitesses de production élevées sur des lignes de production automatisées [5].

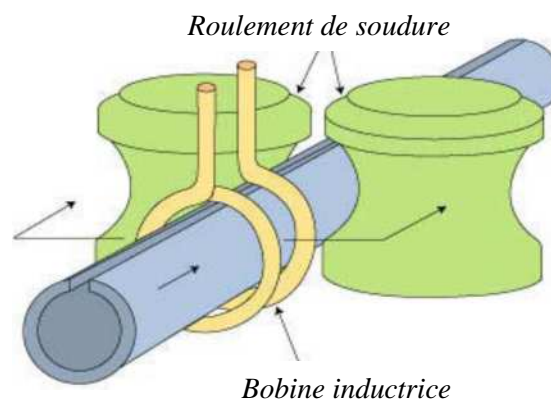


Figure 1.8: Le brasage.

### I.6.1.3 Durcissement de l'acier par induction

Les aciers dont le pourcentage de carbone est supérieur à 0,3% sont adaptés aux traitements de durcissement de surface. La pièce est d'abord portée à une température de

900°C puis brusquement refroidie. Cette technique est utilisée pour le durcissement des aciers des pignons de boîte à vitesse, des vilebrequins, des soupapes, des lames de scie, des bèches, des rails et pour d'autres applications.

Le procédé de chauffage à induction présente l'avantage d'appliquer le traitement localement, de ne pas changer la composition chimique de la couche superficielle et d'éviter les déformations. Grâce à la précision d'échauffement, les consommations d'énergie sont moindres par rapport aux autres techniques.

Les densités de puissance mises en jeu pour les applications de durcissement par induction sont de l'ordre de 1.5 à 5kW/cm<sup>2</sup>, pour un temps de traitement de 2 secondes [3].

La figure 1.9 ci-dessous représente des inducteurs. Certains sont équipés d'un système de spray permettant de refroidir la pièce juste après l'échauffement.

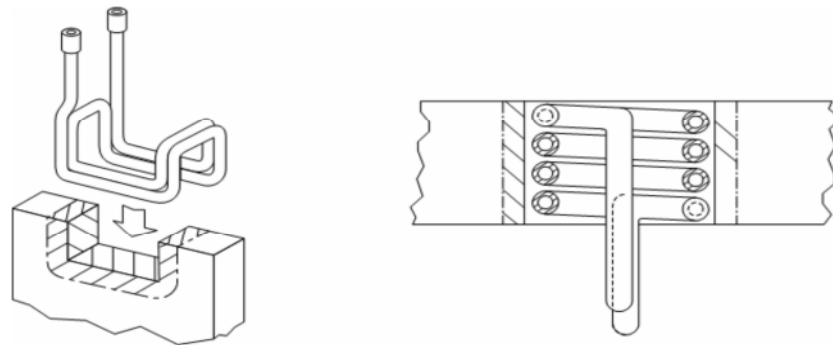


Figure 1.9: Inducteurs pour le durcissement.

Le durcissement est particulièrement appliqué pour les processus automatisés avec des volumes de production élevés. Grâce au chauffage à induction, une production constante et de bonne qualité peut être atteinte. La consommation énergétique et les pertes de production sont plus faibles que pour les techniques de chauffage conventionnelles [5].

## I.6.2 Application domestique

Les principales applications domestiques du chauffage par induction sont les appareils Cuisers, qui profitent non seulement de l'amélioration des temps d'échauffement et de l'efficacité, mais aussi des températures de surface inférieure, ce qui implique une meilleure sécurité et propreté, aussi la nourriture qui ne brûle pas [6].



Figure I.10: le concept de surface active totale.

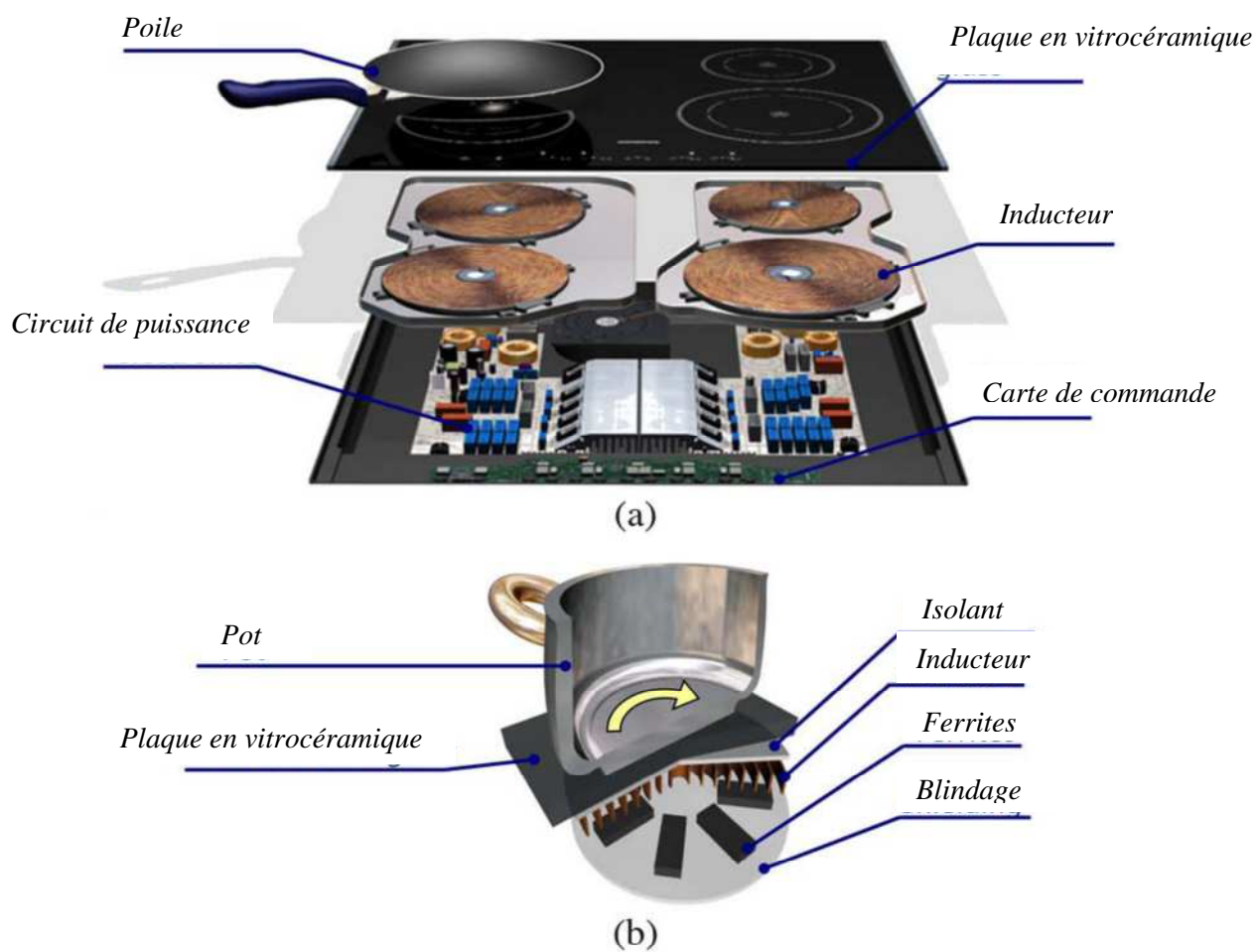


Figure 1.11: Les appareils de chauffage à induction : (a) vue éclatée, (b) détail du système d'inductance.

Les principales caractéristiques de ces applications est la conception compacte à profil bas, de plus l'échauffement très variable de la cible peut changer très facilement la forme des matériaux et de leurs position.

L'efficacité est également une conception clé en raison des capacités limitées de refroidissement. Pour cette raison, de gros efforts ont été payés pour améliorer le convertisseur de puissance et l'efficacité de l'inducteur. Aujourd'hui, deux tendances technologiques sont présentes dans ces appareils. Deux d'entre eux suivent la conversion de puissance (redresseur, filtre, onduleur) mais ils diffèrent dans la topologie de l'onduleur. Pour l'Europe et l'Amérique sont généralement spécifiés pour des puissances de sortie allant jusqu'à 4 kW, et la topologie du convertisseur de puissance généralement choisi est l'onduleur à résonance série en demi-pont. Par contre les appareils des pays asiatiques sont généralement conçus avec 2 kW de puissance de sortie et la topologie préférée c'est l'onduleur quasi-résonnant (ZVS). Cette technologie offre également la possibilité de chauffer les matériaux de haute conductivité, tel que l'aluminium ou le cuivre [2].

Compte tenu de la puissance de sortie et les restrictions de coûts, les fréquences de commutation se situent généralement entre 20 kHz à 100 kHz. La limite inférieure est réglée pour éviter les émissions de bruit acoustique, ce qui n'est pas souhaitable dans les applications domestiques, alors que la limite supérieure est imposée par les pertes par commutation des dispositifs de puissance.

Ces appareils disposent également des techniques de contrôle avancées, y compris la reconnaissance intelligente de pot et les stratégies de contrôle adaptatif pour contrôler non seulement la puissance de sortie mais aussi la température du pot.

Actuellement, les tendances de recherche sont axées sur l'amélioration des convertisseurs de puissance et aussi les surfaces de cuisson, où un effort particulier est nécessaire pour concevoir les convertisseurs de puissance à sorties multiples et bobines compactes. Le concept de surface active totale (Figure 1.10), encore en développement, c'est un exemple de développement moderne où l'utilisateur peut placer n'importe quel pot, avec n'importe quelle forme, et n'importe où dans la surface de cuisson [6].

Ce nouveau concept nécessite un développement au niveau des convertisseurs de puissance à sortie multiples de haute performance pour satisfaire les spécifications requises avec une solution rentable.

En outre, les stratégies de contrôle et de modulation deviennent plus complexes puisque la direction précise multi-charge est nécessaire, C'est un remarquable exemple de la façon dont les progrès des technologies conduisent à l'amélioration des systèmes de chauffage présents sur le marché.

### **I.6.3 Applications médicales**

Aujourd'hui, le troisième grand domaine d'application de la technologie est lié à ses applications médicales. Initialement, le chauffage à induction a été appliqué dans la fabrication et la stérilisation de plusieurs instruments chirurgicaux, puisque c'est une source de chaleur propre, rapide, et facile à transporter.

Cependant, au cours des dernières années, a également été introduit dans certaines thérapies. Par exemple L'hyperthermie qui est une thérapie de traitement du cancer basé sur l'échauffement des cibles de tumeur à des températures importantes plus de 50 °C. Ce traitement local enlève le tissu du cancer tout en minimisant les dommages aux cellules saines voisines. C'est donc une bonne alternative pour le traitement de l'hyperthermie, car il s'agit d'un échauffement sans contact technique, et il offre un contrôle précis de la puissance.

Pour fournir précisément la puissance à la tumeur, généralement un matériau ferromagnétique est placé dans la zone de traitement. Les tendances de la recherche modernes enquêtes sur l'utilisation de fluides avec des nanoparticules ferromagnétiques pour obtenir des distributions de chaleur précis. Ces techniques nécessitent une conception de convertisseurs de puissance et un contrôle précis, et des modèles spécifiques d'induction. En raison de la faible résistivité de la nature typique de la charge pour les applications médicales, les onduleurs résonnants parallèles sont appliqués à minimiser le courant à travers l'onduleur. De plus, les fréquences de fonctionnement sont configurées pour être supérieure à 300 kHz et/ou plusieurs MHz pour obtenir des paramètres électriques équivalents appropriés, le transistor est le dispositif de puissance couramment mis en œuvre. Les futures recherches comprennent plus de précision et un échauffement homogène, et une surveillance de la température dans les tissus cancéreux et voisins, ainsi que la combinaison de cette technique avec d'autres thérapies pour améliorer les résultats. [2]

## I.7 Les avantages du chauffage à induction

Parmi les avantages du chauffage à induction, les suivants sont reconnus [6]:

- *Un Chauffage rapide:* le chauffage à induction chauffe directement la cible (pièce), réduisant la chaleur perdue et réduire considérablement les temps d'échauffement grâce à des densités de puissance élevées et sans aucune inertie thermique.
- *L'efficacité:* une conception moderne et efficace de la bobine et de convertisseur de puissance permettrait d'obtenir l'efficacité à des valeurs supérieures à 90%, et améliorant de manière significative les techniques de chauffage conventionnels. En plus, étant donné que seule la cible est chauffée par induction, la perte de chaleur par l'air ambiant et les éléments environnants est minimisée et des températures élevées peut-être atteignent.
- *Un chauffage contrôlé:* La puissance appliquée par le système de chauffage à induction peut être contrôlée avec précision par la conception appropriée de la bobine et la commande de convertisseur de puissance. En conséquence, des fonctionnalités avancées peuvent être mis en œuvre telles que le chauffage local, et les profils de température prédéfinies, etc....
- *La propreté et la sécurité:* Depuis le chauffage, la cible d'induction s'échauffe directement, la température de l'environnement de la zone d'échauffement est inférieure, ce qui évite la combustion des autres matières, telles que la nourriture dans le cas de chauffage domestique. En revanche, il n'y a pas de pollution locale contrairement aux fours à combustibles fossiles.

## I.8 Les inconvénients du chauffage par induction

Les inconvénients du chauffage par induction qui sont bons à savoir [8]:

- Le plus gros inconvénient du traitement est le coût associé à fabriquer les inducteurs.
- Des coûts d'acquisition élevés pour les fortes puissances.
- Des champs électriques peuvent apparaître ce qui peut alors perturber sa chaleur ce qui peut faire apparaître des champs électromagnétiques néfastes si les isolations sont l'environnement, ou/et lorsque les isolations sont mauvaises.

- Lors de mauvaises manipulations, d'autres objets peuvent être involontairement chauffés.

## I.9 Les défis à venir

Bien que les systèmes de chauffage à induction ont atteint une certaine maturité, il ya encore quelques problèmes à régler pour augmenter encore ses performance. Parmi les nombreux sujets d'intérêt, des efforts importants sont attendus dans ces systèmes dans les années à venir [2].

- *Systèmes à haute efficacité*: L'amélioration de la technologie des semi-conducteurs et le développement de dispositifs de commutation, avec les topologies avancées des convertisseurs de puissance, permettent à la conception de systèmes à haute efficacité. De tels systèmes non seulement présente une plus grande efficacité, mais aussi une amélioration des performances et de fiabilité.
- *Systèmes de multi-bobine*: les systèmes multi-bobine offrent une plus grande flexibilité, et une distribution de chaleur performantes, et ils sont essentiels pour certaines applications industrielles et domestiques de haute précision. Ces systèmes représentent une percée majeure dans la technologie des chauffages à induction, ils nécessitent un développement de convertisseurs de puissance à sorties multiples, et les techniques de contrôle de pointe, et une spéciale conception d'inductance.
- *Systèmes de contrôle avancé*: les systèmes de chauffage à induction nécessitent des algorithmes de contrôle robustes pour adapter au fonctionnement de convertisseur de puissance à différentes charges et points de fonctionnement. Les lignes de recherche actuelles poursuivre l'utilisation d'algorithmes adaptatifs en temps réel des systèmes d'identification visant à améliorer la performance du système.
- *Applications spéciales*: Bien que les paramètres de processus dans de nombreuses applications industrielles et domestiques sont déjà bien connus, il ya encore quelques applications qui nécessitent davantage de recherche et d'optimisation pour trouver des solutions viables.

## **I.10 Conclusion**

Ce chapitre a examiné l'état de l'art actuel des systèmes de chauffage à induction, en se concentrant sur les différentes technologies et les principales applications utilisées. D'un point de vue structure, trois principales technologies sont à prendre en compte lors de la conception d'un système de chauffage à induction. Celles-ci concernent le convertisseur de puissance, la modulation, le contrôle de l'architecture et la conception de l'inducteur.

Des recherches approfondies ont été menées ces dernières années, conduisant à une amélioration des systèmes de chauffage à induction qui ont permis l'élargissement d'usages de ces systèmes par induction à de nombreuses applications industrielles, domestiques et médicaux. L'avenir des systèmes de chauffage par induction est prometteur, avec les nouvelles technologies et les applications favorisant la recherche dans chacune des trois technologies habilitantes susmentionnées.

L'étude de convertisseur de puissance particulièrement l'onduleur à résonance fera l'objet de deuxième chapitre.

# *Chapitre II*

*Etude des onduleurs à résonance*

## II.1 Introduction

Pour adapter la forme et les caractéristiques de l'énergie électrique, et satisfaire ainsi à la très grande diversité des applications, la nécessité de la conversion statique de l'énergie électrique a été mise en évidence. Des grandes familles de convertisseurs ont été développées grâce à l'évolution de l'électronique de puissance. Dans ce travail, nous nous intéresserons à la conversion continu-alternatif et particulièrement aux onduleurs à résonance en pont complet.

On peut considérer que les alimentations à résonance sont apparues avec le développement des convertisseurs statiques destinés au chauffage par induction. Parallèlement, il est intéressant d'exploiter la nature inductive de la charge que constitue son inducteur. En associant à cet inducteur un condensateur convenablement choisi, il est possible de réaliser un circuit résonant dont la fréquence propre correspondrait à la fréquence du traitement thermique que l'on désirait obtenir.

## II.2 Critères du choix de topologie

Le choix de la topologie dépend entièrement de la situation en tenant compte des limitations sur la puissance, le rendement et le coût.

- L'onduleur peut être construit en pont complet ou en demi-pont.

Le montage en pont-complet est préférable à l'onduleur en demi-pont. Il peut fournir deux fois la tension de sortie. Ceci implique que, pour la puissance équivalente de sortie, le courant de sortie est divisé par deux.

