

République Algérienne Démocratique et Populaire  
*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*  
*Faculté des Sciences de l'Ingénieur*  
**Université El Hadj Lakhdar de Batna**



*Département d'Electrotechnique*

## **Mémoire**

*présenté en vue de l'obtention du diplôme de*

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Commande Electrique

Par **Boubekeur ADNANI**

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique - Université de Béjaia

---

# **Modélisation et Contrôle des Convertisseurs à Résonance : Application au Chauffage par Induction**

---

Soutenu le : 28 / 01 / 2010 / devant le jury composé de :

Président	Dr Rachid ABDESSEMED	Pr Université de Batna
Rapporteur	Dr Mohamed Lokmane BENDAAS	MC Université de Batna
Examineurs	Dr Abderrahmane DIB	MC Université d' Oum Elbouagui
	Dr Soufiane TAÏBI	MC Université de Batna

# Remerciements

*Au nom d'Allah, le Tout - Miséricordieux, le Très - Miséricordieux*

*La louange est à Allah l'unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.*

Je tiens, tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Mohamed Lokmane BENDAAS, Maître de Conférences à l'Université de Batna pour ces conseils précieux ainsi que pour la confiance et l'aide qu'il m'a accordé pour mener ce travail à terme.

Je remercie également, Monsieur Mouloud ADLI, Chargé de Cours au département d'Electrotechnique de Bejaia, pour ces encouragements ainsi que pour ces conseils judicieux.

J'adresse mes sincères remerciements à :

Monsieur Rachid ABDESSEMED, Professeur à l'Université de Batna et Directeur du LEB, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de soutenance du présent mémoire de magister. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance ainsi que ma sincère gratitude.

Monsieur Abderrahmane DIB, Maître de Conférences à l'Université d'Oum Elbouagui, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux et sa patience pour évaluer ce mémoire.

Monsieur Sofiane TAÏBI, Maître de Conférences à l'Université de Batna, à son tour pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux et sa patience pour évaluer ce mémoire.

J'aimerais à présent remercier mes proches et en premier lieu mes parents de m'avoir soutenu et d'avoir cru en moi. Je remercie aussi mes frères, mes soeurs, mes tantes et toute ma famille.

Mes remerciements vont également à mes amis, mes collègues et mes enseignants.

Enfin, tous ceux et celles qui m'ont aidé et soutenu durant tout mon parcours qu'ils trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus sincères.

*A la mémoire de mes **grands-parents**,*  
*A la mémoire de mon **père**,*  
*A la mémoire de ma **seur Merieme**,*  
*A la mémoire de **mina**,*  
*A ma **Mère**,*  
*à mes **frères : Yazid et Hacene, Massi, Adnane, Mourad, Yaser** et mes*  
***sœurs : Baya, Karima, Djida, Hawa**,*  
*à toute ma **famille**,*  
*à mes **amis**,*  
*à ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études,*  
***je dédie ce mémoire.***

---

# Table des matières

---

<b>Table des matières</b>	<b>i</b>
<b>Liste des symboles</b> . . . . .	<b>v</b>
<b>Introduction générale</b> . . . . .	<b>1</b>
<b>1 État de l'art sur les systèmes de chauffage par induction</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction . . . . .	5
1.2 Principe physique . . . . .	6
1.2.1 Induction électromagnétique . . . . .	6
1.2.2 l'effet joule . . . . .	8
1.3 Installations de chauffage par induction . . . . .	8
1.3.1 Aspects génériques . . . . .	8
1.3.2 Alimentations énergétiques et générateurs . . . . .	8
1.3.3 Inducteurs . . . . .	9
1.4 Propriétés du chauffage par induction . . . . .	9
1.4.1 Transfert de puissance : calcul simplifié . . . . .	9
1.4.2 Rendement électrique . . . . .	11
1.4.3 Facteur de puissance . . . . .	11
1.5 Les caractéristiques du chauffage par induction . . . . .	12
1.5.1 Les caractéristiques techniques . . . . .	12
1.5.2 Les caractéristiques électromagnétiques . . . . .	13
1.6 Applications industrielles . . . . .	19
1.6.1 Fusion de métal par induction dans les fours à creuset . . . . .	19
1.6.2 Brasage . . . . .	20
1.6.3 Durcissement de l'acier par induction . . . . .	20

1.7	Les convertisseurs statiques pour les systèmes de chauffage par induction . . .	21
1.7.1	Position du problème . . . . .	21
1.7.2	Les structures de puissance . . . . .	23
1.8	Conclusion . . . . .	25
<b>2</b>	<b>Analyse des différentes structures des onduleurs à résonance</b>	<b>27</b>
2.1	Introduction . . . . .	27
2.2	Types de convertisseurs statiques à résonance . . . . .	28
2.2.1	Convertisseurs à résonance coté alimentation . . . . .	28
2.2.2	Convertisseurs à interrupteurs résonants . . . . .	28
2.2.3	Convertisseurs à résonance côté charge . . . . .	29
2.3	Structures de base des onduleurs à résonance . . . . .	30
2.3.1	Onduleur à résonance série . . . . .	31
2.3.2	Onduleur à résonance parallèle . . . . .	32
2.3.3	Onduleur à injection de courant . . . . .	33
2.4	Les éléments semi-conducteurs de l'électronique de puissance . . . . .	34
2.4.1	Diode . . . . .	34
2.4.2	MOSFET . . . . .	35
2.4.3	Transistor bipolaire . . . . .	35
2.4.4	Transistor IGBT : Insulted Gate Bipolar Transistor . . . . .	36
2.4.5	Thyristor . . . . .	36
2.4.6	Thyristor GTO . . . . .	36
2.5	Propriétés des onduleurs à résonance . . . . .	38
2.5.1	Caractéristiques des onduleurs séries . . . . .	39
2.5.2	Caractéristiques des onduleurs parallèles . . . . .	39
2.5.3	Bilan énergétique . . . . .	39
2.6	Techniques de réglage de puissance . . . . .	40
2.6.1	Contrôle à fréquence variable . . . . .	40
2.6.2	Contrôle à fréquence fixe . . . . .	41
2.7	Applications des onduleurs à résonance . . . . .	43
2.7.1	Alimentation des ozoneurs à moyennes fréquences . . . . .	43
2.8	Choix de la topologie . . . . .	44
2.9	Conclusion . . . . .	45

<b>3</b>	<b>Modélisation du système de chauffage par induction et stratégies de commande</b>	<b>47</b>
3.1	Introduction . . . . .	47
3.2	Schéma synoptique complet du système . . . . .	47
3.3	Modélisation du système . . . . .	48
3.3.1	Modélisation de la charge . . . . .	48
3.3.2	Modélisation de l'onduleur de tension . . . . .	50
3.3.3	Modélisation de l'hacheur avec le filtre de sortie . . . . .	51
3.4	Stratégies de commandes et simulation en deux modes (ZVS et NonZVS) .	57
3.4.1	Commande symétrique . . . . .	58
3.4.2	Commande décalée . . . . .	60
3.4.3	Commande à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) . . . . .	60
3.4.4	Simulation du système en mode ZVS (commutation résonante) et NonZVS (commutation non résonante) . . . . .	63
3.5	Conclusion . . . . .	64
<b>4</b>	<b>Commande du générateur à induction : Asservissement de puissance et Apport de la logique Floue</b>	<b>67</b>
4.1	Introduction . . . . .	67
4.2	Principe de la régulation du système . . . . .	68
4.3	Expression de la puissance absorbée par la charge . . . . .	68
4.4	Schéma électrique équivalent du système en boucle ouverte . . . . .	69
4.5	Modèle mathématique du système à réguler . . . . .	71
4.6	Synthèse du régulateur de puissance PI conventionnel . . . . .	72
4.7	Résultats de Simulation et discussions . . . . .	74
4.8	Application de la logique floue au contrôle de puissance du générateur à induction . . . . .	82
4.8.1	Introduction . . . . .	82
4.8.2	Comparaison entre la régulation par logique floue et la régulation conventionnelle . . . . .	83
4.8.3	Rappels des principes de la logique floue . . . . .	84
4.8.4	Contrôleur flou . . . . .	87
4.8.5	Différentes approches pour la détermination des règles . . . . .	95

4.8.6 Développement pratique du contrôleur flou . . . . .	99
4.9 Résultats de Simulation et discussions . . . . .	101
4.10 Conclusion . . . . .	107
<b>Conclusion générale . . . . .</b>	<b>108</b>
<b>Annexe</b>	<b>I</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>IV</b>

## LISTE DES SYMBOLES

$B$	Induction magnétique [Tesla]
$c$	Facteur de couplage
$C$	Capacité de la charge [F]
$C_f$	Capacité du filtre [F]
$d$	Diamètre du cylindre [m]
$E$	Tension à l'entrée de l'onduleur [v]
$e$	Erreur de puissance ( $P_{ref} - P_{reelle}$ ) [W]
$\Delta e$	Vitesse de l'erreur
$E_h$	Tension d'entrée du hacheur [v]
$F$	Facteur de transmission de puissance
$f$	Fréquence [Hz]
$f_c$	Fréquence de commutation [Hz]
$f_r$	Fréquence de résonance [Hz]
$h$	Hauteur du cylindre [m]
$H$	Intensité du flux magnétique [A/m]
$I_f$	Le fondamentale du Courant de charge [A]
$I_c$	Courant traversant le condensateur $C_f$ [A]
$i_e$	Courant à l'entrée du hacheur [A]
$I_L$	Courant dans l'inductance [A]
$I_{Lmax}$	Courant maximum dans l'inductance du filtre [A]
$I_{Lmin}$	Courant minimum dans l'inductance du filtre [A]
$\Delta I_l$	Ondulation du courant dans l'inductance du filtre [A]
$K_e$	Le gain de normalisation de l'erreur
$K_{oc}$	Le gain de la fonction de transfert en boucle ouverte
$K_p, K_i$	Les gains du régulateur PI
$K_{\Delta e}$	Le Gain de la variation d'erreur
$K_{\Delta u}$	Le Gain de variation de la commande floue
$L$	L'inductance de la charge [H]

---

$L_f$	L'inductance du filtre [H]
$m_f$	Coefficient d'amortissement du filtre
$p$	Opérateur de Laplace
$P_{abs}$	Puissance absorbée par la charge [W]
$P_{ref}$	Puissance de référence pour la régulation [W]
$P_{reelle}$	Puissance réelle filtrée [W]
$Q$	Facteur de qualité
$R$	Résistance de la charge [ $\Omega$ ]
$T_c$	Période de commutation[s]
$\Delta U$	Variation de la loi de commande [V]
$V_{AB}, V_s$	Tensions aux bornes de la charge [V]
$\Delta V_c$	Ondulation de la tension du hacheur [V]
$V_f$	Le fondamentale de la tension de charge[V]
$\omega$	Pulsation propre de la charge [rd/s]
$\omega_r$	Pulsation de résonance [rd/s]
$\omega_f$	Pulsation propre du filtre [rd/s]
$x_r^*$	Centre de gravité de la fonction d'appartenance
$Z$	Impédance de la charge [ $\Omega$ ]
$\rho$	Résistivité électrique [ $\Omega.m$ ]
$\mu$	Perméabilité magnétique [H/m]( $\mu=\mu_0.\mu_r$ )
$\mu_0$	Perméabilité magnétique du vide [H/m]
$\mu_r$	Perméabilité relative
$\mu(x)$	Fonction d'appartenance
$\Phi$	Flux magnétique [Wb]
$\alpha$	Rapport cyclique du hacheur
$\xi$	Coefficient d'amortissement
$\Psi$	Argument du pôle dominant [rd]
$\Phi_i$	Argument d'impédance [rd]
$\lambda$	Facteur ou degré de pondération
$\delta$	Profondeur de pénétration du courant électrique
$\varphi$	Déphasage entre le courant et la tension de la charge

---

# Introduction générale

---

Le chauffage par induction a connu ces dernières années un développement important, essentiellement lié aux avantages qu'apporte ce mode de chauffage : rendement, rapidité et souplesse d'emploi. Ce domaine a toujours été un élément moteur pour l'électronique de puissance et l'automatique, compte-tenu de la sévérité des cahiers de charge où les besoins en puissance, les fréquences de fonctionnement et les performances dynamiques sont sans cesse grandissants.

Les progrès des disciplines susmentionnées ont alors autorisé de nouvelles applications et l'induction s'étend à l'heure actuelle dans beaucoup de domaines autre que la fusion ou le traitement thermique.

Les applications des onduleur à résonance couvrent tous les domaines où il est nécessaire ou souhaitable d'avoir la moyenne ou la haute fréquence à un certain niveau de puissance. Ils conviennent particulièrement aux cas où la charge est inductive (chauffage par induction, plasma...) ou capacitive (ozoneurs), car on obtient un circuit oscillant simple en comportement naturelle de la charge.

Dans le domaine du chauffage par induction, les onduleurs de puissance à base de transistors MOSFET, IGBT, SUT'S 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][3].

Les générateurs inductifs sont d'usage tellement répandu dans l'industrie qu'une étude analytique ou une approche mathématique est indispensable pour prévoir les contraintes

les plus sévères tels que les surtensions, les pics répétitifs, les gradients de courant et de tension durant la commutation ainsi que les pertes excessives.

Ces contraintes sont dues (constats de plusieurs chercheurs ) d'une part aux inductances de fuites, le temps de recouvrement des diodes de roue libre et les capacités parasites intrinsèques des transistors (MOSFET) fonctionnant à des fréquences élevées et aux variations rapides de la charge (R,L) spécialement à la température de Curie (point de Curie). Une alternative est utilisée, ce sont les convertisseurs DC-AC à résonance en utilisant le mode de commutation à courant ou à tension nuls.

L'idée des convertisseurs résonants est de fournir la commutation douce. Celle-ci signifie que les pics de courant et celles de tension de sortie sont diminuées [4][5].

Le présent travail concerne la modélisation et le contrôle du système de chauffage par induction. Pour ce faire on a adopté le plan de travail constitué de quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre présente une étude théorique et l'état de l'art des systèmes de chauffage par induction concernant son principe de fonctionnement, ses propriétés, les différentes applications industrielles, les structures de puissance et les convertisseurs statiques utilisés pour l'alimentation de ces dernières.

Le second chapitre est consacré à l'analyse des convertisseurs à résonance (séries, parallèles, injection de courant) leurs propriétés et applications, les éléments semi conducteurs utilisés ainsi que les différentes techniques de réglage de puissance.

Le troisième chapitre comprend la modélisation des différentes parties du système à savoir la charge constituée de la pièce à chauffer, de l'inducteur qui l'entoure, de l'onduleur monophasé en pont complet ainsi que de l'hacheur qui alimente l'ensemble onduleur-charge. On présente aussi les différentes stratégies de commande et le comportement de la charge dans les deux modes *ZVS*(zero voltage switching) et *nZVS*(no zero voltage switching).

Le dernier chapitre a pour but de faire un contrôle globale du système par deux régulations différentes à savoir le régulateur classique PI (proportionnel intégral) et le PI-flou qui est de la famille des régulateurs intelligents. On termine par une comparaison entre les deux régulateurs.

Nous finirons ce travail 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 1

# État de l'art sur les systèmes de chauffage par induction

# Chapitre 1

---

## État de l'art sur les systèmes de chauffage par induction

---

### 1.1 Introduction

L'induction électromagnétique est une technique de chauffage pour les matériaux conducteurs d'électricité (métaux), fréquemment utilisée par de nombreux procédés thermiques tels que la fusion ou la chauffe des métaux.

L'induction électromagnétique a pour particularité de générer la chaleur directement à l'intérieur du matériau à chauffer. Cette particularité présente de nombreux atouts par rapport aux méthodes de chauffe plus standards, notamment la réduction des temps de chauffe et des rendements élevés, ou encore la possibilité de chauffer de façon très locale. Les hautes densités de puissance mises en jeu permettent d'obtenir des vitesses de chauffe très rapides [1]. Ce mode de chauffage se prête très bien aux traitements thermiques pour au moins deux raisons :

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

par induction une source substantielle d'économies d'énergie en traitement thermique [2].

## 1.2 Principe physique

Le principe du chauffage par induction électromagnétique est basé sur deux phénomènes physiques :

1. L'induction électromagnétique
2. L'effet joule [1].

### 1.2.1 Induction électromagnétique

L'induction électromagnétique est le vecteur de transfert de chaleur depuis la source vers l'objet à chauffer.

Le transfert de l'énergie vers l'objet à chauffer est créé par induction électromagnétique. Quand une boucle d'un matériau conducteur (voir figure 1.1.a) est placée dans un champ magnétique, on voit apparaître aux bords de la boucle une tension induite. C'est ce qu'exprime la formule suivante :

$$e_i = \frac{-d\Phi}{dt} \quad (1.1)$$

$e_i$  : Tension induite [V]

$\Phi$  : Flux magnétique [Wb]

t : Temps [s]

Quand la boucle est mise en court-circuit, la tension induite  $e_i$  va entraîner l'apparition d'un courant de court-circuit circulant dans le sens opposé au phénomène qui le génère. C'est la loi de Faraday-Lenz (voir figure 1.1.b).

Si un conducteur plein, (un cylindre par exemple), est soumis à une variation de flux magnétique (ou placé dans un champ magnétique alternatif), on voit apparaître, comme dans le cas de la boucle fermée, des courants induits. Ces courants sont dits courants de Foucault et circulent de façon non homogène dans le cylindre (voir figure 1.2). Les courants de Foucault, via la résistance électrique interne du cylindre, viennent chauffer le conducteur conformément à la loi de Joule. Remarque : pour de nombreuses applications pratiques, un

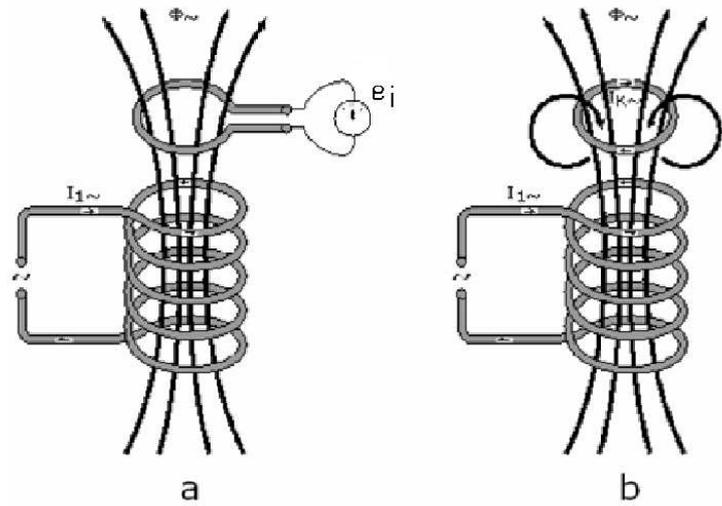


FIG. 1.1 – Loi de Faraday

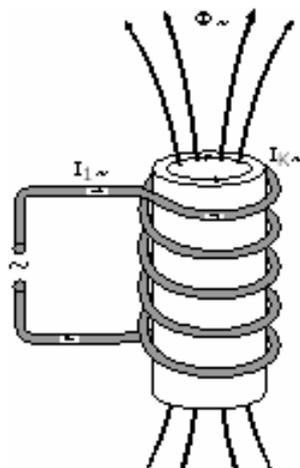


FIG. 1.2 – Courants de Foucault induits

solénoïde est utilisé pour générer le champ magnétique. Il existe, toutefois, de nombreuses formes d'inducteur autres pour les applications de chauffage par induction.

## 1.2.2 l'effet joule

Lorsqu'un courant  $I[A]$  parcourt un conducteur électrique de résistance  $R[\Omega]$ , la puissance dissipée dans le conducteur est exprimée :

$$P = R.I^2 \quad [W] \quad (1.2)$$

Pour la plupart des applications de chauffage par induction, la résistance  $R$  ne peut pas être facilement déterminée du fait de la distribution non uniforme des courants de Foucault dans le conducteur [1].

## 1.3 Installations de chauffage par induction

### 1.3.1 Aspects génériques

L'ensemble constitué de la bobine inductrice et de la charge se comporte, vu depuis la source d'alimentation, comme un circuit globalement inductif. Afin de réduire la consommation d'énergie réactive de ce circuit, il convient d'y adjoindre des condensateurs pour relever le facteur de déplacement.

L'alimentation est assurée par un convertisseur de fréquence permettant de faire varier la fréquence d'alimentation du circuit.

Les installations de chauffage inductif doivent inclure un système de refroidissement pour le convertisseur de fréquence et pour l'inducteur, ainsi qu'un système de transport de l'énergie et un système de commande et de mesure adapté [1].

