

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar – EL OUED



Faculté des Technologies

Département d'Electrotechnique

Mémoire de fin d'étude présenté en vue de l'obtention du diplôme de

Master en Electrotechnique

Option : Commande Electrique

ETUDE, CONCEPTION ET REGULATION PAR PI D'UN FOUR A INDUCTION

Réalisé par :

ALLAG AFIFA

AOUIMEUR MERIEM

Encadreur :

Pr. ALLAG ABDELKARIM

Soutenu en Mai 2018

REMERCIEMENTS

Remerciement

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers mon père ALLAG Abdelkrim, Professeur à l'université d'el oued, Pour la confiance qu'il m'a prodigué, pour ses encouragement continu, pour le suivi de près mon travail, pour ses conseils judicieux, ses observations et son assistance pour mener à bien ce travail.

Je tiens à exprimer mes chaleureux remerciements à tous les enseignants à l'Université d'el oued, pour avoir accepté d'être membre de jury de thèse et qui ont participé à ma formation pendant le cycle de formation.

Avant de terminer, je voudrais dédier ce travail de recherche à mes parents, à toutes mes sœurs (Hadjer, Meriem, Noussieba et abrar) et à tous mes frères (Amar et Mohamed Lamin) qui m'ont apporté soutien et encouragements.

SOMMAIRE**Remerciement****Liste des symboles****Liste des figures****Résumé****Introduction générale 01****Chapitre I: Objectives et principe du chauffage par induction**

I.1. Principe de fonctionnement du chauffage par induction.....	04
I.2. Installations de chauffage par induction	07
I.2.1. Schéma général	07
I.2.2. Source d'alimentation.....	07
I.2.3. Inducteurs.....	08
I.3. Les technologies de fours à induction.....	08
I.3.1 Les fours à induction à creuset	08
I.3.2 Four à canal.....	09
I.4 Les convertisseurs statiques pour les systèmes de chauffage par induction.....	10
I.4.1 Position du problème	10
I.4.2 Les structures de puissance	11
I.5 Conclusion.....	13

Chapitre II: Les différentes structures des onduleurs à résonance

II.1 Introduction.....	14
II.2 Structures de base des onduleurs à résonance.....	15
II.2.1 Onduleur à résonance série.....	16
II.2.2 Onduleur à résonance parallèle.....	17
II.3 Les éléments semi-conducteurs de l'électronique de puissance.....	18
II.3.1 Diodes de puissance.....	20
II.3.2 Transistors bipolaires de puissance.....	21
II.3.3 MOSFET de puissance.....	22
II.3.4 IGBT.....	23
II.4 Propriétés des onduleurs à résonance.....	23
II.4.1 Caractéristiques des onduleurs séries.....	24
II.4.2 Caractéristiques des onduleurs parallèles.....	24
II.4.3 Bilan énergétique.....	25
II.5 Techniques de réglage de puissance.....	25
II.5.1 Contrôle à fréquence variable.....	25
II.5.2 Contrôle à fréquence fixe.....	26
II.6 Commande et régulation.....	28
II.6.1 Action sur la tension.....	28
II.6.2 Commande par déphasage.....	28
II.7 Conclusion.....	30

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

III.1 Introduction	31
III.2 Schéma synoptique complet du système de chauffage par induction	31
III.3 Le système de redressement	32
III.4 Modélisation filtre	36
III.5 Modélisation du hacheur et de son filtre de sortie.....	36
III.5.1 Principe du l'hacheur série ou dévolte.....	37
III.5.2 Etablissement de la fonction de transfert	39
III.6 Modélisation du filtre LfCf	40

III.6.1 X Choix de l'inductance L_f	40
III.6.2 Choix du condensateur C_f	41
III.7 Modélisation de l'onduleur de tension.....	41
III.7.1 Fonctionnement en Commande symétrique.....	42
III.7.2 Fonctionnement en commande décalée.....	46
III.8 Commande à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).....	47
III.9 Modélisation de la charge.....	50
III.10 Problème lié aux harmoniques	58
III.10.1 Caractérisation des perturbations harmoniques.....	51
III.10.2 Le taux de distorsion harmoniques	51
III.10.3 Le facteur de puissance.....	52
III.11 Conclusion.....	52
 Chapitre IV: Commande et asservissement du système de chauffage par induction par régulateur PI	
IV.1 Introduction.....	53
IV.2 Principe de la régulation du système.....	53
IV.3 Expression de la puissance absorbée par la charge.....	54
IV.4 Schéma électrique équivalent du système en boucle ouverte.....	54
IV.5 Modèle mathématique du système à réguler	55
IV.6 Synthèse du régulateur de puissance PI conventionnel.....	56
IV.7 Résultats de Simulation et discussions.....	58
IV.9 Conclusion	62
 Conclusion générale	 63
 Références bibliographiques	 64
 Annexe	 65

LISTE DES SYMBOLES**Symboles :**

<i>L</i>	Inductance [H]
<i>C</i>	Capacité [F]
<i>R</i>	Resistance [Ω]
<i>w</i>	pulsation [rad]
<i>U, E</i>	Tension[v]
<i>I</i>	Courant [A]
<i>f</i>	fréquence [Hz]
<i>P</i>	Puissance active [W]
<i>Q</i>	Puissance réactive [VAR]
<i>S</i>	Puissance apparente [VA]
<i>D</i>	Puissance déformante [W]
<i>F_p</i>	Facteur de puissance
<i>Z</i>	Impédance [Ω]
<i>q</i>	Facteur de qualité
$\emptyset$	Déphasage entre courant et tension [°]
ε	Coefficient d'amortissement
<i>α</i>	Rapport cyclique

Acronymes :

<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>MOSFET</i>	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
<i>THD</i>	Taux Harmonique de Distorsion
<i>ZVS</i>	Zero Voltage Switching

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I: **Objectives et principe du chauffage par induction**

Tableau I.1 : Profondeur de pénétration.....06

Tableau I.2: Choix des composants électronique.....12

Chapitre II: **Structures de base des onduleurs à résonance**

Tableau II.1: Comparaison entre quelques interrupteurs de puissance commandés.....19

Tableau II.2: Fonctionnement des interrupteurs électroniques de puissance20

Tableau II.3: Comparaison entre les bilans de l'ondeur série et parallèle24

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

Tableau III.1: THD de courant pour différentes types de commandes52

Annexe

Tableau A.1 choix des éléments de convertisseur Buck.....66

LISTE DES FIGURES

Chapitre I: **Objectives et principe du chauffage par induction**

Figure.I.1. Principe de l'induction.....	04
Figure.I.2. Représentation de la profondeur de pénétration.....	05
Figure.I.3. Schéma général d'une installation de chauffage par induction.....	07
Figure.I.4. fours à induction à creuset.....	08
Figure.I.5. fours à induction à canal	09
Figure.I.6. Schéma équivalent du système couplé (inducteur + charge)	10
Figure.I.7. Circuits résonants (série / parallèle).....	11

Chapitre II: **Structures de base des onduleurs à résonance**

Figure.II.1. Onduleurs en pont à résonance.....	16
Figure.II.2. Dispositifs semi-conducteurs de puissance.....	19
Figure.II.3. Symboles de la diode	20
Figure.II.4. Image d'une diode réelle	20
Figure.II.5. Fonctionnement idéal de la diode	21
Figure.II.6. Symboles et sens conventionnels positifs.....	22
Figure.II.7. Image d'un transistor réel	22
Figure.II.8. Représentation symbolique et notation pour le MOSFET à canal N.....	22
Figure.II.9. Image d'un MOSFET réel.....	22
Figure.II.10. Symbole de $L'IGBT$	23
Figure.II.11. Image d'un IGBT réel.....	23
Figure.II.12. Schéma équivalent de l'impédance.....	27
Figure.II.13. Formes d'ondes de la tension et du courant commandé par déphasage.....	29

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

Figure.III.1. Le schéma du Four composé de quatre parties essentielles.....	31
Figure.III.2. Schéma électrique du redresseur triphasé.....	32
Figure.III.3. schéma de simulation du redresseur triphasé.....	33
Figure.III.4. Formes de la tension redressée sans filtrage.....	35
Figure.III.5. Formes d'ondes avec filtrage.....	35
Figure.III.6. REPRESENTATION D'UN FILTRE "LC".....	36
Figure.III.7. Schéma de simulation d'un hacheur série avec redresseur triphasé.....	37
Figure.III.8. schéma du hacheur série.....	37
Figure.III.9- a) Mode alimentation.....	38
Figure.III.9- b) Mode de roue libre.....	38
Figure.III.10. Chronogramme de conduction	39
Figure.III.11. schéma de principe de l'onduleur monophasé.....	41
Figure.III.12. Schéma de simulation équivalent d'un onduleur monophasé.....	41
Figure.III.13. Structure sous MATLAB «SIMULINK» de l'onduleur à résonance série.....	43
Figure.III.14. Commande symétrique.....	44
Figure.III.15. Formes d'ondes de tension (V) et du courant de charge ($f_c=f_r=2905.88\text{Hz}$)...45	
Figure.III.16. Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c=f_r=2905.88\text{Hz}$) et $\text{Thd}=7.700\%$	45
Figure.III.17. Formes d'ondes de tension (V) et du courant d'charge en commande décalée pour ($f_c=f_r=2805.88\text{Hz}$).....	46
Figure.III.18. Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c=f_r=2905.88\text{Hz}$) $\text{THD}=4.4321\%$	46
Figure.III.19. schéma de principe de la commande MLI.....	47
Figure.III.20. Schéma générale de simulation de la commande MLI, décalé et symétrique....	48
Figure.III.21. Résultats de simulation de la commande symétrique.....	48
Figure.III.22. Les formes d'ondes de tension et du courant I_{ch} de la (commande MLI).....	49
Figure.III.23. Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c=f_r=918.88\text{Hz}$) et $\text{Thd}=0.0702\%$	49
Figure.III.29. L'ensemble inducteur et charge du four électrique.....	50

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

Figure.IV.1. Schéma électrique équivalent du système sans régulation.....	54
Figure.IV.2. Schémas générale d'asservissement de la puissance.....	56
Figure.IV.3. Schéma d'un système asservi du second ordre régulé par un PI.....	57
Figure.IV.4. a)Schéma de simulation du four avec régulation et filtrage de la puissance et b) Régulateur PI.....	59
Figure.IV.5. Tension à la sortie de l'hacheur en boucle fermée (après la régulation).....	60
Figure.IV.6. Puissance régulée à la sortie de la charge.....	60
Figure.IV.7.a) Réponses en courants et tensions de l'onduleur et b) Spectre d'harmonique du courant de la charge Iond pour $f_c = 2.9058\text{KHz}$ et $P_{ref} = 2500$ avec un $\text{THDi} = 13.602\%$	61

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 différents modes. Le contrôle global du système est abordé par l'utilisation de régulation, à savoir le régulateur classique **PI** proportionnel intégral en comparant les performances et sa robustesse.

Mots-clés :

Chauffage par induction, alimentation de puissance, convertisseurs statiques résonants, interrupteurs statiques, régulateur classique **PI**.

ملخص

يتناول البحث المقدم في هذه الرسالة النمذجة الرياضية ومحاكاة أجهزة العرض لأنظمة التدفئة بالتحريض المغناطيسي. كما يقدم استراتيجيات التحكم المختلفة وسلوك الحمل في أوضاع مختلفة. يتم التعامل مع السيطرة الشاملة على النظام من خلال استخدام التعديل، وهي وحدة تحكم التكامل النسبي **PI** من خلال مقارنة الأداء وصلابته.

الكلمات المفتاحية

التسخين بالتحريض المغناطيسي، امدادات الطاقة، محولات ساكنة رنانة، قواطع ساكنة، معدل كلاسيكي.

INTRODUCTION GENERALE

La méthode de chauffage par induction est largement utilisée dans de nombreux procédés technologiques comme la fusion, le formage à chaud, le durcissement de surface, le recuit, etc. Elle est extrêmement efficace en raison de son transfert d'énergie sans contact, ses densités de puissance illimitée et son champ de température contrôlé dans la pièce. Cependant, un potentiel élevé de chauffage par induction peut être entièrement réalisée sur la base de la simulation numérique seulement. Tout procédé technologique utilisant la méthode de chauffage par induction est multi physique. Le chauffage par induction intègre les physiques électromagnétique et thermique qui sont fortement couplées à cause de propriétés dépendantes de la température de la matière de pièce à traiter. 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, le principal est la commande par régulateur PI.

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

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 de l'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.
- * Et enfin le modèle de la charge qui est déterminée numériquement.

On présente aussi les différentes stratégies de commande et le comportement de la charge vis à vis du mode de commande adoptée.

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 global du système par deux régulations différentes à savoir le régulateur classique **PI** « proportionnel intégral ».

.

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

Objectives et principe du chauffage par induction

I.1. 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.I.1 [4].

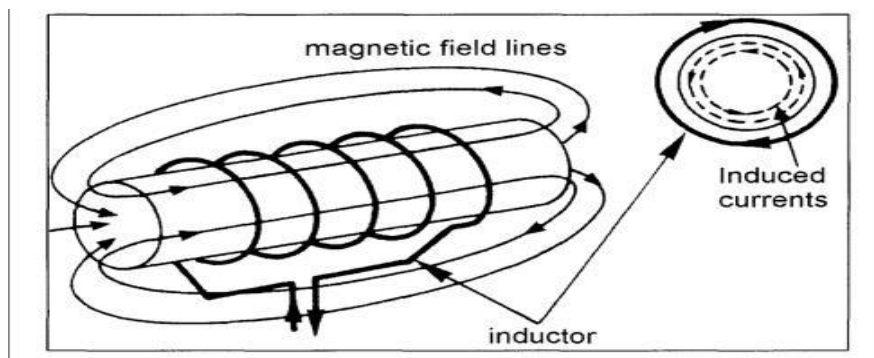


Figure 1.1 : Principe de l'induction. [4]

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.1.2), 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 [2]

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\sigma \mu_r f}}$$

δ : La profondeur de pénétration (m),

σ : La conductivité électrique du matériau ($\Omega \cdot m^{-1}$),

μ_r : La perméabilité magnétique relative du matériau,

f : La fréquence (Hz).