- La résonance de l'onduleur peut se faire en série ou en parallèle

- Le montage série s'applique naturellement aux cas des faibles puissances et en haute fréquences, car l'impédance de l'inducteur est élevée, ce qui nécessite une forte tension.

- Le montage parallèle s'applique au cas des fortes puissances et aux fréquences basses ou moyennes pour lesquelles l'impédance de l'inducteur ne demande pas une forte tension.

## II.3 Classification des onduleurs

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en générale classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs. Principalement, on peut distinguer deux grandes familles : Onduleur non autonome et onduleur autonome [12].

### II.3.1 Onduleur non autonome

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes de la charge.

### II.3.2 Onduleur autonome

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est contrairement à l'onduleur non autonome. L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs de vitesse pour les moteurs de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

## II.4 Choix des composants

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible.

Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [13].

## II.5 L'onduleur à résonance et chauffage par induction

Les convertisseurs à résonance sont apparus principalement grâce à la nécessité de développer des convertisseurs statiques qui peuvent être utilisés dans le chauffage par induction.

À l'époque où les premiers développements ont été faits, les thyristors étaient les seuls semi-conducteurs de puissance qui possédaient les caractéristiques requises pour l'application

- $P > 100 \text{ kW}$ ;
- $f > 1 \text{ kHz}$ .

Pour arriver à concevoir les systèmes avec les propriétés voulues, il fallait prendre en compte les caractéristiques de la charge et le fonctionnement des thyristors. Des circuits permettant de faire la commutation naturelle de blocage et profitant de la nature inductive de la charge ont ainsi été conçus. Les alimentations à résonance sont nées en profitant de ces caractéristiques et en ajoutant un condensateur à la charge. Celui-ci permettait d'obtenir un circuit résonant dont la fréquence propre était celle de la fréquence de traitement thermique désirée [17].

Malgré que le design des premiers convertisseurs à résonance a été fait pour fonctionner avec des thyristors, ce type d'alimentation est encore utilisé de nos jours grâce à ses excellentes caractéristiques. Or, les techniques et les semi-conducteurs de puissance ont évolué et il y a diverses topologies à résonance dont le principal avantage est de faire la commutation des interrupteurs de puissance au passage par zéro de la tension et/ou du courant. On réduit ainsi les pertes par commutation tout en diminuant le bruit électromagnétique produit par les convertisseurs [1].

## **II.6 Caractéristique des circuits résonants**

L'étude des onduleurs à résonance s'inscrit dans le cadre beaucoup plus vaste de l'étude de l'alimentation alternative d'une charge électrotechnique (RLC série) à partir d'une source continue de tension ou de courant. La conversion d'énergie électrique est réalisée par un convertisseur continu-alternatif monophasé, non modulé et dont la structure dépend de la nature de la source continue. Ce convertisseur est soit un onduleur de tension, soit un commutateur de courant et délivre des ondes « carrées » de tension ou de courant.

Dans ces convertisseurs, on exploite la résonance pour minimiser les contraintes électriques sur les interrupteurs électriques, maximiser la puissance transférée et réduire les harmoniques.

Ces convertisseurs génèrent des tensions ou courants quasi-sinusoidaux, à partir d'une source continue [14]:

Le circuit résonant est alimenté par un onduleur. Ils ont été longtemps utilisés comme onduleurs à forte puissance et à haute fréquence dans le chauffage à induction, les sources ultra-sonores, les appareils de soudage, etc. La source est soit du type courant soit du type tension. Les interrupteurs, montés de façon asymétrique ou symétrique, sont unidirectionnels ou bidirectionnels en courant et/ou en tension. La charge se trouve avec le circuit résonant soit

en parallèle, soit en série, soit mixte. D'autres classifications sont possibles selon la fréquence, la puissance.[15]

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude des onduleurs à résonance. La résonance peut se faire en série ou en parallèle

➤ **Onduleur à résonance série:**

C'est un onduleur débitant sur un circuit résonant série peu amorti. Le condensateur est placé en série avec la charge, l'onduleur débite sur un récepteur de courant, il doit donc être alimenté par une source de tension (figure II.1)

L'onduleur série nécessite des composants asymétriques en tension et le choix est actuellement plus vaste. L'analyse des phénomènes de commutation dans un bras d'onduleur de tension montre que la commutation à l'amorçage est plus contraignante que la commutation commandée au blocage, essentiellement à cause des imperfections technologiques des composantes [15].

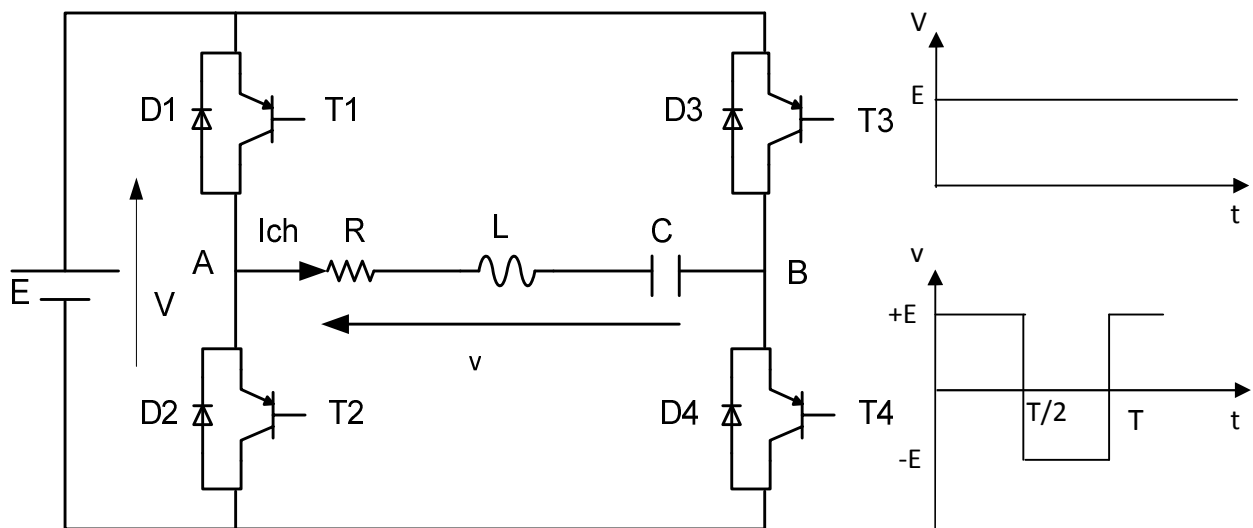


Figure II.1 : Onduleur à résonance série.

➤ **Onduleur à résonance parallèle:**

Un onduleur débitant sur un circuit résonant parallèle peu amorti. La charge comportant une capacité directement branchée entre les bornes de sortie, l'onduleur doit être alimenté par une source de courant continu (figure II.2).

L'onduleur parallèle nécessite des composants symétriques en tension, l'onduleur parallèle est limité en fréquence à quelques kHz et réservé aux applications de forte puissance

Pour les puissances plus faibles, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement est envisageable en reconstituant la fonction thyristor à l'aide de composants rapides tels que MOSFET, transistors bipolaires... D'autre part, l'alimentation de l'onduleur parallèle par une source de courant lui confère une sûreté de fonctionnement remarquable.

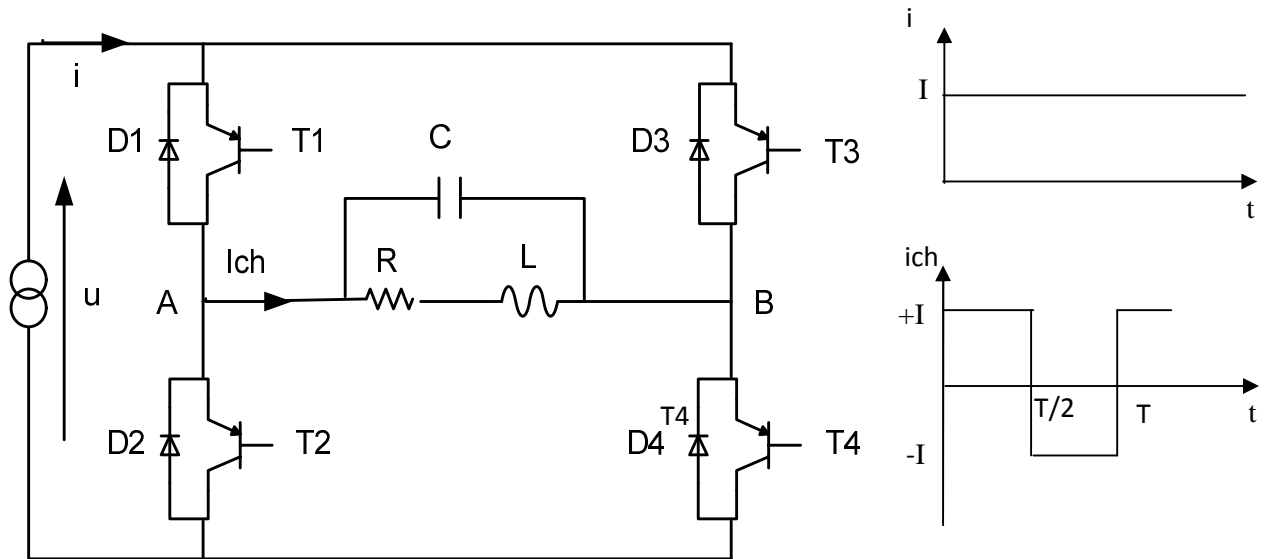


Figure II.2 : Convertisseur à résonance parallèle.

La synthèse de ces convertisseurs passe par l'étude du fonctionnement de chaque séquence qui permet de déduire les contraintes sur les interrupteurs et d'obtenir leurs caractéristiques statiques. L'enchaînement de ces séquences donne le type de commutation des interrupteurs [16]. Comme exemple, nous allons étudier une conversion série, associant une source de tension à une source de courant (figure II.1). Entre ces deux sources trois types de connexions sont possibles (figure II.3).

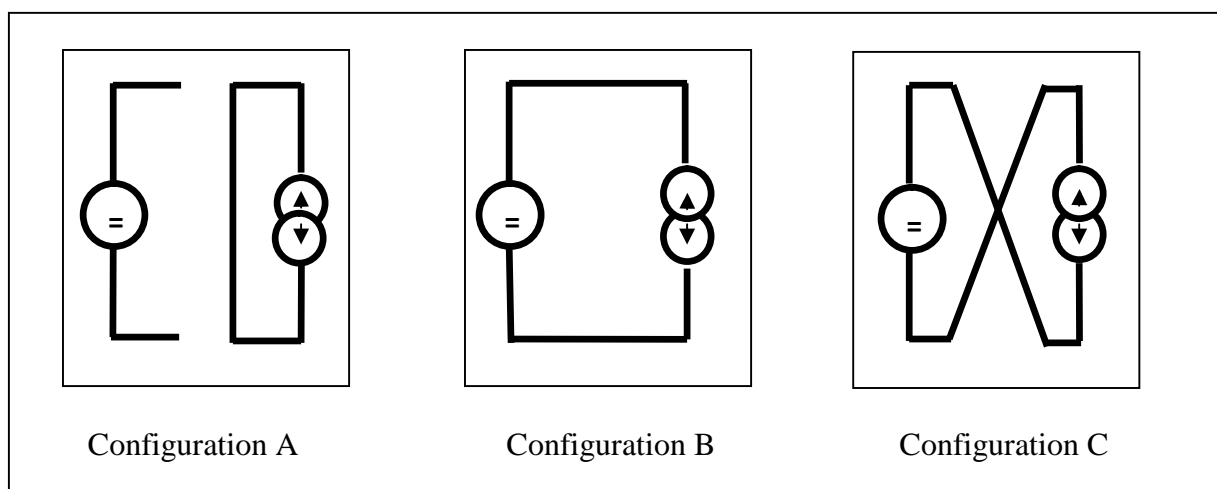


Figure II.3: Les différentes configurations connectant la source et la charge

Le tableau II.4 présente l'état de fonctionnement des interrupteurs dans chaque configuration [1].

Configurations	Ouverts	Fermés
A	T1 et T3 Ou T2 et T4	T2 et T4 Ou T1 et T3
B	T2 et T3	T1 et T4
C	T1 et T4	T2 et T3

Tableau II.4: fonctionnement des interrupteurs dans chaque configuration.

Les configurations B et C sont indispensables, la configuration A n'est pas obligatoire et son existence est liée à la forme de la tension que l'on désire appliquer.

## II.7 Applications des onduleurs à résonance

Les applications de l'onduleur à résonance couvrent tous les domaines où il est nécessaire ou souhaitable d'avoir de la moyenne fréquence à un niveau de puissance élevé (de quelques kW à plusieurs MW). Il convient évidemment aux cas où la charge est elle-même un circuit oscillant. De même pour les systèmes où la charge est ohmique, même si celle-ci est variable dans le temps (éclairage à moyennes fréquences) ; il faut dans ce cas ajouter un circuit oscillant LC.

Il convient particulièrement aux cas où la charge est inductive (four à induction) ou capacitive (ozoneurs), car on obtient un circuit oscillant simple en compensant la charge [3].

## II.8 Etude par simulation d'un onduleur à résonance série

Dans cette étude, nous allons discuter des principales stratégies de commande classique d'un onduleur à résonance série:

- Commande décalée.
- Commande simultanée.

La simulation numérique de l'ensemble onduleur-charge, pour les différentes types de commande, a été effectuée dans l'environnement Matlab-Simulink et Matlab/simpowerSystem. Le schéma de simulation de l'ensemble est donné par la figure suivante.

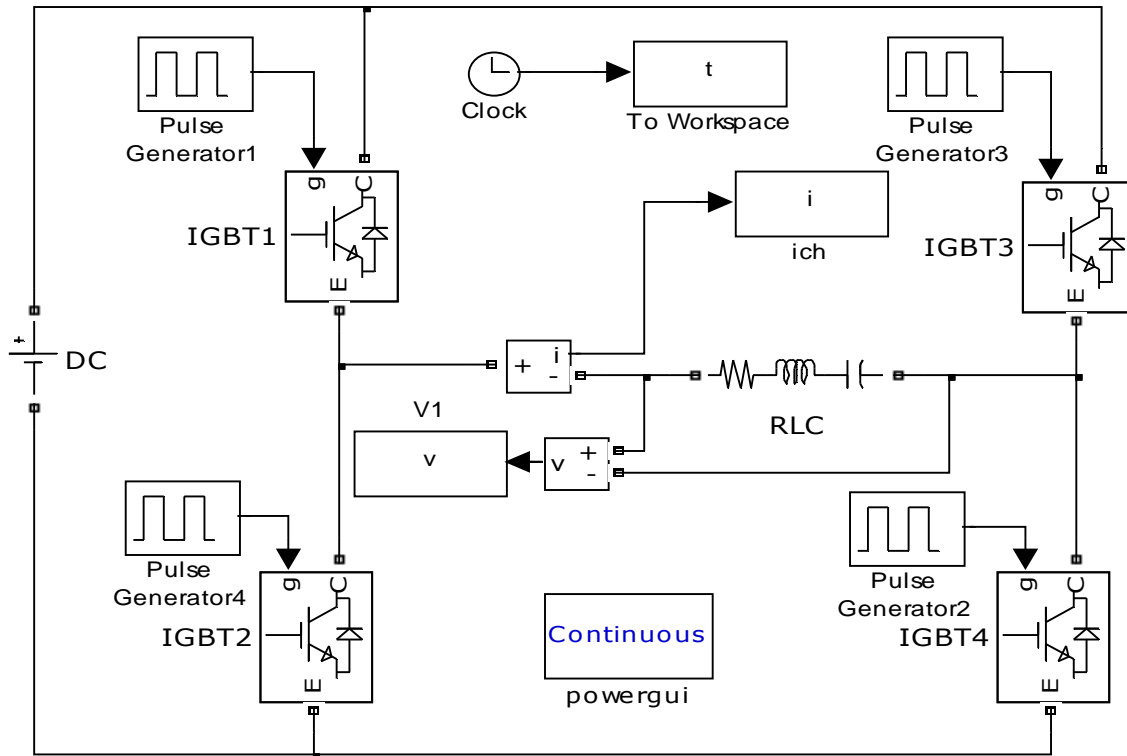


Figure II.5: Schéma de simulation

Les paramètres du circuit utilisés dans la simulation sont les suivants:

- Tension d'entrée  $E = 25 \text{ V}$  ;
- Résistance de la charge  $R = 1 \text{ } \Omega$ ;
- Inductance de la charge  $L = 33 \text{ } \mu\text{H}$  ;
- Capacité de résonance  $C = 3 \text{ } \mu\text{F}$  ;
- Fréquence de résonance  $f_r = 16\text{KHz}$  ;

### II.8.1 Commande décalée

La fréquence de commande  $f_c$ , constante est égale à la fréquence propre de résonance  $f_r$  de la charge. Le décalage  $\delta = \beta T/2$  peut varier entre 0 et  $T/2$ , le décalage relatif  $\beta$  varie entre 0 et 1. Le courant  $i(t)$  est un signal pratiquement sinusoïdal est en phase avec le signal de tension  $v(t)$ .