### 1.3.2 Alimentations énergétiques et générateurs

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

Pour les installations à 50Hz  
La charge est directement connectée au transformateur. Le transformateur peut être

régulé pour ajuster le courant à l'impédance de la charge.

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

Convertisseur de fréquence à lampe à vide :

- Rendement : 55-70%
- Plage de fréquence : jusqu'à 3000kHz
- Plage de puissance : jusqu'à 1200kW

### **1.3.3 Inducteurs**

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

L'inducteur est le plus souvent en cuivre, afin de limiter les pertes électriques, il est refroidi par eau, dans la plupart des cas [1].

## **1.4 Propriétés du chauffage par induction**

### **1.4.1 Transfert de puissance : calcul simplifié**

C'est l'effet Joule, dû aux courants de Foucault, qui est responsable de l'augmentation de la température de l'objet à chauffer. La formulation simple de la puissance  $P = R.I^2$  ne peut pas être utilisée du fait de la non-uniformité de la distribution des courants induits

dans le conducteur [1].

La puissance absorbée peut être décrite comme :

$$P = \pi.d.h.H^2.\sqrt{\pi.\rho.\mu_0.\mu_r.f}.C.F \quad (1.3)$$

$d$  : Diamètre du cylindre [m]

$h$  : Hauteur du cylindre [m]

$H$  : Intensité du flux magnétique [A/m]

$\rho$  : Résistivité [ $\Omega.m$ ]

$\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide ( $4\pi.10^{-7}$  H/m)

$\mu_r$  : Perméabilité relative

$f$  : Fréquence [Hz]

$C$  : Facteur de couplage

$F$  : Facteur de transmission de puissance

Les deux derniers termes de la formule sont des facteurs de correction :

- F (facteur de transmission de puissance) : Prend en compte la relation entre la profondeur de pénétration et les dimensions externes de la charge (F dépend de la géométrie de la charge).
- C (facteur de couplage) : Corrige les différences relatives des dimensions de la charge et de l'inducteur. Cette correction diminue avec la longueur de l'inducteur et l'écart entre l'inducteur et la charge.

## Conclusions

★ La puissance peut être augmentée en augmentant l'intensité du flux magnétique H, c'est-à-dire en augmentant le nombre d'ampères tours de l'inducteur.

★ Une forte augmentation de la fréquence n'engendre qu'une petite augmentation de la puissance. Car plus la fréquence augmente, plus les pertes dans l'alimentation (convertisseurs statiques) sont importantes et plus la profondeur de pénétration diminue.

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

### 1.4.2 Rendement électrique

Le rendement électrique est défini comme suit :

$$\eta_e = \frac{P}{P + P_i} \quad (1.4)$$

P : Puissance transmise à la charge     $P_i$  : Puissance dissipée dans l'inducteur

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

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

### 1.4.3 Facteur de puissance

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

Le facteur de puissance de l'inducteur et de la charge se situe entre 0,05 et 0,6. Dans tous les cas, un relèvement du facteur de déplacement par condensateurs est requis[1].

## 1.5 Les caractéristiques du chauffage par induction

### 1.5.1 Les caractéristiques techniques

#### Procédé technique

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

#### Consommation énergétique

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

#### Qualité

- Une pureté extrême peut être obtenue en travaillant sous vide ou dans des atmosphères inertes ;
- L'endroit de chauffe peut être déterminé avec précision ;
- Le chauffage peut être réglé d'une façon très précise.

#### Environnement et conditions de travail

- Pas de production de fumée

**Limites**

- Une installation à induction requiert un investissement important qui ne peut être considéré qu'après comparaison avec d'autres techniques de chauffage ;
- Le chauffage par induction est utilisé principalement pour le chauffage de formes simples [1].

**1.5.2 Les caractéristiques électromagnétiques**

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

\* L'effet de peau, qui caractérise la répartition des courants induits dans la pièce : le champ magnétique alternatif qui pénètre dans le matériau décroît rapidement pour disparaître et avec lui les courants induits ;

\* La puissance dissipée dans la pièce caractérise le phénomène électrique, de nombreux paramètres interviennent :

- La fréquence du courant ;
  - La nature magnétique et thermique du matériau ;
  - Le champ inducteur ;
  - Le couplage entre l'inducteur et la pièce à chauffer (entrefer, longueurs respectives) ;
  - Le type d'inducteur et les caractéristiques géométriques ;
- Et La nature des conducteurs de l'inducteur.

La répartition des courants et l'énergie dissipée dans la pièce peuvent être déterminées rigoureusement en utilisant les équations de Maxwell traduisant les lois fondamentales de l'électromagnétisme en régime quasi stationnaire.

**Profondeur de pénétration**

Une caractéristique générale des courants alternatifs est de ne pas utiliser toute la section utile des conducteurs pour circuler. Il apparaît, en effet, qu'ils se concentrent sur

la périphérie des conducteurs : c'est l'effet de peau. Ainsi, les courants de Foucault induits dans le matériau à chauffer sont plus importants en périphérie qu'au cœur de l'objet. Il en résulte que la chaleur est principalement générée à l'extérieur. L'effet de peau est caractérisé par la profondeur de pénétration  $\delta$ , qui se définit comme l'épaisseur de la couche superficielle dans laquelle circule 87% de la puissance générée (voir figure 1.3) [1].

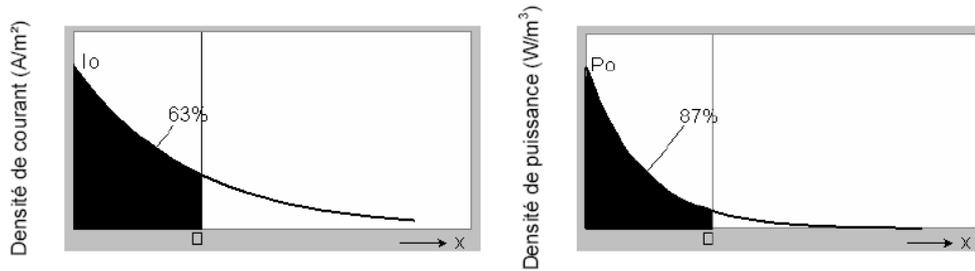


FIG. 1.3 – Profondeur de pénétration

La profondeur de pénétration peut être déduite des équations de Maxwell. Pour une charge cylindrique d'un diamètre très supérieur à  $\delta$ , la formule est :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad [m] \quad (1.5)$$

$\rho$  : Résistivité [ $\Omega \cdot m$ ]

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

$f$  : Fréquence [Hz]

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

D'après la formule ci-dessus, il apparaît que la profondeur de pénétration est inversement proportionnelle à la racine carrée de la perméabilité magnétique  $\mu_r$ .

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 offrent donc des profondeurs de pénétration beaucoup moins importantes.

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.

Le tableau suivant regroupe des ordres de grandeur de  $\delta$  en fonction de plusieurs matériaux pour différentes fréquences [1].

$\delta$ en [mm]	Acier 20°C	Acier 20°C	Cuivre 20°C	Cuivre 900°C	Graphite 20°C
$\rho$ [ $\mu\Omega.m$ ] →	0,16	0,16	0,017	0,086	10
$\mu_r$ [-] →	40	100	1	1	1
Fréquence ↓					
50 Hz	4,50	2,85	9,31	20,87	225,08
100 Hz	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	0,20	0,66	1,48	15,92
100 kHz	0,10	0,06	0,21	0,47	5,03
1 MHz	0,03	0,02	0,07	0,15	1,59

**Tableau 1: Profondeur de pénétration**

### La résistivité électrique

La profondeur de pénétration est proportionnelle à la racine carrée de la résistivité de l'induit. Celle-ci, pour les métaux, croît généralement avec la température. Pour modéliser l'évolution de la résistivité électrique, on propose deux modèles, développés à partir des

mesures [2].

Modèle 1 :

$$\rho(T) = \rho_0 \exp\left(\frac{-T}{C}\right) \quad (1.6)$$

Modèle 2 :

$$\rho(T) = \frac{\rho_0 + \rho_1}{2} - \frac{\rho_0 - \rho_1}{\pi} \arctg\left(\frac{T - T_b}{T_R}\right) \quad (1.7)$$

$\rho$  : Résistivité électrique [ $\Omega\text{m}$ ];

$\rho_0$  : Résistivité électrique constante à 20 °C [ $\Omega\text{m}$ ];

(Pour un acier du type 50CV4; 1.);  $\rho_0 = 0,2 * 10^{-6}$  2.);  $\rho_0 = 0,18 * 10^{-6}$ )

$\rho_1$  : Résistivité électrique constante [ $\Omega\text{m}$ ];

(Pour un acier du type 50CV4;  $\rho_1 = 1,1 * 10^{-6}$ );

T : Température [°C];

$T_b$  : constante [°C] (Pour un acier du type 50CV4;  $T_b = 550$ );

$T_R$  : Constante [°C] (Pour un acier du type 50CV4;  $T_R = 150$ );

C : constante [°C] (Pour un acier du type 50CV4; C = -480).

le modèle 2, représente bien le comportement électrique global du matériau, surtout pour les températures élevées ( $T > 800$  °C).

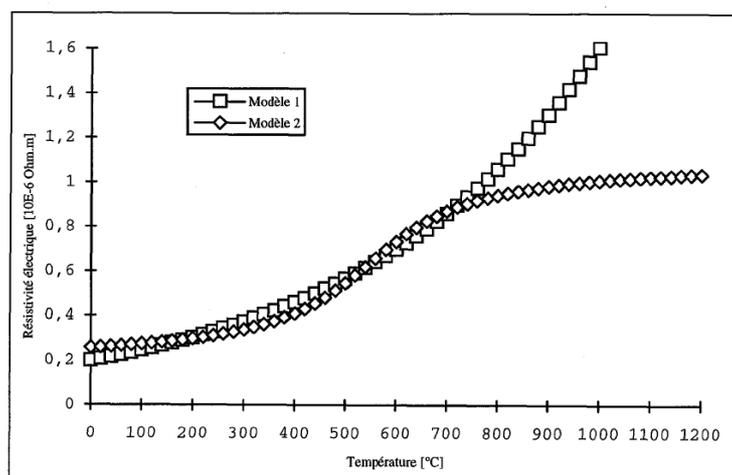


FIG. 1.4 – Evolution de la résistivité en fonction de la température pour un acier 50 CV 4

La conductivité électrique (valeur réciproque de la résistivité électrique) est un phénomène qui s'explique par l'existence des électrons libres, qui se déplacent avec une grande vitesse dans un matériau métallique soumis à une tension électrique. Les électrons, durant leur parcours dans le métal, entrent en collision avec des ions ou des atomes de la grille. La résistivité électrique, étant dépendante de la température du matériau, est d'autant plus importante que, pour un libre parcours moyen donné le nombre de collisions est élevé.

La résistivité est définie physiquement par :

$$\rho = \frac{m_e \cdot v_e}{n \cdot e^2 \cdot l} \quad (1.8)$$

$\rho$  : Résistivité électrique [ $\Omega\text{m}$ ];

$m_e$  : Masse de l'électron;

$v_e$  : Vitesse de l'électron;

$n$  : Nombre des électrons de conductivité;

$e$  : Charge de l'électron;

$l$  : Libre parcours moyen de l'électron.

### **La nature magnétique du matériau**

La profondeur de pénétration est inversement proportionnelle à la racine carrée de la perméabilité magnétique relative  $\mu_r$ . Pour les matériaux magnétiques ( $\mu_r > 1$ ), la profondeur de pénétration est réduite. Pour un matériau donné à chauffer, ce sont les grandeurs qui varient avec la température et avec le champ magnétique [2].

Dans le cas de l'acier magnétique, on doit distinguer deux états :

1. Avant la température de Curie  $T_c$  ( $T < \text{env. } 760 \text{ }^\circ\text{C}$ );
2. Après la température de Curie  $T_c$  ( $\mu_r = 1$ ).

La figure (1.5) donne les profils de puissance pour les trois phases de chauffage, dans le cas d'une billette d'acier magnétique de diamètre 120 mm, avec une fréquence

d'alimentation de 300 Hz. Seule une approche numérique permet de déterminer les profils de puissance et la profondeur de pénétration des courants induits.

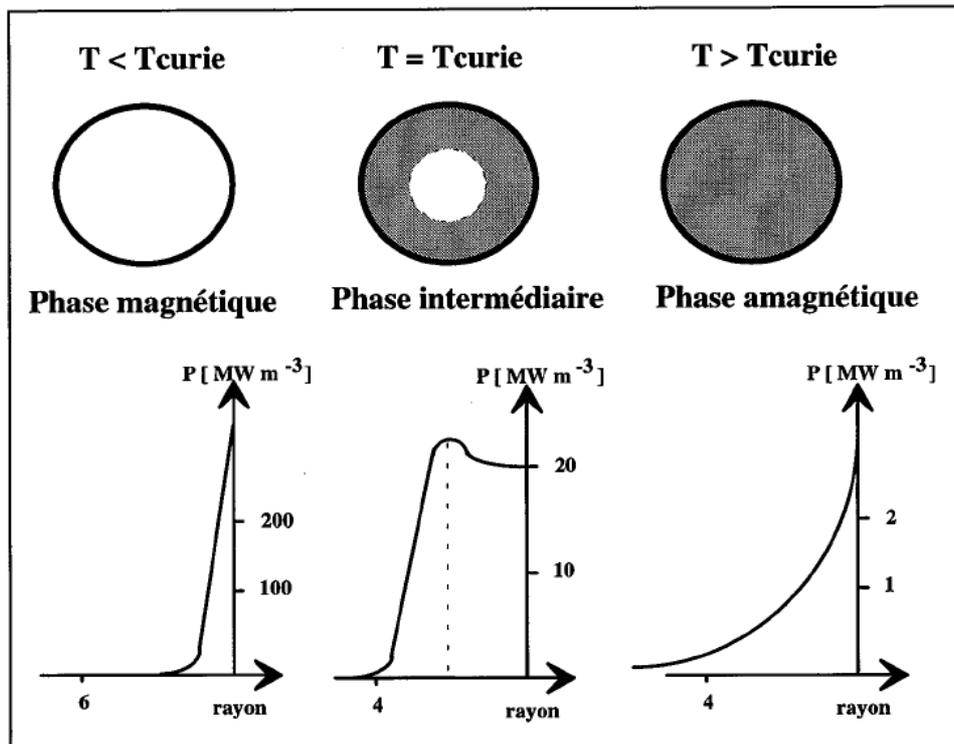


FIG. 1.5 – Distribution de puissance pour une billette en acier magnétique

La courbe  $B = f(H, T)$  d'un matériau ferromagnétique est de type non - linéaire

La formule suivante, qui approche la courbe  $B = f(H, T)$  par une fonction analytique établie à partir de mesures, est souvent utilisée pour représenter cette dépendance de l'induction  $B$  par rapport au champ  $H$  et à la température  $T$ .

$$\mathbf{B}(H, T) = [1 - \exp(\frac{T - T_c}{C})] \cdot 2 \frac{B_s}{\pi} \cdot \text{arctg}(\frac{a \cdot \pi}{2 \cdot B_s}) + \mu_0 \cdot H \quad (1.9)$$

$T_c$  : Température de Curie ;

$C$  : Constante ;

$B_s$  : Aimantation de saturation ;

$a$  : Pente initiale de la courbe  $B = f(H, T)$ .

## 1.6 Applications industrielles

Les applications industrielles types pour le chauffage par induction sont : la fusion de métal, le chauffage de métal pour en faciliter la formabilité, le brasage, le soudage et toutes sortes de traitements de surface. Toutefois, en utilisant des conducteurs électriques spécifiques (tels que le graphite) d'autres matériaux peuvent être chauffés (verre...)[1].

### 1.6.1 Fusion de métal par induction dans les fours à creuset

La surface intérieure du creuset est constituée d'un revêtement réfractaire (brasque), qui contient le matériau à porter à la fusion et est entouré par la bobine inductrice.

L'inducteur est refroidi par eau et entouré d'un noyau de fer pour améliorer le couplage magnétique.

Il existe des applications à 50Hz mais aussi à moyennes fréquences. Les gammes de puissance, (jusqu'à 10MW pour des applications standards, et jusqu'à 1200kW/ton pour des applications spécifiques), sont très élevées, et permettent de réduire considérablement les temps de fusion.

Les fours à creuset à basse fréquence (50Hz) sont dédiés aux applications de taille importante (en termes de puissance et de capacité). Les applications à moyennes fréquences sont de taille plus modeste, mais offrent de plus grandes flexibilité de production et sont plus compactes.

On observe un remplacement progressif des applications basses fréquences par des applications moyennes fréquences.

### 1.6.2 Brasage

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

L'induction est souvent utilisée pour chauffer les pièces localement. De plus, l'augmentation de température étant rapide, cela permet de mieux contrôler d'éventuels problèmes d'oxydation et de changement de structure ou de composition du matériau. Le brasage sous atmosphère inerte est également possible.

Le chauffage par induction correspond bien à des vitesses de production élevées sur des lignes de production automatisées.

### 1.6.3 Durcissement de l'acier par induction

Les aciers dont le pourcentage de carbone est supérieur à 0,3% sont adaptés aux traitements de durcissement de surface. La pièce est d'abord portée à une température de 900°C puis brusquement refroidie. Cette technique est utilisée pour le durcissement des aciers des pignons de boîte de vitesse, des vilebrequins, des soupapes, des lames de scie, des bèches, des rails et bien d'autres applications.

Le procédé de chauffage par induction présente l'avantage d'appliquer le traitement localement, de ne pas changer la composition chimique de la couche surfacique et d'éviter les déformations. Grâce à la précision de chauffe, les consommations d'énergie sont moindres que pour d'autres techniques pour lesquelles le chauffage global du produit est nécessaire.

Les densités de puissance mises en jeu pour les applications de durcissement par induction sont de l'ordre de 1.5 à  $5kW/cm^2$ , et le temps de traitement est de l'ordre 2 secondes. La figure (1.6) représente des inducteurs. Certains sont équipés d'un système de spray permettant de refroidir la pièce juste après la chauffe.

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

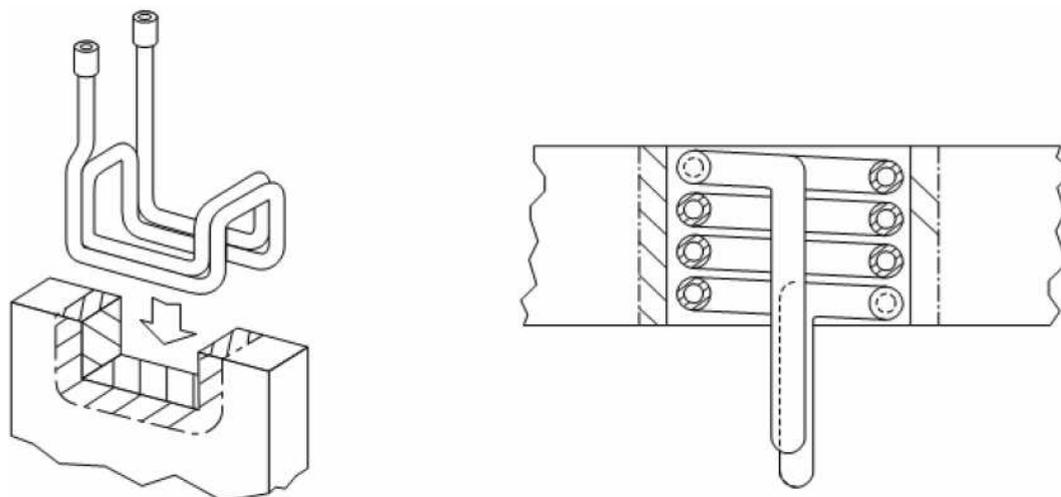


FIG. 1.6 – Inducteurs pour durcissement

## 1.7 Les convertisseurs statiques pour les systèmes de chauffage par induction

### 1.7.1 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 [3][4][5][6].

Le système magnétique est donc généralement constitué d'un bobinage, de taille et de forme adaptées 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 1.7) [7][8][9].

