REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

**UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA**




**F**aculté de **T**echnologie

**D**épartement du **G**énie **E**lectrique

## Projet de Fin d'Etudes de Master

Filière : **Electrotechnique**

Spécialité : **Commandes Electriques**

---

# Asservissement de la puissance dans un système à induction magnétique

---

Présentés par :

**MEDJOUDJ HANI**

**SKENDER ADEL**

Proposés et Dirigés par :

**Dr. Bentouati Smain**

**Promotion 2024**

# Remerciements

Nous remercions le bon dieu pour le courage, la patience qui nous ont été utiles tout au long de notre parcours.

Nous tenons à témoigner notre profonde gratitude et nos remerciements les plus sincères à Dr. BENTOUATI SMAIN pour avoir dirigé notre travail pour son soutien et pour tout le temps qu'elle a consacré au bon déroulement de ce travail.

Et nous tenons à exprimer nos remerciements aux membres du jury. Nous ne pouvons pas oublier de mentionner tous les enseignants du département de Génie électrique de l'Université Médéa qui ont contribué à notre parcours académique.

Ce remerciement ne serait pas complet si on n'a pas pensé à les destiner, avec notre profonde reconnaissance, à nos parents qui nous ont offert un environnement favorable mener à terme notre travail.

Un grand merci pour tous ceux qui, d'une manière ou d'une autre, nous ont aidé et encouragé à la réalisation de ce modeste travail.

# Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à mes chers parents qui sont ce que j'ai plus cher et qui ont toujours était là pour moi sans jamais se plaindre

A toute ma famille sans exception.

Sans oublier tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation, depuis le primaire jusqu'à ce jour, En particulier : **Dr. Bentouati Smain**

Ainsi qu'à tous mes amis particulièrement.

Du fond du cœur, je vous dis tous merci pour votre soutien et pour tout ce que vous avez fait pour moi.

HANI

# Dédicaces

À mon cher père et ma chère mère,

À mon frère et ma sœur,

À toute ma famille,

À tous mes amis,

À tous les enseignants qui ont contribué durant tout mon parcours d'études jusqu'à ce jour,

À tous ceux et toutes celles qui m'ont offert amitié, compréhension et soutien,

Je dédie ce travail modeste.

ADEL

**Introduction Générale**.....1

**Chapitre 1** **Etat de l'art sur le Chauffage par Induction** .....3

**1.1 Introduction** .....4

**1.2 Historique du chauffage par induction** .....4

**1.3 Effets électromagnétiques** .....4

**1.3.1 Effet de peau** .....4

**1.3.2 Effet de proximité** .....4

**1.4 Constitutions de chauffage par induction** .....5

**1.4.1 Les composants d'électronique de puissance** .....5

**1.4.2 Les composants électromagnétiques** .....5

**1.5 Problématique** .....6

**1.6 Objectifs** .....6

**1.7 Méthodologie** .....6

**1.8 Structure du mémoire** .....7

**Chapitre 2** **Chauffage par induction : Principe et applications** ..... 8

**2.1 Principe du chauffage par induction** ..... 9

**2.1.1 Loi de Lenz** .....10

**2.1.2 Courants de Foucault** .....10

**2.1.3 Effet joule** .....10

**2.2 Propriétés du chauffage à induction** .....10

**2.2.1 Transfert de puissance** .....11

**2.2.2 Facteur de puissance** .....11

**2.2.3 Rendement** .....11

**2.3 Inducteur** .....11

**2.4 Type d'inducteur** .....12

**2.5 Les caractéristiques du chauffage à induction** .....12

**2.6 Types de chauffage par induction** .....13

**2.6.1 Chauffage direct** .....13

**2.6.2 Chauffage indirect** .....13

**2.7 Comportement magnétique des matériaux et classification** .....13

**2.8 Les Applications du chauffage par induction ……..13**

**2.9 Avantages du chauffage par induction……..14**

**2.10 Inconvénients du chauffage par induction ……14**

**2.11 Conclusion ……14**

**Chapitre 3 Convertisseurs à Résonance Série……...…….15**

**3.1 Introduction ……..16**

**3.1.1 Systèmes d'alimentation classiques ……..16**

**3.1.2 Convertisseurs statiques à moyenne fréquence ……...17**

**3.2 Qualités d'un bon convertisseur ……17**

**3.3 Généralités des convertisseurs électroniques de puissance ……..18**

**3.3.1 Pertes par commutation ……18**

**3.3.2 Fréquence de commutation ……...18**

**3.3.3 Commutation à courant nul et commutation à tension nulle ……19**

**3.4 Convertisseur à résonance ……..20**

**3.5 Caractéristiques des circuits résonants ……....21**

**3.5.1 Fréquence de résonance ……22**

**3.5.2 Facteur de qualité ……..23**

**3.6 Principe du convertisseur à résonance série ……25**

**3.6.1 Étude analytique ……25**

**3.6.2 Principe de fonctionnement et types d'interrupteurs ……25**

**3.6.2.1 Fonctionnement au-dessous de la fréquence de résonance ……26**

**3.6.2.2 Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance……...26**

**3.6.2.3 Fonctionnement à la fréquence de résonance……...27**

**3.7 Modes de fonctionnement……..……..27**

**3.7.1 Séquence de fonctionnement Fc < Fr……27**

**3.7.2 Résultat de simulation pour Fc < Fr……28**

**3.7.3 Résultat de simulation pour Fc = Fr……30**

**3.7.4 Séquence de fonctionnement pour Fc > Fr……...30**

**3.7.5 Résultat de simulation pour Fc > Fr……31**

**3.8 Commande et régulation……..31**

**3.8.1 Action sur la tension……31**

**3.9 Conclusion……..31**

**Chapitre 4 Commande par modulation de densité d'impulsions MDI……...33**

**4.1 Introduction…….33**

**4.2 Description du système……...35**

**4.3 Topologie du convertisseur…….36**

**4.4 Principe de la commande MDI……..36**

**4.4.1 Caractéristiques de la modulation…….37**

**4.4.2 Types de la MDI……..37**

**4.5 Mode de fonctionnement……39**

**4.6 Étude analytique…….41**

**4.6.1 Hypothèses……...41**

**4.6.1.1 L'expression du courant de la charge est établie suite à la résolution de l'équation……..42**

**4.6.1.2 Expression de la puissance moyenne……45**

**4.7 Résultats de simulation du CRS commandé par MDI à l'aide du logiciel Matlab® et son environnement graphique Simulink® ……47**

**4.7.1 Résultats en boucle ouverte……48**

**4.7.1.1 Résultats de la séquence T = 16 Tr ……48**

**4.7.2 Résultats en boucle fermée……...……..51**

**4.8 Conclusion……...53**

**Conclusion générale……55**

| | |
|---|---|
| CA | Courant alternatif. |
| CC | Courant continu. |
| CRS | Convertisseur à résonance série. |
| F | Farad. |
| H | Henry. |
| RLC | Circuit résistif - inductif – capacitif. |
| MLI | Modulation de largeur d'impulsions. |
| MDI | Modulation de densité d'impulsions. |
| IGBT | Isolated Gate Bipolar Transistor. |
| $i_Q$ | Courant de l'interrupteur. |
| t | Temps. |
| $T_i$ | Interrupteur de commutation du convertisseur (thyristor ou transistor). |
| V | Volte. |
| $V_Q$ | Tension aux bornes de l'interrupteur. |
| $x$ | Variable. |
| ZVS | Zero-Voltage-Switching. |
| Ω | Ohm. |

## الملخص

تتكون هذه الأطروحة من دراسة ونمذجة تقنية جديدة للتحكم في عاكس طاقة أحادي الطور مخصص لتطبيقات التسخين التعريفي. يسمى هذا الأمر: تعديل كثافة النبض (م د ي,MDI) أو تحت الاختصار الإنجليزي (ب د م,PDM) (تعديل كثافة النبض).

تم تقديمه للتغلب على عيوب طرق التحكم التقليدية وتغيير طاقة الخرج لدائرة (مقاومة وملف ومكثف,RLC) المتسلسلة، مع تقليل فقد الطاقة عند المحولات باستخدام تقنية جهد التحويل الصفري (ز ف س ,ZVS) والحفاظ على عامل طاقة جيد.

يتطلب التحكم في قوة الخرج عنصرين للتحكم: الأول مخصص لتوليد إشارة استباقية للنظام، والتي تمثل التشغيل العكسي للنظام. يقوم الجهاز الثاني بتصحيح الأخطاء بين القدرة المقاسة والقدرة المرجعية. يتم عرض نتائج الدراسة والمحاكاة لاستراتيجية التحكم هذه في بيئة ماتلاب سيميولينك.



**الكلمات المفتاحية:** محولات الرنين التسلسلي (CRS)، التحكم في MDI، جهد التبديل الصفري (ZVS).



## Résumé

Ce mémoire consiste à une étude et modélisation d'une nouvelle technique de commande d'un onduleur monophasé de puissance destiné aux applications du chauffage par induction. Cette commande est appelée : Modulation de Densité d'Impulsions MDI ou sous l'abréviation anglaise PDM (Pulse-Density-Modulation). Elle est introduite pour surmonter les inconvénients des méthodes de commande classiques et varier la puissance de sortie d'un circuit RLC série, tout en diminuant les pertes de puissance au niveau des interrupteurs par la technique ZVS (Zero Switching Voltage) et en maintenant un bon facteur de puissance. L'asservissement de la puissance de sortie exige deux organes de commande : le premier a pour but de générer un signal d'anticipation pour le système, qui représente le fonctionnement inverse du système. Le deuxième organe vient corriger les erreurs entre la puissance mesurée et la puissance de référence. L'étude et les résultats de simulation de cette stratégie de commande sont présentés dans l'environnement Matlab/Simulink.



**Mots clés :** Convertisseurs à Résonance Série (CRS), Commande MDI, Zero Switching Voltage (ZVS).



## Summary

This dissertation consists of a study and modelling of a new control technique for a single-phase power inverter intended for induction heating applications. This command is called: Pulse Density Modulation MDI or by the English abbreviation PDM (Pulse-Density-Modulation). It is introduced to overcome the disadvantages of conventional control methods and vary the output power of a series RLC circuit, while reducing power losses at the switches using the ZVS (Zero Switching Voltage) technique and maintaining a good power factor. Controlling the output power requires two control elements: the first is intended to generate an anticipation signal for the system, which represents the reverse operation of the system. The second organ corrects the errors between the measured power and the reference power. The study and simulation results of this control strategy are presented in the MATLAB/Simulink environment.



**Keywords:** Serial Resonance Converters (CRS), MDI Control, Zero Switching Voltage (ZVS).

# Introduction Générale

## Introduction Générale

Le chauffage par induction s'applique aux matériaux ferromagnétiques. Son principe consiste à placer l'élément à chauffer dans un champ magnétique variable. Cela génère des courants de Foucault à l'intérieur du matériau, provoquant son échauffement par effet Joule. L'élément chauffé peut être un solide ou un liquide. Cette méthode de chauffage offre un rendement énergétique très élevé, proche du maximum [1].

Le chauffage par induction présente plusieurs avantages par rapport aux autres méthodes de chauffage. Il permet un chauffage rapide et précis, avec un contrôle précis de la température. De plus, il est efficace sur le plan énergétique, car la chaleur est générée directement à l'intérieur du matériau, évitant ainsi les pertes d'énergie liées à la conduction ou à la convection [1].

Le chauffage par induction trouve énormément d'applications en industrie et le secteur domestique et médical [2]. Elle peut être utilisée pour chauffer une large gamme de matériaux conducteurs, tels que les métaux, les plastiques et les liquides. Les puissances impliquées vont de quelques watts à plusieurs centaines de kilowatts. La fréquence de fonctionnement, déterminée selon la forme du produit, le traitement désiré et la nature du matériau, peut atteindre des centaines de kilohertz.

Historiquement, on utilisait des convertisseurs rotatifs (alternateurs) ou statiques (gradateurs) pour les applications de chauffage par induction [2]. Ces convertisseurs robustes et fiables permettaient de fonctionner à haute puissance, mais le chauffage était lent et la puissance volumique injectée faible. Dans la plupart des cas aujourd'hui, on a recours à des fréquences plus élevées afin d'améliorer les performances du système.

Pour assurer un chauffage inductif précis, il est nécessaire de pouvoir réguler rapidement et en continu la puissance, de préférence en charge. Le réglage par action sur la tension d'alimentation est très répandu, utilisant des onduleurs monophasés pour faire varier la tension [3]. Ils présentent toutefois trois inconvénients importants :

- Ondulation élevée du signal de sortie, nécessitant un filtre supplémentaire ;
- Facteur de puissance bas à faible puissance ;
- Présence d'harmoniques dans le courant absorbé par le réseau.

Les convertisseurs à résonance constituent une solution très performante. Ce sont des circuits électroniques oscillants série ou parallèle qui exploitent le principe de résonance. Cela permet de minimiser les contraintes sur les interrupteurs, réduire les harmoniques et les pertes de commutation. Grâce à la commutation douce facilitant leur fonctionnement à moyenne et haute fréquence, ces convertisseurs ont permis la réalisation d'alimentations très efficaces dans divers domaines. De par leurs avantages par rapport aux convertisseurs classiques à découpage, ils ont gagné une importance significative dans de nombreuses applications industrielles. Cependant, leur structure complexe nécessite une parfaite compréhension de leur fonctionnement et des mécanismes de commutation pour une mise en œuvre adéquate.

Différentes lois de commande ont été utilisées, dans le cas des topologies à résonance, pour contrôler l'écoulement de la puissance entre la source d'entrée et la charge. Parmi ces méthodes, les principales sont :

- La commande par fréquence ;
- La commande par modulation de largeur d'impulsions ;

Cependant dans les commandes ci-dessus mentionnées, on assiste à une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique du fait que les interrupteurs de puissance ne sont pas tout le temps commuté au passage par zéro soit de la tension ou du courant [3].

La modulation de densité d'impulsions (MDI) a été introduite pour pallier les inconvénients des méthodes de commande classiques. L'atout majeur de la MDI réside dans le fait que la commutation s'effectue lors du passage à zéro du courant, et ce sur une large plage de variation de la puissance de sortie [3] [4]. Il convient également de souligner que la MDI fonctionne toujours à une fréquence fixe (la fréquence de résonance), ce qui facilite la mise en œuvre du montage. Enfin, dans le cas d'un pont onduleur monophasé, l'application de la MDI ne nécessite aucun condensateur de valeur élevée pour le filtrage, ce qui s'avère très avantageux pour le facteur de puissance.

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 d'action structuré qui est décrit dans les chapitres suivants.

# Chapitre 1

## Etat de l’art sur le Chauffage par Induction

# 1.1 Introduction

Le chauffage par induction est une technique largement répandue dans de nombreuses technologies avancées. Au cours des trente dernières années, l'utilisation de la technique de chauffage par induction s'est généralisée dans les applications métallurgiques, devenant ainsi la méthode privilégiée dans ce domaine Le chauffage par induction est une méthode extrêmement efficace et prometteuse pour le traitement des matériaux par électromagnétisme. Grâce à sa capacité à fournir une chaleur de haute puissance tout en économisant de l'énergie et en travaillant rapidement, cette méthode est considérée comme l'une des plus puissantes. De plus, elle permet un meilleur contrôle de la fusion des métaux et offre une grande souplesse d'utilisation. Les appareils de chauffage par induction de différents types présentent également des avantages par rapport à d'autres équipements similaires.

# 1.2 Historique du chauffage par induction

Le phénomène d'induction magnétique fut découvert par le physicien anglais Mickael Faraday en 1831, c'est dans les années 1900 que l'on commence à utiliser l'induction comme procédé de chauffage de pièces en métal, mais il est très limité à cause des faibles puissances disponibles.

En 1922, l'avènement des générateurs dynamiques rend l'induction plus efficace et des études scientifiques sur le chauffage par induction montrent que l'on peut chauffer différentes parties d'une pièce conductrice sans chauffer les autres en jouant sur la fréquence et la puissance, de ce fait, le traitement superficiel par induction est né. Plus tard dans les années 1960, l'arrivée des générateurs statiques avec les semi-conducteurs a permis l'utilisation de plus grandes puissances à des gammes de fréquences importantes. Aujourd'hui, le chauffage par induction est un procédé industriel bien maitrisé dans un grand nombre de domaines, tels que la fonderie, le soudage ou le durcissement [5]

# 1.3 Effets électromagnétiques

Avant d'aborder les équations régissant l'induction électromagnétique, il convient de souligner certains effets qui influent sur le processus de traitement thermique par induction et qui contribuent à déterminer la répartition finale de la température dans une pièce traitée

## 1.3.1 Effet de peau

L'effet de peau ou effet pelliculaire (ou plus rarement effet Kelvin) est un phénomène électromagnétique qui fait que, à fréquence élevée, le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs. Ce phénomène d'origine électromagnétique existe pour tous les conducteurs parcourus par des courants alternatifs. Il provoque la décroissance de la densité de courant à mesure que l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Il en résulte une augmentation de la résistance du conducteur. Cela signifie que le courant ne circule pas uniformément dans toute la section du conducteur. Tout se passe comme si la section utile du conducteur était plus petite. La résistance augmente, ce qui conduit alors à des pertes par effet Joule plus importantes.

## 1.3.2 Effet de proximité

L'effet de proximité est un effet de surface qui consiste à redistribuer la densité du courant dans certaines régions de la pièce traitée. Les systèmes d'induction se composent de deux conducteurs. L'un de ces conducteurs est un inducteur qui porte le courant source et l'autre est la pièce à traiter située près de l'inducteur, comme indiqué sur la figure 1.1. Les courants induits ont un sens opposé à celui des courants sources de l'inducteur. Cela implique que les courants se concentrent sur les surfaces se faisant face. En effet, lorsque les courants circulent dans des sens opposés, les lignes de champs magnétiques crées par chacun des deux conducteurs ont le même sens dans la région entre les deux conducteurs ce qui se traduit par une très forte intensité du champ magnétique dans cette région-là. Dans le cas d'un montage asymétrique, les courants induits ont une densité plus importante à la surface dans la région où

la distance pièce-inducteur est petite (bon couplage). Il en résulte une profondeur de pénétration et une chauffe plus importante, alors que dans la région où la distance pièce-inducteur est grande (mauvais couplage), la concentration des courants induits est plus faible ce qui implique une chauffe et une profondeur de pénétration plus faibles. Pour obtenir une chauffe homogène de la surface de la pièce, cette dernière est souvent mise en rotation durant le processus d'induction.

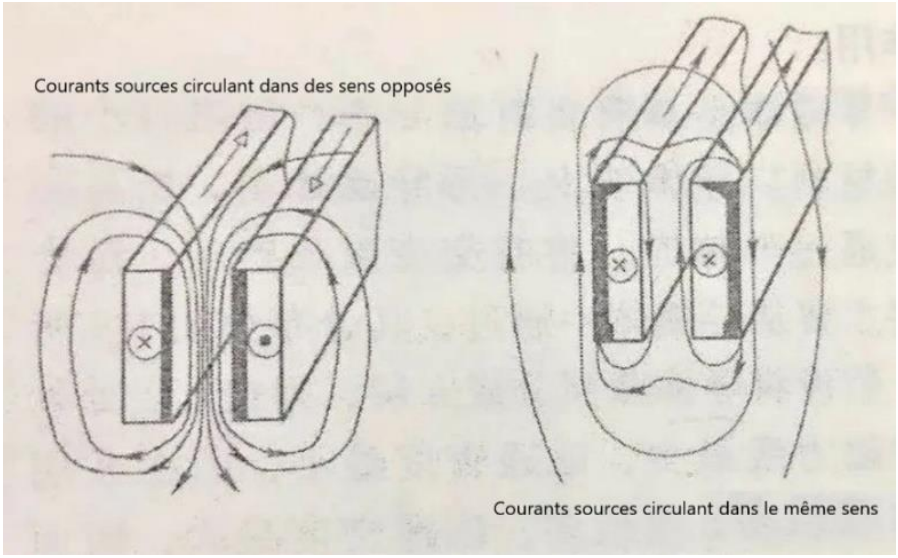



Figure 1.1 : Distribution des courants induits dû à l'effet de proximité opposés,

Tirée de Rudnev et al. (2003).