La tension  $v(t)$  représente un créneau de trois niveaux, dont il apparait des phases de roue libre où la charge est court-circuitée par deux interrupteurs passants, sa valeur moyenne est nulle, sa valeur efficace en fonction de  $\delta$  :

$$V^2 = \frac{2}{T} \int_{\delta}^{T/2} E^2 dt \quad (2.1)$$

En posant  $\beta = \frac{\delta}{T/2}$ , on aura  $V$  pour  $\beta \in [0; 1]$  :

$$V = E\sqrt{1 - \beta} \quad \text{Donc} \quad V \in [0; E]$$

La valeur efficace du fondamental de  $v(t)$  dépend aussi du décalage relatif  $\beta$  :

$$V = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi} \cos\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \quad (2.2)$$

La valeur efficace de  $i(t)$  est donnée par  $I = V/R$  puisque la charge résonnante donc :

$$I = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi R} \cos\frac{\pi\beta}{2} \quad (2.3)$$

Donc la puissance fournie par l'onduleur est :

$$p = VI = \frac{8E^2}{\pi^2 R} \cos^2\frac{\pi\beta}{2} \quad (2.4)$$

La variation du décalage relatif entre 0 et 1 permet le réglage de la puissance dans ces limites :

$$\beta \in [0; 1] \Rightarrow p \in \left[ p_{min} = 0; p_{max} = \frac{8E^2}{\pi^2 R} \right] \quad (2.5)$$

### II.8.1.1 Résultats de Simulation de la commande décalée

La figure II.6 montre la forme d'onde du courant et de tension aux bornes de la charge pour la commande décalée. Le courant et la tension sont en phase.

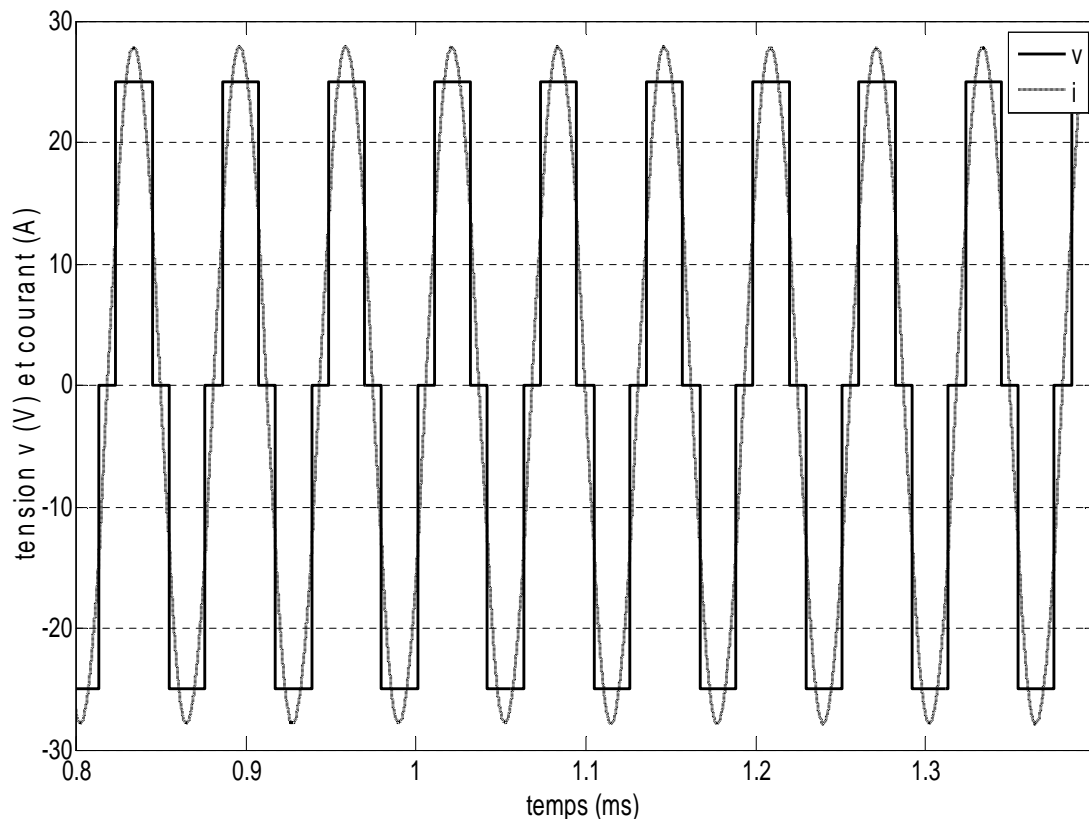


Figure II.5 : Formes d'ondes du courant et tension de la commande décalée.

## II.8.2 Commande simultanée

La fréquence de commande  $f_c$  est variable sans que le rapport  $k = f_c/f_r$  s'éloigne trop de 1.

Le déphasage  $\varphi$  de courant  $i(t)$  par rapport à la tension de charge  $v(t)$  est donné :

$$\tan \varphi = \frac{lc\omega^2 - 1}{Rc\omega} \quad (2.6)$$

On faisant intervenir le rapport  $k = \omega/\omega_0$

$$\tan \varphi = \frac{k^2 - 1}{kRc\omega_0} \quad (2.7)$$

Pour l'étude par simulation numérique de cette commande trois cas seront envisagés :

( $f_c > f_r$ ,  $f_c < f_r$ ,  $f_c = f_r$ )

### II.8.2.1 Résultats de simulation pour $f_c < f_r$

La figure II.7 ci-dessous montre les formes d'onde du courant et de tension aux bornes de la charge pour le fonctionnement  $f_c < f_r$ . Dans ce cas, le courant est en retard par rapport à la tension.

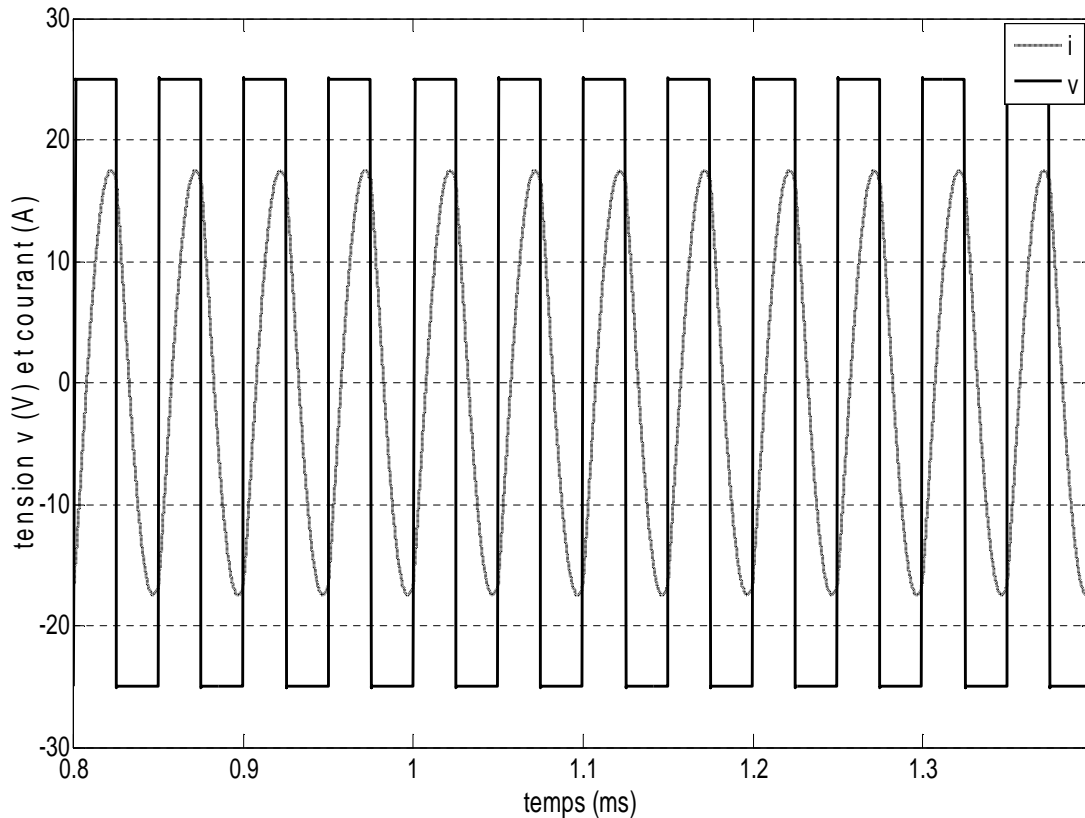


Figure II.6 : Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour  $f_c < f_r$

La relation (2.7) nous montre pour  $fc < fr$ , c'est-à-dire  $k < 1$  le déphasage  $\varphi$  est négatif, le courant  $i(t)$  est en avance sur la tension  $v(t)$ . Dans ce cas, quatre séquences de fonctionnement peuvent être distinguées :

### 1<sup>ère</sup> séquence

Au début, le condensateur du circuit résonant est chargé négativement. Lorsqu'on amorce les interrupteurs T1 et T4, la tension  $V$  est appliquée au circuit résonant série. Pendant cette séquence il y a oscillation entre l'inductance et le condensateur jusqu'à ce que le courant  $i$  s'annule.

### 2<sup>ème</sup> séquence

A la fin de la première séquence, le condensateur a atteint sa tension maximale. Au passage par zéro du courant dans le circuit résonant, les interrupteurs T1 et T4 se bloquent et les diodes D1 et D4 s'amorcent. La tension du condensateur diminue tout en restant positive et le courant dans le circuit résonant décrit une alternance négative.

### 3<sup>ème</sup> séquence

Après la séquence où le convertisseur est au point stable (roue libre), le condensateur étant chargé positivement, on amorce les interrupteurs T2 et T3; cette séquence est similaire à la première séquence exceptée qu'une tension négative est appliquée au circuit oscillant.

### 4<sup>ème</sup> séquence

Au passage par zéro du courant, les interrupteurs T2 et T3 se bloquent et les diodes D2 et D3 s'amorcent.

## II.8.2.2 Résultats de simulation pour $fc > fr$

La figure II.8 montre la forme d'onde du courant et de tension aux bornes de la charge pour le fonctionnement  $fc > fr$ . On voit bien que le courant est en avance par rapport à la tension.

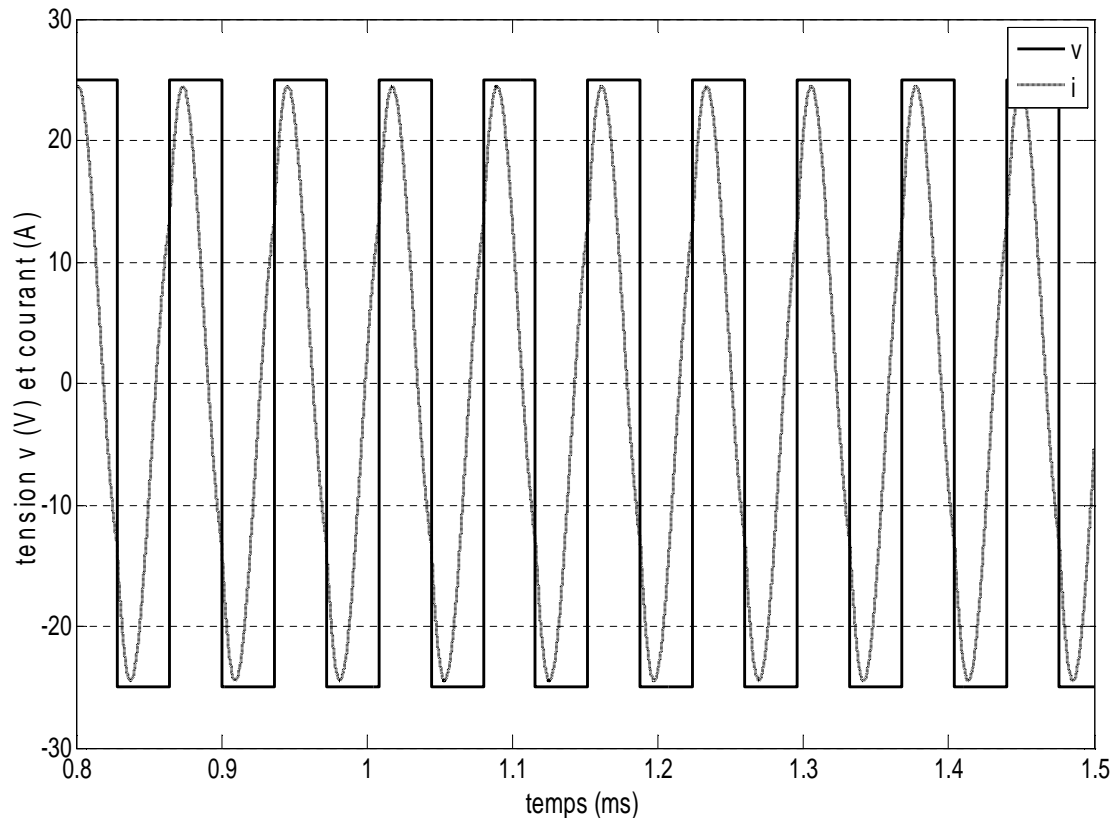


Figure 7 : Formes d'ondes du courant et de tension dans la charge pour  $f_c > f_r$ .

De la relation (2.7) pour  $(f_c > f_r)$ ,  $k > 1$  le déphasage  $\varphi$  est positif, le courant est en retard sur la tension. De même que le cas précédent, quatre séquences de fonctionnement sont à distinguer.

### 1<sup>ère</sup> séquence

Le condensateur du circuit étant chargé négativement, les interrupteurs T1 et T4 s'amorcent. Pendant cette séquence, la tension du condensateur change de polarité suivant une sinusoïde.

### 2<sup>ème</sup> séquence

A la fin de la séquence précédente, le condensateur a atteint une tension positive. Lorsqu'on bloque les interrupteurs T1 et T4, les diodes D2 et D3 s'amorcent. La tension du condensateur augmente pour atteindre sa valeur maximale et le courant dans le circuit résonant décrit une portion d'alternance pour s'annuler.

**3<sup>ème</sup> séquence**

Le condensateur est chargé à sa valeur maximale. Les interrupteurs T2 et T3 s'amorcent. Cette séquence est similaire à la première au signe près du courant et de la tension dans le circuit oscillant.

**4<sup>ème</sup> séquence**

Lorsqu'on bloque les interrupteurs T2 et T3, les diodes D1 et D4 s'amorcent. Le courant décrit une portion d'alternance pour s'annuler et le cycle reprend.

**II.8.2.3 Résultats de simulation pour  $f_c = f_r$** 

La figure II.9 montre les formes d'onde du courant et de tension en ce mode de fonctionnement. Le courant et la tension sont bien en phase.

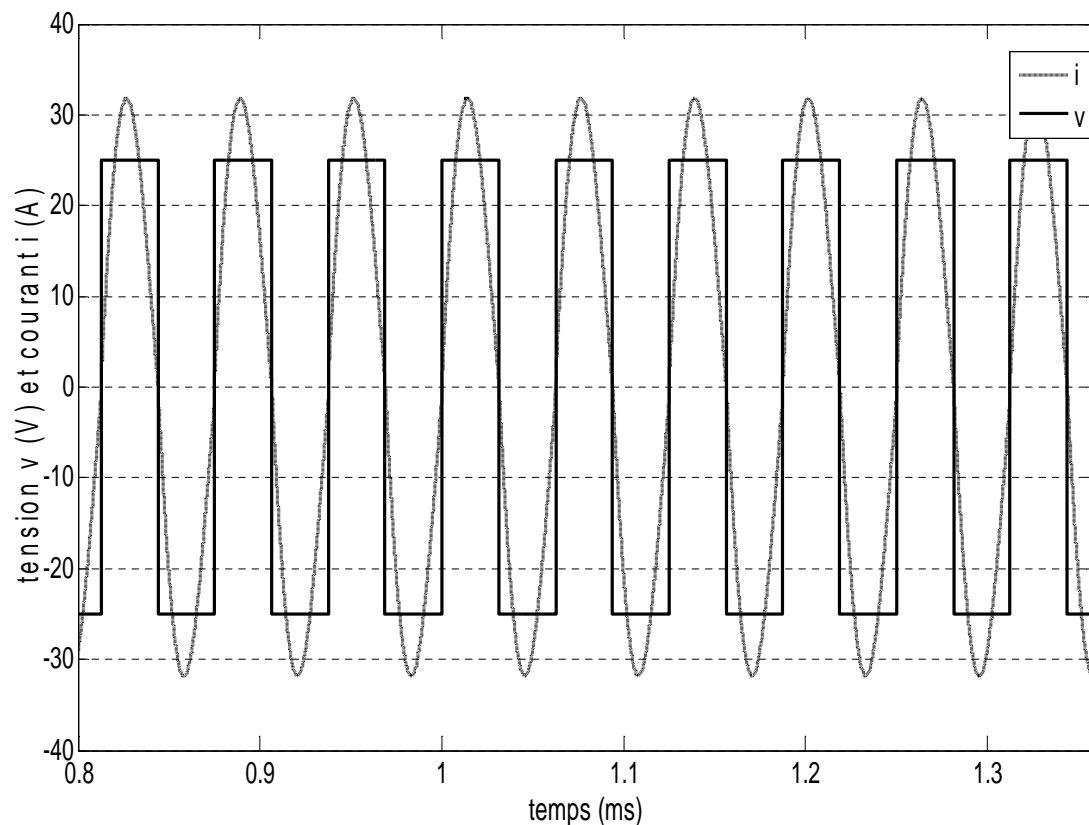


Figure II.8 : Formes d'ondes du courant et tension de la charge pour  $f_c = f_r$

Il s'agit du cas limite entre les deux principaux modes d'opération. L'interrupteur fonctionne à fréquence fixe, ce mode d'opération présente un cas de fonctionnement particulier dans lequel la transition de tension se fait lorsque le courant dans la charge est nul. Dans ce cas  $k = 1$  le déphasage  $\tan \varphi = 0$  donc la puissance est au maximum

On a vu les différents cas de la commande par fréquence, en admettant que le courant soit purement sinusoïdal, la puissance fournie à la charge s'exprime par  $p = Ri^2$

Donc :

$$p = \frac{Rv^2}{R^2 + (l\omega - \frac{1}{c\omega})^2} \quad (2.8)$$

Avec :

$$v = \frac{2\sqrt{2}E}{\pi}$$

La puissance est maximale lorsque  $lc\omega^2 = 1$ , donc  $\omega_0 = \omega$  de l'équation (2.8) on retrouve alors le fonctionnement à puissance maximal :

$$p_{max} = \frac{8E^2}{\pi^2 R} \quad (2.9)$$

En faisant intervenir  $k$  et  $p_{max}$  dans l'équation (2.8) :

$$p = \frac{p_{max}}{1 + \left(\frac{l\omega_0}{R}\right)^2 \left(k - \frac{1}{k}\right)^2} \quad (2.10)$$

La puissance est réglée par l'intermédiaire de  $k$  c'est-à-dire par la fréquence de commande de l'onduleur.