$K$  : 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

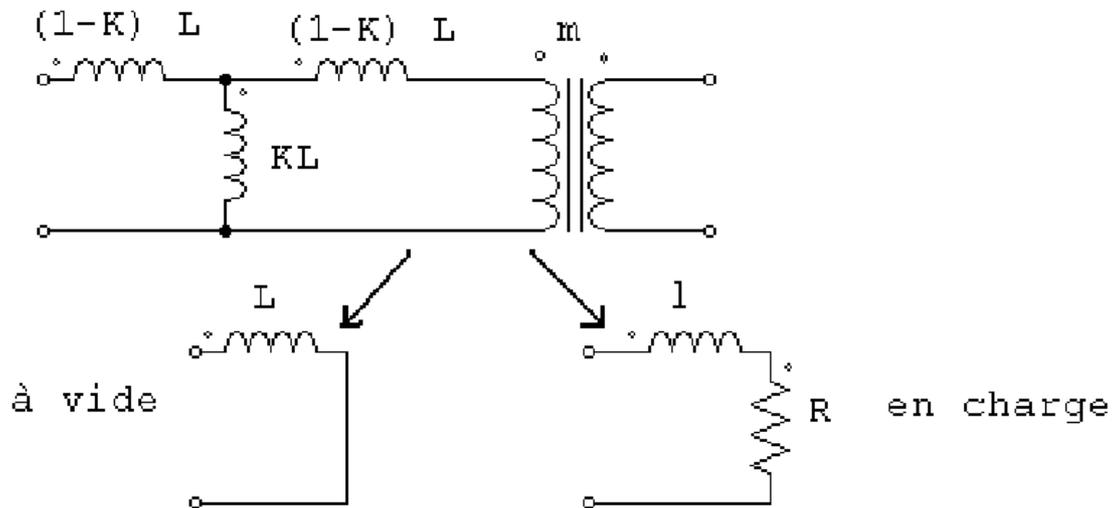


FIG. 1.7 – Schéma équivalent du système couplé (inducteur+charge)

apporte une résistance représentative de la puissance et fait chuter l'inductance totale ( $l < L$ ).

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 fréquence est imposé par le métal (résistivité et perméabilité magnétique), les dimensions des pièces à chauffer et les températures de chauffage. 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 [5].

Il y a donc un compromis à trouver entre la puissance et la pénétration en fonction du matériau et du type de traitement à effectuer.

Le concepteur du générateur à induction se trouve alors confronté à une charge :

- Qui est inductive avec un faible facteur de puissance ;

Et dont les éléments sont susceptibles de varier de façons importante (présence ou non de charge, évolution de la température).

La plage des fréquences utilisées s'étend généralement de quelques dizaines de Hz à 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.

### 1.7.2 Les structures de puissance

La nature inductive de la charge impose que l'on compense la puissance réactive de cette dernière à l'aide d'un condensateur, placé soit en parallèle soit en série (figure 1.8) [10].

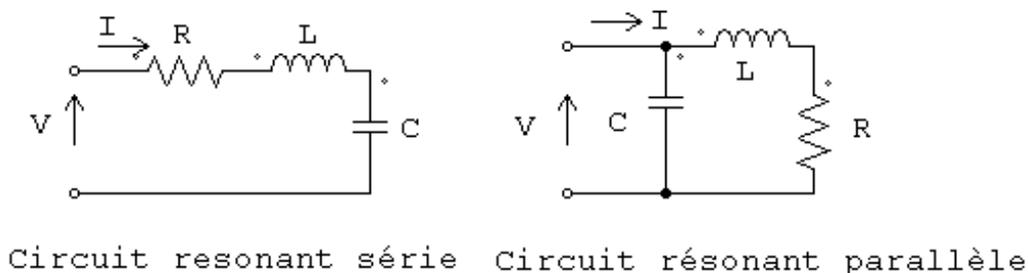


FIG. 1.8 – Circuits résonants (série / parallèle)

On a alors affaire à un circuit résonant dont la fréquence d'attaque sera un moyen de contrôle vis à vis de la fréquence de résonance.

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.

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 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 ;
- La disponibilité des semi-conducteurs en fonction de la puissance du dispositif.

Voici un tableau qui donne les choix des composants électronique pou les deux structures :

Type d'onduleur	La position de $f/f_r$	La position du courant I/ la tension V	Choix du composant
Onduleur de tension	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>f &lt; f_r</math></li> <li>• <math>f &gt; f_r</math></li> </ul>	I en avance de phase/V I en arrière de phase/V	Thyristor + diode antiparallèle Thyristor-dual
Commutateur de courant	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>f &lt; f_r</math></li> <li>• <math>f &gt; f_r</math></li> </ul>	I en arrière de phase/V I en avance de phase/V	Thyristor Thyristor-dual + diode série

**Tableau 2 : Choix des composants électronique**

A partir de ces considérations générales, la technologie de semi-conducteurs a donner plus ou moins d'essor à telle ou telle structure à cause des caractéristiques statiques et des performances dynamiques propres à chacun d'eux.

Ainsi, le véritable 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 ( $t_q$  : temps de recouvrement du thyristor) qui interdit les fréquences élevées ( $f < 10kHz$ ) mais ce composant reste très utilisé pour les puissance élevées.

Les composants commandable au blocage ont permet l'essor de nouvelles structures et la synthèse des fonctions interrupteurs nécessaires.

### **Contrôle de puissance**

Le contrôle le plus simple pour les structures onduleurs est la variation de fréquence, avec le contrôle du déphasage courant / tension pour s'assurer de la commutation naturelle des interrupteurs. Néanmoins, la puissance peut être contrôlée via la source d'entrée, à l'aide d'un redresseur commandé ou d'un redresseur non commandé associé à un hacheur.

## **1.8 Conclusion**

Dans ce premier chapitre, nous avons fait le point sur le chauffage par induction, les propriétés ainsi que leurs 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 limite supérieure de fréquence suivant la technologie du composant et la puissance demandée.

Enfin, le contrôle le plus simple pour les onduleurs est la variation de fréquence, néanmoins, la puissance peut être contrôlée via la source d'entrée.

## Chapitre 2

# Analyse des différentes structures des onduleurs à résonance

## Chapitre 2

---

# Analyse des différentes structures des onduleurs à résonance

---

### 2.1 Introduction

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 l'accroissement parallèle des pertes par commutation dans les interrupteurs. Une première solution consiste à doter ces interrupteurs de circuits d'aide à la commutation (CALC), toute 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.

On peut considérer que les alimentations à résonance sont apparues avec le développement des convertisseurs statiques destinés au chauffage par induction. Parallèlement, 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 correspondant à la fréquence du traitement thermique que l'on désirait obtenir, ce circuit étant excité par un convertisseur statique. Rappelons que l'atout essentiel de ces dispositifs de conversion est la commutation naturelle qui va permettre de résoudre élégamment le problème de la

commutation des interrupteurs.

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

- Les alimentations à résonance ;

Et les alimentations quasi-résonantes [17].

## 2.2 Types de convertisseurs statiques à résonance

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

1- Convertisseurs à résonance côté alimentation

2- Convertisseurs à interrupteurs résonant

Et, les Convertisseurs à résonance côté charge

### 2.2.1 Convertisseurs à résonance coté alimentation

Dans les onduleurs conventionnels à MLI, l'entrée de l'onduleur est une tension avec une amplitude constante  $V_s$ , et la sortie sinusoïdale (monophasé ou triphasés) est obtenue par le mode de commutation, la tension d'entrée est faite pour osciller autour de la tension  $V_s$  au moyen d'un circuit résonant L-C, donc la tension d'entrée reste zéro pour une durée finie pendant laquelle les états des interrupteurs de l'onduleur peuvent être changés, aboutissant ainsi aux ZVS (figure 2.1). [17] [18].

### 2.2.2 Convertisseurs à interrupteurs résonants

Les interrupteurs sont caractérisés par une commutation spontanée et posséderont nécessairement trois segments. On aboutit aux quatre fonctions de la (figure 2.2), auxquelles sont associés les CALC adéquats, à savoir un condensateur parallèle pour les fonctions de blocage et une inductance série pour les fonctions d'amorçage. Les interrupteurs résonants sont alors obtenus en ajoutant à chacune des fonctions précédentes l'élément dual

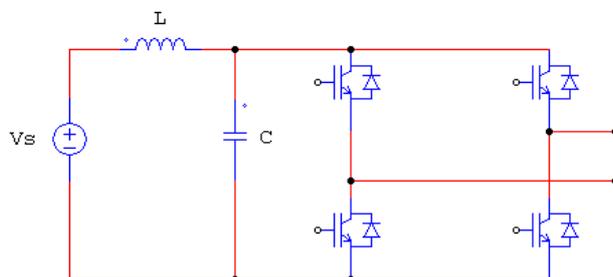


FIG. 2.1 – Convertisseur à résonance coté alimentation

du CALC associé, soit une inductance pour les fonctions de blocage, soit un condensateur pour les fonctions d'amorçage. [11].

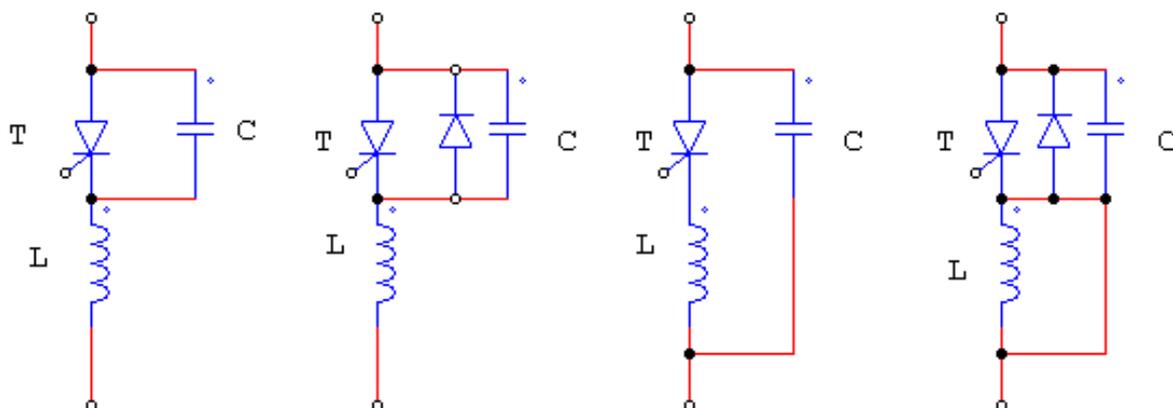


FIG. 2.2 – Interrupteurs résonants

### 2.2.3 Convertisseurs à résonance côté charge

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

Dans ces convertisseurs, la puissance écoulee vers la charge est contrôlée par l'impédance résonante, qui à son tour contrôlé par la fréquence de commutation en comparaison avec la fréquence de résonance. Ces convertisseurs DC/DC et DC/AC peuvent être classées comme suit[17] :

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

## 2.3 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 .

En 1982, Frank et autres ont développé un circuit série résonnant alimenté par l'onduleur de tension à l'aide des transistors MOSFET comme représenté sur la figure (2.3(a)). En 1985, Bottari et autres ont présentés un circuit à résonance parallèle alimenté par un onduleur de courant à l'aide des transistors MOSFET comme représenté sur la figure (2.3(b)) [19].

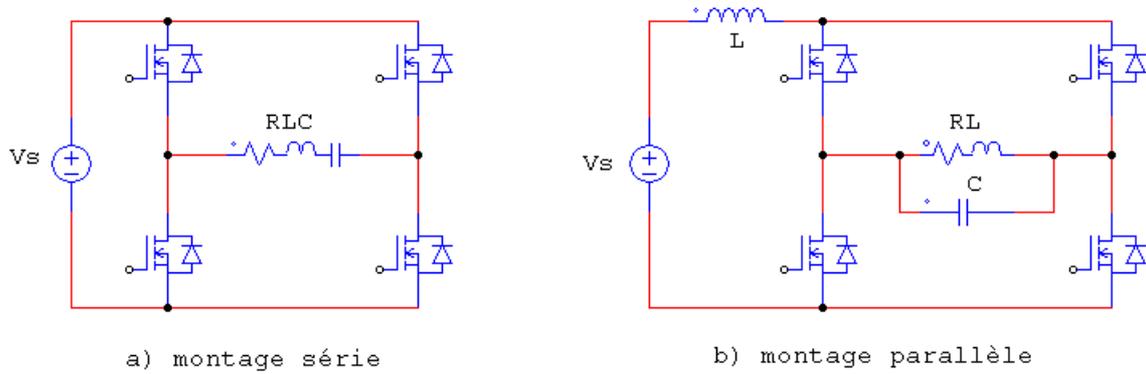


FIG. 2.3 – Onduleurs en pont à résonance

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.

### 2.3.1 Onduleur à résonance série

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

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

Pour laquelle l'impédance

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} \quad (2.2)$$

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  $QV_s$  ( $(Q = \frac{L\omega_0}{R})$  étant le facteur de qualité), (donc très supérieur à  $V_s$ ). Un tel montage s'applique naturellement aux cas de

faibles puissances et en haute fréquence, car l'impédance de l'inducteur est alors élevée ( $L\omega$ ), ce qui nécessite une forte tension.

L'onduleur, mettant en œuvre deux cellules de commutation identiques (dans lesquelles les interrupteurs à trois segments restent à définir plus précisément), appliqué au circuit résonant RLC série une tension rectangulaire symétrique de valeur  $\pm E$ . Du fait de la forte sélectivité du circuit série, le courant  $I$  qui circule est quasi-sinusoïdale pour des fréquences proches de la fréquence de résonance. La puissance est réglée à partir de la tension continue. Le fondamentale de la tension est parfaitement synchrone avec la tension réel (même 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 commandé.
- Si  $f > f_r$ , le courant est en retard sur la tension, on a affaire à une commutation spontanée d'amorçage et un blocage commandé.

Le contrôle du convertisseur ne peut être effectué que par l'intermédiaire de la fréquence de commande [19] [20]).

### 2.3.2 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-sinusoïdale.

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

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + (L\omega)^2}{(1 - LC\omega)^2 + (RC\omega)^2}} \quad (2.3)$$

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 :

$$|Z| = \frac{L}{RC} = R_e \quad (2.4)$$

L'impédance du circuit est alors réelle ( $R_e$ ). Le courant fourni par le générateur ( $I_s$ ) est minimal, en phase avec la tension et égal à  $V_s/R_e$ . Le courant dans l'inducteur I a pour valeur  $QI_s$ . Il est très important par rapport au courant du générateur [19] [20].

L'analyse du fonctionnement montre que l'influence de la fréquence est tout à fait contraire à celle observée dans les onduleurs de tension :

- Pour  $f < f_r$ , les signes de la commutation et du courant, dans chaque cellule, sont opposés, ce qui correspond un blocage commandé des interrupteurs.

- Pour  $f > f_r$ , les signes de la commutation et du courant sont identiques, ce qui correspond à un amorçage commandé des interrupteurs.

On plus de ces deux types on trouve un autre type d'onduleurs à résonance dit à injection de courant.

### 2.3.3 Onduleur à injection de courant

Le principe de ce type de dispositif est indiqué par la (figure 2.4). Un circuit oscillant parallèle reçoit périodiquement des impulsions de courant apportant l'énergie dissipée dans la charge au cours de la période.

Ces impulsions sont commandées par l'inversion de la tension (dans le sens croissant, dans notre cas de figure) aux bornes de la charge; elle proviennent de la décharge d'un condensateur C, décharge provoquée par l'enclenchement d'un thyristor T; les bobines servent à limiter l'intensité des courants de charge (L) et de décharge (l)[13].

La tension aux bornes du thyristor s'exprime, lorsque T est bloqué par :

$$V_T = V_C - V \quad (2.5)$$

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

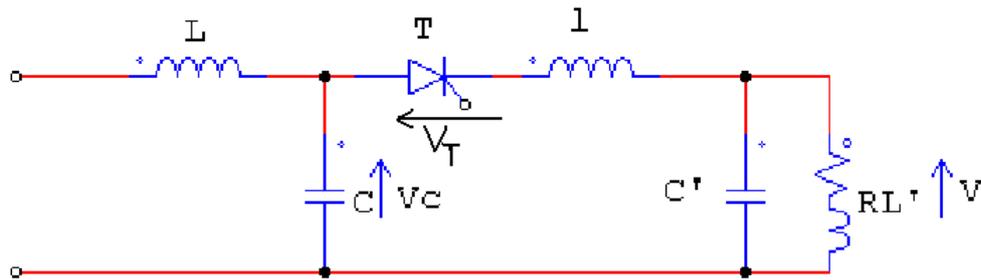


FIG. 2.4 – Onduleur à injection

## 2.4 Les éléments semi-conducteurs de l'électronique de puissance

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. Bien que le thyristor soit le composant le plus répandu en induction, la fonction "thyristor" peut être synthétisée avec d'autres semi-conducteurs plus rapides. Les composants cités ci-dessus concernent toutes les applications de l'électronique de puissance.

### 2.4.1 Diode

La diode est un élément semi-conducteur non commandable, constitué d'une jonction PN. La diode présente deux bornes : l'anode A et la cathode K. La diode laisse passer le courant dans le sens direct et le bloque dans le sens inverse.

La représentation symbolique d'une diode est donnée en figure suivante.

Pour une diode au silicium, la tension anode-cathode ( $V_{AK}$ ) à l'état de conduction est de l'ordre de  $0.7V$  : (chute de tension directe)[12].



FIG. 2.5 – représentation symbolique d’une diode

### 2.4.2 MOSFET

Ce composant à grille isolée utilise l’effet de champ et présente des temps de commutation très faibles. Ainsi, des applications en hautes fréquences. Les capacités en courant et en tension de ce composant restent limitées, la montée en puissance ne peut se faire qu’avec des mises en parallèle/ou mises en série. Enfin, ce composant présente une diode ”naturelle” en antiparallèle et une capacité drain-source relativement importante. Son domaine de prédilection est alors la fonction Thyristor-dual [19] [21] [22] .

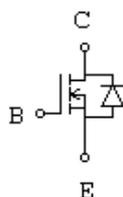


FIG. 2.6 – Représentation symbolique d’un MOSFET

### 2.4.3 Transistor bipolaire

Ce composant à injection est intéressant pour les tension moyennes jusqu’à 1500V avec une capacité en courant qui peut atteindre quelques centaines d’Ampères.

Ses défauts majeurs sont liés à sa commande délicate, au temps de stockage et à son aire de sécurité Ses temps de commutation restent néanmoins faibles permettant l’utilisation jusqu’à 100 kHz pour une puissance de 20 KW[23] [24].

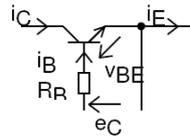


FIG. 2.7 – Symbole d'un transistor bipolaire

#### 2.4.4 Transistor IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

Ce composant est né de l'association intégrée d'un transistor MOSFET et d'un transistor bipolaire. Il associe les avantages de chacun d'eux :

- Commande en tension
- Tenue en tension
- Meilleure utilisation du silicium et dans une moindre mesure, les inconvénients :
- Traînage du courant
- Chute de tension à l'état passant.

Comme le transistor bipolaire, il est unidirectionnel en tension et en courant. Ce composant a connu un fort développement ces dernières années et s'impose actuellement en remplacement du MOSFET et du Bipolaire [25].

#### 2.4.5 Thyristor

C'est le composant le plus répandu en induction, car le plus ancien, il permet la réalisation de convertisseurs de fortes puissances jusqu'à quelques kHz. Uniquement commandable à l'amorçage, il nécessite la mise en œuvre d'une structure à commutation naturelle ou d'un circuit de blocage (pas nécessaire en induction, grâce au circuit résonnant).

#### 2.4.6 Thyristor GTO

Le thyristor GTO est un thyristor généralement asymétrique, qui peut être éteint par la gâchette.