## 1.4 Constitutions du chauffage par induction

Une installation de chauffage par induction est constituée de deux principaux composants, comme indique dans la figure1.2 :

### 1.4.1 Les composants d'électronique de puissance

- Un convertisseur branché sur le réseau électrique (50 Hz). Il permet de modifier la fréquence du courant ;
- Un coffret d'adaptation d'impédance constitué d'une batterie de condensateurs. Il permet d'obtenir le point de fonctionnement optimal du générateur (fréquence et puissance).

### 1.4.2 Les composants électromagnétiques

- Un ou plusieurs inducteurs alimentés par un courant sinusoïdal. Il crée un champ électromagnétique agissant sur la charge ;
- Un corps à chauffer. [7]

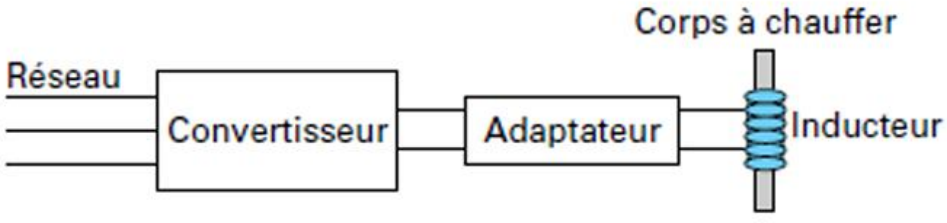



Figure 1.2 : Constitution général d'un système de chauffage par induction.

Et on ajoute généralement à ces deux composants :

- Un système de refroidissement par eau de la source de puissance, du coffret d'adaptation et éventuellement de l'inducteur ;
- Un système de présentation ou de manutention des pièces à chauffer ;
- Un ensemble de contrôle-commande de l'installation.

## 1.5 Problématique

Le chauffage par induction est une méthode de chauffage efficace et polyvalente, mais elle présente également certaines problématiques à prendre en compte. Voici quelques-unes des principales :

- Coûts d'installation élevés : Les systèmes de chauffage par induction nécessitent des investissements initiaux importants en raison du coût de l'équipement spécialisé, tels que les bobines d'induction, les convertisseurs de puissance et les systèmes de contrôle.
- Consommation d'électricité élevée : Le chauffage par induction fonctionne grâce à l'électricité, ce qui peut entraîner des coûts d'exploitation élevés, en particulier dans les régions où l'électricité est chère.
- Interférences électromagnétiques : Les champs magnétiques générés par les bobines d'induction peuvent provoquer des interférences avec d'autres équipements électroniques à proximité, nécessitant des mesures de protection spéciales.
- Risques de surchauffe : Si le processus de chauffage n'est pas contrôlé avec précision, il peut y avoir un risque de surchauffe locale, ce qui peut endommager les matériaux ou provoquer des dangers pour les opérateurs.
- Limitations de taille et de forme : Le chauffage par induction est plus efficace pour les pièces de petite taille ou pour les zones localisées. Il peut être difficile de chauffer uniformément des pièces de grande taille ou de forme irrégulière.
- Exigences de maintenance : Les systèmes de chauffage par induction nécessitent une maintenance régulière pour garantir leur bon fonctionnement et leur efficacité à long terme.
- Besoins en compétences spécialisées : La conception, l'installation et l'exploitation des systèmes de chauffage par induction nécessitent des compétences spécialisées, ce qui peut entraîner des coûts de formation et de main-d'œuvre supplémentaires.

Malgré ces problématiques, le chauffage par induction reste une option intéressante dans de nombreuses applications industrielles grâce à sa rapidité, son efficacité énergétique et son contrôle précis de la température.

## 1.6 Objectifs

Ce travail a pour objectif l'étude d'un onduleur dédié au chauffage par induction. Dans cet onduleur, le contrôle de la puissance est assuré à l'aide de la technique de modulation de densité d'impulsions (MDI). Les objectifs spécifiques sont :

- L'utilisation de la technique de modulation de densité d'impulsions (MDI) pour le réglage de la puissance ;
- L'asservissement de la puissance du chauffage.

## 1.7 Méthodologie

La méthodologie de ce sujet de recherche consiste à faire une étude sur les topologies existantes de chauffage par induction et sur les moyens utilisés pour varier la puissance. Ensuite, il s'agit de mettre en évidence les avantages d'une technique comme la MDI qui permet de contrôler la puissance de sortie tout en diminuant les pertes de puissance au niveau des interrupteurs et en maintenant un bon facteur de puissance [3] [4]. La régulation de puissance avec MDI peut se faire de plusieurs façons, il faudrait donc

déterminer, par simulation dans l'environnement *Matlab/Simulink*, une stratégie de commande qui affecte le moins possible le facteur de puissance.

## 1.8 Structure du mémoire

Le document présenté est divisé en quatre chapitres. Dans les paragraphes suivants, le contenu de chacun est brièvement expliqué.

Le premier chapitre est consacré aux dernières évolutions en matière de chauffage par induction.

Dans le deuxième chapitre, nous évoquerons le principe du chauffage par induction électromagnétique avec une explication des lois de son fonctionnement. Les caractéristiques du chauffage par induction seront mentionnées, ainsi que les types de chauffage par induction et leurs applications. Nous aborderons également l'inducteur et les différents types d'inducteurs. Le comportement magnétique des matériaux et leur classification seront expliqués. Enfin, nous mentionnerons les avantages et les inconvénients du chauffage par induction.

Dans le troisième chapitre, une étude des convertisseurs à résonance sera présentée, ainsi que les structures. On décrira d'abord les avantages de ceux-ci par rapport à d'autres topologies, ainsi que le principe de fonctionnement d'un convertisseur à résonance série. Ces convertisseurs sont classés en deux catégories :

- Les convertisseurs qui fonctionnent au-dessous de la fréquence de résonance et font appel à des interrupteurs du type thyristor (amorçage commandé et blocage spontané) ;
- Les convertisseurs qui fonctionnent au-dessus de la fréquence de résonance et font appel à des interrupteurs du type thyristor dual (amorçage spontané et blocage commandé).

Nous effectuerons une simulation à l'aide de Matlab/Simulink des différentes configurations, qui sera décrite et réalisée. De plus, nous présenterons les différentes stratégies de commande et de régulation des convertisseurs à résonance.

Dans le dernier chapitre, il sera question de la conception et de l'analyse d'une nouvelle technique de commande d'un onduleur de puissance destiné aux applications du chauffage par induction, appelée la modulation de densité d'impulsion. Une étude analytique et les résultats de simulation dans l'environnement Matlab®/Simulink® seront inclus. De plus, l'étude et la simulation de la commande du système en boucle fermée seront présentées : il s'agira d'un contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

# Chapitre 2

## Chauffage par induction : Principe et applications

## 2.1 Principe du chauffage par induction

Le chauffage par induction est une application directe de deux lois physiques, la loi de Lenz et l'effet Joule, il s'applique aux matériaux conducteurs. Son principe consiste à placer l'élément à chauffer dans un champ magnétique variable, il se développe des courants de Foucault au sein du matériau qui provoque son échauffement par effet Joule [2].

En effet, 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) [5].

La figure 2.1 représente le Principe du chauffage par induction.

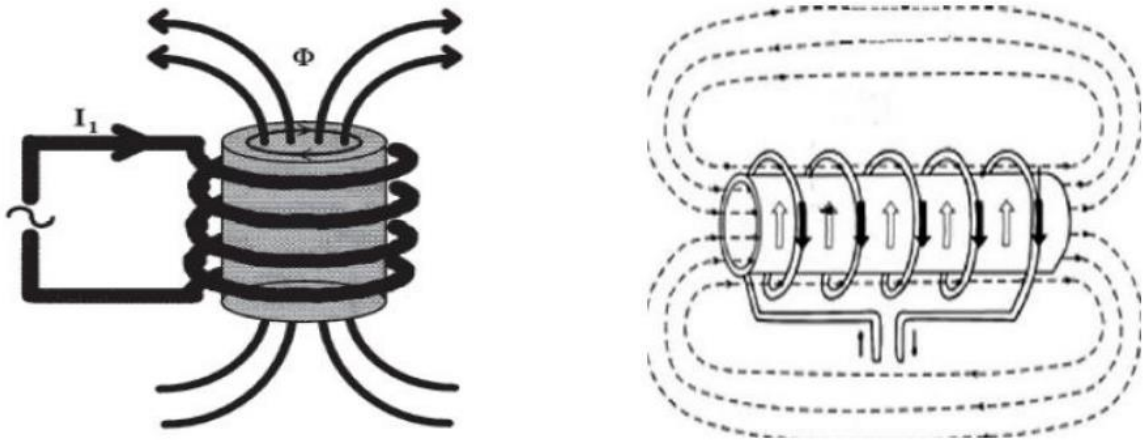



Figure 2.1: Principe du chauffage par induction.

Lorsqu'on applique une différence de potentiel alternatif V aux bornes d'un bobine, 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 et, d'après la loi de Lenz, induit une force électromotrice donnant naissance à des courants de Foucault.

$$\vec{j} = \sigma \overrightarrow{E_m} \tag{2.1}$$

$$\overrightarrow{E_m} = \vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B} \tag{2.2}$$

Avec :

$\vec{j}$ : Densité de courant $[\mathrm{A/M^2}]$ ;

$\sigma$ : Conductivité électrique $[\Omega.m]^{-1}$ ;

$\overrightarrow{E_m}$: Champ électromoteur [V/m] ;

$\vec{E}$ : Champ électrique [V/m] ;

$\vec{B}$ : Induction magnétique [T] ;

$\vec{V}$ : vitesse de la particule [m/s].

La force électromotrice est déterminée par la relation suivante :

$$e = -\frac{d\varphi}{dt} \tag{2.3}$$

e : Force électromotrice [V] ;

dφ : étant la variation du flux magnétique traversant le matériau en [Wb] pendant un temps en [s].

### 2.1.1 Loi de Lenz

En 1843, le physicien allemand Heinrich Lenz énonce la règle suivante dictant l'orientation du courant induit par la variation temporelle du champ magnétique : Le courant induit dans un cadre est tel que le champ magnétique induit généré par ce courant dans la région à l'intérieur du cadre s'oppose à la variation du flux magnétique (champ magnétique qui traverse une surface) externe qui travers le cadre.

### 2.1.2 Courants de Foucault

Courants étudiés par le physicien français Léon Foucault, apparaissant dans la masse de tout matériau conducteur en mouvement dans un champ magnétique, ou dans tout matériau conducteur placé dans un champ magnétique variable. J.B. Léon Foucault (1819-1868) Les lignes de ces courants sont fermées sur elles-mêmes : on parle de boucles de courants. Les courants de Foucault s'expliquent par le phénomène d'induction électromagnétique. En anglais, on parle d' « eddy current ». [6]

Le chauffage par induction est produit par les courants de Foucault induits dans la pièce à chauffer. Ce type de chauffage est donc réservé aux matériaux conducteurs. Il est par exemple utilisé dans les plaques de cuisson à induction, et également en métallurgie avec les fours à induction qui chauffent le minerai jusqu'à sa température de fusion [7].

### 2.1.3 Effet joule

Lorsqu'on place une pièce conductrice dans un champ magnétique variable, elle sera le siège des courants induits de Foucault. Leur circulation provoque l'échauffement de la pièce d'après l'effet joule [8].

L'énergie calorifique $Q$ (en joule) dégagée par un conducteur électrique de résistance $R$ (en Ohm) traversée par un courant d'intensité $I$ (en Ampère) pendant un temps $t$ (en seconde) est donné par la relation (2.4).

$$Q = R \,.\, I^2 . t \tag{2.4}$$

Où :

$Q$ : L'énergie calorifique [J] ;

$R$ : La résistance [Ω] ;

$I$ : Courant d'intensité [A].

## 2.2 Propriétés du chauffage à induction

Les principales propriétés du chauffage à induction sont :

- Transfert de puissance par effet joule ;

- Le facteur de puissance ;

- Le rendement électrique.

### 2.2.1 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.

### 2.2.2 Facteur de puissance

Le facteur de puissance $f_p$ est défini comme le quotient de la puissance active par la puissance apparente S, et en régime sinusoïdal :

$$f_p = \frac{P}{S} = \frac{V \times I \times f_p}{S} = cos\,\varphi \tag{2.5}$$

$f_p$: Facteur de puissance ;

$P$ : Puissance active [W] ;

$V$ : Tension [V] ;

$\varphi$ : Déphasage entre la tension et le courant ;

$S$ : Puissance apparente [VA].

Le facteur de puissance est dit en retard lorsque le courant fondamental est en retard sur la tension sinusoïdale ou lorsqu'il s'agit d'une charge consommatrice de puissance réactive ($\varphi < 0$) ;

Alors que le facteur de puissance est dit en avance lorsque le courant est en avance sur la tension ou lorsqu'il s'agit d'une charge fournissant de la puissance réactive ($\varphi > 0$).

### 2.2.3 Rendement

Le rendement électrique $\eta$ est défini par l'équation suivante :

$$\eta = \frac{p}{p + p_i} \tag{2.6}$$

Où :

$p$ : représente la puissance transmise à la charge ;
$p_i$ : représente la puissance dissipée dans l'inducteur.

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 obtenir un meilleur rendement sont les suivantes :

- Pour l'inducteur, utiliser un matériau de faible résistance, généralement du cuivre électrolytique ;
- Minimiser la distance entre les enroulements ;
- Établir une bonne connexion entre l'inducteur et la charge, en limitant l'entrefer et en choisissant une taille d'inducteur suffisamment longue.

## 2.3 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 [9].

## 2.4 Type d'inducteur

Du fait que chaque application du chauffage par induction nécessite son profil de chauffe particulier, les inducteurs peuvent êtres de formes et de dimensions très différentes. La géométrie de l'inducteur n'est pas seulement déterminée par les profils de chauffe requis, mais également par le type de générateur utilisé [10].

Les bobines d'induction sont des conducteurs conçus en tubes de cuivre refroidis à l'eau. Les inducteurs peuvent prendre plusieurs formes [11], telles que dans la figure 2.2 :

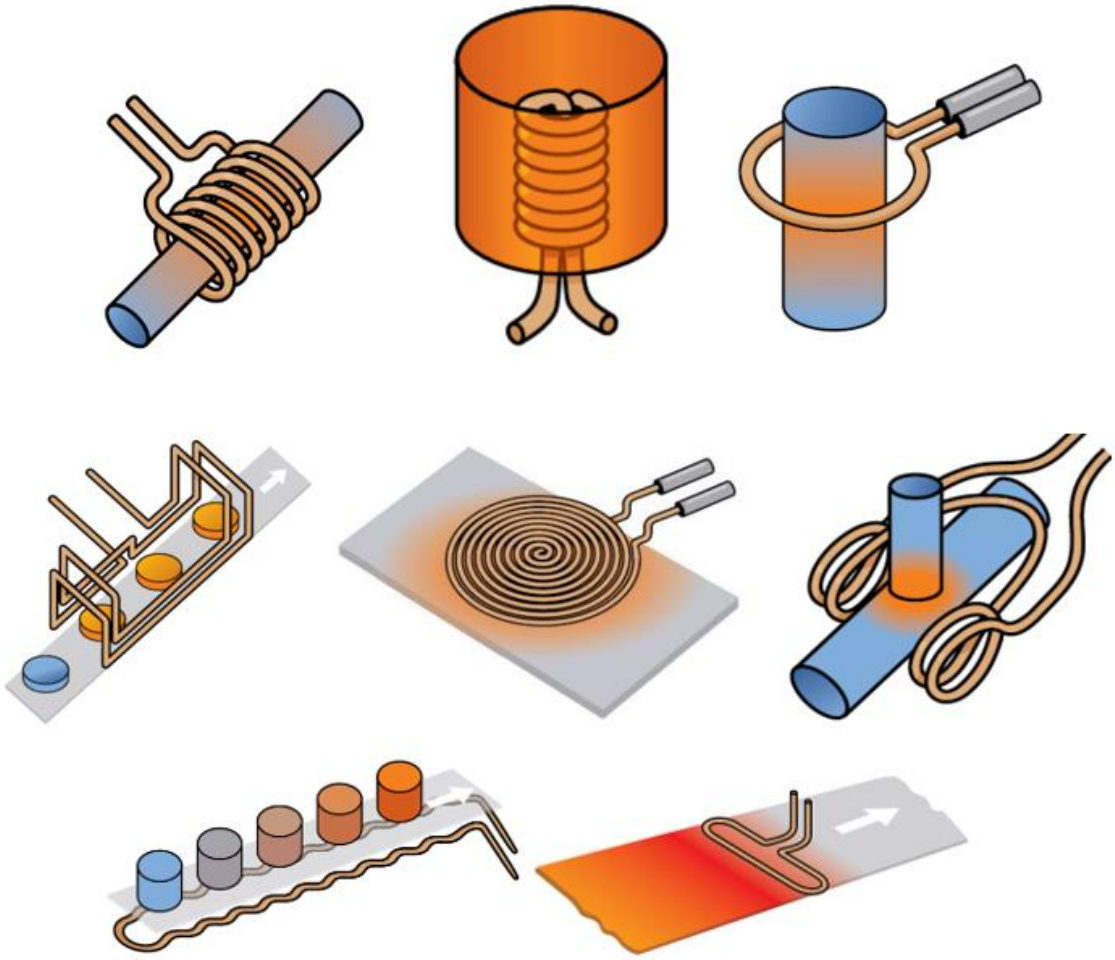


Figure 2.2 : chauffages par induction avec des inducteurs de formes différentes.

## 2.5 Les caractéristiques du chauffage à induction

Les caractéristiques essentielles du chauffage par induction sont :

1. la création de la chaleur au sein du matériau à chauffer (homogénéité de chauffage) ;
2. La faible inertie thermique (souplesse) ;
3. La densité de puissance importante (rapidité de chauffage).

Pour les applications industrielles, plusieurs grandeurs caractérisent l'efficacité Thermique et énergétique de l'induction :

- La profondeur de pénétration électrique (L'effet de peau) ;
- La puissance dissipée dans la pièce ;
- La profondeur de pénétration thermique ;
- Le rendement inducteur – charge.

## 2.6 Types de chauffage par induction

### 2.6.1 Chauffage direct

Les courants de Foucault se propagent directement à travers la pièce à chauffer, ce qui provoque son échauffement par effet Joule.

### 2.6.2 Chauffage indirect

Le courant est généré dans un élément en contact thermique avec la charge. Dans le chauffage indirect, la cuve peut être métallique, éventuellement revêtue. Dans ce cas, un courant est induit dans le récipient, et la chaleur est propagée par les conditions thermiques à travers la pièce à chauffer, généralement un liquide non conducteur.

## 2.7 Comportement magnétique des matériaux et classification

Les matériaux peuvent être classifiés en fonction de leur comportement magnétique en quatre grandes catégories : les diamagnétiques, les paramagnétiques et les ferromagnétiques, Antiferromagnétique. Le tableau 2.1 représente comportements magnétiques à chaque type de matériaux.

Tableau 2.1 : Comportement magnétique des matériaux et classification.

| Diamagnétique | Paramagnétique | Ferromagnétique | Antiferromagnétique |
|---|---|---|---|
| Matériaux faiblement magnétiques. Leur susceptibilité magnétique est faible, ce qui signifie que leur perméabilité magnétique relative est proche de 1. Ils sont repoussés par un champ magnétique. Exemples : bismuth, argent, plomb, eau. | Matériaux présentant un magnétisme très peu significatif. Leur susceptibilité magnétique est faible et leur perméabilité magnétique relative est proche de 1. Ils sont attirés par un champ magnétique. Exemples : air, aluminium, palladium, aimant moléculaire. | Matériaux fortement magnétiques. Leur susceptibilité magnétique est élevée, ce qui se traduit par une perméabilité magnétique relative significativement supérieure à 1. Ils sont fortement attirés par un champ magnétique. Exemples : fer, cobalt, nickel, acier doux. | Matériaux qui ne montrent pas de magnétisme même sous l'action d'un champ magnétique induit. Exemple : oxyde de manganèse. |

## 2.8 Les Applications du chauffage par induction

Les applications du chauffage par induction sont très nombreuses dans l'industrie ou à caractère domestique [12]. On peut citer :

- La fusion des métaux ou de leurs alliages ;
- Le soudage de pièces métalliques ;

- Le frettage ;
- Le réchauffage avant formage et forgeage ;
- L'industrie chimique ;
- Le plasma inductif ;
- Table à cuisson ;
- Le brassage électromagnétique d'alliages métalliques ;
- Le confinement électromagnétique de plasma ;
- Le décapage de peinture ;
- La recharge d'accumulateurs.