Des valeurs de  $k$  trop éloignées de 1 risquent de produire des courants déformés qui même avec de faibles valeurs de  $R$  ne pourront plus être considérés comme sinusoïdaux.

La commande décalée apparaît plus intéressante que la commande simultanée puisque dans ce dernier cas la variation de la fréquence s'accompagne d'une déformation plus ou moins importante du courant surtout si la charge présente une forte résistance [18].

## II.9 Bilan énergétique

Le tableau suivant récapitule les expressions du courant, la tension et la puissance convertie pour les deux structures série et parallèle [3].

	<i>Bilan pour onduleur série</i>	<i>Bilan pour onduleur parallèle</i>
<b>La tension</b>	$U_{eff} = E$	$U_{eff} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{E}{\cos\varphi}$
<b>Le courant</b>	$I = \frac{4E}{\pi\sqrt{2} \cdot R} \cos\varphi$	$I = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\cos^2\varphi}{\cos^2\varphi} \cdot \frac{E}{R}$
<b>La puissance convertie</b>	$P = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{E^2}{R} \cdot \cos^2\varphi$	$P = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{E^2}{R} \cdot \frac{\cos^2\varphi}{\cos^2\varphi}$

Tableau II.9: Bilan énergétique des deux topologies

**II.10 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur les onduleurs à résonance destinés à l'alimentation du chauffage à induction.

Par la suite nous avons consacré notre étude particulièrement sur les onduleurs à résonance série en pont. Une analyse en régime permanent avec les principales stratégies de commande classique a été effectuée.

Cependant, les commandes classiques montrent des imperfections en termes d'augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique dû au fait que les interrupteurs de puissance ne sont pas tout le temps commutés au passage par zéro soit de la tension ou du courant. La technique de modulation de densité d'impulsions MDI a été introduite comme un moyen pour remédier aux inconvénients des méthodes de commande classiques. Celle-ci fera l'objet du prochain chapitre.

# *Chapitre III*

*Commande par modulation de densité  
d'impulsion (MDI)*

### III.1 Introduction

Etant donné que l'onduleur à résonance série est utilisé dans une application de chauffage à induction, il est nécessaire de le commander en puissance afin de contrôler avec précision le procédé de chauffage. Beaucoup de méthodes ont été proposées pour contrôler la puissance de chauffage, nous distinguons:

- La commande par fréquence
- La commande par phase.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)
- La commande par modulation de densité d'impulsion (MDI)

L'utilisation des trois premières techniques (commande par fréquence, par phase et par MLI) ne permet pas d'avoir une commutation des interrupteurs au passage par zéro du courant ce qui entraîne une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique. Cependant, la commande MDI permet un contrôle de la puissance de sortie tout en assurant une commutation au passage par zéro du courant. Cette dernière fera l'objectif principal de notre travail.

### III.2 Principe de la MDI

La modulation de densité d'impulsions MDI est une commande par train d'ondes. Dans ce cas, la tension est applicable à la charge durant un certain nombre de cycles entiers suivis d'un intervalle d'arrêt (tension nulle). En effet, dans un circuit de commande basé sur la MDI, la régulation de la puissance est assurée en ajustant et en diminuant les nombres d'impulsions dans une période  $T = N T_r$  ( $T_r$  la période de résonance et  $N$  est un nombre entier de cycles résonants).

La fréquence de commutation, habituellement utilisée pour varier la puissance, est exploitée, dans le cas de la MDI, pour assurer des commutations aux zéro de courant et de tension. Il en résulte des commutations sans pertes et sans variations brusques de courant, autrement dit, un meilleur comportement des points de vue rendement énergétique et compatibilité électromagnétique. La variation de la puissance se fait par le biais du contrôle de la durée relative de la seconde (ou de la première) phase. Le fait de faire commuter l'onduleur à la fréquence de résonance de la charge implique que les durées des fonctionnements en cycles normaux et de roue libre soient des multiples de la période de résonance [1].

Cette méthode de commande est caractérisée par des techniques qui assurent une bonne adaptation pour la commande des onduleurs à résonance, et parmi les avantages de cette commande on trouve [19] :

- Régulation sur une large plage de la puissance fournie à la charge;
- Facteur de puissance proche de l'unité;
- Commutation des interrupteurs de puissance au passage par zéro du courant;
- Fréquence de commutation fixe (égale à la fréquence de résonance du circuit RLC);
- Faibles pertes par commutation;
- Bruit électromagnétique réduit;
- Simplicité de l'algorithme;
- Facilité de mise en œuvre.

### III.3 Mode de fonctionnement

Le fonctionnement en modulation de densité d'impulsions d'un onduleur à résonance série se compose de deux phases qui se succèdent dans le temps, dont la fréquence de commutation  $F_c$  des interrupteurs est égale à la fréquence de résonance  $F_r$ , donc :

$$F_c = F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Au cours de la première phase, l'onduleur est en fonctionnement normal c'est-à-dire il applique à la charge une tension en créneaux positifs et négatifs. On considère qu'il s'agit de cycles normaux ou fonctionnement en mode normal [20]:

Mode I figure (III.1.(b)): T1 et T4 sont passants, T2 et T3 sont bloqués. Dans ce cas la tension de l'onduleur  $V_{AB} = +u$ .

Mode II figure (III.1.(c)): T1 et T4 sont bloqués et T2 et T3 sont passants; la tension de l'onduleur est donc  $V_{AB} = -u$ .

Au cours de la seconde phase, l'onduleur court-circuite la charge et ouvre la source, annulant ainsi la tension et le courant, respectivement, à sa sortie et à son entrée. L'écoulement d'énergie est interrompu. On parle ici de ratage des cycles résonants. Donc on considère qu'il s'agit de cycle de roue libre ou fonctionnement en roue libre.

Mode III figure (III.1.(d)): représente le fonctionnement en roue libre, T2 et T4 sont passants.  $V_{AB} = 0$ .

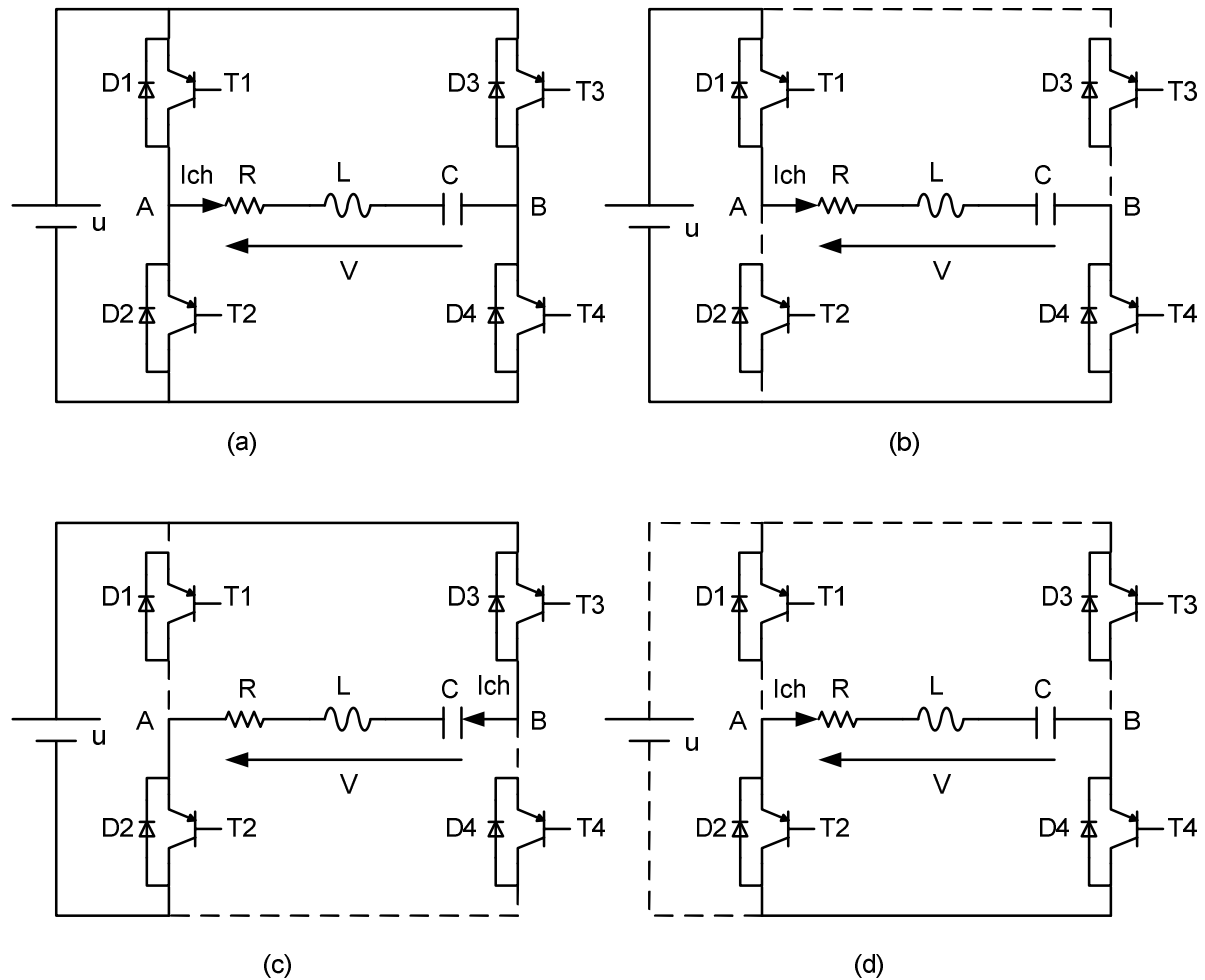


Figure (III.1) : Modes de fonctionnement de l'onduleur par MDI (a) circuit équivalent;  
 (b) Mode I; (c) Mode II ; (d) Mode III

### III.4 Caractéristiques de la modulation

Nous avons déjà signalé que la MDI permet de réguler la puissance dans la charge. Le principe consiste à alimenter la branche résonante du circuit avec une tension alternative carrée à la fréquence de résonance. Dans ces conditions, le circuit RLC série se comporte comme un dispositif entièrement résistif. La tension à ses bornes est alors en phase avec le courant qui le traverse. Il en résulte que la commutation des interrupteurs se fait au passage par zéro du courant.

Maintenant, on peut se demander, que se passe-t-il si l'on coupe l'alimentation de la branche RLC?

Celle-ci va restituer l'énergie qui y est stockée, tant qu'il y a un chemin pour le courant. Le circuit ayant été alimenté à sa fréquence de résonance va continuer à osciller jusqu'à l'épuisement de l'énergie. La MDI prévoit le moyen de faire que le courant dans le circuit circule par lui-même, à l'aide d'un circuit de roue libre formé par les interrupteurs du pont

onduleur. En d'autres mots, en absence d'alimentation fournie par la source, la branche RLC va s'autoalimenter jusqu'à ce que l'énergie précédemment emmagasinée se dissipe.

Le principe de la MDI est alors d'alimenter le circuit résonant avec des trains d'impulsions à la fréquence de résonance. Une série d'impulsions est suivie par des temps morts ou d'arrêt. Pendant ces instants, on laisse le courant parcourir le circuit en roue libre. C'est en variant le nombre d'impulsions et de temps d'arrêt qu'on réussit à régler la puissance fournie à la charge [20].

### III.5 Types de la MDI

Deux types de modulation sont utilisés dans la commande des onduleurs à résonance, la MDI régulière et non régulière [1].

La MDI régulière présente le principe simple de la commande. En effet, pendant une période  $T = N T_r$ , on considère une période  $T_{on}$  (fonctionnement normal de l'onduleur) suivi directement d'une autre période  $T_{off}$  où on rate les cycles résonants (trous). La figure 3.2 (c) présente la forme de la tension illustrée par MDI régulière.

La MDI non régulière présente un nombre très grand de séquences partielles, ceci est dû aux choix de la position et de l'emplacement des trous. Dans ce cas, on choisit de rater les cycles d'une manière symétrique pendant une séquence  $T$  afin de diminuer l'amplitude des sous harmoniques au niveau de la charge (figure 3.2 (b)).

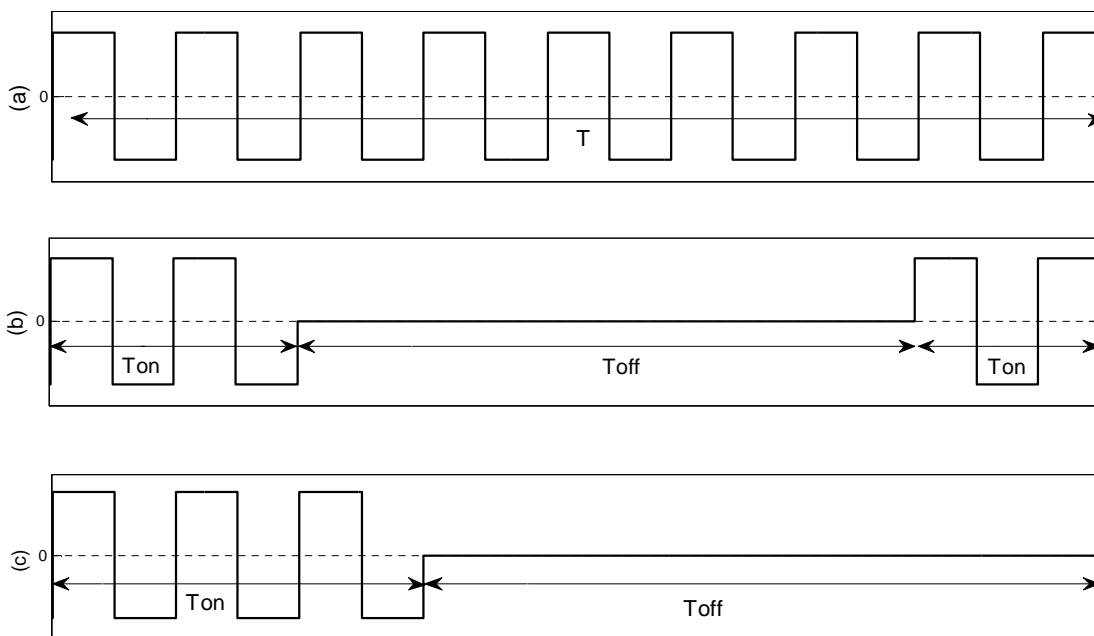


Figure (III.2) : Différents type de la MDI: (a) Pleine onde;  
(b) MDI non régulière; (c) MDI régulière

### III.6 Etude analytique

Afin de mieux comprendre le fonctionnement de la MDI, nous effectuons un développement analytique pour déterminer l'expression de la puissance au niveau de la charge.

#### III.6.1 Hypothèses

Après avoir supposé que les interrupteur sont idéaux l'analyse sera développer en appliquant les deux hypothèses simplificatrice suivante :

Hypothèse de l'invariance de la tension d'alimentation de l'onduleur durant une séquence, c.-à-d. la tension à l'entrée de l'onduleur est supposée constante durant toute les séquences de la MDI;

Hypothèse du premier harmonique, c'est-à-dire la tension en créneaux à la sortie de l'onduleur est réduite à sa composante fondamentale.

La démarche se compose de deux étapes : une étape de détermination du courant et une autre de calcul de la puissance de la charge [20].

L'expression du courant de la charge est établie suite à la résolution de l'équation:

$$l \frac{di}{dt} + \frac{1}{c} \int i dt + Ri = v(t) \quad (3.1)$$

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{l} i + \frac{1}{lc} \int i dt = \frac{1}{l} v(t) \quad (3.2)$$

Notons que :

$$\tau = \frac{2l}{R} \quad (3.3)$$

$$w_r = \frac{1}{\sqrt{lc}} \quad (3.4)$$

$$q = \frac{w_r l}{R} \quad (3.5)$$

- $\tau$  : Constante de temps
- $w_r$  : Pulsation du circuit résonant.
- $q$  : Facteur de qualité du circuit résonant.

