

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

UNIVERSITE CONSTANTINE 1
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



N° d'ordre :

Série :

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique

Option : Modélisation et contrôle des procédés de conversion de l'énergie électrique

Par

MAANANI Yacine

Alimentation Des Systèmes De Chauffage Par Induction Par Convertisseurs à Résonance

Soutenu le : 30/06/2014

Devant le jury composé de:

Président	BENALLA Hocine	Prof	Univ Constantine 1
Rapporteur	LATRECHE Mohamed El Hadi	Prof	Univ Constantine 2
Examineurs	MEHASNI Rabia	MCA	Univ Constantine 1
	KHEZZAR Abdelmalek	Prof	Univ Constantine 1

Dédicaces

*A Mes très chers parents, dont le sacrifice, l'amour, la patience, le
Soutien, l'encouragement et les prières sont l'essence de ma
Réussite. Merci d'être si fiers de moi.*

A mes sœurs : Hiba, Salsabil et Rayane

A mes frère Ramzi et Aymen Acil

A ma grand-mère bien-aimée

A toute ma famille

A mes chers amis : Imadeddine, Salah, R.Safa, A.Youness.

Yacine



Remerciement

Avant tous, Je remercie «**ALLAH**» le tout puissant de donné le courage ainsi que la force pour pouvoir finir ce modeste travail.

Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur Mr. **LATRECHE Mohamed El Hadi** Professeur et Recteur de l'université Constantine 2, D'avoir eu l'amabilité de diriger et promouvoir ce travail, et malgré ses occupation, il n'a pas cessé de ma conseiller et de m'orienter dans mon travail. Je tiens à lui adresser mes plus vifs remerciements pour être toujours resté accessible, ce qui m'a permis de partager une partie de sa culture scientifique et de bien terminer ce travail dans les meilleurs délais.

Ensuite, je tiens à remercier vivement Monsieur **BENALLA Hocine** professeur à l'université de Constantine1, pour l'intérêt qu'il a porté au travail effectué en en acceptant la présidence du jury.

Je tiens à présenter mes respectueux et vifs remerciements à Monsieur **MEHASNI Rabia** maître de conférences à l'université Constantine1 qui m'a fait l'honneur de participer à ce jury en qualité d'examineur de mémoire.

Je tiens à remercier Mr **KHEZZAR Abdelmalek** professeur à l'université de Constantine 1 qui m'a fait de m'avoir honoré en acceptant de faire partie du jury de soutenance.

Je ne peux oublier l'ensemble des personnes que j'ai côtoyées pendant mon cursus d'études, qu'elles trouvent ici mes remerciements les plus distingués. Enfin je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qu'ils trouvent ici, dans ces lignes, l'expression de ma profonde gratitude.



Liste des symboles

B : Induction magnétique [Tesla]

C : Capacité de la charge [F]

C_f : Capacité du filtre [F]

CALC : circuits d'aide à la commutation

E : Tension à l'entrée de l'onduleur [v]

e : Erreur de puissance ($P_{\text{ref}} - P_{\text{réelle}}$) [W]

Δe : Vitesse de l'erreur

E_h : Tension d'entrée du hacheur [v]

F : Facteur de transmission de puissance

f : Fréquence [Hz]

f_c : Fréquence de commutation [Hz]

f_r : Fréquence de résonance [Hz]

h : Hauteur du cylindre [m]

H : Intensité du flux magnétique [A/m]

I_f : Le fondamentale du Courant de charge [A]

I_c : Courant traversant le condensateur C_f [A]

I_e : Courant à l'entrée du hacheur [A]

I_L : Courant dans l'inductance [A]

I_{Lmax} : Courant maximum dans l'inductance du filtre [A]

I_{Lmin} : Courant minimum dans l'inductance du filtre [A]

ΔI_l : Ondulation du courant dans l'inductance du filtre [A]

K_e : Le gain de normalisation de l'erreur

K_{oc} : Le gain de la fonction de transfert en boucle ouverte

K_p, K_i : Les gains du régulateur PI

K Δe : Le Gain de la variation d'erreur

K Δu : Le Gain de variation de la commande floue

L : L'inductance de la charge [H]

L_f : L'inductance du filtre [H]

m_f : Coefficient d'amortissement du filtre

MLI : modélisation largeur d'impulsion

P : Opérateur de Laplace

P_{abs} : Puissance absorbée par la charge [W]

P_{ref} : Puissance de référence pour la régulation [W]

$P_{réelle}$: Puissance réelle filtrée [W]

P_c : pertes par commutation [W]

Q : Facteur de qualité

R : Résistance de la charge [Ω]

T_c : Période de commutation[s]

t_F : temps de fermeture [s]

t_o : temps d'ouverture [s]

ΔU : Variation de la loi de commande [V]

V_{AB}, V_s : Tensions aux bornes de la charge [V]

ΔV_c : Ondulation de la tension du hacheur [V]

V_f : Le fondamentale de la tension de charge [V]

V_c : tension de commutation [V]

ω : Pulsation propre de la charge [rd/s]

ω_r : Pulsation de résonance [rd/s]

ω_f : Pulsation propre du filtre [rd/s]

x_r^* : Centre de gravité de la fonction d'appartenance

Z : Impédance de la charge [Ω]

ZCS : zero-current-switching

$nZCS$: no zero-current-switching

ρ : Résistivité électrique [$\Omega.m$]

μ : Perméabilité magnétique [H/m]($\mu=\mu_0 .\mu_r$)

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide [H/m]

μ_r : Perméabilité relative

$\mu(\mathbf{x})$: Fonction d'appartenance

Φ : Flux magnétique [Wb]

α : Rapport cyclique du hacheur

ξ : Coefficient d'amortissement

Ψ : Argument du pôle dominant [rd]

Φ_i : Argument d'impédance [rd]

λ : Facteur ou degré de pondération

δ : Profondeur de pénétration du courant électrique

ϕ : Déphasage entre le courant et la tension de la charge

Sommaire

	Introduction générale	01
I-	Etude bibliographique sur les systèmes du chauffage par induction	04
I.1	Introduction	05
I.2.	Historique	05
I.3.	Travaux sur les systèmes d'alimentations du chauffage par induction	06
I.4.	Principe de fonctionnement du chauffage par induction.....	12
I.5	Installations de chauffage par induction.....	14
	I.5.1 Schéma général.....	14
	I.5.2 Source d'alimentation	15
	I.5.3 Inducteurs	16
I.6	Propriétés du chauffage par induction.....	16
	I.6.1 Rendement électrique.....	16
	I.6.2 Les caractéristiques du chauffage par induction	16
I.7	Applications industrielles du chauffage par induction.....	16
	I.7.1 Introduction.....	16
	I.7.2 Sidérurgie et métallurgie	17
	I.7.3 Fabrication mécanique	17
	I.7.4 Soudage des pièces métalliques par induction	17
	I.7.5 Les technologies de fours à induction.....	17
	I.7.5.1 Les fours à induction à creuset.....	17
	I.7.5.2 Four à canal	18
I.8	Les convertisseurs statiques pour les systèmes de chauffage par induction	19
	I.8.1 Position du problème	19
	I.8.2 Les structures de puissance	20
I.9	Conclusion.....	21
II-	Les différentes structures des onduleurs à résonance	23
II.1	Introduction.....	23
II.2	Rappel sur les convertisseurs statiques	23
II.3	Qualités d'un bon convertisseur.....	24
II.4	Généralités des convertisseurs électroniques de puissance.....	24
	II.4.1 Pertes par commutation.....	25
	II.4.2 Fréquence de commutation.....	25
	II.4.3 Commutation à courant nul et commutation à tension nulle.....	26
II.5	Onduleurs à résonance et chauffage par induction.....	27
	II.5.1 Types des convertisseurs statiques à résonance.....	27
	II.5.2 Convertisseurs à résonance côté alimentation.....	28
	II.5.3 Convertisseurs à interrupteurs résonants.....	28
	II.5.4 Convertisseurs à résonance côté charge.....	29
II.6	Structures de base des onduleurs à résonance.....	29
	II.6.1 Onduleur à résonance série.....	30
	II.6.2 Onduleur à résonance parallèle.....	31
	II.6.3 Onduleur à injection de courant.....	31
II.7	Les éléments semi-conducteurs de l'électronique de puissance.....	32
	II.7.1 Diodes de puissance.....	33
	II.7.2 Thyristors.....	34
	II.7.3 Transistors bipolaires de puissance.....	34
	II.7.4 MOSFET de puissance.....	34
	II.7.5 IGBT.....	35
II.8	Propriétés des onduleurs à résonance.....	35
	II.8.1 Caractéristiques des onduleurs séries.....	35
	II.8.2 Caractéristiques des onduleurs parallèles.....	36
	II.8.3 Bilan énergétique.....	36
II.9	Techniques de réglage de puissance.....	37
	II.9.1 Contrôle à fréquence variable.....	37
	II.9.2 Contrôle à fréquence fixe.....	37
II.10	Applications des onduleurs à résonance.....	39
	II.10.1 Alimentation des ozoneurs à moyennes fréquences.....	39

II.11	Choix de la topologie.....	39
II.12	Conclusion.....	40
III-	Modélisation du système de chauffage par induction et stratégies de commande.....	41
III.1	Introduction	42
III.2	Schéma synoptique complet du système de chauffage par induction	42
III.3	Le système de redressement	43
III.4	Modélisation du hacheur et de son filtre de sortie.....	44
III.4.1	Principe du l'hacheur série ou dévolteur	45
III.4.2	Etablissement de la fonction de transfert	46
III.5	Modélisation du filtre $L_f C_f$	47
III.5.1	X Choix de l'inductance L_f	47
III.5.2	Choix du condensateur C_f	48
III.6	Modélisation de l'onduleur de tension.....	49
III.6.1	Fonctionnement en Commande symétrique.....	51
III.6.2	Fonctionnement en commande décalée.....	54
III.7	Commande à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).....	55
III.8	Modélisation de la charge.....	57
III.9	Problème lié aux harmoniques	58
III.9.1	Caractérisation des perturbations harmoniques.....	58
III.9.2	Le taux de distorsion harmoniques	58
III.9.3	Le facteur de puissance.....	59
III.10	Conclusion.....	60
IV	Commande et asservissement du système de chauffage par induction par régulateur PI et logique floue.....	61
IV.1	Introduction.....	62
IV.2	Principe de la régulation du système.....	62
IV.3	Expression de la puissance absorbée par la charge.....	62
IV.4	Schéma électrique équivalent du système en boucle ouverte.....	63
IV.5	Modèle mathématique du système à réguler	64
IV.6	Synthèse du régulateur de puissance PI conventionnel.....	66
IV.7	Résultats de Simulation et discussions	68
IV.8	Régulation par un Contrôleur logique floue	72
IV.8.1	Introduction	72
IV.8.2	application de la logique floue.....	72
IV.8.3	avantages de la commande par la logique floue.....	73
IV.8.4	Les inconvénients de la commande par logique floue sont.....	73
IV.8.5	Ensemble floue variables linguistiques.....	73
IV.8.6	Différentes formes de fonctions d'appartenances.....	75
IV.8.7	Operateurs de la logique floue.....	76
IV.8.8	inférences a plusieurs règles floues.....	78
IV.8.9	Régulateur par logique floue.....	79
IV.8.10	Fuzzification.....	80
IV.8.11	Inférences (déductions floues)	81
IV.8.12	Exemple de la méthode d'inférences Max-Min	81
IV.8.13	Défuzzification.....	83
IV.8.14	Différentes approches pour la détermination des règles	84
IV.8.15	Développement pratique du contrôleur flou	86
IV.8.16	Résultats de Simulation et discussions.....	87
IV.9	Conclusion	91
	Conclusion générale.....	93
	Annexe.....	95
	Références bibliographiques.....	99

Introduction générale

Grâce aux recherches des dernières décennies, de nombreux procédés industriels nécessitant des opérations de chauffage, font appel à des dispositifs de chauffage par induction. Les applications sont très nombreuses, particulièrement dans le domaine de la métallurgie, les traitements des métaux, la sidérurgie et la fabrication mécanique. Les puissances mises en jeu vont de quelques watts à quelques centaines de kW. La fréquence de fonctionnement, qui est déterminée selon la forme du produit, le traitement désiré et la nature du matériau, peut atteindre des centaines de kHz [1]. Les procédés de chauffage par induction intéressent toute la chaîne industrielle, de la transformation de matière première aux produits finis [2].

Avant le développement des convertisseurs statique à grade puissance et fréquence variable, il y a quelques dizaines d'années on utilisait, dans les applications du chauffage par induction, soit des convertisseurs rotatifs, ou groupes tournants. Ces convertisseurs peuvent fonctionner à des puissances élevées, ils sont robustes et fiables. Cependant, le chauffage est lent et la puissance volumique injectée est faible.

Dans la plupart des cas, il faut avoir recours à des fréquences élevées pour améliorer les performances du système. Pour assurer un chauffage inductif précis, il est nécessaire de pouvoir régler la puissance de préférence en charge et de façon rapide et continue. Différents moyens peuvent être utilisés et le réglage par action sur la tension est très répandu. Dans ce dernier mode, pour varier la tension d'alimentation, on utilise des gradateurs à thyristors [3]. Ils présentent toutefois trois inconvénients importants.

- * Une ondulation du signal de sortie élevée ce qui nécessite l'emploi d'un filtre;
- * Le facteur de puissance est bas à faible puissance;
- * Le courant absorbé par le réseau contient beaucoup d'harmoniques.

Les convertisseurs à résonance, de type onduleur, présentent une très bonne solution. Ce sont des circuits électroniques à circuit oscillant série ou parallèle dans lesquels la résonance est exploitée pour minimiser les contraintes électriques et thermiques sur les interrupteurs, réduire les harmoniques et diminuer les pertes de commutation. L'application du principe de la résonance a permis la réalisation des alimentations à hautes performances dans plusieurs domaines. Le fonctionnement à moyenne et à haute fréquence est devenu facile grâce à la commutation douce des interrupteurs. Pour ces raisons les convertisseurs à résonance ont pris une importance remarquable par rapport aux convertisseurs classiques à découpage dans plusieurs applications industrielles. Ces convertisseurs ont des structures complexes et

leur mise en application nécessite une connaissance parfaite de la structure et du mécanisme de commutation des interrupteurs.

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 régulateur PI;
- * La commande par logique floue;

Dans le domaine du chauffage par induction, les onduleurs de puissance à base de Thyristor **MOSFET**, **IGBT**, sont très utilisés. Beaucoup d'attention a été accordée au développement des onduleurs capables de produire de grandes puissances aux charges thermiques d'induction fonctionnant entre 10 et 200 KHz [4].

Pour arriver à concevoir les systèmes avec les propriétés voulues, il fallait prendre en compte les caractéristiques de la charge et le fonctionnement des interrupteurs. Des circuits permettant de faire la commutation naturelle de blocage et profitant de la nature inductive de la charge ont ainsi été conçus. Les alimentations à résonance sont nées en profitant de ces caractéristiques et en ajoutant un condensateur à la charge. Celui-ci permettait d'obtenir un circuit résonant dont la fréquence propre était celle de la fréquence de traitement thermique désirée [5].

Cependant, la mise au point d'installations de chauffage par induction n'est pas chose aisée. Les inducteurs sont encore bien souvent dimensionnés de façon empirique, sur la base de l'expérience acquise par le constructeur, et le profil de puissance à injecter dans la pièce, obtenu par essais successifs. Les campagnes d'essais sont cependant longues et coûteuses [2].

Le présent travail consiste à étudier l'alimentation des systèmes de chauffage par induction par convertisseurs à résonance, Pour ce faire on a adopté un plan de travail constitué de quatre chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons les travaux parmi les plus récents concernant les systèmes d'alimentation du chauffage par induction, ensuite l'étude des phénomènes accompagnant la phase de fonctionnement. Ces travaux sont en grande partie basés sur l'étude des systèmes avec convertisseur statique à résonance. Ainsi le principe de fonctionnement du

chauffage par induction, ses propriétés, les différentes applications industrielles, les structures de puissance et les convertisseurs statiques utilisés pour l'alimentation de ces dernières sont présentés dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre présente d'une manière succincte l'analyse des convertisseurs à résonance pour différents montages : « séries, parallèles, injection de courant », leurs propriétés et applications, ainsi que les éléments semi-conducteurs utilisés et les différentes techniques de réglage de puissance.

Le troisième chapitre est entièrement consacré à l'étude de la modélisation des différentes parties du système d'alimentation du chauffage par induction, qui se compose de quatre blocs essentiels :

- * Un convertisseur **AC/DC** « Redresseur » suivi d'une capacité de filtrage ;
- * Un convertisseur **DC/DC** « Hacheur » et son filtre de sortie ;
- * Un onduleur est monté en pont monophasé fonctionnant à la fréquence désirée pour alimenter l'inducteur.
- * La charge

On présente aussi les différentes stratégies de commande et le comportement de la charge dans les deux modes **ZVS**(zero voltage switching) et **nZVS**(no zero voltage switching). La charge est constituée de l'inducteur et la pièce à chauffer, assimilée à une branche **RL**, à laquelle on rajoute une capacité de façon à former un circuit oscillant.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous mettons en application le contrôle globale du système par deux régulations différentes à savoir le régulateur classique **PI** « proportionnel intégral » et le régulateur par logique floue « **RLF** » qui est de la famille des régulateurs intelligents.

En dernier lieu, nous terminons par une conclusion générale qui résume l'ensemble des résultats obtenus, des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

Chapitre I : Etude bibliographique sur les systèmes de chauffage par induction

I.1.Introduction :

Le chauffage par induction a connu ces dernières années un développement important, essentiellement lié aux avantages qu'apporte ce mode de chauffage : chauffage sans contact, rendement, rapidité et souplesse d'emploi [6]. L'utilisation de l'induction électromagnétique est une technique de chauffage pour les matériaux conducteurs, fréquemment utilisée par de nombreux procédés thermiques tels que la fusion ou les traitements thermiques des métaux [7].

L'induction électromagnétique a pour particularité de générer la chaleur directement à l'intérieur du matériau à chauffer. Cette particularité présente de nombreux atouts par rapport aux méthodes de chauffage standards, notamment la réduction des temps de chauffe et des rendements élevés, ou encore la possibilité de chauffer de façon très locale. D'autre part, les hautes densités de puissance mises en jeu permettent d'obtenir des vitesses de chauffe très rapides [8]. Ainsi, ce mode de chauffage se prête très bien aux traitements thermiques industriels pour au moins deux raisons :

- Il permet des transferts de chaleur à grande puissance et cela à l'intérieur même des pièces à chauffer ;
- L'effet thermique peut être concentré à l'endroit voulu sans chauffer les autres parties de la pièce traitée ;
- Le temps de chauffage est très court par rapport aux autres procédés de chauffage. Ce chauffage sélectif et rapide combiné à un transfert efficace de l'énergie, fait du chauffage par induction une source substantielle d'économies d'énergie en traitement thermique.

I.2.Historique :

Le phénomène d'induction magnétique fut découvert par le physicien anglais Michael 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 le rend plus efficace et des études sur le chauffage par induction montrent que l'on peut chauffer différentes parties d'une pièce sans chauffer les autres en jouant sur la fréquence, la puissance ainsi que les paramètres des matériaux tels que la résistivité électrique et la perméabilité magnétique relative. Ainsi a pris naissance le traitement superficiel par induction. Plus tard dans les années 1960, l'arrivée des générateurs statiques avec les semi-conducteurs permet l'utilisation de plus grandes puissances et fréquences. Aujourd'hui, le chauffage par induction

est un procédé industriel bien maîtrisé dans un grand nombre de domaines, tels que la fonderie, le soudage ou le durcissement [9].

I.3.Travaux sur les systèmes d'alimentations du chauffage par induction :

Dans cette partie, nous présentons l'historique des interrupteurs de puissance ainsi que les travaux parmi les plus récents concernant les systèmes d'alimentation du chauffage par induction, ensuite l'étude des phénomènes accompagnant la phase de fonctionnement. Ces recherches sont pour la plupart basées sur l'étude des systèmes avec convertisseur statique à résonance. L'étude de ces systèmes est effectuée avec plusieurs méthodes de commande, notamment la **MLI** et la logique floue.

Dans le domaine du chauffage par induction, les onduleurs à résonance de puissance à base des semi-conducteurs.

- Les premières **diodes** de puissance au **silicium** apparaissent en 1956 et les **thyristors** en 1961. Dans les années 1970, thyristors et diodes sont utilisés dans des dispositifs auto-commutés comme les hacheurs et les onduleurs, les années qui suivent voient le développement de transistors bipolaires de puissance qui favorise le développement d'une électronique de conversion de faible et moyenne puissance.
- Au début des années 1980, les dispositifs à transistors poussent les dispositifs à **thyristors** vers des puissances accrues : vers 1990, les **GTO** ne sont plus utilisés qu'en très fortes puissances (> 1 MW) ou pour des tensions supérieures à 2 kV.
- **L'IGBT** apparaît en 1985, d'abord dans le domaine des moyennes puissances (quelques dizaines de kilowatts), il supprime les **transistors Darlington**. Il devient dans les 10 ans qui suivent un composant utilisable en forte puissance.
- L'avènement du thyristor **IGCT** (Integrated Gate Commutated Thyristor) vers 1997 dans le domaine des tensions supérieures à 6 kV risque d'entraîner à moyen terme la disparition du thyristor **GTO**.
- Dans le domaine des faibles puissances, du fait de sa rapidité et de la simplicité de sa commande, le transistor **MOSFET** de puissance supprime le transistor bipolaire. Grâce aux techniques d'intégration planar et l'essor du marché du portable (téléphone, ordinateur, lecteur CD, etc.) nécessitant une électronique de conversion efficace et miniaturisée, il supprime même les diodes dans des applications comme le redressement (redresseur synchrone).

- Les composants à base de carbure de silicium (**SiC**) apparaissent en 2002. Ceux à base de **diamant** sont encore à l'étude en 2004. Leurs fortes énergies d'ionisation permettent un blocage de tension plus élevée et/ou des fonctionnements à haute température [10].
- Les Thyristors sont utilisés généralement jusqu'à 10 **kHz** avec **IGBT** et **MOSFET** utilisés à des fréquences plus élevées [11].
- Les recherches réalisées par **A.SURESH** et **S.RAMA REDDY** [12] présentent les résultats de comparaison entre les onduleurs à résonance parallèle et les onduleurs à résonance Série.

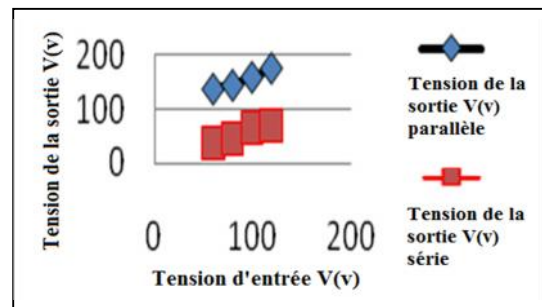
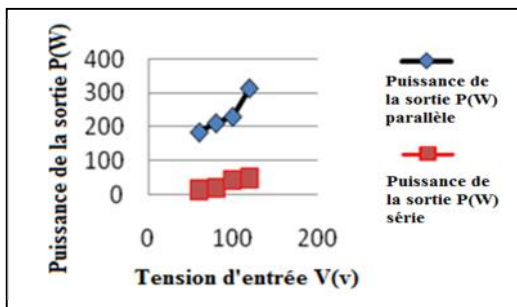


Figure.1 : Tension d'entrée v/s Puissance de sortie **Figure.2 :** Tension d'entrée v/s Tension de sortie

De la **figure.1** et la **figure.2**, on constate que la puissance et la tension de sortie du convertisseur à résonance parallèle sont plus élevées que le convertisseur séries. Par conséquent les convertisseurs à résonance parallèle sont les meilleurs choix pour les systèmes d'alimentation du chauffage par induction.

- **S. RAMA REDDY** et **A.SURESH** [12] ont travaillé pour développer un système d'alimentation de chauffage par induction avec le minimum du matériel. La **figure.3** montre le schéma sur **Simulink/MATLAB** de l'onduleur du courant à résonance parallèle pour une charge ferromagnétique.

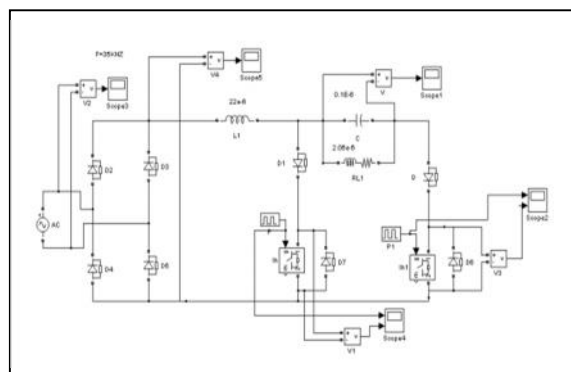


Figure.3 : Schéma du modèle sur **Simulink/Matlab** [12]

La **figure.4** montre la tension du sortie de l'onduleur sur le modèle **Simulink**, la tension est sinusoïdale due à l'action de résonance.

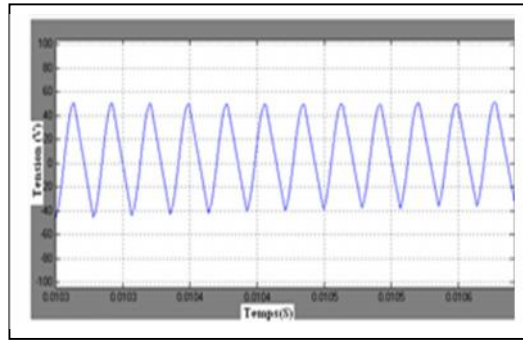


Figure.4: La tension de sortie avec 'Simulink' [12]

La **figure.5** présente les impulsions motrices de la sortie du 'MOSFET 1', et la **figure.6** présente les impulsions motrices de la sortie de 'MOSFET 2'.

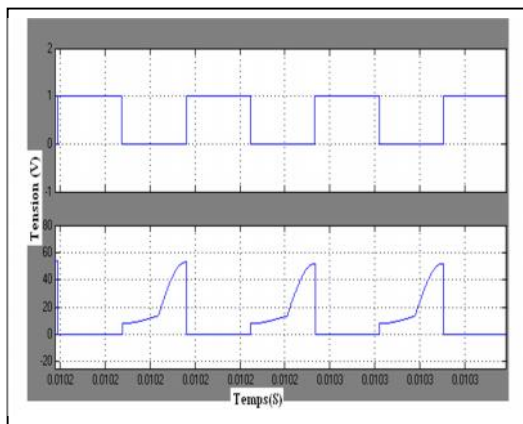


Figure.5: V_{gs} et V_{ds} au bornes de
L'interrupteur 1 [12]

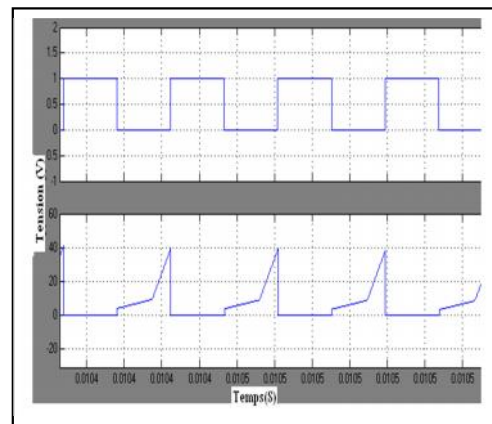


Figure.6: V_{gs} et V_{ds} au bornes de
l'interrupteur 2 [12]

En fin, à partir des figures préalables, le volume du système est réduit, l'inductance 'L' et la capacité 'C' sont plus petits par rapport à ceux de système source.

- **H.SARNAGO** et **A.MEDIANO** [13] ont trouvé une nouvelle technique pour développer un oscillateur de type **Classe-E**, utilisé pour une application du chauffage par induction '**table à cuisine**'. L'utilisation de ce oscillateur en raison qu'il supporte des tensions élevé, qu'il atteint jusqu'à **1200V**, tels que les **IGBT** et les **MOSFET**. Le système final proposé est représenté sur la **figure.7**.

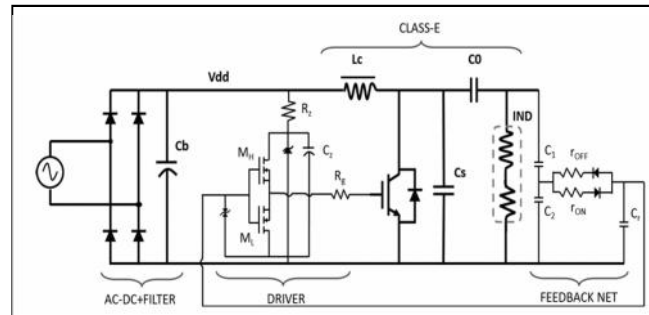


Figure.7: le schéma de l'oscillateur de type **Classe-E**

L'oscillateur de type **Classe-E**, offre plusieurs avantages tels que le coût, le bruit réduit, et l'absence de la commande du système d'alimentation par logique floue. Le courant de la charge est quasi sinusoïdal. Toutes les approximations de conception faites sont vérifiées et confirmées. La conception proposée convient aux applications de la puissance de sortie constantes, telles que des cuiseurs de riz ou les machines à café.

- Les recherches réalisées par **M.TÜMAY, et K.Çağatay BAYINDIR** [14] présentent une conception d'un onduleur monophasé, sur un panneau **DSP** contrôlé par un régulateur à **MLI**. Le modèle de simulation de l'onduleur avec commande **MLI** présenté comme suit :

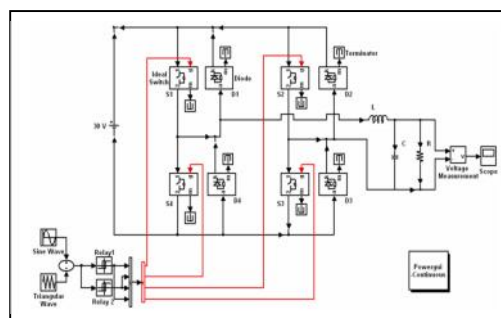


Figure .8 : Modèle de simulation de l'onduleur [14]

Les figures suivantes présentent les formes d'ondes du modèle d'onduleur de tension sur **Simulink/MATLAB**.

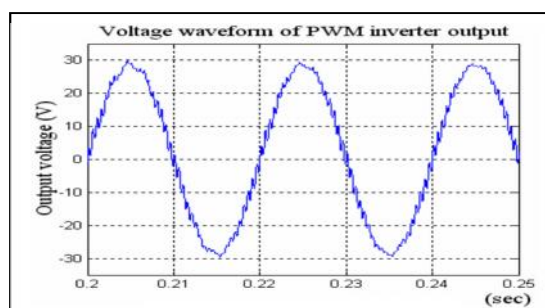


Figure.9 : forme d'onde avec $f_c=2$ kHz [14]

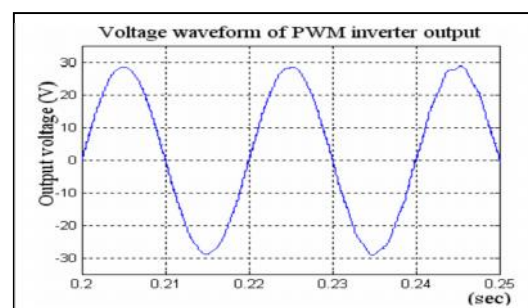


Figure.10 : forme d'onde avec $f_c=4$ kHz [14]

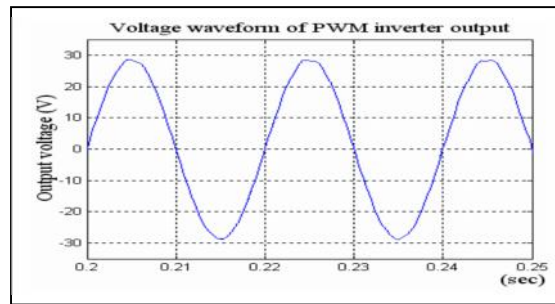


Figure.11 : forme d'onde avec $f_c = 6 \text{ kHz}$ [14]

En conséquence, la forme d'onde de la tension à la sortie de l'onduleur, devient plus lisse et sinusoïdal lorsque la fréquence de commutation augmente.