## 2.9 Avantages du chauffage par induction

- De régler la chaleur à diffuser de manière précise. La chaleur se transmet beaucoup plus rapidement le long de l´objet qu´une chaleur par convection traditionnelle ;
- De chauffer des parties inaccessibles, comme par exemple des morceaux de métal, encastrés dans du bois, du PVC, ou dans d´autres vacuum. [6]
- Une économie d´espace que les installations pour chaleur par convection dans la mesure où la chaleur est présente elle-même dans la matière, la radiation thermique est alors très petite ;
- De meilleures conditions de travail sans saleté ni fumée par rapport aux installations traditionnelles de chauffage ;
- D´avoir une rentabilité beaucoup plus importante, conditionnée par une moindre perte de chaleur et d´émission [6].

## 2.10 Inconvénients du chauffage par induction

Lors de mauvaises manipulations, d´autres objets peuvent être involontairement chauffés. Pour y remédier, on utilise le procédé d´émulsion ou le refroidissement par eau. [6]

- Des coûts d´acquisition élevée pour les fortes puissances.
- Des champs électromagnétiques peuvent apparaître ce qui peut alors perturber.

L'environnement, lorsque les isolations sont mauvaises ou bien lorsqu´il y a une protection HF.

## 2.11 Conclusion

Le chauffage par induction est produit par les courants de Foucault induits dans la pièce à chauffer. Ce type de chauffage est donc réservé aux matériaux conducteurs. Il est par exemple utilisé dans les plaques de cuisson à induction, et également en métallurgie avec les fours à induction qui chauffent la masse métallique jusqu'à la faire fondre. L'avantage principal du chauffage par induction est que la chaleur est directement générée dans le matériau devant être chauffé. Cela permet de réduire fortement les temps de réponse et d'obtenir de très bons rendements et des possibilités de chauffe localisées.

# Chapitre 3

## Convertisseurs à Résonance Série

## 3.1 Introduction

Un convertisseur statique est un dispositif qui assure l'interface entre deux sources d'énergie électrique. Son rôle est de contrôler le transfert d'énergie entre ces deux sources, ce transfert étant réalisé selon les exigences spécifiques de l'application. Ce transfert peut s'opérer de manière indirecte, lorsque l'énergie est stockée temporairement avant d'être utilisée, ou bien de manière directe [13]. La figure 3.1 montre une classification des convertisseurs électroniques de puissance selon la nature de la source d'entrée et celle de sortie.

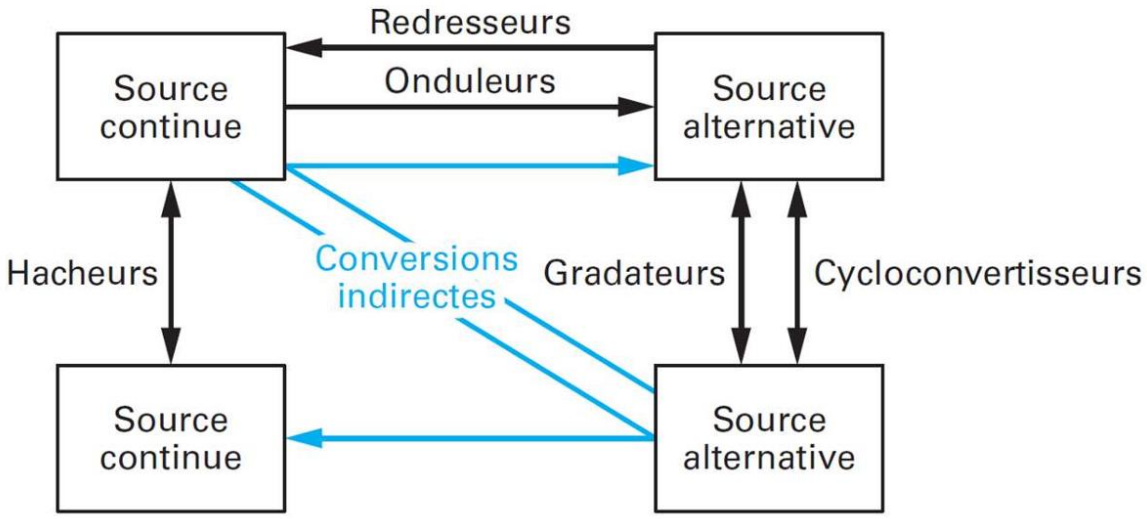



Figure 3.1 : Classification des convertisseurs électroniques de puissance [13].

Et, les convertisseurs de fréquence ont pour fonction de convertir un courant à la fréquence du réseau en un courant de fréquence différente, généralement plus élevée, destiné à alimenter l'inducteur de chauffage. Quatre types de générateurs sont utilisés [5] :

- Systèmes d'alimentation classiques ;
- Convertisseurs à groupe rotatif ;
- Convertisseurs statiques à moyenne fréquence ;
- Système à haute fréquence.

La fréquence et la puissance élevées des convertisseurs statiques sont utilisées dans une grande étendue des applications du chauffage [3]. Les convertisseurs statiques forment un ensemble très vaste et diversifié. Cette diversité provient d'une part des nombreux types de conversion à effectuer, et d'autre part du grand nombre de dispositifs à semi-conducteurs disponibles pour les réaliser.

### 3.1.1 Systèmes d'alimentation classiques

Ces systèmes se raccordent directement sur le réseau de distribution (50-60 Hz) [6]. Généralement, ils n'ont pas besoin d'un convertisseur de fréquence. Ces convertisseurs statiques comprennent souvent des composants réactifs tels que des transformateurs et des condensateurs, ainsi que des dispositifs de protection et d'adaptation. Ils peuvent également inclure des éléments semi-conducteurs. Ces convertisseurs sont capables de fonctionner à des niveaux de puissance très élevés. La figure 3.2 illustre un exemple d'un système d'alimentation d'une charge par contacteur statique à thyristors. Dans ce système, on utilise un gradateur à thyristors, un filtre passif à l'entrée et une charge RL à la sortie.

La régulation de puissance est assurée par une commande par retard de phase ou une commande par train d'ondes [2].

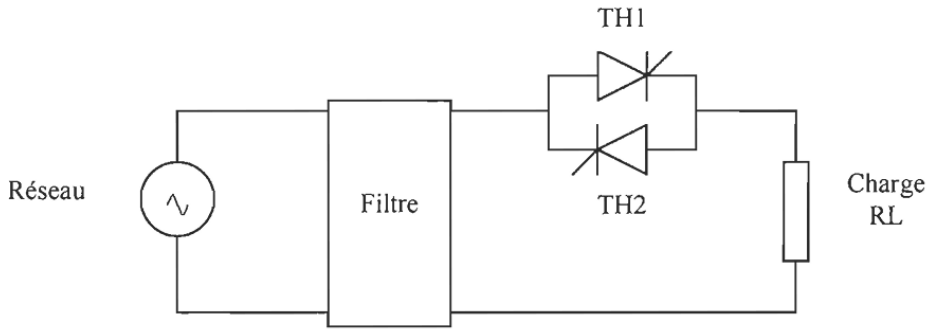



Figure 3.2 : Système d'alimentation classique avec un gradateur.

### 3.1.2 Convertisseurs statiques à moyenne fréquence

Les convertisseurs statiques à moyenne fréquence fournissent des fréquences variant de quelques centaines de hertz à 10 000 Hz environ. Ils sont destinés à produire du courant alternatif à partir d'une source à courant continu.

Dans les systèmes de chauffage par induction, les dispositifs sont constitués d'un transformateur ayant pour rôle d'abaisser la tension, ainsi que d'interrupteurs à semi-conducteurs et de composants passifs [3][9]. Par rapport aux autres systèmes, les convertisseurs statiques sont plus simples et plus économiques. Ils présentent les principaux avantages suivants :

- Adaptation automatique de la fréquence ;
- Implantation plus simple et taille plus petite ;
- Absence de bruit ;
- Meilleur rendement.

Ces convertisseurs peuvent être soit pilotés, c'est-à-dire que leur fréquence est imposée par le circuit de commande et de régulation, soit le plus souvent autopilotés, c'est-à-dire que leur fréquence est imposée par le circuit d'utilisation lui-même. Ces types de convertisseurs sont communément appelés convertisseurs à résonance.

## 3.2 Qualités d'un bon convertisseur

Avant d'approfondir l'étude des convertisseurs à résonance série, il est judicieux de souligner certains aspects cruciaux à prendre en compte lors de la conception des convertisseurs électroniques :

- Protection du convertisseur au niveau du courant ;
- Isolation galvanique ;
- Rendement élevé ;
- Puissance massique élevée.

Le rendement est d'une importance capitale pour les convertisseurs de puissance élevée, quelle que soit leur topologie. Il est donc essentiel que ces systèmes soient conçus de manière à minimiser les pertes d'énergie. Pour cela, il faut utiliser des composants qui sont en théorie non dissipatifs, tels que :

- Composants passifs uniquement réactifs (condensateurs, bobines et transformateurs) ;
- Interrupteurs à semi-conducteur.

## 3.3 Généralités des convertisseurs électroniques de puissance

Selon la littérature, les convertisseurs de puissance peuvent être classifiés en deux grandes catégories [13]-[14], comme montre sur le tableau 3.1.

Tableau 3.1 : Le commutation des convertisseurs de puissance

| Commutation dure | Commutation douce |
|---|---|
| L'ouverture et la fermeture des dispositifs semi-conducteurs se font au moment où il existe des courants ou tensions considérables dans les interrupteurs. | La commutation se fait au passage par zéro de la tension ou du courant. Et Ces possèdent des densités de puissance élevées et des pertes par commutation très faibles [13]. |

### 3.3.1 Pertes par commutation

La plupart des convertisseurs statiques à semi-conducteurs fonctionnent selon le principe de la commutation dure, que ce soit pour les convertisseurs CC-CC ou CC-CA contrôlés par modulation de largeur d'impulsions (MLI). Ce procédé consiste à couper ou fournir un courant donné lorsqu'un certain seuil de tension est atteint lors de la commutation. Cependant, cette méthode entraîne d'importantes pertes par commutation, d'autant plus élevées que la fréquence de commutation augmente. C'est cette limitation qui restreint la fréquence de fonctionnement des convertisseurs de puissance classiques.

En plus, cela produit aussi une quantité importante de bruit électromagnétique (dû aux grandes variations de tension et de courant générées dans des temps très courts).

Une relation simplifiée qui permet de calculer les pertes par commutation est la suivante [15] :

$$P_c = \frac{1}{2}\, v\, I_c\, F_c(t_F + t_O) \tag{3.1}$$

$P_c$ : Pertes par commutation [W] ;

$v$ : Tension de commutation [V] ;

$I_c$ : Courant de commutation [A] ;

$F_c$ : Fréquence de commutation [Hz] ;

$t_F$ : Temps de fermeture [s] ;

$t_O$ : Temps d'ouverture [s].

### 3.3.2 Fréquence de commutation

L'un des atouts majeurs des convertisseurs opérant à hautes fréquences de commutation réside dans la réduction significative de l'encombrement des transformateurs et des éléments de filtrage intégrés au système. Cette miniaturisation des composants constitue un avantage de taille, notamment dans un souci d'optimisation de l'espace. Cependant, il convient de souligner que ces fréquences élevées engendrent des pertes par commutation non négligeables, facteur qui doit être pris en compte dans la conception afin de garantir un rendement optimal (3.1). Celles-ci ont alors une influence très forte sur le rendement énergétique du système.

Or, ces pertes peuvent être réduites en utilisant des circuits d'aide à la commutation placés en parallèle avec les interrupteurs de puissance. Malheureusement, l'utilisation de ces dispositifs ne fait que déplacer les pertes d'un endroit à un autre car les pertes totales du système restent inchangées [15].

Une approche réputée plus efficiente consiste à agir judicieusement sur la tension et le courant, de sorte qu'au moins l'une de ces deux grandeurs soit ramenée à une valeur nulle au moment précis de la commutation. Cette méthode, fruit d'une ingénierie avisée, permet d'optimiser le processus de commutation en minimisant les pertes énergétiques induites, contribuant ainsi à accroître le rendement global du système. Tel qu'il a été mentionné auparavant, un tel système est dit à commutation douce. Il y a alors deux méthodes de commutation possibles comme expliqué dans le tableau 3.2 :

Tableau 3.2 : méthodes de commutation En cas de valeurs nulles

| Tension nulle | Courant nul |
|---|---|
| La technique permet d'éliminer les pertes au moment de la fermeture des interrupteurs. Il est requis qu'il y ait une tension nulle aux bornes de ceux-ci juste au moment de leur mise en marche. | La technique permet consiste à faire l'ouverture du dispositif de puissance lorsque le courant qui le traverse est nul. |

De cette manière, les pertes de commutation peuvent être évitées lorsque les interrupteurs sont éteints.

Il est possible d'exploiter le phénomène de résonance produit par un circuit RLC (résistance, inductance, capacité) pour créer les conditions favorables à une commutation en douceur. Ce type de convertisseur est appelé convertisseur à résonance. Ces systèmes permettent de concevoir des convertisseurs fonctionnant à des fréquences très élevées tout en minimisant les pertes lors des commutations.

### 3.3.3 Commutation à courant nul et commutation à tension nulle

Comme mentionné précédemment, les techniques de commutation à courant nul et de commutation à tension nulle (ZVS) contribuent efficacement à réduire les pertes électriques. Cet avantage est d'autant plus crucial et particulièrement avantageuses lorsque les convertisseurs doivent fonctionner à des fréquences très élevées.

Lorsque la commutation à courant nul est faite, on élimine les surtensions au moment de l'ouverture du dispositif semi-conducteur de puissance. Or, il y aura toujours une surtension présente au moment de sa fermeture. Celle-ci est due à une décharge électrique dans le condensateur de jonction et ne peut pas être évitée. Cela entraîne des pertes par commutation, qui sont définies selon :

$$P_c = \frac{1}{2} C v^2 F_c \tag{3.2}$$

Avec :

$C$ : Capacité du condensateur de résonance [F] ;

Cependant, les circuits exploitant la technique de commutation à tension nulle présentent l'avantage supplémentaire de pouvoir éliminer en tout temps les courants élevés au sein du circuit, que ce soit lors de la fermeture ou de l'ouverture de l'interrupteur. Cette topologie offre donc un net avantage comparativement à celle de la commutation à courant nul. De plus, elle permet de réduire considérablement le niveau de bruit électromagnétique généré, un atout non négligeable lorsque les convertisseurs sont amenés à opérer à haute fréquence.

C'est encore mieux si le design du convertisseur tient en compte des deux possibilités : on peut faire appel à des techniques de modulation et à des circuits de protection sans pertes pour arriver à faire la

commutation à courant et tension nuls. Cet effort de conception additionnel donnera comme résultat des convertisseurs encore plus efficaces [16].

## 3.4 Convertisseur à résonance

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 (RL 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 [17].

Dans ces convertisseurs, la résonance est exploitée pour réduire les contraintes électriques sur les interrupteurs, maximiser la puissance transférée et réduire les harmoniques.

Ces convertisseurs ont la capacité de générer des tensions ou des courants quasi-sinusoïdaux à partir d'une source d'alimentation continue. Leur fonctionnement repose sur un circuit résonant alimenté par un onduleur. Ils ont été largement employés en tant qu'onduleurs de forte puissance et de haute fréquence dans diverses applications telles que le chauffage par induction, les sources à ultrasons, les appareils de soudage, etc. La source d'alimentation peut être de type courant ou tension. Quant aux interrupteurs, ils peuvent être montés de manière asymétrique ou symétrique (demi pont ou pont complet), et être 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 [18]. D'autres classifications sont possibles selon la fréquence, la puissance, la réversibilité, etc.

Ce chapitre est consacré à l'analyse des convertisseurs permettant la conversion du courant continu en courant alternatif (onduleurs à résonance).

On distingue deux topologies d'onduleur à résonance [18] :

- **Onduleur à résonance série :** 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 3.3) ;
- **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.

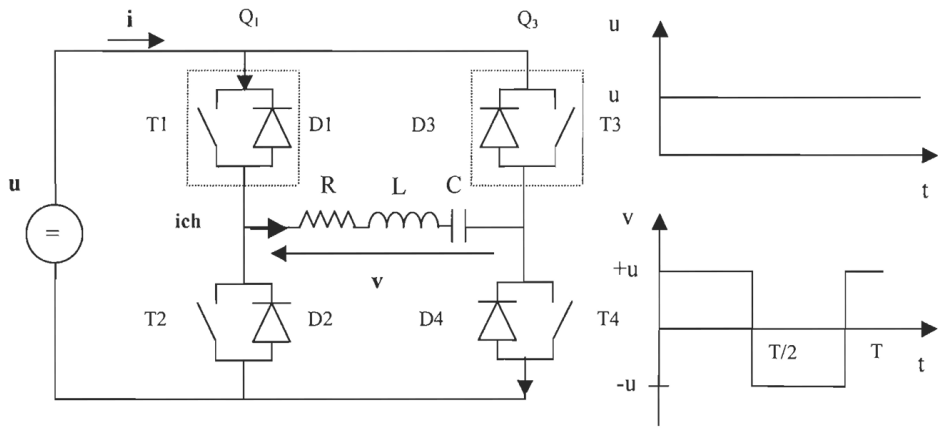



Figure 3.3 : Convertisseur à résonance série.

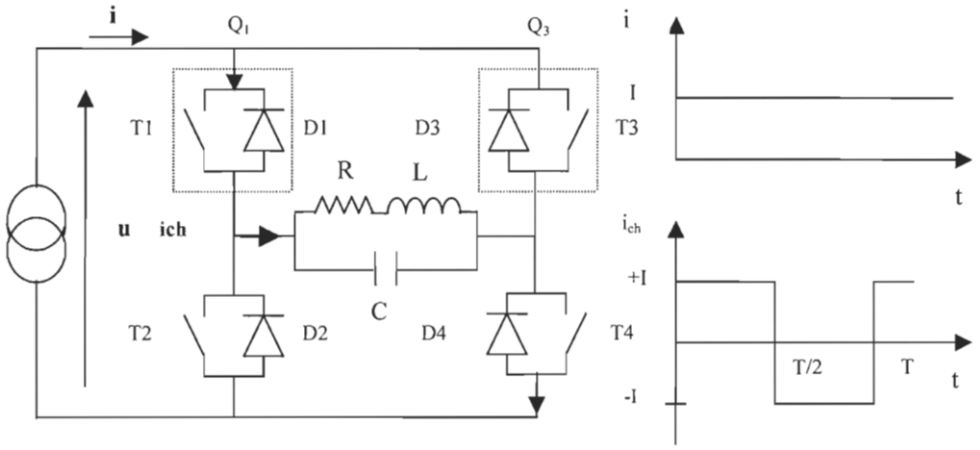



Figure 3.4 : Convertisseur à résonance parallèle.

## 3.5 Caractéristiques des circuits résonants

Les alimentations à résonance exploitent les propriétés des circuits résonnants pour faciliter la commutation douce des interrupteurs. D'autre part, elles permettent également de contrôler la puissance délivrée à la charge, car lorsque la fréquence de fonctionnement change, l'impédance est modifiée en conséquence. La figure 3.5 montre les circuits résonants le plus souvent utilisés et la figure 3.6 indique la réponse en fréquence de l'impédance de ces circuits (magnitude et phase). Il s'agit de circuits RLC parallèle et série de deuxième ordre.