La décomposition de série de Fourier de  $v(t)$  donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} v(t) = \sum_{n=0}^{\infty} v_n \cos nwt + \varphi_n \\ v_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{et} \quad \varphi_n = \text{Arctg} \left( -\frac{B_n}{A_n} \right) \quad \text{et} \quad v_0 = \frac{A_0}{2} \end{array} \right. \quad (3.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v(t) = \sum_{n=0}^{\infty} v_n \cos nwt + \varphi_n \\ v_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{et} \quad \varphi_n = \text{Arctg} \left( -\frac{B_n}{A_n} \right) \quad \text{et} \quad v_0 = \frac{A_0}{2} \end{array} \right. \quad (3.6)$$

D'après le développement en série de Fourier fondamental de la tension peut s'écrire comme suit:

$$v(t) = \frac{4v}{\pi} \sin(w_r t) \quad (3.7)$$

En négligeant les tensions harmoniques l'équation (3.2) deviendra :

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{l}i + \frac{1}{lc} \int idt = \frac{1}{l} \frac{4v}{\pi} \sin(w_r t) \quad (3.8)$$

$$\frac{di^2}{dt^2} + \frac{R}{l} \frac{di}{dt} + w_r^2 i = \frac{4v}{\pi l} w_r \cos(w_r t) \quad (3.9)$$

L'équation (3.9) est une équation de deuxième ordre. Pour la résoudre, il va falloir calculer la solution sans second membre (solution homogène ih) et la solution avec second membre (solution particulière ip).

Solution sans second nombre :

$$x^2 + \frac{R}{l}x + w_r^2 = 0 \quad (3.10)$$

$$\Delta = \left(\frac{R}{l}\right)^2 - 4w_r^2 \quad (3.11)$$

Notons que la commande du convertisseur se fait par la technique de modulation de densité d'impulsions MDI. La MDI fonctionne à la fréquence de résonance, ce qui implique que :

$$w_c = w_r = \frac{1}{\sqrt{lc}} \quad (3.12)$$

A part les avantages de la commande MDI mentionnés ci-dessus, dans la référence [21], Akagi fait l'hypothèse simplificatrice suivante:

$$\frac{2w_r l}{R} = 2q \gg 1 \quad (3.13)$$

D'après (3.13) et on a :

$$\tau = \frac{2l}{R} = \frac{2q}{w_r}$$

Donc la solution de l'équation (3.10) devient :

$$x = \frac{R}{2l} \pm jw_r \quad (3.14)$$

La solution homogène  $i_{ch}(t)$  peut s'écrire sous la forme suivante:

$$i_{ch}(t) = \{A \cos(w_r t) + B \sin(w_r t)\} e^{-\frac{R}{2l}t} \quad (3.15)$$

La solution particulière de l'équation (3.9) est :

$$i_p(t) = \frac{4u}{\pi R} \sin(w_r t) \quad (3.16)$$

Solution générale

$$i_{ch}(t) = \{A \cos(w_r t) + B \sin(w_r t)\} e^{-\frac{R}{2l}t} + \frac{4u}{\pi R} \sin(w_r t) \quad (3.17)$$

Avec les conditions initiales :

$$i(0) = 0 \text{ et } \frac{di}{dt}(0) = 0 \quad (3.18)$$

Nous trouvons  $A = 0$  et  $B = \frac{-4u}{\pi R}$

Donc l'expression du courant  $i_{ch}(t)$  en pleine onde peut s'écrire sous la forme suivante:

$$i_{ch}(t) = \frac{4u}{\pi R} (1 - e^{-\frac{R}{2l}t}) \sin(w_r t) \quad (3.19)$$

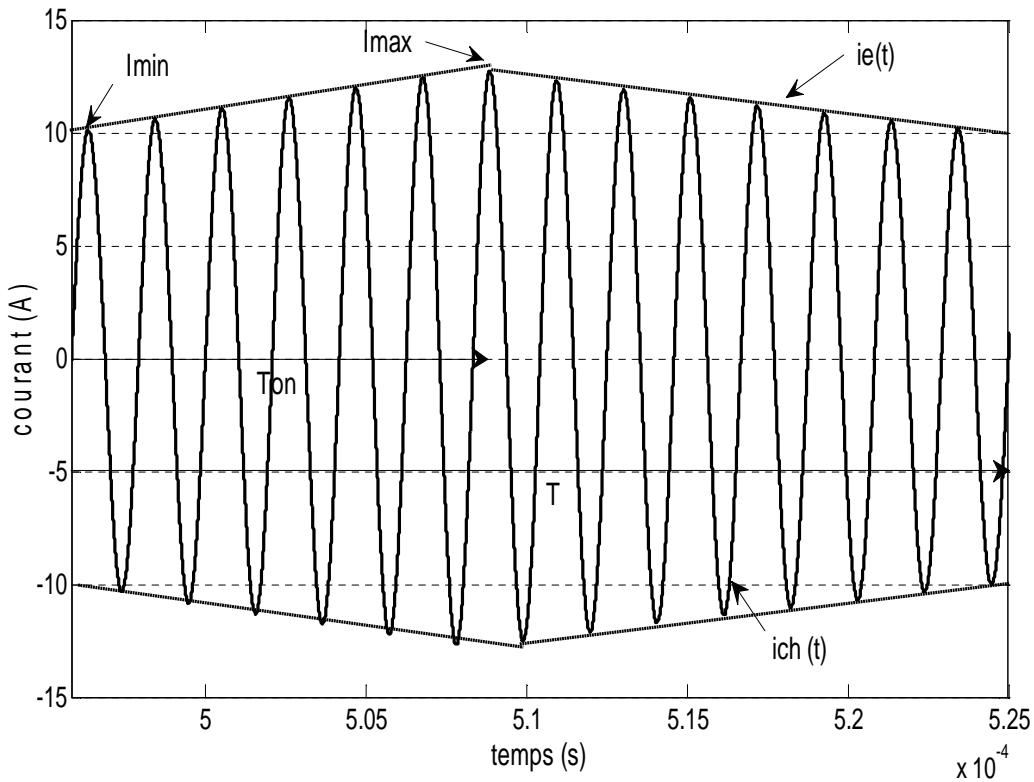


Figure (III.3) : forme du courant à la charge

Les formes d'onde représentées dans la figure (3.3) permettent de vérifier que le courant dans la charge subit des changements d'amplitude selon la séquence de modulation. Or, le courant  $i_e(t)$  représente l'enveloppe du courant résonant  $i_{ch}(t)$ . Ce courant  $i_e(t)$  a pourtant une constante de temps d'un système de premier ordre. Cette grandeur est alors calculée en utilisant [1]:

$$i_{ch}(t) = i_e(t) \sin(w_r t) \quad (3.20)$$

Avec :

L'enveloppe du courant résonant se calcule à partir de deux équations, une pour la période  $T_{on}$  (lorsque le circuit est alimenté par l'onduleur) et l'autre pour le reste du cycle ( $T - T_{on}$ ) On a alors:

$$\begin{cases} i_e = A \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + B & 0 < t < T_{on} \end{cases} \quad (3.21)$$

$$\begin{cases} i_e(t) = C e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}} & T_{on} < t < T \end{cases} \quad (3.22)$$

Cherchons A, B et C :

$$\text{À } t = 0 \quad i_e(0) = I_{min} = B \quad (3.23)$$

$$t \rightarrow \infty \quad i_e(\infty) = I = A + B \quad (3.24)$$

$$t \rightarrow T_{on} \quad i_e(T_{on}) = C \quad (3.25)$$

D'après (3.23), (3.24) et (3.25) l'expression de l'enveloppe du courant devient sous la forme suivante :

$$\begin{cases} i_e(t) = I \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_{min} e^{-\frac{t}{\tau}} & 0 < t < T_{on} \end{cases} \quad (3.26)$$

$$\begin{cases} i_e(t) = i_e(T_{on}) e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}} & T_{on} < t < T \end{cases} \quad (3.27)$$

Avec

$I$  : Courant maximal de  $i_e$  dans le cas où  $\frac{T_{on}}{T} = 1$  dans ce cas le convertisseur fonctionne en mode I et II, l'équation (3.27) donne  $i_e(t) = I$  en régime permanent;

$I_{min}$  : Valeur de  $i_e$  à  $t = 0$ .

Le calcul de  $I_{min}$  se fait en considérant l'égalité suivante en régime permanent:

$$i_e(t = 0) = i_e(t = T) \quad (3.28)$$

$$I_{min} = \left[ I \left(1 - e^{-\frac{T_{on}}{\tau}}\right) + I_{min} e^{-\frac{T_{on}}{\tau}} \right] e^{-\frac{T-T_{on}}{\tau}} \quad (3.29)$$

Donc :

$$I_{min} = I \frac{1 - e^{-\frac{T_{on}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad (3.30)$$

Si on fait la supposition que le facteur de qualité  $q$  du circuit résonant est infini ( $q \rightarrow \infty$ ) alors,  $\tau$  tend vers l'infini, donc on trouve que l'amplitude du courant résonant est proportionnelle à la densité des impulsions:

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} i_e = I \frac{T_{on}}{T} \quad (3.31)$$

### III.6.2 Expression de la puissance moyenne :

L'expression de la puissance s'écrit sous la forme suivante :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i_{ch}(t) dt \quad (3.32)$$

$$P = \frac{1}{T} \left( \int_0^{T_{on}} u(t) i_{ch}(t) dt + \int_{T_{on}}^T u(t) i_{ch}(t) dt \right) \quad (3.33)$$

On a :

$$u(t) = 0 \quad T < t < T_{on} \quad (3.34)$$

Donc :

$$\int_{T_{on}}^T u(t) i_{ch}(t) dt = 0 \quad (3.35)$$

Et :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} u(t) i_{ch}(t) dt \quad (3.36)$$

En utilisant l'expression du courant (3.20), on trouve que la puissance moyenne peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} u(t) i_e \sin(w_r t) dt = \frac{4u}{\pi T} \int_0^{T_{on}} i_e(t) \sin^2(w_r t) dt \quad (3.37)$$

En utilisant le principe de la commande MDI (la commande des interrupteurs par rapport aux passages par zéro du courant) et l'hypothèse simplificatrice proposée par Akagi (3.13), on peut simplifier l'expression de la puissance, donc le développement de l'équation ci-dessus avec (3.26) et (3.27) donne l'expression simplifiée de la puissance moyenne fournie à la charge est:

$$P = P_{max} \left[ \frac{T_{on}}{T} - \frac{\tau}{T} \left( \frac{1 - e^{-\frac{T_{on}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \left( e^{-\frac{T_{on}}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) \right] \quad (3.38)$$

Avec :

$$P_{max} = \frac{2}{\pi} u I \quad (3.39)$$

Pour mieux simplifier l'expression de la puissance, deux autres hypothèses peuvent être rajoutées [21] :

Première hypothèse: la période de fonctionnement de la MDI ( $T = N T_r$ ) est très inférieure à la période de l'enveloppe  $\tau$  ( $T \ll \tau$ ) :

Le circuit RLC est peu amorti. Dans ce cas, l'amplitude du courant résonant est proportionnelle à la densité d'impulsions, et la puissance de sortie aura une expression qui est proportionnelle au carré de densité d'impulsions.

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} P = P_{max} D^2 \quad (3.40)$$

Avec :

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (3.41)$$

Deuxième hypothèse : la période de fonctionnement de la MDI ( $T = N T_r$ ) est très supérieure à la période de l'enveloppe  $\tau$  ( $T \gg \tau$ ) :

Le circuit RLC est moins amorti. La puissance de sortie deviendra proportionnelle à la densité d'impulsions.

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} P = P_{max} D \quad (3.42)$$

### III.7 Etude par simulation numérique :

Le bloc de commande MDI des interrupteurs est réalisé à l'aide d'une table (N lignes, 2\*N colonnes) capable de générer une période T de N cycles carrés, la période de chaque cycle est égale à la période de résonance. Nous étudierons une commande MDI régulière, deux séquences seront traitées N = 8 et N = 14. Le programme simulation permet de tracer les différentes formes d'ondes de courant et de la tension aux bornes de l'onduleur, les signaux de commande ainsi que la plage et les valeurs de la puissance.

Les paramètres du circuit de simulation sont les suivants:

- Tension d'entrée  $E = 75 \text{ V}$  ;
- Résistance  $R = 1 \Omega$  ;
- Inductance de résonance  $L = 33 \mu\text{H}$  ;
- La capacité de résonance  $C = 3 \mu\text{F}$  ;
- Fréquence de commutation  $Fr = 16 \text{ KHz}$  ;

#### III.7.1 Résultats pour la séquence $T_c = 8T_r$

Durant cette séquence la densité d'impulsions D varie de 1/8 (qui correspond à la puissance la plus faible) jusqu'à 8/8 (pleine onde). Les résultats de simulation du système sont représentés par les figures ((III.4), (III.5), (III.6), (III.7), (III.8), (III.9)) ci-dessous. Celles-ci illustrent respectivement les signaux de commande ainsi que les formes d'onde de courant, de tension. Les résultats montrent bien une séquence de 8 cycles résonants, choisis d'une manière régulière. Le courant prend une forme sinusoïdale, son amplitude s'atténue en diminuant la densité d'impulsions D. En effet, pour une valeur de 100 % de D, le courant de la charge atteint une valeur maximale de 96 A. Pour D égale à 1/8, le courant de la charge prend une valeur max de 47 A, la tension présente une forme carrée qui varie de -75 à 75 V. Les formes d'onde du courant et de la tension présentées sont en phase, ceci implique que les interrupteurs commutent au passage par zéro du courant et de la tension.