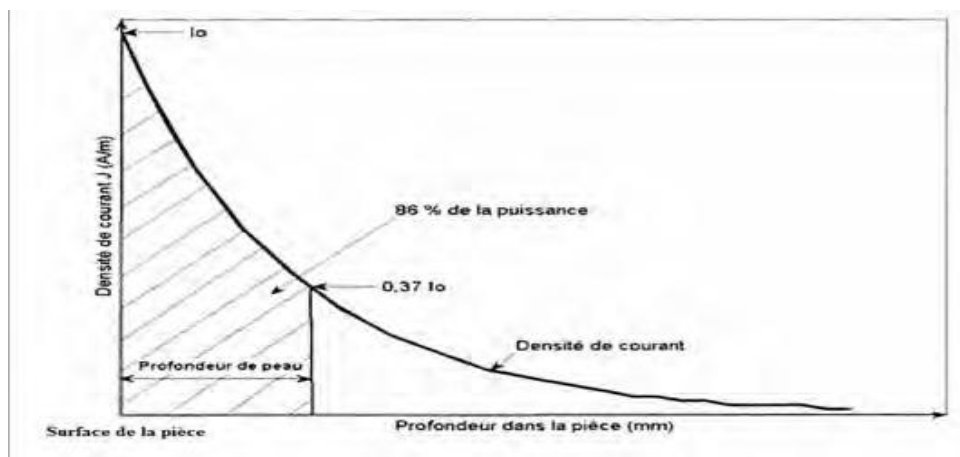


Figure 1.2 : Représentation de la profondeur de pénétration [4].

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

Le tableau-1 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 $\downarrow$					
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 I.1 : Profondeur de pénétration [4]

D'après la formule (I.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.2. Installations de chauffage par induction

I.2.1. 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 [2]. La figure I.3 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].

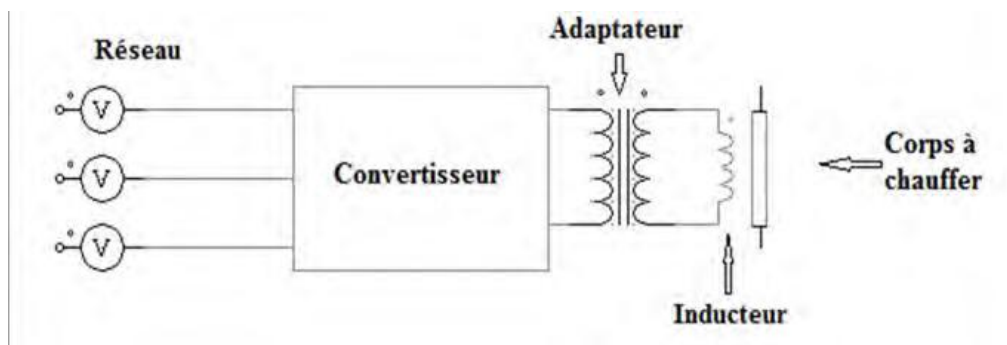


Figure I.3: Schéma général d'une installation de chauffage par induction [6]

I.3.2. 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 réglé 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.3.3. 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.4. Les technologies de fours à induction

I.4.1. 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 [10].

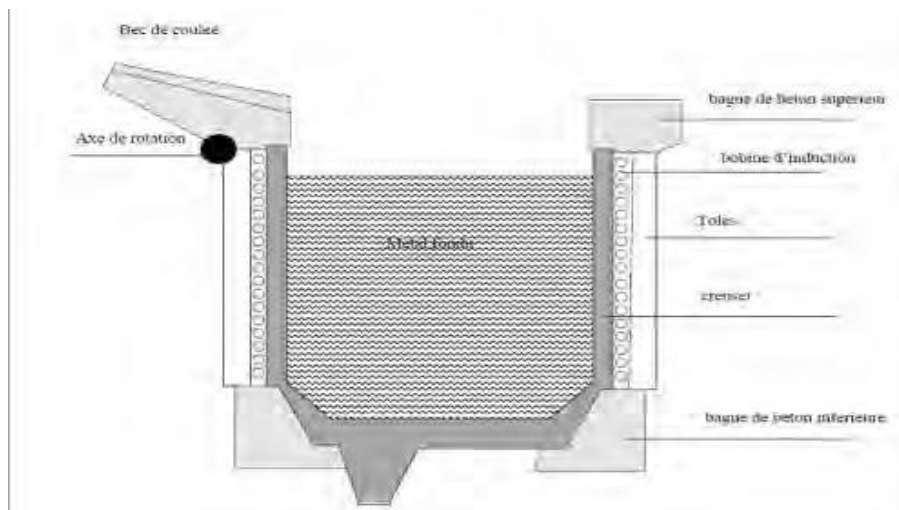


Figure I.4 : Fours à induction à creuset [10].

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.4.2. 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 [10].

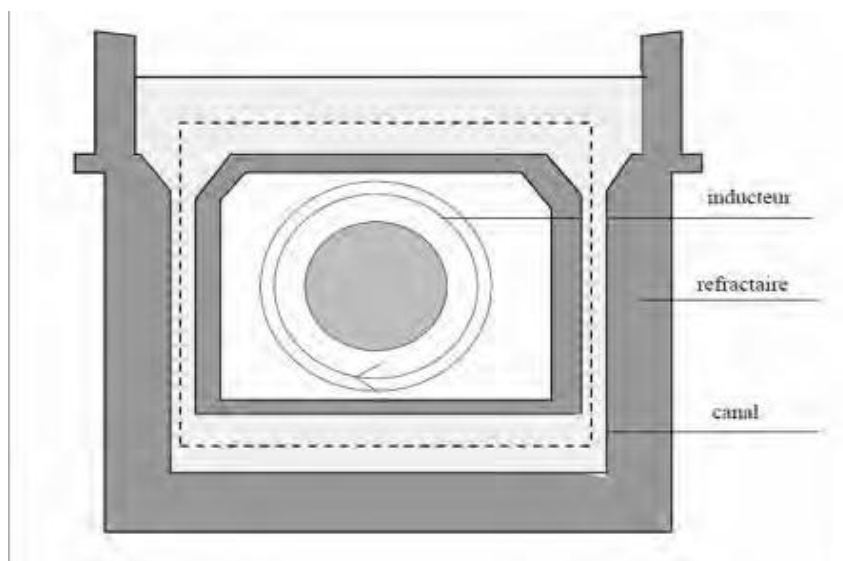


Figure I.5: Fours à induction à canal [10].

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 [10].

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.5. Les convertisseurs statiques pour les systèmes de chauffage par induction :**I.5.1. 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 ($l < L$).

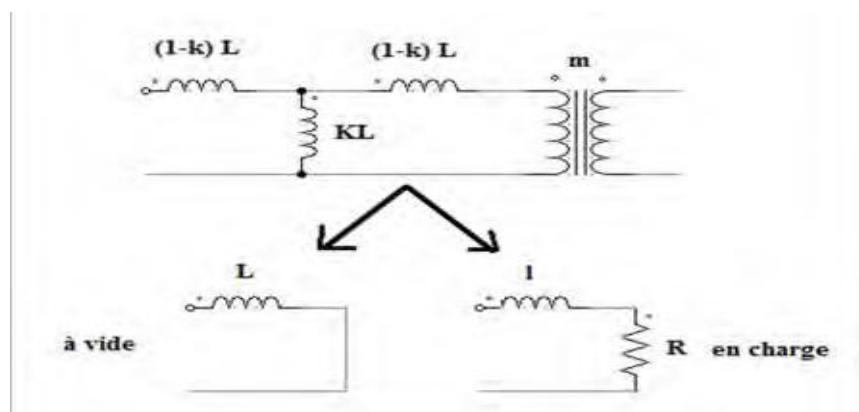


Figure I.6 : Schéma équivalent du système couplé (inducteur + charge).

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 [12].

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 importantes 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.5.2. 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 I.7 [13].

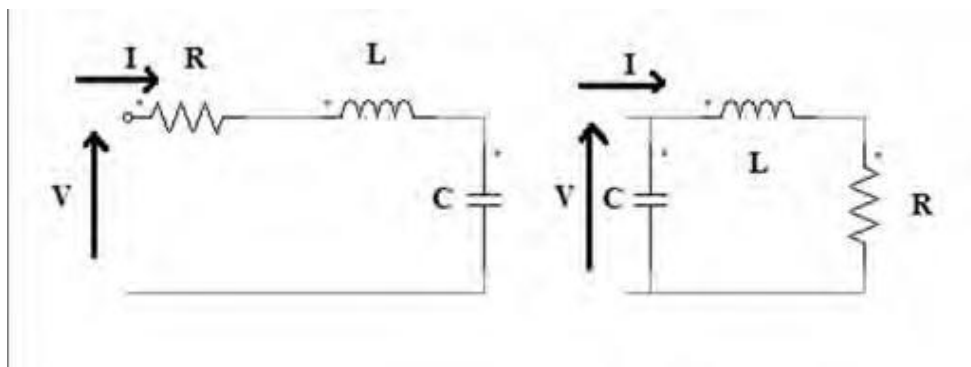


Figure I.7 : Circuits résonants (série / parallèle).

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 [13]:

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

Tableau I.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.6. 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

Structures de base des onduleurs à résonance

II.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 [5, 11]. 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 [5]. 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 [8].

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 [9]:

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

II.2. 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 utilisés : 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 II.1 (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 II.1(b) [6].

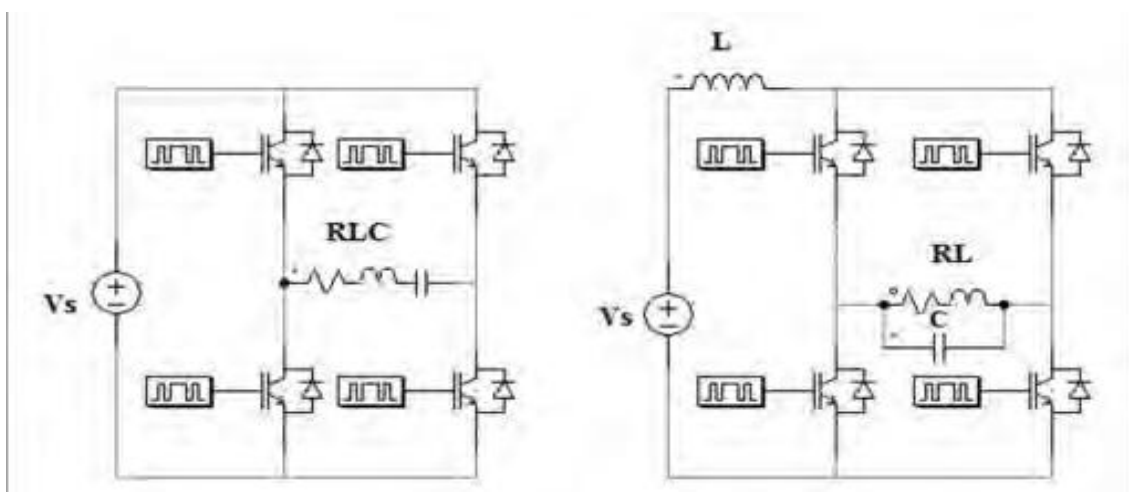


Figure II.1: Onduleurs en pont à résonance.

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 $f < f_r$, en retard, si $f > f_r$. Dans les convertisseurs que nous allons étudier, les grandeurs d'excitation ne sont pas sinusoïdales.

II.2.1. 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 :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{II.1})$$

Pour laquelle l'impédance :

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

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. La fondamentale de la tension est parfaitement synchrone avec la tension réel même le passage par zéro. On retrouve alors les deux cas suivants :

- Si $f < f_r$, 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 [6] [5].

II.2.2. 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 :

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + (L\omega)^2}{(1 - L\omega)^2 + (RC\omega)^2}} \quad (\text{II.3})$$

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 :

$$|Z| = \frac{L}{RC} = R_c \quad (\text{II.4})$$

L'impédance du circuit est alors réelle R_c . Le courant fourni par le générateur (I_s) est minimal, en phase avec la tension et égal à V_s/R_c . Le courant dans l'inducteur I a pour valeur $Q \cdot I_s$. Il est très important par rapport au courant du générateur [5,6]. 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.

II.3. 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 [6]. Une comparaison des MOSFET, IGBT et GTO est présentée dans le tableau II.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 II.2 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 IGBT).

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 II.3 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 II.1 offre des renseignements supplémentaires.

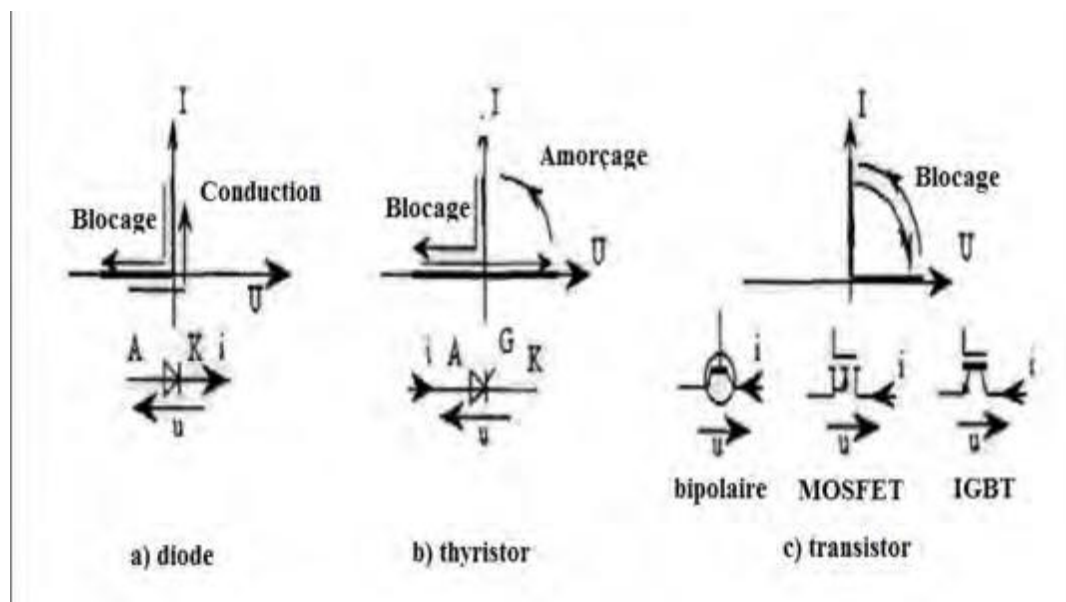


Figure II.2 : Dispositifs semi-conducteurs de puissance.