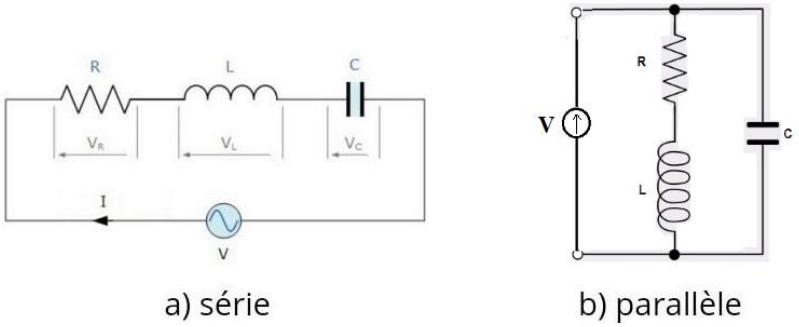



Figure 3.5 : Circuits résonants de deuxième ordre.

Le tableau 3.3 liste les caractéristiques des circuits résonants excités par un signal sinusoïdal, On constate que le déphasage entre la tension et le courant dans le circuit dépend de la fréquence, et que les deux circuits ont un comportement dual. Cependant, les convertisseurs à résonance n'excitent pas les circuits résonnants avec des signaux sinusoïdaux. Néanmoins, grâce au filtrage effectué par les mêmes éléments du circuit, on peut considérer que les grandeurs d'excitation sont quasi-sinusoïdales. Ainsi, les caractéristiques présentées ici restent valables pour l'étude des convertisseurs à résonance. Ce sont ces propriétés particulières qui permettent la commutation douce des interrupteurs.

Tableau 3.3 : Caractéristiques des circuits résonants excités par un signal sinusoïdal

| | Circuit série excité par une tension sinusoïdale de fréquence f | | | Circuit parallèle excité par un courant sinusoïdal de fréquence f | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Fréquence (F) | $F_c < F_r$ | $F_c = F_r$ | $F_c > F_r$ | $F_c < F_r$ | $F_c = F_r$ | $F_c > F_r$ |
| Déphasage | Courant en avance sur la tension | Courant et tension en phase | Courant en retard sur la tension | Tension en avance sur le courant | Tension et courant en phase | Tension en retard sur le courant |

D'autres relations utiles pour l'étude des circuits RLC en régime sinusoïdal sont données dans les paragraphes suivants ; il s'agit des expressions de la réactance, l'impédance et le déphasage du courant par rapport à la tension. On a alors que pour une bobine, l'expression de la réactance est telle que :

$$X_L = j\omega L \tag{3.3}$$

Avec :

$X_L$ : Réactance inductive [Ω] ;

$j$ : unité imaginaire [$j^2$= -1] ;

$\omega$ : Fréquence angulaire [rad/s] ;

L : Inductance [H].

Et pour la réactance du condensateur on a :

$$X_C = \frac{1}{j\ \omega\ C} \tag{3.4}$$

Où :

$X_C$ : La réactance du condensateur [Ω] ;

$C$ : Capacité du condensateur de résonance [F].

L'équation suivante représente le module de l'impédance complexe pour un circuit RLC série :

$$|Z_s| = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} \tag{3.5}$$

$Z_s$ : Impédance d'un circuit RLC série [Ω].

Et le module de l'impédance pour un circuit parallèle :

$$|Z_P| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)^2}} \tag{3.6}$$

$Z_P$ : Impédance d'un circuit RLC parallèle [Ω].

### 3.5.1 Fréquence de résonance

Un circuit RLC est à sa fréquence de résonance lorsque la puissance moyenne fournie par le générateur est maximale (dans ce cas, l'impédance totale du circuit devient pure ment résistive et la réactance du condensateur égale en valeur absolue celle de la bobine).

Cette fréquence de résonance $F_r$ est valide tant pour les circuits RLC série que pour les circuits RLC parallèle et est définie comme suit figure 3.6 :

$$2\pi FL = \frac{1}{2\pi FC} \Rightarrow F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{3.7}$$

Avec :

$F$ : Fréquence [Hz] ;

$F_r$ : Fréquence de résonance du circuit [Hz].

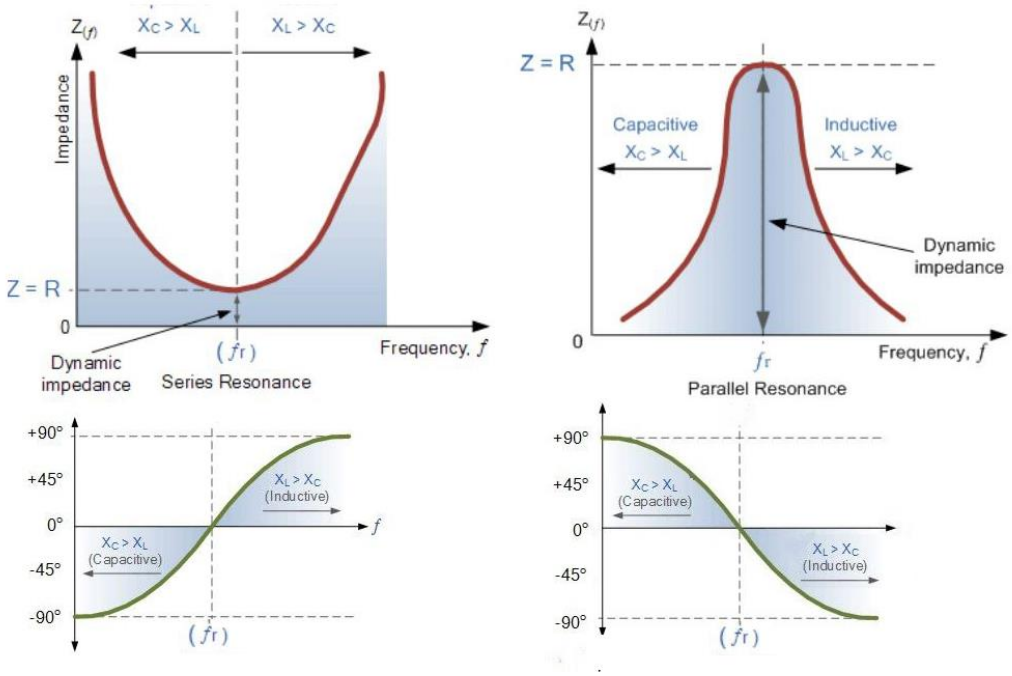



Figure 3.6 : Évolution de l'impédance et du déphasage par rapport à la fréquence pour les circuits RLC.

### 3.5.2 Facteur de qualité

Lorsqu'un circuit RLC (série ou parallèle) est alimenté par un signal sinusoïdal à la fréquence de résonance, l'impédance du condensateur égale celle de la bobine :

$$Z_r = |X_C| = |X_L| = L\omega_r = \frac{1}{C\omega_r} = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{3.8}$$

Avec :

$Z_r$ : Impédance du circuit RLC à la résonance [Ω] ;

$\omega_r$ : Fréquence angulaire de résonance [rad/s].

Alors, le dipôle se comporte comme un élément purement résistif : la tension et le courant sont en phase (φ = 0). Le facteur de qualité d'un circuit RLC série est défini comme le rapport entre la tension aux bornes du condensateur (ou de la bobine) et la tension de la source d'alimentation, lorsque la fréquence est celle de résonance :

$$q_{0S} = \frac{V_{C0}}{V} = \frac{V_{L0}}{V} = \frac{1}{RC\omega_r} = \frac{Z_r}{R} \tag{3.9}$$

Avec :

$q_{0S}$ : Facteur de qualité d'un circuit résonant RLC série ;

$V_{C0}$ : Tension aux bornes du condensateur à la résonance ;

$V_{L0}$ : Tension aux bornes de la bobine à la résonance.

La définition est similaire pour un circuit RLC parallèle, en tenant compte cette fois du courant, le facteur de qualité d'un circuit RLC parallèle est :

$$q_{0P} = \frac{I_{C0}}{I} = \frac{I_{L0}}{I} = RC\omega_r = \frac{R}{Z_r} \tag{3.10}$$

Où :

$q_{0P}$ : Facteur de qualité d'un circuit résonant RLC parallèle ;

$I_{C0}$ : Courant traversant le condensateur à la résonance ;

$I_{L0}$ : Courant traversant la bobine à la résonance.

Par ailleurs, le facteur de qualité peut aussi être appelé facteur de surtension ou facteur de surintensité selon qu'il s'agisse d'un circuit RLC série ou parallèle.

D'après (3.9), on constate que le plus l'impédance du condensateur (ou de la bobine) est grande (lorsqu'on s'approche de la fréquence de résonance), le plus le facteur de qualité sera grand ; cet effet est encore amplifié si la résistance du circuit est faible. Le numérateur représente la quantité d'énergie présente dans les composants réactifs et le dénominateur correspond à l'énergie dissipée par l'élément résistif et ce, pour chaque cycle. Cette énergie atteint un sommet à la fréquence de résonance figure 3.7. Noter les régions où le circuit se comporte de manière capacitive, résistive ou inductive selon la fréquence de la source d'alimentation.

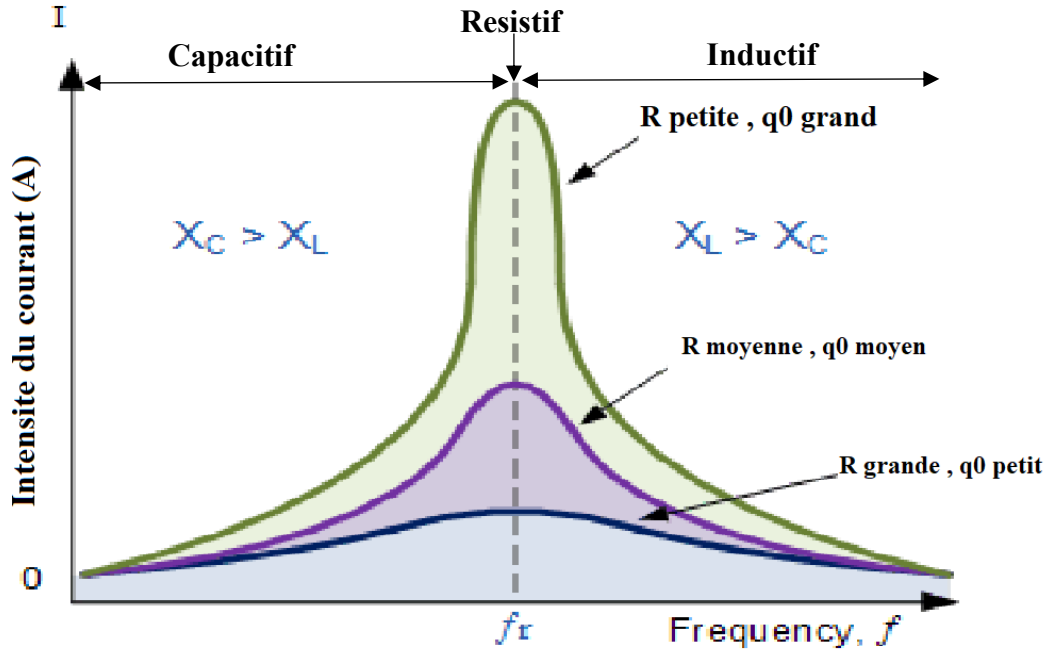



Figure 3.7 : Amplitude du courant en fonction de la fréquence pour un circuit RLC série.

## 3.6 Principe du convertisseur à résonance série

Nous limitons notre étude à un convertisseur à résonance série (CRS) constitué d'un onduleur de tension monophasé en pont.

Le circuit oscillant est composé d'un condensateur C et d'une inductance L, La résistance R représente une résistance équivalente totale de la charge (chauffage par induction dans notre cas), (figure 3.3).

### 3.6.1 Étude analytique

L'étude analytique, d'un convertisseur à résonance série, en régime permanent est simplifiée si l'on pose les hypothèses suivantes :

- Les interrupteurs sont idéaux : commutation instantanée, chute de tension nulle en conduction ;
- Les éléments réactifs du convertisseur sont sans perte ;
- La tension u d'alimentation ne varie pas pendant la commutation.

La tension $U_c$ aux bornes de C et le courant $i_{ch}$ dans le circuit sont liés à la tension v par :

$$Ri_{ch} + L\frac{di_{ch}}{dt} + v_c = v \qquad \text{Avec} \qquad i_{ch} = C\frac{dv_c}{dt}; \tag{3.11}$$

On a donc :

$$LC\frac{d^2v_c}{dt^2} + RC\frac{dv_c}{dt} + v_c = v \tag{3.12}$$

On caractérise souvent le circuit par :

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad ; \quad \tau = \frac{2L}{R} \quad ; \quad \zeta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \quad ; \quad \omega = \omega_r\sqrt{1-\zeta^2}$$

$\tau$ : Constante de temps de l'enveloppe ;

$\zeta$ : Facteur d'amortissement ;

$i_{ch}$ : Courant traversant la charge ;

$v_c$ : Tension aux bornes du condensateur.

Le courant dans la charge est maintenant constitué d'une succession de réponses du circuit oscillant série RLC à des échelons de tension. Pour une charge RL, la nature de ces réponses dépend bien évidemment de la valeur du condensateur, c'est-à-dire du facteur d'amortissement $\zeta$, Et de la fréquence de fonctionnement Fc de l'onduleur.

### 3.6.2 Principe de fonctionnement et types d'interrupteurs

Chaque interrupteur de l'onduleur n'est activé qu'une fois par cycle. Le circuit résonant agit comme un générateur de courant ponctuel, alimenté par un onduleur de tension à deux cellules identiques produisant une tension carrée symétrique. Proche de la résonance, le courant résultant est presque sinusoïdal, la composante fondamentale de la tension étant synchrone avec sa forme instantanée.

Dans ces conditions, 3 modes d'opération sont possibles : deux modes de conduction continue et un mode de conduction discontinue [17].

Le fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance (Fc>Fr) est toujours en mode continu car l'interrupteur est bloqué avant l'inversion du courant. Le 2-ème mode de conduction continue existe pour les fréquences de fonctionnement comprises entre Fr/2 et Fr. Le mode discontinu existe pour Fc<Fr/2.

Le choix de la fréquence de fonctionnement Fc est le paramètre qui détermine les caractéristiques des interrupteurs [19].

Les interrupteurs de puissance $Q_i$ commandés, interconnectés avec des diodes antiparallèles et alternativement fermés et ouverts pendant un cycle d'opération, appliquent une tension carrée $V = +u$ ou $-u$ au circuit résonant RLC

### 3.6.2.1 Fonctionnement au-dessous de la fréquence de résonance

Quand la fréquence de fonctionnement est inférieure à la fréquence de résonance, l'onduleur de tension voit à ses bornes un circuit résonant se comportant comme une charge capacitive. Le courant $i_{ch}$ aux bornes de la charge est en avance sur le premier harmonique de la tension $v$ à ses bornes (figure 3.8). L'interrupteur doit être commandé à l'amorçage seulement (blocage spontané), autrement dit, la commutation est de type thyristor. L'interrupteur est réalisé par un thyristor $T_i$ avec une diode connectée en antiparallèle $D_i$ [17].

Avec :

$$i = i_{Q_i} = i(T_i) + i\,(D_i) \tag{3.13}$$

$i_{Q_i}$ : Courant de l'interrupteur.

$D_i$ : Diode.

$T_i$ : Interrupteur de commutation du convertisseur (thyristor ou transistor).

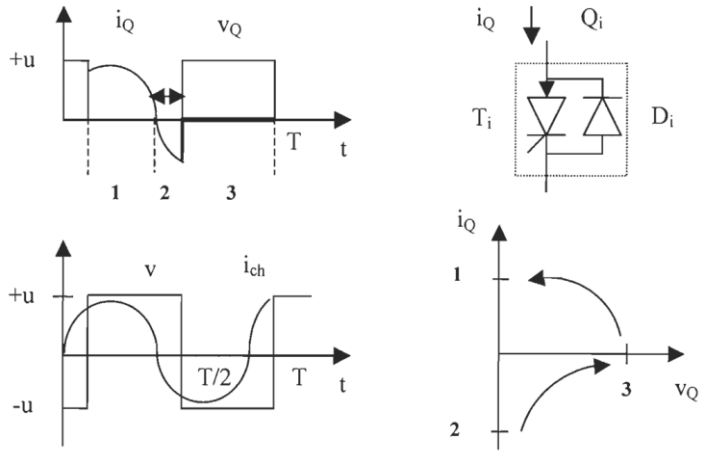



Figure 3.8 : Fonctionnement de l'interrupteur avec Fc < Fr.

Lorsque le thyristor s'ouvre à l'annulation du courant $i$, celui-ci s'inverse dans les diodes D1 et D4 jusqu'à l'amorçage de Q3 et Q2. Le temps de conduction de $D_i$ (correspondant au déphasage entre le courant $i_{ch}$ et la tension vaux bornes de l'onduleur) est le temps pendant lequel une faible tension $V_r$ négative est appliquée au thyristor $T_i$ [10].

### 3.6.2.2 Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance

Dans ce mode de fonctionnement, le circuit résonant se comporte comme une charge inductive. Le courant $i_{ch}$ est retardé par rapport à la tension délivrée par l'onduleur. Les formes d'ondes dans chaque interrupteur montrent qu'il doit être équipé d'un amorçage spontané et d'un blocage commandé fig.3.9.

On remarque une certaine dualité avec le thyristor. Ce type d'interrupteur est justement appelé thyristor dual qui s'amorce si sa commande le lui permet et si la tension à ses bornes est nulle. Son blocage est

assuré par le circuit de commande, un simple condensateur en parallèle permettra de le protéger contre les gradients de tension et minimiser les pertes à l'ouverture [17] [18].

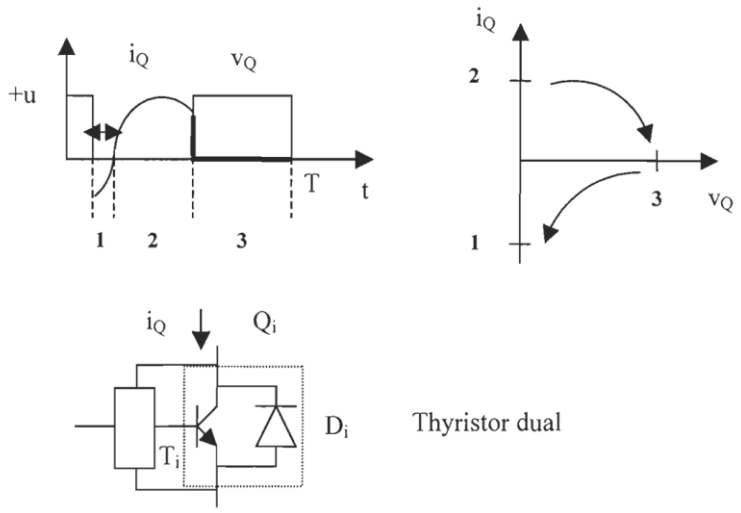



Figure 3.9 : Fonctionnement de l'interrupteur avec Fc > Fr.

L'opération du convertisseur à résonance au-dessus de la fréquence de résonance se fait toujours en mode de conduction continu (Tc < Tr) [7] et permet de fonctionner à fréquence élevée. Cependant, le courant de charge diminue lorsque $F_c$ augmente suite à l'augmentation de l'impédance de l'inductance.

#### 3.6.2.3 Fonctionnement à la fréquence de résonance

Il s'agit du cas limite entre les deux principaux modes d'opération. Le CRS fonctionne à la fréquence de résonance. Le réglage de la puissance ne peut pas s'effectuer par variation de $F_c$ à moins d'avoir recours à d'autre technique de commande comme la MDI. La figure 3.10 illustre cette l'état :

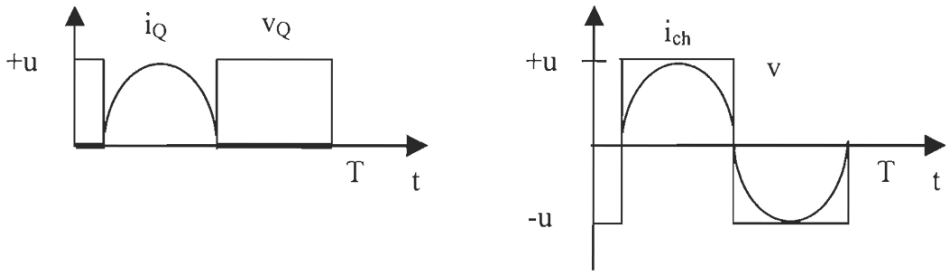



Figure 3.10 : Fonctionnement de l'interrupteur avec Fc = Fr.