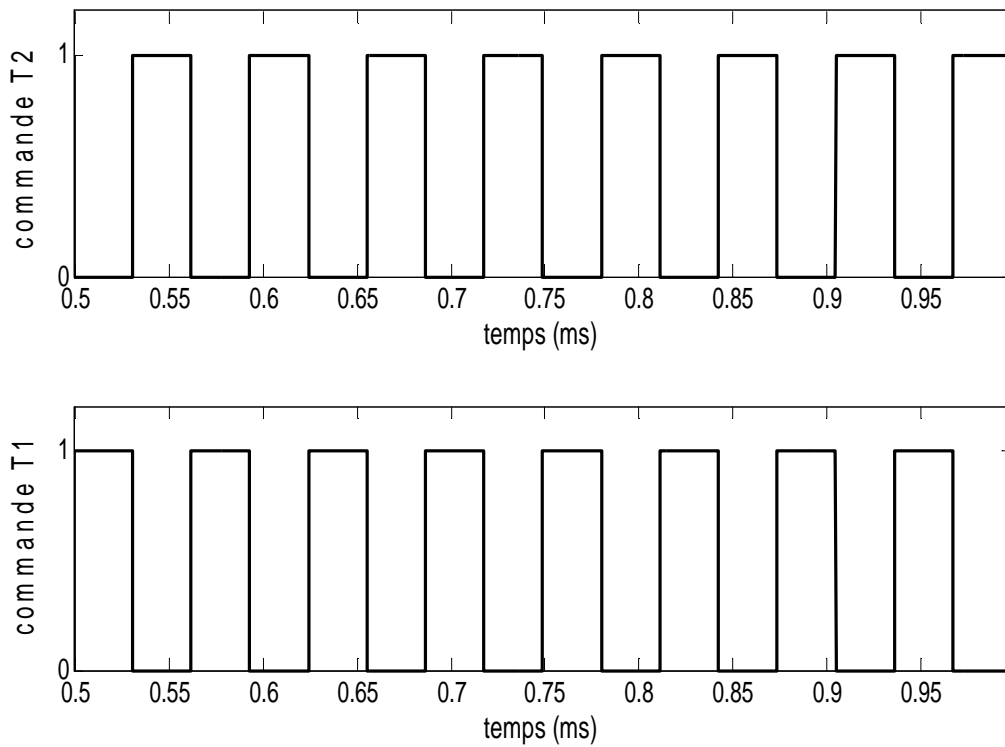


Figure (III.4) : Signaux de commande des transistors T1 et T2 pour  $D = 8/8$

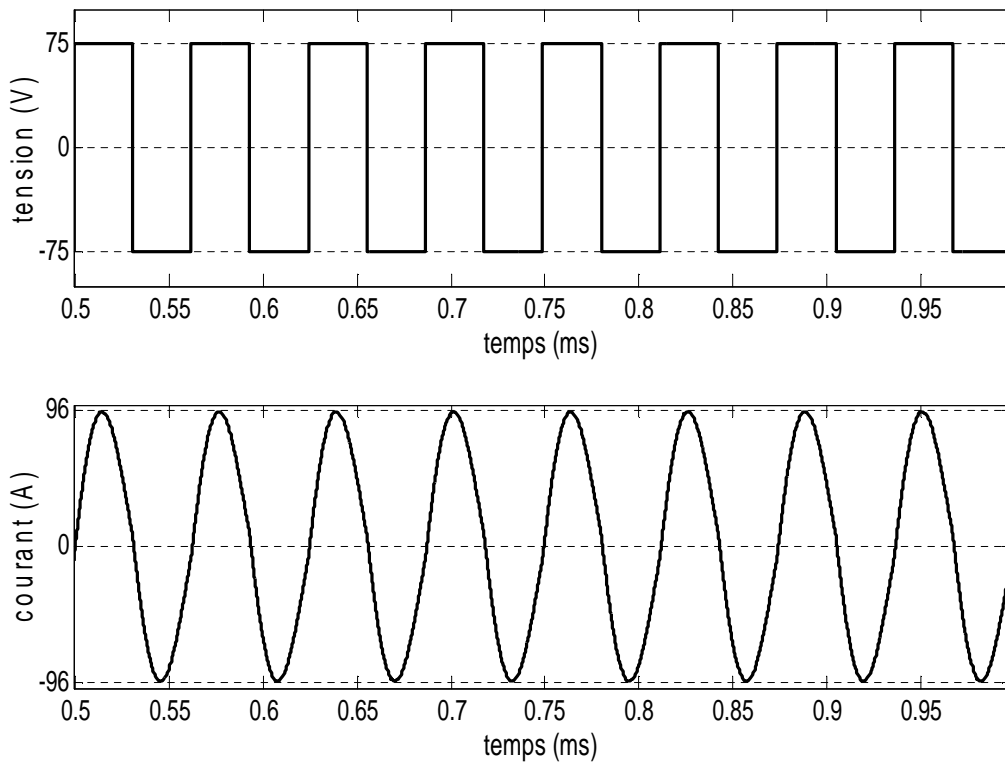


Figure (III.5): Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D = 8/8$

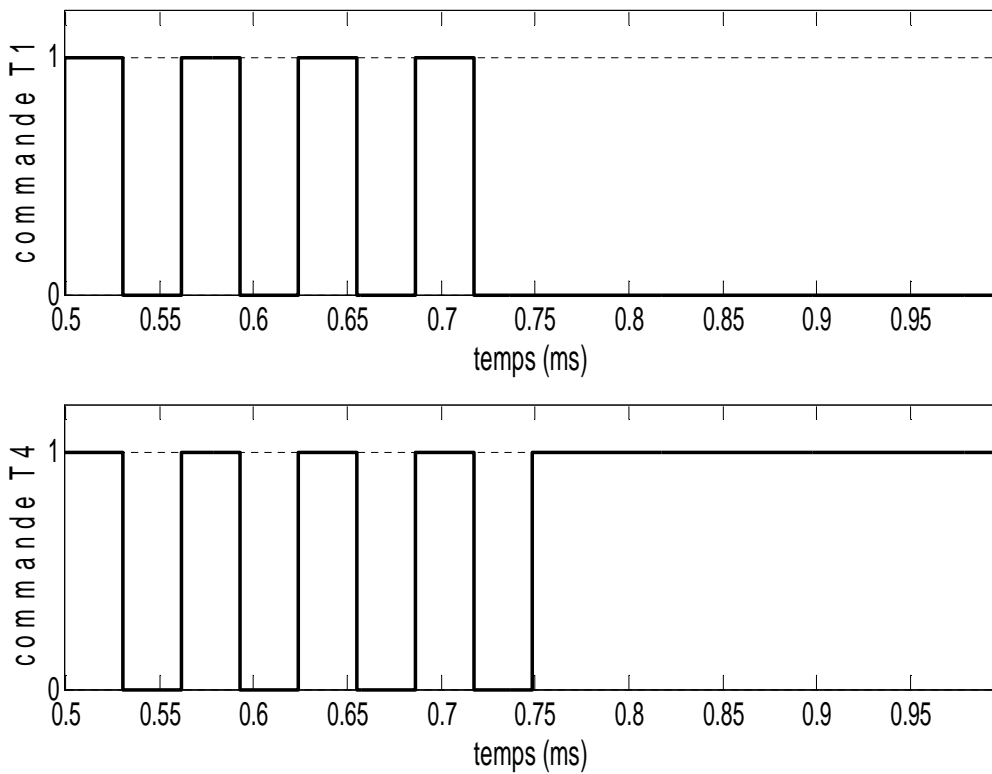


Figure (III.6): Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour  $D = 4/8$

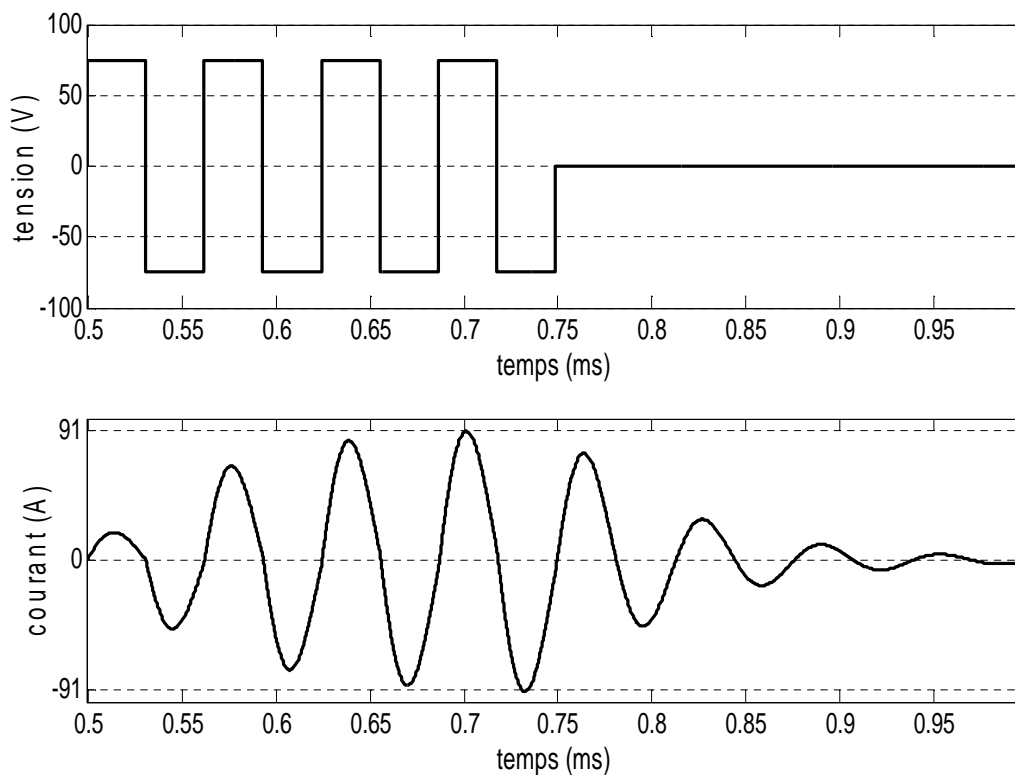


Figure (III.7): Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D = 4/8$

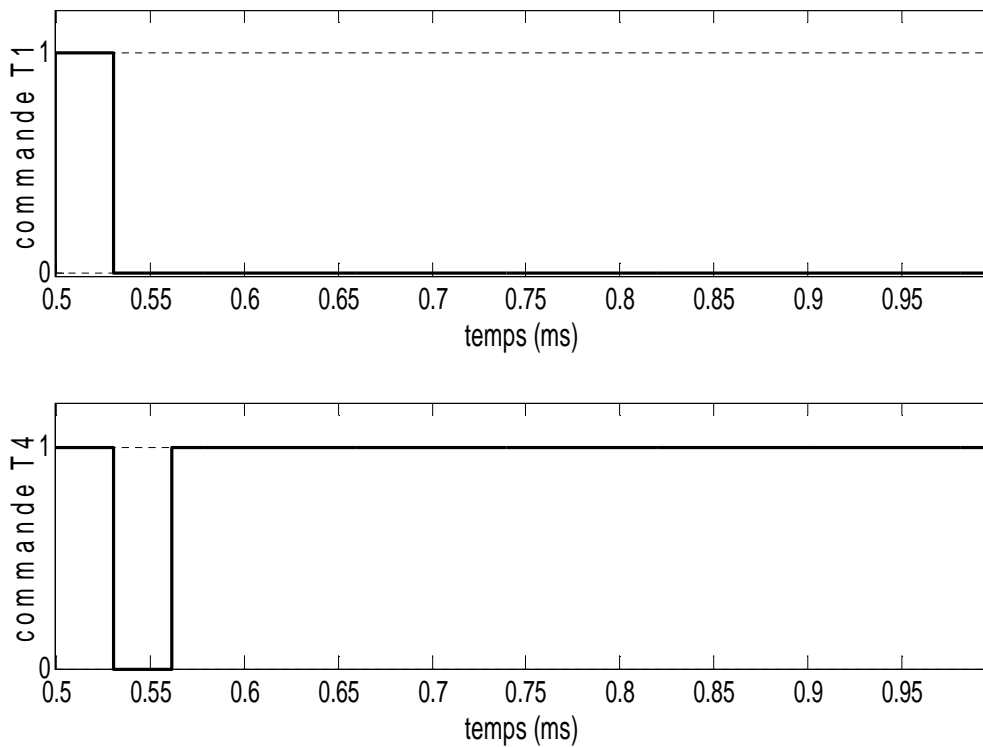


Figure (III.8) : Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour  $D = 1/8$

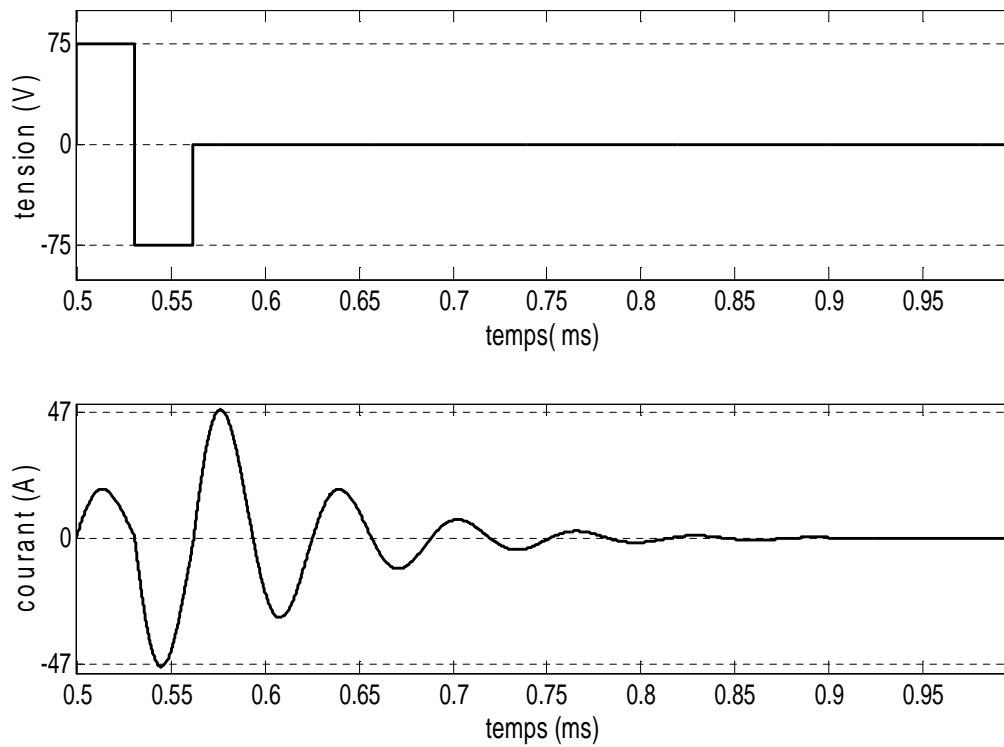


Figure (III.9) Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D = 1/8$

Le tableau (III.10) ci-dessous présente le résultat de la puissance déterminée par l'expression analytique (3.38) ainsi que par simulation numérique. Où:

$p$  : Les impulsions ratées;

$P_a$  : Puissance continue mesurée à l'entrée de l'onduleur;

$P_{ch}$  : Puissance dissipée dans la charge déterminée par simulation numérique;

$P_{th}$  : Puissance dissipée dans la charge déduite de l'expression (3.38);

Séquences	Densité d'impulsion D	$P_a$	$P_{ch}$	$P_{th}$
0 P	8/8	4585	4550	4548
1 P	7/8	3634	3610	3609
2 P	6/8	2919	2900	2900
3 P	5/8	2296	2282	2279
4 P	4/8	1710	1700	1698
5 P	3/8	1155	1145	1143
6 P	2/8	629	627.5	627.5
7 P	1/8	198	197.5	197.5

Tableau (III.10) : Résultats de la puissance pour  $T = 8 T_r$

### III.7.2 Résultats de la séquence $T = 14 T_r$

Dans ce cas la densité d'impulsions D prend plusieurs valeurs, elle varie de 1/14 (qui correspond à la puissance la plus faible) jusqu'à 14/14 (pleine onde). Les résultats de simulation sont illustrés par les figures ((III.11), (III.12), (III.13), (III.14), (III.15), (III.16)) Correspondantes respectivement aux signaux de commande ainsi que les formes d'onde de courant, de tension.

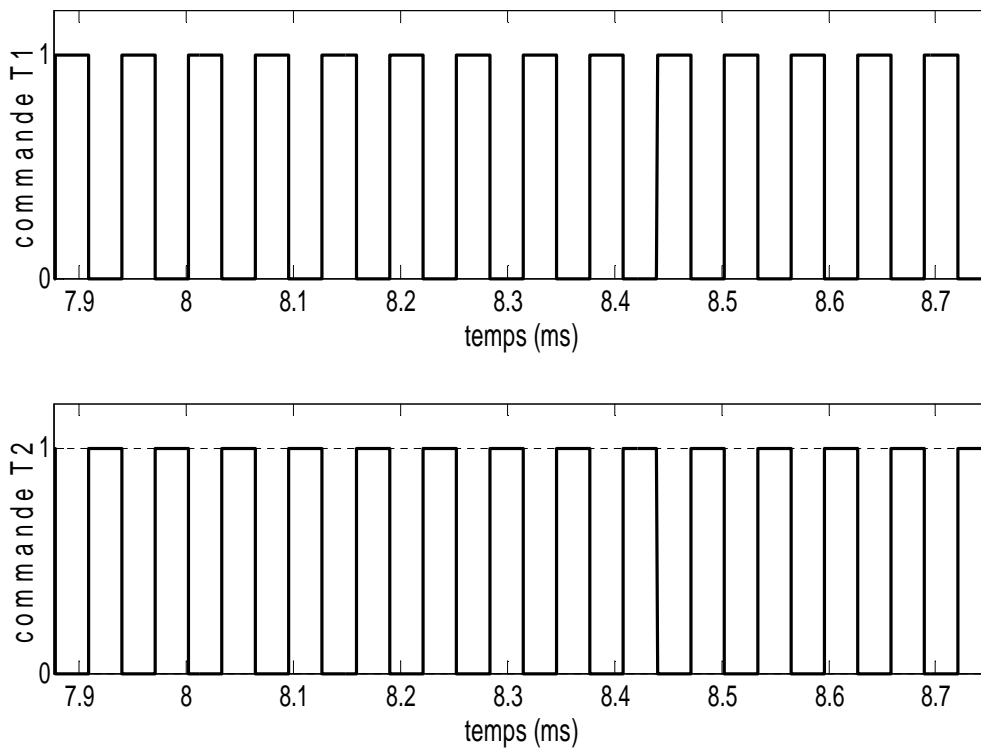


Figure (III.11) : Signaux de commande des transistors T1 et T2 pour  $D = 14/14$

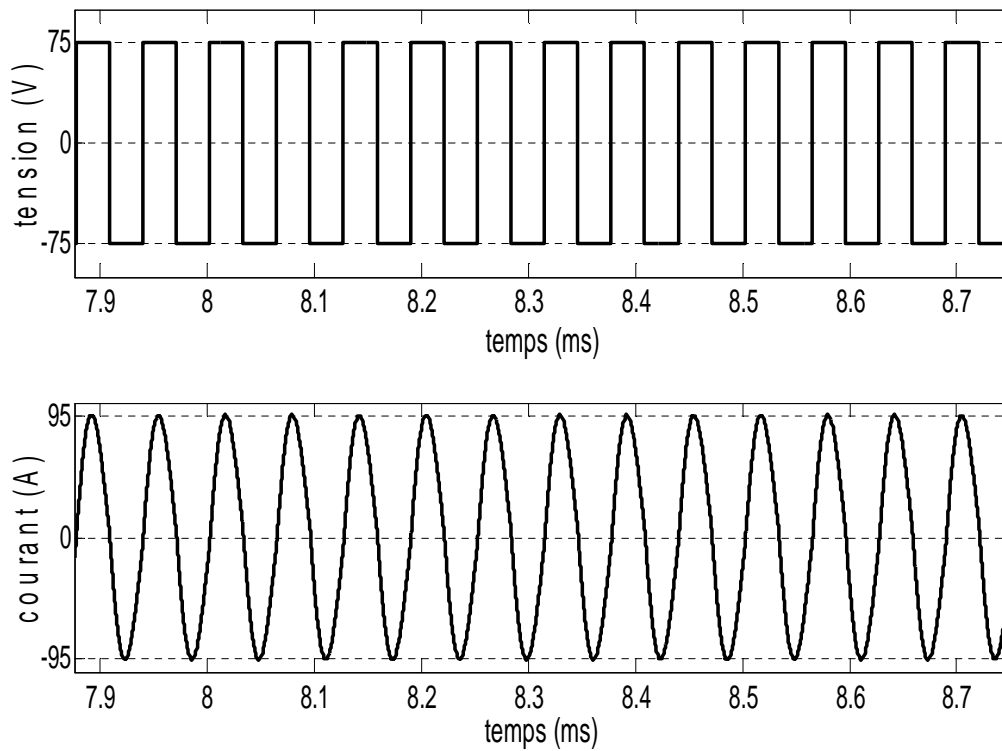


Figure (III.12) : Formes d'ondes du courant et de tension aux bornes de la charge pour  $D = 14/14$