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 [7].

	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 II.1 Comparaison entre quelques interrupteurs de puissance commandés

	Diode	Thyristor	Transistor
Conduction	Spontanée	Commandée	Commandée
Blocage	Spontanée	Spontanée	Spontanée

Tableau II.2 : Fonctionnement des interrupteurs électroniques de puissance.

II.3.1 Diode de puissance :

✓ Présentation :

La diode de puissance (Figure II.4) est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture). Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($V_{AK} < 0$) à l'état bloqué. Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ($i_{AK} > 0$).

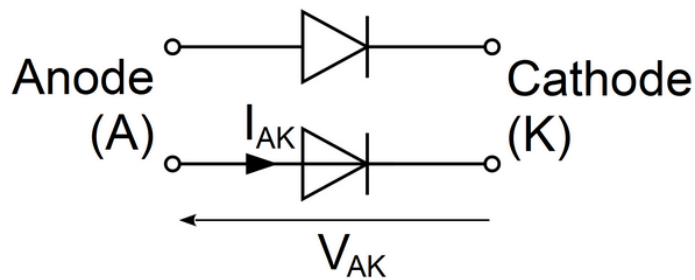


Figure II.3 : Symboles de la diode



Figure II.4 : Image d'une diode réelle

✓ **Fonctionnement du la diode idéal :**

Le fonctionnement de la diode s'opère suivant deux modes Figure II.5 :

- diode passante (ou ON), tension $V_{AK} = 0$ pour $i_{AK} > 0$
- diode bloquée (ou OFF), courant $i_{AK} = 0$ pour $V_{AK} < 0$

On dit aussi que la diode a une caractéristique à deux segments.

	Caractéristique idéalisée avec seuil	Caractéristique idéalisée sans seuil
Caractéristique		
Schéma équivalent diode passante		
Schéma équivalent diode bloquée		

Figure II.5 Fonctionnement idéal de la diode.

En résumé, une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

- il est fermé ON tant que le courant qui le traverse est positif (conventions de la Figure II.5).
- il est ouvert OFF tant que la tension à ses bornes est négative.

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.

II.3.2. 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 [5].

Parmi les deux types, NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie (NPN) voir figures II.6 et II.7 [5].

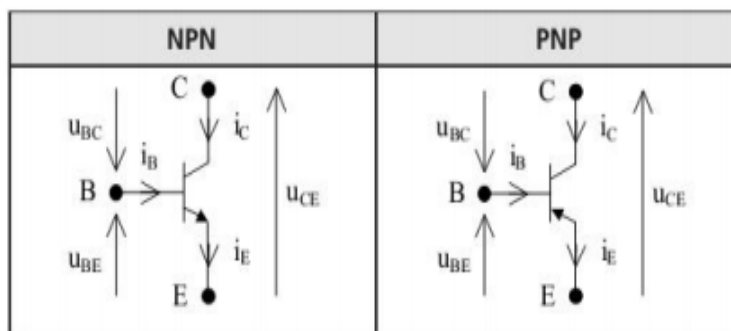


Figure II.6 : Symboles et sens conventionnels positifs [2]



Figure II.7 : Image d'un transistor réel

II.3.3. 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.

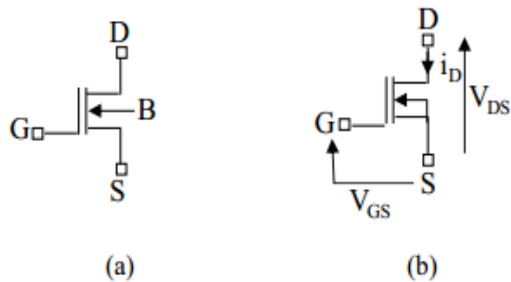


Figure II.8 : Représentation symbolique notation pour le MOSFET à canal N



Figure II.9 : Image d'un MOSFET réel

II.3.4. 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's 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 [7] [12].

La figure II.10 et II.11 représente un IGBT idéal et réel.

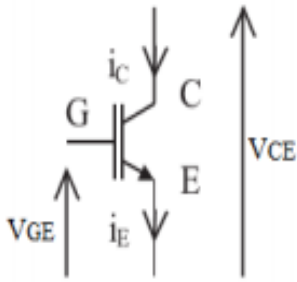


Figure II.10 : Symbole de l'IGBT



Figure II.11 : Image d'un IGBT réel

II.4. Propriétés des onduleurs à résonance

Les Convertisseurs à résonants 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 [7]. 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 [8].

II.4.1 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 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, $dV/dt...$ » [8].des onduleurs.

II.4.2. 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 [8].

II.4.3. 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
La tension	$U_{eff} = E$	$U_{eff} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{E}{\cos \varphi}$
Le courant	$I = \frac{4E}{\pi\sqrt{2}R} \cos \varphi$ $\omega = \frac{1}{\sqrt{Lc}}$	$I = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\cos^2 \varphi}{\cos^2 \varphi} \cdot \frac{E}{R}$
la puissance convertie	$P = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{E^2}{R} \cdot \cos^2 \varphi$	$P = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{E^2 \cos^2 \gamma}{R \cos^2 \varphi}$

Tableau II.3: Comparaison entre les bilans de l'onduleur série et parallèle.

II.5. 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 [8].

II.5.1. 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 [4].

II.5.2. 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 II.12 [8].

*Réglage de $Z(\omega_s)$:

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

- 1) Par la variation de ω_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 :

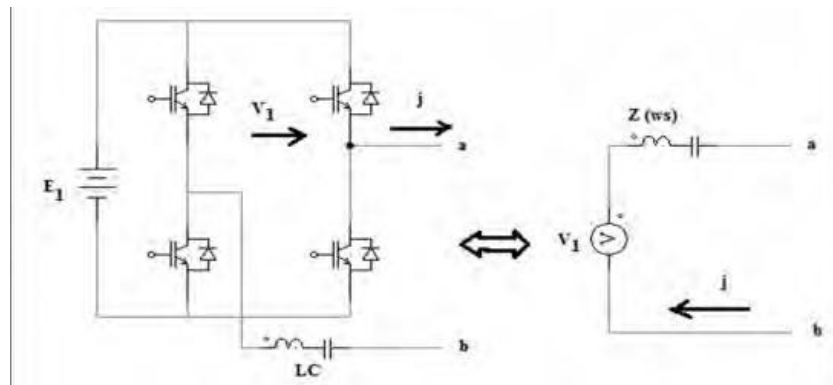


Figure II.12 : Schéma équivalent de l'impédance.

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. En doit alors utiliser un convertisseur auxiliaire qui peut être placé en amont de l'onduleur (réglage de la tension E_1 : 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 II.7. Mais deux sources identiques et connectées en parallèle, dont le déphasage relatif est variable et contrôlable entre 0 et π .

II.6. Commande et régulation :

Dans la plupart des cas, les installations de chauffage par induction utilisent un convertisseur de fréquence. Pour assurer un chauffage inductif précis, il est nécessaire de pouvoir régler la puissance fournie à la charge de façon rapide et continue. Différentes stratégies peuvent être adoptées. Elles ont une action sur l'alimentation (courant ou tension), sur l'impédance équivalente de la charge (sur la fréquence de fonctionnement), ou par une stratégie spécifique [2].

II.6.1. Action sur la tension :

Sachant que la puissance varie avec le carré de la tension, il est efficace et commode d'effectuer la régulation de la puissance en variant la tension. Les principaux moyens actuels pour réaliser une variation de la tension sont les suivants :

~ Autotransformateurs: ils sont utilisés aux faibles fréquences. Ils sont onéreux et encombrants.

~ Redresseurs à thyristors : l'alimentation des convertisseurs par un redresseur à thyristors est beaucoup utilisée car les redresseurs apportent une grande souplesse, la régulation de tension ou courant et la protection rapide. Ils présentent toutefois quelques inconvénients [2] :

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

II.6.2. Commande par déphasage

Il a été proposé en 1993 dans la référence [5] ; il s'agit d'une technique de commande d'un convertisseur à résonance série destiné au chauffage par induction appelée commande par déphasage.

En se plaçant toujours dans le cas d'une alimentation à partir d'une source de tension continue, le circuit le plus général permettant de réaliser la conversion continu- alternatif monophasée est la structure en pont (figure II.2). Le principe de base consiste à déphaser d'un angle α les signaux de commande des deux bras d'interrupteur de cet onduleur (où $0 < \alpha < 180^\circ$). On obtient ainsi une onde de sortie dont la valeur moyenne est indépendante de toute fluctuation de la charge et de l'alimentation. Cette stratégie de commande offre une régulation de la puissance de façon directe en variant le déphasage entre les interrupteurs T1 et T4.

La figure II.13 présente le principe de fonctionnement des interrupteurs ainsi que la forme d'onde de la tension et du courant.

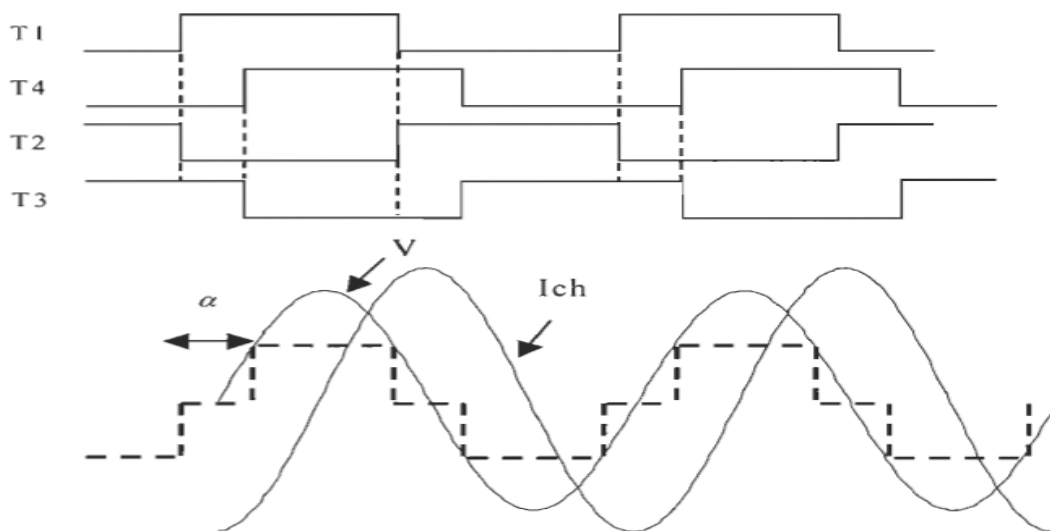


Figure II.13 : Formes d'ondes de la tension et du courant commandé par déphasage

Le déphasage entre le fondamental de la tension V et le courant I_{ch} est exprimé par:

$$\Phi = \arg(Z_{in}) = \arctan \frac{(\omega_n^2 - 1)}{\omega_n} q \quad (II.5)$$

$$\omega_n = \frac{\omega_c}{\omega_r} \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{CL}} \quad q = \frac{Z}{R} \quad \text{et} \quad Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Avec

Z_{in} : Impédance d'entrée ;

ω_n : Fréquence de commutation normalisée ;

q : Facteur de qualité de la charge

Le réglage du transfert de la puissance s'effectue par le réglage de largeur de α du palier nul de la tension.

La puissance normalisée est [5] :

$$P_n = \frac{8}{\pi} q \cos^2(\Phi) \cos^2(\alpha/2) \quad (\text{II.6})$$

D'après l'expression de la puissance normalisée indiquée dans l'équation (II.6), on trouve que la régulation de la puissance est assurée par l'asservissement de deux paramètres, d'une part par le déphasage α entre le fonctionnement des interrupteurs et d'autre part par le déphasage entre le courant et la tension de la charge. Le problème particulier d'une commande par déphasage est la réalisation du circuit déphaseur qui devient plus complexe [5]. Par ailleurs, cette stratégie de commande fonctionne à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance ce qui n'est pas bénéfique pour le facteur de puissance ($FP \ll 1$).

II.7. Conclusion :

Dans le présent chapitre, nous avons présenté les différents générateurs destinés aux applications de chauffage par induction. En effet, les convertisseurs statiques sont un bon moyen à considérer dans les applications à moyenne et haute fréquence.

A cet effet, une étude sur les structures de convertisseurs à résonance monophasés a été proposée ainsi que leur principe de fonctionnement. Alors, nous avons effectué une analyse et une étude en régime permanent d'un convertisseur à résonance série dans tous les domaines de fréquence de fonctionnement ($f_e < f_{fr}$, $f_e > f_{fr}$ et $f_e = f_{fr}$).

Chapitre III

Modélisation du système de chauffage par induction et stratégies de commande

III.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 générateur 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.

III.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 :

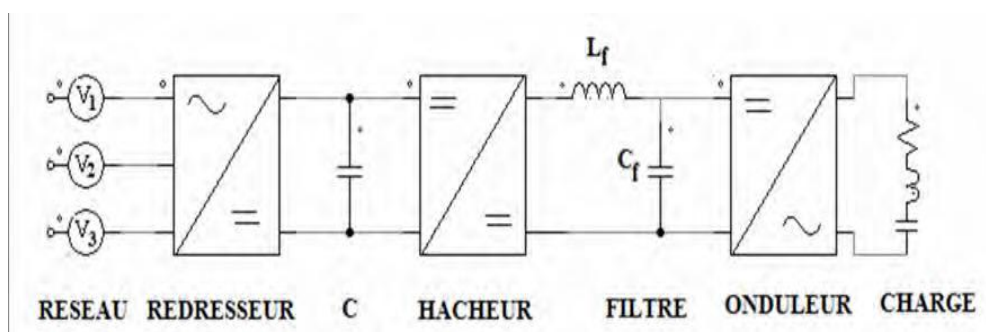


Figure III.1 : Le schéma du Four composé de quatre parties essentielles.