## 3.7 Modes de fonctionnement

### 3.7.1 Séquence de fonctionnement Fc < Fr

En limitant notre étude à une commande par impulsions fines d'amorçage des interrupteurs, nous déduisons, dans un cycle, les différentes séquences de fonctionnement dont les circuits équivalents sont représentés à figure 3.11 pour des fréquences d'opération inférieures à la fréquence de résonance [20]. Et le tableau 3.3 montre les modes de séquence avec une explication les séquence.

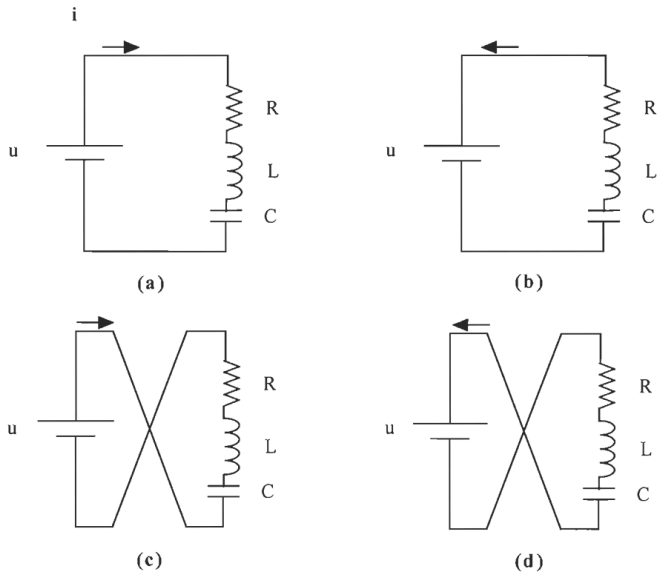



Figure 3.11 : Modes de fonctionnement de CRS.

Tableau 3.3 : Séquence modes de fonctionnement (Fc < Fr).

| 1ère séquence | 2ème séquence | 3ème séquence | 4ème séquence |
|---|---|---|---|
| Le condensateur du circuit résonant est chargé négativement. Lorsqu'on amorce les interrupteurs T1 et T4, la tension u 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 $i_{ch}$ s'annule. Le schéma qui illustre cette phase est montrée dans la figure 3.11 (a). | 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 complète (Fc<Fr/2) ou incomplète figure 3.11 (b). | 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 figure 3.11 (c). | Au passage par zéro du courant, les interrupteurs T2 et T3 se bloquent et les diodes D2 et D3 s'amorcent. Cette phase est illustrée dans la figure 3.11 (d). |

### 3.7.2 Résultat de simulation pour Fc < Fr

Les résultats de la simulation du convertisseur pour une fréquence de commutation $F_c$ inférieure à la fréquence de résonance $F_r$ sont montrés aux figures 3.13. La simulation a été effectuée à l'aide du logiciel Matlab / Simulink.

Les paramètres du circuit de simulation sont les suivants :

- Tension d'entrée. $u = 50\ \text{V}$ ;
- Résistance. $\text{R} = 1.47\ \Omega$ ;
- Fréquence de résonance. $\text{Fr} = 25\ \text{kHz}$ ;
- Capacité de résonance. $C = 3\ \text{e}^{-6}\ \text{F}$ ;
- Inductance de résonance. $\text{L} = 11\ \text{e}^{-6}\ \text{H}$ ;

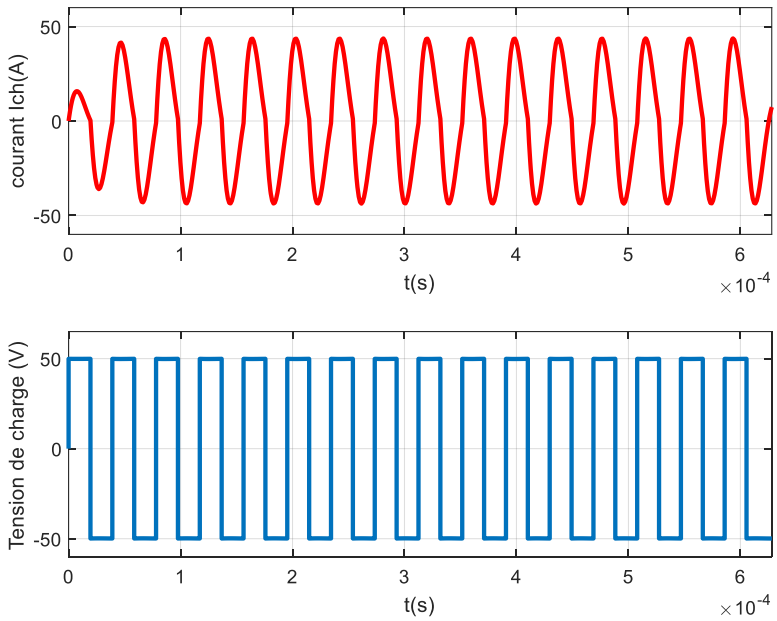



Figure 3.12 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour D = 16.

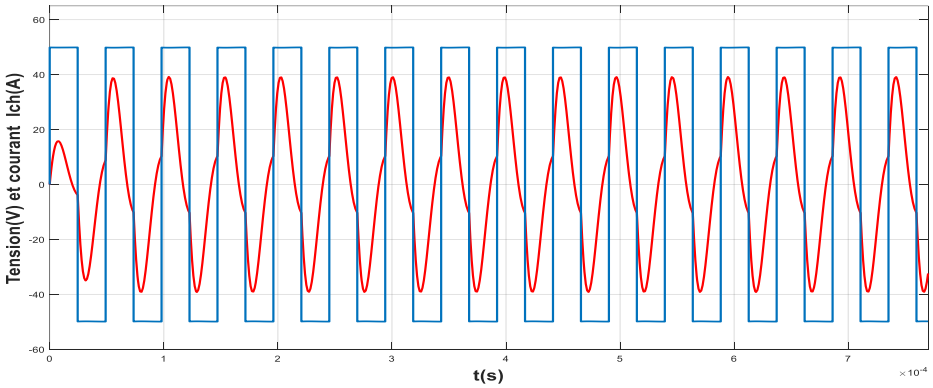



Figure 3.13 : Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour Fc < Fr (D=16).

Le courant $i_{ch}$ dans la charge est en avance sur la tension de l'onduleur, Cela signifie que le circuit résonant se comporte comme une charge capacitive. Les formes d'ondes observées indiquent que les interrupteurs utilisés les interrupteurs doivent être à amorçage commandé et à blocage spontané.

### 3.7.3 Résultat de simulation pour Fc = Fr

Il s'agit du cas limite entre les deux principaux modes d'opération (au-dessous et au-dessus de la fréquence de résonance). 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, montrés aux figures 3.14.

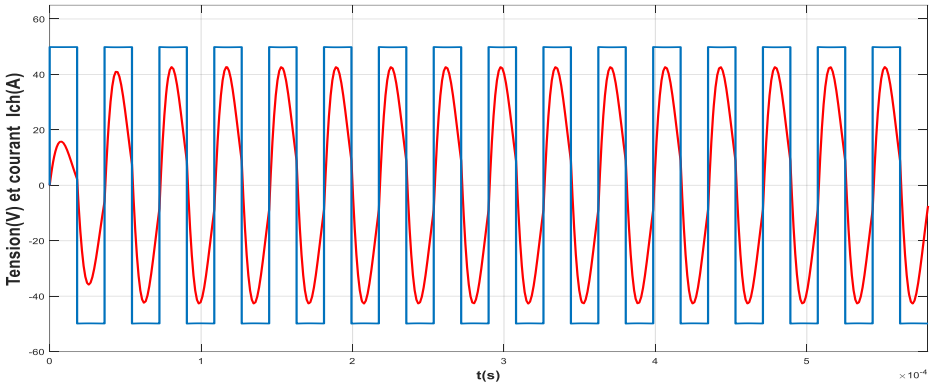



Figure 3.14 : Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour Fc = Fr (D=16).

### 3.7.4 Séquence de fonctionnement pour Fc > Fr

On déduit les différentes séquences de fonctionnement pour des fréquences d'opération supérieures à la fréquence de résonance [21], Et le tableau 3.4 montre les modes de séquence avec une explication les séquence.

Tableau 3.4 : Séquence modes de fonctionnement (Fc > Fr).

| 1ère séquence | 2ème séquence | 3ème séquence | 4ème 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. | 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. | 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. | 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. |

### 3.7.5 Résultat de simulation pour Fc > Fr

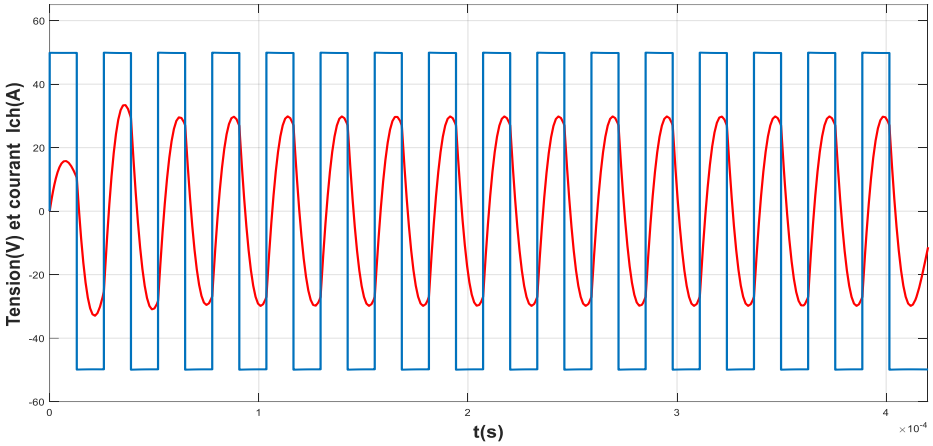



Figure 3.15 : Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour Fc > Fr (D=16).

Le courant $i_{ch}$ dans la charge est en retard sur la tension de l'onduleur, comme le montre la figure 3.15. Cela signifie que le circuit résonant se comporte comme une charge inductive. Dans ce cas, les formes d'ondes indiquent que les interrupteurs doivent être à amorçage spontané et à blocage commandé.

## 3.8 Commande et régulation

La plupart des installations de chauffage par induction font appel à un convertisseur de fréquence. Pour permettre un chauffage inductif précis, il est essentiel de pouvoir ajuster rapidement et en continu la puissance délivrée à la charge. Différentes stratégies peuvent être mises en œuvre à cette fin. Certaines agissent sur l'alimentation (courant ou tension), d'autres sur l'impédance équivalente de la charge (en modifiant la fréquence de fonctionnement), tandis que d'autres encore reposent sur une approche spécifique [3].

### 3.8.1 Action sur la tension

Sachant que la puissance varie avec le carré de la tension, il est à la fois efficace et pratique de réguler la puissance en faisant varier la tension. Les principaux moyens actuellement utilisés pour réaliser une variation de tension sont les suivants :

- **Autotransformateurs** : ils sont utilisés aux faibles fréquences. Ils sont onéreux et encombrants.
- **Redresseurs à thyristors** : l'alimentation des convertisseurs par un redresseur à thyristors est beaucoup utilisée car les redresseurs apportent une grande souplesse, la régulation de tension ou courant et la protection rapide. Ils présentent toutefois quelques inconvénients [3] :
  - Une ondulation du signal de sortie élevée, ce qui nécessite l'emploi d'un filtre ;
  - Le courant absorbé par le réseau contient beaucoup d'harmoniques ;
  - Le facteur de puissance est bas à faible puissance.

## 3.9 Conclusion

Ce chapitre a été dédié aux onduleurs à résonance série monophasés, mais l'étude des systèmes comportant des branches RLC en série (ou parallèle) est similaire. Il est de même pour les onduleurs alimentés en courant : le principe de fonctionnement est analogue. Pour ça nous avons présenté les différents générateurs destinés aux applications de chauffage par induction. En effet, les convertisseurs statiques sont un bon moyen à considérer dans les applications à moyenne et haute fréquence.

A cet effet, une étude sur les structures de convertisseurs à résonance monophasés a été proposée ainsi que leur principe de fonctionnement. Alors, nous avons effectué une analyse et une étude en régime permanent d'un convertisseur à résonance série dans tous les domaines de fréquence de fonctionnement (Fc < Fr, Fc > Fr et Fc = Fr). Cette étude fût allégée par l'utilisation du plan de phase.

Les structures de base présentent de nombreux avantages : elles permettent une réduction de la taille des composants passifs, une amélioration de la fiabilité, une diminution des interférences électromagnétiques, etc. En effet, la régulation de la puissance dépend principalement de la fréquence de commutation.

Dans ce chapitre, nous avons discuté des principales stratégies de commande et de régulation des convertisseurs à résonance. On trouve d'autres techniques applicables dans le cas des topologies à résonance comme la commande par fréquence [21], Et la commande par modulation de largeur d'impulsions MLI [22].

Cependant, dans les commandes ci-dessus mentionnées, on assiste à une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique du fait que les interrupteurs de puissance ne sont pas tous les temps commutés au passage par zéro soit de la tension ou du courant. De plus, ces commandes ne permettent pas de corriger le facteur de puissance.

La technique de modulation de densité d'impulsions MDI a été introduite comme un moyen pour remédier aux inconvénients des méthodes de commande classiques. Une très bonne méthode consiste à commander les interrupteurs par rapport au passage par zéro du courant et ce sur une grande plage de variation de la puissance de sortie. Mentionnons aussi que la MDI fonctionne toujours à une fréquence fixe (fréquence de résonance) ce qui facilite la réalisation du montage.

# Chapitre 4

## Commande par modulation de densité d'impulsions

## '' MDI ''

# 4.1 Introduction

Parmi les techniques de commande utilisables pour les topologies à résonance, on retrouve la modulation de densité d'impulsions (MDI).

La commande d'un convertisseur à résonance haute fréquence utilisé pour le chauffage par induction doit remplir les tâches suivantes :

- Commander le paramètre réglé (la puissance dans notre cas) ;
- Supprimer les influences sur le paramètre réglé qui sont dues aux variations des caractéristiques électriques de la charge ou aux fluctuations de la source d'alimentation ;
- Respecter certaines grandeurs d'exploitation (fréquence de commutation, la commande des interrupteurs par rapport aux passages par zéro).

La modulation de densité d'impulsions (MDI) a été proposée comme alternative aux méthodes de commande classiques pour permettre le fonctionnement d'un système de chauffage à haute fréquence tout en remédiant aux inconvénients des méthodes traditionnelles, notamment :

- Le contrôle de la fréquence ;

- La modulation de largeur d'impulsions (MLI) ;

- Le contrôle de phase ;

- Le contrôle du cycle.

Malheureusement, l'utilisation de ces méthodes ne permet pas la commutation des interrupteurs au passage par zéro du courant et entraîne souvent une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique. La commande par modulation de densité d'impulsions présentée dans ce chapitre permet de réguler la puissance de sortie tout en autorisant la commutation au passage par zéro du courant. Commander les interrupteurs en synchronisant leur commutation avec les passages par zéro du courant constitue une excellente méthode, permettant un large contrôle de la puissance de sortie [4][23].

Mentionnons aussi que la MDI fonctionne toujours à une fréquence fixe (fréquence de résonance) $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ce qui facilite la réalisation du montage. Et pour un pont onduleur monophasé, L'application de la MDI permet l'emploi d'un condensateur de filtrage de faible valeur, améliorant ainsi le facteur de puissance, ce qui est très avantageux [3].

Dans ce chapitre expose le principe de la stratégie de commande MDI et sa méthode de régulation dédiée au convertisseur résonant série. Ce dernier utilise des transistors comme interrupteurs électroniques, capables de fonctionner à hautes fréquences (supérieures à 100 kHz) [3]. Afin de générer des puissances suffisantes.

La figure 4.1 généralise un schéma-bloc d'un onduleur de puissance commandé par MDI.

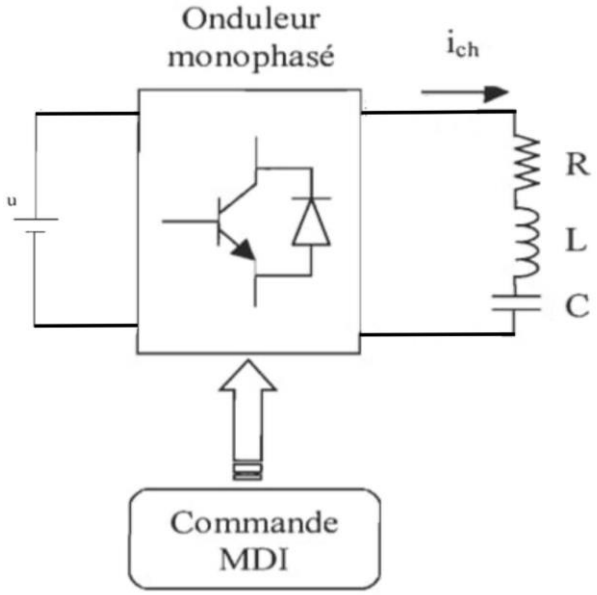



Figure 4.1 : Schéma-bloc d'onduleur MDI.

## 4.2 Description du système

Dans notre étude, l'étage de puissance proposé est constitué par :

- Une source de tension continue
- Un convertisseur à résonance série monophasé
- Des interrupteurs T1 à T4 qui sont des transistors commandables, interconnectés avec des diodes antiparallèles D1 à D4.

Cet onduleur à haute fréquence est utilisé pour créer une onde de courant haute fréquence dont l'amplitude est modulée par la commande MDI. Comme dans la figure 4.2.

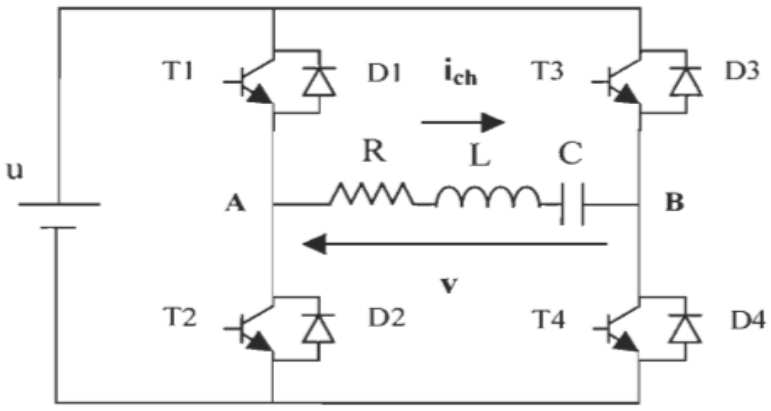



Figure 4.2: Étage de puissance.

## 4.3 Topologie du convertisseur

Le schéma bloc du convertisseur commandé par MDI est montré dans la figure 4.3, Il comprenant un convertisseur cc/ca qui est commandé par modulation de densité d'impulsions. La fonctionnalité de chaque bloc est décrite ci-bas :

- **Source d'alimentation en tension continue :** Il s'agit d'une source de tension continue
- **Pont onduleur :** est un composant clé dans notre système, assurant la conversion de la tension continue en tension alternative. Il se compose d'un pont monophasé à deux branches, où les interrupteurs sont constitués d'IGBT en antiparallèle avec des diodes de puissance. Le choix des IGBT s'est basé sur leur adéquation avec les caractéristiques de puissance et de commutation nécessaires, comme déterminé dans l'étude du CRS dans le chapitre précédent.
- **Charge** : Dans le chauffage par induction, la charge est une bobine. Elle est modélisée par un circuit RL série, où la résistance représente les pertes. Un condensateur est ajouté pour obtenir l'effet de résonance souhaité, formant ainsi une branche RLC série.
- **Commande :** Ce bloc représente le contrôle global du système, régulant la puissance fournie à la charge en ajustant le rapport cyclique de l'onde de modulation. La modulation de densité d'impulsions est une technique de commande utilisée pour ajuster la forme d'onde de sortie en manipulant la densité d'impulsions dans un intervalle de temps donné, assurant ainsi un contrôle précis du système.
- **Indice de modulation :** C'est un nombre entier définissant la séquence de commande qui est envoyée à l'onduleur selon la puissance de sortie requise. Dans le cas de cette étude, il est compris entre 1 et 16, peut être un nombre différent de ceux spécifiés (de 1 à 16), en fonction de la conception du système et des exigences de l'application. En général, la plage de valeurs peut varier en fonction des besoins spécifiques de l'application ou des normes techniques. Cela dépend vraiment des spécifications techniques et des exigences du système particulier.