La structure interdigitée de la gâchette permet l'évacuation des charges lors du blocage. Ce blocage est néanmoins générateur de pertes et un CALC à l'ouverture est nécessaire. Ce

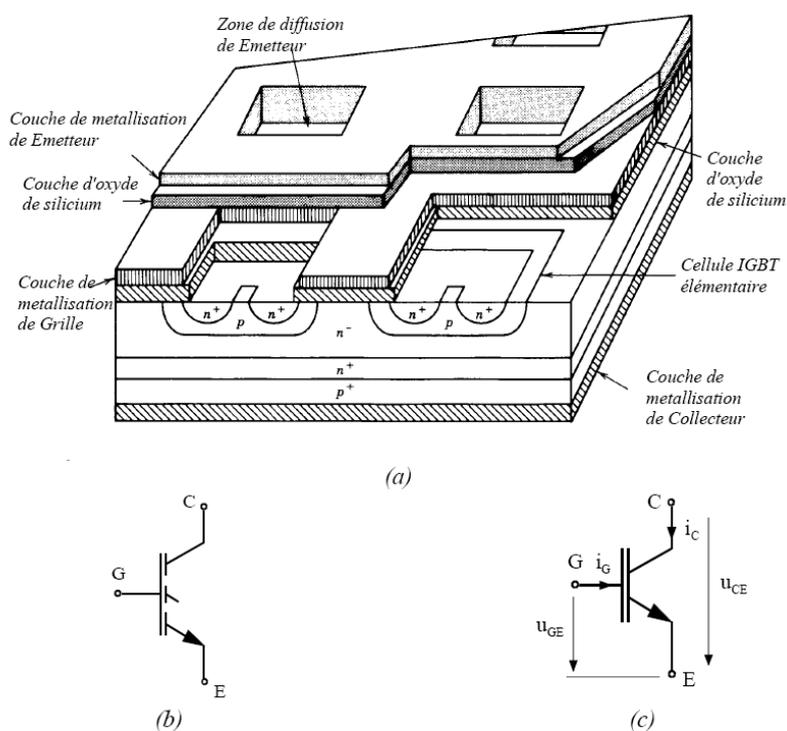


FIG. 2.8 – (a)Structure de l'IGBT, (b)et(c) Symboles électriques

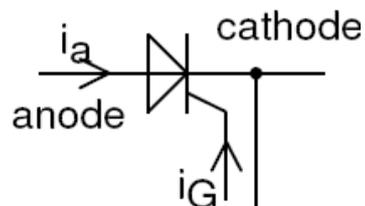


FIG. 2.9 – Symbole d'un thyristor

composant s'est particulièrement développé en forte puissance (quelques kA - quelques kV) mais reste encore peu employé en induction. Il devrait remplacer le thyristor conventionnel à l'avenir.

Voici une illustration qui récapitule l'ensemble des éléments semi-conducteurs [26]

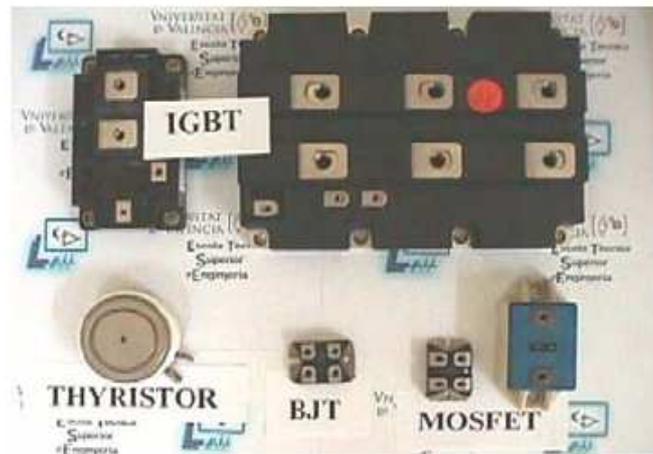


FIG. 2.10 – Différents éléments semi-conducteurs

## 2.5 Propriétés des onduleurs à résonance

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 derniers 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[15].

### 2.5.1 Caractéristiques des onduleurs séries

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

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

### 2.5.2 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 [15].

### 2.5.3 Bilan énergétique

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

bilan pour onduleur série	bilan pour onduleur parallèle
<b>La tension :</b> $U_{eff} = E$	$U_{effe} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \frac{E}{\cos \varphi}$
<b>Le courant :</b> $I = \frac{4E}{\pi \sqrt{2} R} \cos \varphi$ $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$I = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\cos^2 \phi}{\cos^2 \varphi} \cdot \frac{E}{R}$
<b>la puissance convertie :</b> $P = \frac{8}{\pi^2} \frac{E^2}{R} \cos^2 \varphi,$	$P = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{E^2}{R} \frac{\cos^2 \gamma}{\cos^2 \varphi},$

## 2.6 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 [15].

### 2.6.1 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 ins-

tants 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 contrôles précédemment citées, le contrôle de la fréquence ne nécessite aucun capteur dans le convertisseur [10].

## 2.6.2 Contrôle à fréquence fixe

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

Les différentes techniques de contrôle de l'amplitude du courant  $j$  apparaissent alors plus clairement sur la figure (2.11)[15].

\* Réglage de  $Z(w_s)$  :

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

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

✓ Réalisation d'une inductance variable :

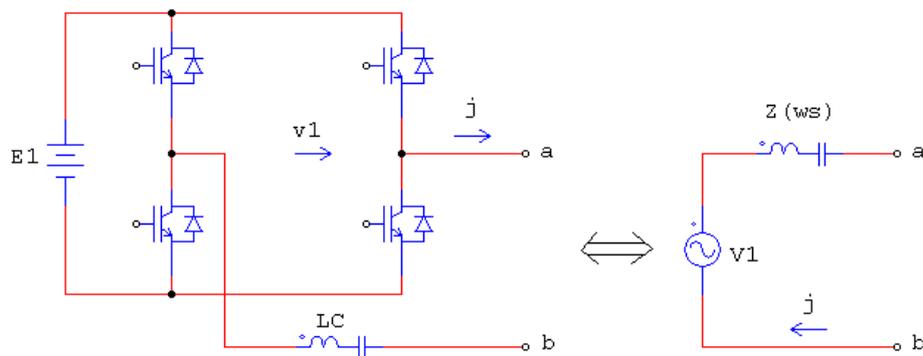


FIG. 2.11 – Schéma équivalent de l'impédance

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.

✓ Réalisation d'un condensateur variable :

- Un condensateur en antiparallèle avec un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant commandé au blocage,
- Un redresseur de courant commandé au blocage,
- 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  $Z(w_s)$  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 (2.11). mais deux sources identiques et connectées en parallèle, dont le déphasage relatif est variable et contrôlable entre 0 et  $\pi$ .

## 2.7 Applications des onduleurs à résonance

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

Par ailleurs on peut citer quelques applications des onduleurs autonomes :

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

### 2.7.1 Alimentation des ozoneurs à moyennes fréquences

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

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

## 2.8 Choix de la topologie

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

. L'onduleur en pont-complet est préférable à l'onduleur en demi-pont. Il peut fournir deux fois la tension de sortie. Ceci implique que, pour la puissance équivalente de sortie, le courant de sortie est divisé par deux [28].

. Dans les deux cas (onduleurs série et parallèle), à la résonance, il débite sur une résistance pure.

- Un tel montage (série) s'applique naturellement aux cas des faibles puissances et en haute fréquences, car l'impédance de l'inducteur est alors élevée ( $L\omega$ ), ce qui nécessite une forte tension.

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

\* Le réseau pour du chauffage à 50 Hz et pour des puissances pouvant atteindre plusieurs MW.

\* Les générateurs à thyristors pour les fréquences comprises entre 50 et 10 kHz, du kW jusqu'au MW.

\* les générateurs à triodes pour les fréquences supérieures à 10 kHz.

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

## **2.9 Conclusion**

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

## Chapitre 3

# Modélisation du système de chauffage par induction et stratégies de commande

## Chapitre 3

---

# Modélisation du système de chauffage par induction et stratégies de commande

---

### 3.1 Introduction

Une modélisation mathématique des dispositifs du chauffage par induction est indispensable pour élaborer la commande des convertisseurs à résonance.

Un onduleur de tension est choisi pour notre application, le système peut travailler en deux mode (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 tels que la commande symétrique, la commande décalée et la commande à MLI.

### 3.2 Schéma synoptique complet du système

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

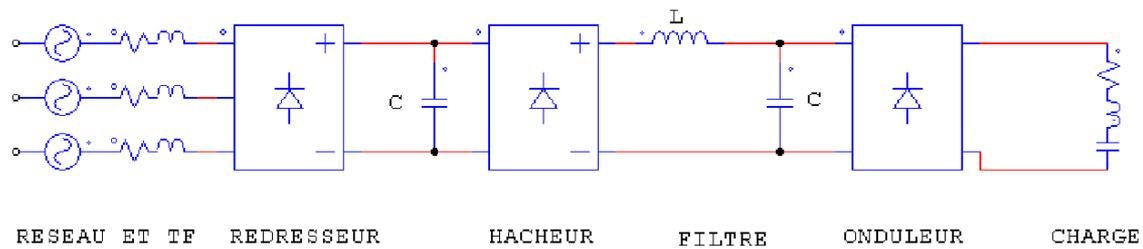


FIG. 3.1 – Schéma synoptique du système complet

Le schéma se compose de quatre parties essentielles :

- 1) Le réseau triphasé avec un transformateur et un redresseur ajusté par la MLI de la tension
- 2) Un convertisseur DC-DC (Buck Converter) abaisseur dont le rôle est d'ajuster la tension d'entrée de l'onduleur en cas de perturbation au niveau de la charge suivi d'un filtre LC
- 3) Un onduleur en pont monophasé fonctionnant à la fréquence désirée pour alimenter l'inducteur
- 4) La charge qui est constituée de l'inducteur et la pièce (RL) associés à une capacité de façon à former un circuit oscillant [20].

## 3.3 Modélisation du système

### 3.3.1 Modélisation de la charge

La charge considérée est constituée de la pièce à chauffer et de l'inducteur de  $N$  spire parcourue par le courant de l'onduleur. L'ensemble inducteur et charge forment un circuit électrique présenté sur la figure (3.2). L'inducteur et la pièce à chauffer sont équivalentes à une inductance et une résistance en série.

L'inducteur peut être considéré comme le primaire d'un transformateur dont la pièce à traiter est le secondaire fonctionnant en court-circuit. Les courants induits dans la pièce créent un flux qui s'oppose au flux primaire. Ces courants chauffent la pièce par effet Joule.

Ce phénomène, observé pour la première fois par Lord Kelvin, est appelé effet pelliculaire. On définit une épaisseur de peau comme l'épaisseur fictive dans laquelle il faudrait répartir uniformément le courant pour obtenir le même effet Joule [12].

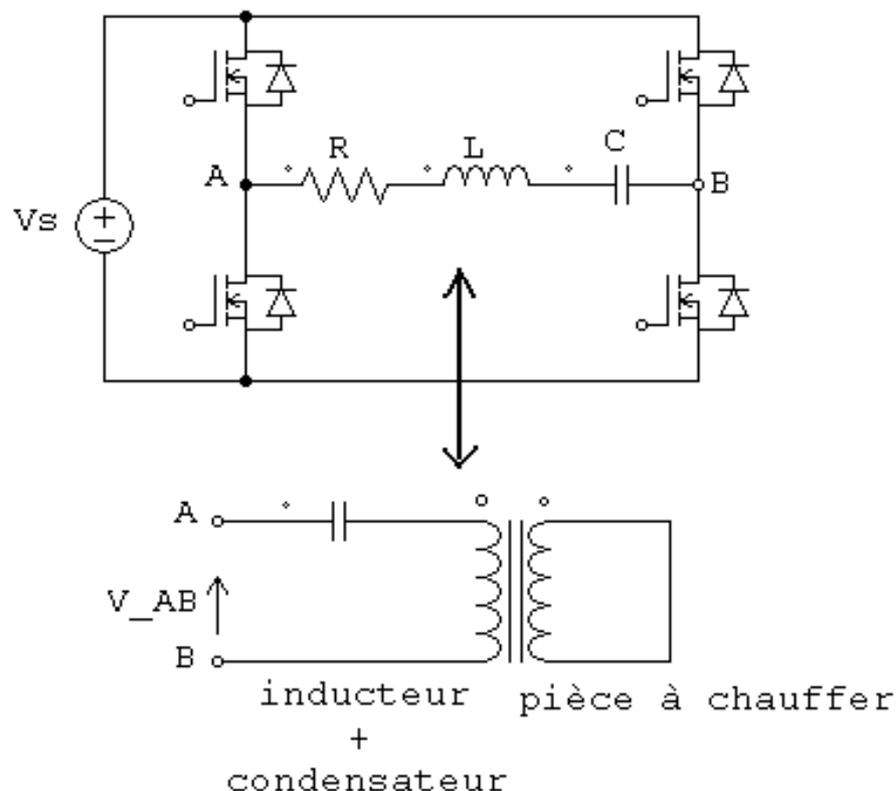


FIG. 3.2 – Schéma équivalent (inducteur + pièce + condensateur en série)

L'utilisation d'un transformateur pour adapter l'impédance se heurte à des difficultés techniques lorsque 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 oeuvre est plus délicate.

Actuellement, les fréquences maximales permettant d'utiliser un transformateur de puissance sont de l'ordre de 100 kHz. Encore les pertes qui s'y développent commencent-elle à être prohibitives, ce qui nécessite un refroidissement énergétique du circuit magnétique. Pour des fréquences plus élevées, on peut utiliser un pont capacitif [27].

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 :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

Pour laquelle l'impédance  $Z$  est donnée par :

$$Z = R(1 + jQ(\frac{w}{w_r} - \frac{w_r}{w})) \quad (3.2)$$

Si on introduit le facteur de qualité :

$$Q = \frac{Lw_r}{R} = \frac{1}{RCw_r} \quad (3.3)$$

Alors,

$$Z = |Z|\angle\Phi_i \quad (3.4)$$

Avec

$$\Phi_i = \tan(\frac{w}{w_r} - \frac{w_r}{w}) \quad (3.5)$$

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

$$V_{AB1}(t) = \frac{4V_s}{\pi} \sin(wt) \quad \text{pour } 0 \leq wt \leq 2\pi \quad (3.6)$$

Le courant qui lui correspond est :

$$I_{AB1}(t) = \frac{4V_s}{\pi \cdot |Z|} \sin(wt - \Phi) \quad (3.7)$$

### 3.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension

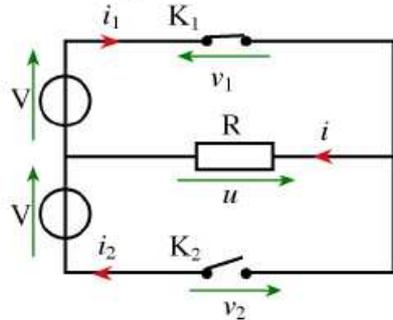
Le principe d'un onduleur monophasé de tension est simple :

Il s'agit de connecter une source de tension continue à une charge, dans un sens, puis dans l'autre, alternativement, de façon à imposer à la charge une tension alternative. Il est autonome lorsque c'est lui qui impose la fréquence à la charge [27].

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  $K1$  et  $K2$ .

**Montage :**



**Relations :**

$$\begin{aligned} i &= i_1 - i_2 \\ V - v_1 - u &= 0 \\ V + u - v_2 &= 0 \end{aligned}$$

**Analyse :**

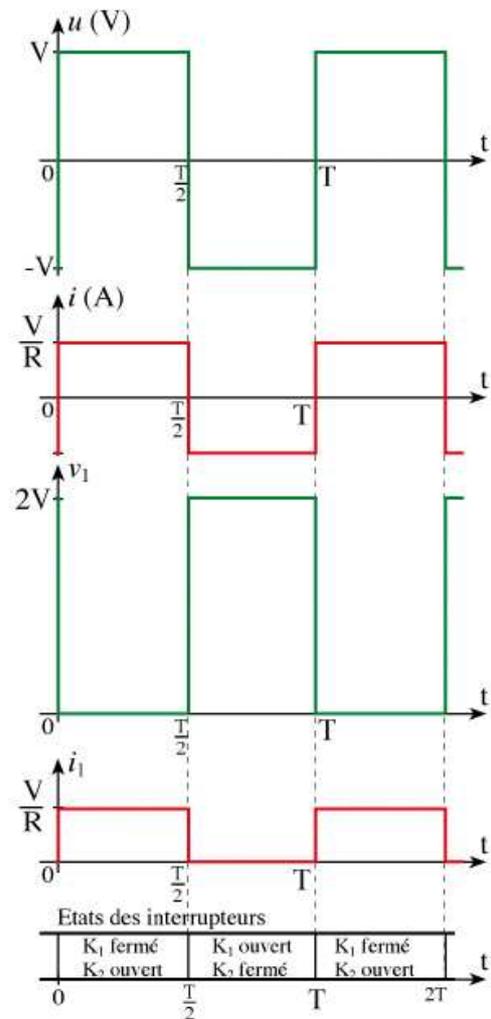
• de 0 à T/2

$$\begin{aligned} K_1 \text{ est fermé} &\Rightarrow v_1 = 0 \\ K_2 \text{ est ouvert} &\Rightarrow i_2 = 0 \\ \Rightarrow u &= V \\ i = i_1 &= V/R \\ v_2 &= V + u = 2.V \end{aligned}$$

• de T/2 à T

$$\begin{aligned} K_1 \text{ est ouvert} &\Rightarrow i_1 = 0 \\ K_2 \text{ est fermé} &\Rightarrow v_2 = 0 \\ \Rightarrow u &= -V \\ i = -i_2 &= -V/R \\ v_1 &= V - u = 2.V \end{aligned}$$

**Chronogrammes :**



### 3.3.3 Modélisation de l'hacheur avec le 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 [29][30]. On distingue deux types principales d'hacheurs à savoir l'hacheur série (abaisseur de tension) et l'hacheur parallèle (élevateur de tension).

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

Le schéma du convertisseur statique qui est un abaisseur de tension est donné par la figure (3.3).

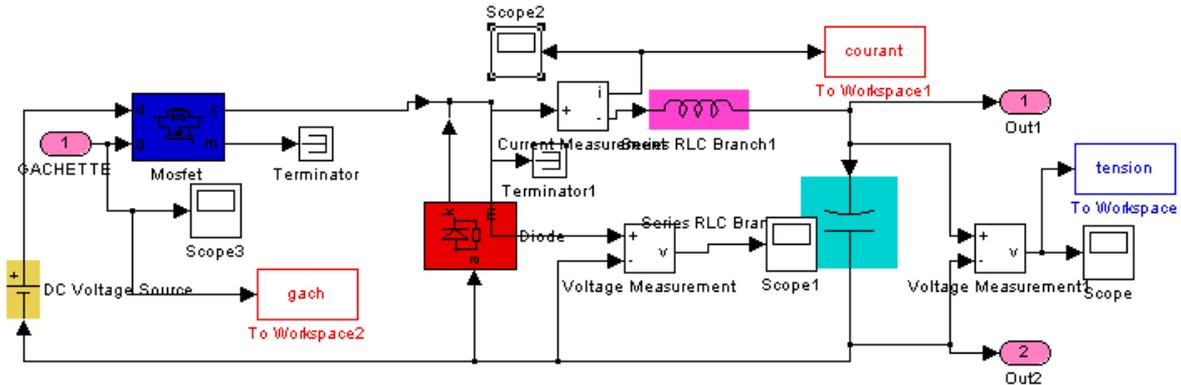


FIG. 3.3 – Schéma équivalent d'un hacheur série

### Principe de fonctionnement

Le fonctionnement est à fréquence de commutation  $f_c = 1/T$ , où  $T$  est la période de commutation du transistor (switch). Lorsque le transistor 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  $E$ .

Le hacheur série présente deux modes de fonctionnement de topologie différentes, illustrées par les figures (3.4.a) et (3.5.b) :

- Lors du premier intervalle de temps  $[0; \alpha T]$ , le transistor est passant et la diode est bloquée. On se retrouve donc avec un circuit dans l'état suivant :

Ce qui nous conduit aux équations suivantes :

$$E_h = L_f \cdot p \cdot i_e(p) + V_s(p) \quad (3.8)$$

$$i_e(p) = C_f \cdot p \cdot V_s(p) + \frac{V_s(p)}{R_{ch}} \quad (3.9)$$

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

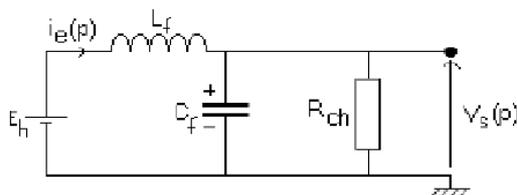


FIG. 3.4 – a) Mode d'alimentation

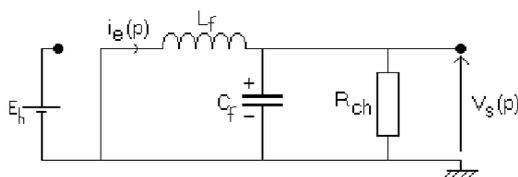


FIG. 3.5 – b) Mode de rue libre

Dans ce mode on considère seulement  $E$  égale à zéro au niveau de l'équation (3.8). Voici un schéma représentatif du chronogramme de conduction du hacheur série sur la figure (3.6).