Le système Figure III.1 est composé des blocs suivants :

- 1) un redresseur à pont de diode triphasé « **double alternance** » suivi d'une capacité C pour filtrer la tension su sortie.
- 2) Un convertisseur DC-DC hacheur dévolteur, 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.

III.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.

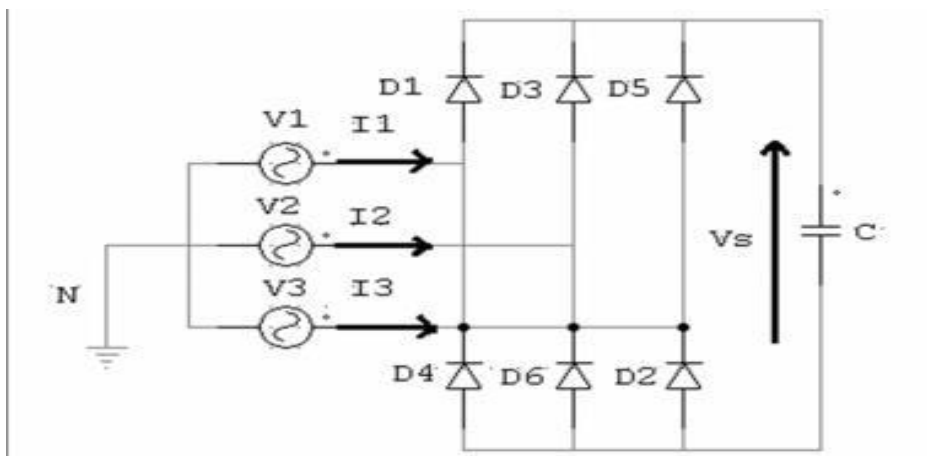


Figure III.2 Schéma électrique du redresseur triphasé.

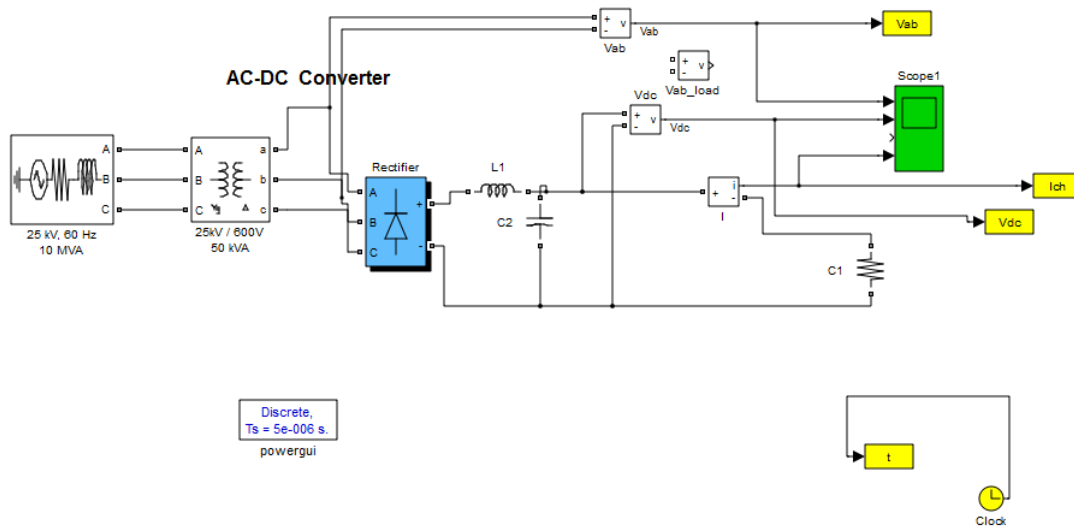


Figure III.3 : Schéma de simulation du redresseur triphasé.

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 D1, D3 et D5, celle qui a la tension sur son anode la plus positive conduit
- parmi les diodes D2, D4 et D6 celle qui a la tension sur sa cathode la plus négative conduit

Supposons que nous avons le système triphasé suivant :

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin(2\pi ft) \\ V_b &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (III.1)$$

$V_m = V_{eff} \sqrt{2}$.

- Posons $T = \frac{2\pi}{\omega}$ est 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 $\frac{T}{2}$, 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 sinusoïdes de valeur efficace $V\sqrt{3}$. La tension de sortie est périodique de période. 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 :

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

Finalement :

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

Formes d'ondes avec est sans capacité :

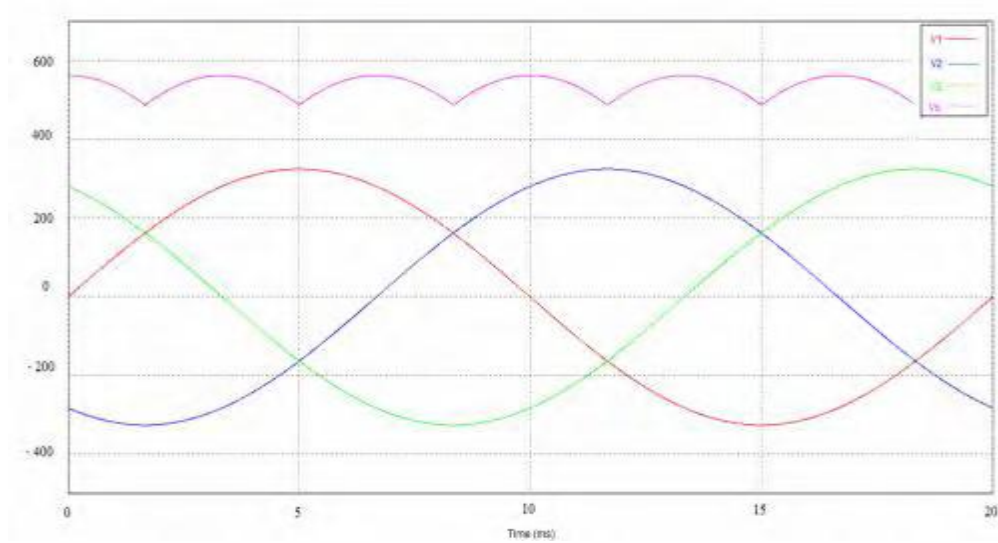


Figure III.4 : Formes de la tension redressée sans filtrage.

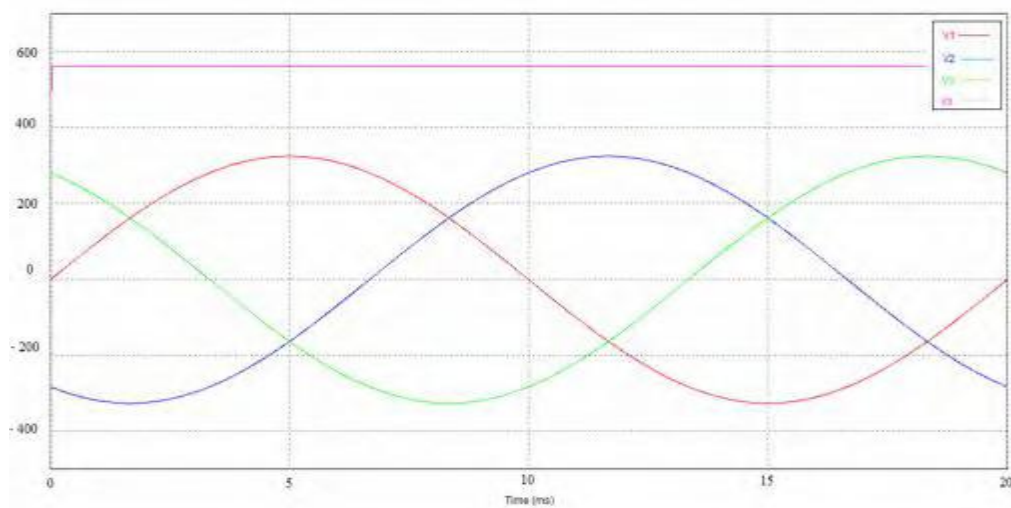


Figure III.5 : Formes d'ondes avec filtrage.

III.4. Modélisation du filtre

Pour éliminer les hautes fréquences et pour diminuer les ondulations à la sortie du redresseur nous insérons à l'entrée de l'onduleur un filtre « LC », celui-ci est schématisé dans La figure III.6

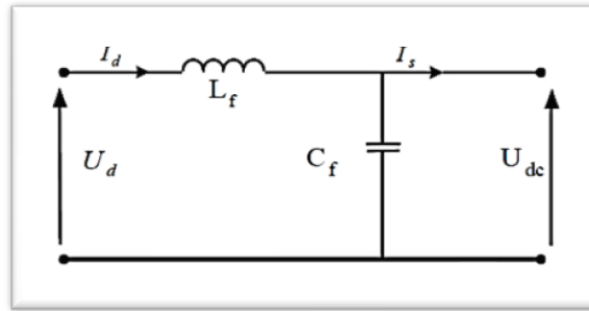


Figure III.6 : Représentation du filtre « LC ».

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_f} (U_{red} - U_{dc}) \\ \frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{1}{C_f} i_c = \frac{1}{C_f} (i_d - i_o) \end{cases} \quad (III. 4)$$

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (III. 5)$$

III.5. 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

- Le schéma de ce convertisseur statique est donné par la figure III.7.

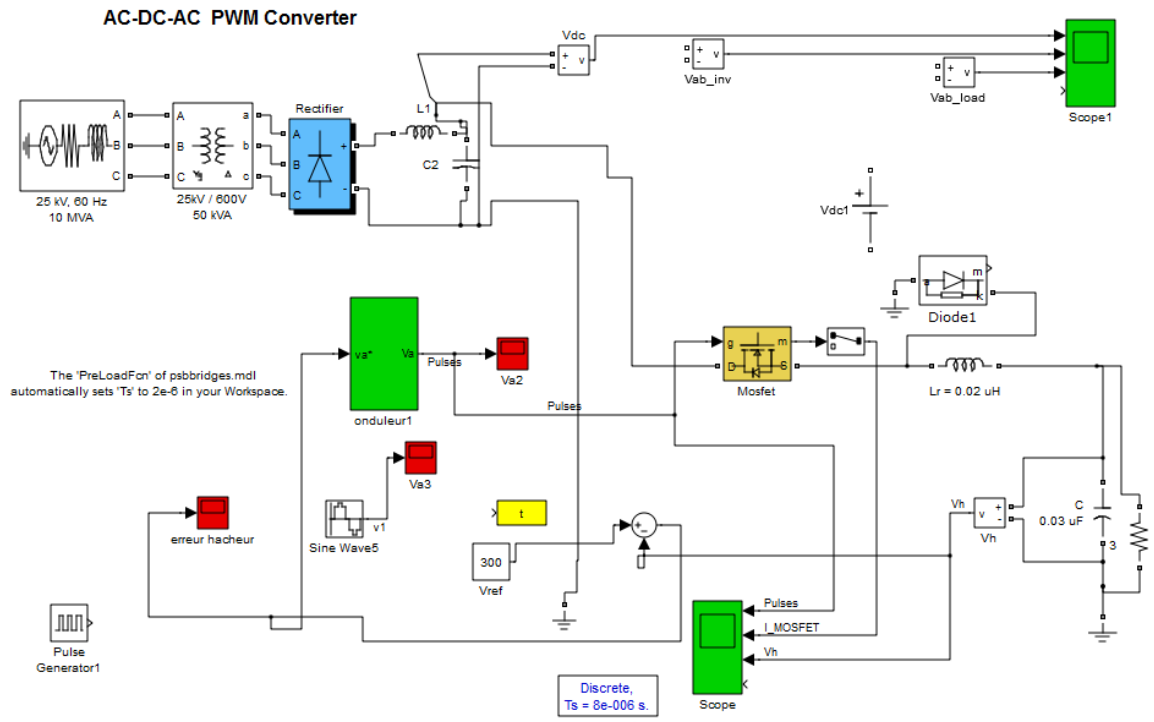


Figure III.7 : Schéma de simulation d'un hacheur série avec redresseur triphasé.

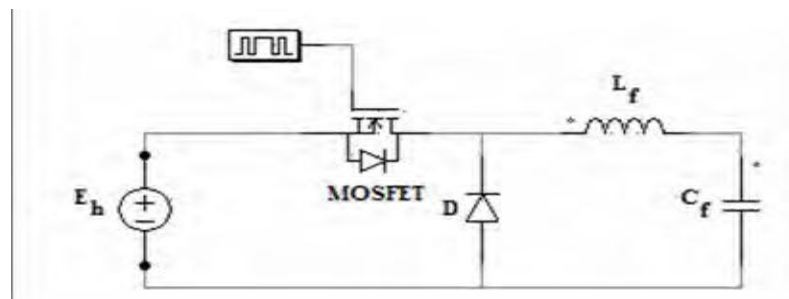


Figure III.8 : schéma du hacheur série.

III.5.1. 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 (III.9.a) et (III.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 :

E_h : tension d'entrée

L_f : inductance de filtre

C_f : capacité de filtre

I_e : courant d'entrée

V_s : tension de sortie

R_{ch} : résistance de charge

$$E_h = L_f \cdot p \cdot I_e(p) + V_s(p) \quad (\text{III.6})$$

$$I_e(p) = C_f \cdot p \cdot V_s(p) + \frac{V_s(p)}{R_{ch}} \quad (\text{III.7})$$

- 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 :

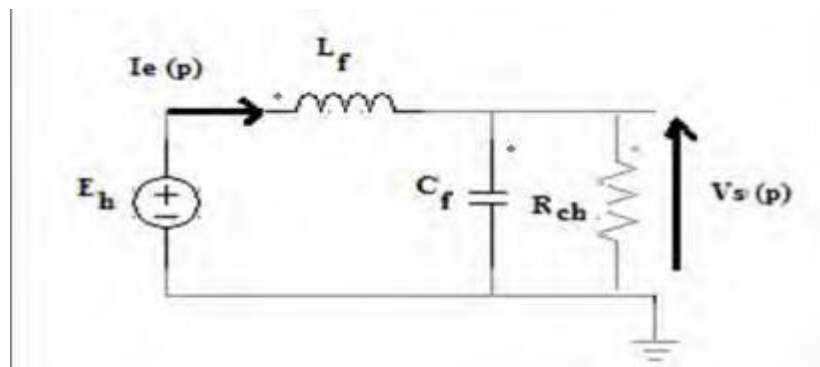


Figure III.9. a : Mode alimentation.