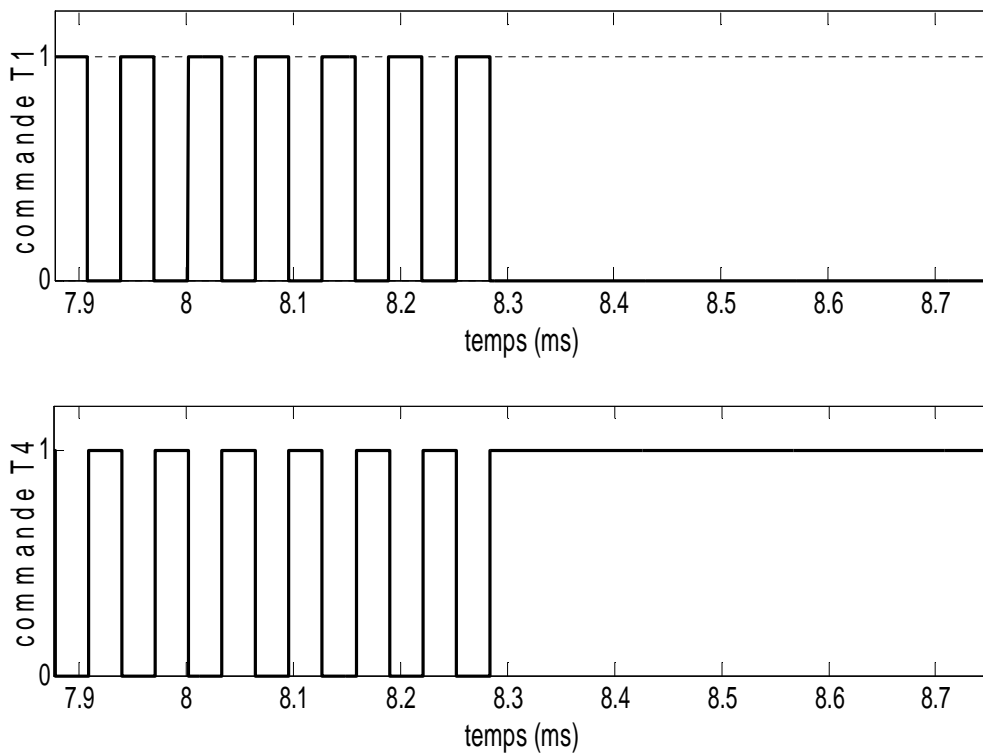


Figure (III.13): Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour  $D = 7/14$

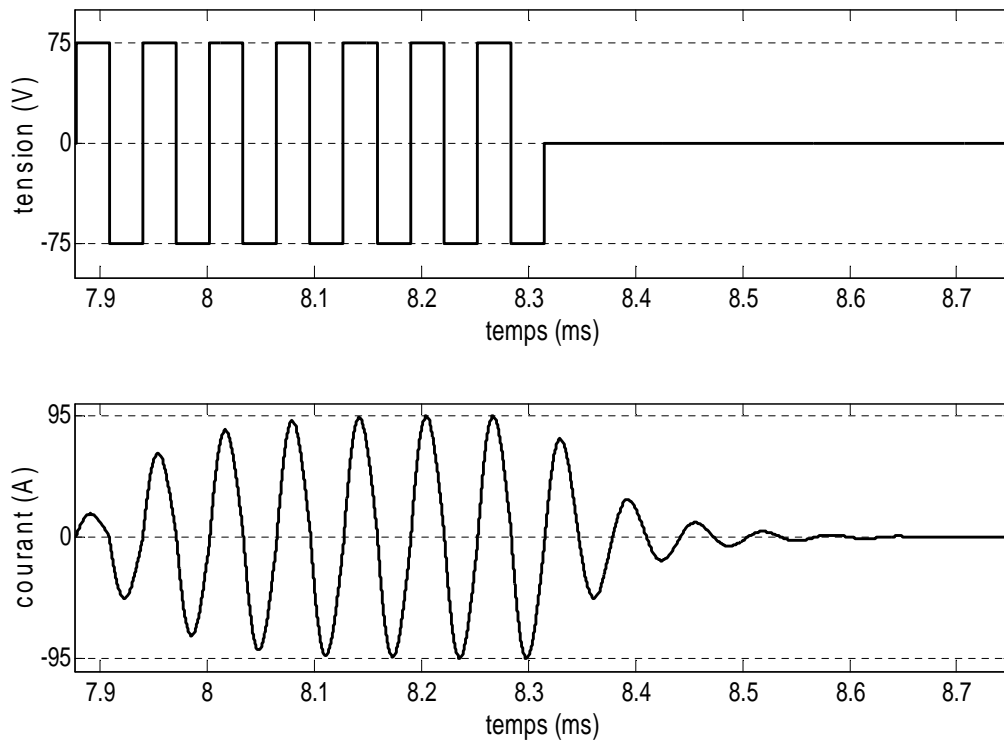


Figure (III.14) : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D = 7/14$

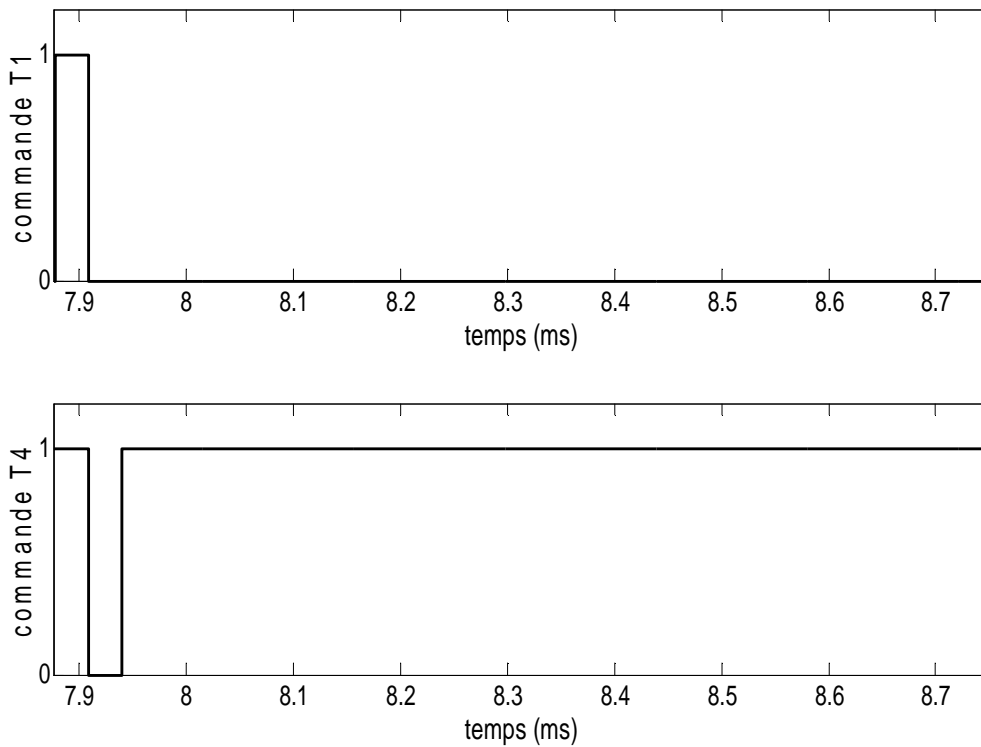


Figure (III.15) : Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour  $D = 1/14$

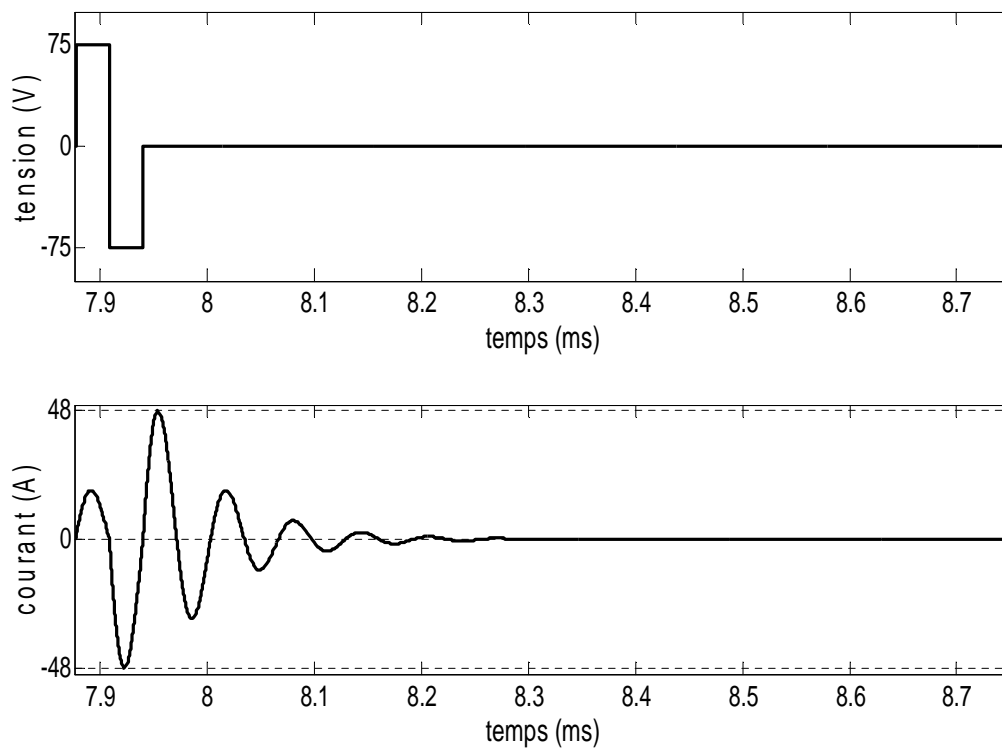


Figure (III.16) : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D=1/14$

Tableau (III.17) présente les résultats de la puissance déterminée par l'expression analytique (3.38) ainsi que par simulation numérique. En effet, dans la séquence de 14 cycles résonants, les résultats illustrent une plage de puissance très importante qui varie de 114 à 4548 W.

Séquences	Densité d'impulsion D	Puissance Pa	Puissance Pch	Puissance Pth
0 p	14/14	4581.5	4548	4548
1 p	13/14	4040	4011	4013
2 p	12/14	3631	3606	3606
3 p	11/14	3273	3251	3250
4 p	10/14	2934	2914	2912
5 p	9/14	2603	2585	2583
6 p	8/14	2274	2259	2256
7 p	7/14	1947	1934	1931
8 p	6/14	1620	1610	1606
9 p	5/14	1294	1286	1283
10 p	4/14	971	965	963
11 p	3/14	656	652	651
12 p	2/14	359	357	357
13 p	1/14	113	112	114

Tableau (III.17) : Résultats de la puissance pour T = 14 Tr

### III.8 Simulation avec adaptation :

Dans cette partie de simulation, on garde le système précédent auquel on ajoute à la sortie de l'onduleur un transformateur abaisseur de rapport  $n1/n2=63/26=2.42$  pour adapter la charge à l'alimentation.

#### III.8.1 Résultat pour la séquence $T_c=8T_r$

Dans ce cas de simulation le courant de la charge diminue et prend une valeur maximal de 16.2 A (en pleine onde) et une valeur minimum de 8.2 A. La tension présente une forme carrée qui varie de -75 à 75 V.

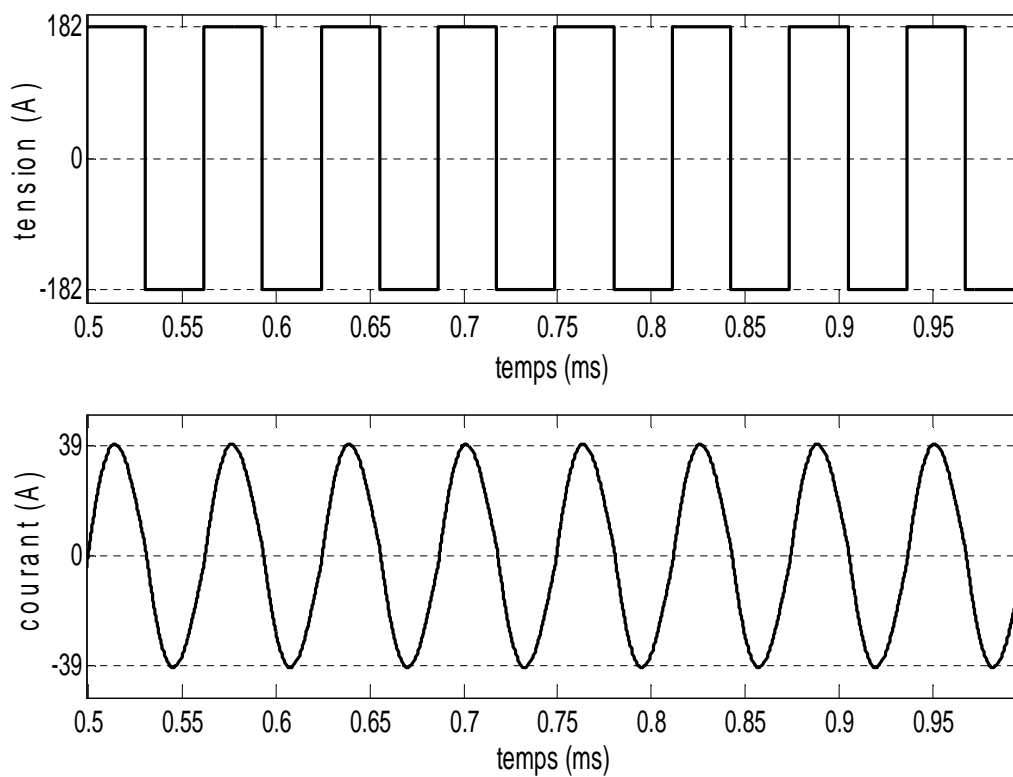


Figure (III.18): Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D = 8/8$

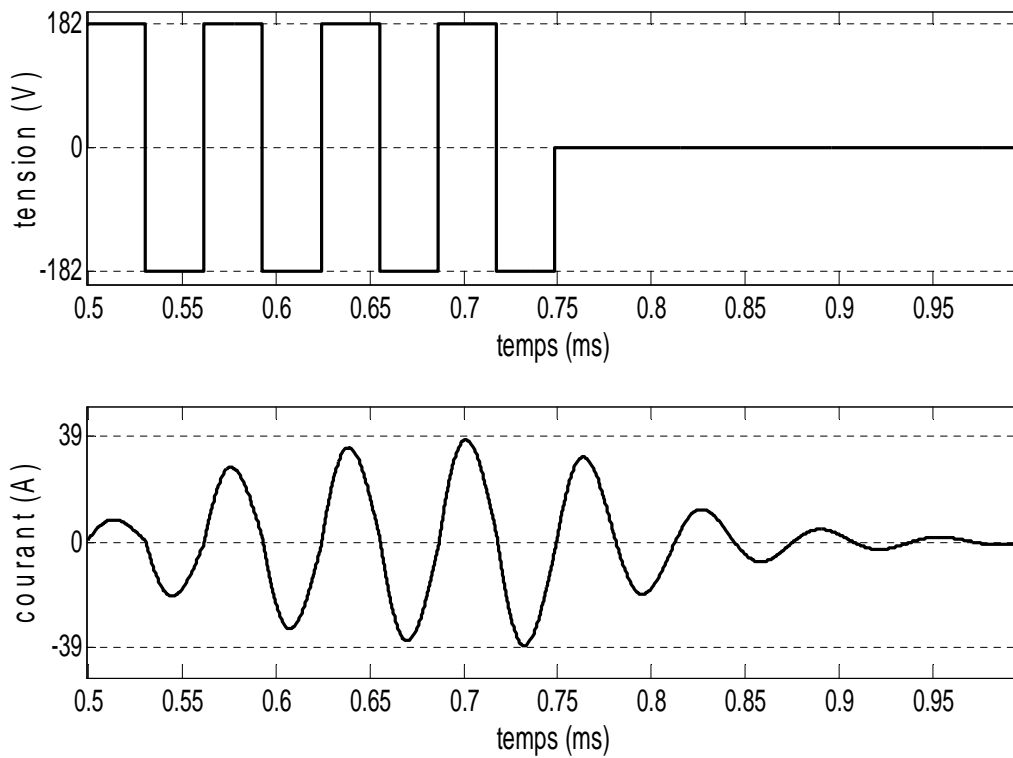


Figure (III.19): Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D = 4/8$

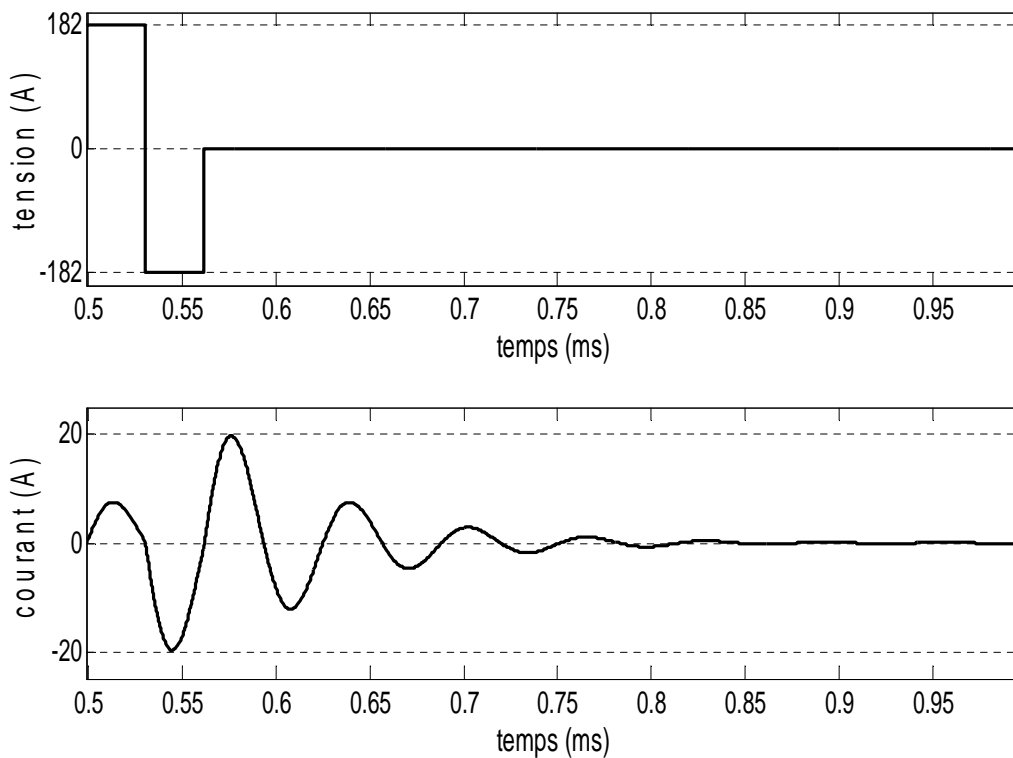


Figure (III.20) Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D = 1/8$

Le tableau (III.21) ci-dessous présente les valeurs de la puissance obtenue par simulation et par le calcul théorique après avoir ajouté un transformateur d'adaptation.