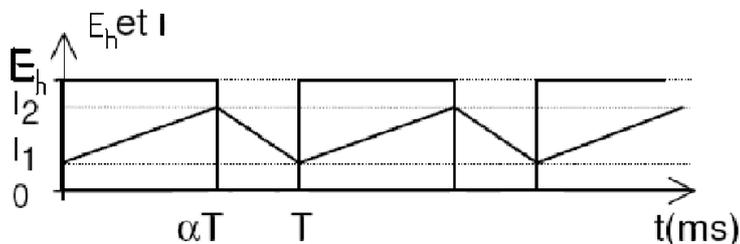


FIG. 3.6 – Chronogramme de conduction

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 :

$$V_s = \frac{1}{T} \int_0^T v_s dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E_h dt \quad (3.10)$$

où  $\alpha$  est le rapport cyclique.

### Modèle moyen

En supposant que la fréquence de découpage est très grande devant les fréquences caractéristiques du système et les évolutions de l'entrée  $\alpha$ , 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.

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

$$V_s = \alpha E_h \quad (3.11)$$

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

$$\alpha(p)E_h = L_f \cdot p \cdot i_e(p) + V_s(p) \quad (3.12)$$

d'où la réponse :

$$\frac{V_s(p)}{\alpha(p)} = \frac{E_h}{1 + \frac{L_f}{R_{ch}}p + L_f C_f p^2} = \frac{A}{1 + 2m_f \frac{p}{w_f} + \left(\frac{p}{w_f}\right)^2} \quad (3.13)$$

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

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

### Modélisation du filtre $L_f C_f$

La charge est constituée par la résistance R. Les éléments  $L_f$  et  $C_f$  forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultante du découpage sur la tension et le courant

de sortie. Si ces éléments sont correctement calculés, on peut supposer que  $i_s$  et  $v_s$  sont constants (on néglige l'ondulation résiduelle).

✓ **Choix de l'inductance  $L_f$**

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

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

$$i(t) = I_{min} + \left[ \frac{E_h(1 - \alpha)}{L_f} \right] t \quad (3.14)$$

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

$$\Delta I(t) = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{E - \alpha E}{L_f} \alpha T = \frac{\alpha(1 - \alpha)}{L_f f} E_h \quad (3.15)$$

Pour trouver La valeur de  $\Delta I$  maximale on derive se dernier par rapport à  $\alpha$  :

$$\frac{d\Delta I}{d\alpha} = \frac{E_h}{L_f f} (1 - 2\alpha) = 0 \quad (3.16)$$

La valeur de  $\alpha$  pour laquelle le courant est maximal est :

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

A partir de l'équation (3.15) on trouve la valeur de  $L_f$  qui est :

$$L_f = \frac{\alpha(1 - \alpha)T.E_h}{\Delta I_L} \quad (3.17)$$

$$L_f = \frac{\alpha(1 - \alpha)E_h}{\Delta I_L f} \quad (3.18)$$

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...).

✓ **Choix du condensateur  $C_f$**

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

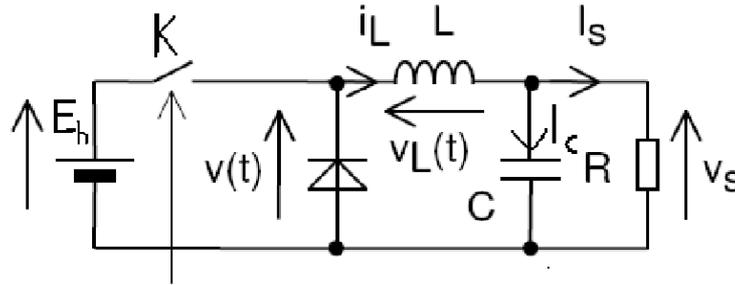


FIG. 3.7 – Répartition des courants

Utilisant les lois de Kirchhoff, le courant traversant le condensateur est  $I_c = I_L - I_s$ , la tension à ces bornes est  $V_c = \frac{1}{C} \int I_c dt$ .

On considère ici que la tension  $V_s$  varie peu autour de  $V_{smoyenne}$ . La charge stockée dans  $C$  augmente lorsque  $I_c > 0$  ( $\Leftrightarrow I_L > I_s$ ). Or  $I_L > I_s$  pour  $\frac{\alpha T}{2} < t < (\frac{1+\alpha T}{2})$ . L'augmentation de charge est donnée par :

$$\int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{(1+\alpha)T}{2}} dq = C_f \int_{V_{smin}}^{V_{smax}} dv_s = \int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{(1+\alpha)T}{2}} I_c dt \quad (3.19)$$

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

$$\int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{(1+\alpha)T}{2}} (I_L - I_s) dt = \Delta Q^+ = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T}{2} \quad (3.20)$$

Nous avons

$$\Delta Q^+ = C \Delta V_s = C_f (V_{smax} - V_{smin}) \quad (3.21)$$

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

$$\Delta V_c = \frac{E_h \alpha (1 - \alpha)}{8 L_f C_f f^2} \quad (3.22)$$

A partir de l'équation (3.21) on obtient :

$$C_f = \frac{E_h \alpha (1 - \alpha)}{8L_f f^2 \Delta V_c} \quad (3.23)$$

L'hacheur est alimenté par un redresseur triphasé afin de donner une tension continue stable, se dernier à son tour est alimenté par un transformateur branché au réseau triphasé de tensions :

$$\begin{aligned} V_1(t) &= V_m \sin(\omega t) \\ V_2(t) &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3(t) &= V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

### 3.4 Stratégies de commandes et simulation en deux modes (ZVS et NonZVS)

Le convertisseur est l'association d'un bloc de puissance et d'un bloc de commande. Son rôle est de régler le transit d'énergie électrique de la source vers le récepteur, en modifiant éventuellement la forme sous laquelle cette énergie se présente [31].

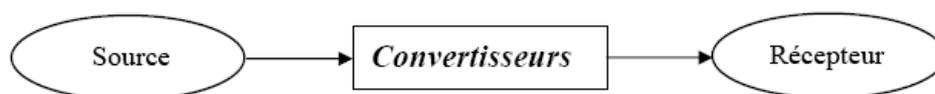


FIG. 3.8 – Schéma synoptique d'un système de conversion énergétique

Nous allons présenter quelques stratégies usuelles de commande des onduleurs :

- 1) La commande symétrique
- 2) La commande décalée
- 3) La commande à MLI (Modulation de largeur d'impulsion)

### 3.4.1 Commande symétrique

Dans tous se qui suis, les interrupteurs électroniques bidirectionnels (transistors de puissance) sont considérés comme parfaits.

Le schéma de simulation est donné par la figure (3.9) :

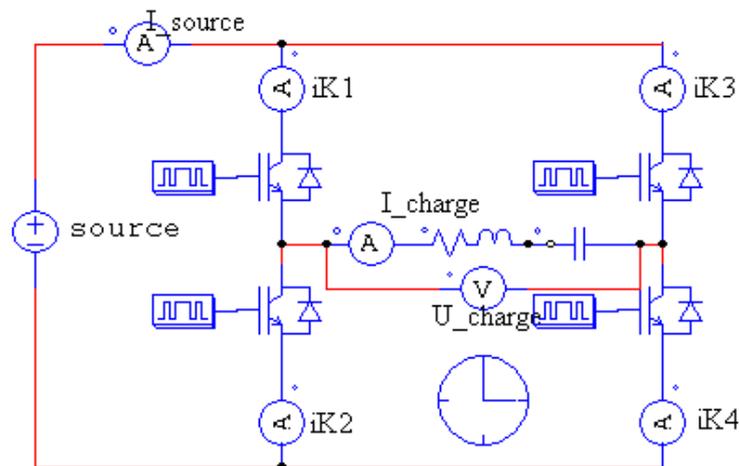


FIG. 3.9 – Commande symétrique

les interrupteurs sont commandés par un générateur d'impulsions tel que :  
 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  $E = 90V$ , La résistance  $R = 20\Omega$ , Inductance  $L = 40mH$ , Capacité  $C = 30\mu F$ .

La fréquence de résonance  $f_r = 145Hz$ ,  $f_c =$  fréquence de commande,  $f_{c1} = 180Hz$ ,  $f_{c2} = 120Hz$ .

Les figures suivantes nous donne les formes d'ondes tension/courants, la figure(3.10) pour  $f_c = f_r$ , Les figures(3.11 a), b)) pour  $f_{c1} > f_r, f_{c2} < f_r$  respectivement :

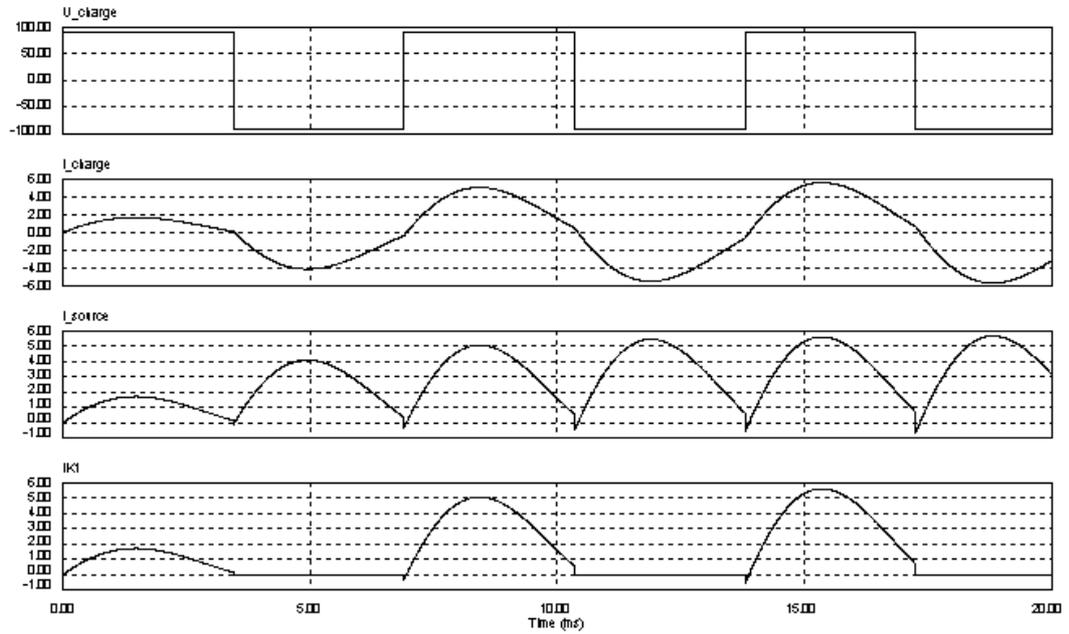


FIG. 3.10 – Formes d’ondes tension et courants pour ( $f_c = f_r$ )

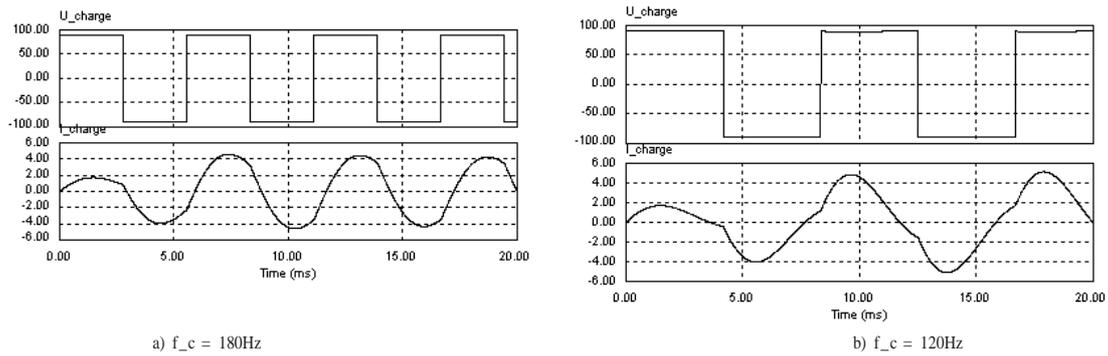


FIG. 3.11 – Formes d’ondes tension et courants pour a)  $f_{c1} > f_r$ , b)  $f_{c2} < f_r$

### 3.4.2 Commande décalée

Le schéma de simulation est celui de la commande précédente, seulement pour la commande décalée  $\alpha$  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 K1 et K4 qui conduisent
- De  $T/2$  à  $T/2 + t_1$  :  $U_{charge} = 0$
- De  $T/2 + t_1$  à  $T$  :  $U_{charge} = -E$  c'est les interrupteurs K2 et K3 qui conduisent

Voici les formes d'ondes tension et courants correspondant à se type de commande :

L'idéal serait d'obtenir une tension de sortie (U) de forme sinusoïdale. La commande

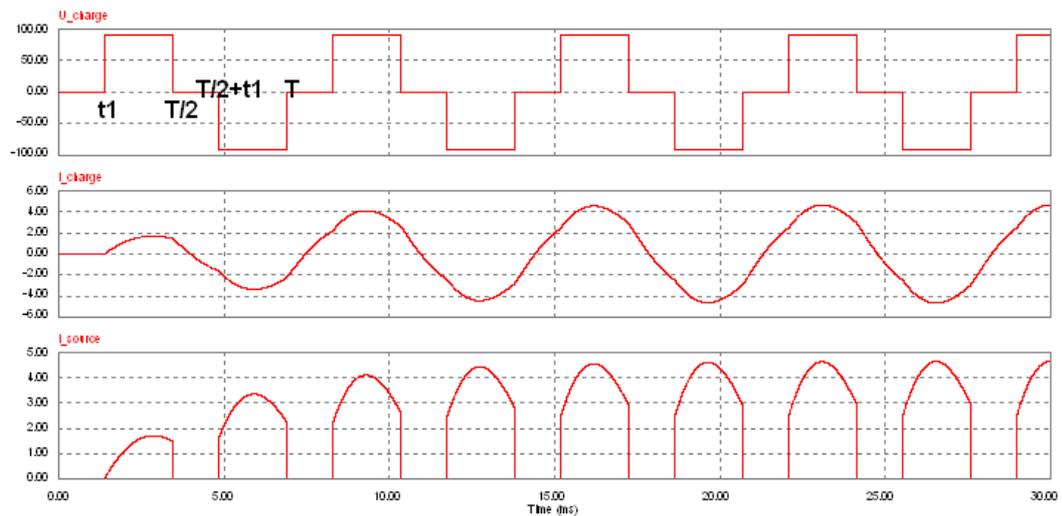


FIG. 3.12 – Formes d'ondes tension et courants (commande décallée  $f_c = f_r$ )

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

### 3.4.3 Commande à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Dans cette technique de commande on peut distinguer :

- MLI à échantillonnage naturel.
- MLI optimisée.

### MLI à échantillonnage naturel

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite MLI intersective. 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 le courant mesuré et le courant de référence. Ce dernier est ensuite comparé à un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure (3.13).

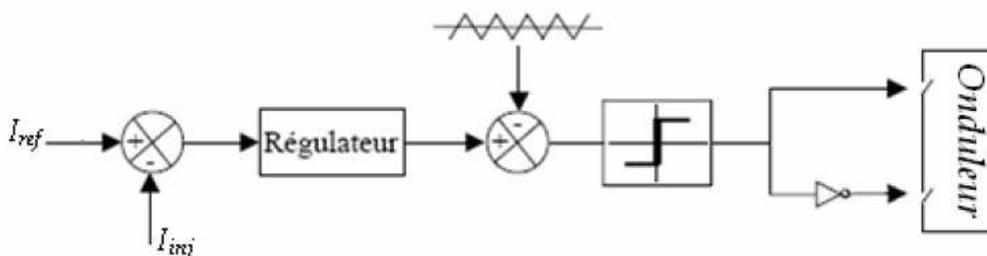


FIG. 3.13 – Schéma de simulation de la commande MLI

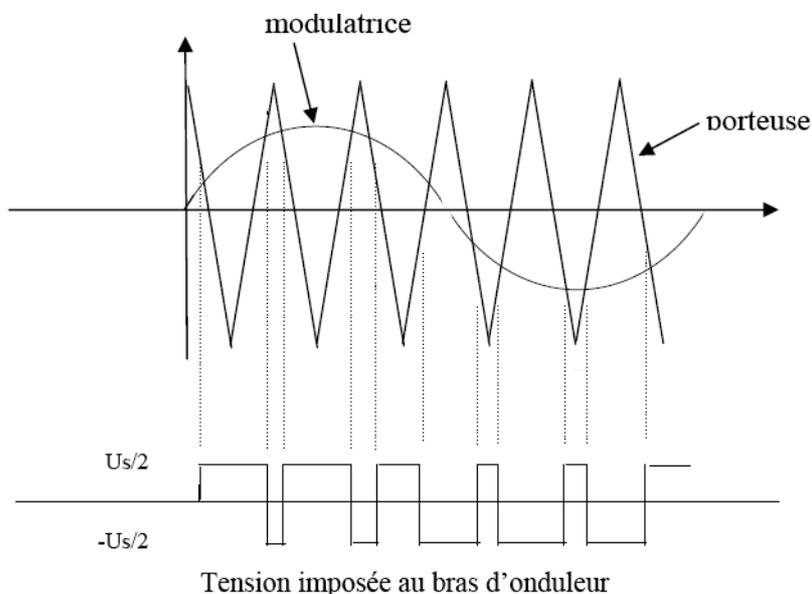


FIG. 3.14 – MLI à échantillonnage naturel

### MLI optimisé (précalculée)

Les ondes MLI optimisées sont apparues avec le développement des applications à microprocesseurs. Le principe consiste à définir une onde MLI avec des caractéristiques particulières à partir de la prédétermination des différents angles de commutation. Ces caractéristiques sont obtenues à partir de l'optimisation de certains critères tels que l'élimination d'harmonique, la minimisation du taux de distorsion harmonique, etc.

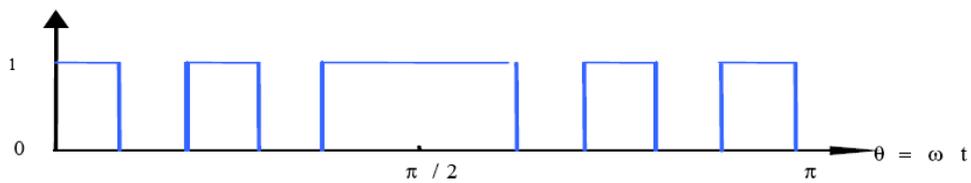


FIG. 3.15 – MLI optimisé (Calculé)

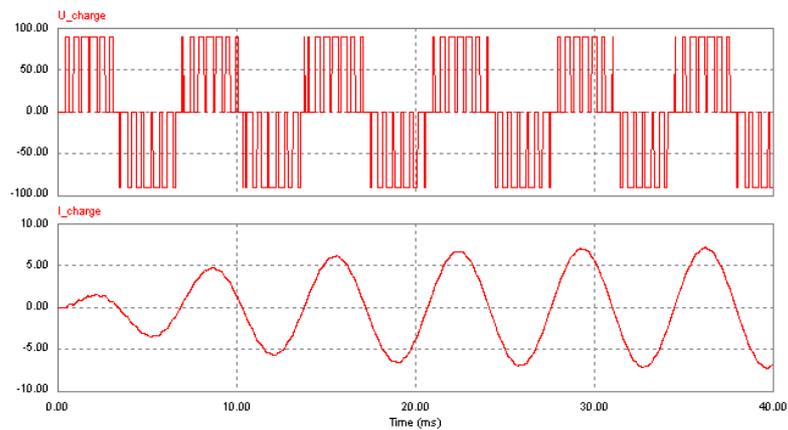


FIG. 3.16 – Les formes d'ondes tension courant (commande MLI)

### 3.4.4 Simulation du système en mode ZVS (commutation résonante) et NonZVS (commutation non résonante)

En mode ZVS (commutation à zéro de tension), la fréquence de la commutation est très proche de la fréquence de résonance, tandis qu'en mode NonZVS (commutation en tension différente de zéro) la fréquence de commutation s'éloigne de la fréquence de résonance du circuit RLC.

La simulation est faite sous (MATLAB/simpowersystem) afin de voir l'influence de la fréquence de commutation sur les éléments semi-conducteurs.

La tension d'alimentation  $E = 400\text{Volts}$ ,  $R = 26.6\Omega$ ,  $L = 126.7\mu\text{H}$ ,  $C = 0.08\mu\text{F}$ ,  $f_c = 50\text{Khz}$  [44].