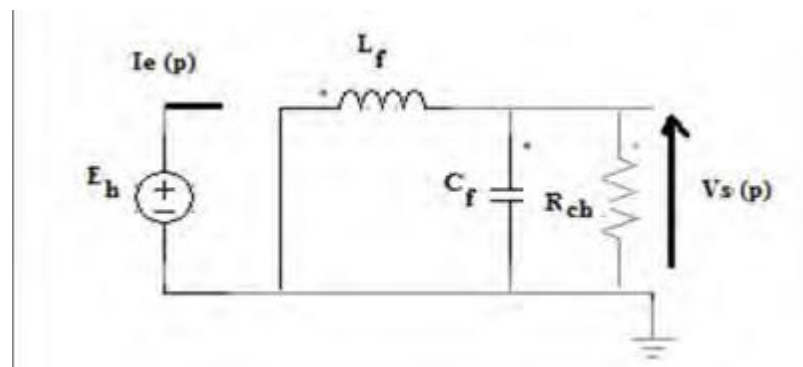


Figure III.9. b : Mode de roue libre.

Dans ce mode on considère seulement E égale à zéro au niveau de l'équation (III.4). Voici un schéma représentatif du chronogramme de conduction du hacheur série sur la figure III.10.

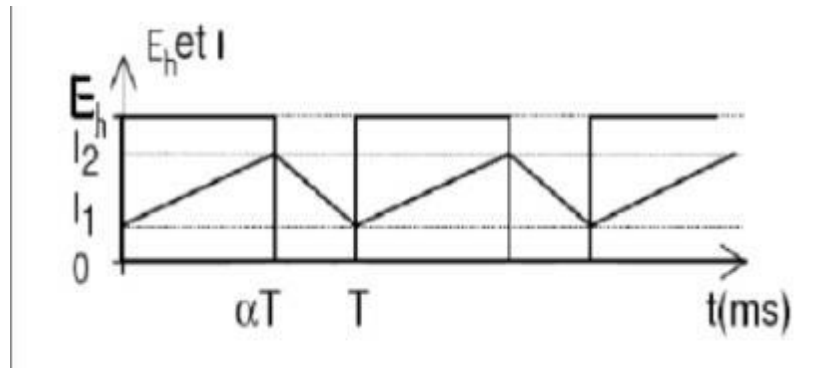


Figure III.10 : Chronogramme de conduction [9].

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 [4] :

$$V_s = \frac{1}{T} \int_0^T V_s dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E_h dt \quad (\text{III.8})$$

Où α est le rapport cyclique.

III.5.2. 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 [4].

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

$$V_s = \alpha E_h \quad (\text{III.9})$$

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

$$\alpha(p)E_h = L_f \cdot p \cdot I_e(p) + V_s(p) \quad (\text{III.10})$$

D'où la réponse :

$$\frac{V_s(p)}{\alpha(p)} = \frac{E_h}{1 + \frac{L_f}{R_{ch}}p + L_f C_f p^2} = \frac{A}{2 + 2mf \frac{p}{w_f} + (\frac{p}{w_f})^2} \quad (\text{III.11})$$

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

$$w_f = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}; m_f = \frac{1}{2 R_{ch}} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (\text{III.12})$$

III.6. Modélisation du filtre Lf Cf :

La charge est constituée par la résistance R. Les éléments Lf et Cf 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 et sont constants on néglige l'ondulation résiduelle [4].

III.6.1. Calcul de l'inductance Lf [8] : Pour calculer l'inductance, Il faut d'abord qu'on détermine ΔI (ondulation du courant dans l'inductance).

- On dimensionne Lf de manière à avoir $\Delta I_{L_{max}} < 5\%$ de I_0 .

Donc

$$L_{min} = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_h}{2 \cdot I_0 \cdot f}$$

Pour assurer la conduction continue il faut:

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... »

III.6.2. Calcul de C [8] : De la même manière que le calcul de l'inductance L, pour calculer C on doit d'abord déterminer ΔV_c .

D'après l'équation dans [8], on remplace l'expression dans l'équation on trouve :

$$\Delta V_0 = \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot V_h}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2} \quad (\text{III.14})$$

• Donc

$$C = \frac{\alpha \cdot (1-\alpha) \cdot V_h}{8 \cdot \Delta V_0 \cdot L \cdot f^2} \quad (\text{III.15})$$

III.7. Modélisation de l'onduleur de tension :

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

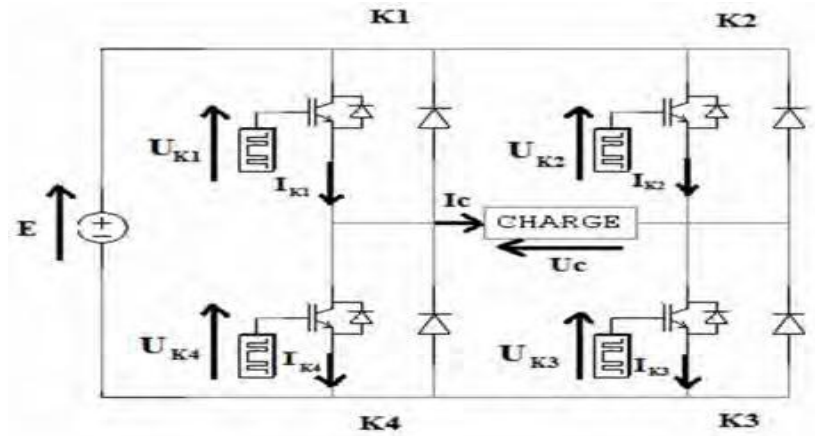


Figure III.11 : schéma de principe de l'onduleur monophasé.

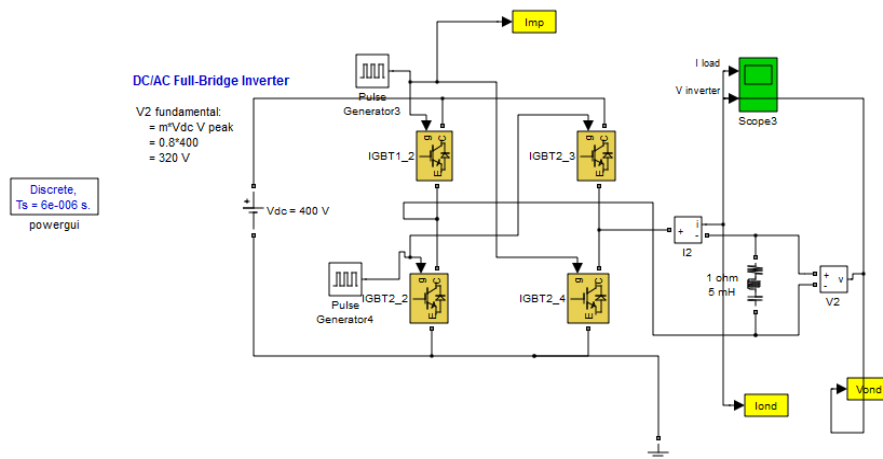
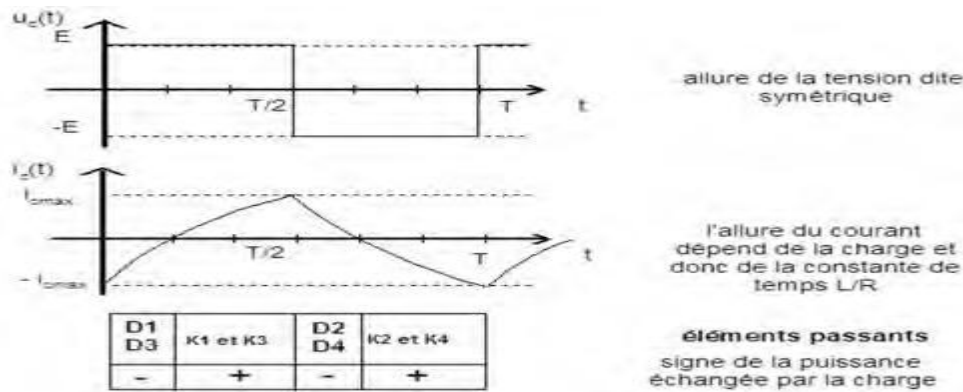


Figure III.12 : Schéma de simulation équivalent d'un onduleur monophasé.

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 :

$$Ri + L \frac{di}{dt} + V_c = V \quad (\text{III.16})$$

$$\text{Avec } i = C \frac{dV_c}{dt} \quad (\text{III.17})$$

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 $[T/2; T]$, 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 (III.9) on aura :

$$L C \frac{d^2 V_c}{dt^2} + RC \frac{dV_c}{dt} + V_c = V$$

$$i = C \frac{dV_c}{dt} \quad (\text{III.18})$$

-Si on applique la transformée de Laplace on trouve la fonction de transfert suivante qui représente

le système en boucle ouverte :

$$\frac{V_c(p)}{V_s(p)} = \frac{1}{LCp^2 + RCp + 1} \quad (\text{III.19})$$

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

$$H(P) = \frac{1}{\frac{P^2}{\omega_0^2} + \frac{2\varepsilon P}{\omega_0} + 1} \quad (\text{III.20})$$

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

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

III.7.1. 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 III.14.

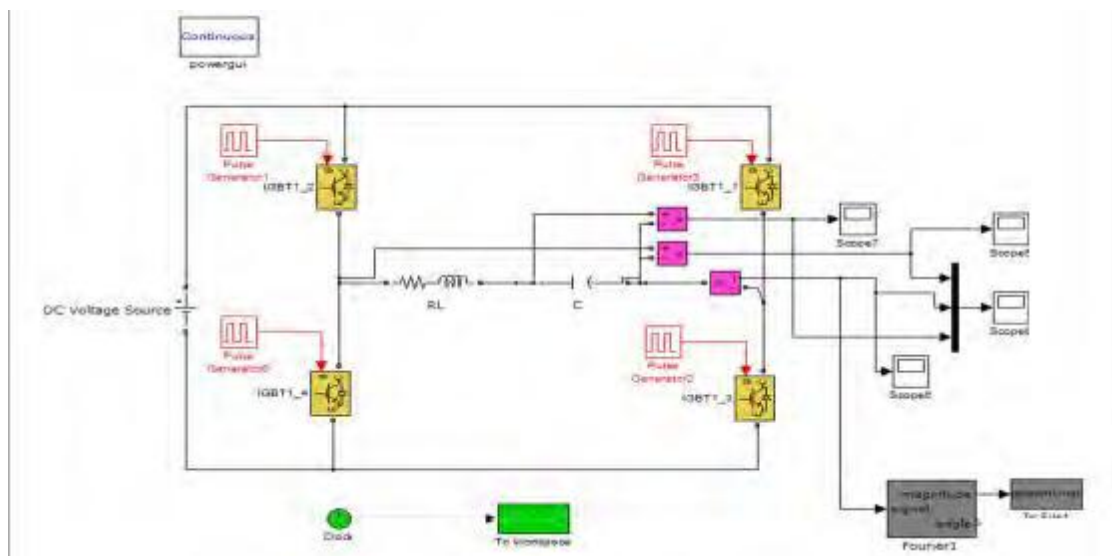


Figure III.13 Structure sous MATLAB «SIMULINK» de l'onduleur à résonance série

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

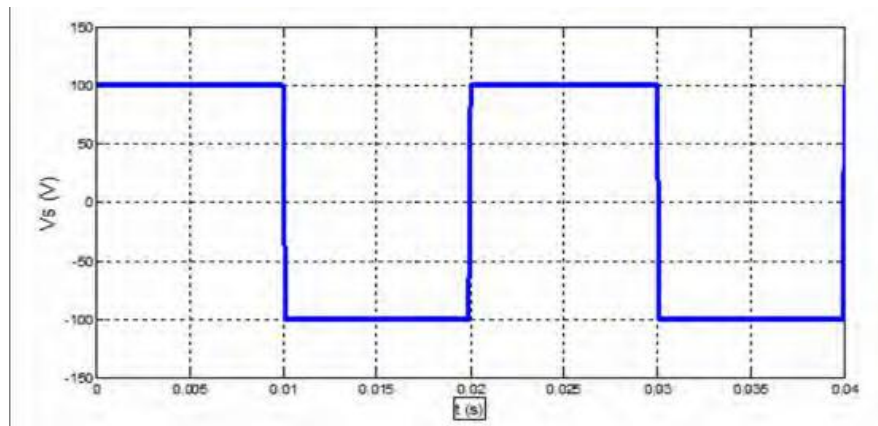


Figure III.14 : Commande symétrique

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 $f_r = 2905.8Hz$, f_c = fréquence de commande, $f_{c1} = 2800Hz$,
 $f_{c2} = 3000Hz$.
- Les figures suivantes nous donnent les formes d'ondes tension/courants, la figure (III.16) pour $f_c = f_r$,
- Les figures (III.15), 17)) pour $f_{c1} < f_r$, $f_{c2} > f_r$ respectivement :

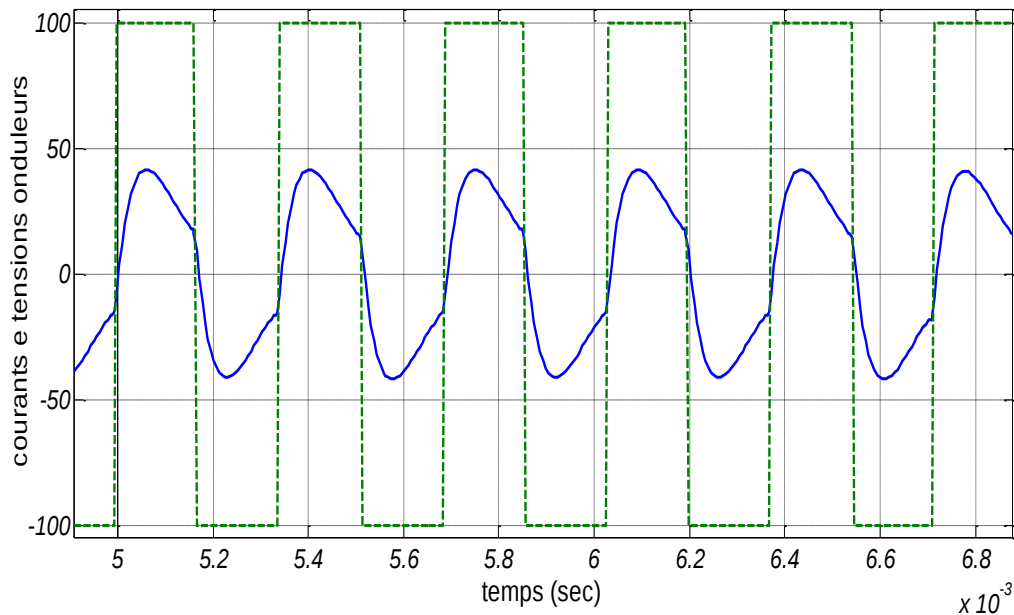


Figure III.15 : Formes d'ondes de tension (V) et du courant de charge ($f_c=f_r= 2905.88\text{Hz}$)