• **S.ARUMUGAM, et S.RAMAREDDY** [15] ont développé un onduleur en demi-pont de type **Classe-D**, pour alimenter un système de chauffage par induction. Ce système présente des avantages, comme le volume et les pertes par commutation qui sont réduites. Les modèles du circuit sur **Simulink/MATLAB** en boucle ouverte '**BO**' et fermée '**BF**' sont données comme suit :

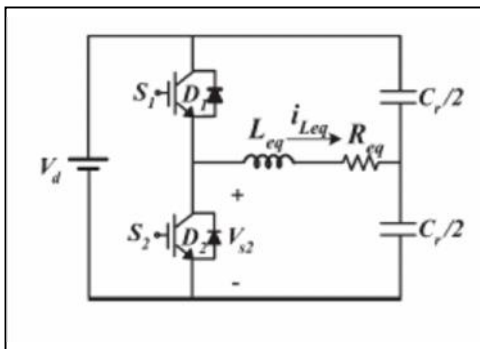


Figure.12:Schéma de l'onduleur

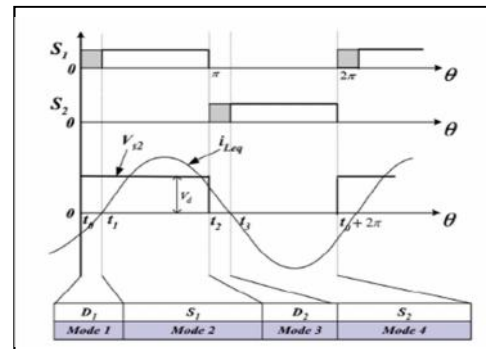


Figure13:Formes d'onde théoriques de l'onduleur

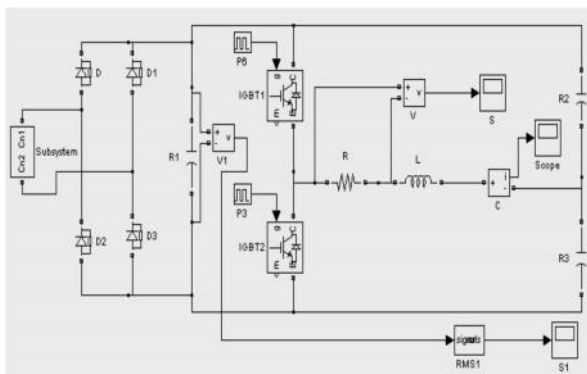


Figure.14 : Schéma de la simulation en **BO** [15]

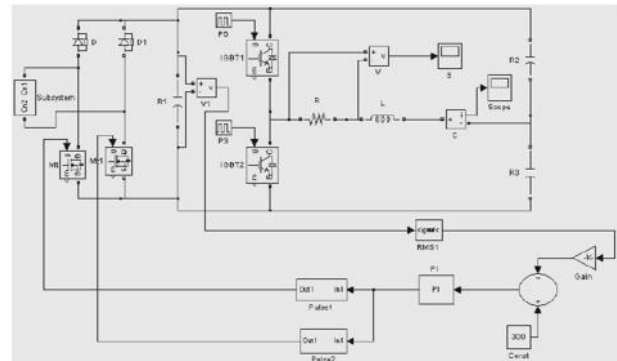


Figure.15 : Schéma de la simulation en **BF** [15]

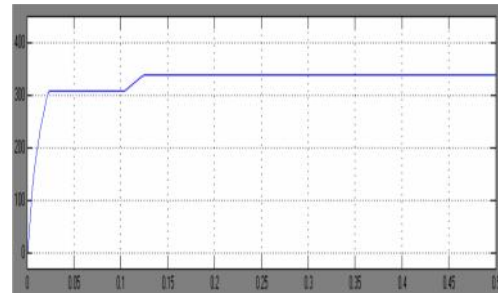
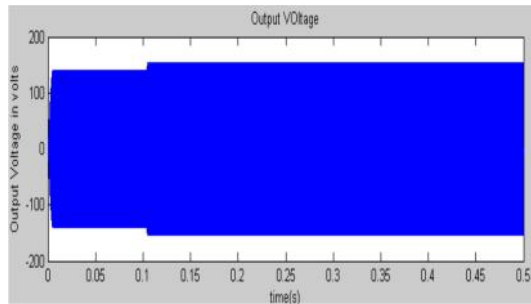


Figure.16 : tension à la sortie du l'onduleur en **BO** **Figure.17** tension à la sortie de redresseur en **BO**

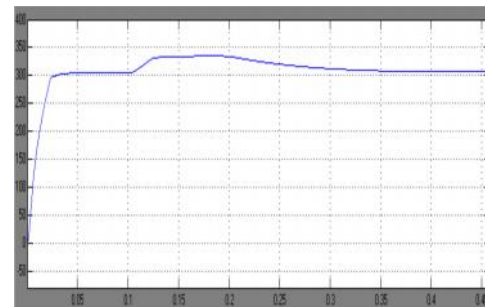
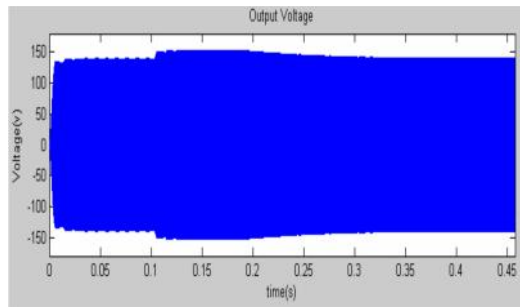


Figure.18: tension à la sortie du l'onduleur en **BF** **Figure.19** tension à la sortie de redresseur en **BF**

Les résultats de simulation sur **Simulink/MATLAB** en boucle fermée **BF**, indique qu'il a une réduction du l'erreur par apport au système en boucle ouvert **BO**. Le circuit boucle fermée **BF** fonctionne sous la commutation douce. La mise en œuvre du matérielle n'est pas dans le champ d'application dans ce travail.

- **V.RAMESH**, et **J.SRI RANGANAYAKU LU** [16] ont travaillé sur les onduleurs à résonance en pont complet à haute efficacité **LLC** pour les applications du chauffage par induction, en utilisant une commande asymétrique du système d'alimentation, le circuit est mis en œuvre en utilisant le contrôleur **PIC**. Le circuit est le schéma de simulation sur **Simulink/MATLAB** sont montré dans les figures suivantes :

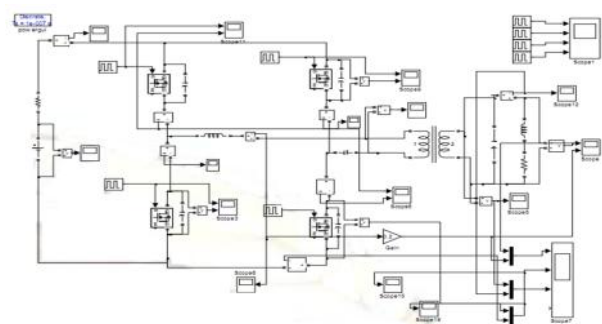
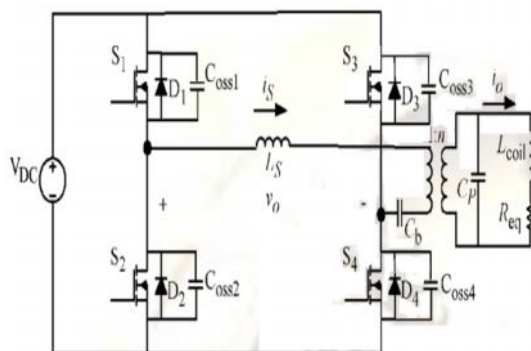


Figure.20 : schéma du l'onduleur à résonance **LLC** **Figure.21 :** Schéma de la simulation en **BO**[16]

Les résultats de la simulation sont donnés dans les figures suivantes :

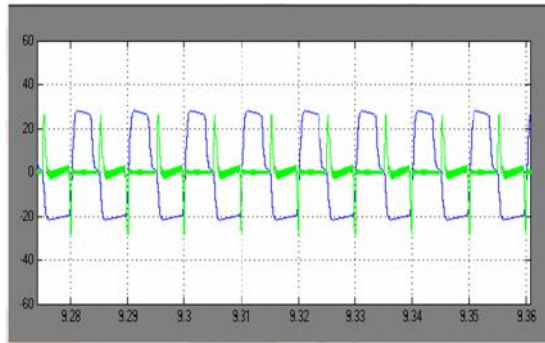


Figure.22 : forme d'ondes du ' V_o et I_s '

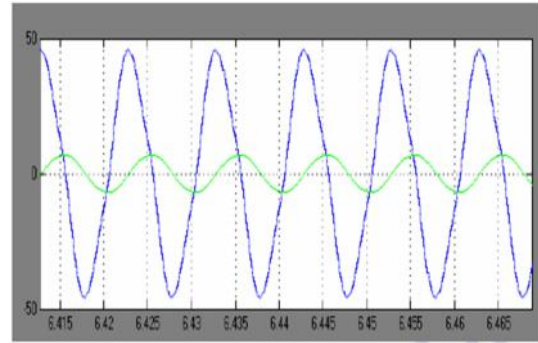


Figure.23 : forme d'ondes du ' V_c et I_o '

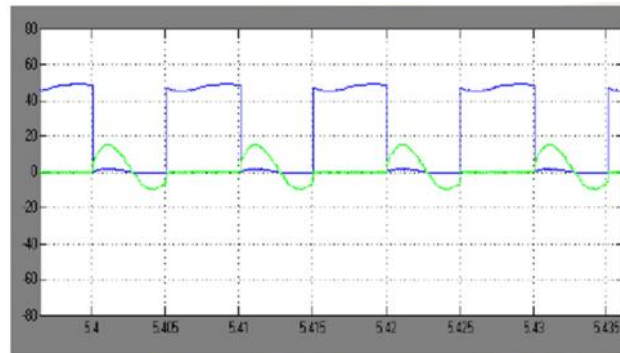


Figure.24 : forme d'ondes du ' V_{s4} et I_{s4} '

En conséquence, les onduleurs à résonance en pont complet à haute efficacité **LLC**, ont des avantages, tels que les harmoniques ont été éliminés et la commande du système peut se faire en deux modes de contrôle, symétrique et asymétrique.

I.4.Principe de fonctionnement du chauffage par induction:

Tout matériau conducteur d'électricité placé dans un champ magnétique variable est le siège de courants induits appelés courant de Foucault qui dissipent de la chaleur par effet Joule à l'intérieur de ce même matériau. Ce phénomène est illustré sur la **Figure.25** [9].

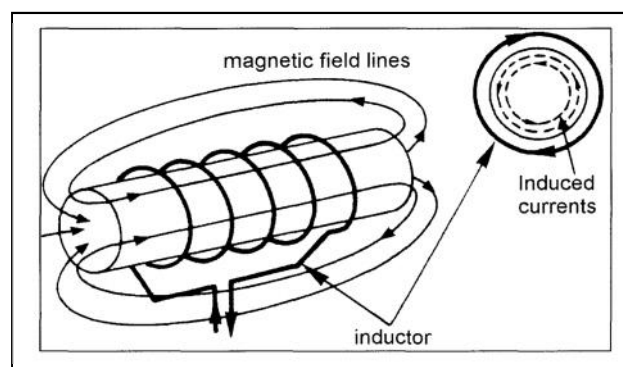


Figure.25 : Principe de l'induction. [9]

En effet, un inducteur, parcouru par un courant alternatif, crée un champ magnétique dans l'espace environnant, variant à la même fréquence que le courant d'alimentation. Ce

champ pénètre plus ou moins profondément dans le matériau placé à proximité de l'inducteur selon la fréquence et les propriétés magnétiques du matériau. D'après la loi de Lenz, Les variations du champ magnétique a l'intérieur de la pièce créent des courants de Foucault dont la direction et le sens s'opposent à la cause qui leur a donné naissance « c'est-à dire le courant circulant dans l'inducteur ». La zone du matériau parcourue par les courants de Foucault chauffe par effet Joule. La chauffe est plus ou moins forte et dépend des propriétés électriques et magnétiques du matériau, ainsi que de l'intensité des champs magnétiques en jeu. Les zones adjacentes à celle chauffée par les courants sont chauffées par conduction thermique selon les propriétés thermiques du matériau.

La zone soumise à l'effet Joule est concentrée sur une fine couche superficielle, car la densité des courants induits décroît de manière quasi-exponentielle vers le centre de la pièce. Ce phénomène est appelé « **effet de peau** » et est caractérisé par la profondeur de pénétration δ (**Figure.26**), qui est définie comme étant la profondeur où **86%** de la puissance transmise est concentrée ou encore **63%** de la densité des courants induits. La profondeur de pénétration est exprimée sous la forme suivante [4].

$$\delta = 503 \sqrt{\frac{1}{\sigma \mu_r f}} \quad (1.1)$$

Où interviennent les paramètres:

- δ : La profondeur de pénétration(m),
- σ : La conductivité électrique du matériau ($\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$),
- μ_r : La perméabilité magnétique relative du matériau,
- f : La fréquence (Hz).

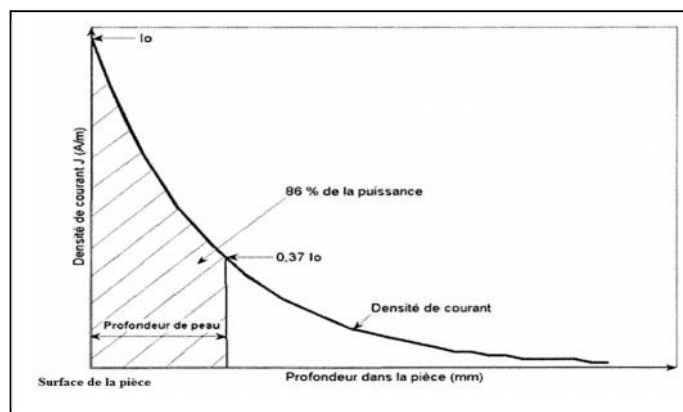


Figure.26 : Représentation de la profondeur de pénétration [9].

Il apparaît que la profondeur de pénétration dépend à la fois des caractéristiques du matériau à chauffer (ρ , μ), et de la fréquence du courant alternatif le parcourant. La fréquence est donc un levier de contrôle de la profondeur de pénétration.

Le tableau suivant regroupe des ordres de grandeur de δ en fonction de plusieurs matériaux pour différentes fréquences.

δ en [mm]	Acier 20°C	Acier 20°C	Cuivre 20°C	Cuivre 900°C	Graphite 20°C
$\rho[\mu\Omega.m] \rightarrow$	0,16	0,16	0,017	0,086	10
$\mu_r[-] \rightarrow$	40	100	1	1	1
Fréquence ↓					
50 Hz	4,5	2,85	9,31	20,87	225,08
100Hz	3,18	2,01	6,58	14,76	159,15
1 KHz	1,01	0,64	2,08	4,67	50,33
10 KHz	0,32	0,2	0,66	1,48	15,92
100 KHz	0,1	0,06	0,21	0,47	5,03
1 MHz	0,03	0,02	0,07	0,15	1,59

Tableau.1: Profondeur pénétration [8]

D'après la formule (1.1) ci-dessus, il apparait que la profondeur de pénétration est inversement proportionnelle à la racine carré de la perméabilité magnétique μ_r . Pour des matériaux non magnétiques tels que le cuivre ou l'aluminium, le coefficient de perméabilité magnétique $\mu_r = 1$, alors que les matériaux ferromagnétiques (tels que le fer et de nombreux types d'acier) ont, au contraire, un coefficient de perméabilité beaucoup plus élevé. Ces matériaux présentent donc des profondeurs de pénétration beaucoup moins importantes pour la même fréquence d'alimentation.

La perméabilité magnétique des matériaux ferromagnétiques dépend fortement de la nature du matériau et des conditions imposées (température, intensité du champ magnétique, saturation). Au-delà de la température de Curie, la perméabilité chute brutalement à $\mu_r=1$, ce qui engendre une hausse rapide de la profondeur de pénétration.

I.5.Installations de chauffage par induction

I.5.1 Schéma général:

Le chauffage par induction est une technique bien connue à produire très hautes température pour des applications telles que fusion d'acier, la soudure et durcissement extérieur. Dans chaque application la fréquence appropriée doit être employée selon le morceau de travail et la condition de la géométrie et de profondeur de peau [12]. La **figure.33** montre le schéma de principe d'une installation de chauffage par induction. On trouve, à

partir du réseau électrique (50 Hz), un convertisseur permettant de créer les courants électriques à la fréquence souhaitée, un adaptateur nécessaire à l'ajustement des tensions, un inducteur générant le champ électromagnétique dans lequel est placée la charge à chauffer [5].

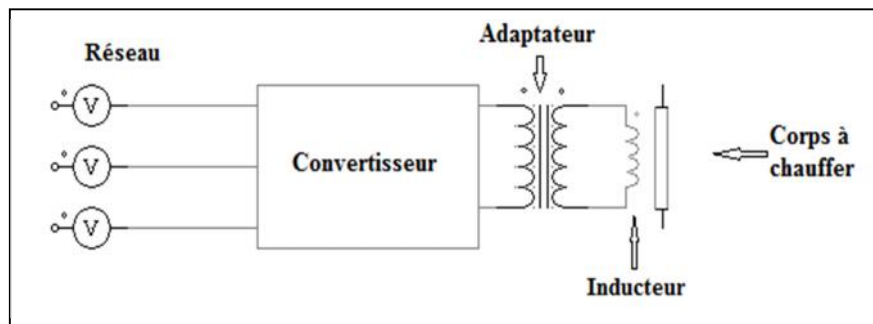


Figure.27 : Schéma général d'une installation de chauffage par induction [18]

Les installations de chauffage inductif peuvent inclure un système de refroidissement pour le convertisseur de fréquence et pour l'inducteur, ainsi qu'un système de transport de l'énergie et un système de commande et de mesure adapté [18].

I.5.2.Source d'alimentation :

L'alimentation électrique peut être de différente nature selon la fréquence d'alimentation de l'installation [8].

Quelques **ordres de grandeur** sur le chauffage par induction permettent de mieux cerner ses spécificités.

Pour les installations à 50Hz

La charge est directement connectée au transformateur. Le transformateur peut être régulé pour ajuster le courant à l'impédance de la charge [8].

Convertisseur de fréquence à thyristors :

- Rendement: 90-97%
- Plage de fréquence : 100Hz-10kHz
- Plage de puissance : jusqu'à 10MW

Convertisseur de fréquence à transistors :

- Rendement: 75-90%
- Plage de fréquence : jusqu'à 500kHz
- Plage de puissance : jusqu'à 500kW

I.5.3 Inducteurs :

Pour la plupart des applications, l'inducteur est un tube en cuivre creux se présentant comme un enroulement adapté à la géométrie de l'objet à chauffer. L'inducteur est le plus souvent en cuivre, afin de limiter les pertes électriques, et refroidi par eau, dans la plupart des cas [8].

I.6. Propriétés du chauffage par induction

I.6.1. Rendement électrique :

Le rendement électrique du chauffage par induction est défini par le rapport de l'énergie utile recueillie dans la pièce à chauffer et l'énergie totale mise en jeu :

$$\eta = \frac{P_w}{P_1 + P_i} \quad (1.2)$$

P_w : Puissance recueillie dans la pièce à chauffer;

P_i : Puissance dissipée par effet Joule dans l'inducteur, avec $P_i = R_i \cdot I_i^2$;

R_i : Résistance de l'inducteur;

I_i : Intensité du courant électrique parcourant l'inducteur.

I.6.2. Caractéristiques du chauffage par induction :

Intérêts technique:

- Grâce à la haute densité de puissance, une installation à induction peut être compacte et réaliser un chauffage rapide.
- L'induction permet d'obtenir des températures de chauffe très élevées
- L'induction peut être appliquée de façon très locale
- Les installations à induction sont compatibles avec les automatismes [8].

Consommation énergétique :

- Les installations de chauffage par induction ont, en règle générale, un bon rendement. Toutefois, le rendement dépend aussi de la nature du matériau à chauffer.
- Une part importante des pertes calorifiques peut être récupérée

Limite :

- Matériaux conducteurs

I.7. Applications industrielles du chauffage par induction :

I.7.1. Introduction :

Les applications du chauffage par induction sont très nombreuses dans l'industrie. Elles concernent plus particulièrement la métallurgie et les traitements des métaux. La

sidérurgie et la mécanique restent un domaine privilégié du chauffage par induction dans les domaines suivants [18] :

I.7.2.Sidérurgie et métallurgie :

- Élaboration de produits semi finis ;
- Élaboration de produits finis.

I.7.3.Fabrication mécanique :

- traitements thermiques et préparations de pièces avant usinage.

I.7.4. Soudage des pièces métalliques par induction :

Le soudage est une opération qui consiste à assembler par fusion les bords adjacents de deux pièces ou de deux constituants métalliques. Les arguments en faveur du soudage par induction sont les suivants :

- localisation du chauffage
- rendement énergétique élevé
- facilité de contrôle, régulation et automatisation

I.7.5.Les technologies de fours à induction

I.7.5.1- Les fours à induction à creuset :

Les fours à induction à creuset se composent essentiellement d'une bobine inductrice entourant un creuset dans lequel se trouve la masse métallique à fondre [22].

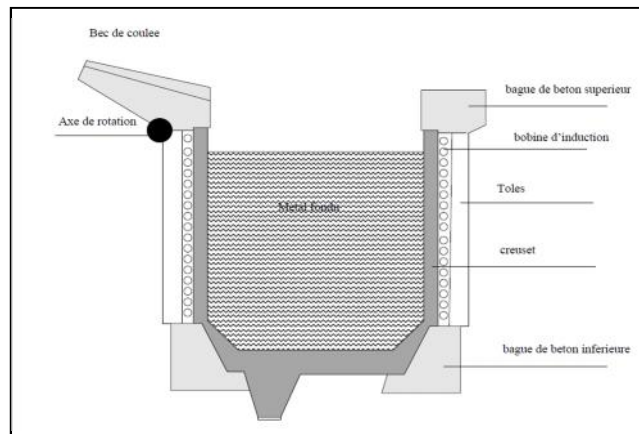


Figure.28 : fours à induction à creuset [22]

1. Les fours sont dotés d'un dispositif permettant le basculement du creuset à l'aide de vérins hydrauliques.
2. L'inducteur est façonné en hélice à spires non jointives et isolées électriquement les unes des autres et refroidi par circulation d'eau de refroidissement.

3. Pour réduire les fuites magnétiques, on dispose à l'extérieur de la bobine des tôles feuilletées au silicium.
4. Les fréquences les plus souvent utilisées varient entre 100 et 1000 Hz
5. L'interaction du champ magnétique et des courants électriques crée des forces qui s'exercent de l'extérieur vers l'intérieur du creuset. Il en résulte une tendance à la striction se traduisant par une surélévation du bain autour de l'axe vertical du creuset.

I.7.5.2- Four à canal :

Dans le cas d'un four à canal le réservoir est en communication avec un canal dont les deux extrémités débouchent dans le réservoir. La bobine d'induction est entourée par le canal de communication. Du point de vue électrique, le four à canal est équivalent à un transformateur avec circuit magnétique fermée, dont le canal constituerait le secondaire [22].

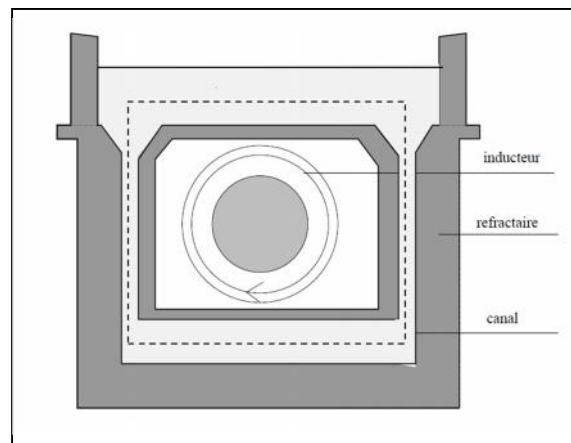


Figure.29: fours à induction à canal [22].

Le métal s'échauffe dans le canal par effet Joule, sous l'action des courants induits. La circulation du métal dans le canal s'effectue par effet de thermosiphon et par effet électromagnétique. Cette migration du métal entre le canal et le creuset crée un léger brassage (beaucoup plus faible que dans le cas des fours à creuset). Pour mettre en fonctionnement le «**four à canal**», on doit d'abord remplir le four avec du métal liquide puis mettre les inducteurs sous tension [22].

Intérêt:

Les fours à canal permettent la production d'un métal de haute qualité, et l'élaboration d'alliages de bonne homogénéité, grâce à la température uniforme dans le four et au léger brassage.

I.8. Les convertisseurs statiques pour les systèmes de chauffage par induction :

I.8.1. Position du problème :

L'objectif principal d'un générateur à induction, est de produire un courant alternatif à fréquence élevée à travers un inducteur. Ce dernier va alors produire, à partir de ce courant, un champ magnétique qui sera l'origine de courants de Foucault qui se développeront au sein de l'induit [7].

Le système magnétique est donc généralement constitué d'un bobinage, de taille et de forme adaptée à la pièce à chauffer et de la charge où se développent les pertes. Ce système peut être considéré comme un transformateur, le primaire étant l'inducteur, le secondaire étant l'induit. L'impédance offerte au générateur par l'inducteur sera donc essentiellement inductive et fortement dépendante de la charge. En effet, si on considère le schéma équivalent d'un système couplé **figure.30** [7].

K : Coefficient de couplage

m : Rapport du nombre de spires

A vide nous retrouvons l'inductance propre de l'inducteur, alors qu'en charge, l'induit apporte une résistance représentative de la puissance et fait chuter l'inductance totale ($l < L$).

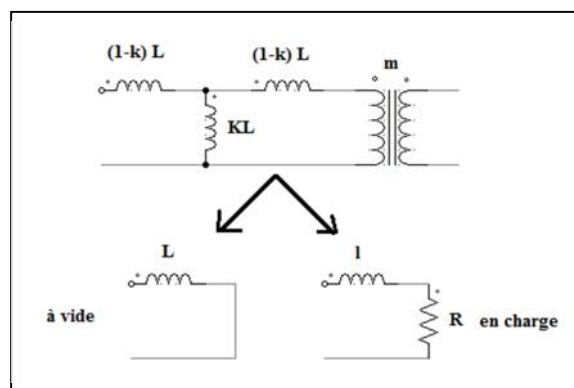


Figure.30 Schéma équivalent du système couplé (inducteur + charge)

La valeur de l'inductance **L** dépend du couplage mais aussi des paramètres magnétiques de l'induit (ex : passage du point de curie).

Ainsi plus la fréquence d'alimentation (**f**) augmente, plus les courants induits se concentrent en surface. Sachant que, pour obtenir un bon rendement énergétique, l'épaisseur du métal, doit être au moins supérieure à trois fois la profondeur de pénétration, on constate que le choix des fréquences est imposé par le métal (résistivité et perméabilité magnétique), les dimensions des pièces à chauffer et les températures de chauffage ciblées. En pratique, on

trouve des abaques donnant la valeur de la profondeur de pénétration du courant en fonction de la fréquence pour divers matériaux et différentes températures [48].

Il y a donc un compromis à trouver entre la puissance et la pénétration en fonction du matériau et du type de traitement à effectuer. Le concepteur du générateur à induction se trouve alors confronté à :

- une charge qui est inductive avec un faible facteur de puissance, et dont les éléments sont susceptibles de varier de façons importante avec la température.
- La plage des fréquences utilisées qui s'étend généralement entre quelques dizaines de Hz et plusieurs centaines de kHz pour des gammes de puissances importantes (du kW à quelques centaines de kW). Les semi-conducteurs de puissance sont à l'origine de la limite supérieure de fréquence, suivant la technologie du composant et la puissance demandée.

I.8.2. Les structures de puissance :

En vue d'améliorer les dispositifs, on cherchera à compenser la nature inductive de la charge par l'ajout d'un condensateur, placé soit en parallèle soit en série la **figure.31** [49].

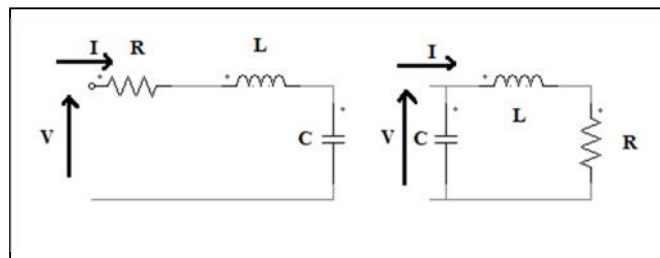


Figure.31 : Circuits résonants (série / parallèle)

Le circuit résonant série se comportera en dynamique, comme une source de courant (inductance placée en série) alors que le circuit résonant parallèle se comportera comme une source de tension [7].

La structure de conversion (continu/alternatif) la plus utilisée est l'onduleur en pont. Dans le cas d'une conversion directe, il s'agira d'associer une source à une charge de natures différentes. Soit f_r la fréquence de la charge résonante (R, L, C). Le choix de la structure est fonction des éléments imposés par le cahier des charges :

- Le type de charge (valeurs de R et L) ;
- La fréquence nécessaire ;

En pratique, il existe plusieurs configurations de convertisseurs statiques pour réaliser cette alimentation. Le **tableau N°2** ci-dessous donne des choix des composants électroniques de la famille des thyristors adaptés aux deux structures série et parallèles [49]:

Type d'onduleur	La position de f/f_r	La position du courant / la tension V	Choix du composant
Onduleur de tension	• $f < f_r$ • $f > f_r$	I en avance de phase /V I en arrière de phase /V	Thyristor + diode antiparallèle Thyristor - dual
Commutateur de courant	• $f < f_r$ • $f > f_r$	I en arrière de phase /V I en avance de phase /V	Thyristor Thyristor – dual+ diode série

Tableau.2 : choix des composants électronique [9]

Ainsi, le Thyristor, composant bidirectionnel en tension et commandable à l'amorçage permet la réalisation de commutateur de courant en commutation naturelle ($f > f_r$). Sa principale limite est sa rapidité puisque son temps de recouvrement inverse (t_q) interdit les fréquences élevées ($f < 10$ kHz), mais ce composant reste très utilisé pour les puissances élevées.

Les composants commandables au blocage ont permis la synthèse de nouvelles fonctions interrupteurs et l'essor de nouvelles structures de conversion.

I.9.Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons fait le point sur le chauffage par induction, ses propriétés ainsi que ses caractéristiques. Les structures des générateurs et les applications actuelles. Le choix de la fréquence de fonctionnement du générateur est imposé par la nature du matériau, les dimensions des pièces à chauffer et les températures de chauffage. Cela se traduit par un compromis à trouver entre la puissance à injecter et sa pénétration « **profondeur de peau** ». Les convertisseurs statiques de puissance restent à l'origine de la limitation supérieure des fréquences suivant la technologie des interrupteurs utilisés et la puissance demandée.

Chapitre II : Les différentes structures Des onduleurs à résonance

2.1 Introduction :

Le chauffage par induction est une technique bien connue pour produire de très hautes températures pour des applications telles que la fonte d'acier, le brasage et le durcissement de surface. Pour chaque application la fréquence doit être utilisée en fonction de la pièce à usiner, et les autres traitements la géométrie et de la profondeur de peau [37, 17]. Cette technique nécessite une alimentation par des courants à haute fréquence capable d'induire des courants de Foucault à la profondeur convenable dans la pièce à usiner et provoquent l'effet de chauffage [17]. Un grand nombre des topologies ont été développée, dans ce domaine entre les onduleurs de courant et onduleurs alimentés en tension sont les plus couramment utilisés [26].

L'une des principales tendances de la conversion d'énergie en ce moment est l'accroissement des fréquences de commutation. Lorsque l'on souscrit à cette tendance, en utilisant les convertisseurs à commutation commandée, on se heurte rapidement, entre autre problèmes, à la fréquence de fonctionnement qui se traduisent par accroissement des pertes par commutation dans les interrupteurs et donc à leur fatigue. Une première solution consiste à doter ces interrupteurs de circuits d'aide à la commutation (CALC), tout en conservant le principe des structures précédentes. Une deuxième solution réside dans la définition de convertisseurs dans lesquels les interrupteurs sont naturellement soumis à un régime de commutation à faibles pertes, conçus sous le total de convertisseurs à commutation douce.

On peut considérer que les alimentations à résonance sont apparues avec le développement des convertisseurs statiques destinés au chauffage par induction. Où il était intéressant d'exploiter la nature inductive de la charge que constitue un inducteur. En associant à cet inducteur un condensateur convenablement choisi, il était possible de réaliser un circuit résonant dont la fréquence propre correspond à la fréquence du traitement thermique que l'on désire obtenir. Rappelons que l'atout essentiel de ces dispositifs de conversion est la commutation naturelle qui va permettre de résoudre élégamment pour les problèmes posés par commutation forcé des interrupteurs.

Il nous faut maintenant préciser que la commutation naturelle peut prendre différentes formes dans les convertisseurs que l'on peut classer, en deux familles distinctes [32]:

- Les alimentations à résonance ;
- les alimentations quasi-résonantes.

2.2 Rappel sur Les convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est un dispositif qui permet de faire le lien entre deux sources d'énergie électrique. Il contrôle le transfert de l'énergie entre les deux sources se fait selon les

caractéristiques de ces dernière et de l'application. Le transfert peut être indirect (lorsque l'énergie est entreposée avant d'être utilisée) ou direct [34]. La figure 2.1 montre une classification des convertisseurs électroniques de puissance selon la nature des sources d'entrée et de sortie.