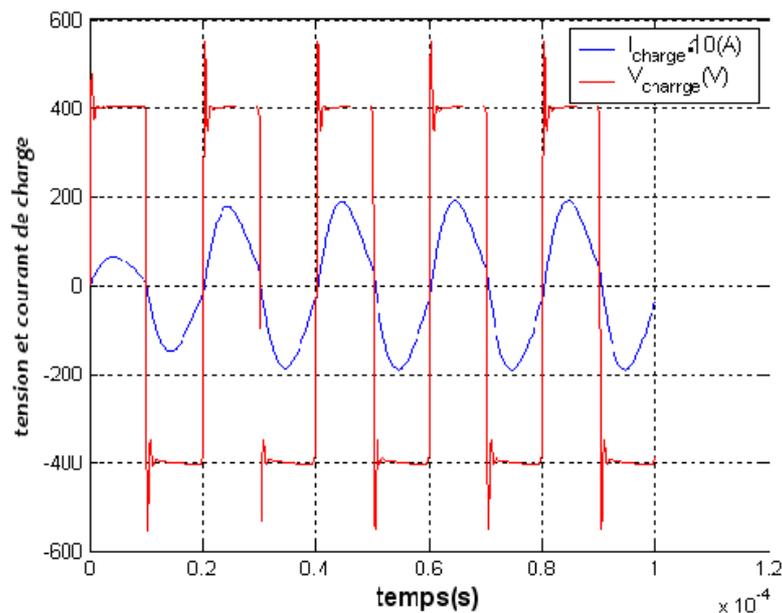


FIG. 3.17 – Tension et courant de charge en mode ZVS

Le système fonctionne en mode NonZVS quand la fréquence de résonance est supérieure à la fréquence de commutation.

Les surtensions apparaissent sous l'une des deux conditions suivantes :

1) Quand la température de la pièce à chauffer dépasse la température de Curie, l'inductance de la charge se réduit à une valeur très petite. Par conséquent, la fréquence de

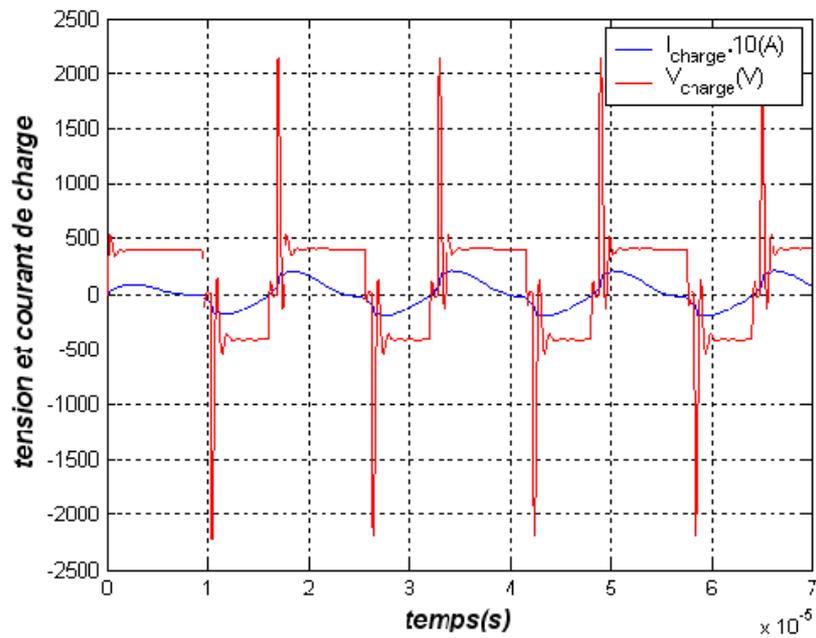


FIG. 3.18 – Tension et courant de charge en mode NonZVS

résonance devienne très grande par rapport à la fréquence de commutation dans ce cas le convertisseur fonctionne en mode NonZVS.

2) Durant l'échauffement du dispositif, la fréquence de commutation est inférieure à la fréquence de résonance dans la phase transitoire.

Dans le mode NonZVS, on constate un pic de tension très important par rapport à la tension source (2200/400).

### 3.5 Conclusion

A travers ce chapitre, on constate qu'une modélisation analytique du système est nécessaire pour pouvoir choisir les éléments de chaque partie du système de chauffage par induction, l'alimentation de l'onduleur série par un hacheur abaisseur est désirable afin de contrôler la tension d'entrée de l'onduleur à travers le rapport cyclique du hacheur. Pendant l'échauffement de la pièce, on a constaté aussi qu'il est préférable d'élaborer un régulateur de fréquence pour que le système travaille toujours à une fréquence proche de la fréquence de résonance, pour atteindre ces deux objectifs, le chapitre suivant sera consacré

à la régulation, pour cela deux types de régulateurs sont proposés et étudiés :

1) Le régulateur classique PI,

Et, le régulateur PI-Floue.

## Chapitre 4

# Commande du générateur à induction : Asservissement de puissance et Apport de la logique Floue

## Chapitre 4

---

# Commande du générateur à induction : Asservissement de puissance et Apport de la logique Floue

---

### 4.1 Introduction

Dans le domaine de la commande, on distingue la commande conventionnelle et les nouvelles techniques de commande tels que (la logique floue, les réseaux de neurones etc...), malgré les avantages de ces techniques par rapport aux autres le régulateur PI reste avantageux en terme annulation de l'erreur statique en régime établi. Par contre plusieurs avantages de la logique floue ont permis une commande facile des systèmes industriels compliqués dont les modèles sont mal connus. Dans ce chapitre deux régulateurs (le PI et le PI flou) sont proposés, leurs objectifs est d'assurer un contrôle efficace du transfert de puissance à la charge.

## 4.2 Principe de la régulation du système

Le système comme a était représenté au chapitre précédant est constitué de la charge (inducteur+pièce)qui est alimentée par un onduleur série qui est à son tour alimenté par un hacheur abaisseur de tension, La charge équivalente à un circuit (RL) série doit être connectée à un condensateur en série pour construire un circuit oscillant dont le but est de réaliser des commutations douces (ZVS) afin de réduire au maximum les pics répétitifs de tension qui sont la cause : des pertes de puissance dans le convertisseur et le risque de disfonctionnement du système.

Durant l'échauffement de la pièce on observe deux variations de paramètres qui sont : La résistance du dispositif à chauffé et la valeur de l'inductance L en fonction de la température, l'augmentation de la résistance provoque une diminution de la puissance transférer à la charge, d'autre par la diminution de l'inductance provoque l'augmentation de la fréquence de résonance d'ou le disfonctionnement du système complet. Donc Pour résoudre ces problèmes. On propose un asservissement de puissance et un contrôle de la fréquence de commutation.

## 4.3 Expression de la puissance absorbée par la charge

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

$$P_{absorbee} = V_{eff} \cdot I_{eff} \cos(\varphi) \quad (4.1)$$

La décomposition de la tension en créneaux en série de Fourier nous donne le fondamentale de la tension et le courant efficaces :  $V_{1eff} = \frac{4.E}{\sqrt{2}\pi}$  et ;  $I_{1eff} = \frac{V_{1eff}}{|Z|}$ , on considérant ces deux équations on obtient, l'expression de la puissance absorbée :

$$P_{abs} = \frac{8.E^2 \cos(\varphi)}{\pi^2 |Z|} \quad (4.2)$$

- La régulation de la puissance se fait par l'ajustement de la tension d'entrée de l'onduleur à travers l'hacheur série (l'ajustement se fait par le rapport cyclique  $\alpha$ ), tout en essayons de maintenir la fréquence de commutation proche de la fréquence de résonance pour avoir le maximum de puissance (l'ajustement se fait sur les gâchettes de l'onduleur

de tension).

- La régulation de la fréquence de commutation est réalisé par un asservissement de phase (c'est le maintient du  $\cos(\varphi)$  proche l'unité).

On premier temps on procède à la régulation par un PI conventionnel , ensuite avec le PI flou afin de voir les performances de chacun d'eux. Voici un schéma synoptique complet du système en boucle fermée représenté par la figure (4.1).

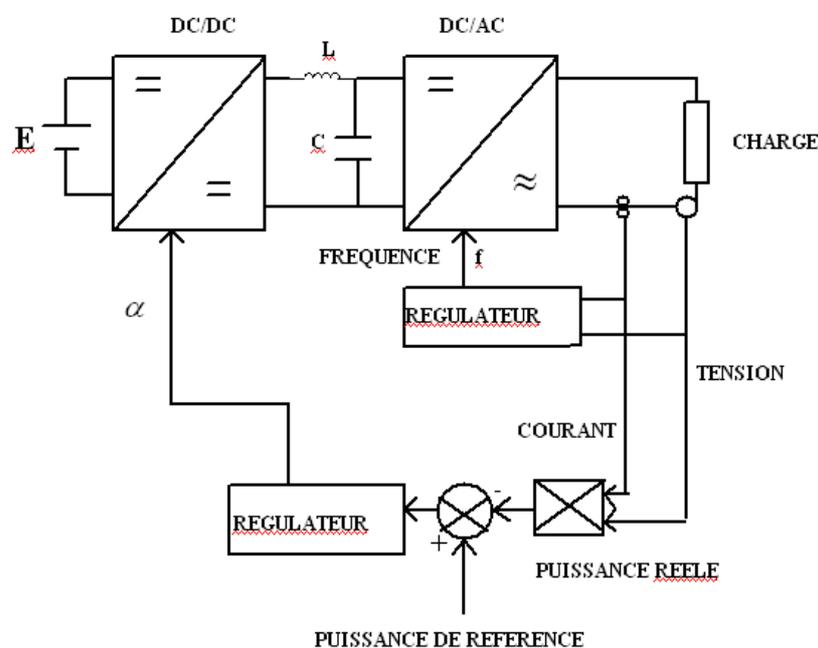


FIG. 4.1 – Schéma synoptique de la régulation du système

## 4.4 Schéma électrique équivalent du système en boucle ouverte

La simulation du circuit électrique du système de chauffage par induction est faite sous l'environnement MATLAB(sympowersystem), le circuit est un onduleur de tension alimenté par une source de tension  $E = 400volts$  (pour un point de fonctionnement statique du hacheur) et une charge résonante série (R,L,C) dont les paramètres sont :

$R = 26.6\Omega$ ,  $L = 126.7 \cdot 10^{-6}H$ ,  $C = 0.08 \cdot 10^{-6}F$ , et dont la fréquence de résonance est  $f_r = 50Khz$ . Les MOSFET sont commandés à la fréquence de résonance  $f_c = f_r$ .

Les diodes en antiparallèles assurent un chemin pour la continuité du courant dans la charge.

Le circuit électrique en boucle ouverte (sans régulation de puissance) à charge constante est représenté par la figure (4.2).

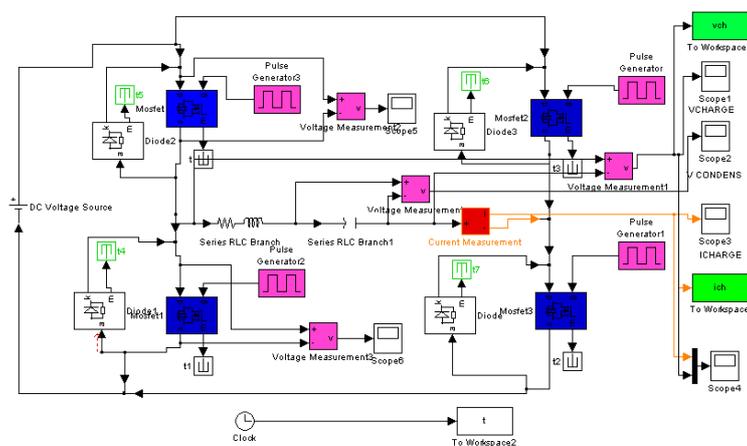


FIG. 4.2 – schéma électrique équivalent du système sans régulation.

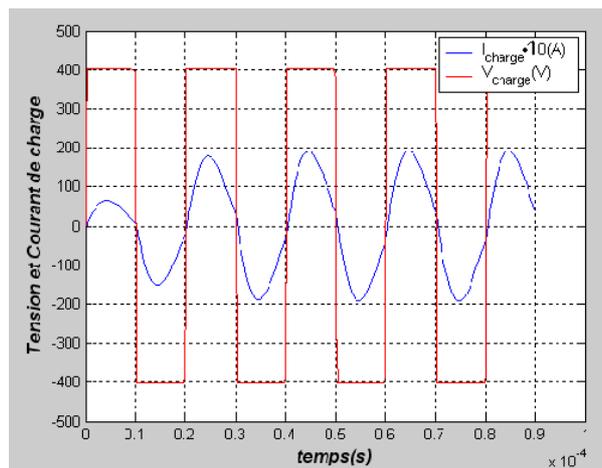


FIG. 4.3 – Formes d’ondes tension et courant pour une charge constante ( $f_c = f_r$ ).

## 4.5 Modèle mathématique du système à réguler

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

$$V_s(t) = R.I(t) + L.\frac{dI(t)}{dt} + V_c(t) \quad (4.3)$$

$$I(t) = C\frac{dV_c(t)}{dt} \quad (4.4)$$

$V_s$  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 (4.1) on aura :

$$V_s(t) = RC\frac{dV_c(t)}{dt} + LC\frac{d^2V_c(t)}{dt^2} + V_c(t) \quad (4.5)$$

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

$$\frac{V_c(p)}{V_s(p)} = \frac{1/LC}{p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}} \quad (4.6)$$

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

$$H(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0p + \omega_0^2} \quad (4.7)$$

Par comparaison on trouve  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 314099,105rd/s$  et  $\xi = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} = 0,3342$

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

$$p^2 + \frac{R}{L} \cdot p + \frac{1}{LC} = 0$$

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

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

$$P_1 = -\xi.\omega_0 + \omega_0 j\sqrt{1 - \xi^2} = -104971.92 + j296039.091$$

$$P_2 = -\xi.\omega_0 - \omega_0 j\sqrt{1 - \xi^2} = -104971.92 - j296039.091$$

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

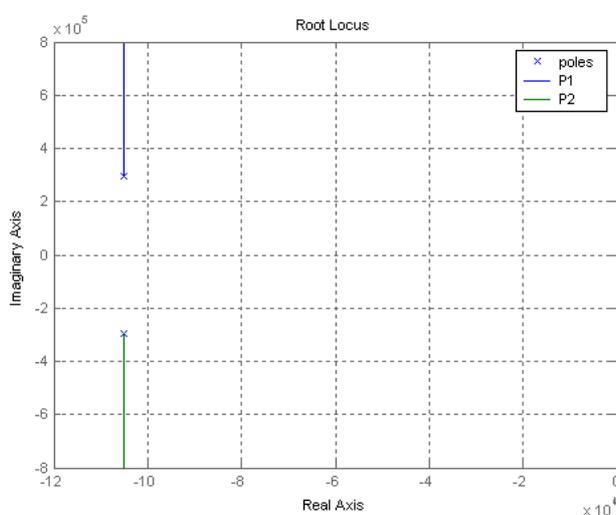


FIG. 4.4 – Placement des pôles dans le plan complexe.

## 4.6 Synthèse du régulateur de puissance PI conventionnel

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du second ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure (4.5).

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

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

$$F(p) = C(p).H(p) \tag{4.8}$$

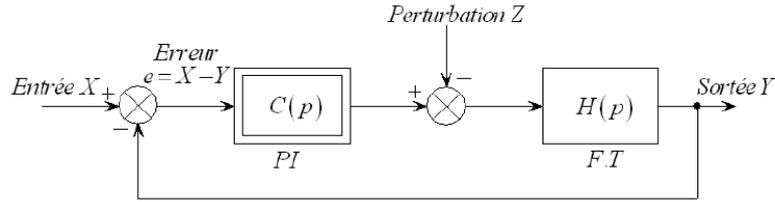


FIG. 4.5 – Schéma d'un système asservi du second ordre réglé par un PI.

On procède à la méthode qui est basée sur le principe suivant : On écrit d'abord la fonction de transfert en boucle fermée du système corrigé qui est :

$$F(p)_{BF} = \frac{F(p)_{BO}}{1 + F(p)_{BO}} \quad (4.9)$$

BO : boucle ouverte ; BF : boucle fermée

$$F(p)_{BO} = \left[ \left( k_p + \frac{k_i}{p} \right) \right] \cdot \left[ \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2} \right] \quad (4.10)$$

La fonction de transfert en boucle fermée donc sera :

$$F(p)_{BF} = \frac{(k_p \cdot p + k_i)\omega_0^2}{p(p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2) + (k_p \cdot p + k_i)\omega_0^2} \quad (4.11)$$

$$F(p)_{BF} = \frac{(k_p \cdot p + k_i)\omega_0^2}{p^3 + (2\xi\omega_0)p^2 + (\omega_0^2 + k_p\omega_0^2)p + k_i\omega_0^2} \quad (4.12)$$

On exige  $\xi' = 0.5$

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

$$(p - p_0)(p^2 + 2\xi'\omega_0'p + \omega_0'^2) \quad (4.13)$$

Cette équation devient :

$$p^3 + (2\xi'\omega_0' - p_0)p^2 + (\omega_0'^2 - 2\xi'\omega_0'p_0)p - p_0\omega_0'^2 \quad (4.14)$$

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

$$\omega_0' = \frac{2\xi\omega_0 + p_0}{2\xi'} \quad (4.15)$$

$$k_p = \frac{-2\xi\omega_0 P_0 + \omega_0^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} \quad (4.16)$$

$$k_i = \frac{-p_0 \cdot \omega_0^2}{\omega_0^2} \quad (4.17)$$

Le pôle  $p_0$  doit être choisi de telle manière à ne pas influencer sur les deux pôles du système à réguler :

On prend  $p_0 = -5 \cdot 10^5$ , on trouve :  $k_p = 1.1$ ;  $k_i = 3.5 \cdot 10^5$

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, on mesure réelle absorbée, en suite on filtre cette puissance pour avoir la valeur moyenne, on compare cette dernière à une puissance de référence qui est égale a :  $p_{ref} = 4972W$

Gardant toujours le rapport entre le gains  $k_p$  et le  $k_i$  d'ordre  $10^5$ , Ce choix se fait par la méthode (essai-erreur) on trouve les paramètres qui correspond la régulation de la puissance :  $k_p = 0.035$ ;  $k_i = 3800$ .

## 4.7 Résultats de Simulation et discussions

Les simulations sont réalisées par les deux modèles :

1)-Application sur le modèle mathématique représenté par la fonction de transfert (à fréquence de commutation fixe).

2)-Application sur le schéma électrique (avec régulation de fréquence de commutation).

Les test sont réalisés pour les deux cas (la charge constante, la charge variable), pour la charge variable, la résistance augmente ( $R > R$ ) pendant l'échauffement de la pièce tandis que l'inductance diminue ( $L < L$ ).

Pour les schémas blocs de simulation (fonction de transfert (modèle) + schéma électriques) (voir L'annexe).

- **Simulation pour une charge constante ( $f_c = f_r$ )**

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

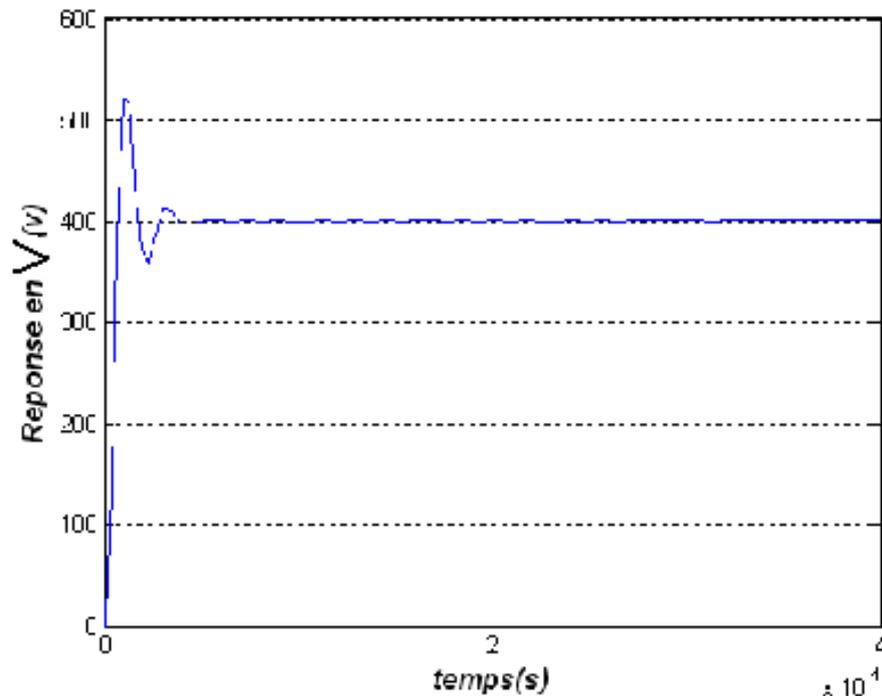


FIG. 4.6 – Réponse en tension du système (sans régulation).