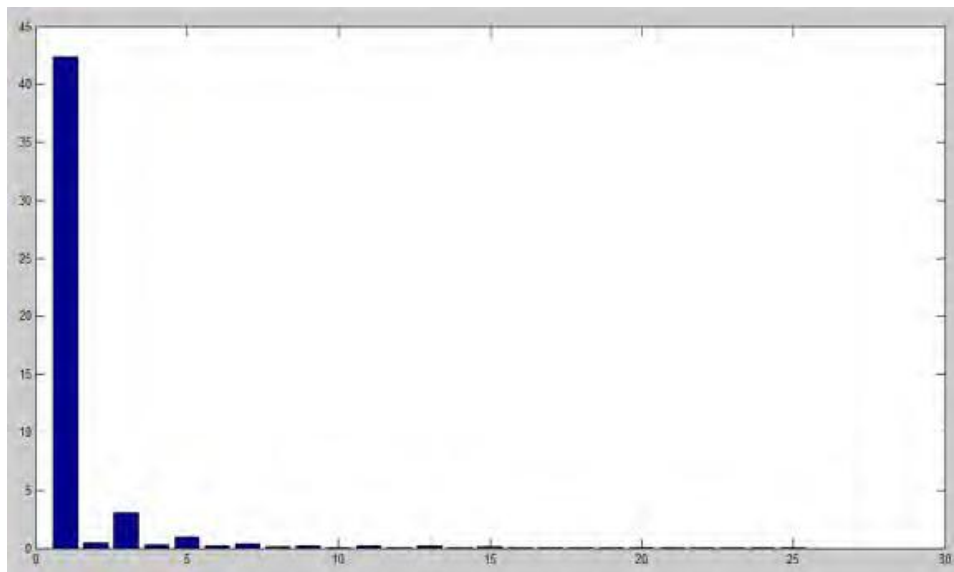


Figure III.16 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c=f_r= 2905.88\text{Hz}$) et $T_{hd}= 7.700 \%$.

* D'après les résultats obtenus 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.

III.7.2. 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 : $U_{charge} = 0^*$

De t_1 à $T=2$: $U_{charge} = E$ c'est les interrupteurs K_1 et K_4 qui conduisent*

De $T=2$ à $T=2 + t_1$: $U_{charge} = 0^*$

De $T=2 + t_2$ à T : $U_{charge} = -E$ c'est les interrupteurs K_2 et K_4 qui conduisent*

*Voici les formes d'ondes de tension et courant 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

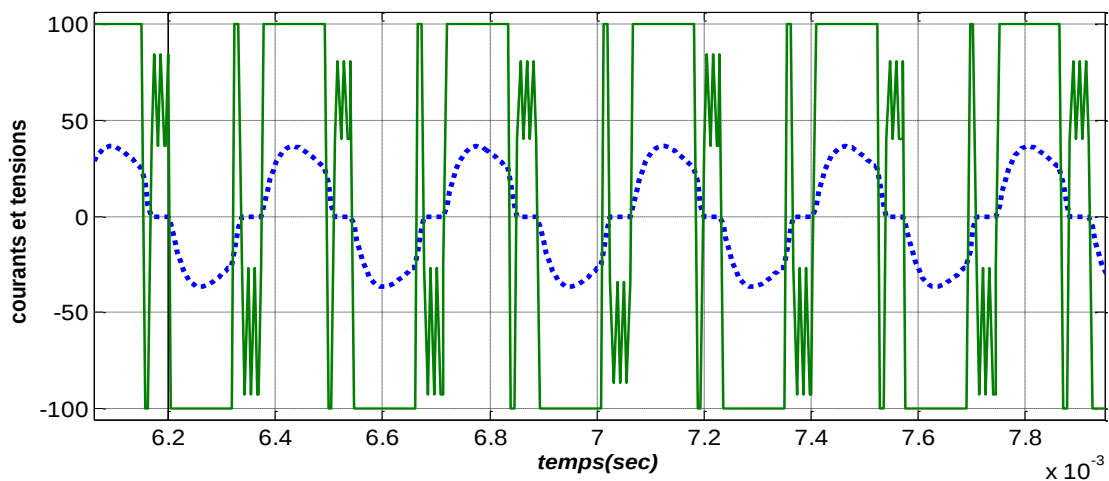


Figure III.17 Formes d'ondes de tension (V) et du courant d'charge en commande décalée pour
($f_c = f_r = 2805.88\text{Hz}$)

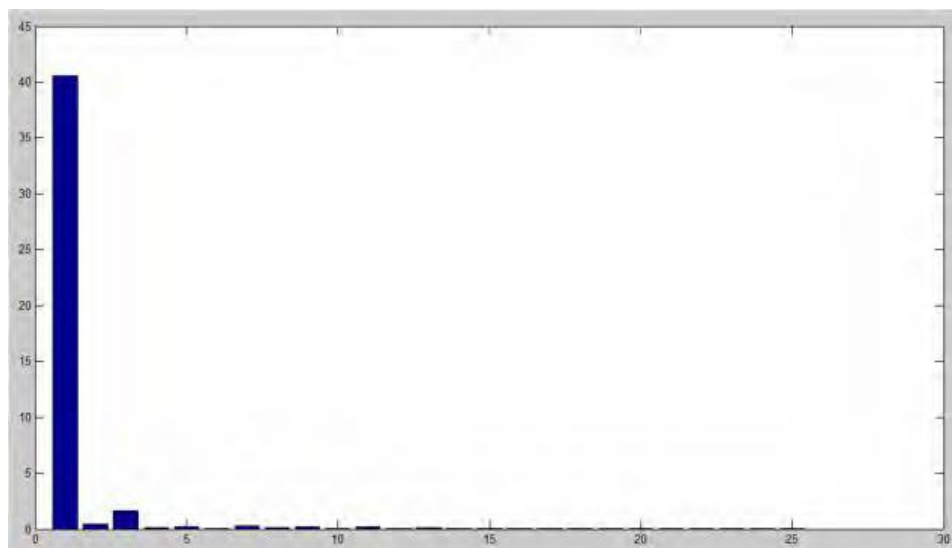


Figure III.18 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c = f_r = 2905.88\text{Hz}$)
THD= 4.4321 %.

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

III.8. 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 III.19, et la Figure III.20 montre le schéma de simulation sur **MATLAB**

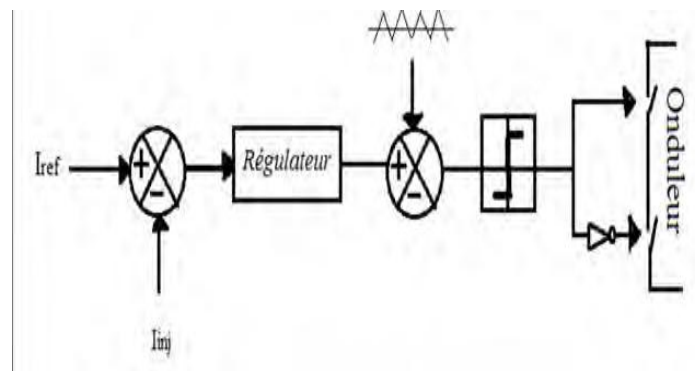
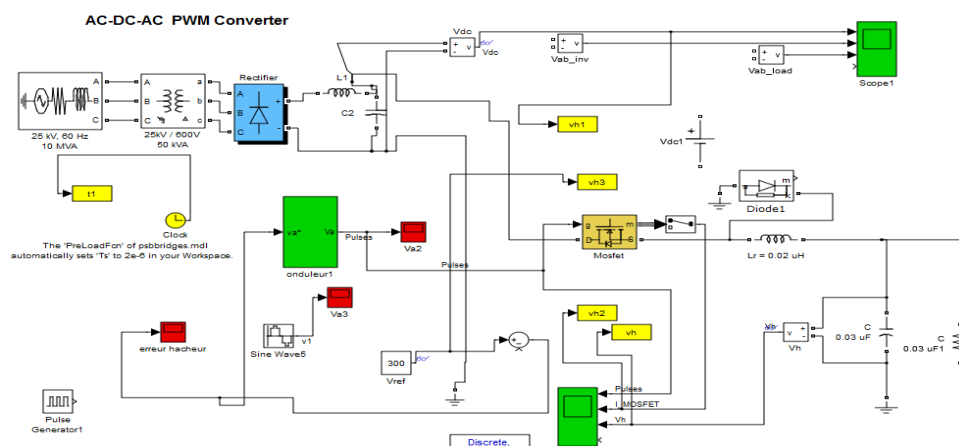


Figure III.19 : schéma de principe de la commande MLI.



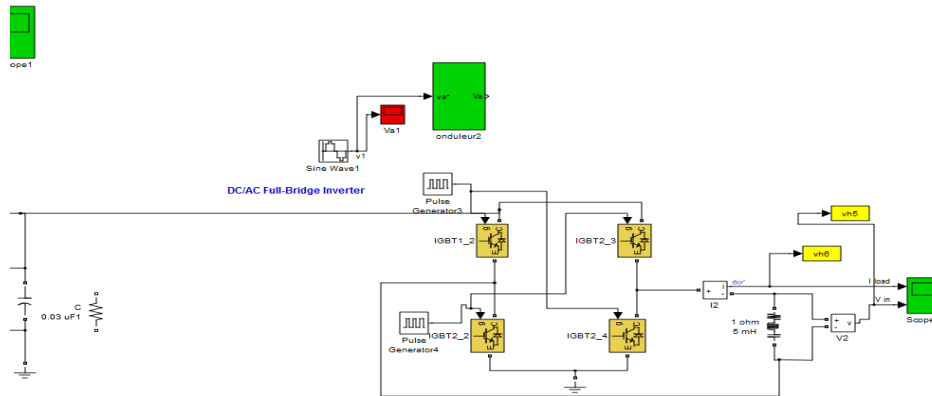


Figure III.20 : Schéma générale de simulation de la commande MLI, décalé et symétrique.

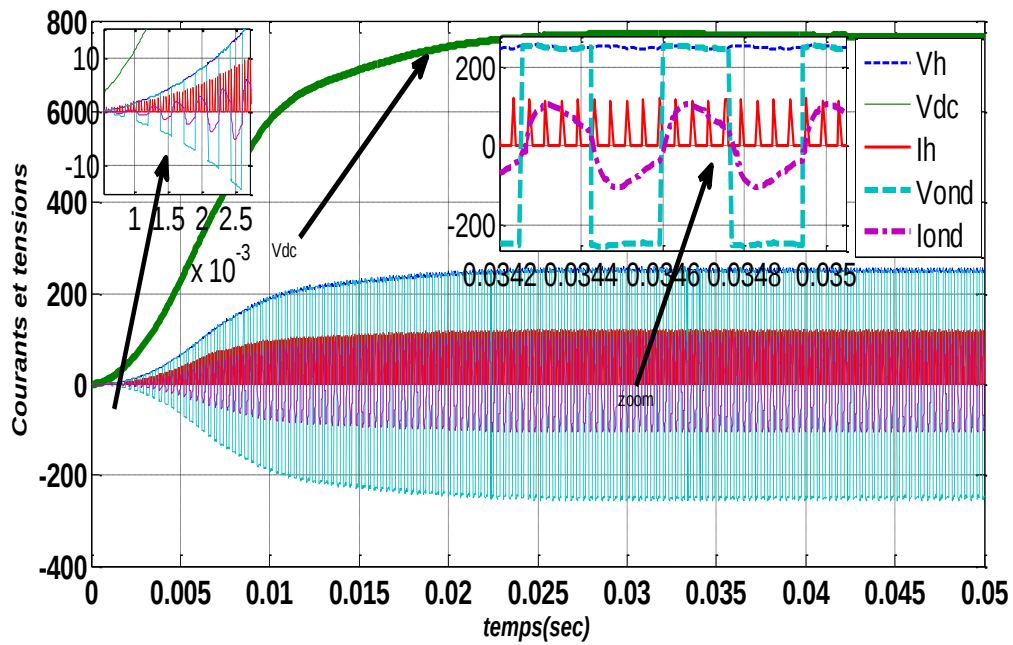


Figure III.21 : Résultats de simulation de la commande symétrique.