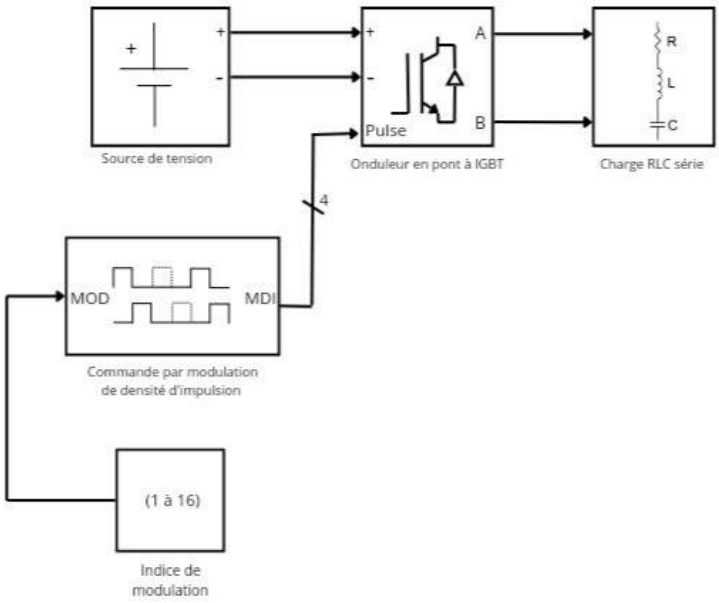



Figure 4.3 : Schéma bloc du CRS avec commande par MDI.

## 4.4 Principe de la commande 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 Tr (Tr : la période de résonnance, 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 [24].

### 4.4.1 Caractéristiques de la modulation

Tout d'abord, il est important de rappeler les caractéristiques de la Modulation de Déplacement d'Impulsion (MDI) qui en font une technique très prisée pour la commande des onduleurs à résonance. Parmi les aspects les plus significatifs, on retrouve [25] [26] [27] :

- 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 ;
- Réduction du bruit électromagnétique ;
- Simplicité de l'algorithme ;
- Facilité de mise en œuvre.

La modulation de densité d'impulsions (MDI) est une méthode efficace pour réguler la puissance fournie à une charge. Elle implique d'alimenter la branche résonante du circuit avec une tension carrée à sa fréquence de résonance. Cela permet au circuit RLC de se comporter comme un dispositif résistif, avec une commutation des interrupteurs au passage par zéro du courant. En cas de coupure de l'alimentation de la branche RLC, celle-ci restitue l'énergie stockée jusqu'à ce qu'elle soit épuisée, grâce à un circuit de roue libre formé par les interrupteurs du pont onduleur. La régulation de la puissance se fait en ajustant le nombre d'impulsions et de temps d'arrêt.

La commutation au passage par zéro du courant nécessite trois conditions : la définition d'un cycle du signal à la fréquence de résonance comme une impulsion, un temps d'arrêt égal à la durée du cycle, et une séquence de commande comprenant des impulsions alternées avec des temps d'arrêt.

### 4.4.2 Types de la MDI

Deux types de modulation sont utilisés dans la commande des onduleurs à résonance, la MDI homogène et non homogène [24] :

- **Homogène :** La modulation homogène chaque séquence commence par un groupe d'impulsions et est suivie par des intervalles morts.
- **Non homogène :** La modulation non homogène fait une alternance entre les impulsions et les temps d'arrêt de manière qu'ils sont distribués tout au long de la séquence. Cette caractéristique offre une meilleure distribution de l'énergie fournie au circuit.

La différence entre les deux est que pour la modulation homogène chaque séquence commence par un groupe d'impulsions et est suivie par des intervalles morts. Par contre, la modulation non homogène fait une alternance entre les impulsions et les temps d'arrêt de manière qu'ils sont distribués tout au long de la séquence. Cette caractéristique offre une meilleure distribution de l'énergie fournie au circuit. La

figure 4.4 donne deux exemples qui illustrent la différence entre les deux séquences de commande. Chacune comprend 16 cycles avec 8 impulsions et 8 temps d'arrêt.

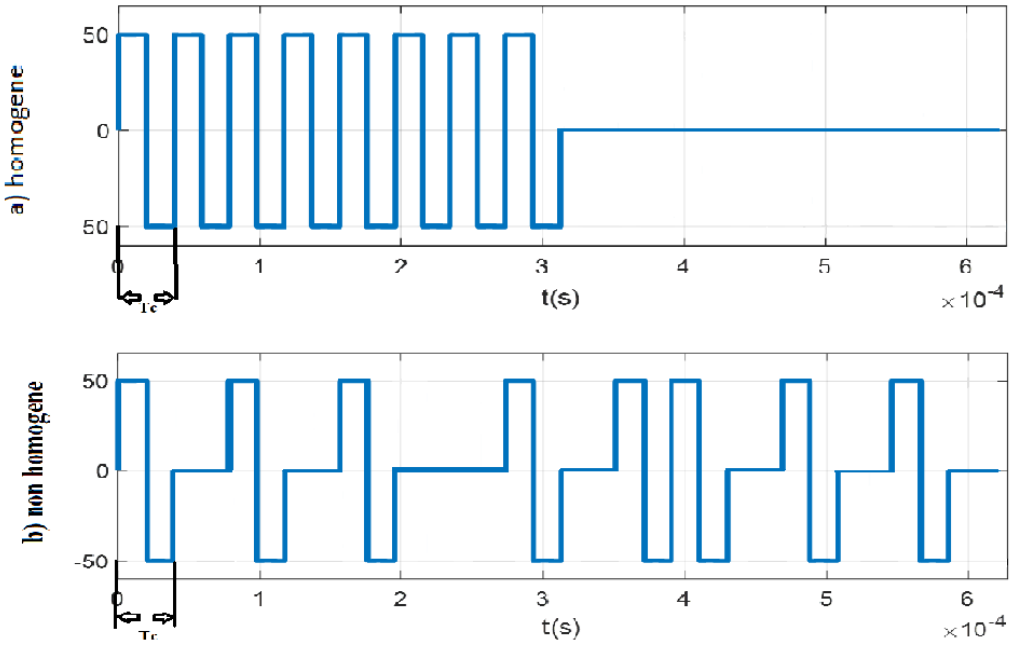



Figure 4.4 : MDI homogène et non homogène.

Dans l'étude on utilisera des séquences non homogènes comportant 16 cycles. Bien que le nombre de ceux-ci soit « arbitraire », il a déjà été proposé dans la littérature [16] [26]. On va donc le garder pour conserver un cadre de référence avec ce qui a déjà été fait.

Ce travail de recherche propose une technique simple de générer les signaux de commande pour la MDI. On a besoin d'un signal carré dont la fréquence est celle de résonnance du circuit RLC et d'un autre signal qui définit la séquence de commande selon un indice de modulation (qui est un entier compris entre 1 et 16). Un circuit logique à très faible complexité reçoit ces deux signaux et délivre les chaînes d'impulsions destinées à la commande des interrupteurs de puissance. La figure 4.5 présente le circuit logique proposé, Et la Figure 4.6 Signaux des transistors T1 et T2.

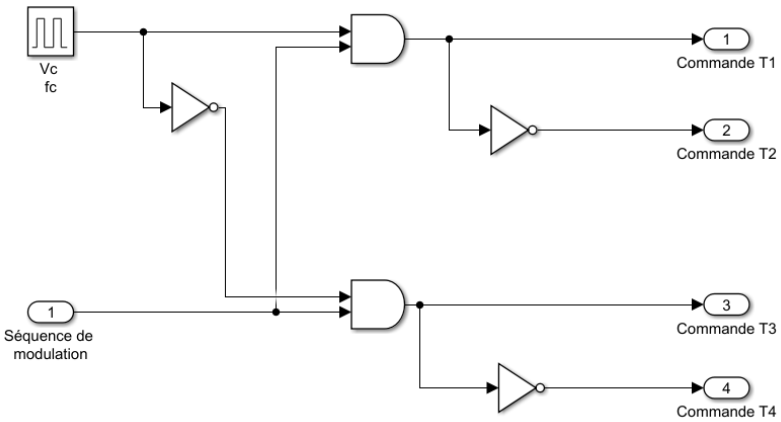



Figure 4.5 : Circuit logique pour la génération des signaux de commande de la MDI.

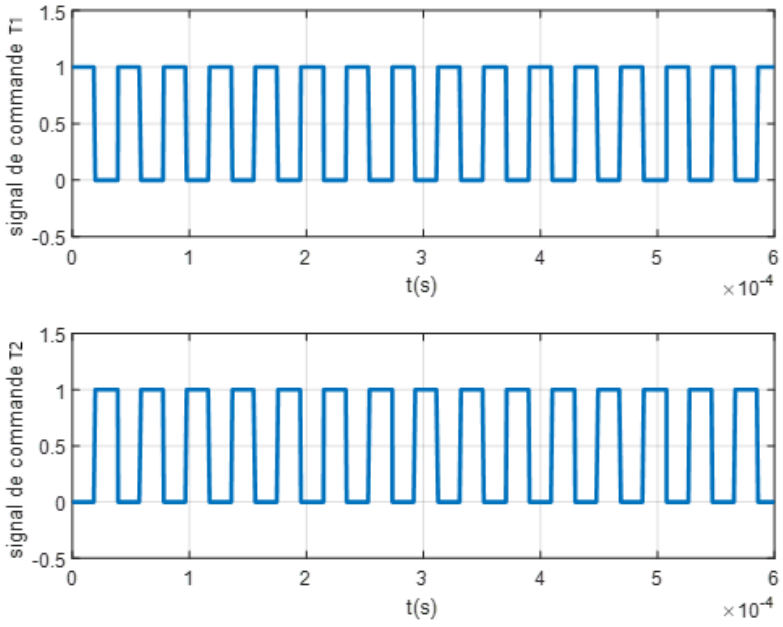



Figure 4.6 : Signaux de commande des transistors T1 et T2 pour D = 16

## 4.5 Mode de fonctionnement

Dans une commande à base de contrôle MDI, trois modes de fonctionnement sont proposés [3][4][23] figure 4.7. Étant donné que la fréquence de commutation des interrupteurs est égale à la fréquence de résonance, nous avons :

$$\omega_c = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow 2\pi F_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = F_c \quad (4.1)$$

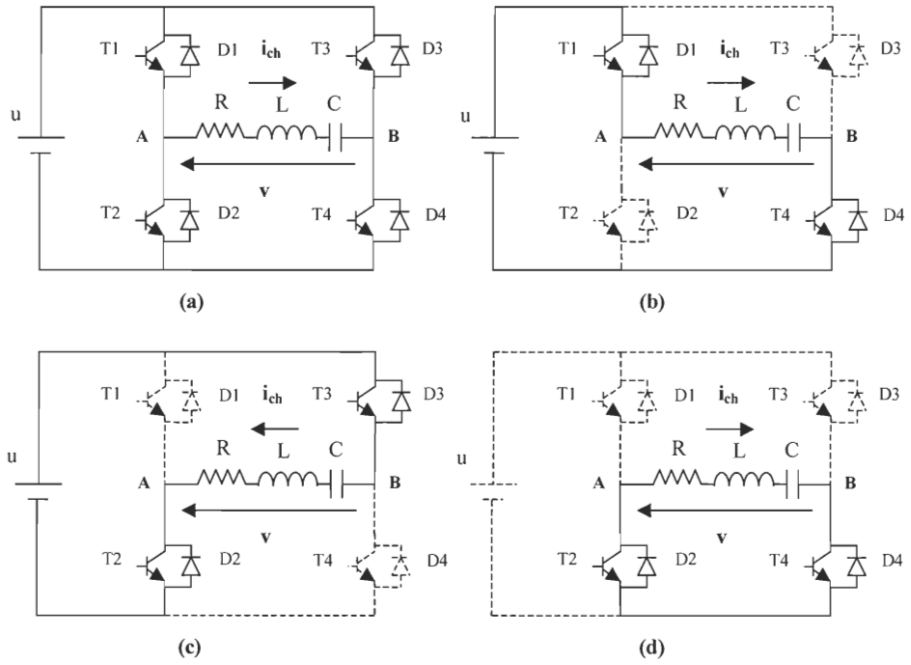



Figure 4.7 : Modes de fonctionnement de l'onduleur par MDI (a) circuit équivalent ; (b) Mode 1; (c) Mode 2; (d) Mode 3.

Tableau 4.1: Explication Modes de fonctionnement de l'onduleur par MDI.

| Mode 1 (fig.4.5.b) | Mode 2 (fig.4.5.c) | Mode 3 (fig.4.5.d) |
|---|---|---|
| T1 et T4 sont passants, T2 et T3 sont bloqués. | T1 et T4 sont bloqués et T2 et T3 sont passants. | Représente la roue libre, T2 et T4 sont passants. |
| La tension de l'onduleur est donc $V_{AB}$= + u | La tension de l'onduleur est donc $V_{AB}$= - u | Cependant la charge est déconnectée de la source et la tension aux bornes de la charge devient nulle $V_{AB}$= 0, on parle ici de ratage des cycles résonants. |

L'onduleur fonctionnant avec la modulation de densité d'impulsions (MDI) présente plusieurs modes de fonctionnement qui déterminent la manière dont il contrôle la puissance fournie à la charge. Voici une explication des principaux modes de fonctionnement :

- **Mode de fonctionnement normal :** Dans ce mode, l'onduleur fournit une tension à la charge pendant une partie de la période de commutation, suivie d'une période d'arrêt où la tension est nulle. La durée pendant laquelle la tension est fournie dépend du niveau de puissance requis. Le nombre d'impulsions pendant cette période est ajusté pour réguler la puissance.
- **Mode de roue libre :** Après la période pendant laquelle la tension est fournie à la charge, l'onduleur entre dans une période de roue libre. Pendant cette période, les interrupteurs sont commutés de manière à permettre au courant de circuler dans le circuit sans fournir de tension à la charge. Cela permet à l'énergie stockée dans le circuit de se dissiper.
- **Commutation aux zéros de courant et de tension :** La commutation des interrupteurs de l'onduleur est synchronisée avec les zéros de courant et de tension dans le circuit. Cela garantit des commutations sans pertes et sans variations brusques de courant, ce qui améliore l'efficacité énergétique et réduit les interférences électromagnétiques.
- **Contrôle de la puissance :** La variation de la puissance fournie à la charge se fait en ajustant le nombre d'impulsions pendant la période de fonctionnement normal par rapport à la période complète de commutation. En contrôlant la durée relative de la période de fonctionnement par rapport à la période totale, l'onduleur peut réguler efficacement la puissance fournie à la charge.

En combinant ces différents modes de fonctionnement, l'onduleur par MDI peut fournir une alimentation stable et régulée à la charge tout en optimisant l'efficacité énergétique et en minimisant les perturbations électromagnétiques.

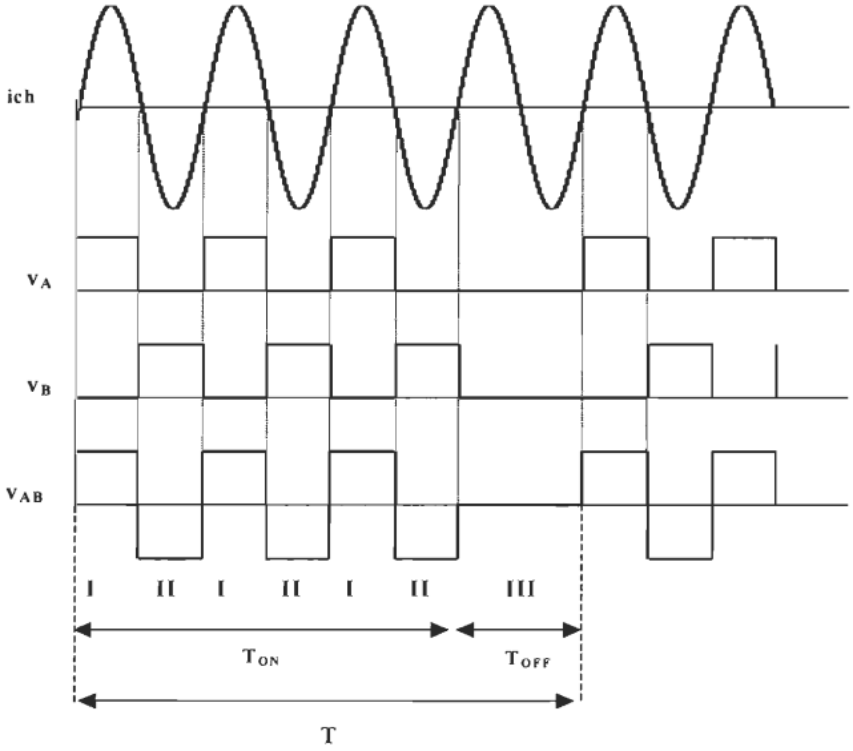



Figure 4.8 : Principe de la commande MDI.

La figure 4.8 illustre le principe de la technique de la modulation de densité d'impulsions (MDI), qui repose sur le contrôle de la puissance. Elle présente un exemple de densité d'impulsions.

$$D = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{3}{4} \qquad \text{Avec} \quad T = N\,T_r = T_{ON} + T_{OFF} \tag{4.2}$$

$$T_{ON} = N1 * T_r \tag{4.3}$$

$$T_{OFF} = N2 * T_r \tag{4.4}$$

Où :

$D$ : Densité d'impulsions ;

$T_{ON}$ : Période pendant laquelle l'onduleur fonctionne normalement ;

$T_{OFF}$ : Période pendant laquelle l'onduleur rate des cycles.

## 4.6 Étude analytique

Étant donné qu'un des buts du projet de recherche ici décrit est de faire la régulation de la puissance fournie à la charge, il est alors essentiel d'offrir une étude analytique de cette caractéristique. Dans cette étude, on va prendre en compte la réponse transitoire du courant au moment où une séquence d'impulsions est appliquée au circuit résonant. Pour alléger les calculs on va aussi faire la supposition que la plupart de l'énergie de la tension fournie par l'onduleur se trouve dans la composante fondamentale du signal carré alternatif.

### 4.6.1 Hypothèses

L'analyse est développée en appliquant deux hypothèses simplificatrices :

**1. Hypothèse de l'invariance de la tension d'alimentation de l'onduleur :** Cette hypothèse suppose que la tension à l'entrée de l'onduleur reste constante pendant toute la séquence de la modulation de densité d'impulsions (MDI).

**2. Hypothèse du premier harmonique :** Selon cette hypothèse, 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 [28].

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

$$L\frac{di_{ch}}{dt}+\frac{1}{C}\int i_{ch}\,dt+R\,i_{ch}=v(t) \tag{4.5}$$

$$\frac{di_{ch}}{dt}+\frac{1}{LC}\int i_{ch}dt+\frac{R}{L}i_{ch}=\frac{1}{L}v(t)$$

Notons que :

$$\tau=\frac{2L}{R}=\frac{2q}{\omega_r} \tag{4.6}$$

Où,

$\tau$ : Constante de temps de l'enveloppe [s] ;

$q$ : Facteur de qualité du circuit résonant ;

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

$$\left\{\begin{array}{l} v(t)=\sum_{n=0}^{\infty} v_n\ \cos(n\,\omega t+\varphi_n) \\ v_n=\sqrt{{A_n}^2+{B_n}^2} \quad \text{Et} \quad \varphi_n=Artg(-\frac{B_n}{A_n}) \quad \text{et} \quad v_0=\frac{A_0}{2} \end{array}\right\} \tag{4.7}$$

Avec :

$v_n$ : Valeur de la tension maximale du $n^{\text{ième}}$harmonique.

$\varphi_n$ : Déphasage de l 'harmonique de courant de rang n par rapport à la tension fondamentale ;

$A_n\ et\ B_n$ : Coefficients de Fourier.