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

Les résultats de simulation pour la régulation de puissance absorbée par la charge sont réalisés pour le modèle mathématique et le circuit électrique, la simulation par un circuit électrique est faite sous l'environnement (SIMPOWERSYSTEM), le but de cette dernière est de confirmer les résultats obtenus par le modèle mathématique du système.

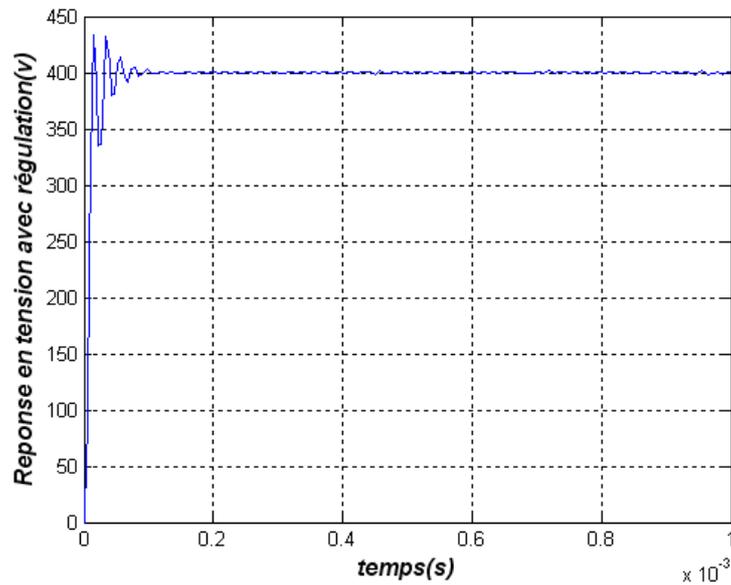


FIG. 4.7 – Réponse en tension du système en boucle fermée (après la régulation).

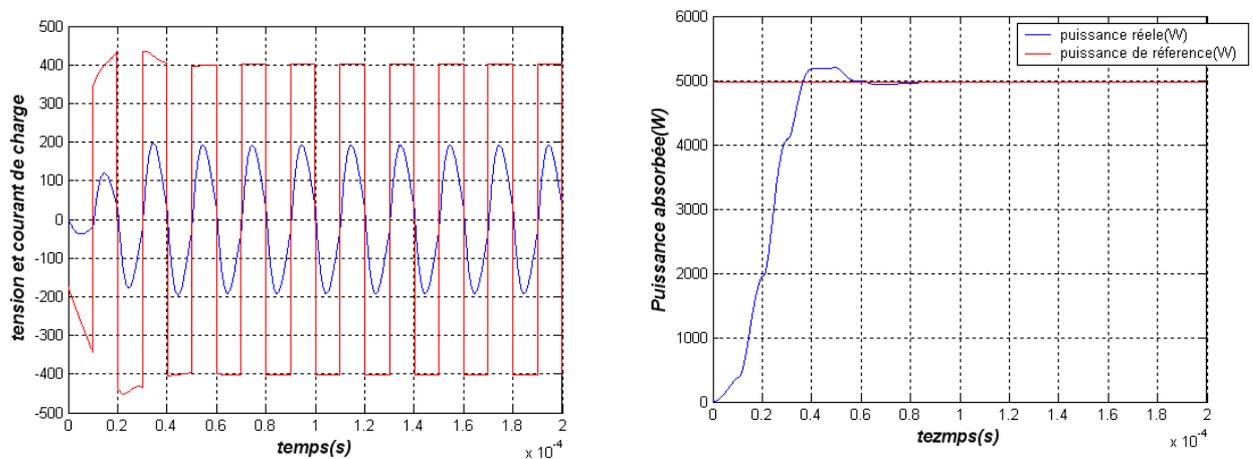


FIG. 4.8 – Résultats de simulation du Modèle avec régulation à charge constante (lecture du courant de charge en bleu $\times 10$ ).

Au niveau du circuit électrique qui représente le système de chauffage par induction, l'onduleur est alimenté par un hacheur série avec un filtre de sortie (L,C), la tension et le courant de sortie sont donnés par la figure(4.9) :

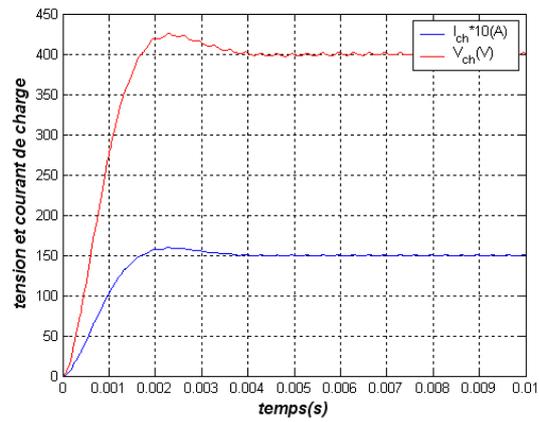


FIG. 4.9 – Tension et Courant de sortie du Hacheur

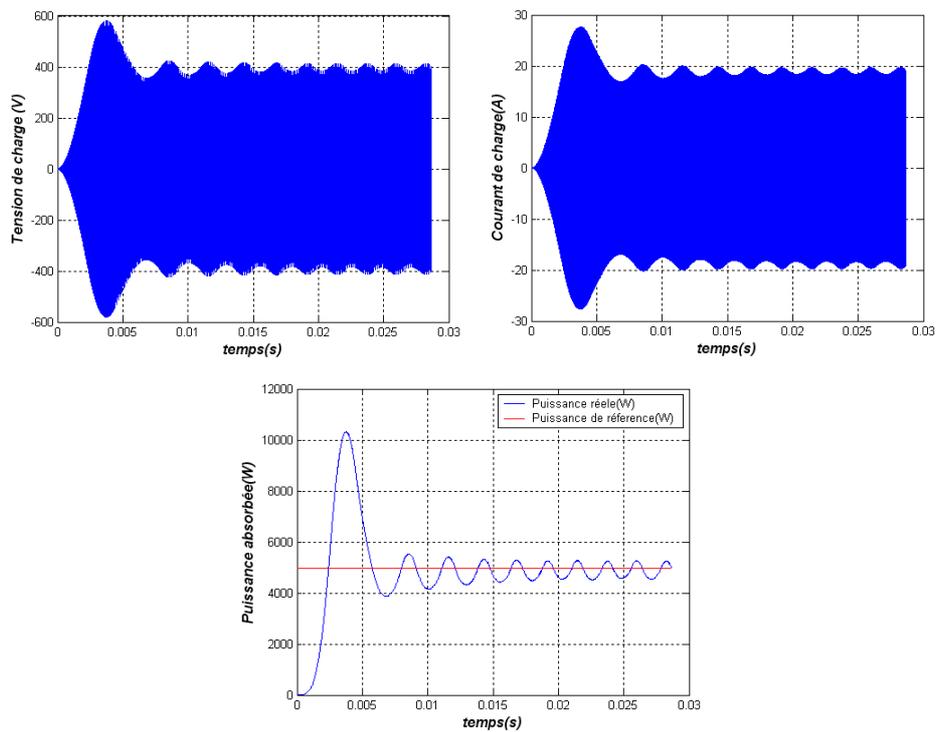


FIG. 4.10 – Résultats de simulation du système en boucle fermée (schéma électrique à charge constante).

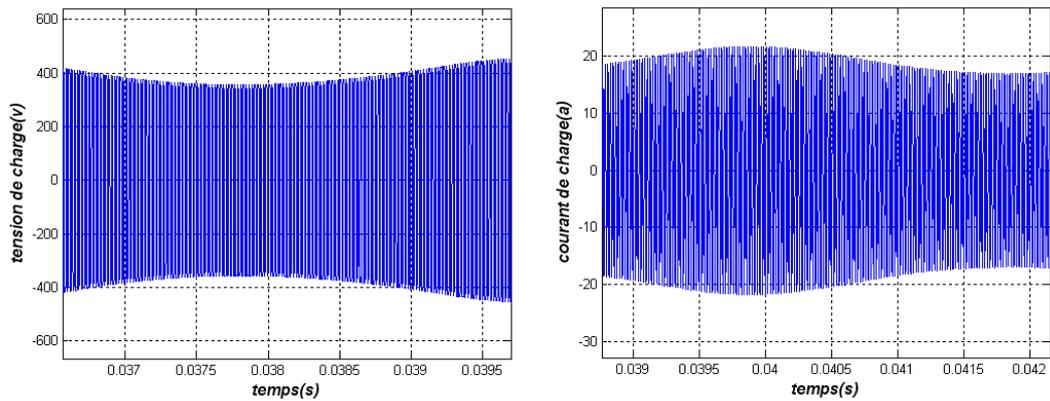


FIG. 4.11 – Le "Zoom" de la tension et le courant de charge (charge constante).

- Simulation pour une charge variable de (R,L) : ( $f_c \neq f_r$ )

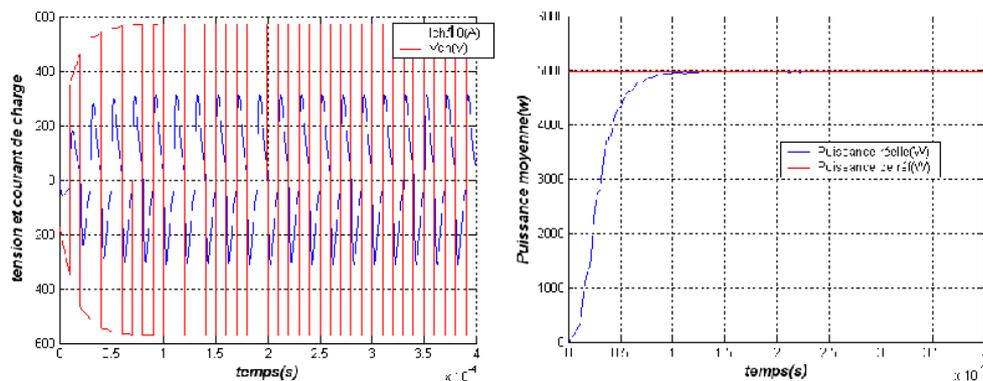


FIG. 4.12 – Résultats de simulation du Modèle avec une charge variable.

- Teste de robustesse du régulateur

Le test de robustesse se fait vis à vis la variation des paramètre de la charge et le rejet de la perturbation par le régulateur, a l'instant  $t_1$  on augmente la résistance à  $R^{\wedge}$  de la charge qui provoque une augmentation de la tension et une diminution du courant de charge, a l'instant  $t_2$  on diminue la valeur de l'inductance à  $L^{\wedge}$  qui provoque une augmentation de la tension et une augmentation du courant de charge.

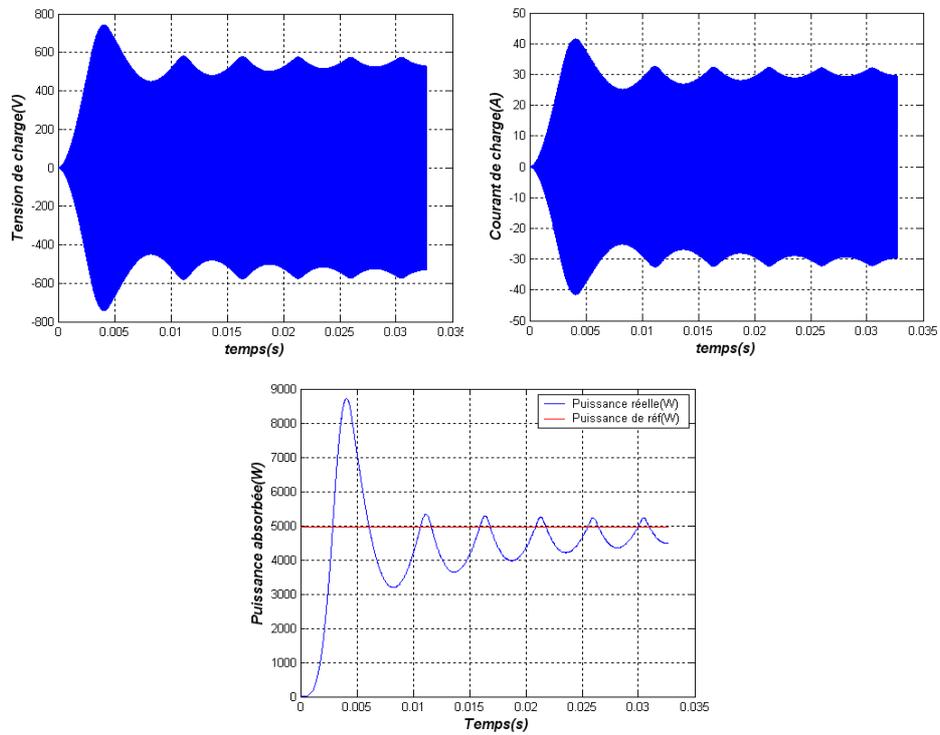


FIG. 4.13 – Résultats de simulation du système (schéma électrique avec une charge variable).

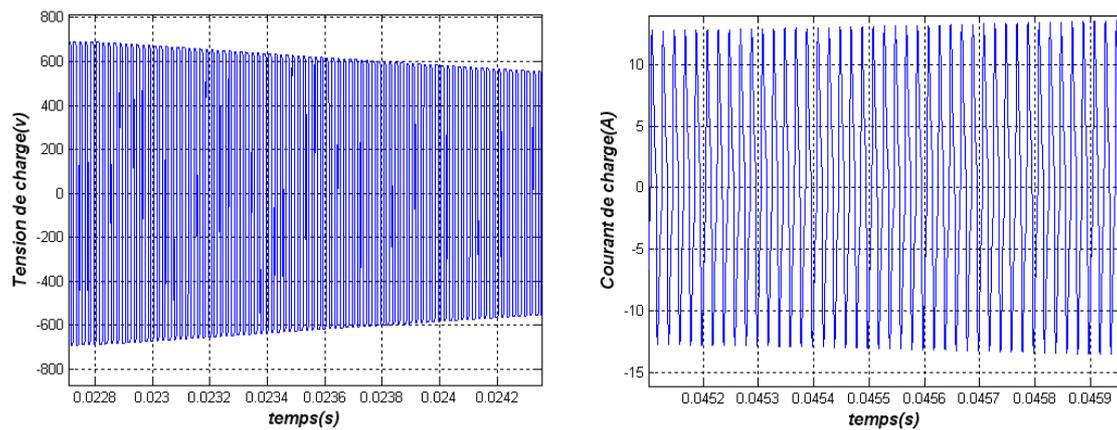


FIG. 4.14 – Le "Zoom" de la tension et le courant de charge (charge variable).

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

A l'instant  $t_1 = 2.10^{-4}s$ . La tension de charge atteint la valeur  $470V$ , le courant égale a  $16A$ , le régulateur force donc le système pour atteindre la puissance de référence.

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

A l'instant  $t_2 = 3.10^{-4}s$ ,  $L' = 80.6\mu H$ . La tension de charge atteint la valeur  $455V$ , le courant égale a  $21.5A$ , de la même façon le régulateur force donc le système pour atteindre la puissance de référence.

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

Les résultats de simulation pour la robustesse du PI sont :

D'après les résultats obtenus pour l'asservissement de puissance du système de chauffage par induction avec le PI, on constate que se dernier est relativement robuste vis à vis la variation paramétrique de la charge (R,L), ainsi que le rejet de la perturbation.

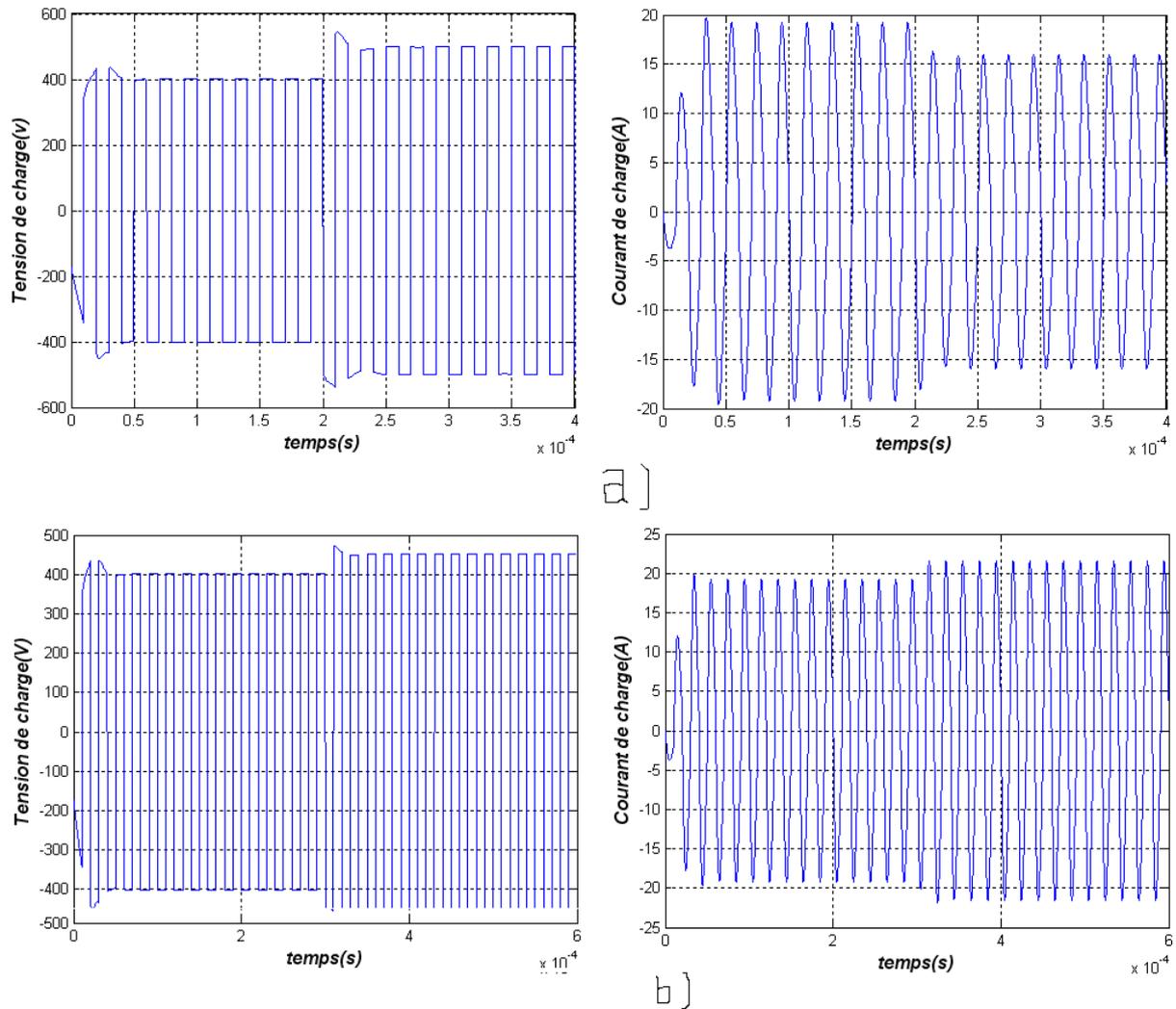


FIG. 4.15 – Robustesse du PI vis à vis la variation des paramètres(R,L), a) augmentation de R , b) diminution de L.

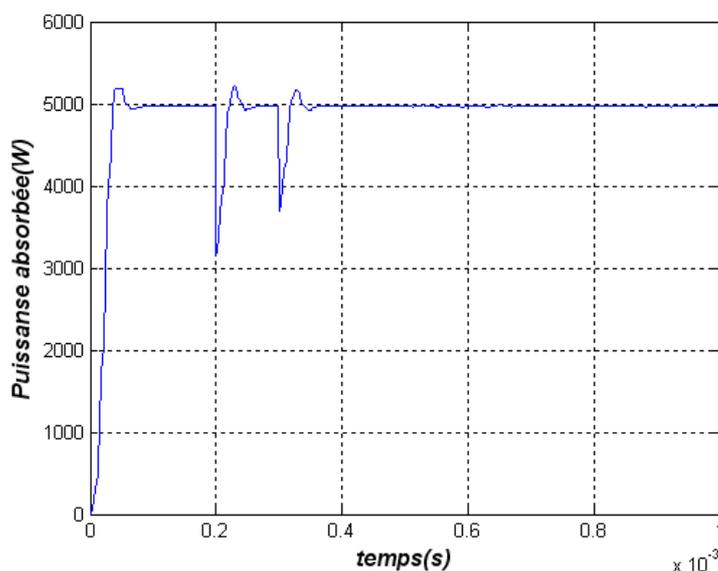


FIG. 4.16 – Rejet de la perturbation par le PI.