Séquences	Densité d'impulsion D	Puissance Pa (W)	Puissance Pch (W)	Puissance Pth1 (W)
0 P	8/8	4590	4558	4555
1 P	7/8	3640	3618	3617
2 P	6/8	2926	2908	2906
3 P	5/8	2302	2290	2284
4 P	4/8	1716	1708	1702
5 P	3/8	1154	1150	1145
6 P	2/8	631	628	629
7 P	1/8	200	119	201

Tableau (III.21): Résultats de la puissance théorique et de simulation pour  $T = 8 T_r$ .

### III.8.2 Résultats de la séquence $T = 14 T_r$

Dans ce cas la densité d'impulsions D prend plusieurs valeurs, elle varie de 1/14 (qui correspond à la puissance la plus faible) jusqu'à 14/14 (pleine onde).

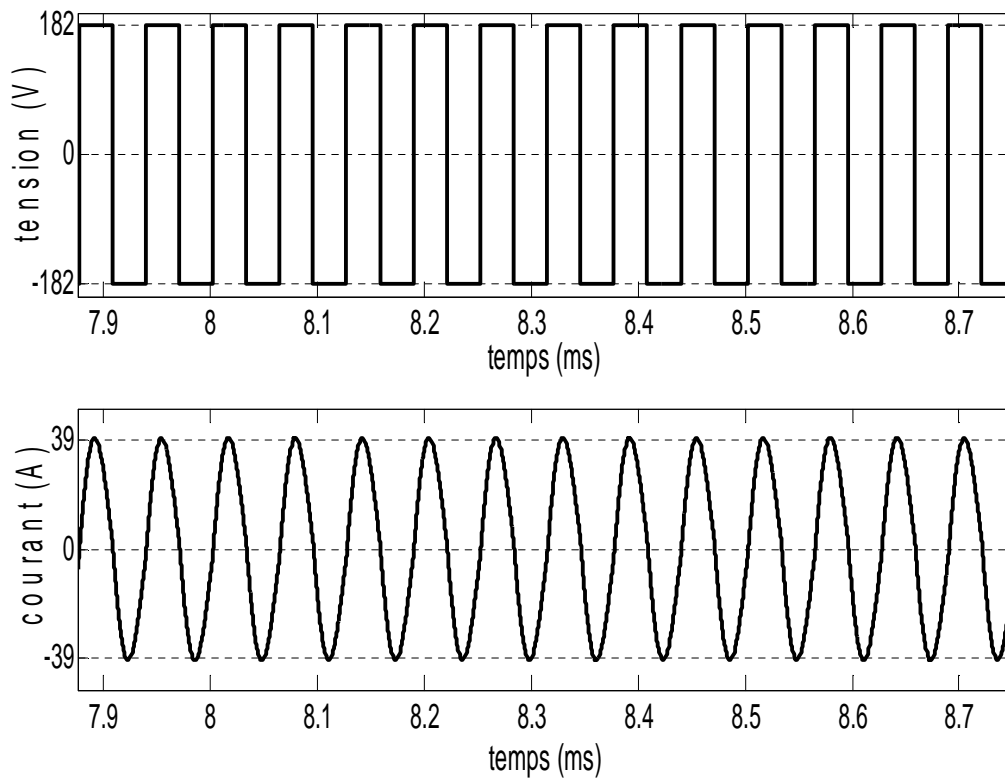


Figure (III.22) : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D = 14/14$

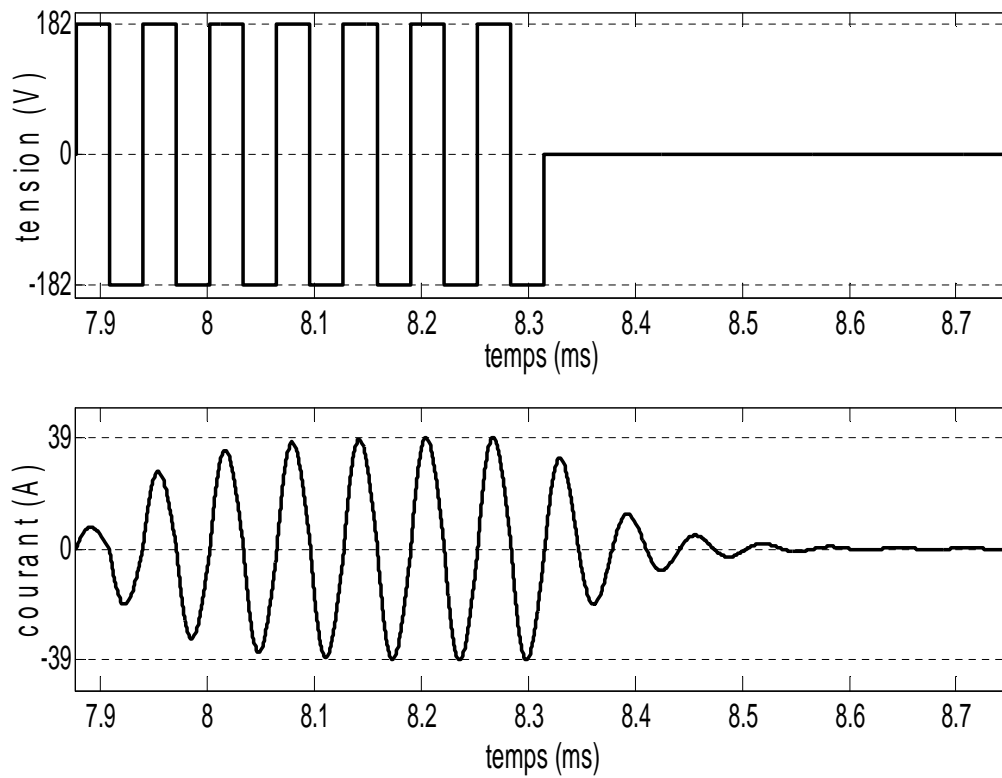


Figure (III.23) : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour  $D = 7/14$

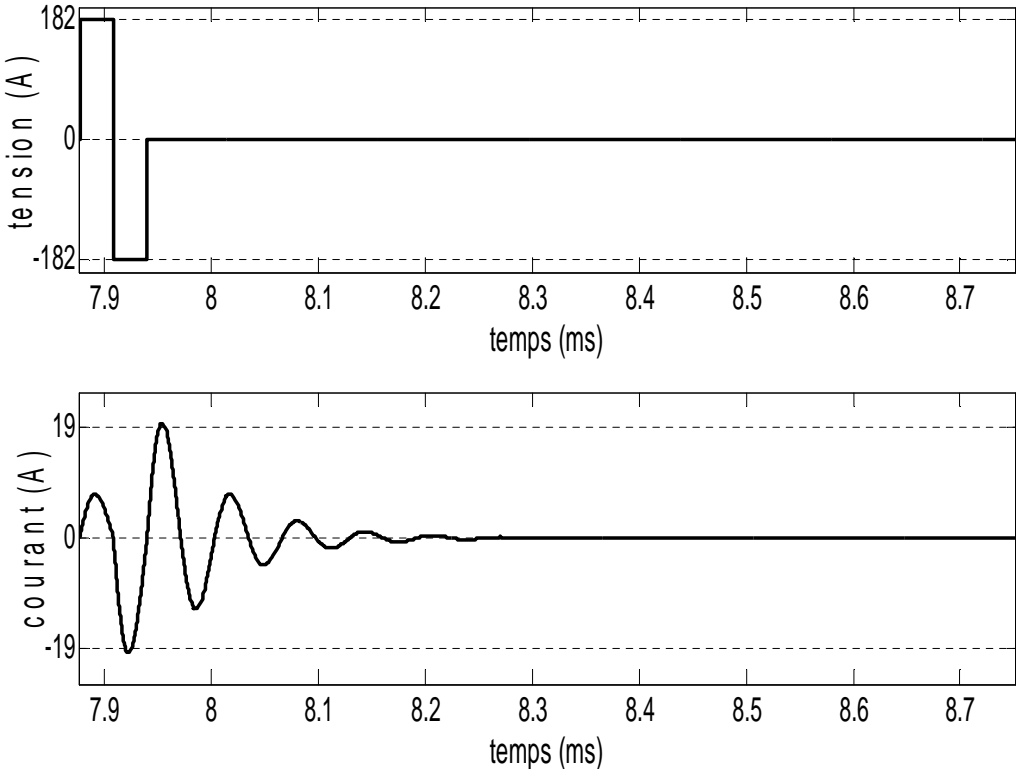


Figure (III.24) : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour D=1/14

Tableau (III.25) présente le résultat de l'expression théorique (3.38) ainsi que les résultats de simulation. En effet, dans la séquence de 14 cycles résonants avec adaptation, les résultats illustrent une plage de puissance très importante qui varie de 114 à 4555.8 W

Séquences	Densité d'impulsion D	Puissance Pa (W)	Puissance Pch (W)	Puissance Pth1 (W)
0 p	14/14	781	4563	4555.8
1 p	13/14	4047	4024	4019
2 p	12/14	3617	3617	3612
3 p	11/14	3261	3261	3255
4 p	10/14	2923	2923	2917
5 p	9/14	2606	2587	2587
6 p	8/14	2277	2260	2260
7 p	7/14	1949	1940	1934
8 p	6/14	1622	1614	1609
9 p	5/14	1296	1290	1285
10 p	4/14	973	968	965
11 p	3/14	657	653	652
12 p	2/14	360	358	358
13 p	1/14	114	113	114

Tableau (III.25) : Résultats de la puissance théorique et de simulation pour  $T = 14 T_r$

**III.9 Conclusion :**

La modulation de densité d'impulsions est une technique adéquate pour faire la commande des convertisseurs à résonance destiné au chauffage par induction. En effet, en exploitant le fait qu'à la résonance le courant et la tension dans la charge sont en phase, on réussit à faire une commutation des interrupteurs au passage par zéro du courant sur une grande plage de variation de puissance de sortie.

Nous avons travaillé avec un modèle de charge dont l'impédance est trop faible, donc nous avons été amené à rajouter un transformateur abaisseur de courant afin d'adapter la charge à son alimentation et ceci nous a permis d'obtenir des résultats adéquats.

## Conclusion générale

---

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire était d'étudier et d'effectuer une simulation numérique d'un système de chauffage à induction alimenté par un onduleur et commandé en puissance avec une nouvelle technique de modulation de densité d'impulsions. L'onduleur choisi pour cette application est un onduleur à résonance série en pont complet fonctionnant en haute fréquence.

Afin d'atteindre cet objectif, nous avons abordé ce travail par un état de l'art basé sur une bibliographie très récente qui nous a permis de présenter le principe de fonctionnement du chauffage à induction, ses caractéristiques et ses différentes applications. Et en second lieu, nous avons poursuivi notre étude par des généralités sur les structures et le principe de fonctionnement des onduleurs à résonance monophasés. En plus nous avons effectué une simulation numérique des principales techniques de commande classique. Les résultats obtenus montrent que celles-ci (commandes simultanée et décalée) offrent une régulation de puissance de façon directe et rapide mais ne présentent pas tout le temps des commutations au passage par zéro soit de la tension ou du courant. Ceci engendre des pertes par commutation et un mauvais facteur de puissance.

Afin d'apporter une solution aux inconvénients des méthodes de commande classiques, nous avons introduit la technique de modulation de densité d'impulsions MDI. Concernant cette technique, nous avons commencé par une présentation générale suivie d'une étude analytique dans l'objectif de déduire les expressions de la puissance au niveau de la charge selon les hypothèses simplifiant le système d'étudier.

Un programme de simulation numérique dans l'environnement MATLAB du système onduleur-charge commandé par la MDI a été élaboré. La partie puissance de l'onduleur et de la charge a été réalisée dans l'environnement Matlab-SimpowerSystems. Le bloc de commande a été réalisé dans l'environnement Matlab-Simulink à l'aide d'une table matricielle ( $N$  lignes,  $2*N$  colonnes) capable de générer  $N$  signal de période  $T$ , la période de chaque cycle est égale à la période de résonance. Les interrupteurs de l'onduleur reçoivent ces signaux de commande qui imposent le blocage et le passage du courant vers la charge. Du côté charge, nous avons inséré un transformateur à la sortie de l'onduleur afin d'adapter la charge à son alimentation et ceci dans le but d'avoir des courants adéquats.

Plusieurs essais de simulation ont été effectués, les résultats des formes d'onde du courant et de la tension au niveau de la charge ont été présentés. Les résultats de la puissance montrent bien la possibilité de varier la puissance de chauffage sur une large plage de commande selon le besoin. La comparaison des résultats de simulation avec ceux obtenus par

## Conclusion générale

---

les expressions analytiques montrent une bonne concordance entre ces résultats et ceci nous rassure quant à la validité de notre modèle de simulation.

Cette étude a montré que la technique MDI est une solution option prometteuse pour développer des onduleurs à résonance permettant large variation de la puissance de chauffage. Cette dernière améliore le rendement énergétique et réduit le bruit électromagnétique.

En perspective, la réalisation expérimentale d'un système de chauffage à induction (onduleur – inducteur) serait plus que souhaitable afin de tester les différents types de commande et en particulier la commande MDI.

## Référence Bibliographiques

---

- [1] Jamila Essadaoui « Commande d'un onduleur de puissance destiné au chauffage par induction par la modulation de densité d'impulsion avec amélioration de facteur de puissance ». Comme exigence partielle de la maîtrise du génie électrique, Université du Québec à Trois-Rivières, Novembre 2003.
- [2] Oscar Lucia, Pascal Maussion, Enrique J.Dede, José M.Burdio et Senior « Induction heating technology and its applications: Past development, current technology and future challenges ». IEEE Transactions on Industrial electronics, vol 61, No. 5, Mai 2014.
- [3] Boubekeur Adnani « Modélisation et contrôle des convertisseurs à résonance: application au chauffage par induction ». Magistère en commande électrique, Université de Batna. Janvier 2010.
- [4] Jean Callebaut « Guide power quality » section 7: Efficacité Energétique, [www.leonardo-energy.org/France](http://www.leonardo-energy.org/France), Edition Août 2007.
- [5] Toumi Mohamed « Application des onduleurs multi niveaux dans les systèmes de chauffage par induction: Analyse, Modélisation, et Commande » Magistère en Commande Electrique, Université de Laghouat. Juin 2012.
- [6] Oscar Lucia, Jesus Acero, Claudio Carretero et José M.Burio « Induction Heating Appliances » IEEE Industrial Electronics Magazine. Septembre 2013.
- [7] Rev D « Induction Heating System Topology » Fairchild semiconductor. juillet 2000
- [8] Mammeri Toufik « Contribution à l'étude théorique d'un four à induction » Magistère en Matériaux électrotechnique. Université de Batna. Juin 2012.
- [9] Maurice Orfeuill « Electrotechnique industrielles » Paris dunod. 1981.
- [10] M. Sven WANSER « Simulation des phénomènes de chauffage par Induction, Application à la trempe superficielle » thèse de doctorat. Edition de l'Ecole Doctorale de Lyon des Sciences pour l'Ingénieur: Electrotechnique, Electronique, Automatique. (1995).
- [11] S. L. Semiatin, D.E. Stutz « Induction heat treatment of steel » Metals Park, Ohio American Society for Metals, États-Unis 1986.
- [12] Diaf youssef, Anter Djamila « Modélisation et commande d'un onduleur triphasé piloter par MLI à structure multiniveaux » Mastère en génie électrique, Université de Ouargla, 2012.
- [13] Yakoub K « Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux moteur à induction". Thèse de Magistère, Université de Batna, 2005.
- [14] Yvon Chéron « La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique » Paris Technique et documentation-Lavoisier 1989.

## Référence Bibliographiques

---

- [15] Guy Segulier et Francis Labrique « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, La conversion continu-alternatif» Technique et documentation-Lavoisier Paris 1989.
- [16] Jean-Paul Ferrieux et François Forest « Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance: principes - composants - modélisation » Paris Masson 1994.
- [17] Guy Segulier et Francis Labrique « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, La conversion continu-alternatif» Technique et documentation-Lavoisier Paris 1989.
- [18] Laroche Jacques « électronique de puissance ; convertisseur » Paris Dunod, 2005
- [19] Demian Pimentel «implantation d'un contrôle de puissance pour onduleur à modulation de densité d'impulsions et optimisation des séquences de modulation à l'aide d'algorithmes génétiques» Comme exigence partielle de la maîtrise du génie électrique, Université du Québec à Trois-Rivières, juillet 2006.
- [20] Abdelhalim Sandali « optimisation des performances et élaboration de nouvelles lois de commande des convertisseurs statiques à modulation de densité d'impulsions» Comme exigence partielle du doctorat en génie électrique, Université du Québec à Trois-Rivières, juin 2008.
- [21] Hideaki Fujita et Hirofumi Akagi « Pulse-density modulated power control of a 4 kw, 50 kHz voltage-source inverter for induction melting applications» IEEE Transactions on Industry Applications, Avril 1996..