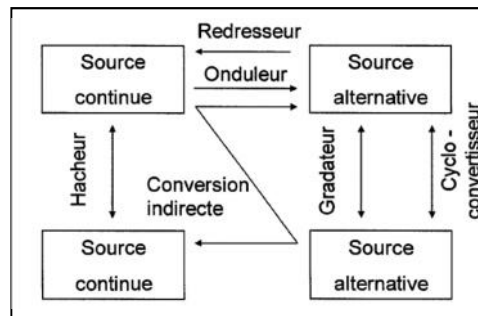


Figure 2.1 : Classification des convertisseurs électroniques de puissance [18]

2.3 Qualités d'un bon convertisseur

Avant de passer à l'étude des convertisseurs à résonance, il est utile de mentionner quelques considérations importantes dans le design des convertisseurs électroniques :

- protection du convertisseur;
- isolation galvanique;
- rendement élevé;
- puissance massique élevée.

Le rendement est très important puisque en général, les niveaux de puissance sont élevés pour n'importe quelle topologie de convertisseur. Il est donc indispensable que le système soit conçu de manière à minimiser les pertes énergétiques. Pour cela, il faut utiliser des composants qui sont en théorie non dissipatifs, tels que :

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

Ces derniers accomplissent des tâches diverses telles que le stockage transitoire d'énergie, le filtrage et des sous-systèmes comme des circuits résonants, des circuits d'aide à la commutation et des écrèmeurs. La conception des convertisseurs de puissance doit alors être faite à partir de ces éléments et doit suivre un ensemble de règles précises.

2.4 Généralités des convertisseurs électroniques de puissance

Selon la littérature, les convertisseurs de puissance peuvent être classifiés en deux grandes catégories [34]-[35] :

- Convertisseurs à commutation dure;
- Convertisseurs à commutation douce.

Dans le premier cas, l'ouverture et la fermeture des dispositifs semi-conducteurs se font au moment où il existe des courants et / ou tensions considérables dans les interrupteurs. Par contre, dans le deuxième cas, la commutation se fait au passage par zéro de la tension et / ou du courant. Ces derniers possèdent des densités de puissance élevées et des pertes par commutation très faibles [15].

2.4.1 Pertes par commutation

Généralement, les convertisseurs statiques à semi-conducteur fonctionnent en commutation dure et cela, pour divers types de convertisseurs CC-CC et CC-CA contrôlés par modulation de largeur d'impulsions **MLI**. Dans cette situation, un courant spécifique est arrêté ou fourni avec un seuil de tension déterminé lorsque la commutation arrive. Cette procédure entraîne des pertes par commutation importantes et cela devient pire lorsque la fréquence de commutation augmente. Cet effet est la cause de la limitation en fréquence 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 [36] :

$$P_c = \frac{1}{2} V_c I_c f_c (t_F + t_o) \quad (2.1)$$

Avec:

P_c = pertes par commutation; [W]

V_c = 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]

2.4.2 Fréquence de commutation

Un avantage de construire des convertisseurs fonctionnant à des fréquences de commutation élevées est qu'on réduit la grandeur des transformateurs et des éléments de filtrage utilisés dans le système. Ceci a donc des répercussions sur le volume, le poids et la puissance volumique et massique, ainsi que sur le coût du produit final. Par contre, à des fréquences élevées, les pertes par commutation deviennent considérables (2.1). 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 sur 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 importantes [36].

Une approche plus qui s'avère plus efficace consiste à agir sur la tension et le courant de manière à ce qu'au moins l'une de ces grandeurs soit nulle au moment de la commutation. Tel qu'il a été mentionné auparavant, un tel système est dit à commutation douce. Il y a alors deux méthodes de commutation possibles:

- à tension nulle;
- à courant nul.

La première 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 deuxième approche consiste à réaliser l'ouverture du dispositif de puissance lorsque le courant qui le traverse est nul. On peut ainsi éviter les pertes par commutation au moment de l'arrêt des interrupteurs.

On peut profiter de la résonance produite par un circuit **RLC** pour obtenir les conditions nécessaires pour réaliser la commutation douce. Ce dispositif s'appellera un convertisseur à résonance. Ces systèmes offrent la possibilité fonctionnée à des fréquences très élevées, tout en réduisant les pertes par commutation.

2.4.3 Commutation à courant nul et commutation à tension nulle

Dans la section précédente on a établi que la commutation à courant nul et celle à tension nulle aident à réduire de manière efficace les pertes électriques et sont surtout utiles à des fréquences de fonctionnement très élevées. Voici quelques différences entre ces deux modes de commutation.

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 :

$$P_c = \frac{1}{2} C V^2 f_c \quad (2.2)$$

Avec:

C = capacité du condensateur de résonance;

V = tension aux bornes de l'interrupteur.

Par contre, les circuits avec commutation à tension nulle offrent la possibilité d'éliminer les courants élevés dans le circuit en tout temps, soit à la fermeture et à l'ouverture de l'interrupteur. Cette

topologie offre donc un avantage sur celle à commutation à courant nul, en plus de produire une quantité faible de bruit électromagnétique à des fréquences de fonctionnement élevées.

Ceci encore amélioré si conception 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 [11].

2.5 Onduleurs à résonance et chauffage par induction

Les convertisseurs à résonance sont apparus principalement grâce à la nécessité de développer des convertisseurs statiques qui peuvent être utilisés dans le chauffage par induction. À l'époque où les premiers développements ont été faits, les Thyristors étaient les seuls semi-conducteurs de puissance qui possédaient les caractéristiques requises pour l'application :

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

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

Les design des premiers convertisseurs à résonance a été fait pour fonctionner avec des Thyristors, ce type d'alimentation est encore utilisé de nos jours grâce à ses excellentes caractéristiques. Or, les techniques et les semi-conducteurs de puissance ont évolué et il y a diverses topologies à résonance dont le principal avantage est de faire la commutation des interrupteurs de puissance au passage par zéro de la tension et / ou du courant. On réduit ainsi les pertes par commutation tout en diminuant le bruit électromagnétique produit par les convertisseurs [18].

2.5.1 Types des convertisseurs statiques à résonance :

On a déjà mentionné que parmi les topologies où il y a une commutation douce, on trouve les convertisseurs à résonance. Ce sont des circuits qui réunissent les conditions pour accomplir la commutation douce des interrupteurs, en assurant un certain déphasage entre la tension et le courant de l'onduleur. D'autre part, les faibles pertes par commutation obtenues avec ces convertisseurs les rendent attractifs pour diverses applications dans l'industrie.

Les convertisseurs à résonance sont définis ici comme une combinaison de la topologie du convertisseur et la technique de commutation, ce qui résulte en **ZVS** (zero-voltage-switching) et **ZCS** (zero-current-switching). On peut distinguer trois catégories de ces convertisseurs :

- 1- Convertisseurs à résonance côté alimentation ;
- 2- Convertisseurs à interrupteurs résonant Et ;
- 3- les Convertisseurs à résonance côté charge.

2.5.2 Convertisseurs à résonance côté alimentation

Dans les onduleurs conventionnels à **MLI**, l'entrée de l'onduleur est une tension avec une amplitude constante V_s , et la sortie sinusoïdale (monophasé ou triphasés) est obtenue par le mode de commutation, la tension d'entrée est faite pour osciller autour de la tension V_s au moyen d'un circuit résonant L-C, donc la tension d'entrée reste zéro pour une durée finie pendant laquelle les états des interrupteurs de l'onduleur peuvent être changés, aboutissant ainsi aux **ZVS** la figure 2.2 [32].

2.5.3 Convertisseurs à interrupteurs résonants :

Les interrupteurs sont caractérisés par une commutation spontanée et posséderont nécessairement trois segments. On aboutit aux quatre fonctions de la figure 2.3, auxquelles sont associés les **CALC** adéquats, à savoir un condensateur parallèle pour les fonctions de blocage et une inductance série pour les fonctions d'amorçage. Les interrupteurs résonants sont alors obtenus en ajoutant à chacune des fonctions précédentes l'élément dual du **CALC** associé,

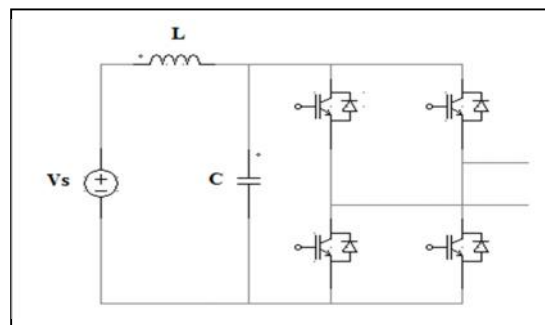


Figure. 2.2 Convertisseur à résonance coté alimentation

Soit une inductance pour les fonctions de blocage, soit un condensateur pour les fonctions d'amorçage.

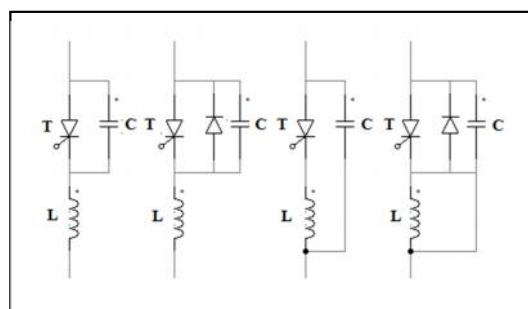


Figure. 2.3 Interrupteurs résonants

2.5.4 Convertisseurs à résonance côté charge

Ces convertisseurs constituent en circuit résonant **L-C**. La tension et le courant oscillants, en raison de la résonance du circuit **L-C**, sont appliqués à la charge et les interrupteurs du convertisseur peuvent être commutés à tension nulle et/ou à courant nul. Le circuit **L-C** peut être employé en série ou en parallèle.

Dans ces convertisseurs, la puissance écoulee vers la charge est contrôlée par l'impédance résonante, qui à son tour contrôlé par la fréquence de commutation en comparaison avec la fréquence de résonance. Ces convertisseurs **DC/DC** et **DC/AC** peuvent être classées comme suit [32] :

- 1-Convertisseurs résonant séries (source de tension) ;
- 2-Convertisseurs résonants parallèle (source de courant) ;
- 3-Convertisseurs à résonance classe E et sub-classe E.

2.6 Structures de base des onduleurs à résonance

Les onduleurs de tension ou de courant que nous venons de présenter se comportent comme des vraies sources de tension ou de courant vis-à-vis de la charge alternative. Ils imposent à celle-ci :

- La tension ou le courant
- Et, la fréquence.

Dans le cas particulier où la charge est constituée par un circuit oscillant peu amorti, en asservissant le pilotage des interrupteurs, on peut obtenir un fonctionnement tel que :

- Les commutations soient toujours de même nature, donc que la réalisation des "interrupteurs" soit facilitée ;
 - La grandeur de sortie, courant ou tension, non imposée par la source ait une forme d'onde très voisine de la sinusoïde.
 - La source continue fournit l'énergie nécessaire à l'entretien des oscillations.
 - Le circuit de résonance d'un convertisseur résonant comprend un condensateur, une inductance et une résistance. Deux types de convertisseurs résonnants sont généralement utilisées: un circuit de résonance série et un circuit résonnant parallèle.
- En 1982, Frank et autres ont développé un circuit série résonnant alimenté par l'onduleur de tension à l'aide des transistors MOSFET comme représenté sur la figure (2.4(a)).
 - En 1985, Bottari et autres ont présentés un circuit à résonance parallèle alimenté par un onduleur de courant à l'aide des transistors MOSFET comme représenté sur la figure (2.4(b)) [19].

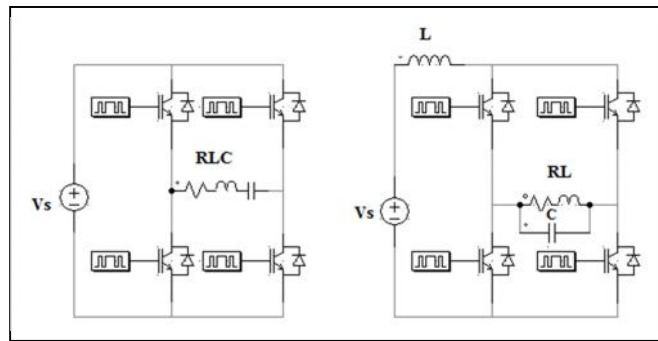


Figure. 2.4 Onduleurs en pont à résonance

Ces deux circuits sont duaux. Le circuit série, excité par une tension sinusoïdale de fréquence f , va être parcouru par un courant en avance sur cette tension, si $f < fr$, en retard, si $f > fr$. Dans les convertisseurs que nous allons étudier, les grandeurs d'excitation ne sont pas sinusoïdales.

2.6.1 Onduleur à résonance série

L'onduleur série est un onduleur de tension, dont la charge est constituée par une inductance, une résistance et une capacité en série, formant un circuit oscillant.

Un tel circuit résonne à la fréquence :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

Pour laquelle l'impédance :

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2} \quad (2.4)$$

Se réduit à R .

Le courant est en phase avec la tension du générateur V_s et égal à V_s/R .

La tension aux bornes de l'inducteur est égale à QV_s ($Q = L\omega_0$) Q : étant le facteur de qualité, (donc très supérieur à V_s). Un tel montage s'applique naturellement aux cas de faibles puissances et en haute fréquence, car l'impédance de l'inducteur est alors élevée $L\omega$, ce qui nécessite une forte tension.

L'onduleur, mettant en œuvre deux cellules de commutation identiques, dans lesquelles les interrupteurs à trois segments restent à définir plus précisément, appliqué au circuit résonant **RLC** série une tension rectangulaire symétrique de valeur $\pm E$. Du fait de la forte sélectivité du circuit série, le courant I qui circule est quasi-sinusoïdale pour des fréquences proches de la fréquence de résonance. La puissance est réglée à partir de la tension continue. Le fondamentale de la tension est parfaitement synchrone avec la tension réel même le passage par zéro. On retrouve alors les deux cas suivants :

- Si $f < fr$, le courant est en avance sur la tension, on a affaire à une commutation spontanée de blocage et amorçage commande ;

- Si $f > f_r$, le courant est en retard sur la tension, on a affaire à une commutation spontanée d'amorçage et un blocage commandé. Le contrôle du convertisseur ne peut être effectué que par l'intermédiaire de la fréquence de commande [19] [5].

2.6.2 Onduleur à résonance parallèle

L'inducteur est ici en parallèle avec le condensateur. La source continue réglable est une source de courant obtenue comme précédemment mais avec une forte inductance de lissage. Ce courant circule de façon alternative dans le circuit par ouverture des interrupteurs, selon le même processus que précédemment. Du fait de la forte sélectivité du circuit parallèle, la tension qui apparaît aux bornes du circuit est quasi-sinusoidale.

L'impédance complexe de l'ensemble inducteur-capacité est :

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + (L\omega)^2}{(1 - LC\omega)^2 + (RC\omega)^2}} \quad (2.5)$$

A la résonance, Z est maximale en module.

Un cas simple fréquent en chauffage par induction, est celui où la résistance R de l'inducteur est faible devant sa réactance $L\omega$. Dans ces conditions, on peut dire que si la condition de résonance $LC\omega^2 = 1$ est vérifiée, on a :

$$|Z| = \frac{L}{RC} = R_e \quad (2.6)$$

L'impédance du circuit est alors réelle R_e . Le courant fourni par le générateur (I_s) est minimal, en phase avec la tension et égal à V_s/R_e . Le courant dans l'inducteur I a pour valeur QI_s . Il est très important par rapport au courant du générateur [18,19]. L'analyse du fonctionnement montre que l'influence de la fréquence est tout à fait contraire à celle observée dans les onduleurs de tension

- Pour $f < f_r$, les signes de la commutation et du courant, dans chaque cellule, sont opposés, ce qui correspond un blocage commandé des interrupteurs.
- Pour $f > f_r$, les signes de la commutation et du courant sont identiques, ce qui correspond à un amorçage commandé des interrupteurs. On plus de ces deux types on trouve un autre type d'onduleurs à résonance dit à injection de courant.

2.6.3 Onduleur à injection de courant

Le principe de ce type de dispositif est indiqué par la figure 2.5. Un circuit oscillant parallèle reçoit périodiquement des impulsions de courant apportant l'énergie dissipée dans la charge au cours de la période.

Ces impulsions sont commandées par l'inversion de la tension (dans le sens croissant, dans notre cas de figure 2.5) aux bornes de la charge ; elles proviennent de la décharge d'un condensateur C , décharge provoquée par l'enclenchement d'un Thyristor T ; les bobines servent à limiter l'intensité des courants de charge L et de décharge l . La tension aux bornes du thyristor s'exprime, lorsque T est bloqué par :

$$V_T = V_C - V \quad (2.7)$$

La tension V_T : prend une valeur maximale voisine de la somme des valeurs maximales de V_C et de V .

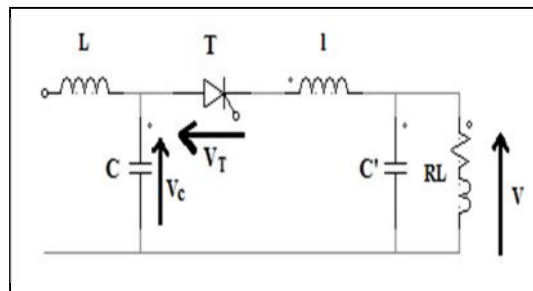


Figure .2.5 Onduleur à injection

2.7 Les éléments semi-conducteurs de l'électronique de puissance

Les convertisseurs statiques de puissance sont constitués de composants semi-conducteurs qui assurent le contrôle des transferts d'énergie. Les progrès réalisés des semi-conducteurs ont permis de faire évoluer ces structures aussi bien au niveau fréquentiel qu'au niveau de l'utilisation de la commutation naturelle avec commande au blocage.

Dans cette section on fait un rappel des particularités des interrupteurs les plus utilisés en électronique de puissance [20]. Une comparaison des **MOSFET**, **IOBT** et **OTO** est présentée dans le tableau 2.1. On expose les caractéristiques en tension et fréquence de ces composants d'où on peut déduire leur champ d'application. D'autre part, la figure 2.6 montre les symboles et les conditions de conduction pour les dispositifs les plus courants, à noter: la diode, le thyristor et les différentes variétés de transistors (bipolaires, MOSFET et IOBT).

Il faut aussi tenir en compte qu'en régime statique, les interrupteurs peuvent être dans l'un de deux états: passant ou bloqué. En outre, la commutation de ceux-ci peut être commandée ou spontanée. Dans la figure 2.6 les flèches en quart de cercle représentent les commutations commandées. À noter que le cadran gauche est la zone des commutations spontanées et le droit celle des commutations commandées [5]; le tableau 2.1 offre des renseignements supplémentaires.

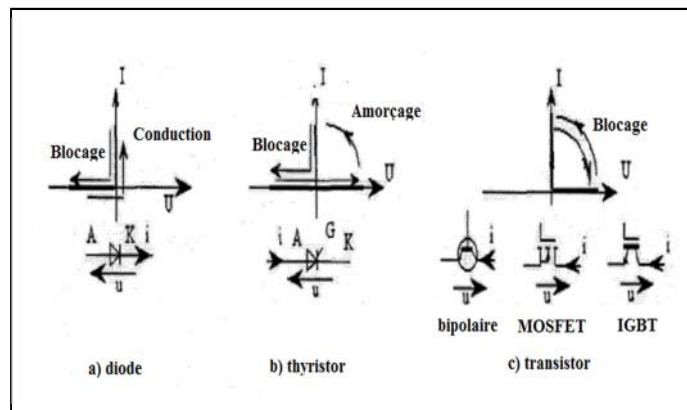


Figure 2.6 Dispositifs semi-conducteurs de puissance

Un bref exposé sur l'origine des semi-conducteurs de puissance est fourni dans les paragraphes suivants. Les convertisseurs statiques qui sont apparus dans les années cinquante avaient pour fonction de remplacer les convertisseurs électromécaniques. Certaines applications nécessitant de fortes puissances, les premiers composants électroniques de puissance sont arrivés. Leurs prédécesseurs étaient les redresseurs à vapeur de mercure (ou ignitrons) qui avaient en principe le même fonctionnement que les thyristors.

La plus nouvelle catégorie de composants est celle à base de carbure de silicium (SiC), qui a commencé à être utilisée il y a peu d'années. Une autre variante à base de diamant est à l'étude. Les fortes énergies d'ionisation présentes dans ces circuits permettent de faire le blocage de la tension à des valeurs élevées et ils sont capables de supporter de hautes températures tout en gardant leurs caractéristiques électriques [21].

	MOSFET 1000 V	IGBT 1400 V	IGBT 6500 V	GTO 6000 V
VCE-sat : 125° C	2.2 V	1.8 V	5.3 V	3 V
Fréquence typique	15- 1000 KHz	6- 100 KHz	0.8- 1,5 KHz	300- 600 Hz

Tableau 2.1 Comparaison entre quelques interrupteurs de puissance commandés

	Diode	Thyristor	Transistor
Conduction	Spontanée	Commandée	Commandée
Blocage	Spontanée	Spontanée	Spontanée

Tableau 2.2 Fonctionnement des interrupteurs électroniques de puissance

2.7.1 Diodes de puissance

Les premiers composants électroniques de puissance sont apparus en 1956 : les diodes de puissance au silicium. Elles permettent le passage du courant dans un seul sens, comme les clapets de non-

retour utilisés avec des fluides. Bien que ces dispositifs soient simples et très utiles, ils présentent quelques désavantages :

- la tension de seuil;
- la résistance dynamique;
- la capacité parasite.

2.7.2 Thyristors

Par la suite, les thyristors furent inventés. Dans les années qui suivirent, ces composants ainsi que les diodes ont été utilisés dans des dispositifs auto commutés (hacheurs et onduleurs). Un nouveau composant de cette famille est arrivé en 1997. Il s'agit de l'**IGCT** (*Integrated Gate Commutated Thyristor*) qui est une version améliorée des thyristors **GTO** (*Gate Turn Off Thyristor*). L'avantage de l'**IGCT** est qu'il n'a pas besoin d'un circuit d'aide à la commutation. On espère qu'il remplacera complètement les thyristors **GTO** dans les applications nécessitant des tensions supérieures à 6 kV.

Ces composants ont un fonctionnement similaire à celui des diodes, sauf qu'on peut commander le moment où le dispositif peut être fermé. L'arrêt se fait de manière naturelle, lorsque la tension à ses bornes s'inverse. Malgré cela, il faut suivre des règles précises pour bien réussir à faire l'amorçage et les conditions d'ouverture sont limitées. Ces circuits sont très utilisés pour de fortes puissances [5].

2.7.3 Transistors bipolaires de puissance

Peu de temps après l'invention des thyristors, les transistors bipolaires de puissance ont été développés et ils ont permis la conception de convertisseurs électroniques de basse et moyenne puissance. Dans les années 80 ils ont été énormément utilisés et ils n'ont laissé de la place aux thyristors que pour des applications à très haute puissance supérieure à 1 MW, ou des tensions élevées supérieures à 2kV.

Les inconvénients de ces interrupteurs sont qu'ils nécessitent un circuit de commande compliqué et ont des performances dynamiques médiocres comparés à d'autres dispositifs. Toutefois ils sont thermiquement plus stables et surtout, du fait de leur commande en courant, ils sont moins sensibles au bruit électromagnétique [18].

2.7.4 MOSFET de Puissance

Les transistors **MOSFET** (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) sont surtout utilisés pour des puissances faibles. Ils sont d'excellents remplaçants pour les transistors bipolaires du fait qu'ils sont très rapides et leur commande est simple. La principale caractéristique est que le blocage et l'amorçage sont commandés par une tension. Les **MOSFET** sont limités à des applications nécessitant au maximum quelques centaines de volts. Certes, ils présentent une

résistance à l'état passant non négligeable qui produit des pertes par conduction. Par contre, ils sont très rapides et sont utilisés dans des convertisseurs à haute fréquence.

2.7.5 IGBT

Une autre vague de dispositifs encore très utilisés est venue en 1983 : il s'agit des **IGBT** (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Ils ont permis au début la manipulation de puissances moyennes, en remplaçant les transistors darlington. De nos jours, ces transistors sont aussi utilisés pour des applications à forte puissance.

Les **IGBT** sont des circuits hybrides, ils combinent les caractéristiques convenables des **MOSFET** et des transistors bipolaires. Ils sont donc rapides et faciles à commander, avec une bonne tenue en tension et une résistance à l'état passant faible. Depuis les années 90, ils sont très utilisés dans la conception de convertisseurs fonctionnant à des tensions de quelques centaines de volts à quelques kilovolts et avec des courants allant de quelques dizaines d'ampères à quelques kilo-ampères [30] [23].

2.8 Propriétés des onduleurs à résonance

Les Convertisseurs à résonnants trouvent une très large application pour les systèmes de chauffage par induction, ce qui nécessite des courants de haute fréquence. Les onduleurs de résonance Série et Parallèle sont les plus utilisés [24].

Les onduleurs à résonance sont des convertisseurs mettant en œuvre des interrupteurs dont les mécanismes de commutation sont parfaitement définis. Chacun de ces interrupteurs possède une commutation commandée, c'est à dire provoquée par le circuit de commande, et une commutation spontanée résultant de l'action du circuit oscillant sur cet interrupteur. Les conséquences de ce type de fonctionnement sont multiples. La commutation spontanée, mise en conduction sous tension nulle ou blocage au zéro du courant, est théoriquement sans perte. En ce qui concerne la commutation commandée, afin de limiter les contraintes sur les interrupteurs, ces dernières peuvent être munies de circuits d'aide à la commutation **CALC**. Si un interrupteur est commandé à l'amorçage (ex : thyristor), alors le **CALC** est une inductance placée en série. Cet interrupteur se bloque alors spontanément au passage par zéro du courant et à cet instant il n'y a donc pas d'énergie stockée (et donc à dissiper !) dans cette inductance. De même, Si un interrupteur est commandé au blocage (ex : thyristor dual), alors le **CALC** est un condensateur placé en parallèle sur cet interrupteur. Ces **CALC** sont donc non dissipatifs et peuvent donc être surdimensionnés [25].

2.8.1 Caractéristiques des onduleurs séries

Le condensateur est placé en série avec la charge qui se présente donc comme une source de courant instantanée. Les onduleurs à résonance qui alimentent cette charge sont donc des onduleurs

de tension. L'onduleur série nécessite des composants asymétriques en tension et le choix est actuellement plus vaste. L'analyse des phénomènes de commutation dans un bras d'onduleur de tension montre que la commutation à l'amorçage est plus contraignante que la commutation commandé au blocage, essentiellement à cause des imperfections technologiques des composantes « courant de recouvrement des diodes, $dV/dt...$ » [25].

2.8.2 Caractéristiques des onduleurs parallèles

Le condensateur est placé en parallèle avec la charge qui se présente donc comme une source de tension instantanée. L'alimentation se fait alors en courant et l'onduleur à résonance associé est un commutateur de courant. L'onduleur parallèle qui nécessite des composants symétriques en tension, est traditionnellement du domaine du Thyristor commande à l'amorçage qui naturellement symétrique en tension et éventuellement, du **GTO** commande au blocage. Par les propriétés intrinsèques de ces deux composants, l'onduleur parallèle est limité en fréquence à quelques kHz et réservé aux applications de forte puissance quelques MW. Pour les puissances plus faibles quelques dizaines de kW, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement est envisageable en reconstituant la fonction thyristor à l'aide de composants rapides tels que **MOSFET**, transistors bipolaires..., placés en série avec une diode. D'autre part, l'alimentation de l'onduleur parallèle par une source de courant lui confère une sûreté de fonctionnement remarquable [25].

2.8.3 Bilan énergétique

Voici un tableau qui récapitule les expressions du courant, la tension et la puissance convertie pour les deux structures série et parallèle.

grandeur	bilan pour l'onduleur série	bilan pour l'onduleur parallèle
<i>La tension</i>	$U_{eff} = E$	$U_{eff} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{E}{\cos\varphi}$
<i>Le courant</i>	$I = \frac{4E}{\pi\sqrt{2}R} \cos\varphi$ $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$I = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\cos^2\varphi E}{\cos^2\varphi R}$
<i>la puissance convertie</i>	$P = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{E^2}{R} \cdot \cos^2\varphi$	$P = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{E^2 \cos^2\varphi}{R \cos^2\varphi}$

2.9 Techniques de réglage de puissance

Par la suite on va considérer la structure série comme notre application. On rappelle ici les différentes méthodes de contrôle couramment utilisées dans ces convertisseurs. Enfin On propose quelques méthodes de réglage de transfert de puissance permettant de fonctionner à fréquence fixe [25].

2.9.1 Contrôle à fréquence variable

Les stratégies de commandes du convertisseur à résonance série les plus répandues sont :

- * Le contrôle du temps de conduction des diodes de l'onduleur. Cette commande est bien adaptée lorsque c'est l'amorçage d'un interrupteur qui provoque la commutation de l'onduleur à Thyristor.

- * Le contrôle du temps de conduction des interrupteurs commandés. Cette commande n'est facilement envisageable que lorsque c'est le blocage d'un interrupteur qui provoque la commutation de l'onduleur. Cette commande implique donc l'utilisation de composants blocables.

- * La méthode de contrôle « Analog Signal to discrete Time Interval Converter » Les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur sont déterminés par l'annulation de l'intégrale de la différence d'une tension proportionnelle au courant dans le circuit oscillant redressé deux alternances et d'une tension de référence. Il s'agit donc pratiquement d'une commande qui réalise l'asservissement du courant de sortie à une valeur prédéterminée.

- * La commande optimale qui, dans un fonctionnement à une fréquence supérieure (resp. inférieure) à la fréquence de résonance, consiste à imposer dans le plan de phase les trajectoires représentatives des séquences de conduction des diodes (resp. des transistors) de l'onduleur dans le régime permanent que l'on désire atteindre. Cette commande optimale présente l'intérêt de maîtriser parfaitement et à tout instant les amplitudes des courants et des tensions au sein du circuit oscillant.

- * Le contrôle de la fréquence de l'onduleur. La tension est carrée, d'amplitude $\pm E$ et dont la fréquence est imposée par la commande. Contrairement aux quatre méthodes de contrôle précédemment citées, le contrôle de la fréquence ne nécessite aucun capteur dans le convertisseur [10].

2.9.2 Contrôle à fréquence fixe

Puisque le circuit oscillant **LC** se comporte comme un filtre sélectif, une étude simplifiée est développée en ne considérant que les termes fondamentaux, doit permettre de dégager des résultats d'une précision suffisante, notamment pour des fréquences f_c voisines de f_r . Les différentes

techniques de contrôle de l'amplitude du courant j apparaissent alors plus clairement sur la figure 2.7 [25].

*Réglage de $Z(ws)$:

La première de ces techniques consiste à faire varier $Z(ws)$ en maintenant V_1 constante. Ceci peut être obtenu de deux façons différentes :

- 1) Par la variation de w_s , c'est à dire par la fréquence variable,
- 2) Par la variation des paramètres du circuit oscillant LC.

X : Réalisation d'une inductance variable :

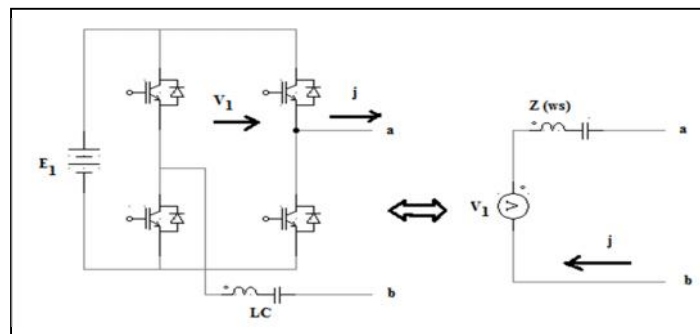


Figure. 2.7 : Schéma équivalent de l'impédance

Cette inductance variable est habituellement réalisée par une inductance en série avec deux interrupteurs commandés à l'amorçage et à blocage spontané Thyristor et connectés en antiparallèle.

X : Réalisation d'un condensateur variable.

- a) Un condensateur en antiparallèle avec un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant commandé au blocage,
- b) Un redresseur de courant commandé au blocage,
- c) Un redresseur de tension commandé au blocage. Seul ce dernier procédé s'applique lorsque la source alternative est une source de tension.

* Réglage de l'amplitude de V_1 :

Cette technique consiste à faire varier l'amplitude de V_1 en maintenant $Z(ws)$ constant. On doit alors utiliser un convertisseur auxiliaire qui peut être placé en amont de l'onduleur (réglage de la tension $E1$: un redresseur contrôlé ou un hacheur par exemple).

* Réglage par déphasage :

Une solution consiste donc à ne plus considérer une seule source de courant telle que celle représentée à la figure 2.7. Mais deux sources identiques et connectées en parallèle, dont le déphasage relatif est variable et contrôlable entre 0 et π .

2.10 Applications des onduleurs à résonance

Les applications des onduleurs à résonance couvrent tous les domaines où il est nécessaire ou souhaitable d'avoir de la moyenne fréquence à un niveau de puissance élevé, de quelques kW à plusieurs MW. Il convient particulièrement aux cas où la charge est inductive four à induction ou capacitive **ozoneurs**, car on obtient un circuit oscillant simple en compensant la charge. Il convient évidemment aux cas où la charge est elle-même un circuit oscillant **ultra-son**. De même pour les systèmes où la charge est ohmique, même si celle-ci est variable dans la période éclairage à moyennes fréquences ; il faut dans ce cas ajouter un circuit oscillant **LC**.