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

$$v(t)=\frac{4v}{\pi}\sin(\omega_r t) \tag{4.8}$$

En négligeant les tensions harmoniques l'équation (4.5) deviendra :

$$\frac{di_{ch}}{dt}+\frac{1}{LC}\int i_{ch}dt+\frac{R}{L}i_{ch}=\frac{1}{L}\frac{4v}{\pi}\sin(\omega_r t) \tag{4.9}$$

$$\frac{{di_{ch}}^2}{dt^2}+{\omega_r}^2\,i_{ch}+\frac{R}{L}\frac{di_{ch}}{dt}=\frac{4v}{L\pi}\omega_r\cos(\omega_r t) \tag{4.10}$$

L'équation (4.10) est une équation de deuxième ordre. Pour la résoudre, il va falloir calculer la solution sans second membre (solution homogène $i_h$) et la solution avec second membre (solution particulière $i_p$).

- Solution sans second nombre :

La solution homogène de l'équation (4.10) donne, avec $x$ est une variable :

$$x^2 + \frac{R}{L}x + {\omega_r}^2 = 0 \tag{4.11}$$

$$\Delta = (\frac{R}{L})^2 - 4{\omega_r}^2 \tag{4.12}$$

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 :

$$\omega = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

A part les avantages de la commande MDI mentionnés ci-dessus, dans la référence [16], Akagi fait l'hypothèse simplificatrice suivante :

$$\frac{2\omega_r L}{R} = 2q \gg 1 \tag{4.13}$$

Donc la solution de l'équation (4.11) devient :

$$x = -\frac{R}{2L} \pm j\omega_r \tag{4.14}$$

La solution homogène $i_h(t)$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_h(t) = [A\,cos(\omega_r t) + B\,\sin(\omega_r t)]e^{\frac{-R}{2L}t} \tag{4.15}$$

La solution particulière de l'équation (4.10) est :

$$i_p(t) = \frac{4v}{\pi R}\sin(\omega_r t) \tag{4.16}$$

- Solution générale :

$$i_{ch}(t) = [A\,cos(\omega_r t) + B\,\sin(\omega_r t)]e^{-\frac{R}{2L}t} + C\,\sin(\omega_r t) \tag{4.17}$$

Avec les conditions initiales : $i(0) = 0$ Et $\frac{di}{dt}(0) = 0$

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

Donc l'expression du courant $i_{ch}(t)$

$$i_{ch}(t) = \frac{4v}{\pi R}(1 - e^{-\frac{R}{2L}t})\ \sin(\omega_r t) \tag{4.18}$$

Où :

$i_h$ : Solution générale sans second membre de l'équation différentielle du circuit résonant série ;

$i_p$ : Solution particulière de l'équation différentielle du circuit résonant série.

$A, B, C$ : Constantes utilisées dans la résolution d'une équation différentielle.

Lorsque la commande MDI est appliquée au circuit résonant avec un facteur de qualité supérieur à 1 (q >> 1), le courant de la charge présente une forme sinusoïdale à la fréquence de résonance et limitée par une enveloppe qui illustre la réponse d'un système de 1er ordre figure 4.9.

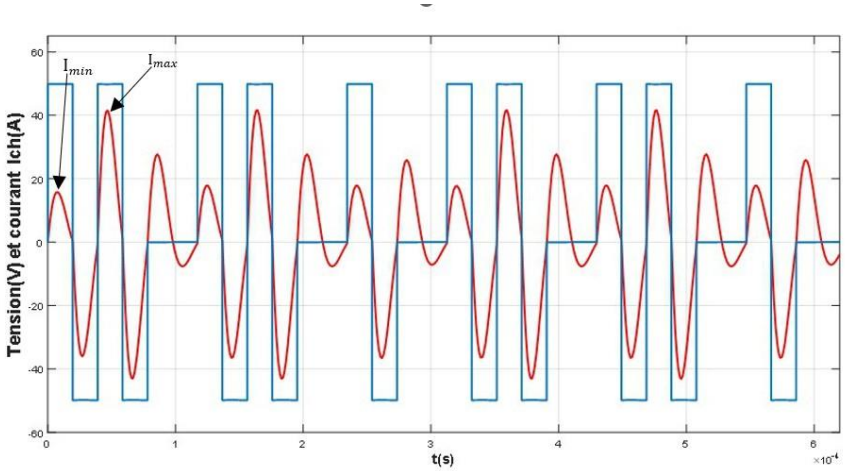



Figure 4.9 : Formes d'onde de la tension et du courant dans la branche résonante d'un onduleur série commandé par MDI.

Les formes d'onde représentées dans la figure 4.9, permettent de vérifier que le courant dans la charge subit des changements d'amplitude selon la séquence de modulation. Or, $i_{env}(t)$ le courant représente l'enveloppe du courant résonant $i_{ch}(t)$. Ce courant $i_{env}(t)$ a pourtant une constante de temps d'un système de premier ordre. Cette grandeur est alors calculée en utilisant :

$$i_{ch}(t) = i_{env}(t)\sin(\omega_r t) \tag{4.19}$$

Où :

$i_{env}$ : Enveloppe du courant résonant.

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 :

$$i_{env}(t) = A\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau}}\right) + B \qquad 0 < t < T_{ON} \tag{4.20}$$

$$i_{env}(t) = C\, e^{-\frac{t-T_{ON}}{\tau}} \qquad T_{ON} < t < T \tag{4.21}$$

Cherchons A, B et C :

À

$$t = 0 \qquad i_{env}(0) = I_{min} = B \tag{4.22}$$

$$t \to \infty \qquad i_{env}(\infty) = I_{max} = A + B \tag{4.23}$$

$$t \to T_{ON} \qquad i_{env}(T_{ON}) = C \tag{4.24}$$

D'après (4.22), (4.23) et (4.24) l'expression de l'enveloppe du courant devient sous la forme suivante :

$$i_{env}(t) = I_{max}\left(1 - e^{-\frac{1}{\tau}}\right) + I_{min}\, e^{-\frac{1}{\tau}} \qquad 0 < t < T_{ON} \tag{4.25}$$

$$i_{env}(t) = i_{env}(T_{ON}) e^{-\frac{t - T_{ON}}{\tau}} \qquad T_{ON} < t < T \tag{4.26}$$

Avec :

$I_{max}$ **:** Courant maximal de $i_{env}(t)$ dans le cas où $\frac{T_{ON}}{T} = 1$ dans ce cas le convertisseur fonctionne en mode 1 et 2, l'équation (4.26) donne $i_{env}(t) = I_{max}$ en régime permanent ;

$I_{min}$**:** Valeur de $i_{env}$ à l'instant $t = 0$ .

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

$$i_{env}(t = 0) = i_{env}(t = T)$$

$$I_{min} = [\, I_{max}\left(1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}\right) + I_{min} e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}\, ] e^{-\frac{T - T_{ON}}{\tau}}$$

Donc :

$$I_{min} = I_{max} \frac{1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \tag{4.27}$$

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

$$\lim_{\tau \to \infty} i_{env} = I_{max} * D \tag{4.28}$$

Avec : $D = \frac{T_{ON}}{T}$

### 4.6.1.2 Expression de la puissance moyenne

Lorsqu'une tension v(t) est périodique et de période T, la puissance active ou puissance moyenne est définie comme étant la valeur de l'énergie fournie par la source divisée par la période T.

En utilisant la commande MDI [3], l'expression de la puissance peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)\, i_{ch}(t)\, dt \tag{4.29}$$

$$P = \frac{1}{T}\left\{\int_0^{T_{ON}} v(t)\, i_{ch}(t)\, dt + \int_{T_{ON}}^{T} v(t)\, i_{ch}(t)\, dt\right\} \quad (4.30)$$

On a :

$$v(t) = 0 \qquad T < t < T_{ON} \quad (4.31)$$

Or :

$$\int_{T_{ON}}^{T} v(t)\ i_{ch}(t)\, dt\ = 0 \quad (4.32)$$

Donc :

$$P = \frac{1}{T}\int_0^{T_{ON}} v(t)\ i_{ch}(t)\, dt \quad (4.33)$$

En utilisant l'expression du courant (4.19). On trouve que la puissance moyenne peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P = \frac{1}{T}\left(\int_0^{T_{ON}} v(t) i_{env}(t) \sin(\omega_r t)\, dt\ = \frac{4v}{\pi T}\int_0^{T_{ON}} i_{env}(t)\ \sin^2 \omega_r t\, dt\right. \quad (4.34)$$

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 (4.13), on peut simplifier l'expression de la puissance, donc le développement de l'équation ci-dessus avec (4.25) et (4.26) donne l'expression simplifiée de la puissance moyenne fournie à la charge est :

$$P = P_{max}\left[\frac{T_{on}}{T} - \frac{\tau}{T}\left(\frac{1 - e^{-\frac{T_{on}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}\right)\left(e^{-\frac{T_{on}}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)\right] \quad (4.35)$$

Avec $P_{max}$ est une puissance maximale dans le cas où $T_{ON} = T$ :

$$P_{max} = \frac{2}{\pi} v\, I \quad (4.36)$$

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

Première hypothèse : la période de fonctionnement de la MDI ( $T = N\, T_r$) est très inferieure a 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.

$$\lim_{\tau \to \infty} P = P_{max}\, D^2 \quad (4.37)$$

Avec : $D = \frac{T_{on}}{T}$

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.

$$\lim_{\tau \to \infty} P = P_{max}\, D \tag{4.38}$$

## 4.7 Résultats de simulation du CRS commandé par MDI à l'aide du logiciel Matlab® et son environnement graphique Simulink®

Nous avons effectué la simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. La simulation est illustrée à la figure 4.10.

Les paramètres du circuit de simulation sont les suivants :

- Tension de l'alimentation

Tension d'entrée u = 50 V ;

- Paramètres de la charge

Résistance R= 1.47 Ω ;

Inductance de résonance L =11 $e^{-6}$µH ;

La capacité de résonance C = 3 $e^{-6}$ µF ;

- Fréquence de commutation

Fréquence de commutation Fr = 25 KHz.

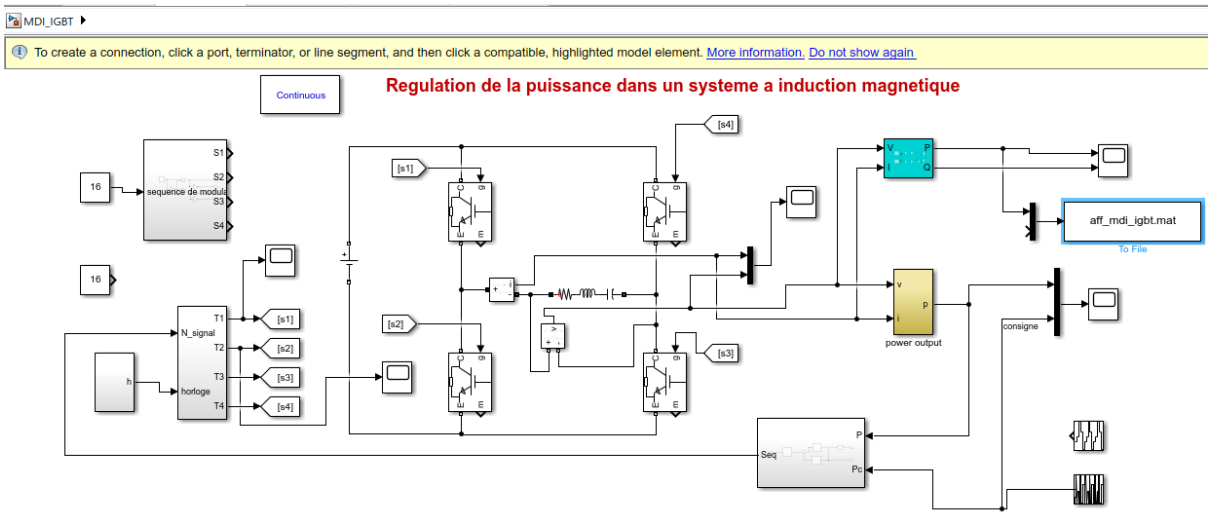



Figure 4.10 : schéma général d'asservissement de la puissance du modele MDI alimente par une source continue.

### 4.7.1 Résultats en boucle ouverte

Dans un premier temps, nous limiterons l'étude et la conception de la MDI en boucle ouverte à un onduleur monophasé, alimenté par une source de tension continu.

Le bloc de commande MDI des interrupteurs est capable de générer une période T de N cycles carrés, où la période de chaque cycle est égale à la période de résonance. Nous étudierons une commande MDI non homogène avec une séquence N = 16.

Le programme trace les différentes formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de l'onduleur, les signaux de commande, ainsi que la plage et les formes de la puissance.

#### 4.7.1.1 Résultats de la séquence $T = 16\ T_r$

Dans ce cas la densité d'impulsions D prend plusieurs valeurs, elle varie de 1/16 (qui correspond à la puissance la plus faible) jusqu' à 16/16 (pleine onde). Les résultats de simulation du système sont représentés par les figures ((4.11), (4.12), (4.13), (4.14), (4.15), (4.16), (4.17)) ci-dessous. Les figures illustrent les différentes formes d'onde de courant, de tension ainsi que les signaux de commande, et la puissance pour une densité D=16.
Ces derniers présentent une séquence de 16 cycle résonante, ils sont choisis d'une manière non 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. La tension présente une forme carrée qui varie de -50 à 50 V. Les formes du courant et de la tension assurent la commutation au passage par zéro, ceci implique que les interrupteurs commutent au passage par zéro du courant et de la tension.

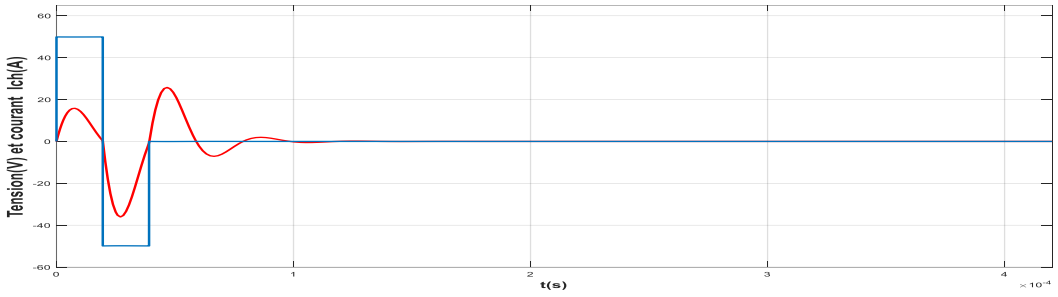



Figure 4.11 : Tension et courant pour D=1.

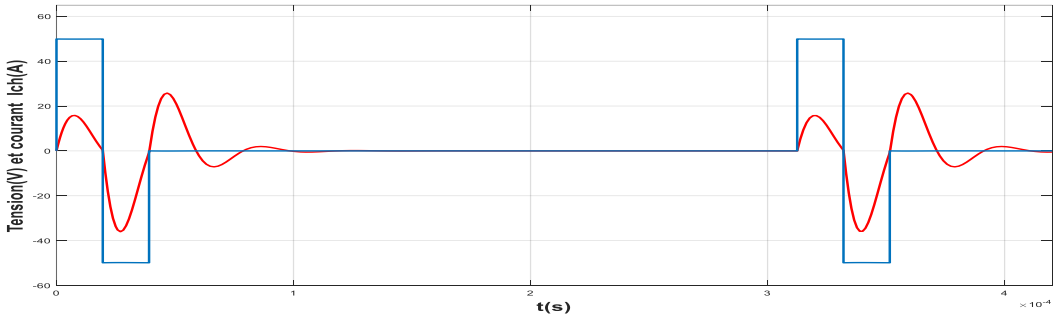



Figure 4.12 : Tension et courant pour D=2.

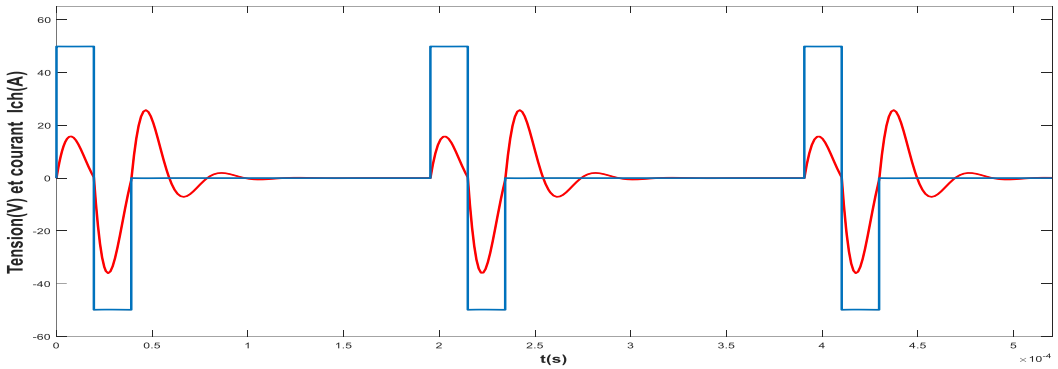



Figure 4.13 : Tension et courant pour D=3.

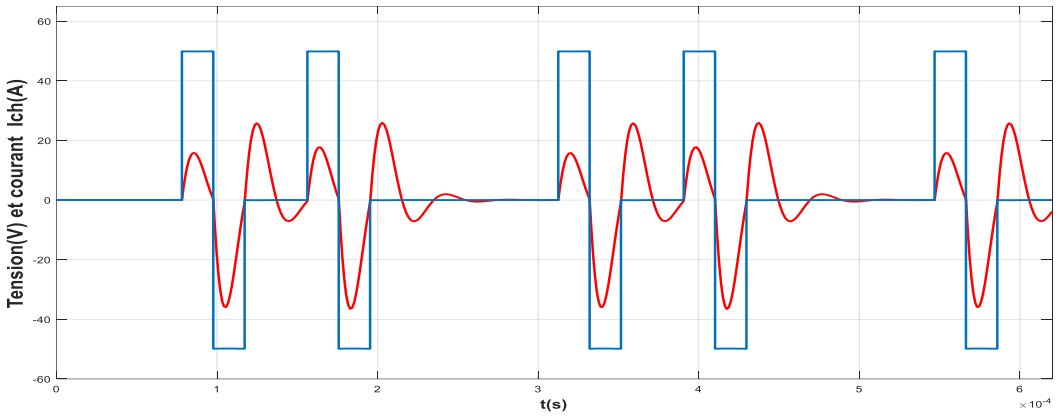



Figure 4.14 : Tension et courant pour D=5.

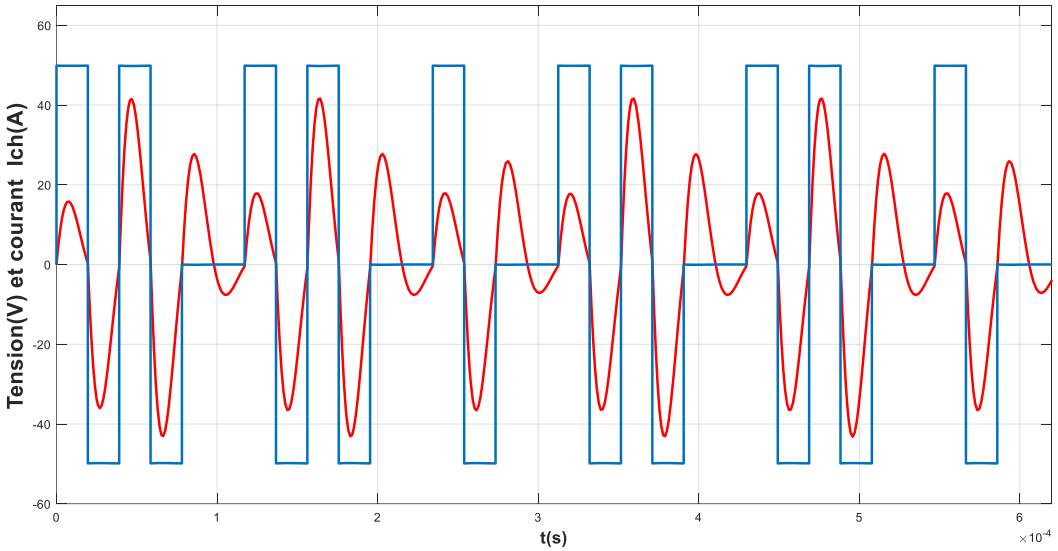



Figure 4.15 : Tension et courant pour D=10.