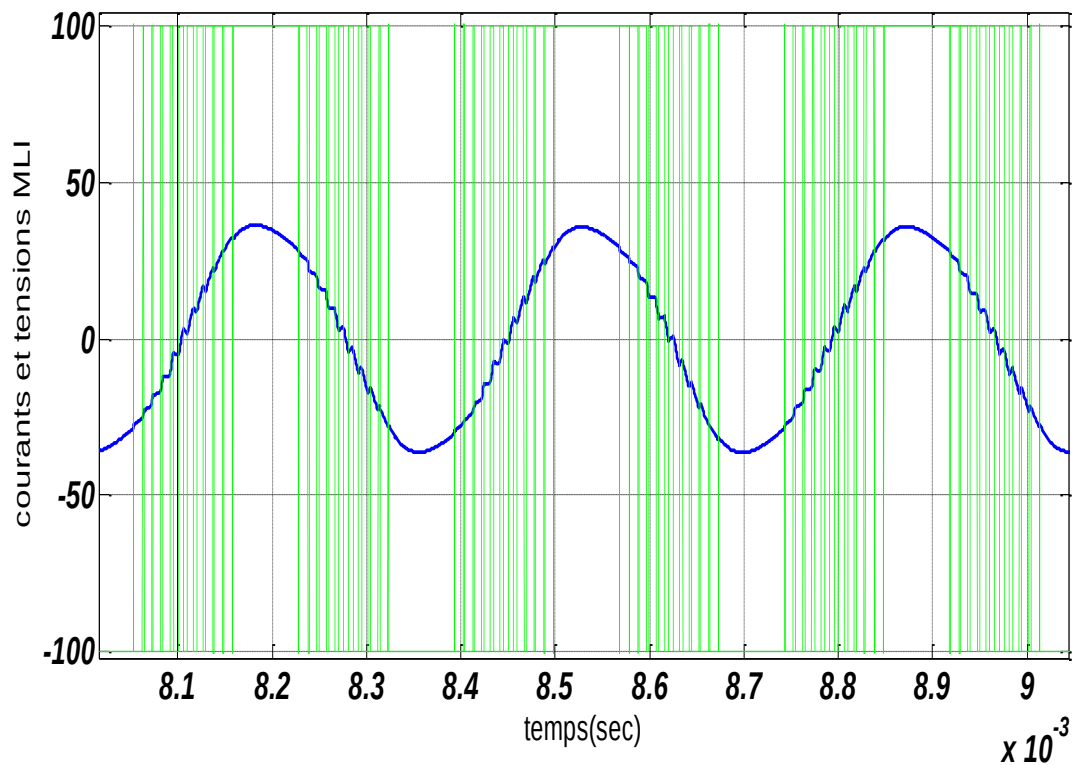


Figure III.22 : Les formes d'ondes de tension et du courant I_{ch} de la (commande MLI)



Figure III.23 : Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ch} pour ($f_c = f_r = 918.88\text{Hz}$) et $\text{Thd} = 0.0702\%$.

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.

III.9. 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 III.24. L'inducteur et la pièce à chauffer est équivalent à une inductance et une résistance en série.

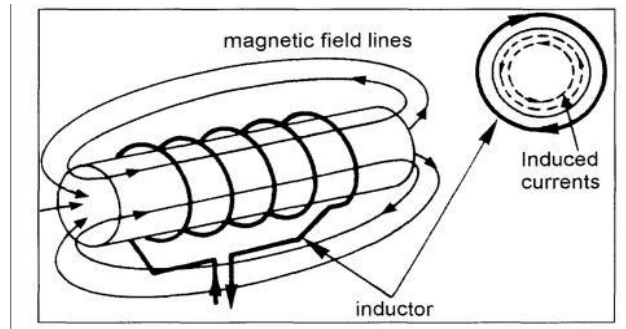


Figure III.24 L'ensemble inducteur et charge du four électrique

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 énergique du circuit magnétique [13].

Dans notre application, on 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 :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{III.21})$$

Pour laquelle l'impédance Z est donnée par :

$$Z = R \left(1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \right) \quad (\text{III.22})$$

Si on introduit le facteur de qualité :

$$Q = \frac{L\omega_r}{R} = \frac{1}{R C \omega_r} \quad (\text{III.23})$$

Alors,

$$Z = |Z| < \phi_i \quad (\text{III.24})$$

Avec

$$\phi_i = \tan \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \quad (\text{III.25})$$

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 :

$$V_{AB1} = \frac{4 V_S}{\pi} \sin(\omega t) \quad \text{pour } 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (\text{III.26})$$

Le courant qui lui correspond est :

$$I_{AB1} = \frac{4 I_S}{\pi |Z|} \sin(\omega t - \phi) \quad (\text{III.27})$$

III.10. 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 [10].

III.10.1. 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 [10].

III.10.2. 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 déformée. Il est donné par l'expression suivante.

$$\text{THD}(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n i_{ci}^2}{i_{c1}^2}} \quad (\text{III.28})$$

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.

III.10.3. 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 :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{III.29})$$

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

$$D = 3^E \sqrt{I_C^2 + I_{C1}^2} \quad (\text{III.30})$$

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** :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{III.31})$$

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à '1'.

Type de commande	fréquence	THD %
symétrique	fc = fr	7.700
	fc < fr	26.651
	fc > fr	22.425
Décalée	fc = fr	4.4321
MLI	fc = fr	0.0702

Tableau III.1 : THD de courant pour différentes types de commandes.

III.11. 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.

Chapitre IV

Commande et asservissement du système de chauffage par induction par régulateur PI

IV.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 le régulateurs PI est proposé, leur objectif est d'assurer un contrôle efficace du transfert de puissance à la charge [5].

IV.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 **C** 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 [8].

IV.3 Expression de la puissance absorbée par la charge :

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

$$P_{absorbée} = V_{eff} : I_{eff} \cos(\alpha) \quad (IV.1)$$

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 :

$$V_{1eff} = \frac{4.E}{\sqrt{2}\pi} \quad \text{et} \quad I_{eff} = \frac{V_{1eff}}{|Z|} \quad (IV.2)$$

IV.4 Schéma électrique équivalent du système en boucle ouvert :

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 :

$$R = 3[\Omega], L = 0.1 \cdot 10^{-3}[H], C = 30 \cdot 10^{-6}[F]$$

Sa fréquence de résonance est $f_r = 2.9058Khz$. 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 IV.1.

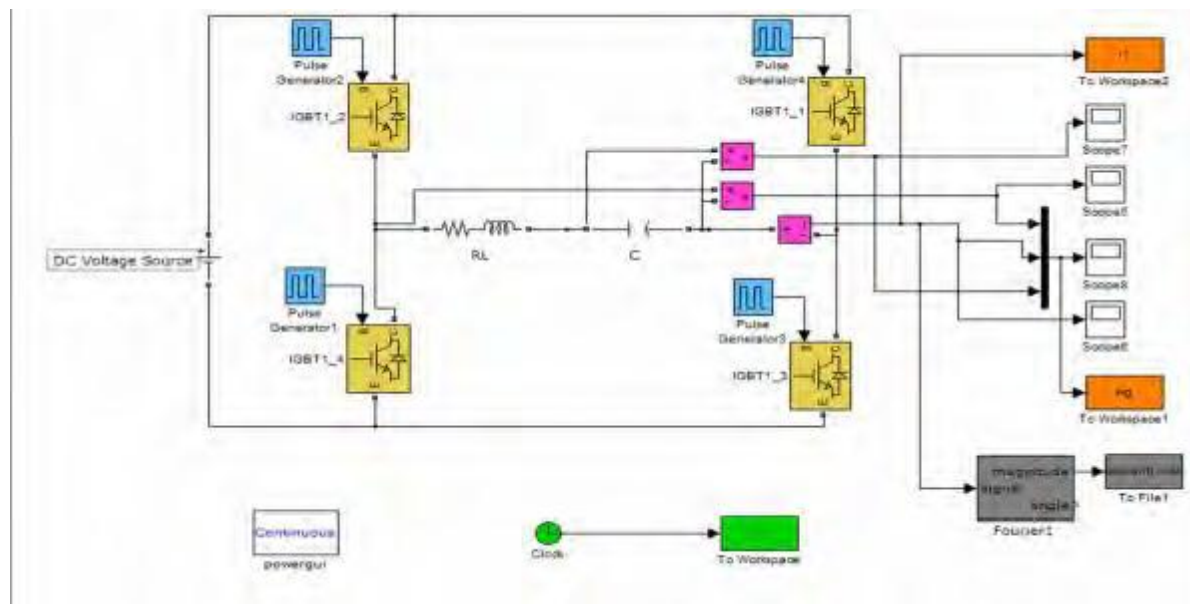


Figure IV.1: Schéma électrique équivalent du système sans régulation.

IV.5 Modèle mathématique du système à réguler :

L'onduleur de tension avec la charge R, L, C série peuvent être représentés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_s(t) &= R.I(t) + L \frac{dI(t)}{dt} + V_c(t) \\ I(t) &= C \frac{dV_c(t)}{dt} \end{aligned} \quad (IV.3)$$

Tel que :

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 au borne du condensateur et I(t) le courant dans la charge.

- Si on remplace l'expression du courant de charge dans l'équation (IV.4) on aura :

$$V_s(t) = R.C \frac{dV_c(t)}{dt} + L.C \frac{d^2 V_c(t)}{dt^2} + V_c(t) \quad (IV.4)$$

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

$$\frac{V_c(t)}{V_s(t)} = \frac{1/LC}{p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}} \quad (IV.5)$$

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

$$H(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2} \quad (IV.6)$$

Par comparaison on trouve :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 62832 \text{ rd/s} \text{ et } \xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = 0.2526$$

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

$$P^2 + \frac{R}{L}P + \frac{1}{LC} = 0 \quad (\text{IV.7})$$

Avec

$$\Delta = \left(\frac{R}{L}\right)^2 - 4 \cdot \frac{1}{LC}.$$

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

$$P_1 = -\xi\omega_0 + \omega_0 j\sqrt{1-\xi^2} = -6002,36 + j5794,41$$

$$P_2 = -\xi\omega_0 + \omega_0 j\sqrt{1-\xi^2} = -6002,36 - j5794,41$$

B.3 Schémas général d'asservissement de la puissance du modèle MDI

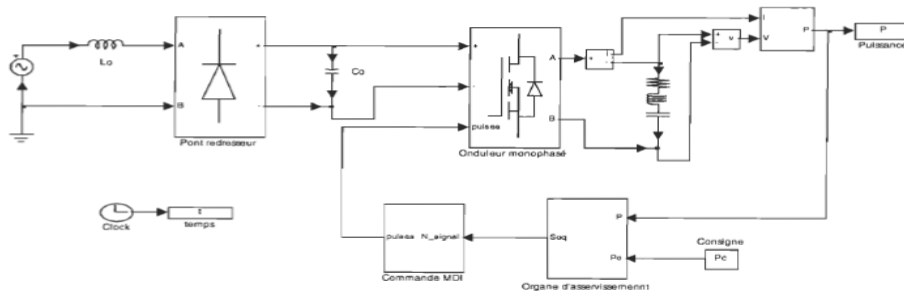


Figure B.10 : Schéma général du modèle asservi de la puissance

Figure IV.2 : Schéma générale d'asservissement de la puissance.

IV.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 [6].

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 IV.6.

Dont La fonction de transfert du régulateur **PI** est : $C(p) = kp + \frac{K_i}{p}$, où **kp** et **ki** 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 :

$$F(p)_{BO} = C(p).H(p) \quad (IV.8)$$

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

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

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

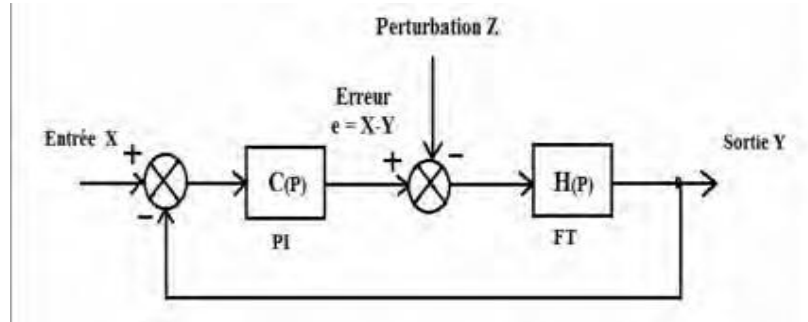


Figure IV.3: Schéma d'un système asservi du second ordre régulé par régulateur PI.

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 :

$$F(p)_{BO} = \frac{F(p)_{BO}}{1 + F(p)_{BO}} \quad (IV.9)$$

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

$$F(p)_{BO} = \left[\left(kp + \frac{K_i}{p} \right) \right] \left[\frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2} \right] \quad (IV.10)$$

La fonction de transfert en boucle fermée donc sera :

$$F(p)_{BF} = \frac{(kp.p + K_i)\omega_0^2}{p(p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2) + (kp.p + K_i)\omega_0^2} \quad (IV.11)$$

Enfin

$$F(p)_{BF} = \frac{(kp.p + K_i)\omega_0^2}{p^3 + 2\xi\omega_0 p^2 + (\omega_0^2 + kp.\omega_0^2)p + K_i\omega_0^2} \quad (IV.12)$$

On exige que $\xi' = 0,7$. C'est le cas optimal.

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

$$(P - P_0) (P^2 + 2\xi' \omega_0' P + \omega_0'^2) \quad (\text{IV.13})$$

Cette équation devient :

$$P^3 + (2\xi' \omega_0' - P_0) P^2 + (\omega_0'^2 - 2\xi' \omega_0' P_0) P - P_0 \omega_0'^2 \quad (\text{IV.14})$$

Par identification entre l'équation (IV.13) et celle du système en boucle fermée (IV.14) on trouve :

$$\begin{aligned} \omega_0' &= \frac{2\xi' \omega_0 + P_0}{2\xi'} \\ kp &= \frac{-2\xi' \omega_0 P_0 + \omega_0'^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} \\ K_i &= -\frac{P_0 \omega_0'^2}{\omega_0^2} \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Le pôle p_0 doit être choisi de telle manière à ne pas influencer les deux pôles du système à réguler : On prend $P_0 = -200$, et on trouve $kp = 25$ $K_i = 0.8$.

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 : $P_{ref} = 2500 \text{ W}$.