Par ailleurs on peut citer quelques applications des onduleurs autonomes :

- Production de fréquences moyennes de quelques kHz à quelques centaines de kHz : soudage, chauffage par induction ;
- Alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs ;
- Filtrage des coupures brèves du réseau pour l'alimentation de matériels informatiques en association avec un redresseur;
- Alimentation des moteurs à courant alternatif à vitesse variable.

2.10.1 Alimentation des ozoneurs à moyennes fréquences

L'ozonisation présente la qualité de stériliser l'eau par le plus puissant des oxydants : l'ozone O_3 , de plus elle supprime les mauvais goûts et odeurs pouvant subsister après filtration et rend à l'eau sa couleur bleutée originelle. Toute installation moderne de traitement des eaux est équipée d'appareils d'ozonisation, Ils sont constitués de plaques ou de tubes entre lesquels naissent des effluves électriques qui transforment une partie de l'oxygène d'air en ozone.

L'utilisation des moyennes fréquences accroît beaucoup la production des ozoneurs, ainsi qu'il résulte d'essais comparatifs. Les production sont doublées ou triplées suivant les types d'ozoneurs et la fréquence choisie. Le premier équipement industriel fonctionne depuis 1968.

2.11 Choix de la topologie

Le choix de la topologie dépend entièrement de la situation et des différences doivent être faite quant aux limitations sur la puissance, le rendement et le coût.

- L'onduleur en pont-complet est préférable à l'onduleur en demi-pont. Il peut fournir deux fois la tension de sortie. Ceci implique que, pour la puissance équivalente de sortie, le courant de sortie est divisé par deux [7].
- Dans les deux cas (onduleurs série et parallèle), à la résonance, il débite sur une résistance pure.
- Un tel montage série s'applique naturellement aux cas des faibles puissances et en haute fréquences, car l'impédance de l'inducteur est alors élevée $L\omega$, ce qui nécessite une forte tension.

- Dans le montage parallèle, la tension aux bornes de l'inducteur est celle du générateur. Un tel montage s'applique au cas des fortes puissances et aux fréquences basses ou moyennes pour lesquelles l'impédance de l'inducteur ne demande pas une forte tension. Pour ce qui est de la fréquence on peut citer :

- * Le réseau pour du chauffage à 50 Hz et pour des puissances pouvant atteindre plusieurs **MW**.
- * Les générateurs à thyristors pour les fréquences comprises entre 50 et 10 kHz, du kW jusqu'au **MW**.
- * les générateurs à triodes pour les fréquences supérieures à 10 kHz.

Et pour les applications qui nécessitent des fréquences plus élevées avec des puissances mises en jeu plus faible, on utilise les générateurs à Transistors.

2.12 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes topologies des convertisseurs résonants ainsi que les différents éléments semi-conducteurs utilisés dans le domaine du chauffage par induction, nous avons vu aussi les propriétés et les applications des onduleurs à résonance afin de choisir la topologie qui convient à notre application.

Chapitre III : Modélisation du système de chauffage par induction et stratégies de commande.

3.1. Introduction :

Une modélisation mathématique des dispositifs du chauffage par induction est indispensable pour élaborer la commande de leurs systèmes d'alimentation. Nous présentons dans ce chapitre le schéma synoptique complet du système de chauffage par induction qui se compose de quatre parties essentielles : un redresseur généralement composé d'un pont de diodes triphasé suivi d'une capacité de filtrage de la tension de sortie. Un hacheur abaisseur dont le rôle ajuste la tension d'entrée de l'onduleur et de son filtre de sortie. Cet onduleur est monté en pont monophasé fonctionnant à la fréquence désirée pour alimenter l'inducteur. Le système peut travailler, en deux modes, en commutation à fréquence égale à la fréquence de résonance ZVS « Zero Voltage Switching » de la charge ou en commutation à fréquence différente de la fréquence de résonance nZVS « no Zero Voltage Switching ». Plusieurs stratégies de commandes peuvent être appliquées telles que la commande symétrique, la commande décalée et la commande à MLI. Enfin une modélisation de la charge qui est constituée de l'inducteur et la pièce à chauffer, assimilée une branche RL, à laquelle on asservi une capacité de façon à former un circuit oscillant. Un tel dispositif est à l'origine d'une importante pollution harmonique, et on présentera dans ce sens un rappel sur les harmoniques et l'avantage de l'utilisation des onduleurs à résonance par rapport à cet aspect.

3.2. Schéma synoptique complet du système de chauffage par induction

Le système complet de chauffage par induction est représenté par le schéma synoptique de la figure suivante :

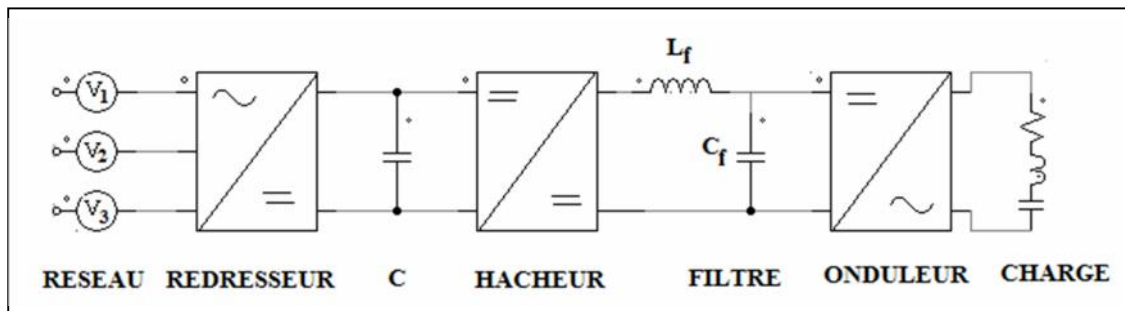


Figure .3.1 Le schéma se compose de quatre parties essentielles :

Le système est composé des blocs suivants :

- 1) un redresseur à pont de diode triphasé « **double alternance** » suivi d'une capacité C pour filtrer la tension de sortie.
- 2) Un convertisseur DC-DC hacheur abaisseur, dont le rôle est d'ajuster la tension d'entrée de l'onduleur.

- 3) Un onduleur en pont monophasé fonctionnant à la fréquence désirée pour alimenter l'inducteur.
- 4) La charge à laquelle est ajoutée la capacité pour former un circuit résonant.

3.3. Le système de redressement :

Le redressement triphasé peut être réalisé en double alternance par l'utilisation d'un pont de Graëtz triphasé. Il est constitué de 6 diodes, suivi d'une capacité pour filtrer la tension.

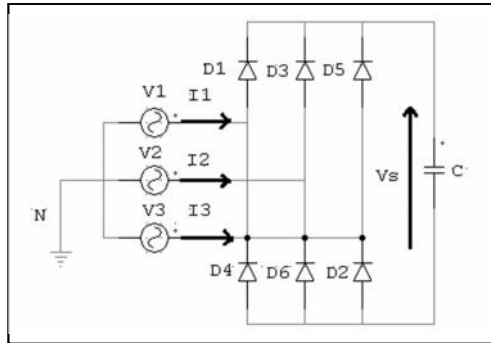


Figure 3.2 : schéma du redresseur triphasé

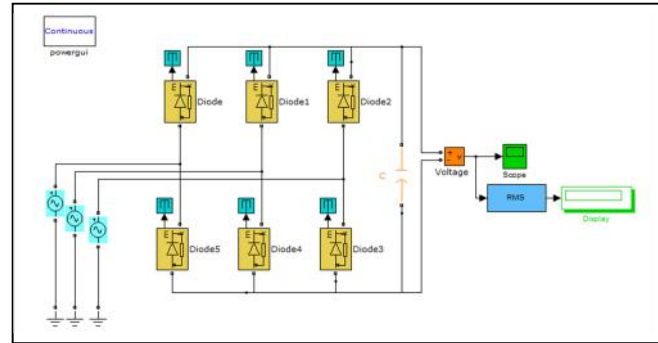


Figure. 3.3 : Schéma équivalent d'un redresseur triphasé

Les tensions V_1 , V_2 et V_3 sont des tensions entre phase et neutre (tensions simples) de valeur efficace V_{eff} .

Les fonctions Max et Min assurent que :

- parmi les diodes D_1 , D_3 et D_5 , celle qui a la tension sur son anode la plus positive conduit
- parmi les diodes D_2 , D_4 et D_6 celle qui a la tension sur sa cathode la plus négative conduit

Supposons que nous avons le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_1 = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ V_2 = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

- Posons $T = \frac{2\pi}{\omega}$, la période de ces tensions.

Entre 0 et $\frac{T}{12}$, la tension V_3 est maximale et la tension V_2 est minimale. Par conséquent, les diodes D_5 et D_6 conduisent donc et la tension V_s de sortie vaut la tension U_{32} entre les phases 3 et 2.

Entre $\frac{T}{12}$ et $\frac{T}{4}$, la tension V_1 est maximale et la tension V_2 est minimale. Par conséquent, les diodes D_1 et D_6 conduisent donc et la tension V_s de sortie vaut la tension U_{12} entre les phases 1 et 2.

Entre $\frac{T}{4}$ et $\frac{5T}{12}$, la tension V_1 est maximale et la tension V_3 est minimale. Par conséquent, les diodes D_1 et D_2 conduisent donc et la tension V_s de sortie vaut la tension U_{13} entre les phases 1 et 3.

*Résumons les valeurs de la tension de sortie en fonction des diodes qui conduisent :

Couple de diodes	1,6	1,2	3,2	3,4	5,4	5,6
Tension de sortie v_s	U_{12}	U_{13}	U_{23}	U_{21}	U_{31}	U_{32}

***Calcul de la valeur moyenne de la tension de sortie :**

La tension de sortie est constituée de portions de sinusôides de valeur efficace $V\sqrt{3}$. La tension de sortie est périodique de période $\frac{T}{6}$. Calculons, par exemple, la valeur moyenne lorsque les diodes D_1 et D_2 conduisent.

La valeur moyenne de la tension de sortie est alors :

$$V_s(t) = \frac{1}{\frac{T}{6}} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} U_{12}(t) dt = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} V \cdot 2 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)$$

Finalement :

$$\langle V_s(t) \rangle = \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} V_{\text{eff}}$$

Formes d'ondes avec est sans capacité :

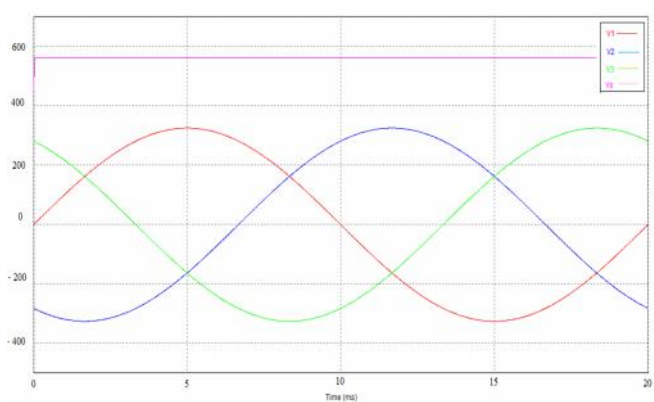
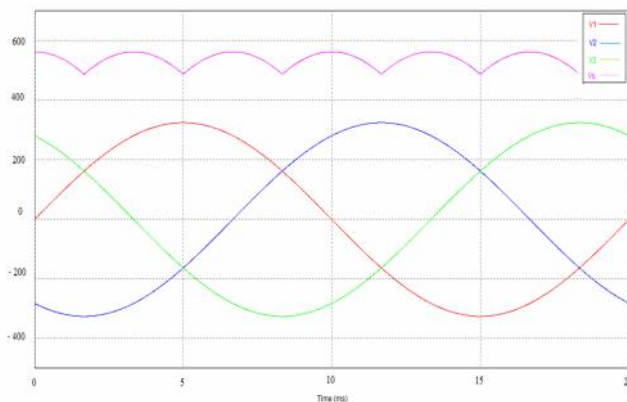


Figure 3.4 : Formes d'ondes sans capacité de filtrage **Figure 3.5 :** Formes d'ondes avec capacité de filtrage

3.4. Modélisation du hacheur et de son filtre de sortie

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de délivrer une tension continue réglable à partir d'une source de tension continue constante. Un hacheur permet de

régler le transfert d'énergie d'une source continue vers la charge avec un rendement élevé. Selon la structure, il peut être abaisseur ou élévateur de tension, et dans certaines conditions, renvoyer de l'énergie vers la source d'alimentation [2].

Dans notre cas d'application on doit alimenter l'onduleur de tension avec un hacheur abaisseur (DÉVOLTEUR).

- Le schéma de ce convertisseur statique est donné par la figure 3.6.

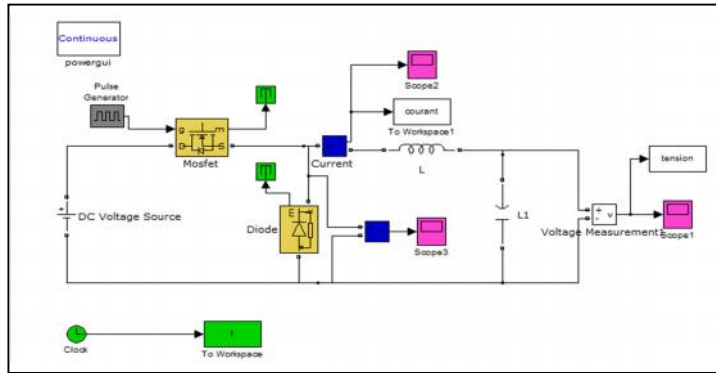


Figure 3.6 : Schéma équivalent d'un hacheur série

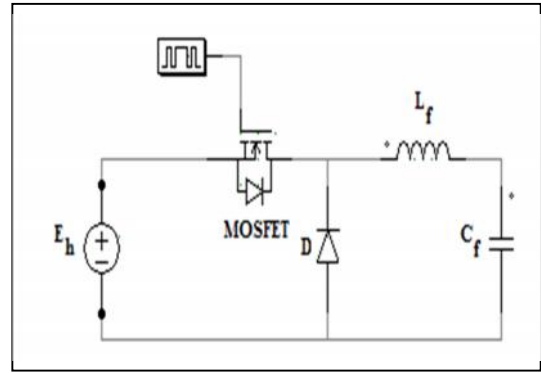


Figure 3.7 : schéma du hacheur série

3.4.1. Principe du hacheur série ou dévolteur :

Le fonctionnement est à fréquence de commutation $f_c = \frac{1}{T}$, où T est la période de commutation du Transistor 'switch'. Lorsque le **Mosfet** est en conduction, la diode étant bloquée et la tension de sortie V_s aux bornes de la diode sera donc égale à la tension d'entrée E_h .

Le hacheur série présente deux modes de fonctionnement de topologie différentes, illustrées par les figures (3.8.a) et (3.9.b) :

- Lors du premier intervalle de temps $[0; \alpha T]$, le Mosfet est passant et la diode est bloquée.

*Ce qui nous conduit aux équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} E_h : \text{tension d'entrée} \\ L_f : \text{inductance de filtre} \\ C_f : \text{capacité de filtre} \\ I_e : \text{courant d'entrée} \\ V_s : \text{tension de sortie} \\ R_{ch} : \text{résistance de charge} \end{array} \right.$$

$$E_h = L_f \cdot p \cdot i_e(p) + V_s(p) \quad (3.1)$$

$$i_e(p) = C_f \cdot p \cdot V_s(p) + \frac{V_s(p)}{R_{ch}} \quad (3.2)$$

- Lors du second intervalle de temps $[\alpha T; T]$, le Mosfet se bloque et la diode devient passante ce qui correspond à un nouveau circuit :

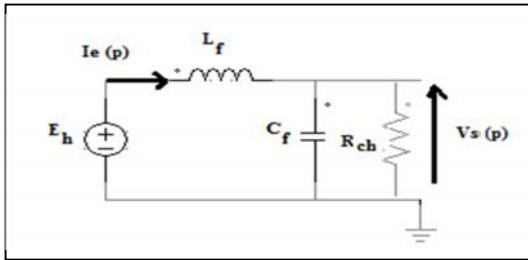


Figure. 3.8- a) Mode d'alimentation

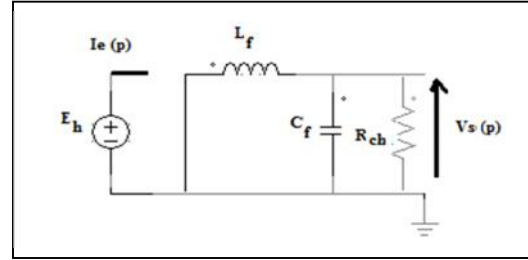


Figure. 3.9- b) Mode de rue libre

Dans ce mode on considère seulement E égale à zéro au niveau de l'équation (3.1). Voici un schéma représentatif du chronogramme de conduction du hacheur série sur la figure 3.10.

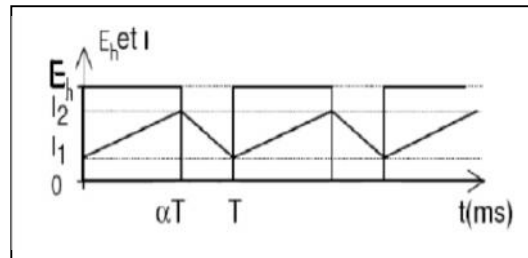


Figure. 3.10 : Chronogramme de conduction [29]

Le filtre passe-bas ($L_f C_f$) transmet à la charge, la valeur moyenne de la tension de sortie V_s et en rejette également les harmoniques indésirables de cette tension. Cependant, la tension de la charge v_c est la superposition de la valeur désirée à des ondulations résiduelles.

La tension de charge est égale à la valeur moyenne de la variable de sortie du hacheur v_s tension à l'entrée du filtre $L_f C_f$ représenté par l'aire du signal carré obtenu durant un cycle divisé par la période de commutation. Ceci peut être traduit par la relation [7] :

$$V_s = \frac{1}{T} \int_0^T v_s dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E_h dt$$

Où α est le rapport cyclique.

3.4.2. Etablissement de la fonction de transfert :

En supposant que la fréquence de découpage est très grande devant les fréquences caractéristiques du système et les évolutions de l'entrée, on peut supposer que le comportement de ce dernier correspond à la moyenne temporelle des deux circuits. La réponse obtenue est celle que l'on obtient en faisant la moyenne temporelle des deux modes [7].

Globalement, dans des conditions optimales de fonctionnement, on a :

$$V_s = \alpha \cdot E_h \quad (3.3)$$

Le système dans ce cas peut être régi par cette équation :

$$\alpha(p)E_h = L_f \cdot p \cdot i_e(p) + V_s(p) \quad (3.4)$$

D'où la réponse :

$$\frac{V_s(p)}{\alpha(p)} = \frac{E_h}{1 + \frac{L_f}{R_{ch}}p + L_f C_f p^2} = \frac{A}{1 + 2mf \frac{p}{w_f} + (\frac{p}{w_f})^2}$$

Nous verrons que cette réponse est celle d'un système passe-bas du second ordre de caractéristiques suivantes :

$$w_f = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} ; \quad m_f = \frac{1}{2R_{ch}} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (3.5)$$

3.5. Modélisation du filtre $L_f C_f$

La charge est constituée par la résistance R . Les éléments L_f et C_f forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultante du découpage sur la tension et le courant de sortie. Si ces éléments sont correctement calculés, on peut supposer que i_s et v_s sont constants on néglige l'ondulation résiduelle [7].

3.5.1. Choix de l'inductance L_f

Pour calculer l'inductance L_f , Il faut d'abord qu'on détermine ΔI_L (ondulation du courant dans l'inductance).

Sachant que $I_L(\alpha T) = I_{Lmax}$ et $I_L(T) = I_{Lmin}$ et que :

$$i(t) = I_{min} + \left[\frac{E_h(1-\alpha)}{L_f} \right] t \quad (3.6)$$

On trouve donc pour $t = \alpha T$:

$$\Delta I(t) = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{(E_h - \alpha E_h)}{L_f} \alpha T = \frac{\alpha(1-\alpha)}{L_f f} E_h \quad (3.7)$$

Pour trouver la valeur de ΔI maximale on dérive se dernier par rapport à α :

$$\frac{d\Delta I}{d\alpha} = \frac{E_h}{L_f f} (1 - 2\alpha) = 0 \quad (3.8)$$

La valeur de α pour laquelle le courant est maximal est :

$$\alpha = \frac{1}{2}$$

A partir de l'équation (3.7) on trouve la valeur de L_f qui est :

$$L_f = \frac{\alpha(1-\alpha)T.E_h}{\Delta I_L} \quad (3.7)$$

On dimensionne L_f de manière à avoir $\Delta I_L < 5\%$ de I_f

$$L_f = \frac{\alpha(1-\alpha)E_h}{\Delta I_L f} = 0.00281 \text{ H.}$$

On constate que l'ondulation de courant sera d'autant plus faible que l'inductance sera importante, cette inductance est appelée inductance de lissage. De plus, en augmentant la fréquence de découpage, on diminuera encore l'ondulation. Il faut cependant garder à l'esprit que les pertes par commutation dans l'interrupteur augmentent avec la fréquence « penser à adapter le radiateur à la fréquence de hachage... ».

3.5.2. Choix du condensateur C_f

De la même manière que le calcul de l'inductance L_f , pour calculer C_f on doit d'abord déterminer ΔV_c , La figure suivante présente la répartition des courants :

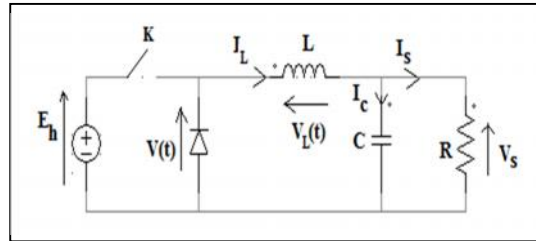


Figure. 3.11 : Répartition des courants

Utilisant les lois de Kirchhoff, le courant traversant le condensateur est $I_c = I_L - I_s$, la tension à ces bornes est :

$$V_c = \frac{1}{C} \int I_c dt$$

On considère ici que la tension V_s varie peu autour de V_s moyenne. La charge stockée dans C augmente lorsque

$$I_c > 0 \iff (I_L > I_s). \text{ Or } I_L > I_s \text{ pour } \left(\frac{\alpha T}{2}\right) < t < \left(\frac{(1+\alpha)T}{2}\right).$$

L'augmentation de charge est donnée par :

$$\int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{(1+\alpha)T}{2}} dq = C_f \int_{V_{smin}}^{V_{smax}} dv_s = \int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{(1+\alpha)T}{2}} I_c dt$$

On remplace I_c par $I_l - I_s$ on aura :

$$\int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{(1+\alpha)T}{2}} (I_l - I_s) dt = \Delta Q^+ = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_l T}{2}$$

Nous avons :

Alors on déduit que $\Delta V_c = \frac{\Delta Q^+}{C}$, si on remplace ΔQ^+ par son expression on aura :

On dimensionne C_f de manière à avoir $\Delta V_c < 5\%$ de V_c .

$$\Delta V_c = \frac{E_h \alpha (1-\alpha)}{8 L_f C_f f^2} \quad (3.8)$$

A partir de l'équation (3.8) on obtient :

$$C_f = \frac{E_h \alpha (1-\alpha)}{8 L_f f^2 \Delta V_c}$$

$$C_f = 2.4996e-004$$

3.6. Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur de tension est un convertisseur DC/AC. Son schéma en pont monophasé :

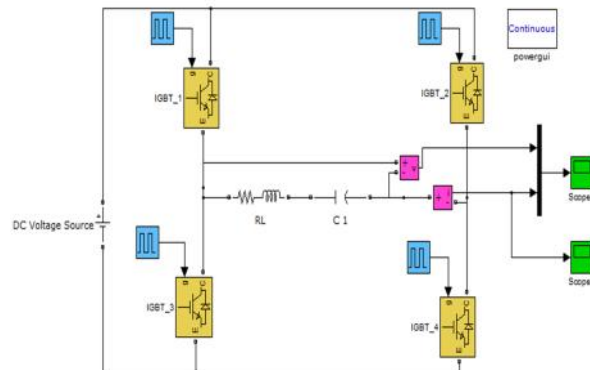
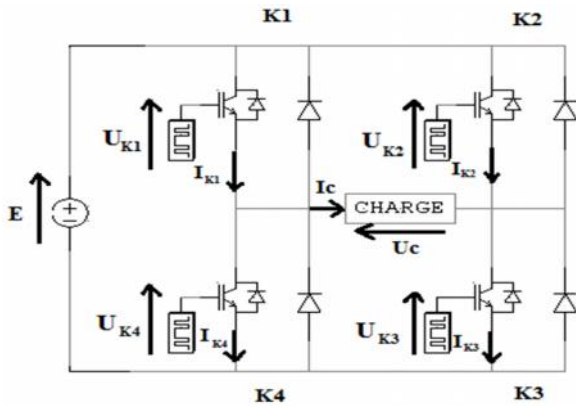
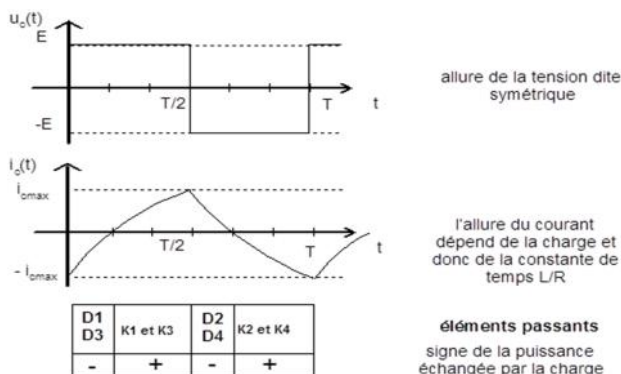


Figure 3.12: schéma de l'onduleur monophasé Figure. 3.13 : Schéma équivalent d'un onduleur monophasé

Chronogramme de commande « commande symétrique » :

a) charge inductive RL :



Etablissement de la fonction de transfert :

La tension aux bornes de la charge est donc une tension en créneaux.

- Sa valeur efficace U est égale à V .
- Sa fréquence est imposée par le dispositif de commande des interrupteurs.

L'onduleur de tension avec la charge **RLC** série peuvent être représentés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} Ri + L \frac{di}{dt} + Vc = V & \text{avec :} \\ i = C \frac{dVc}{dt} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$(3.10)$$

V est la tension de sortie aux bornes de l'onduleur qui égale à E sur la demi période $[0; T/2]$ et $-E$ sur la deuxième demi période $[T/2; T]$, Vc est la tension aux borne du condensateur et $I(t)$ le courant dans la charge.

-Si On remplace l'expression du courant de charge dans l'équation (3.9) on aura :

$$\begin{cases} LC \frac{d^2 Vc}{dt^2} + RC \frac{dVc}{dt} + Vc = V \\ i = C \frac{dVc}{dt} \end{cases} \quad (3.11)$$

-Si on applique la transformée de Laplace on trouve la fonction de transfert suivante qui représente le système en boucle ouverte :

$$\frac{Vc(p)}{Vs(p)} = \frac{1}{LC.P^2 + RC.P + 1} \quad (3.12)$$

Cette fonction de transfert représente un système de deuxième ordre dont la forme canonique est de la forme suivante :

$$H(p) = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega^2} + \frac{2\xi p}{\omega} + 1} \quad (3.13)$$

- On caractérise souvent le circuit par
- Sa pulsation ω_0
- Son coefficient d'amortissement ξ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} ; \alpha = \frac{R}{2L} ; \xi = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

3.6.1. Fonctionnement en Commande symétrique

Dans tout ce qui suit, les interrupteurs électroniques bidirectionnels (IGBT de puissance) sont considérés comme parfaits.

Le schéma de simulation est donné par la figure 3.14.

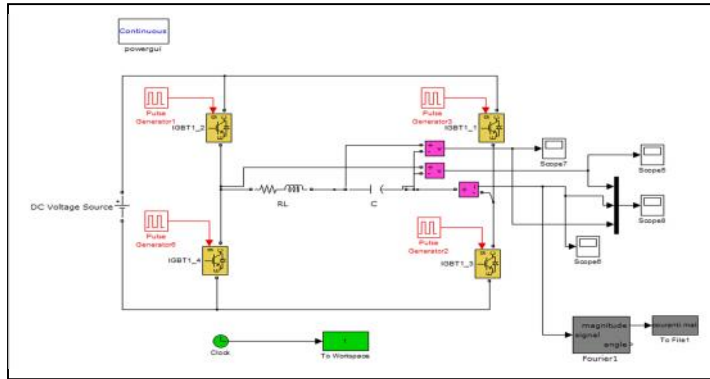


Figure.3.14 Structure sous MATLAB «SIMULINK» de l'onduleur à résonance série

- Les interrupteurs sont commandés par un générateur d'impulsions tel que :

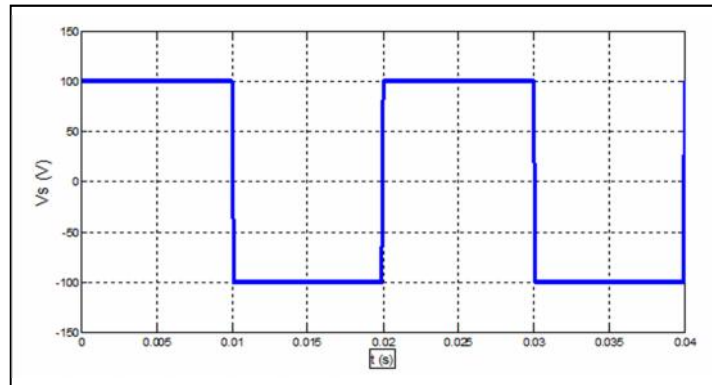


Figure.3.15 Commande symétrique

Les interrupteurs d'une même branche ne peuvent être simultanément fermés ou ouverts. La commande de ces interrupteurs est telle que le rapport cyclique de la tension aux bornes du récepteur est en créneaux symétriques rectangulaires de rapport cyclique $\alpha = 0.5$.

Les paramètres de simulation :

- La tension de la source $E = 100V$, La résistance $R = 3\Omega$, Inductance $L = 0.1mH$, Capacité $C = 30\mu F$.
 - La fréquence de résonance $f_r = 918.88Hz$, f_c = fréquence de commande, $f_{c1} = 800Hz$, $f_{c2} = 1.1KHz$.
 - Les figures suivantes nous donnent les formes d'ondes tension/courants, la figure (3.16) pour $f_c = f_r$,
 - Les figures (3.18), 20)) pour $f_{c1} < f_r$, $f_{c2} > f_r$ respectivement :
- 1) pour $f_c = f_r = 918.88Hz$.**

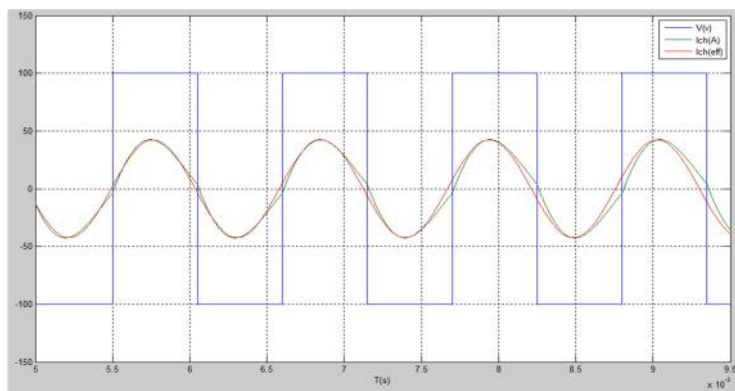


Figure .3.16 : Formes d'ondes de tension (V) et du courant d'charge et son fondamental ($f_c=f_r= 918.88\text{Hz}$)

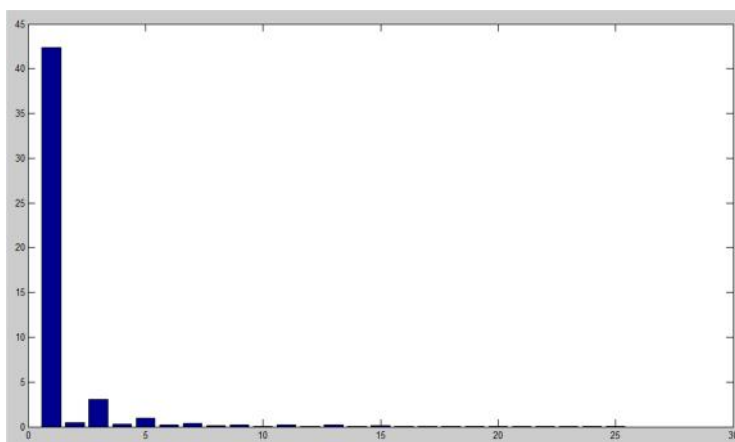


Figure.3.17 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c=f_r= 918.88\text{Hz}$)

THD= 7.700 %.