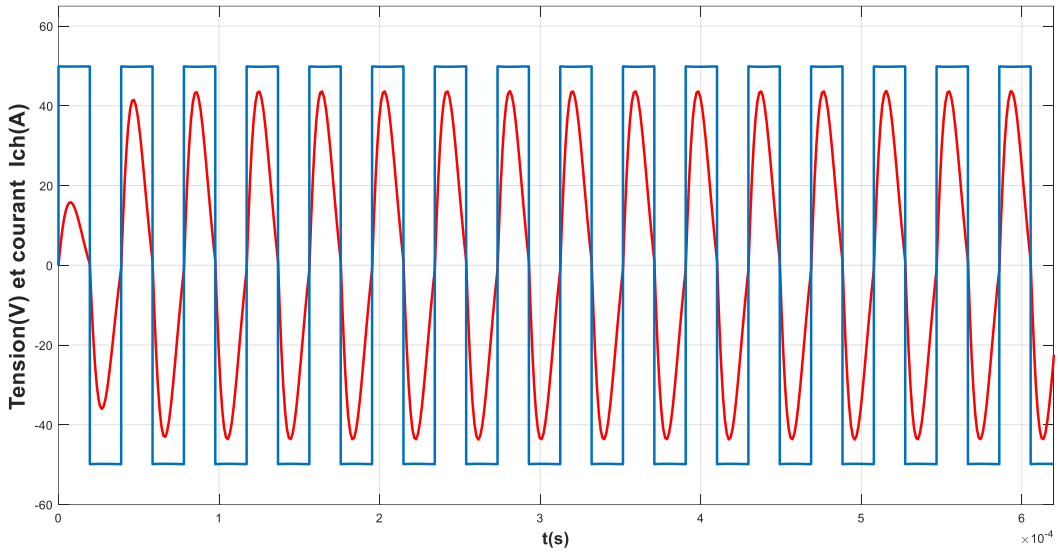



Figure 4.16 : Tension et courant pour D=16.

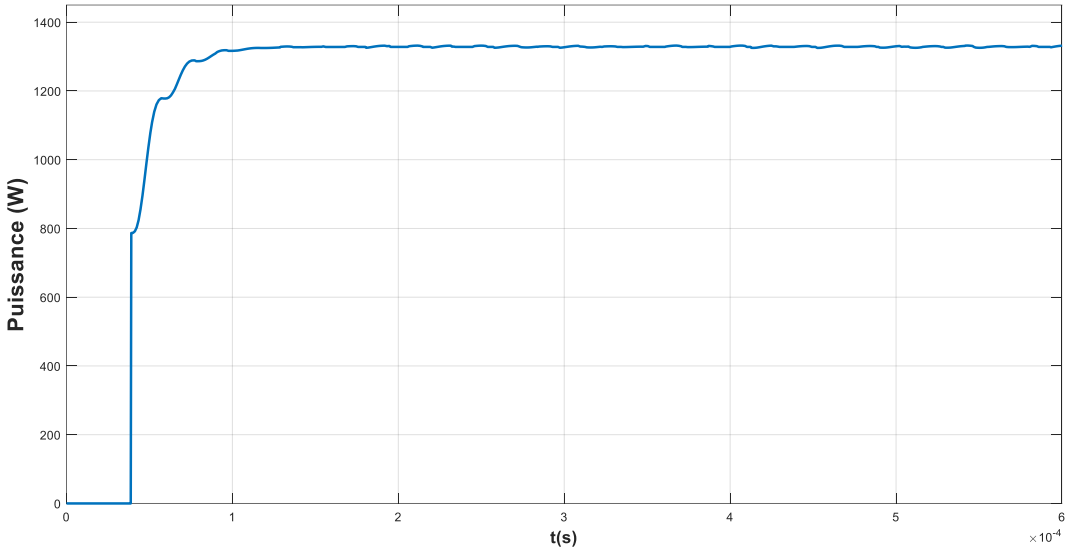



Figure 4.17 : puissance pour une densité D=16.

### 4.7.2 Résultats en boucle fermée

Le principe de régulation de la puissance du convertisseur à résonance série en pont commandé par MDI est présenté à la figure 4.18.

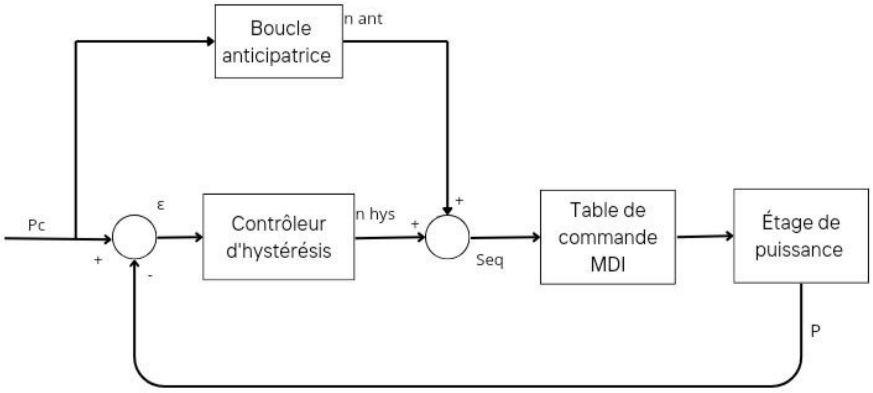



Figure 4.18 : Boucle d'asservissement de la puissance de sortie.

L'organigramme proposé à la figure 4.19 illustre le principe de base du fonctionnement de la boucle d'asservissement de la puissance du chauffage par induction.

Où :

Seq : définit une séquence de la MDI ;

Seqp : définit la séquence précédente de la MDI.

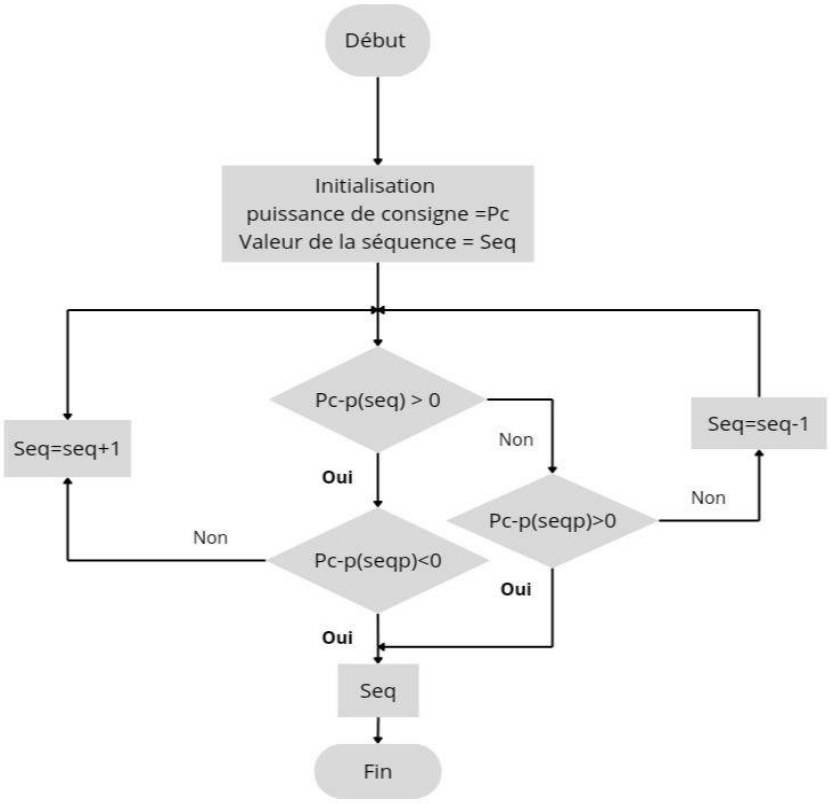



Figure 4.19 : Organigramme de l'asservissement de la puissance.

- Le contrôleur d'asservissement de la puissance proposé utilise deux boucles, une boucle anticipatrice et un organe d'hystérésis.

Voici les principaux points à retenir :

### 1. Boucle anticipatrice

- Objectif : minimiser rapidement l'erreur de puissance en utilisant la connaissance du procédé.
- Fonctionnement : utilise les valeurs de la puissance moyenne mesurée en boucle ouverte pour différentes valeurs de D.
- Sortie : affiche des indices de 1 à 16, correspondant à des séquences de commande MDI, en fonction de la puissance de consigne.

### 2. Organe d'hystérésis

- Est une commande en commutation avec mémorisation. Il est constitué de deux blocs d'hystérésis.
- On désire réaliser une commande qui permette au système d'osciller entre les niveaux de modulation de manière à obtenir en sortie une puissance moyenne de valeur proche à la puissance de consigne. Dans [26] on peut constater que la commande par hystérésis permet d'obtenir un tel comportement.
- Principe de Fonctionnement du Contrôleur à Hystérésis :

Le contrôleur à hystérésis utilise une bande de tolérance autour de la valeur de consigne (Pc). Lorsque la mesure de puissance sort de cette bande, le contrôleur change l'état de la puissance pour la ramener à l'intérieur de cette bande.

Alors, on va maintenir la puissance près du niveau Pc en oscillant entre deux niveaux de puissance.

La relation entre l'entrée et la sortie de cet organe peut être donnée par l'équation suivante :

$$\mathrm{n_{hys}(t)} = \mathrm{n_{hys}(t-1)} + \Delta \mathrm{n_{hys}} \tag{4.39}$$

$\Delta \mathrm{n_{hys}}$ Sera décrit comme suit [17] :

$$\Delta \mathrm{n_{hys}}(t) = \begin{cases} +1 & \varepsilon(\mathrm{t}) \geq +\Delta \\ [0,+1] & +\frac{2}{3}\Delta \leq \varepsilon(\mathrm{t}) \leq +\Delta \\ 0 & -\frac{2}{3}\Delta \leq \varepsilon(\mathrm{t}) \leq +\frac{2}{3}\Delta \\ [-1,0] & -\Delta \leq \varepsilon(\mathrm{t}) \leq -\frac{2}{3}\Delta \\ -1 & \varepsilon(\mathrm{t}) \leq -\Delta \end{cases} \tag{4.40}$$

Où :

$\mathrm{n_{hys}}$ : Paramètre de sortie du contrôleur hystérésis ;

$\mathrm{n_{ant}}$ : Paramètre de sortie de la boucle anticipatrice.

Dans notre simulation en boucle fermée, nous avons fixé des valeurs pour la puissance de consigne, et les résultats obtenus sont illustrés dans la Figure 4.20.

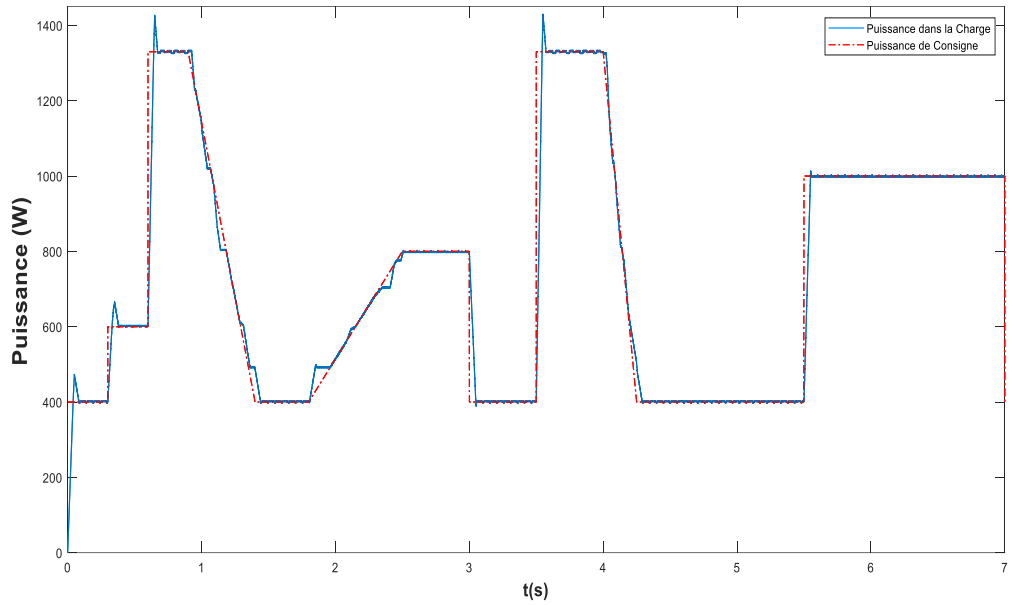



Figure 4.20 : Relevé de la puissance dans la charge pour une puissance de consigne variable.

Les courbes de la figure 4.20, ont été obtenues en utilisant un logiciel Matlab/Simulink®. On constate que la réponse et le temps de réponse du système est très bon, le contrôle suit à la perfection les changements de puissance de consigne. Lorsque celle-ci est cons tante, on peut observer que la puissance dans la charge oscille autour d'elle de manière assez symétrique.

## 4.8 Conclusion

La technique de modulation de densité d'impulsions MDI a été introduite pour remédier aux inconvénients des méthodes de commande classique.

Une très bonne méthode consiste à commander les interrupteurs par rapport au passage par zéro du courant et ce sur une grande plage de variation de la puissance de sortie. Aussi la MDI fonctionne toujours à une fréquence fixe (fréquence de résonance).

Nous avons déduit que les pertes de commutation dans la MDI sont négligeables, ce qui améliore le rendement et minimise les interférences électromagnétiques. De plus, deux stratégies de commande MDI ont été proposées, MDI régulière et MDI non régulière. Nous avons préféré la commande non régulière avec une séquence très longue qui permet d'avoir une plage de puissance très grande, un très bon facteur de puissance et améliore les performances globales du système.

# Conclusion Générale

## Conclusion Générale

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire était d'étudier et de concevoir un convertisseur destiné aux applications du chauffage par induction par une nouvelle technique de commande. Le convertisseur que nous avons choisi pour cette application est du type courant continu-courant alternatif à liaison haute fréquence. Le principe de la résonance est utilisé pour maximiser le rendement sans compromettre les performances.

Dans ce travail, nous avons présenté en premier lieu le fonctionnement, les caractéristiques et le principe général du chauffage par induction électromagnétique. En second lieu, nous avons exposé une étude sur la fréquence de fonctionnement du chauffage, la dissipation de la puissance, le rendement et l'alimentation pour améliorer les performances du système. et la simulation nous a permis d'identifier les différentes caractéristiques et la géométrie adéquate des constituants de l'application et plus précisément sa partie électronique de puissance ou on a varié la fréquence pour en déduire l'effet qu'elle a sur le rendement du système.

Ensuite nous avons complété l'étude en abordant les structures des convertisseurs à résonance monophasés, ainsi que le principe de fonctionnement d'un convertisseur à résonance série. Une simulation des régimes permanents des différentes configurations était décrite et réalisée dans l'environnement Matlab/Simulink.

Néanmoins dans les commandes ci-dessus mentionnées, on assiste à une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique du fait que les interrupteurs de puissance ne sont pas tout le temps commuté au passage par zéro soit de la tension ou du courant.

Afin d'apporter une solution aux inconvénients des méthodes de commande classiques, nous avons introduit la technique de modulation de densité d'impulsions MDI. L'avantage de la MDI est que la commutation se fait au passage par zéro du courant et de la tension et ce sur une grande plage de variation de la puissance de sortie, ce qui diminue les pertes de puissance au niveau des interrupteurs.

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. Mentionnons aussi que la MDI fonctionne toujours à une fréquence fixe (fréquence de résonance).

En fait, 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. On trouve que les pertes dans les interrupteurs de puissance sont négligeables et que le facteur de puissance est proche de l'unité dans toutes les commandes. Donc cette technique améliore le rendement énergétique et réduit le bruit électromagnétique.

Dans une perspective future, il serait souhaitable de réaliser une expérimentation d'un système de chauffage à induction (avec l'onduleur et l'inducteur) afin de tester différents types de commandes, en particulier la commande MDI.

## Références Bibliographiques


[1] Frank Curtis « Induction Heating: Principles, Methods, and Applications » Pearson Education, 2010.

[2] Maurice Orfeuil « Electrothermie industrielle » Paris Dunod 1981.

[3] 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, vol.32, No.2, Mars / Avril 1996, pp 279-286.

[4] Hugo Calleja et Rafael Ordonez « Improved induction-heating inverter with power factor correction » IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC. Vol.2, 1999, pp.1132-1137.

[5] S. L. Semiatin et D.E. Stutz « Induction heat treatment of steel » Metals Park, Ohio American Society for Metals 1986, États-Unis.

[6] T. Mammeri, « Contribution à l'Etude Théorique d'un Four à Induction », Mémoire de Magister, de Batna, 2012.

[7] https://cours.etsmtl.ca/mec761/.../04_Courants%20de%20Foucault.pdf, Document Internet.

[8] B. OUARLAL. « Contribution à la Modélisation Analytique du Phénomène de Chauffage par Induction », Mémoire d'Ingénieur, Université de Batna, 2008.

[9] Jean Callebaut « Guide power quality » section 7 : Efficacité Energétique, www.leonardo-energy.org/France, Edition Août 2007.

[10] Hervé Michalet « Le livre blanc des inducteurs ». Ed 2013.

[11] http://www.ambrell.com/fr/technologie-du-chauffage-par-induction, Document Internet.

[12] A. Becker, Ph. Demaret, P. Donati, « Champs électromagnétiques éd 4211 » INRS Lorraine juin 2012.

[13] J. P. Ferrieux et F. Forest, Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance, Masson, Paris, 1994.

[14] M. T. Aydemir et al, « Utilization of a Series Resonant DC Link for a DC Motor Drive », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 5, p. 949-958, September / October 1993.

[15] Fairchild Semiconductor, « Induction Heating System Topology Review », Discrete Application, Power Device Division, Fairchild Semiconductor, AN9012, juin 2000.

[16] H. Fujita et H. Akagi, « Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW, 450 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Applications », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 2, p. 279-286, mars / Avril 1996.

[17] Yvon Chéron, « La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique» Paris Technique et documentation-Lavoisier 1989.

[18] Guy Seguier et Francis Labrique « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, La conversion continu-alternatif » Technique et documentation-Lavoisier Paris 1989.

[19] A. Okuno, S. Shirakawa et M. Nakaoka « Latest developments of voltage-fed resonant high frequency inverter with load resonant frequency tracking scheme for induction heating » IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives 21-23 September 1998, Conference Publication No 456, pp.152-157

[20] Antoni Dmowski, Rafal Bugyi et Piotr Szewczyk « A novel series resonant DC/DC converter with full control of output voltage at no load condition. Computer simulation-based design aspects » IEEE/lAS Annu. Meet, 1992, pp. 924-928.

[21] P.P. Roy, S.R. Doradla « Analysis of the series resonant converter using a frequency domain model » IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1991, pp. 482-489.

[22] Kiyoshi Izaki, Hidekazou Yamashita, Hideki Omori « A novel high-frequency ZVS PWM inverter for multi-burners induction heating appliance » IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives, 21-23 September 1998, pp. 656-661.

[23] H. Fujita, S. Ogasawara et H.Akagi, Fellow « An approch to a broad range of power control in voltage-source series resonant invertes for corona discharge treatment - Pulse Density Modulation » IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC 1997, pp. 1000-1006.

[24] 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.

[25] H. Fujita et H. Akagi, « Control and Performance of a Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Corona Discharge Process », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 3, p. 621-627, mai / juin 1999.

[26] J. Essadaoui, P. Sicard, E. Ngandui, et A. Chériti, « Power Inverter Control for Induction Heating by Pulse Density Modulation with Improved Power Factor », Congrès Canadien en Génie Électrique et Informatique, Canada, Mai 2003.

[27] E. Elbuluk, D. Zinger, et T. Lee, « Performance of MCT's in a Current-Regulated AC/AC PDM Converter », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. Il, no. 1, p. 49-56, Janvier 1996.

[28] 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 20.