IV.7 Résultats de Simulation et discussions :

Les simulations sont réalisées pour une application sur le schéma électrique « avec une fréquence de commutation fixe » suivant pour une charge constante $R=30\Omega$ en résonance :

Les résultats de simulation pour une charge constante $R=30\Omega$ et « $f_c = f_r$ » sont donnés par

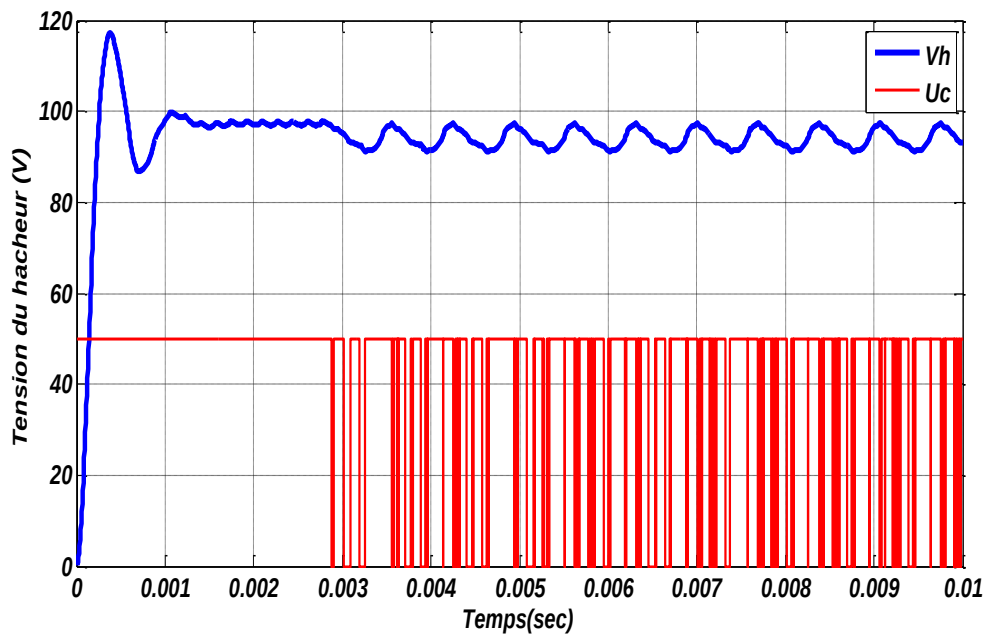


Figure IV.5 : Tension à la sortie de l'hacheur en boucle fermée (après la régulation)

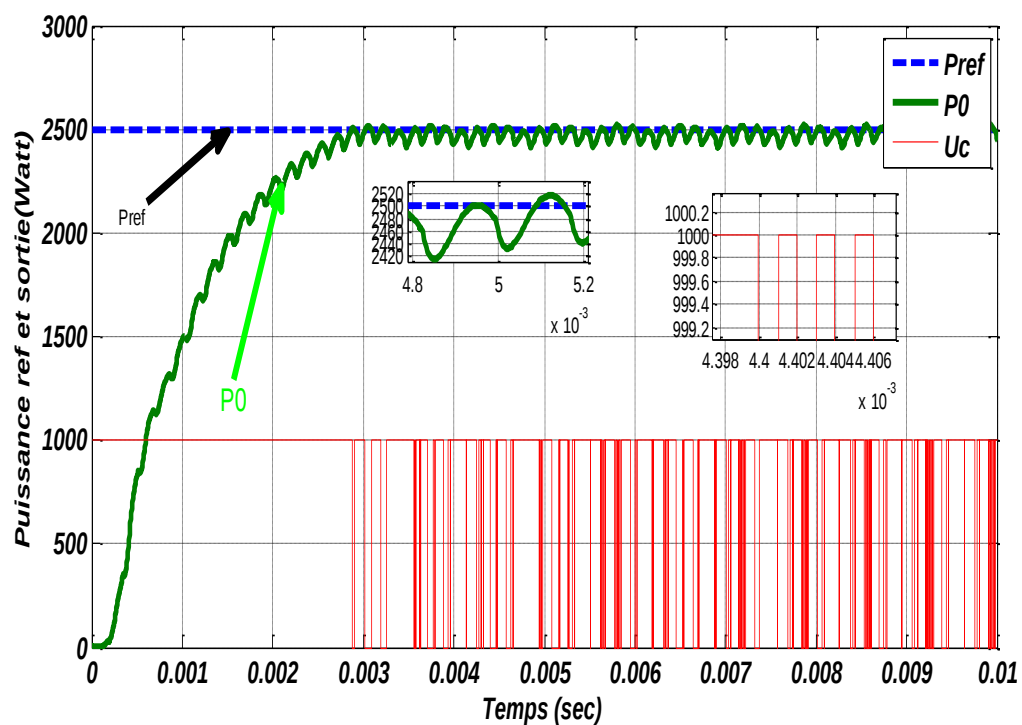
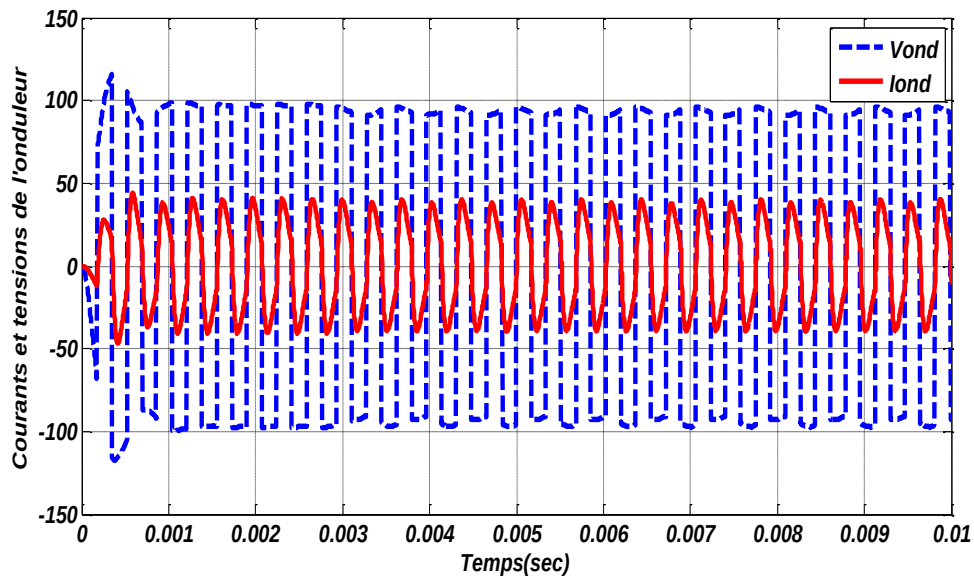
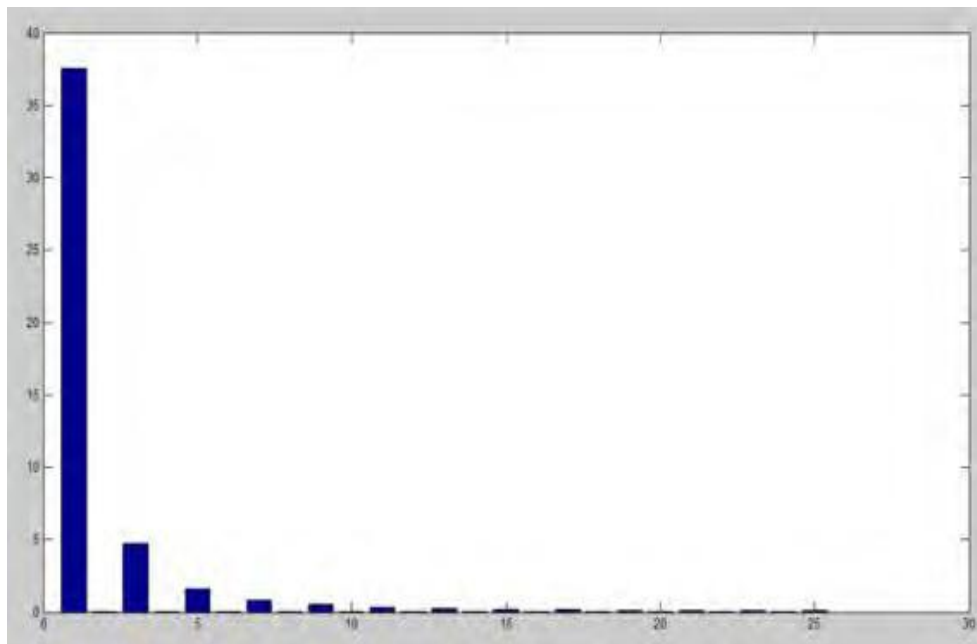


Figure IV.6 : Puissance régulée à la sortie de la charge



a)



b)

Figure IV.7: a) Réponses en courants et tensions de l'onduleur et b) Spectre d'harmonique du courant de la charge I_{ond} pour $f_c = 2.9058\text{KHz}$ et $P_{ref} = 2500$ avec un $\text{THD}_i = 13.602\%$.

IV.8 Conclusion :

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

Les notions de base de la de la commande ont été présentées. Les aspects de la commande PI, ainsi que la conception d'un contrôleur 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 PI 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 GENERALE

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. 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** offre 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 adaptatif 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 très acceptables. Mais ce régulateur peut perdre sa robustesse vis à vis de la variation des paramètres de la charge.

En fin, ce travail est une continuité des études réalisées sur les systèmes d'alimentation du chauffage par induction menées par les étudiants de l'université de l'el oued qui se préparent à changer ses systèmes d'alimentation par des convertisseurs statiques multi enroulements. Dans ce cadre il nous semble opportun de poursuivre le travail d'investigation, notamment dans le domaine de la commande du dispositif par des nouvelles approches robustes.

REFERENCE 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] **E.J DEDE, J. JORDAN, V. ESTEVE**, « State-of-the art and future trends in transistorized inverter for induction heating applications », IEEE, NOV 3-5 (2004).
- [4] **B. ADNANI** « Modélisation et Contrôle des Convertisseurs à Résonance : Application au Chauffage par Induction » Thèse de Magister de l'université de Batna. (2010).
- [5] **GERARD DEVELEY** « technique de l'ingénieur », D 5 935.
- [6] **B. K. BOSE**, « Recent Advances in Power Electronics,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, p. 2-16, janvier (1992).
- [7] **O.PERROT** : « COURS D'ELECTROTHERMIE » I.U.T. de Saint-Omer dunkerque département Génie Thermique et l'énergie, (2010-2011).
- [8] **E.J.DAVIES, J. et SIMPSON**, « Induction Heating Handbook, McGraw-Hill, UK » P.(1979).
- [9] **N. MOHAN, T.M UNDELAND, W. ROBINS**, « *Power electronics, converter, application and design* », By J. WILEY and SONS, Inc. Singapore, (1989).
- [10] **N.BELHAOUCHET** « Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application.
- [11] **J. P. FERRIEUX et F. FOREST**, « *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance* », Masson, Paris, (1994).
- [12] **J. NUNS** "Les convertisseurs de fréquence utilisés en chauffage par induction", EDF-DERDAE-RENARDIERS, HE 16/T 563, (1988).
- [13] **J. NUNS D. LAFORE, H.FOCH** « *Augmentation des fréquences en électronique de puissance appliquée au chauffage par induction* », Electronique de puissance du future "EPF", 10-12, Toulouse Octobre 1990.

ANNEXE

Dimensionnement des éléments

➤ le cahier de charge :

Nous allons faire le dimensionnement des éléments du four ayant les caractéristiques définies par le cahier des charges suivantes :

- ❖ Tension d'entrée à l'onduleur: $V_i = 300\text{ V}$ et courant de sortie : $I_0 = 80\text{ A}$.
- ❖ Fréquence de résonance de l'onduleur : $f = 2\text{ kHz}$
- ❖ Ondulation relative de la tension de sortie de l'hacheur : $\Delta V_0 = 5\% \text{ de } V_0$.
- ❖ Ondulation relative du courant de sortie de l'hacheur : $\Delta I_0 = 5\% \text{ de } I_0$.
- ❖ courant de sortie de l'hacheur : $I_0 = 80\text{ A}$.

➤ Calcul et choix des éléments :

D'après le cahier des charges et en utilisant les résultats de l'étude théorique du chapitre II nous allons calculer les paramètres suivants :

➤ Rapport cyclique α :

$$V_0 = \alpha \cdot V_i \Rightarrow \alpha = \frac{V_0}{V_i} = \frac{700}{300} = \mathbf{0.625}$$

➤ La période de fonctionnement :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10 * 10^3} = \mathbf{100\text{ }\mu s}$$

➤ Les temps de conduction t_{on} :

$$t_{on} = \alpha \cdot T = 0.625 * 100 * 10^{-6} = \mathbf{62.5\text{ }\mu s}$$

➤ La valeur min de l'inductance : d'après l'équation II.9 :

$$L = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_i}{2 \cdot I_0 \cdot f} = \frac{0.625 * (1 - 0.625) * 24}{2 * 5 * 10 * 10^3} = \mathbf{56.25\text{ }\mu H}$$

➤ La valeur max du courant de l'inductance : après l'équation II.7 on a

$$I_{L_{max}} = \frac{V_0}{R} + \frac{V_0}{2.L} (1 - \alpha)T = \frac{240}{3} + \frac{240}{2 * 70 * 10^{-6}} (1 - 0.625) * 10^{-4} = \mathbf{90.01 A}$$

- La résistance de charge :

$$R = \frac{V_0}{I_0} = \frac{15}{5} = \mathbf{3 \Omega}$$

- Le courant moyen à travers l'inductance :

$$I_{L_{moy}} = I_0 = \frac{V_0}{R} = \frac{240}{3} = \mathbf{80 A}$$

- Ondulation relative de la tension de sortie $\Delta V_0 = 5 \% \text{ de } V_0$:

$$\Delta V_0 = 0.05 * 15 = \mathbf{0.75 V}$$

- Ondulation relative du courant de sortie $\Delta I_0 = 5 \% \text{ de } I_0$:

$$\Delta I_0 = 0.05 * 5 = \mathbf{0.25 A}$$

- Calcul de la capacité 'C': de l'équation II.11 on a :

$$C = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_i}{8 \cdot \Delta V_0 \cdot L \cdot F^2} = \frac{0.625 * (1 - 0.625) * 24}{8 * 0.75 * (56.25 * 10^{-6}) * (10000)^2}$$

$$\Rightarrow \mathbf{C = 167 \mu F}$$

- **Choix des éléments :**

Le choix des éléments est basé sur les contraintes données dans le tableau suivant :

L'inductance	L	$L \geq \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_i}{2 \cdot I_0 \cdot F}$	70 μH
	$I_{L_{max}}$	$I_{L_{max}} = \frac{V_0}{R} + \frac{V_0}{2.L} (1 - \alpha)T$	9A
Capacité	C	$C = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_i}{8 \cdot \Delta V_0 \cdot L \cdot F^2}$	167 μF
MOSFET	$I_{S_{max}}$	$I_{L_{max}}$	90A
	$I_{S_{min}}$	V_i	240 V
Diode	$I_{D_{max}}$	$I_{L_{max}}$	90 A
	$I_{D_{min}}$	V_i	240 V

Tableau A.1: Choix des éléments de convertisseur Buck.