2) $f_{cl} < f_r \rightarrow (f_{cl} = 800\text{Hz})$

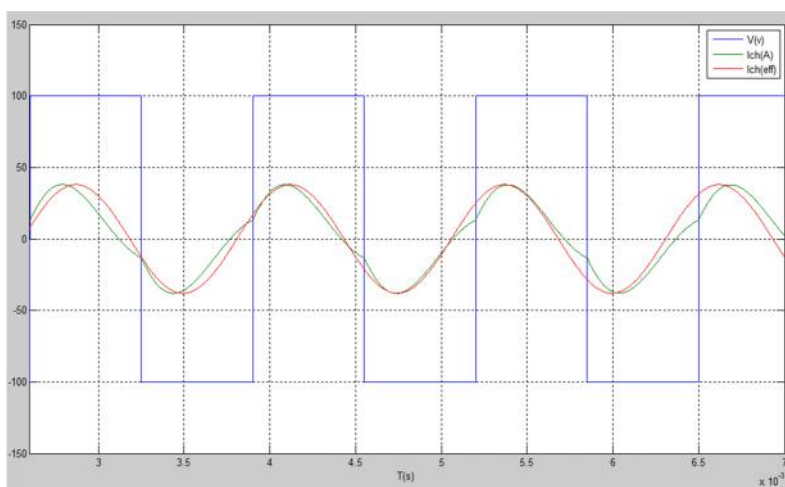


Figure .3.18 : Formes d'ondes de tension (V) et du courant d'charge et son fondamental pour($f_c < f_r=800\text{Hz}$)

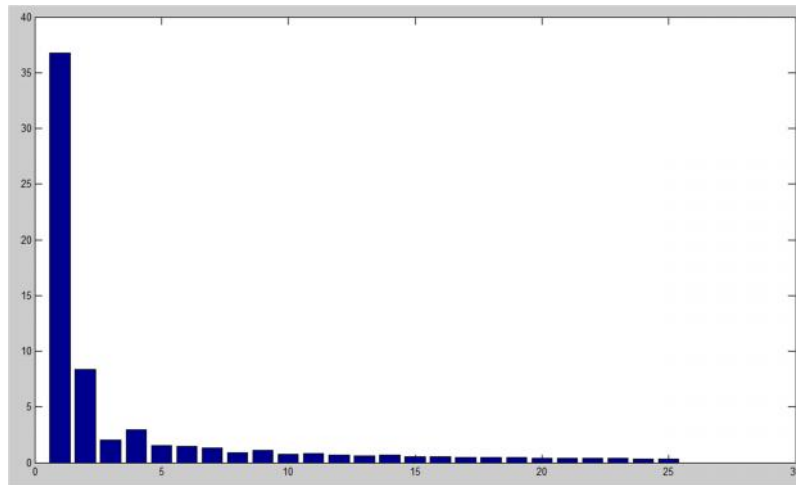


Figure 3.19 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour $(f_c < f_r = 800\text{Hz})$

THD= 26.651 %.

- $f_{c2} > f_r \rightarrow (f_{c2} = 1.1\text{KHz})$

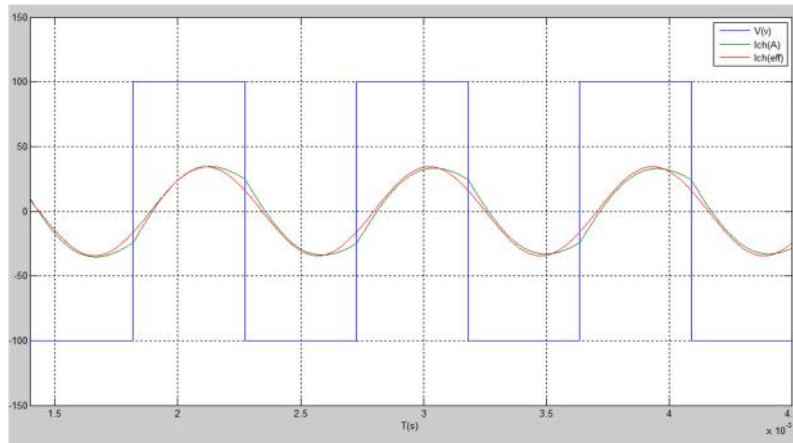


Figure 3.20 : Formes d'ondes de tension (V) et du courant d'charge et son fondamental pour $(f_c > f_r = 1.1\text{KHz})$

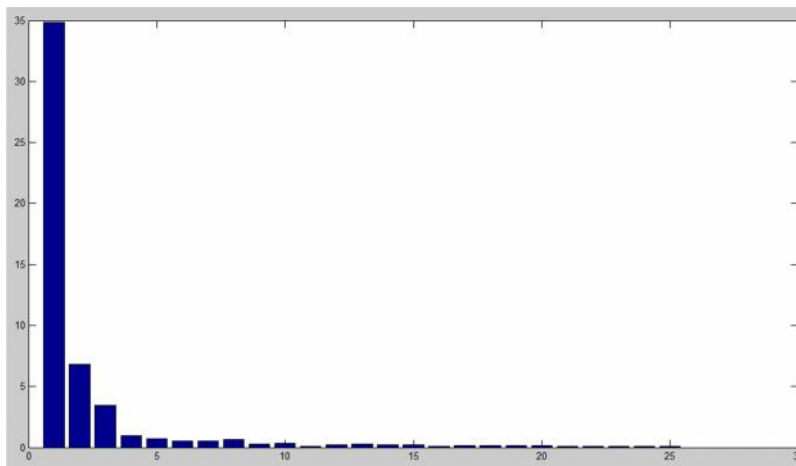


Figure 3.21 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour $(f_c > f_r = 1.1\text{KHz})$

THD= 22.425 %.

* D'après les résultats obtenue pour la commande symétrique du l'onduleur à résonance, on trouve si on éloigne de la fréquence de résonance, le taux d'extorsion d'harmonique augmente.

3.6.2. Fonctionnement en commande décalée

Le schéma de simulation est celui de la commande précédente, seulement pour la commande décalée α va prendre des intervalles de temps tel que :

- De 0 à t_1 : $U_{\text{charge}} = 0$
- De t_1 à $T=2$: $U_{\text{charge}} = E$ c'est les interrupteurs K1 et K4 qui conduisent
- De $T=2$ à $T=2 + t_1$: $U_{\text{charge}} = 0$
- De $T=2 + t_1$ à T : $U_{\text{charge}} = -E$ c'est les interrupteurs K2 et K3 qui conduisent

*Voici les formes d'ondes tension et courants correspondant à ce type de commande :
L'idéal serait d'obtenir une tension de sortie (U) de forme sinusoïdale.

*Voici les formes d'ondes tension et courants correspondant à ce type de commande

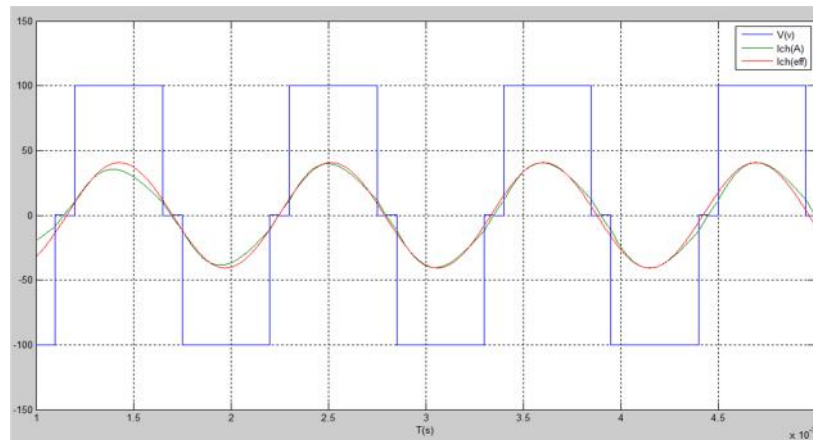


Figure 3.22 Formes d'ondes de tension (V) et du courant d'charge et son fondamental pour ($f_c=f_r=918.88\text{Hz}$)

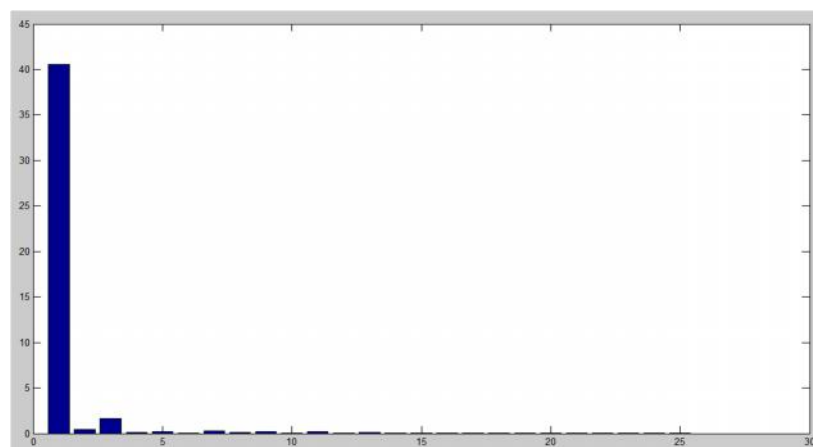


Figure 3.23 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c = f_r = 918.88\text{Hz}$)

THD= 4.4321 %.

La commande décalée fournit un signal plus proche de la forme sinusoïdale que la commande précédente.

3.7. Commande à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la **MLI**. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur '**modulatrice**' à partir de l'écart entre la grandeur mesurée et la grandeur de référence. Ce dernier est ensuite comparé à un signal triangulaire « porteuse à fréquence élevés fixant la fréquence de commutation ». La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure 3.24, et la Figure 3.25 montre le schéma de simulation sur **MATLAB**.

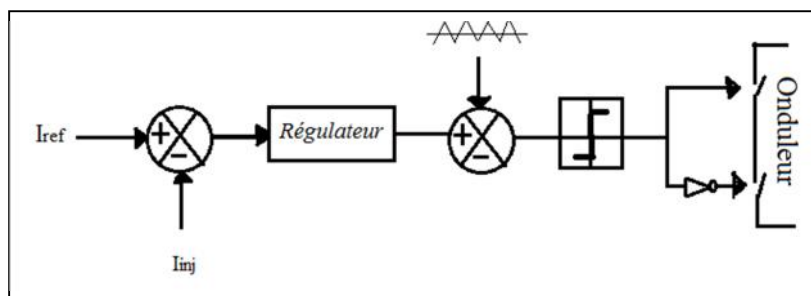


Figure 3.24 : schéma de principe de la commande MLI

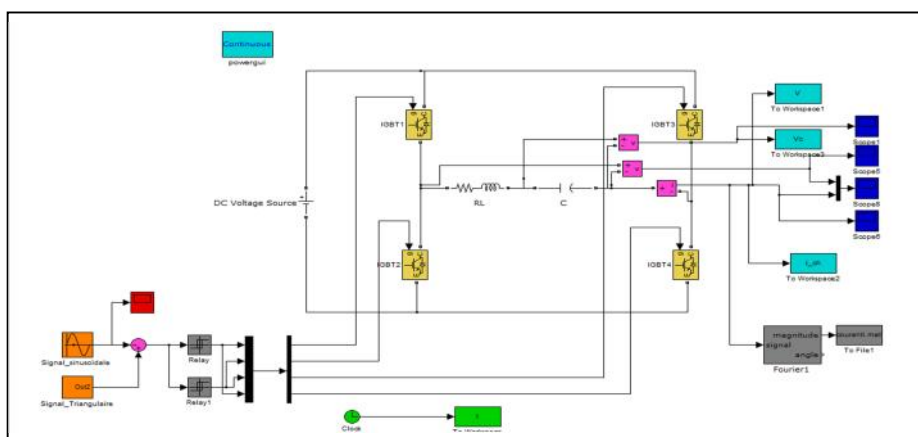


Figure 3.25 : Schéma de simulation de la commande MLI

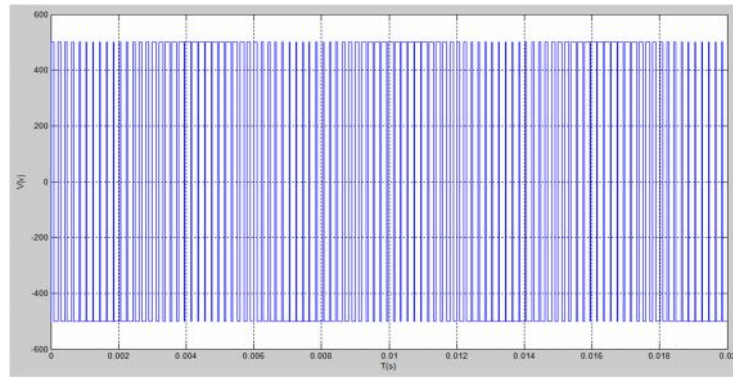
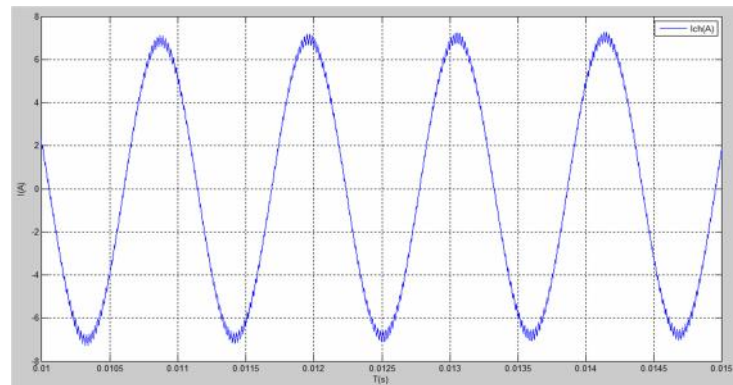
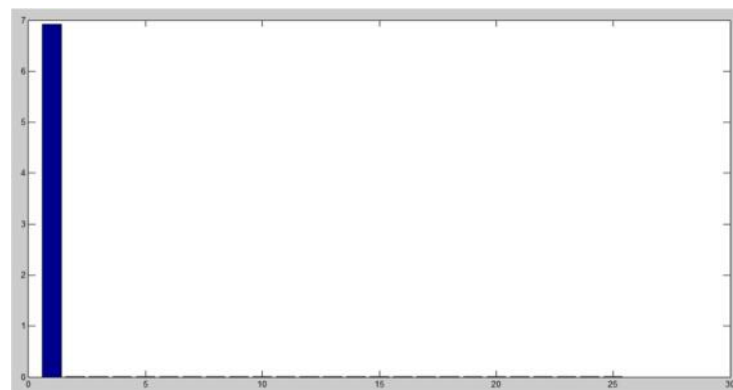


Figure 3.26 : Commande MLI

Figure 3.27 : Les formes d'ondes et du courant I_{ch} de la (commande MLI)Figure 3.28 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c = f_r = 918.88\text{Hz}$)

THD=0.0702 %.

La commande **MLI** aussi fournit un signal plus proche de la forme sinusoïdale grâce à l'élimination d'harmonique de basse fréquence, la minimisation du taux de distorsion harmonique, etc.

3.8. Modélisation de la charge

La charge considérée est constituée de la pièce à chauffer et de l'inducteur de N spires parcourues par le courant de l'onduleur. L'ensemble inducteur et charge forment un circuit électrique présenté sur la figure 3.29. L'inducteur et la pièce à chauffer est équivalent à une inductance et une résistance en série.

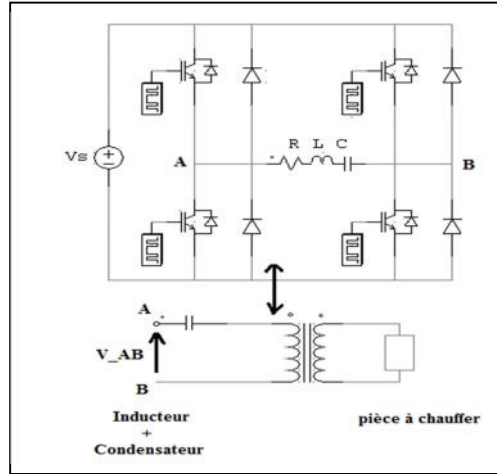


Figure 3.29: Schéma équivalent (inducteur + pièce + condensateur en série)

Un transformateur peut être utilisé pour adapter l'impédance. Les difficultés techniques apparaissent lorsqu'alors les fréquences utilisées deviennent importantes. Les culasses magnétiques en tôles d'acier magnétiques ne fonctionnent que jusqu'à 10 kHz. Au-delà, il faut employer des ferrites dont la mise en œuvre est plus délicate.

Actuellement, à ce niveau de fréquences maximales permettant d'utiliser un transformateur de puissance sont de l'ordre de 100 kHz. Les pertes qui s'y développent commencent à être prohibitives, ce qui nécessite un refroidissement énergétique du circuit magnétique [27].

Dans notre application, en va considérer l'onduleur série c'est à dire que le condensateur est placé en série avec l'inducteur. Un tel circuit résonne à la fréquence :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.14)$$

Pour laquelle l'impédance Z est donnée par :

$$Z = R(1 + jQ(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega})) \quad (3.15)$$

Si on introduit le facteur de qualité :

$$Q = \frac{L \omega_r}{R} = \frac{1}{RC \omega_r} \quad (3.16)$$

Alors,

$$Z = |Z| < \phi_i \quad (3.17)$$

Avec

$$\phi_i = \tan\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right) \quad (3.18)$$

La tension aux bornes de la charge est de forme en créneaux de fréquence f à laquelle on peut associer la pulsation $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$. La réponse en courant de celle-ci sera d'autant plus proche de la sinusoïde (quasi-sinus) que ω sera proche de ω_r . La décomposition en série de Fourier de la tension d'entrée, V_{AB} fait apparaître le fondamental V_{AB1} tel que :

$$V_{AB1}(t) = \frac{4 \cdot V_s}{\pi} \sin(\omega t) \quad \text{pour : } 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (3.19)$$

Le courant qui lui correspond est :

$$I_{AB1}(t) = \frac{4 \cdot V_s}{\pi \cdot |Z|} \sin(\omega t - \phi) \quad (3.20)$$

3.9. Problèmes liés aux harmoniques

Certains appareils, contenant en général des éléments d'électronique de puissance, (les différents convertisseurs sont vus comme étant des charges non linéaires qui injectent des courants harmoniques sur le réseau électrique) pour se raccorder au réseau, absorbent un courant qui n'est pas sinusoïdal. Ces charges sont connues sous le nom de charges non linéaires et sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présente sur le réseau. [33]

3.9.1. Caractérisation des perturbations harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime de forme. Le taux global de distorsion harmonique **THD** et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive. [33]

3.9.2. Le taux de distorsion harmoniques

Étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la

charge est entaché de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques. Le **THD** s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformé. Il est donné par l'expression suivante.

$$THD(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n i_{ci}^2}{i_{c1}^2}} \quad (3.21)$$

Avec i_{c1} la valeur efficace du courant fondamental et i_{ci} les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant. Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de **rang 2** jusqu'à l'harmonique de **rang 25**. Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence.

3.9.3. Le facteur de puissance

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

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (3.22)$$

La puissance réactive **Q** est associée au courant fondamental. La puissance déformante **D** est due aux harmoniques de courant avec :

$$D = 3E \sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2} \quad (3.23)$$

Où **I_c** est la valeur efficace du courant de la source.

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

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (3.24)$$

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

$$P = 3EI_{c1} \cos \emptyset \quad (3.25)$$

On aura

$$F_p = \frac{I_{c1}}{I_c} \cos \emptyset = F_{dis} \cos \emptyset \quad (3.26)$$

Où F_{dis} représente le facteur de distorsion, Il vaut **1** lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît. Φ représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension [33].

3.10. Conclusion

Dans ce travail nous avons présenté les différentes topologies des convertisseurs résonants utilisés dans différents domaines. Nous avons vu aussi les propriétés et les applications des onduleurs à résonance afin de choisir la topologie qui convient à notre étude. Et nous avons notamment montré l'avantage de l'utilisation d'un onduleur à commande **MLI** monté sur une charge résonante.

Type de commande	fréquence	THD %
symétrique	$f_c = f_r$	7.700
	$f_c < f_r$	26.651
	$f_c > f_r$	22.425
Décalé	$f_c = f_r$	4.4321
MLI	$f_c = f_r$	0.0702

Chapitre IV : Commande et asservissement du système de chauffage par induction par régulateur PI et logique floue.

4.1 Introduction

Dans le domaine de la régulation des systèmes électriques, on distingue la commande conventionnelle et les nouvelles techniques de commande telles que la logique floue, les réseaux de neurones, etc... Malgré les avantages de ces techniques le régulateur PI reste avantageux en termes d'annulation de l'erreur statique en régime établi. Par contre plusieurs avantages de la logique floue permettant notamment une commande facile des systèmes industriels compliqués dont les modèles sont mal connus. Dans ce chapitre deux régulateurs, le PI et le régulateur par logique flou « **RLF** » sont proposés, leur objectif est d'assurer un contrôle efficace du transfert de puissance à la charge [5].

4.2 Principe de la régulation du système

Le système tel qu'il a été représenté au chapitre précédent est constitué de la charge « inducteur + pièce », alimentée par un onduleur série à résonance qui est à son tour alimenté par un hacheur abaisseur de tension « **Buck Converter** ». La charge équivalente à un circuit '**RL**' série doit être connectée à un condensateur en série pour construire un circuit oscillant dont le but est de réaliser des commutations douces « **ZVS** » afin de réduire au maximum les pics répétitifs de tension qui sont la cause des pertes de puissance dans le convertisseur et du risque de dysfonctionnement du système.

Durant l'échauffement de la pièce on observe deux variations de paramètres qui sont : La résistance du dispositif a chauffé et la valeur de l'inductance L en fonction de la température, l'augmentation de la résistance provoque une diminution de la puissance transférée à la charge, d'autre par la diminution de l'inductance provoque l'augmentation de la fréquence de résonance d'où le dysfonctionnement du système complet. Pour résoudre ces problèmes de dérive paramétrique, on propose un asservissement de puissance et un contrôle de la fréquence de commutation [25].

4.3 Expression de la puissance absorbée par la charge

La puissance absorbée par la charge est donnée par l'équation suivante.

$$P_{absorbée} = V_{eff} : I_{eff} \cos(\alpha)$$

La décomposition de la tension en créneaux en série de Fourier nous donne les valeurs fondamentales du terme fondamental de la tension et du courant :

$$V_{1eff} = \frac{4.E}{\sqrt{2}\pi} \text{ et ; } I_{1eff} = \frac{V_{1eff}}{|z|}$$

On considérant ces deux équations on obtient, l'expression de la puissance absorbée :

$$P_{abs} = \frac{8.E^2 \cos(\varphi)}{\pi^2 |Z|}$$

- La régulation de la puissance se fait par l'ajustement de la tension d'entrée de l'onduleur à travers le hacheur série. L'ajustement se fait par le rapport cyclique α , tout en essayant de maintenir la fréquence de commutation proche de la fréquence de résonance pour avoir le maximum de puissance, l'ajustement se fait sur les gâchettes de l'onduleur. La régulation de la fréquence de commutation est réalisée par un asservissement de phase qui consiste à maintenir le $\cos(\varphi)$ proche l'unité.
- En premier temps on procède à la régulation par un PI conventionnel,
- En un deuxième temps on procède à la régulation par logique floue,

Le schéma synoptique complet du système en boucle fermée est représenté par la figure (4.1).

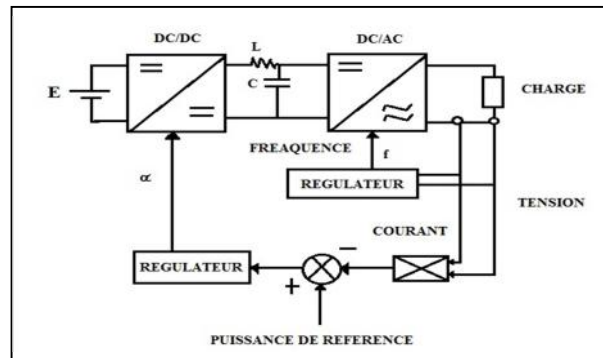


Figure. 4.1 -Schéma synoptique de la régulation du système

4.4 Schéma électrique équivalent du système en boucle ouverte

La simulation du circuit électrique du système de chauffage par induction est faite sous l'environnement **MATLAB** (sim-power-systems). Le circuit est un onduleur de tension alimenté par une source de tension fixe $E = 500V$ délivrée par un montage hacheur et une charge résonante série (R, L, C) dont les paramètres sont :

$$R = 12[\Omega], \quad L = 3.7806 \cdot 10^{-4} [H], \quad C = 67 \cdot 10^{-8} [F]$$

Sa fréquence de résonance est $f_r = 10Khz$. Les IGBT sont commandés à la fréquence de résonance $f_c = f_r$. Les diodes en antiparallèles assurent un chemin pour la continuité du courant dans la charge. Le circuit électrique en boucle ouverte (sans régulation de puissance) à charge constante est représenté par la figure 4.2.

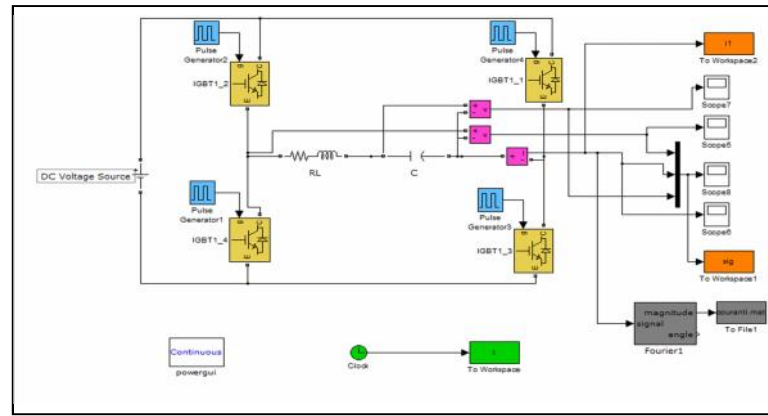


Figure. 4.2 : Schéma électrique équivalent du système sans régulation.

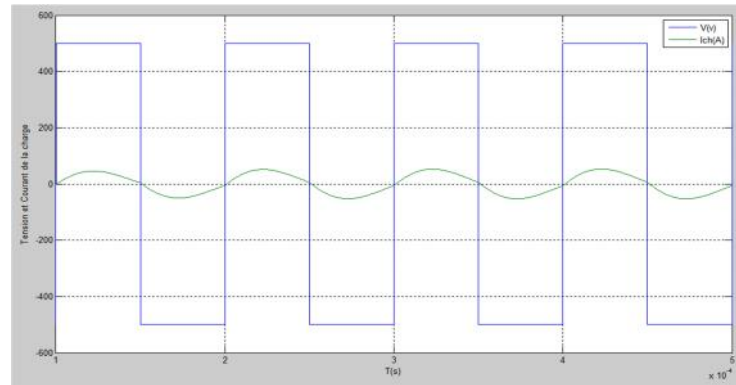


Figure. 4.3 : Formes d'ondes tension et courant pour une charge constante ($f_c = f_r$).

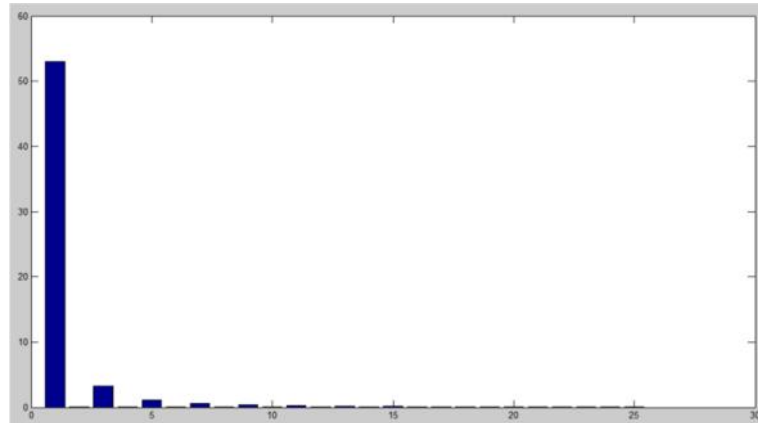


Figure 4.4 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c = f_r = 10\text{KHz}$) **THD** = 6.6918.

4.5 Modèle mathématique du système à réguler :

L'onduleur de tension avec la charge **RLC** série peuvent être représentés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_s(t) = R \cdot I(t) + L \frac{dI(t)}{dt} + V_c(t) \\ I(t) = C \frac{dV_c(t)}{dt} \end{cases}$$

- V_s : tension de sortie[v]
- R : Résistance [Ω]
- L : Inductance [H]
- V_c : Tension à la borne de capacité
- I : Courant de la charge

V_s est la tension de sortie aux bornes de l'onduleur qui égale à E sur la demi-période $[0; \frac{T}{2}]$ et -E sur la deuxième demi période $[\frac{T}{2}; T]$, V_c est la tension aux borne du condensateur et I(t) le courant dans la charge.

- Si on remplace l'expression du courant de charge dans l'équation (4.1) on aura :

$$V_s(t) = R.C \frac{dV_c(t)}{dt} + L.C \frac{d^2V_c(t)}{dt^2} + V_c(t)$$

- L'utilisation de la transformée de Laplace donne la fonction de transfert suivante qui représente le système en boucle ouverte :

$$\frac{V_c(t)}{V_s(t)} = \frac{1/LC}{p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}}$$

Cette fonction de transfert représente un système de deuxième ordre dont la forme canonique est de la forme suivante :

$$H(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2}$$

Par comparaison on trouve : $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 62832 \text{ rd/s}$ et $\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = 0.2526$.

Pour calculer les deux solutions du système on doit procéder à la résolution de l'équation caractéristique

$$\begin{cases} p^2 + \frac{R}{L} \cdot p + \frac{1}{LC} = 0 \\ \Delta = \left(\frac{R}{L}\right)^2 - 4 \cdot \frac{1}{LC} \end{cases}$$

$\Delta < 0$, donc les deux solutions sont complexes à parties imaginaires conjuguées.

$$P_1 = -\xi\omega_0 + \omega_0 j \sqrt{1 - \xi^2} = -15871,36 + j60794,41.$$

$$P_2 = -\xi\omega_0 - \omega_0 j \sqrt{1 - \xi^2} = -15871,36 - j60794,41.$$

La figure suivante donne le placement des pôles dans le plan complexe :

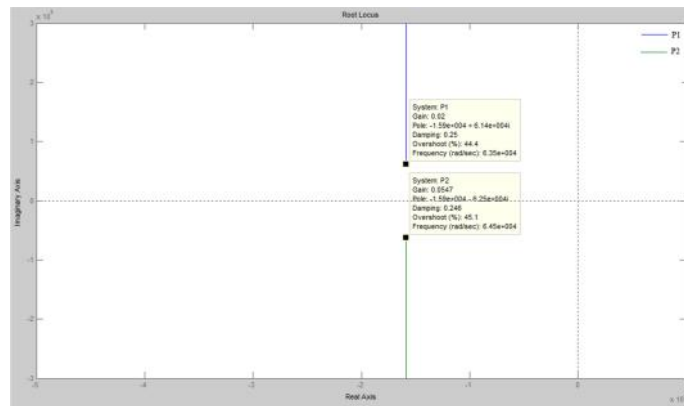


Figure. 4.5 : Placement des pôles dans le plan complexe.

4.6 Synthèse du régulateur de puissance PI conventionnel :

Les systèmes en boucle ouverte peuvent présenter une précision insuffisante, de l'instabilité, un temps de réponse trop lent, un dépassement trop important, des vibrations, une grande sensibilité aux perturbations. Pour cela, il est nécessaire de corriger leurs comportements à l'aide des techniques d'asservissement. Le système asservi doit comporter un réseau correcteur « contrôleur » dont l'objectif est de respecter les performances du système asservi. Le régulateur Proportionnel-Intégral **PI** est beaucoup utilisé en raison de sa simplicité d'implémentation et sa possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique, quand ses paramètres sont bien réglés [19].

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du second ordre à retour unitaire régulé par un **PI** est donné par la figure 4.6.

Dont La fonction de transfert du régulateur **PI** est : $C(p) = k_p + \frac{k_i}{p}$

Où k_p et k_i sont les coefficients des parties proportionnelle et intégrale du régulateur **PI**.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système corrigé est donnée par la relation :

$$F(p)_{BO} = C(p).H(p)$$

$F(p)_{BO}$: fonction de transfert en boucle ouvert du système corrigé.

$C(p)$: fonction de transfert du régulateur **PI**.

$H(p)$: fonction de transfert du système en boucle ouverte.

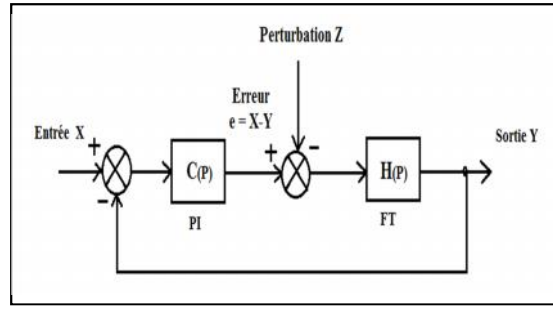


Figure.4.6 : Schéma d'un système asservi du second ordre réglé par un **PI**.

On procède à la méthode qui est basée sur le principe suivant :

On écrit d'abord la fonction de transfert en boucle fermée du système corrigé qui est :

$$F(p)_{BF} = \frac{F(p)_{BO}}{1 + F(p)_{BO}}$$

BO : boucle ouverte ; **BF** : boucle fermée.

$$F(p)_{BO} = \left[\left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) \right] \cdot \left[\frac{\omega_o^2}{p^2 + 2\xi\omega_o p + \omega_o^2} \right]$$

La fonction de transfrère en boucle fermée donc sera :

$$F(p)_{BF} = \frac{(K_p \cdot p + K_i) \omega_o^2}{p(p^2 + 2\xi\omega_o p + \omega_o^2) + (K_p \cdot p + K_i) \omega_o^2}$$

$$F(p)_{BF} = \frac{(K_p \cdot p + K_i) \omega_o^2}{p^3 + 2\xi\omega_o p^2 + (\omega_o^2 + K_p \cdot \omega_o^2)p + K_i \omega_o^2}$$

On exige $\xi' = 0,7$

On souhaite que le système corrigé réponde à cette nouvelle exigence c'est à dire que la nouvelle équation caractéristique soit du type:

$$(p - p_o)(p^2 + 2\xi'\omega'_o p + \omega'^2_o)$$

Cette équation devient :

$$p^3 + (2\xi'\omega'_o - p_o)p^2 + (\omega'^2_o - 2\xi'\omega'_o p_o)p - p_o \omega'^2_o$$

Par identification entre cette équation et celle du système en boucle fermée on trouve :

$$\omega'_o = \frac{2\xi\omega_o + p_o}{2'\xi}$$

$$K_p = \frac{-2\xi'\omega'_o p_o + \omega'^2_o - \omega_o^2}{\omega_o^2}$$

$$K_i = -\frac{p_o \omega'^2_o}{\omega_o^2}$$

Le pôle p_0 doit être choisi de telle manière à ne pas influencer les deux pôles du système à réguler : On prend $p_0 = -1.9490.10^5$, et on trouve : $K_p = 0.025$ $K_i = 8400$

Dans notre cas, on procède à la régulation de la puissance absorbée par la charge, donc on doit apporter un changement à la fonction de transfert en boucle fermée. La puissance réelle absorbée est mesurée, en suite on filtre cette puissance pour avoir la valeur moyenne, on compare cette dernière à une puissance de référence qui est égale à : $P_{ref} = 16666,67 \text{ W}$.

4.7 - Résultats de Simulation et discussions :

Les simulations sont réalisées par les deux cas :

- 1)- Application sur le schéma électrique « avec une fréquence de commutation fixe ». Pour une charge constante.
- 2)- pour la charge variable, la résistance augmente « $R' > R$ » pendant l'échauffement de la pièce, tandis que l'inductance diminue « $L' < L$ ».

- **Simulation pour une charge constante « $f_c = f_r$ ».**

La réponse en tension du système représentée par la figure suivante :

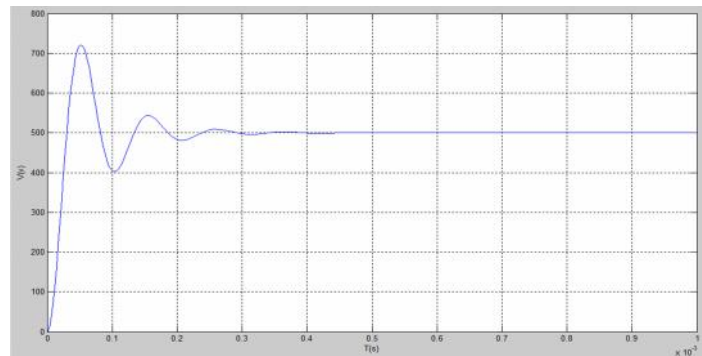


Figure 4.7 : Réponse en tension du système (sans régulation).

La régulation du système en boucle fermée avec le PI donne la réponse en tension suivante :

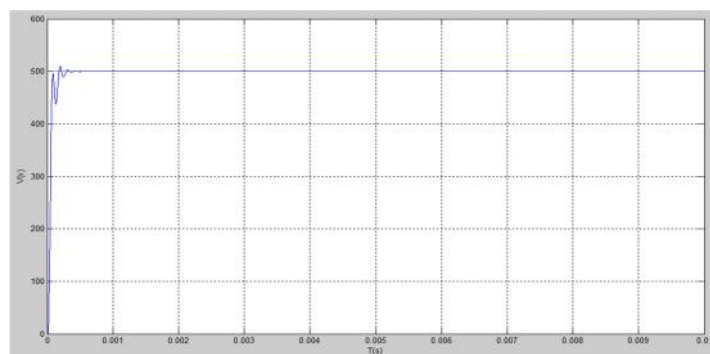


Figure. 4.8 : Réponse en tension du système en boucle fermée (après la régulation).

Au niveau du circuit électrique qui représente le système de chauffage par induction, l'onduleur est alimenté par un hacheur série « buck converter » avec un filtre de sortie (L , C). Les résultats de simulation du système en boucle fermée « schéma électrique à charge constante ».

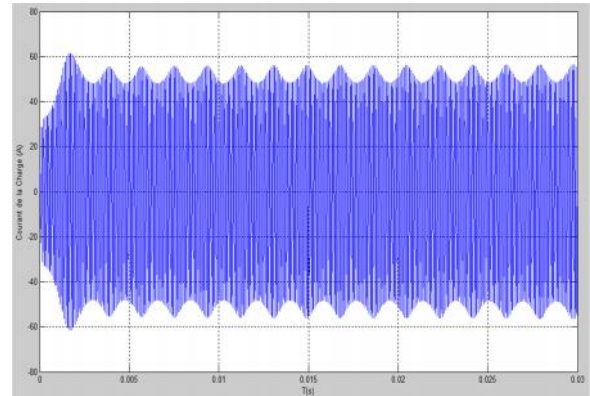
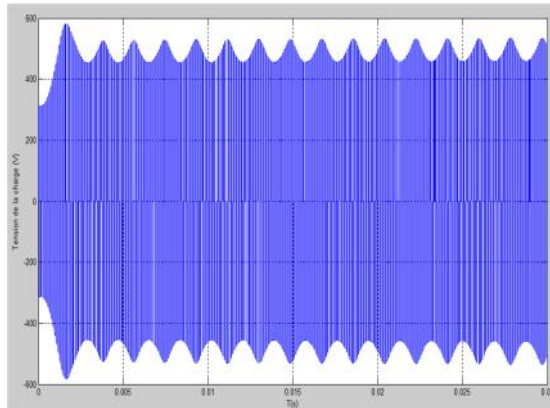


Figure. 4.9 : la tension et le courant de la charge « charge constante »

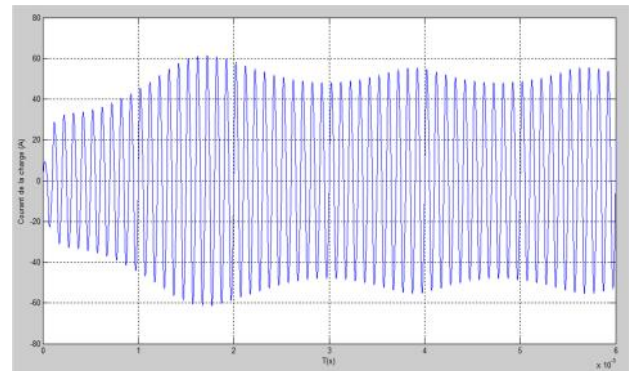
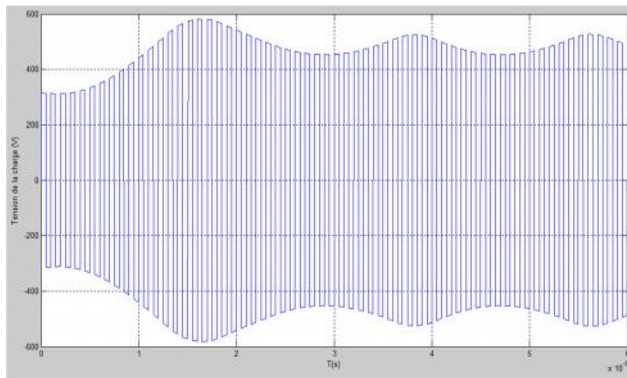


Figure. 4.10 : Le "Zoom" de la tension et le courant de la charge.

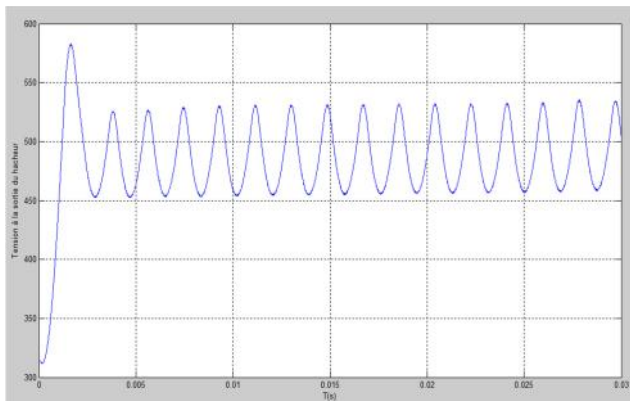


Figure.4.11 : Tension à la sortie du Hacheur

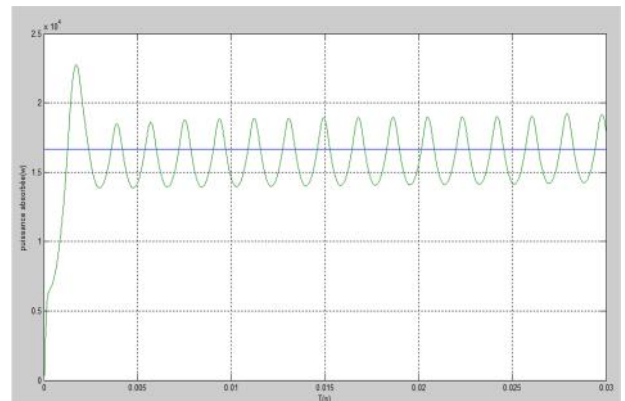


Figure.4.12 : Puissance à la sortie de la charge.

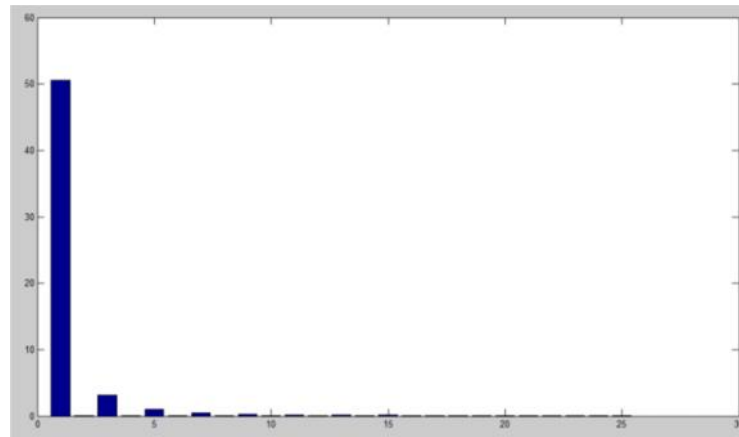


Figure 4.13 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c = f_r = 10 \text{ KHz}$) **THD = 6.696%.**

***Simulation pour une 'charge variable' de (R' , L') :**

A l'instant t_1 on augmente la résistance à R' de la charge qui provoque une augmentation de la tension et une diminution du courant de charge, à l'instant t_2 on diminue la valeur de l'inductance à L' qui provoque une augmentation de la tension et une augmentation du courant de charge.

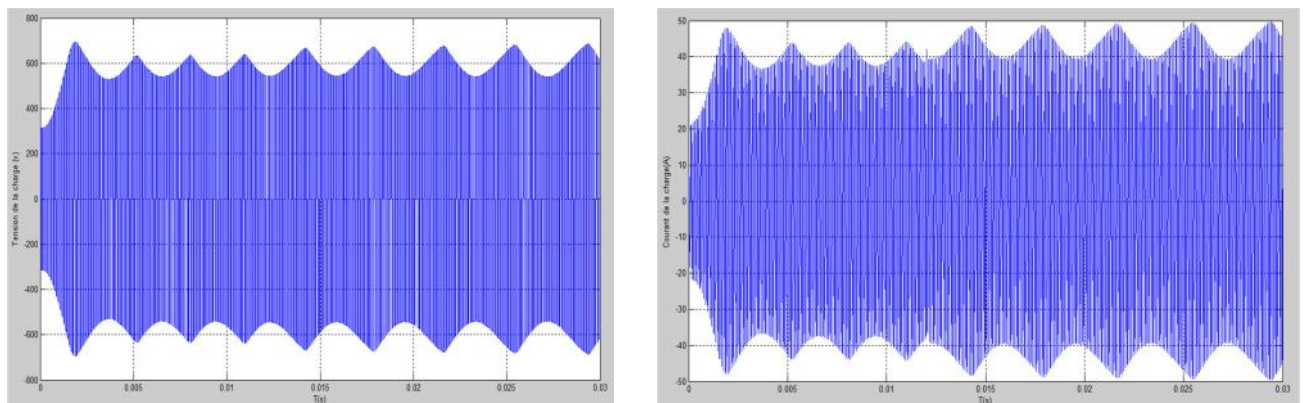


Figure. 4.14 : la tension et le courant de la charge

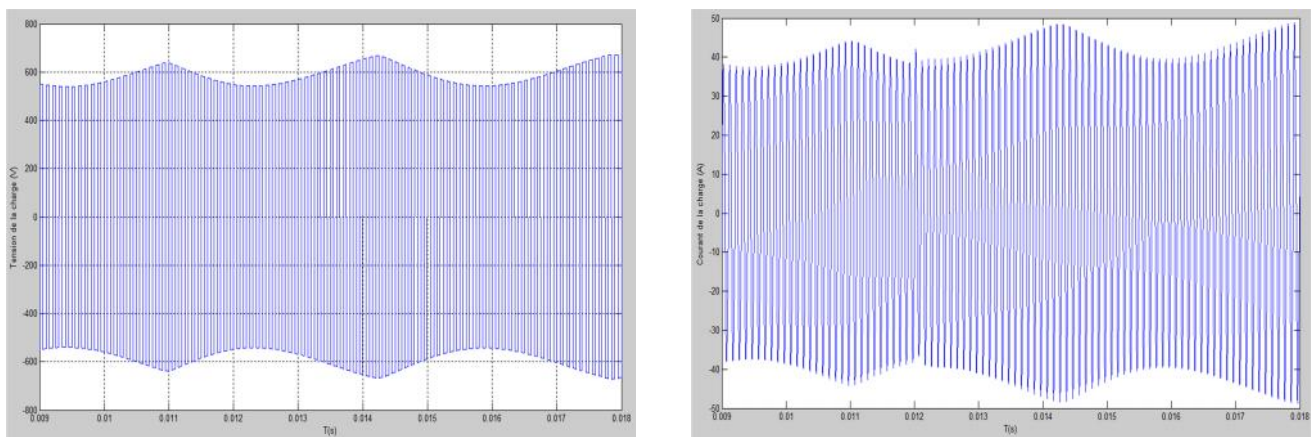


Figure. 4.15 : Le "Zoom" de la tension et le courant de la charge

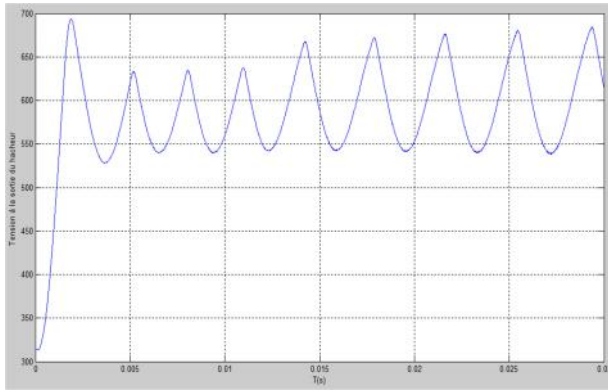


Figure. 4.16 - Tension à la sortie du Hacheur

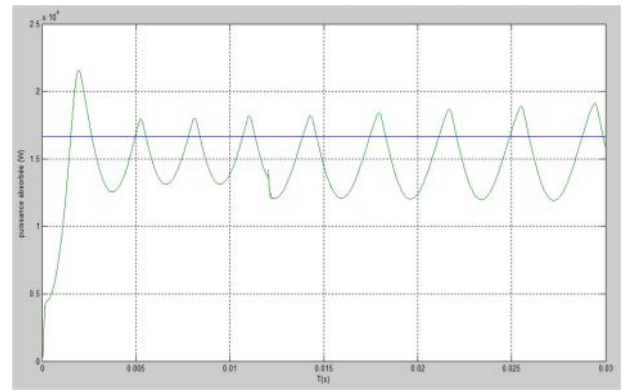


Figure. 4.17 - Puissance à la sortie de la charge

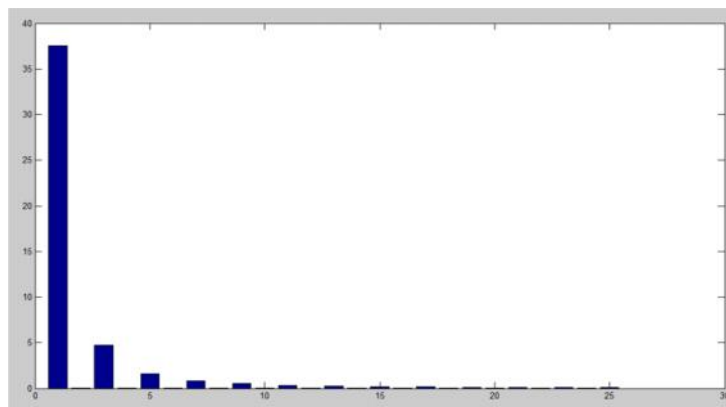


Figure 4.18 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c = 10\text{KHz}$)

THD= 13.602 %.

- **Robustesse vis à vis l'augmentation de la résistance :**

A l'instant $t_1 = 10^{-2}$ s la résistance du circuit égale à 17Ω ($R' > R$). La tension de charge atteint la valeur 540V, le courant égal à 38.7A, le régulateur force donc le système pour atteindre la puissance de référence.

- **Robustesse vis à vis la diminution de l'inductance :**

A l'instant $t_2 = 1,2 \cdot 10^{-2}$ s, $L' = 3,7806 \cdot 10^{-6}$ H. La tension de la charge atteint la valeur 555V, le courant égal à 42,1A, de la même façon le régulateur force donc le système pour atteindre la puissance de référence.

On présente d'abord les formes d'ondes de la tension et du courant qui subissent une variation en fonction de la variation de la charge (R , L), en suite on présente le rejet de la perturbation par le régulateur **PI** afin d'atteindre la puissance de référence.

4.8 Régulation par un Contrôleur Logique Floue :

4.8.1 Introduction :

De nos jours, la logique floue « **fuzzy logic** » est un axe de recherche important sur lequel se focalisent de nombreux scientifiques. Des retombées technologiques sont d'ores et déjà disponibles, tant dans le domaine grand public « appareil photos, machines à laver, fours à micro-onde », que dans le domaine industriel « réglage et commande de processus complexes liés à l'énergie, aux transports, à la transformation de la matière, à robotique, aux machines-outils » [28].

La logique floue est de grande actualité aujourd'hui. En réalité elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit durant les années 1920 et 1930 au développement de la logique à valeurs multiples ou logique floue. En 1937, le philosophe M.Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies (0, 1/2, 1) pour classer les éléments ou symboles [29].

En effet, le professeur **Lotfi A.Zadeh** de l'université de Californie avait établi les bases théoriques de la logique floue dès 1965 [2]. A cette époque, la logique booléenne avec son fonctionnement exact en tout ou rien ayant commencé à se répandre considérablement, la théorie de la logique floue n'a pas suscité beaucoup d'intérêt puisqu'elle permet de traiter des variables non booléennes et donc non exactes dont la valeur peut varier entre 0 et 1. Au début, les domaines d'application de cette théorie étaient non techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine, principalement pour compléter les systèmes experts, et pour leur donner la faculté de prise de décision [35].

Les premières applications au niveau des systèmes de commande apparaissent dès 1975 [36]. Les Japonais commencèrent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande à partir de 1985. Nous essaierons donc dans ce chapitre de présenter les bases générales de la théorie de la logique floue ainsi que leur application à la conception des régulateurs.

4.8.2 Application de la logique floue

Au cours des années soixante-dix, différentes équipes de recherche ont contribué à faire connaître cette nouvelle technique, de ces recherches ont découlé divers concepts nouveaux tels que : langage flou, système flou, relation floue...etc. Parallèlement aux travaux sur la recherche, différentes applications industrielles ont été menées, la plus importante est sans doute celle menée dans les années quatre-vingt par Hitachi consistant à faire la commande

automatisée du métro de **Séndaï** « ville située à 300 Km de Tokyo », ce dispositif géré par un ordinateur utilisant des algorithmes flous a permis une réduction de 10% de la consommation d'énergie, de plus la conduite était tellement douce [38].

4.8.3 Les Avantages de la commande par la logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages qui sont [39] :

- La non-nécessité d'une modélisation « cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable »;
- la possibilité d'implanter des connaissances « linguistiques » de l'opérateur de processus;
- la maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser);
- l'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques « régulateur non-linéaire ».

4.8.4 Les inconvénients de la commande par logique floue sont [39] :

- le manque de directives précises pour la conception d'un réglage « choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification »;
- l'approche artisanale et non systématique « implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile »;
- l'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité « en l'absence d'un modèle valable »;
- la possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire;
- la cohérence des inférences non garantie a priori « apparition de règles d'inférence contradictoires possible ».

En tout cas, on peut confirmer que le réglage par logique floue présente une solution valable par rapport aux réglages conventionnels. Cela est confirmé non seulement par un fort développement dans beaucoup de domaines d'application, mais aussi par des travaux de recherche sur le plan théorique. Ainsi, il est possible de combler quelques lacunes actuelles, comme le manque de directives pour la conception et l'impossibilité de la démonstration de la stabilité en l'absence d'un modèle valable.

4.8.5 Ensemble flou et variables linguistiques

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une

personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que 'Zadeh' a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit... Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle donc de fonction d'appartenance). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux.

Pour éclaircir la situation, on peut prendre un exemple qui considère l'âge d'un homme comme variable linguistique. On peut, à coup sûr, classer les hommes suivant leur âge en jeune, Moyen et vieux, mais comment déterminer les limites entre chaque catégorie autrement qu'avec le secours de la logique floue [40].

*Essayons de définir la catégorie jeune: Un homme est vraiment jeune au-dessous de 30 ans, à 37.5 ans, il n'est "qu'à moitié" jeune. Il ne l'est plus du tout au-delà de 45 ans.

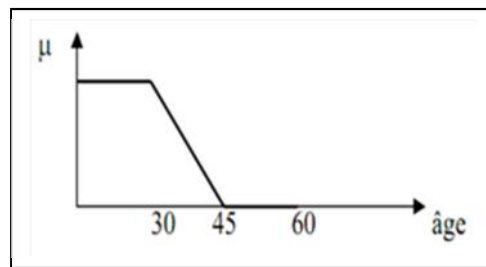


Figure 4.19 : fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou jeune

Définissons aussi la fonction d'appartenance à l'état vieux : Un homme est vraiment vieux au-dessus de 60 ans, à 52.5 ans il n'est "qu'à moitié" vieux. Il ne l'est plus du tout en deçà de 45 ans.

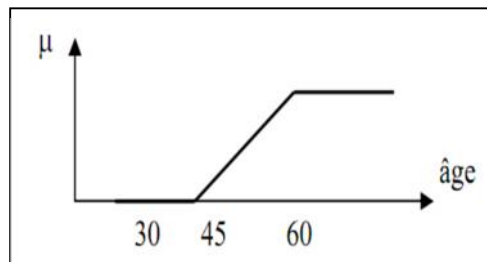


Figure 4.20 : fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou vieux

D'autre part la fonction d'appartenance à l'état moyen, peut être représentée ainsi : Un homme est tout à fait moyen à 45 ans. En dessous de 30 ans, il n'est pas assez vieux pour être moyen. Au-delà de 60 ans, il ne l'est plus non plus.

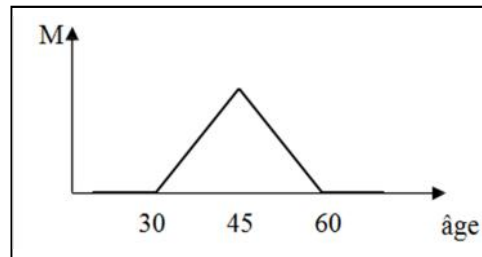


Figure 4.21 : Fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou moyen

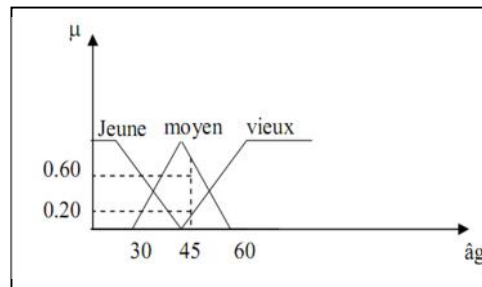


Figure 4.22 : Fonction d'appartenance de la variable linguistique âge

On peut ainsi illustrer la terminologie suivante :

- variable linguistique : âge
- valeur d'une variable linguistique : jeune, moyen, vieux,...
- ensemble flou : 'jeune', 'moyen', 'vieux',...
- plage de valeurs : (0, 30, 45, 60,...)
- fonction d'appartenance : $\mu_e(x) = a$ ($0 \leq a \leq 1$)
- degré d'appartenance : a

4.8.6 Différentes formes de fonctions d'appartenances

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. L'allure est complètement définie par 3 points P1, P2 et P3 pour la forme triangulaire, voire 4 points P1, P2, P3 et P4 pour la forme trapézoïdale la figure 4.25. La forme rectangulaire est utilisée pour représenter la logique classique. Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.

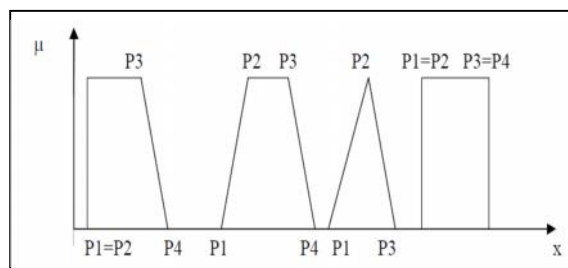


Figure 4.23 : Fonctions d'appartenance de formes trapézoïdales et triangulaires

Les courbes d'appartenance prennent différentes formes en fonction de la nature de la grandeur à modéliser dans la figure 4.24.

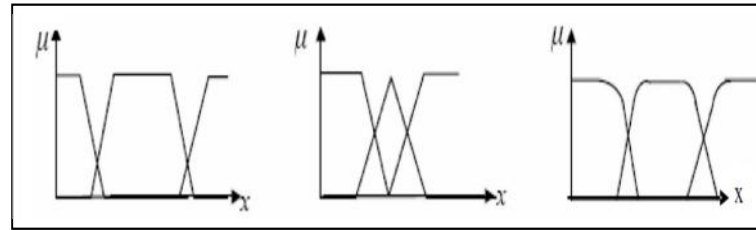


Figure 4.24 : différentes formes de fonctions d'appartenance

On définit ainsi une variable linguistique ($x = \text{âge}$); et on prend la division $E_i (i= 1,3)$, des ensembles flous tels que $E_1 = \text{jeune (J)}$; $E_2 = \text{Moyen (M)}$; $E_3 = \text{Vieux (V)}$

- La transcription des ensembles flous en des fonctions d'appartenance, $\mu_{E_i}(x= \text{âge})$, ($i=1,3$) est montrée sur la figure 4.25.

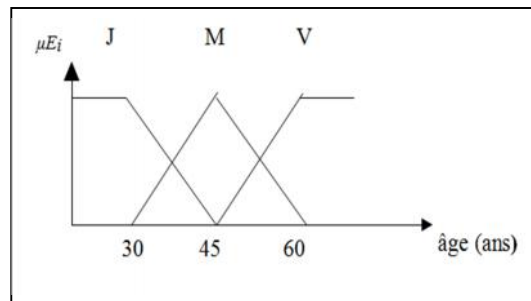


Figure 4.25 : fonctions d'appartenance avec trois ensembles flous pour la variable linguistique (âge)

Pour une subdivision plus fine composée de sept ensembles flous (PJ, J, MJ, M, MV, V, PV), les fonctions d'appartenance : $\mu_{E_i}(\text{âge})$ pour ($i=1,7$) sont illustrées par la figure 4.28), l'âge étant normalisée.

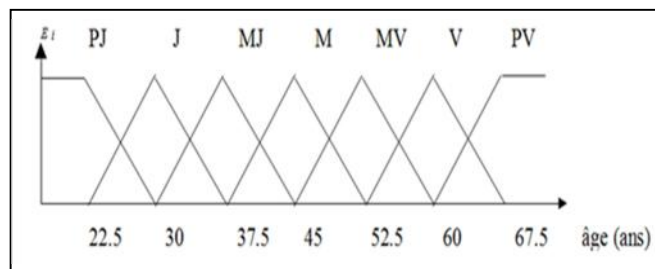


Figure 4.26 : Fonctions d'appartenance avec sept ensembles flous pour la variable linguistique (âge)

Pour obtenir le degré d'appartenance d'une valeur donnée de la variable linguistique, relatif à un sous-ensemble flou, il suffit de projeter verticalement cette valeur sur la fonction d'appartenance correspondant à ce sous-ensemble flou.

4.8.7 Opérateurs de la logique floue

Les mathématiques élaborées à partir des ensembles flous ressemblent beaucoup à celles reliées à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs d'union, d'intersection et

de négation existent pour les deux types d'ensemble. Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux ou plusieurs ensembles flous existent aussi. Toutefois, ce sont les deux opérateurs d'union et d'intersection qu'on utilise le plus souvent dans la commande par la logique floue.

- Opérateur NON

$$c = \bar{a} = \text{NON}(a) \quad (4.1)$$

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (4.2)$$

- Opérateur ET

L'opérateur ET correspond à l'intersection de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cap b \quad (4.3)$$

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum, qui est appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ des ensembles a et b, à savoir :

$$\mu_c = \min \{ \mu_a, \mu_b \} \quad (4.4)$$

où μ_a, μ_b, μ_c , signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a, b et c. On parle alors d'opérateur minimum.

- Opérateur OU

L'opérateur OU correspond à l'union de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cup b \quad (4.5)$$

il faut maintenant calculer le degré d'appartenance à l'ensemble c selon les degrés des ensembles a et b. Cela se réalise par la formation du maximum. On a donc l'opérateur maximum.

$$\mu_c = \max \{ \mu_a, \mu_b \} \quad (4.6)$$

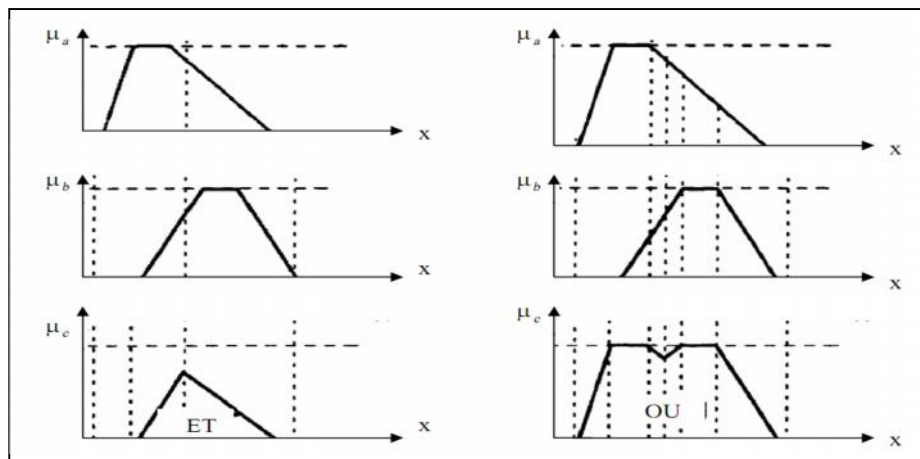


Figure 4.27 : opérateurs ET et OU

- Autres réalisations pour les opérateurs ET et OU

a) Par opérations arithmétique :

*** ET = Opérateur produit**

$$\mu_c(x) = \mu_a(x) \cdot \mu_b(x) \quad (4.7)$$

*** OU = Opérateur somme**

$$\mu_c(x) = \frac{\mu_a(x) + \mu_b(x)}{2} \quad (4.8)$$

b) Par opérations combinées

*** ET flou**

$$\mu_c(x) = \gamma[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2}[\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (4.9)$$

Avec le facteur : $\gamma \in [0,1]$

*** OU flou**

$$\mu_c(x) = \gamma \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2}[\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (4.10)$$

- Opérateurs min-max

$$\mu_c(x) = \gamma \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] + 1 - \gamma \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (4.11)$$

- Opérateur γ

$$\mu_c(x) = [\mu_a(x), \mu_b(x)]^{1-\gamma} \cdot (1 - [1 - \mu_a(x)][1 - \mu_b(x)])^\gamma \quad (4.12)$$

Le premier facteur contient l'opérateur produit pondéré avec l'exposant $1 - \gamma$. Par contre, le deuxième facteur est la somme algébrique pondérée avec l'exposant γ .

A partir des notions précédentes nous pouvons constater que la logique classique est un cas particulier de la logique floue. Autrement dit, la logique floue est une extension de la logique classique.

4.8.8 Inférences à plusieurs règles floues

En général, la prise de la décision dans une situation floue définissant une loi de commande est le résultat d'une ou plusieurs règles floues appelées aussi inférences, liées entre elles par des opérateurs flous ET, OU, ALORS,... etc. [40].

En automatique, les variables d'état représentant les entrées du système de contrôle sont mesurées ou estimées. En associant des variables linguistiques comprenant des subdivisions d'ensembles flous, et en interprétant mathématiquement des règles mentales ou floues en termes de ces variables d'état de la forme:

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action, la logique floue fonctionne suivant le principe suivant : Plus la condition sur les entrées est vraie, plus l'action préconisée pour les sorties doit être respectée.

Après avoir **fuzzifier** « c'est à dire transformer en variables linguistiques » les variables d'entrée et de sortie, il faut établir les règles liant les entrées aux sorties. En effet, il ne faut pas perdre le

but final qui consiste à chaque instant, à analyser l'état ou la valeur des entrées du système pour déterminer l'état ou la valeur de toutes les sorties.

On peut générer une action ou prendre une décision en affectant une valeur floue à la variable linguistique de la variable de sortie, qui est transformée en une valeur numérique précise dans la phase finale.

Généralement, les algorithmes de commande comprennent plusieurs règles floues et la décision ou l'action est formulée ainsi :

Action ou opération = {Si condition 1 ET condition 1' ALORS opération 1 OU;

Si condition 2 ET condition 2' ALORS 2 OU;...

Si condition m ET condition m' ALORS opération m }

4.8.9 Régulateur par logique floue

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre réaction d'état, le régulateur par logique flou (**RLF**) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Dans cette section, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur par logique floue [41].

La configuration de base d'un régulateur flou logique **RLF** comporte quatre blocs principaux :

- **Fuzzification,**
- **Base de connaissance,**
- **Inférence**
- **Défuzzification**

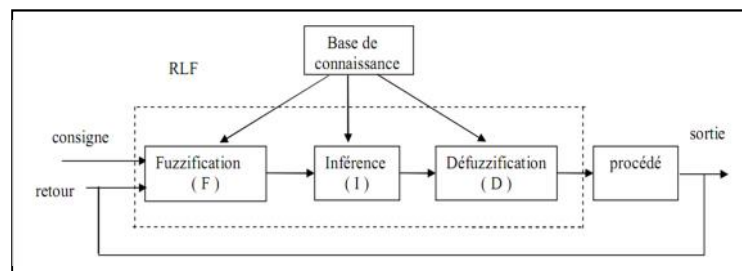


Figure 4.28 : Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF

***Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit :**

1) Le bloc '**Fuzzification**' effectue les fonctions suivantes ;

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées;
- effectue une fonction de '**Fuzzification**' qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables.

2) Le bloc '**Base de connaissance**' est composé de l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus. Il permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles du

régulateur flou.

3) Le bloc '**Inférence**' est le cœur du régulateur **RLF**, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire « **inférer** » les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence.

4) Le bloc '**Défuzzification**' effectue les fonctions suivantes :

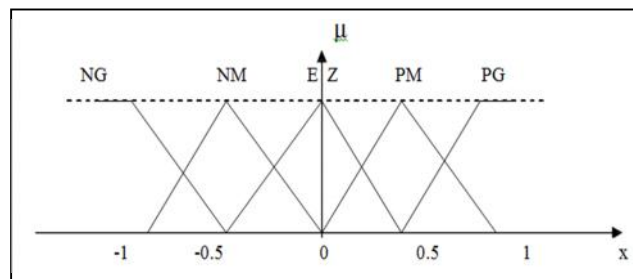
- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie;
- effectue une '**Défuzzification**' qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

4.8.10. Fuzzification

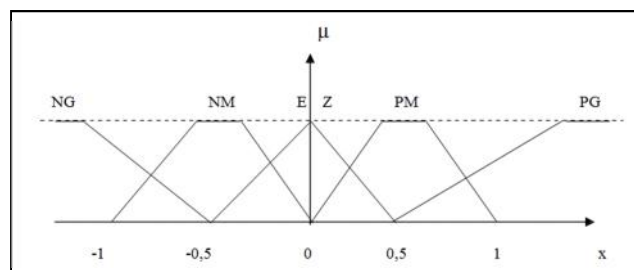
Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait de manière digitale, il faut donc prévoir un convertisseur analogique/digital car le régulateur par logique floue utilise des grandeurs mesurées à l'aide d'organes de mesure de types analogiques.

Les fonctions d'appartenances peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes et non équidistantes **figure 4.31**. il faut éviter les chevauchements **figure 4.31.a** et les lacunes **figure 4.32.b** entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet cela provoque des zones de non intervention du régulateur « zones mortes », ce qui entraîne une instabilité de réglage [39].

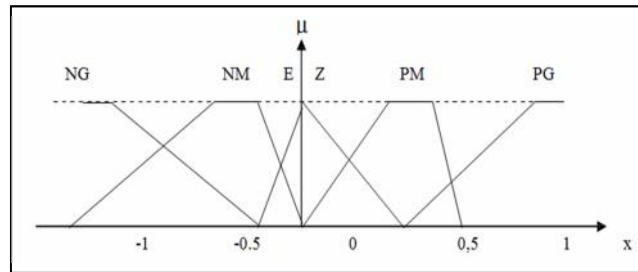
En général on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenances. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée.



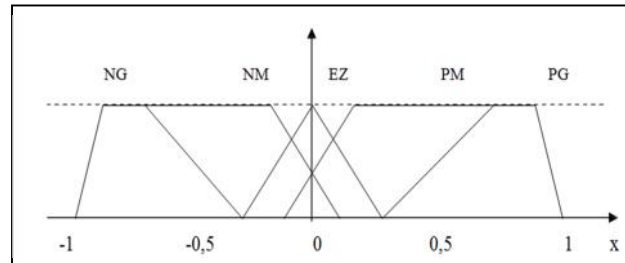
a. Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes



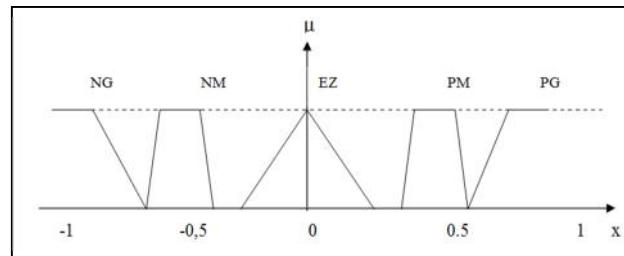
b. Fonctions d'appartenance symétriques et non équidistantes



c. Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes

Figure 4.29 : Différentes formes de fonctions d'appartenance

a. Formes avec chevauchement très important



b. Formes avec lacunes 'chevauchement insuffisant'

Figure 4.30 : Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables entrées

4.811 Inférences « déductions floues »

Les inférences lient les grandeurs mesurées « transformées en variable linguistiques » à la variable de sortie exprimée également en variable linguistique. Plusieurs possibilités existent pour la réalisation des opérateurs de la logique floue qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. A partir de ces possibilités, on introduit la notion de méthodes d'inférences permettant un traitement numérique de ces inférences ; en général, on utilise l'une des méthodes suivantes [42] :

- * Méthode d'inférence **Max-Min** (contrôleur de type **Mamdani**)
- * Méthode d'inférence **Max-Prod** (contrôleur de type **Larsen**)
- * Méthode d'inférence **Somme-Prod** (contrôleur de type **Zadeh**).

4.8.12 Exemple de la méthode d'inférences Max-Min

Afin de mettre en évidence le traitement numérique des inférences, on fera appel à un cas de deux variables d'entrée x_1 et x_2 et une variable de sortie x_r chacune est composée de trois ensembles **NG** (négatif grand), **EZ** (environ zéro) et **PG** (petit grand) et définie par des fonctions d'appartenance, comme le montre la figure 3.31. Pour les variables d'entrées on suppose que les valeurs numériques sont $x_1 = 0,44$ et $x_2 = -0,6$. [43]

Dans cet exemple, l'inférence est composée de deux règles :

$x_r := \text{si } (x_1 \text{ PG ET } x_2 \text{ EZ}), \text{ ALORS } x_r := \text{EZ}$

OU

$\text{si } (x_1 \text{ EZ OU } x_2 \text{ NG}), \text{ ALORS } x_r := \text{NG}$

La première condition ($x_1 \text{ PG ET } x_2 \text{ EZ}$) implique pour $x_1=0,44$ un facteur d'appartenance

$\mu_{PG}(x_1 = 0,44) = 0,67$ et pour $x_2 = -0,67$ un facteur d'appartenance $\mu_{PG}(x_2 = -0,67) = 0,33$.

La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs d'appartenance $\mu_{c1} = 0,33$ à cause de l'opérateur ET. La fonction d'appartenance $\mu_{EZ}(x_r)$ pour la variable de sortie est donc écrêtée à 0,33 et cela à cause de l'opérateur ALORS réalisée par la formation du minimum. La fonction d'appartenance partielle pour $\mu_{R1}(x_r)$ pour la variable de sortie x_r est mise en évidence par un trait renforcé sur la **figure 4.31**.

La condition ($x_1 \text{ ET OU } x_2 \text{ NG}$) de la deuxième règle implique des facteurs d'appartenance $\mu_{EZ}(x_1 = 0,44) = 0,33$ et $\mu_{NG}(x_2 = -0,67) = 0,67$. La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs $\mu_{c2} = 0,67$ à cause de l'opérateur OU. De la même manière que la première condition, la fonction d'appartenance de la deuxième condition $\mu_{NG}(x_r)$ de la variable de sortie est écrêtée à 0,67. La fonction d'appartenance partielle $\mu_{R2}(x_r)$ est également mise en évidence par un trait renforcé sur la **figure 4.31**.

La fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_r)$ s'obtient par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance partielles $\mu_{R1}(x_r)$ et $\mu_{R2}(x_r)$. Puisque ces deux fonctions sont liées par l'opérateur OU. Cette fonction est hachurée à la **figure 4.31**.

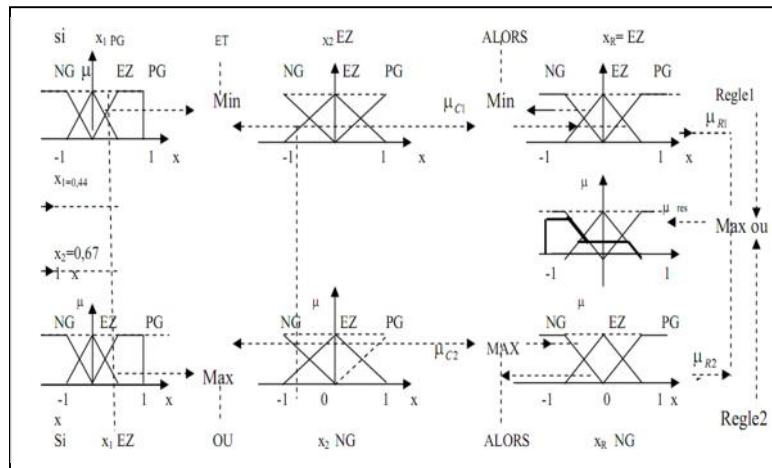


Figure 4.31 : Méthodes d'inférences Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles [43]

En général, on obtient la fonction d'appartenance partielle $\mu_{Ri}(x_r)$ de chaque règle par les relations suivantes :

- Pour la méthode d'inférence **Max-prod** et **Somme-prod**

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu_{Ci} \cdot \mu_{Oi}(x_r) \quad (4.13)$$

- Pour la méthode d'inférence **Max-Min**

$$\mu_{Ri}(x_r) = \text{Min} [\mu_{Ci}, \mu_{Oi}(x_r)] \text{ avec } i=0,1,\dots,m. \quad (4.14)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par les expressions suivantes :

-Pour la méthode d'inférence **Max-prod** et **Max-min**

$$\mu_{Res}(x_r) = \text{Max}[\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r), \dots, \mu_{Rm}(x_r)] \quad (4.15)$$

- Pour la méthode d'inférence **Somme-prod**

$$\mu_{Res}(x_r) = [\mu_{R1}(x_r) + \mu_{R2}(x_r) + \dots + \mu_{Rm}(x_r)] / m \quad (4.16)$$

4.8.13 Défuzzification

La **Défuzzification** définit la loi de commande du régulateur logique flou, elle réalise donc la conversion inverse de la **Fuzzification** « conversion digitale/analogique ». Les méthodes de **Défuzzification** les plus utilisées sont :

- Méthode par centre de gravité
- Méthode par valeur maximale
- Méthode par valeur moyenne des maxima.

1) Défuzzification par centre de gravité

Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_r)$.

a) Centre de gravité par la méthode d'inférence Somme-prod :

Elle est calculée par l'expression de l'abscisse de la fonction d'appartenance résultante :

$$x_r^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{Ci} x_i^* S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{Ci} S_i} \quad (4.17)$$

Avec :

$$S_i = \int_{-1}^1 \mu_{Oi}(x_r) dx_r \quad (4.18)$$

$$x_i^* = \frac{1}{S_i} \int_{-1}^1 x_r \mu_{Oi}(x_r) dx_r \quad (4.19)$$

b) Centre de gravité pour la fonction d'appartenance sans chevauchement elle est donnée par la relation suivante :

$$x_r^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{CE} x_E^* S_E}{\sum_{i=1}^m \mu_{CE} S_E} \quad (4.20)$$

Avec : $\mu_{CE} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{CE}$ pour la méthode Somme-prod (4.21)

Et : $\mu_{CE} = \text{Max}[\mu_{CEi}]$ pour la méthode Max-Min et Max-prod (4.22)

c) Centre de gravité pour la méthode des hauteurs pondérées elle représente un cas particulier des fonctions d'appartenance avec chevauchement, l'abscisse du centre de gravité se réduit à l'expression suivante :

$$x_r^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{CE} x_E^*}{\sum_{i=1}^m \mu_{CE}} \quad (4.23)$$

2) Défuzzification par valeur maximale

Pour cette méthode on choisit l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. Néanmoins cette méthode n'est pas intéressante pour le réglage lorsque l'abscisse de la valeur maximale est comprise entre deux valeurs x_{r1} et x_{r2} la figure 4.32.

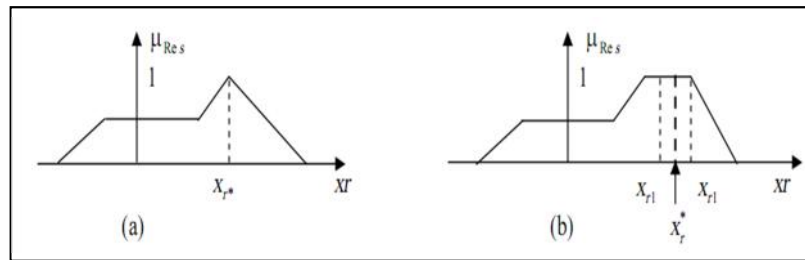


Figure 4.32 : Defuzzification par valeur maximale

Cette méthode a pour avantage la possibilité de générer une commande qui représente la valeur moyenne des abscisses de toutes les fonctions d'appartenance, et ainsi donc d'éviter l'indétermination pour la méthode par valeur maximale. Cependant le saut du signal de sortie si la dominante change d'une fonction d'appartenance partielle à une autre provoque un mauvais comportement du réglage du circuit.

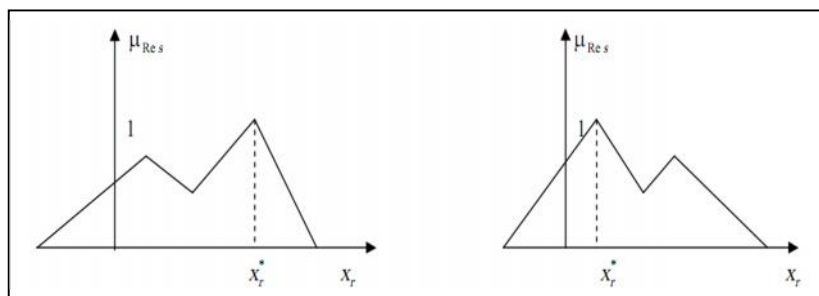


Figure 4.33 : Défuzzification par la valeur moyenne des maxima

4.8.14 Différentes approches pour la détermination des règles :

Il existe deux approches principales pour la détermination des règles d'un contrôleur flou. La première est une méthode purement heuristique ; les règles sont déterminées de telle sorte que l'écart entre la consigne et la sortie puisse être corrigée. Cette détermination repose sur la connaissance qualitative du comportement du processus [44].

La seconde approche est une méthode pouvant déterminer d'une manière systématique la structure linguistique et/ou les paramètres satisfaisants les objectifs et les contraintes de contrôle. Une autre méthode a été introduite [45] pour la détermination des règles et cela en se référant à la trajectoire du système en boucle fermée. La recherche intuitive du comportement du système en boucle fermée, pour la détermination des règles dans le domaine temporel, utilise fréquemment l'erreur e « observation » et la variation de l'erreur Δe « dynamique du processus » ainsi que la variation de la commande ΔU « entrée du processus à réguler ».

La procédure à suivre, pour la détermination des règles du contrôleur flou est expliquée en considérant les points indiqués sur la **figure 4.34**. Pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

- Règle 1 : Si $e = PG$ et $\Delta e = EZ$ alors $\Delta U = PG$. Départ.
- Règle 2 : Si $e = PG$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta U = PM$. Augmentation de la commande pour garder l'équilibre.
- Règle 3 : Si $e = PM$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta U = PP$. Très faible augmentation de la commande pour ne pas dépasser la valeur limite.
- Règle 4 : Si $e = PP$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta U = EZ$. Convergence vers l'équilibre.
- Règle 5 : Si $e = EZ$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta U = NP$. Freinage du processus.
- Règle 6 : Si $e = NP$ et $\Delta e = PP$ alors $\Delta U = NM$. Freinage et inversion de la variation de la commande.
- Règle 7 : Si $e = NM$ et $\Delta e = EZ$ alors $\Delta U = NM$. Rappel du processus vers l'équilibre.
- Règle 8 : Si $e = NP$ et $\Delta e = EZ$ alors $\Delta U = EZ$. Convergence vers l'équilibre.
- Règle 9 : Si $e = EZ$ et $\Delta e = EZ$ alors $\Delta U = EZ$. Equilibre.

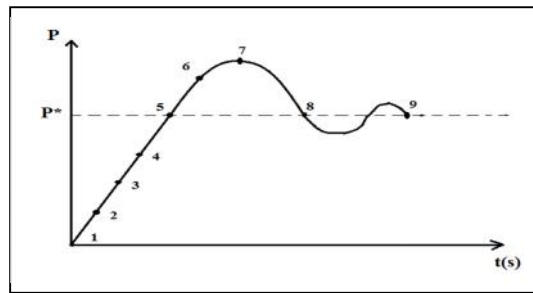


Figure 4.34 : Etude de la réponse du système à un échelon de vitesse

e \ e	NG	NM	N	E	P	P	P
NG	NG	NG	N	N	NM	N	E
NM	NG	NG	N	NM	N	E	P
NP	NG	NG	NM	N	E	P	P
EZ	NG	NM	N	E	P	P	P
PP	NM	NP	E	P	P	P	P
PM	NP	EZ	P	P	P	P	P
PG	EZ	PP	P	P	P	P	P

Tableau .1. Trajectoire de phase du comportement décrit par la figure 4.36

Sur la diagonale de la matrice d'inférence, on attribue à la variation de la commande l'ensemble EZ. Par conséquent, le système à régler se trouve dans un état transitoire qui ne nécessite pas d'intervention importante pour atteindre le régime stationnaire.

4.8.15. Développement pratique du contrôleur flou :

La majorité des contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur le schéma simple de **Mamdani** [46] ; pour un système mono-variable, ce schéma est représenté par la figure 4.35.

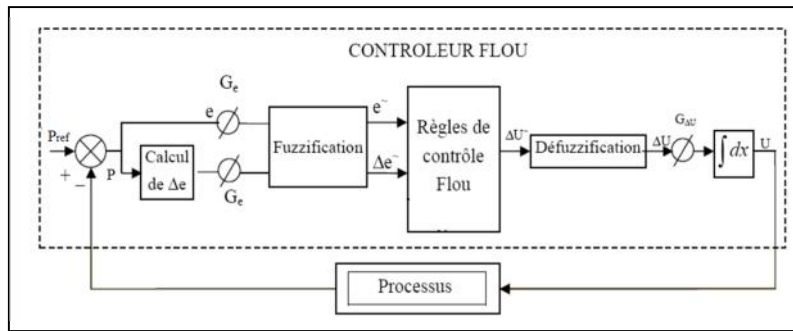


Figure 4.35: Schéma bloc d'une boucle de régulation à contrôleur flou.

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue se compose essentiellement du contrôleur flou et du processus à contrôler.

Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps (Δe).
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande.
- Un bloc de **Fuzzification** de l'erreur et de sa variation.
- Les règles de **contrôle flou**.
- Un bloc de **Défuzzification** de la variation de la commande.
- Un bloc intégrateur.

Loi de commande

La loi adoptée est fonction de l'erreur et de sa variation « $U = f(e; \Delta e)$ ». Par conséquent, la variation de la commande nécessaire est donnée par l'activation de l'ensemble des règles de décision associées. Dans les cas simples, cette variation de commande est obtenue par lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme générale de cette loi de commande est donnée par : $U_{k+1} = U_k + G_{k+1} \Delta U_{k+1}$, où G_{k+1} est le gain associé à la commande U_{k+1} , généralement choisi faible pour assurer la stabilité du système et ΔU_{k+1} est la variation de la commande.

Implémentation

La valeur de la commande correspondant à une telle situation peut être obtenue en suivant les étapes suivantes :

1. Calcul de la présente erreur et de sa variation.

$$e(K+1) = \text{Référence} - \text{Sortie du processus.}$$

$$\Delta e(K+1) = e(K+1) - e(K)$$

2. Normalisation de l'erreur et facteurs de sa variation à l'aide de d'échelle ou gains correspondants.

$$e(K+1) = e(K+1)G_e$$

$$\Delta e(K+1) = \Delta e(K) + G \Delta e$$

3. Conversion des valeurs obtenues en variables floues.
4. Lecture du niveau de quantification de la variation de la commande dans la table de décision correspondante.
5. Conversion du niveau obtenu en valeur numérique normalisée de la variation de la commande.
6. Détermination de la commande à appliquer à l'entrée du processus à réguler à l'aide du facteur d'échelle ou du gain correspondant

$$U(K+1) = U(K) + G_u U(K+1)$$

4.8.16 Résultats de Simulation et discussions

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de puissance et sa variation.

- L'erreur de puissance notée e est définie par :

$$e = P_{\text{référence}} - P_{\text{réelle}} \quad (4.37)$$

- La variation de l'erreur de puissance notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(K+1) - e(K) \quad (4.38)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ΔU .

Les trois grandeurs, e , Δe et ΔU sont normalisées par les gains suivants : K_e ; $K_{\Delta e}$; $K_{\Delta U}$.

L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur « l'erreur, sa variation », est subdivisé en trois ensembles flous, Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif petit noté : **NP**; - Environ de zéro noté : **EZ** ; - Positif petit noté : **PP**.

L'univers de discours normalisé de la variation de la commande du régulateur est :

- Négatif grand noté : **NG**; - Négatif petit noté : **NP**; - Environ de zéro noté : **EZ** ;

- Positif petit noté : **PP**; - Positif grand noté : **PG**.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple :

"si e est **Z** et Δe est **Z** Alors ΔU est **Z** "

"si e est **GN** et Δe est **GN** Alors ΔU est **GN** "

La matrice d'inférence des règles floues est donnée par la table suivante :

$\begin{matrix} e \\ \Delta e \end{matrix}$	N	Z	P
N	GN	N	Z
Z	N	Z	P
P	P	P	GP

Tableau. 2 : Matrice d'inférence des règles floues

Les paramètres « les gains de normalisation » du régulateur Floue qui donnent la réponse optimale du système sont : $K_e = 0,0020$; $K_{\Delta e} = 0,000001$; $K_{\Delta u} = 1000000$.

***Pour une charge constante (R et L) fixe.**

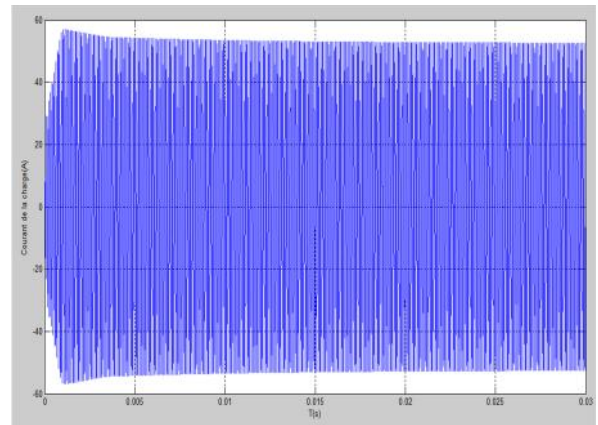
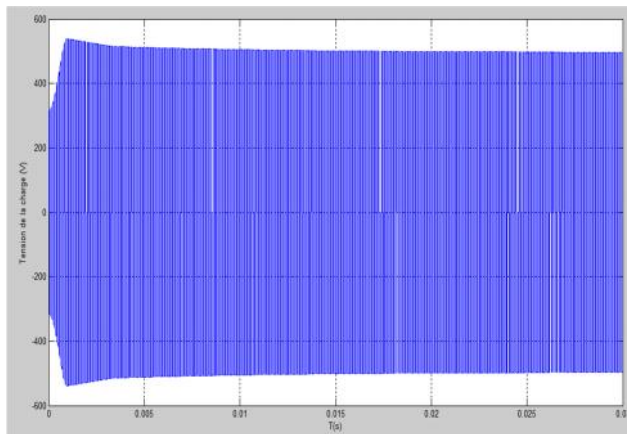


Figure. 4.36 : la tension et le courant de la charge

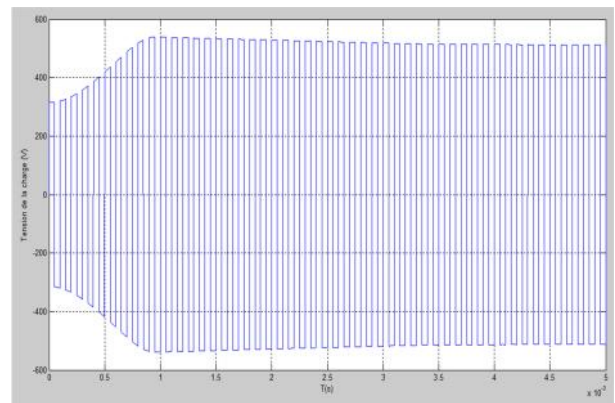
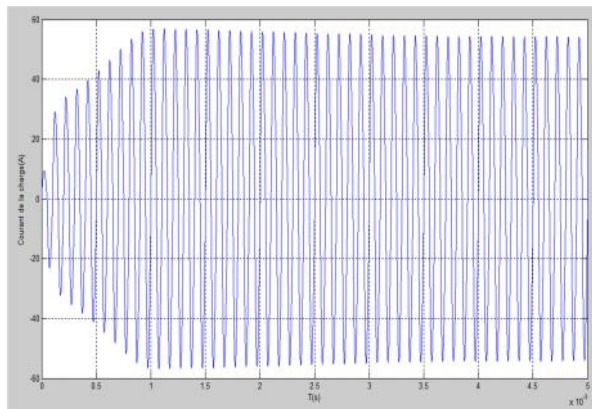


Figure 4.37: Le "Zoom" de la tension et le courant de la charge

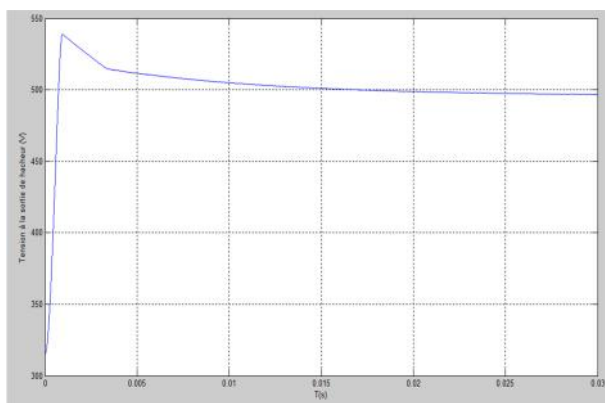


Figure. 4.38 : Tension à la sortie d'Hacheur

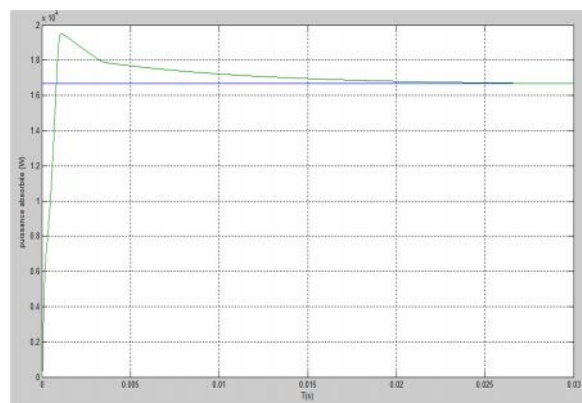


Figure. 4.39 : Puissance à la sortie de la charge.

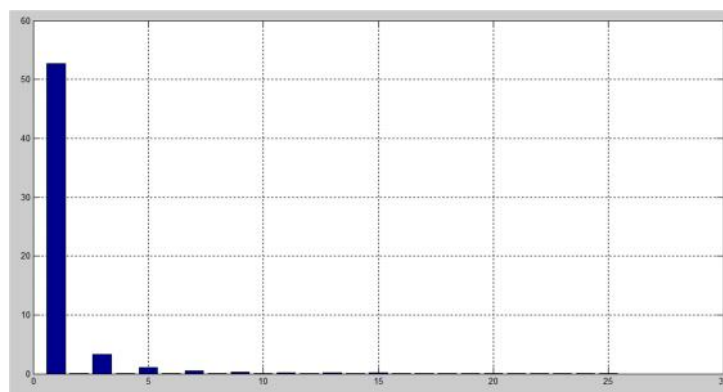


Figure 4.40 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour $(f_c = f_r = 10\text{KHz})$

THD = 6.692482.

Simulation pour une charge variable de (R', L') :

A l'instant t_1 on augmente la résistance à R' de la charge qui provoque une augmentation de la tension et une diminution du courant de charge, à l'instant t_2 on diminue la valeur de l'inductance à L' qui provoque une augmentation de la tension et une augmentation du courant de charge.

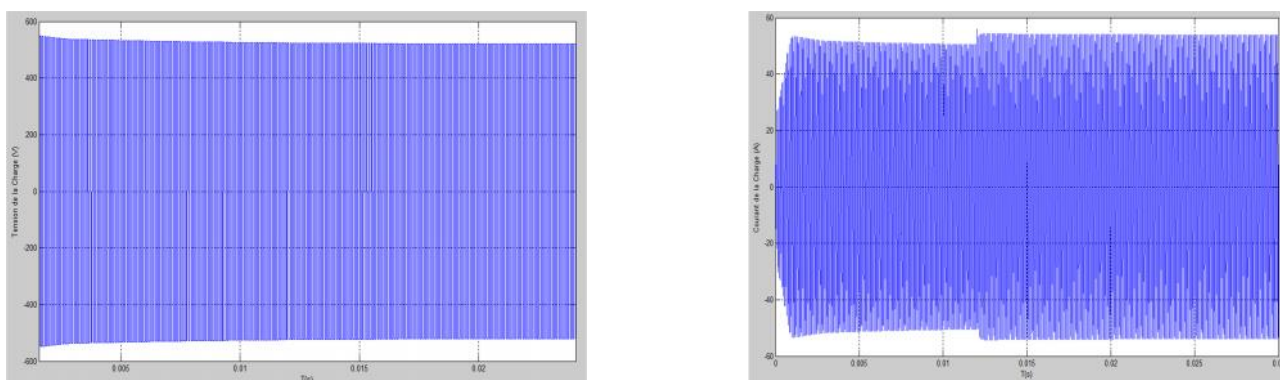


Figure. 4.41 : la tension et le courant de la charge

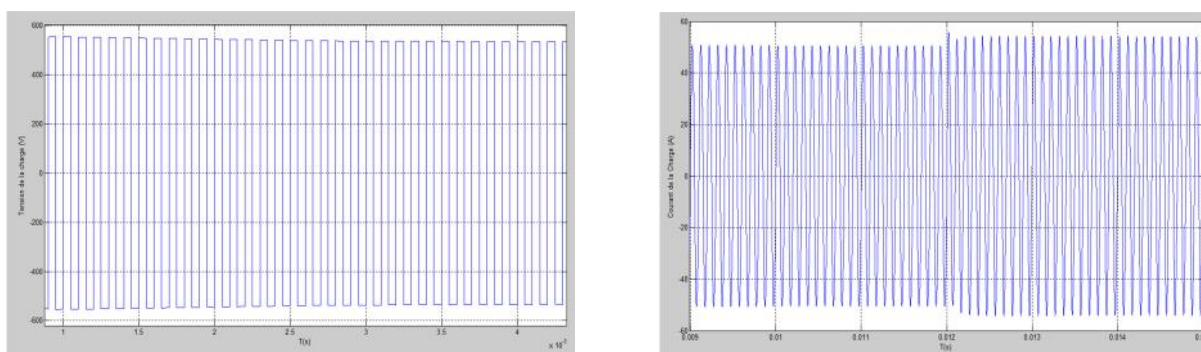


Figure. 4.42 : Le "Zoom" de la tension et le courant de la charge

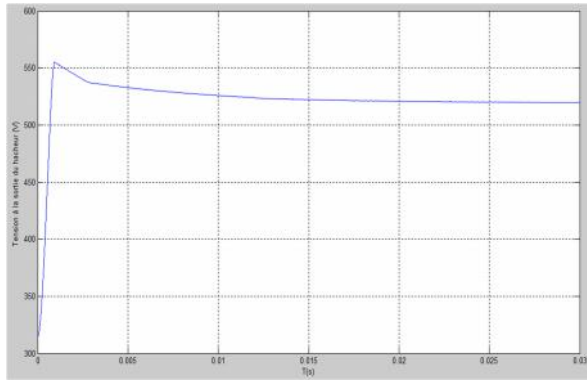


Figure. 4.43 : Tension à la sortie de l'Hacheur

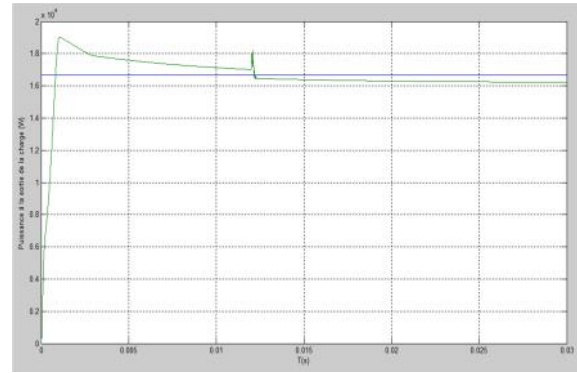
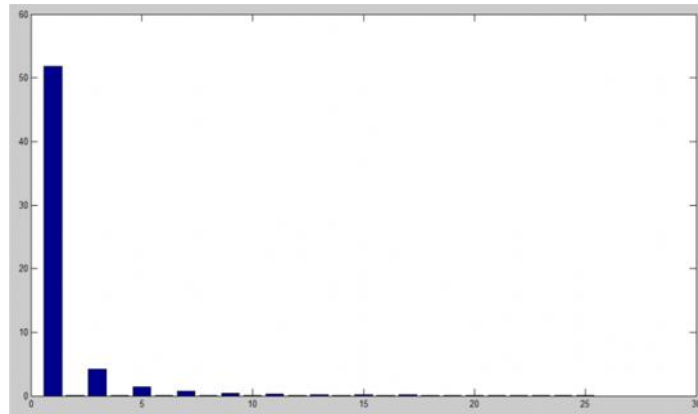


Figure. 4.44 : Puissance à la sortie de la charge

Figure 4.45 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c = 10\text{KHz}$)

THD = 8.62819

D'après les résultats obtenus du courant et la tension de la charge on remarque qu'à l'instant $t = 10^{-2}$ [s] la résistance du circuit égale à 17Ω ($R' > R$). La tension augmente d'une manière légère à 525 [V] et le courant passe à 50.9 [A] le régulateur flou force le système pour atteindre la valeur de référence.

A l'instant $t_2 = 1,2 \cdot 10^{-2}$ [s], $L' = 3,7806 \cdot 10^{-6}$ [H] ($L' < L$). La tension de la charge atteint la valeur 555 [V], le courant augmente subitement à 58,9 [A], puis rapidement se stabilise à 54 [A], de la même façon le régulateur force donc le système pour atteindre la puissance de référence.

4.9. Conclusion :

Dans ce chapitre on a introduit les principes de la commande du système de chauffage par induction par un **PI** classique, et par un Régulateur logique floue « **RLF** ». Les résultats de simulation ont été présentés et montrent la robustesse de la commande du Régulateur par logique floue « **RLF** » par apport au régulateur PI classique face à la variation paramétrique et non paramétrique en général.

Les notions de base de la logique floue ont été présentées. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa force du système pour atteindre la puissance de référence.

Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de la puissance dans les systèmes de chauffage par induction.

Il reste à signaler que la régulation de la fréquence de commutation de l'onduleur est nécessaire pour asservir le contrôle de puissance d'une part et les commutations douces pour les interrupteurs d'autre part.

Conclusion générale

Le présent travail nous a permis de voir la modélisation et la commande des systèmes d'alimentation du chauffage par induction, par un régulateur proportionnel intégral « **PI** » classique et un régulateur par logique floue « **RLF** ». Cette étude nous a permis en premier lieu de modéliser ce système constitué d'une charge entourée par une bobine, et de proposer une approche de contrôle des convertisseurs statiques qui alimentent ce système en deuxième lieu.

Dans ce travail, nous avons présenté d'abord le fonctionnement, les caractéristiques et le principe général du chauffage par induction électromagnétique. Puis, 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.

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 (chapitre 3). Une simulation des régimes permanents des différentes configurations était décrite et réalisée dans l'environnement **Matlab/Simulink**. En fait, plusieurs stratégies de commande et de régulation ont été proposées aux convertisseurs à résonance utilisés dans le chauffage par induction électromagnétique à haute fréquence. En particulier, la commande par régulateur proportionnelle intégrale **PI**, la commande par régulateur logique floue **RLF** offrent une régulation de puissance de façon directe et rapide.

La variation des paramètres de la charge pendant l'échauffement 'la résistance **R** augmente, et l'inductance **L** diminue', provoque une forte diminution du rendement du dispositif. Pour cela il nous faut une régulation bien adaptée à cette variation afin d'éviter ces pertes.

La régulation peut se faire par l'alimentation de l'onduleur à travers un montage hacheur, Le régulateur **PI** conventionnel permet, par la commande de ce hacheur, d'obtenir de bonnes performances. Mais ce régulateur peut perdre sa robustesse vis à vis de la variation des paramètres de la charge.

Le régulateur par logique floue **RLF**, caractérisée par sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague, a été exploité pour construire une régulation de la puissance de la charge, l'approche de commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performance obtenues qui montre la supériorité de ce type de régulation par rapport à la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

En fin, ce travail est une continuité des études réalisées sur les systèmes d'alimentation du chauffage par induction menées par l'équipe MOSIE du Laboratoire LEConstantine en partenariat avec l'entreprise de mécanique ETRAG-Sonacome qui se prépare à changer ses systèmes d'alimentation par groupes tournants par des convertisseurs statiques. Dans ce cadre il nous semble opportun de poursuivre le travail d'investigation, notamment dans la direction de la commande et la régulation du dispositif.

Schémas et paramètres de simulation du modèle sur Simulink/ Matlab®

1) Les paramètres du système sur **Simulink**

- La résistance de la charge $R = 12[\Omega]$,
- L'inductance de la charge $L = 3.7806 \cdot 10^{-4} [H]$,
- La capacité de la charge $C = 67 \cdot 10^{-8} [F]$
- Inductance du filtre de l'hacheur $L_f = 0.00281 [H]$
- Capacité du filtre de l'hacheur $C_f = 2.4996 \cdot 10^{-4} [F]$
- La tension aux bornes de l'onduleur $E = 500 [V]$
- La puissance absorbée par la charge $P = 16666,67 [W]$
- Alimentation de l'hacheur $E_h = 562.1 [V]$

2) Les Schémas de simulation du modèle sur **Simulink/Matlab**

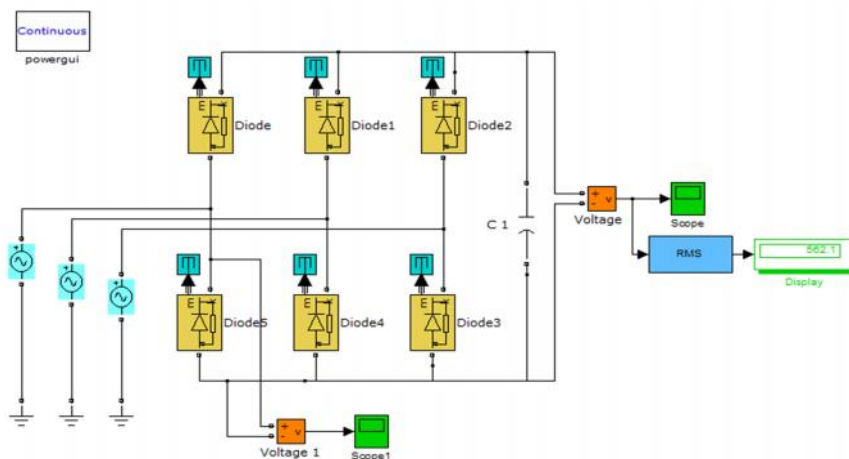


Figure 4.48 : Schéma équivalent d'un redresseur triphasé suivi d'une capacité de filtrage

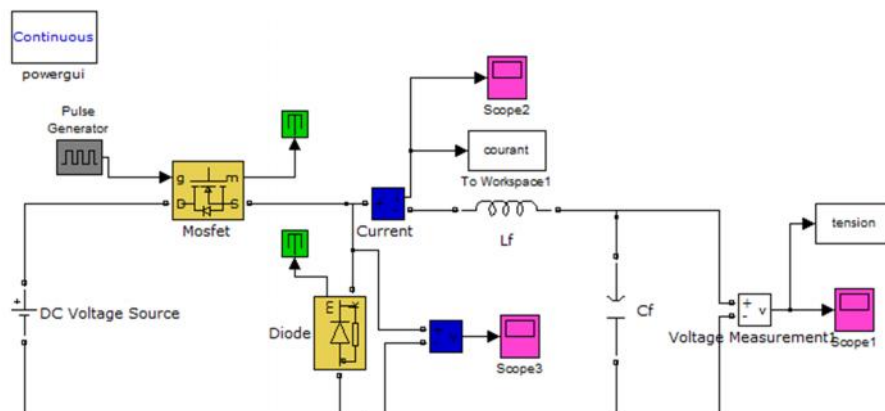


Figure 4.49 : Schéma équivalent de l'Hacheur 'Buck Coverter' avec son filtre de sortie.

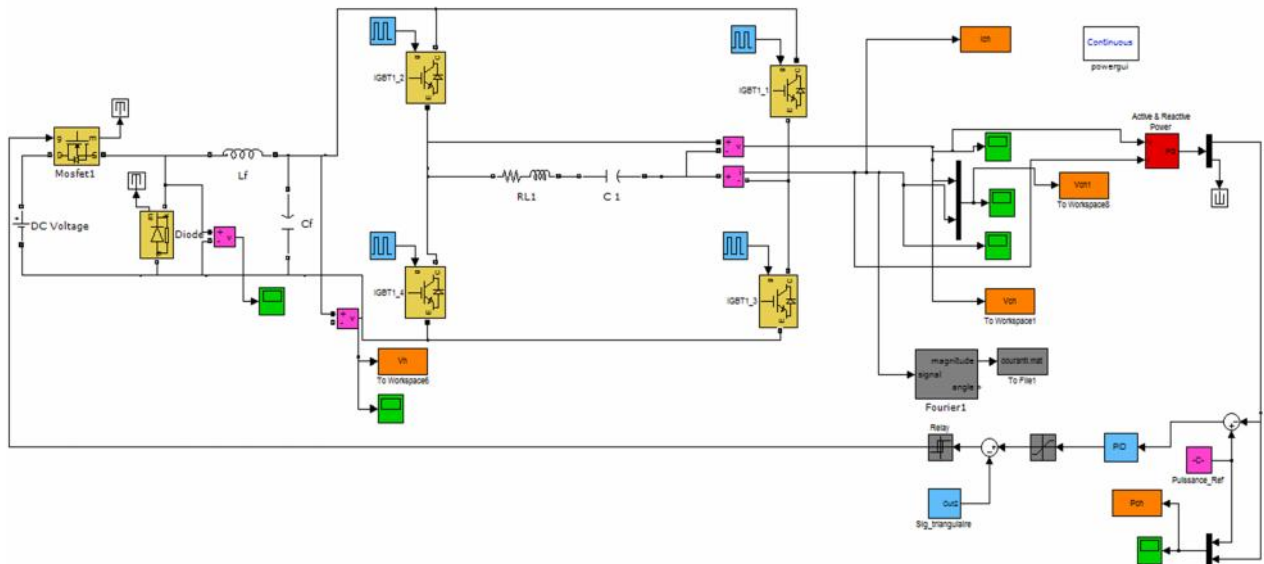


Figure 4.50 : schéma de l'Hacheur et l'onduleur avec un régulateur 'PI' de puissance avec une (Charge constante)

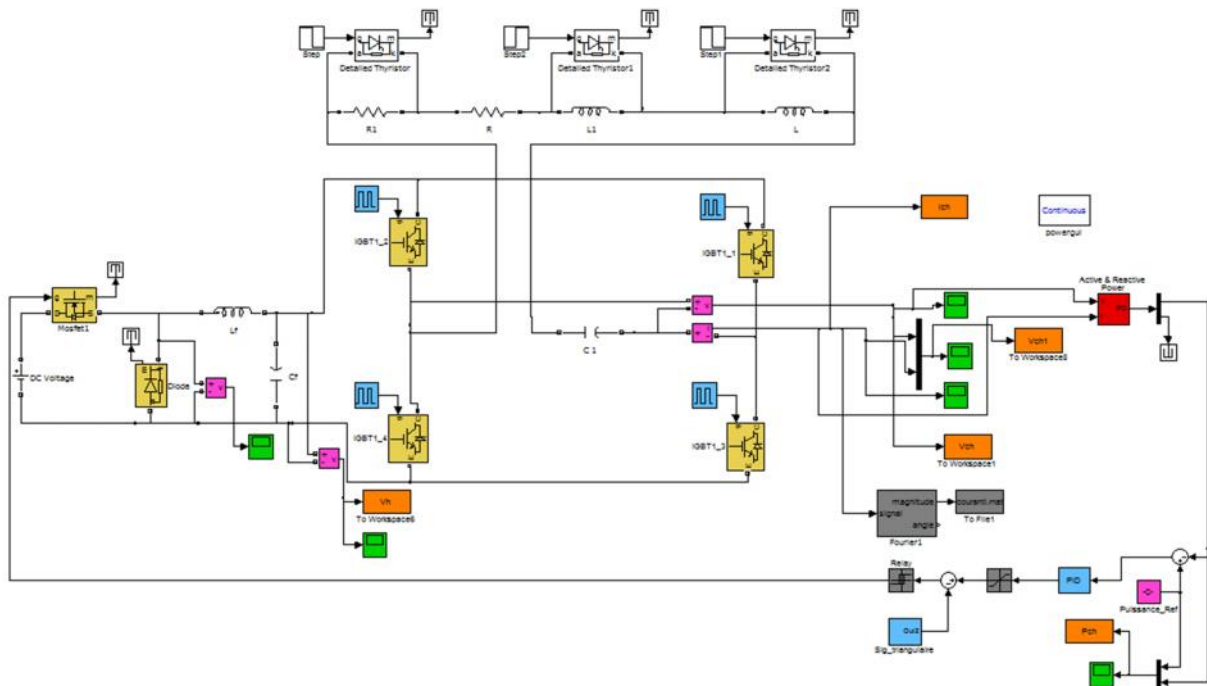


Figure 4.51 : schéma de l'Hacheur et l'onduleur avec un régulateur 'PI' de puissance avec une (Charge variable)

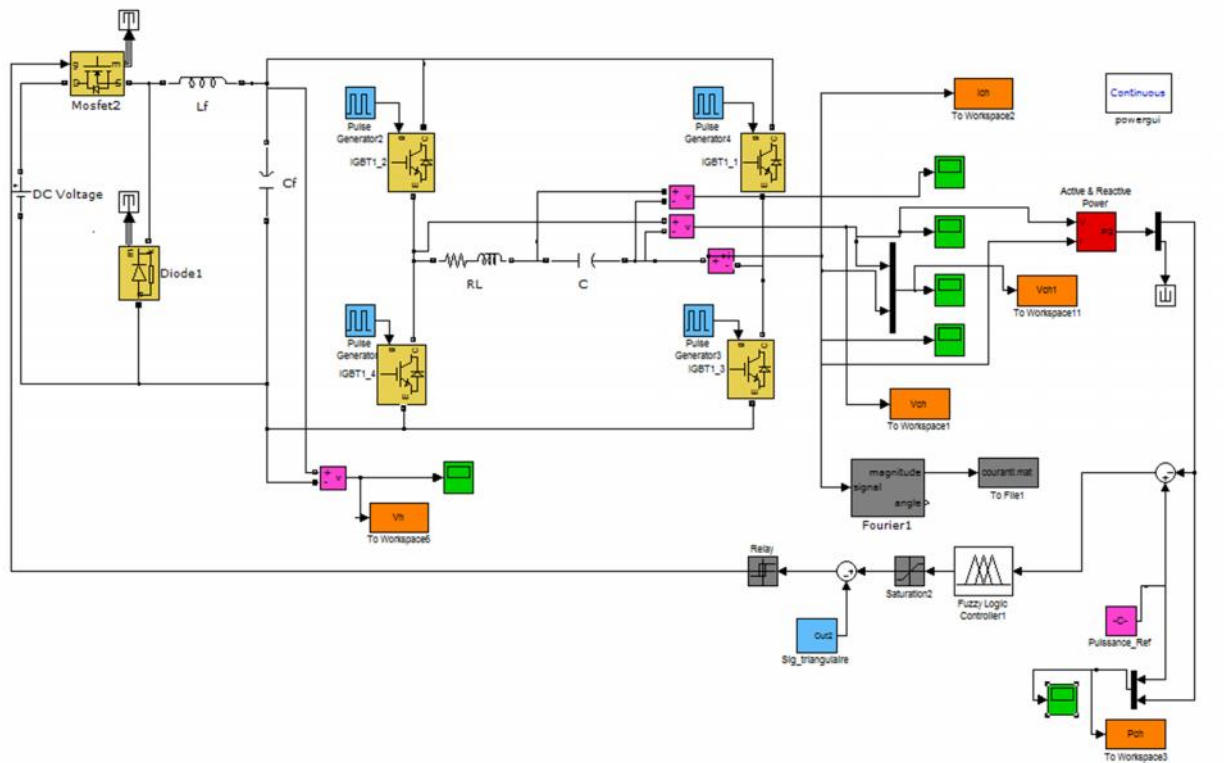


Figure 4.51 : schéma de l'Hacheur et l'onduleur avec un régulateur logique floue 'RLF' de puissance avec une (Charge constante)

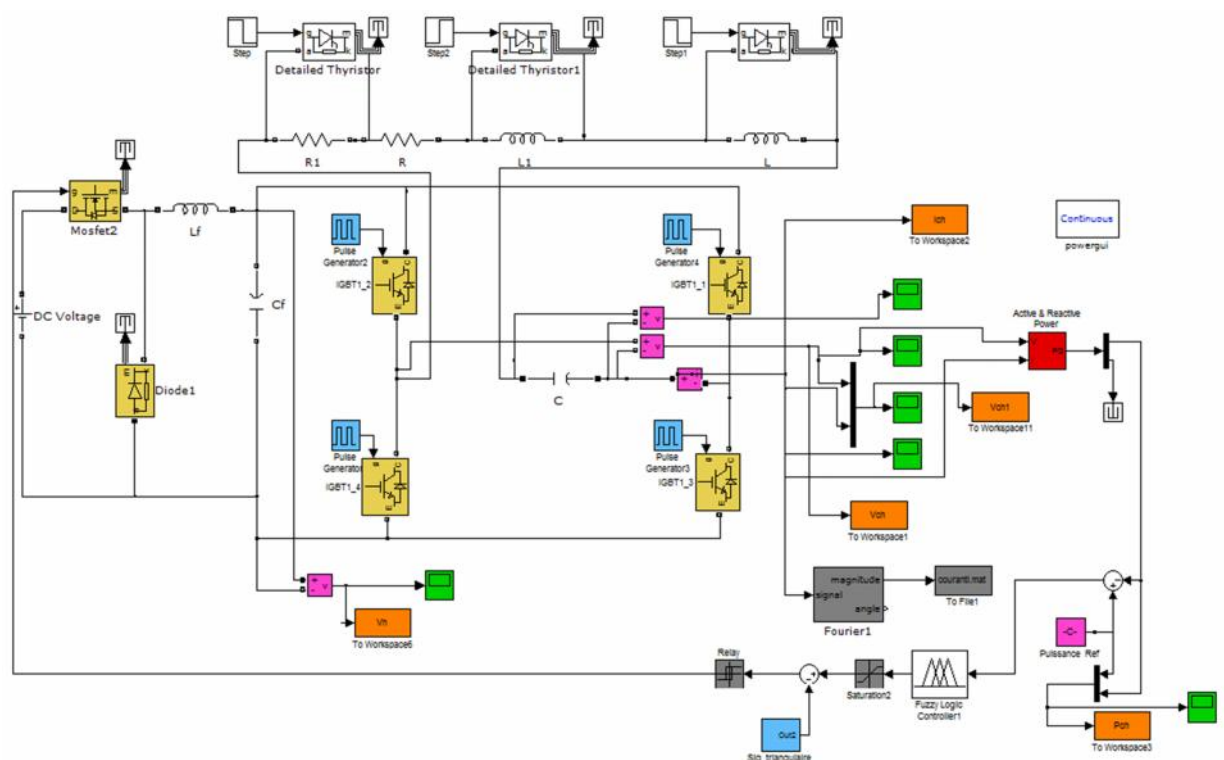


Figure 4.51 : schéma de l'Hacheur et l'onduleur avec un régulateur logique floue 'RLF' de puissance avec une (Charge variable)

Recherche Bibliographique

- [1] **MAURICE ORFEUIL** « Electrothermie industrielle » Dunod, Paris 1981.
- [2] **J.M.DEDULLE, V.POULBOT, J.MORANDINI** « modélisation 3d de problèmes couples magnétothermiques par la méthode des éléments finis application au traitement thermique par induction » thèse doctorat, l'université du Meylan–France 2010.
- [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 Industry Applications, vol.32, No.2, pp 279-286, Mars / Avril (1996).
- [4] **E.J DEDE, J. JORDAN, V. ESTEVE,** « State-of-the art and future trends in transistorised inverter for induction heating applications », IEEE, NOV 3-5 (2004).
- [5] **D.PIMENTEL** « implantation d'un contrôle de puissance pour onduleur à modulation de densité d'impulsions et optimisation des séquences de modulation à l'aide d'algorithmes génétiques » thèse doctorat, l'université du Québec à trois-rivières, juillet 2006.
- [6] **Y. Hernandez Mier, A. Vera Hernandez, L. Leija Salas** « Magnetic Induction Heating System for Local Hyperthermia Research » IEEE Trans. Dielec. Electr. Insul. (2002).
- [7] **B. ADNANI** « Modélisation et Contrôle des Convertisseurs à Résonance : Application au Chauffage par Induction » Thèse de Magister de l'université de Batna. (2010).
- [8] **JEANT CALLBAUT** « *Guide Power Quality, section 7 : Efficacité Energétique* », www.leonardo-energy.org/france. Aout (2007).
- [9] **Gregory BLUT** « Effet De La Géométrie Sur Les Paramètres Du Générateur Et Le Profil De Dureté Lors D'une Chauffe Par Induction : Expérience Et Simulation » Mémoire Présente Ecole De Technologie Supérieure Du Québec, LE 10 AOUT (2010).
- [10] http://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%89lectronique_de_puissance.
- [11] **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 / avri11996.
- [12] **A.Suresh et S. Rama Reddy** « Series and Parallel Resonant Inverter Fed Ferromagnetic Load-A Comparative Analysis »International Conference on Emerging Trends in Computer and Image Processing (ICETCIP'2011) Bangkok Décembre., (2011).
- [13] **H.SARNAGO ET A.MEDIANO** « 1A novel class E RF self-oscillatingtopology for induction heating applications »,Aragon Institute for Engineering Research (I3A), University of Zaragoza (2010).
- [14] **M.TÜMAY, et K.Çağatay BAYINDIR** « EXPERIMENTAL SETUP FOR A DSP BASED SINGLE-PHASE PWM INVERTER » Cukurova University, Faculty of Engineering and Architecture, Department of Electrical & Electronics Engineering, 01330,Balcali, Adana, Turkey (2012).
- [15] **S.ARUMUGAM, et S.RAMAREDDY** « computer simulation of class d inverter fed induction heated jar », Journal of Theoretical and Applied Information Technology, INDIA, (2009).
- [16] **V.RAMESH, J.SRI RANGANAYAKULU** « Full Bridge Resonant Inverter For Induction Heating Applications » International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), Vol. 3, Issue 1, January-February, pp.066-073 (2013).

- [17] **C.CHUNWATTANAPRANITI, et al** «Half bridge current fed inverter power supply for Forging Applications, » 25th electrical Engineering Conference, Thailand, pp.97-101, (2002).
- [18] **GERARD DEVELEY** « technique de l'ingénieur », D 5 935.
- [19] **H. AKAGI, T. SAWAE et A. NABAE** « 130 kHz, 7.5 kW current source inverter using static induction transistors for induction heating application », *IEEE Trans power electronics*, vol 3, july (1988).
- [20] **B. K. BOSE**, « Recent Advances in Power Electronics,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, p. 2-16, janvier (1992).
- [21] **K. Shenai, R. S. Scott, et B. J. Baliga**, « Optimum Semiconductors for High-Power Electronics, » *IEEE Transactions on Electron Deviees*, vol. 36, no. 9, p. 1811-1823,septembre (1989).
- [22] **O.PERROT** : « COURS D'ÉLECTROTHERMIE » I.U.T. de Saint-Omer dunkerque département Génie Thermique et l'énergie, (2010-2011).
- [23] **G. MAJUMDAR**, « Future of Power Semiconductors » *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 10-15, Aachen, Germany, (2004).
- [24] **H. HENAO, G.A. CAPOLINO, J.A. MARTINEZ-VELASCO**, "A new structure of fuzzy-hysteresis current controller for vector controlled induction machine drives", *Proceedings of IEEE conference on power electronics*, 1996, pp. 708-712, (1996).
- [25] **Y. CHERON**, « *La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique* », Tec et Doc, (1989).
- [26] **E.J.DAVIES, J. et SIMPSON**, « *Induction Heating Handbook*, McGraw-Hill, UK » P.(1979)
- [27] **A.BANDYOPADHYAYET P.KUMARSADHU** « Hybrid Resonant Inverter Fed Induction Heating Using Fuzzy Logic Based PWM » *International Journal of Computer Applications in Engineering Sciences*, VOL I, ISSUE III, SEPTEMBER (2011).
- [28] **PATYRA, M.J** « Design consideration of digital fuzzy logic controller », in Patyra, M.J. and Mlynek, D.M. (Eds), *Fuzzy Logic: Implementation and Applications*, Wiley, Chichester. (1996).
- [29] **RAO, D.H. AND SARAF**, « Study of fuzzification methods of fuzzy logic controller for speed control of a DC motor », *Proceedings of the 1996 International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, Vol. 2, pp. 782-7, S.S. (1996).
- [30] **J. BALIGA** «The Future of Power Semiconductor Device Technology » *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 6, p. 822-832, juin (2001).
- [31] **B.K.BOSE**, « Energy, Environment, and Advances in Power Electronics » *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, pp. 688-701, (2000).
- [32] **N. MOHAN, T.M UNDELAND et W. ROBINS**, « *Power electronics, converter, application and design* », By J. WILEY and SONS, Inc. Singapore, (1989).
- [33] **N.BELHAOUCHET** « Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application :

- Amélioration de la Qualité de l'Energie », thèse Doctorat en Sciences, université Ferhat Abbas – Sétif (2011).
- [34] **J. P. FERRIEUX et F. FOREST**, « *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance* », Masson, Paris, (1994).
- [35] **M. T. AYDEMIRET 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, septembre (1993).
- [36] **FAIRCHILD SEMICONDUCTOR**, «Induction Heating System Topology Review, » *Discrete Application, Power Device Division, Fairchild Semiconductor*, AN9012, juin (2000).
- [37] **S.CHUDJUARJEEN et AL**, “ Full bridge current fed inverter with automatic frequency control for forging applications”, *IEEE* ,Vol4,pp.128-131,Nov (2004).
- [38] **E. LEVRAT**, « logique floue », Cours de DEA, non publié, CRAN, Nancy, (1995).
- [39] **H. RAZIK, L. BAGHLI, A. REZZOUG**, « Neuro-fuzzy speed control of an induction motor » In proc. IMACS-CESA'98, Nabeul-Hammamet, vol 1, pp.1026-1030, Tunisie, 1April (1998).
- [40] **A. M. ALIMI**, « Thé bête fuzzy system : Approximation of standard membership functions », 17^{ème} journées tunisiennes d'électrotechnique et d'automatique, (1997).
- [41] **C. C. Lee**, « Fuzzy logic in control system: Fuzzy logic controller- Part I », *Trans. Syst. Man cybem*, vol. 20, 02, pp. 404-418, mars/avril (1990).
- [42] **D. U. Neacsu, R. Stinescu, L. Raducanu, V. Donescu**, « Fuzzy logic control of an V/f PWM inverter-fed drive »In proc. ICEM'94, pp. 12-17, (1994).
- [43] **C.Abdesselem** « Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue », Thèse Magister en Electrotechnique, Département d'Electrotechnique, Université de Batna (2008).
- [44] **M. RODRIGUES**, et **al**, « Fuzzy logic torque ripple reduction by turn-off angle compensation for switched reluctance motors », *IEEE trans. On Ind. Electronics* 48 n°3 , 711-715, (2001).
- [45] **A.H. H.AMIN, H.W. PING, H. AROL, H.A.F. MOHAMED**, « Fuzzy logic control of a three phase induction motor using field oriented control method », University of Malaya, Malaysia, (2002).
- [46] **L.A.ZADEH**, "Fuzzy Sets, Information and Control", Vol. 08, pp. 29 - 44, (1965).
- [47] **J. NUNS** "Les convertisseurs de fréquence utilisés en chauffage par induction", EDF- DER-DAE-RENARDIERS, HE 16/T 563, (1988).
- [48] **J. NUNS D. LAFORE, H.FOCH** « Augmentation des fréquences en électronique de puissance appliquée au chauffage par induction », *Electronique de puissance du futur "EPF"*, 10-12, Toulouse Octobre 1990.
- [49] **Y. CHERON** « *La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique* », Thèse d'état-INP. Toulouse, (1988).

النتائج :

هذه الدراسة تهدف إلى تطوير النظام الرياضي للتحكم في التغذية لأجهزة التحويل بالمغناطيسي، وتقدم أيضا نتائج مختلفة من أجل التحكم في تغيرات الشحنة عن طريق نوعين من التحكم **ZVS** « zero voltage switching » و **nZVS** « no zero voltage switching ». والسيطرة على النظامين من **PI** وسائط الكلاسيكية و تحكم عن طريق **RLF**، من خلال مقارنة الأداء من هذين النهجين.

النتائج: تم تطوير النظام الرياضي للتحكم في التغذية بالمغناطيسي، تم تطوير مفاتيح ثابتة، الكلاسيكية **PI** والتحكم في النظام **RLF**.

Résumé :

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire concerne la modélisation mathématique et la simulation de dispositif d'alimentation des systèmes du chauffage par induction. Il présente aussi les différentes stratégies de commande et le comportement de la charge dans les deux modes **ZVS** « zero voltage switching » et **nZVS** « no zero voltage switching ». Le contrôle global du système est abordé par l'utilisation de deux types de régulation, à savoir le régulateur classique **PI** « proportionnel intégral » et le régulateur par logique floue « **RLF** », en comparant les performances de ces deux approches.

Mots-clés : chauffage par induction, alimentation de puissance, convertisseurs statiques résonants, interrupteurs statiques, régulateur classique **PI**, le régulateur par logique floue **RLF**.

Abstract:

The research presented in this thesis concerns the mathematical modeling and simulation of feeder of heating systems induction. It also shows the different control strategies and the behavior of the load in both modes ZVS "zero voltage switching" and nZVS "no zero voltage switching". The overall control of system is discussed by using two types of control, namely the full classical **PI** "controller proportional" and the fuzzy logic controller "**RLF**" by comparing the performance of these two approaches.

Key-words: induction heating, power supply, static resonant converters, static switches, classical controller **PI**, The fuzzy logic controller **RLF**.