## 4.8 Application de la logique floue au contrôle de puissance du générateur à induction

### 4.8.1 Introduction

La majorité des systèmes industriels complexes sont difficiles à contrôler automatiquement. Ces problèmes sont dus à la non linéarité et à la variation des paramètres de ces systèmes ainsi que la qualité des variables mesurables.

Afin d'apporter une solution à ces problèmes, une nouvelle stratégie de commande basée sur la "Théorie de la logique floue" a été élaborée [33][34][35][36]. L'origine du développement de cette théorie a été le contrôle des processus basé sur l'expertise de l'opérateur.

En effet, les études effectuées [37] ont montré que, dans une boucle de régulation, l'homme réagit comme un contrôleur robuste non linéaire dont les paramètres varient au cours du temps. Cette stratégie de contrôle "Humain" intègre la connaissance du processus à commander. Dans la pratique, on voit bien l'intérêt de ce type de commande; l'être humain peut prendre une action de contrôle même en présence de non linéarité, distorsion,

etc.... Ainsi les contrôleurs flous peuvent être vus comme un cas de commande expert caractérisée par l'utilisation d'un mécanisme représentatif du jugement de l'être humain.

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh [36]. A cette époque, cette théorie n'a pas été prise au sérieux. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglages [38]. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

La méthodologie du contrôle flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques conventionnelles ou quand les sources d'information sont jugées non précises ou incertaines [39].

Pour améliorer les performances des deux machines associées à l'onduleur de tension avec hystérésis à trois niveaux, des régulateurs flous sont élaborés et introduit pour la régulation de la vitesse, et également la régulation des courants en substituant le régulateur du courant à hystérésis par un régulateur d'hystérésis flou.

#### **4.8.2 Comparaison entre la régulation par logique floue et la régulation conventionnelle**

La comparaison entre régulation en logique floue et régulation conventionnelle fait apparaître des différences sur plusieurs aspects [40] :

1. Les types de processus qui se prête à la régulation par l'une ou l'autre stratégie.
2. La difficulté de mise en œuvre de chaque stratégie.
3. La difficulté de réglage d'une régulation de processus.
4. Le comportement de la régulation dans des conditions industrielles normales.
5. Le comportement de la régulation en présence de parasites.
6. La fiabilité du système de régulation.

Un système conventionnel se caractérise comme suit :

- Il ne peut réguler en principe que des processus linéaires.
- Une boucle de régulation conventionnelle ne demande que quelques lignes. Par contre les processus complexes demandent un grand effort de programmation.
- Un bon réglage suppose qu'une description mathématique du processus est possible.

- Une boucle de régulation conventionnelle n'est réglable de façon optimale dans la plupart des cas que pour une plage réduite.
- Une boucle de régulation conventionnelle est en général passablement sensible aux parasites.

Un système en logique floue se caractérise comme suit :

- La logique floue s'adapte à la régulation de processus aussi bien linéaire que non linéaire. C'est une différence importante entre la logique floue et la régulation conventionnelle.
- La régulation en logique floue d'une boucle de régulation simple demande en principe un plus grand effort que la conception d'une boucle simple de régulation conventionnelle. Pour un processus compliqué, la logique floue reprendra l'avantage.
- La simplicité de réglage est la différence la plus frappante entre une régulation conventionnelle et une régulation floue.
- La régulation en logique floue peut surpasser la régulation conventionnelle pour ce qui est de la qualité de réponse dynamique du système.
- L'ensemble du système de régulation floue se comporte comme un amortisseur de perturbations.

### 4.8.3 Rappels des principes de la logique floue

Les éléments de base de la logique floue sont :

- Les définitions des variables linguistiques.
- Les déductions floues (inférences).
- Les opérateurs.

#### Définition des variables linguistiques

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues. Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance. Dans ce contexte, on attribue à chaque valeur de variable linguistique des fonctions d'appartenance  $m$ , dont la valeur varie entre 0 et 1. Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Cependant parfois, on fait appel à d'autres formes telles que les formes de cloche et les formes obtenues à partir de fonctions

trigonométriques [41].

En toute généralité, la fonction d'appartenance est désignée par  $\mu_E(x)$ . L'argument "x" se rapporte à la variable linguistique, tandis que "E" indique l'ensemble concerné. Pour une meilleure compréhension, prenant l'exemple de réglage de température "T" d'un local. Dans le cas le plus simple, on peut distinguer deux valeurs "froid" et "chaud" de la variable linguistique température. Elles forment deux ensembles flous (Figure 4.17). Ainsi une température de 16° appartient avec un facteur d'appartenance  $\mu = 0,7$  à l'ensemble "froid" et avec  $\mu = 0,3$  à l'ensemble "chaud". On écrit alors  $\mu_{froid}(T = 16^\circ) = 0,7$  et  $\mu_{chaud}(T = 16^\circ) = 0,3$ .

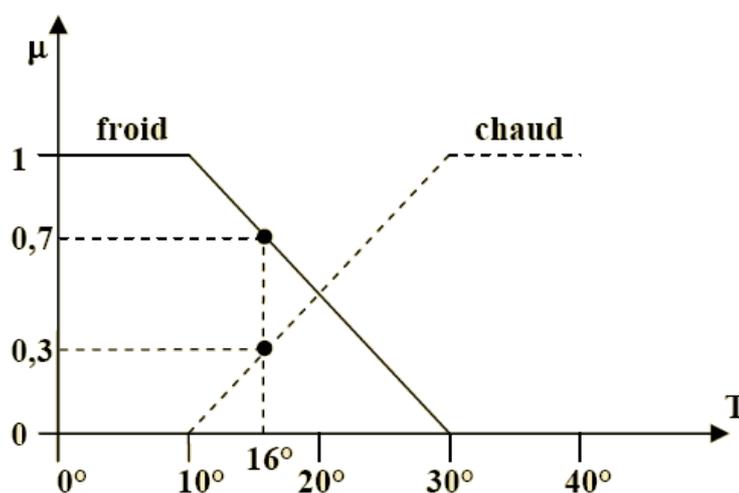


FIG. 4.17 – Fonction d'appartenance avec deux ensembles pour la variable linguistique température.

### Déductions floues (inférences)

Généralement, plusieurs valeurs de variables linguistiques sont liées entre elles par des règles afin de tirer des inférences ou des déductions floues. On peut distinguer deux genres de règles d'inférences :

- Inférence avec une seule règle.
- Inférence avec plusieurs règles.

Le cas d'une inférence avec une seule règle se présente lorsqu'il faut comparer plusieurs concurrents dans une certaine situation et en choisir l'optimum. Si  $x_1, x_2, \dots, x_n$  sont les

variables linguistiques pour évaluer une certaine situation, le critère pour la prise de décision peut être formulée par une règle, comme par exemple :

$$y = [x_1 \text{ ou } (x_2 \text{ et } x_3) \text{ ou } \dots] \text{ et } x_n \quad (4.18)$$

Le cas d'une inférence avec plusieurs règles se présente lorsqu'une ou plusieurs variables nécessitent une prise de décision différente suivant les valeurs qu'atteignent ces variables. Les règles peuvent alors être exprimées sous forme générale :

$$y := \begin{array}{l} \text{si conditions 1, alors opération 1, ou} \\ \text{si conditions 2, alors opération 2, ou} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \text{si conditions } m, \text{ alors opération } m, \text{ ou} \end{array} \quad (4.19)$$

### Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs flous. Parmi ces opérateurs, on trouve les opérateurs ET, OU et NON.

#### 1. Opérateur NON

Dans la logique floue cet opérateur peut être défini par des fonctions d'appartenance de la manière suivante :

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (4.20)$$

L'opérateur NON, peut être appelé aussi "Complément", "Négation" ou "Inverse".

#### 2. Opérateur ET

L'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum. Appliqué aux fonctions d'appartenance  $\mu_a(x)$  et  $\mu_b(x)$ , cet opérateur s'exprime par :

$$\mu_c(x) = \text{Min}[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (4.21)$$

L'opérateur peut également être réalisé par la formation du produit selon la relation suivante :

$$\mu_c(x) = \mu_a(x)\mu_b(x) \quad (4.22)$$

### 3. Opérateur OU

La réalisation de l'opérateur OU au niveau de la logique floue se fait en général par la formation du maximum. Cet opérateur s'exprime par :

$$\mu_c(x) = \text{Max}[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (4.23)$$

Par analogie avec l'opérateur ET, l'opérateur OU peut être réalisé par la formation de la somme et plus précisément par la valeur moyenne, à savoir :

$$\mu_c(x) = \mu_a(x) + \mu_b(x) \quad (4.24)$$

### 4. Opérateur OU flou et ET flou

Les opérateurs OU flou et ET flou sont des opérateurs combinés entre l'opérateur maximum, minimum et la moyenne arithmétique :

L'opérateur ET flou est défini par :

$$\mu_c(x) = \lambda \text{Min}[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\lambda}{2} [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (4.25)$$

et l'opérateur OU flou par :

$$\mu_c(x) = \lambda \text{Max}[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\lambda}{2} [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (4.26)$$

Avec le facteur de pondération  $\lambda \in [0, 1]$ , il est possible de pondérer l'influence des deux termes.

### 5. Opérateur Min – Max

Cet opérateur est défini par la combinaison des opérateurs minimum et maximum, selon :

$$\mu_c(x) = \lambda \text{Max}[\mu_a(x), \mu_b(x)] + (1-\lambda) [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (4.27)$$

#### 4.8.4 Contrôleur flou

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté par la figure (4.18).

A partir du schéma de la figure (4.18), on peut distinguer les niveaux suivants [15][42] :

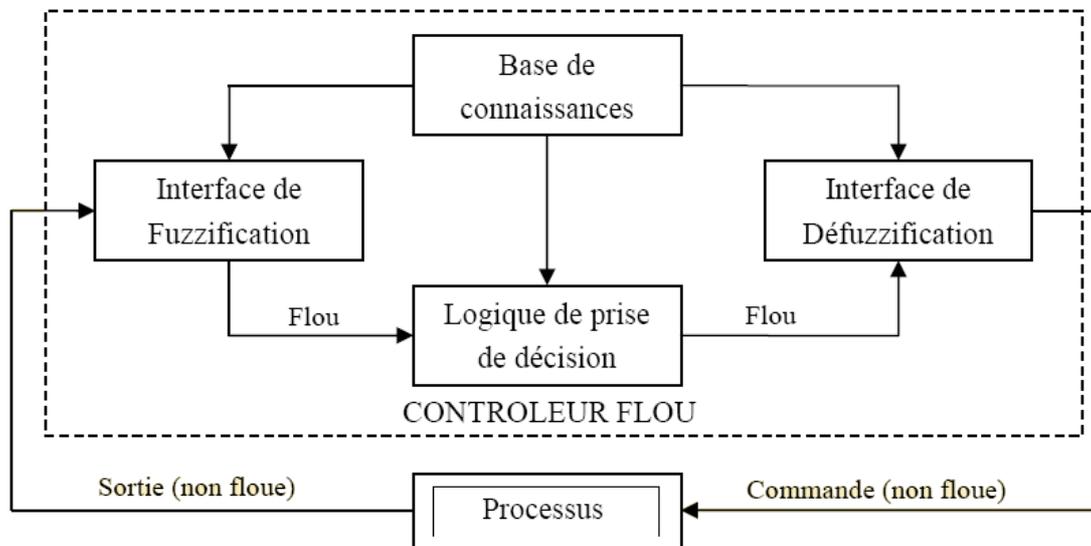


FIG. 4.18 – Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

- Une interface de fuzzification.
- Une base de connaissance.
- Une logique de prise de décision.
- Une interface de défuzzification.
- Le système à contrôler.

L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes [32][42] :

- Mesure des variables d'entrée
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Représentation de la fonction de fuzzification convertissant les données d'entrée en variables linguistiques.

La base de connaissance est composée :

- D'une base de données fournissant les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur.
- D'une base de règles caractérisant les buts et les stratégies de commande émis par les experts au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle.

La logique de prise de décision (inférences) :

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou ; sa fonction est la prise de décision en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences.

L'interface de défuzzification :

Cette interface réalise les fonctions suivantes :

- Une cartographie d'échelle convertissant la plage des variables de sortie aux univers de discours appropriés.
- Une défuzzification fournissant une action de contrôle physique à partir d'une action de contrôle floue.

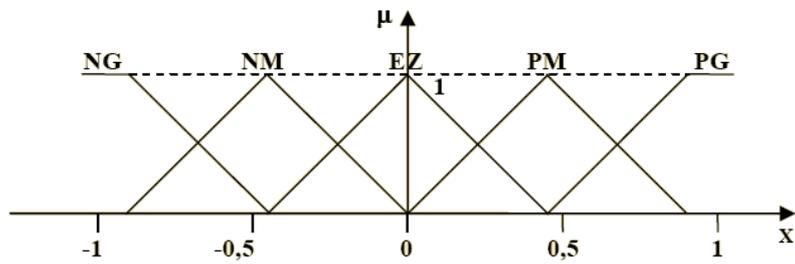
### **Fuzzification**

Les grandeurs provenant du système à régler, utilisées par le régulateur par logique floue, sont mesurées à l'aide d'organes de mesure généralement de type analogique. Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait presque exclusivement de manière digitale, il faut prévoir donc un convertisseur analogique/digital.

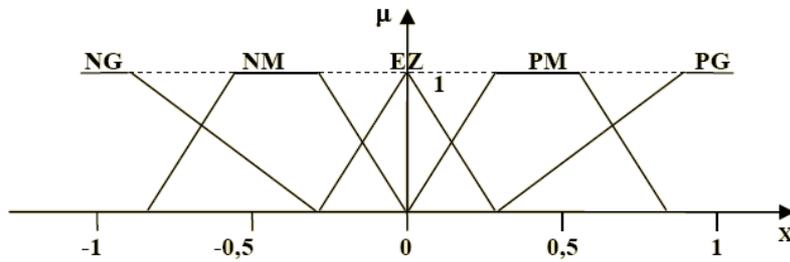
La définition des fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrée se fait après le passage des grandeurs physiques (grandeurs déterminées) en variables linguistiques (grandeurs ou variables floues) qui peuvent être traitées par les inférences.

Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes (Figure 4.19). Il faut éviter les chevauchements (Figure 4.20.a) et les lacunes (Figure 4.20.b) entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, cela provoque des zones de non intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité de réglage.

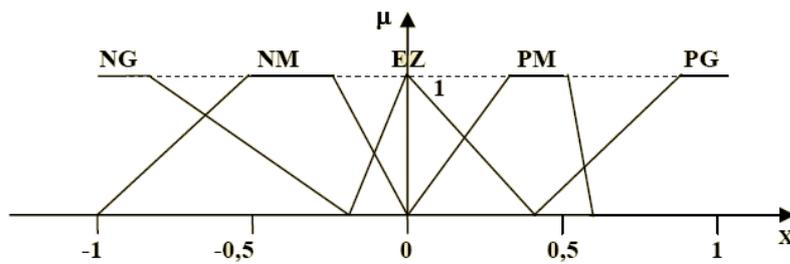
En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenance. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la résolution et de l'intervention du réglage désirée.



**a. Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes**



**b. Fonctions d'appartenance symétriques et non équidistantes**



**c. Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes**

FIG. 4.19 – Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.

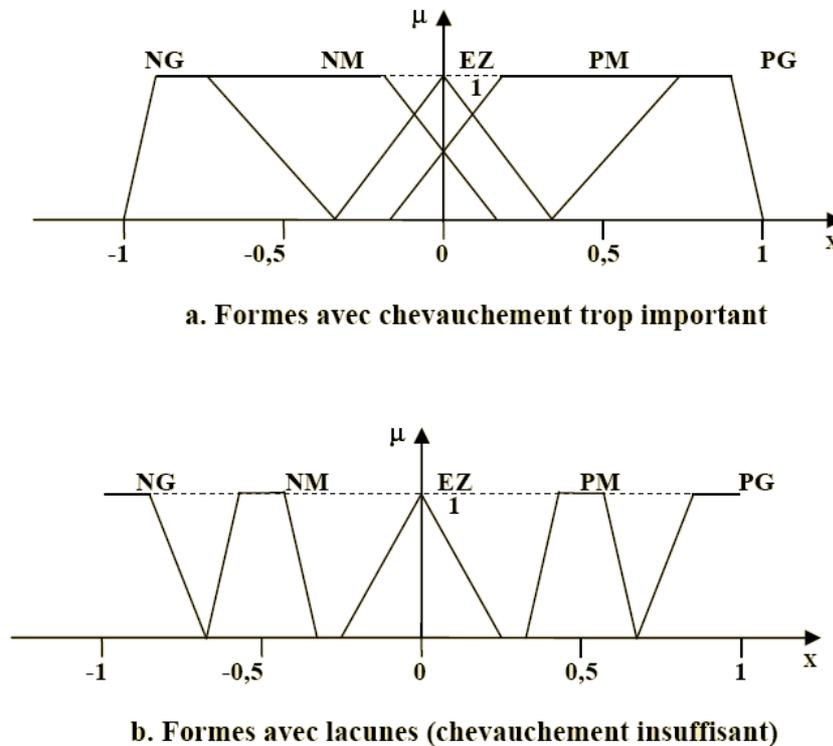


FIG. 4.20 – Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée.

### Inférences (déductions floues)

Les déductions floues lient les grandeurs mesurées (transformées en variables linguistiques) à la variable de sortie exprimée également comme variable linguistique.

Il existe différentes possibilités d'exprimer les inférences, à savoir par description linguistique, par description symbolique, par matrices d'inférence ou par tableau d'inférence [15][36].

Plusieurs possibilités existent pour la réalisation des opérateurs de la logique floue qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. A partir de ces possibilités, on introduit la notion de méthodes d'inférences permettant un traitement numérique de ces inférences ; en général, on utilise l'une des méthodes suivantes :

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

### Exemple de la méthode d'inférence Max-Min

Afin de mettre en évidence le traitement numérique des inférences, on fera appel à un cas de deux variables d'entrée  $x_1$  et  $x_2$  et une variable de sortie  $x_r$ . Chacune est composée de trois ensembles NG (négatif grand), EZ (environ zéro) et PG (positif grand) et définie par des fonctions d'appartenance, comme le montre la figure (4.21). Pour les variables d'entrée on suppose que les valeurs numériques sont  $x_1 = 0,44$  et  $x_2 = -0,67$ .

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

$$x_r := \begin{array}{l} \text{si } (x_1 \text{ PG ET } x_2 \text{ EZ}), \text{ ALORS } x_r := \text{EZ OU} \\ \text{si } (x_1 \text{ EZ OU } x_2 \text{ NG}), \text{ ALORS } x_r := \text{NG.} \end{array}$$

La première condition ( $x_1$  PG ET  $x_2$  EZ) implique pour  $x_1 = 0,44$  un facteur d'appartenance  $\mu_{PG}(x_1 = 0,44) = 0,67$  et pour  $x_2 = -0,67$  un facteur d'appartenance  $\mu_{PG}(x_2 = -0,67) = 0,33$ . La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs d'appartenance  $\mu_{c1} = 0,33$  à cause de l'opérateur ET. La fonction d'appartenance  $\mu_{EZ}(x_r)$  pour la variable de sortie est donc encrêtée à 0,33 et cela à cause de l'opérateur alors réalisé par la formation du minimum. La fonction d'appartenance partielle  $\mu_{R1}(x_r)$  pour la variable de sortie  $x_r$  est mise en évidence par un trait renforcé sur la figure (4.21).

La condition ( $x_1$  EZ OU  $x_2$  NG) de la deuxième règle implique des facteurs d'appartenance  $\mu_{EZ}(x_1 = 0,44) = 0,33$  et  $\mu_{NG}(x_2 = -0,67) = 0,67$ . La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur maximale de ces deux facteurs  $\mu_{c2} = 0,67$  à cause de l'opérateur OU. De la même manière que la première condition, la fonction d'appartenance de la deuxième condition  $\mu_{NG}(x_r)$  de la variable de sortie est encrêtée à 0,67. La fonction d'appartenance partielle  $\mu_{R2}(x_r)$  est également mise en évidence par un trait renforcé (Figure 4.21).

La fonction d'appartenance résultante  $\mu_{Res}(x_r)$  s'obtient par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance partielles  $\mu_{R1}(x_r)$  et  $\mu_{R2}(x_r)$  puisque ces deux fonctions sont liées par l'opérateur OU. Cette fonction est hachurée à la figure (4.21).

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

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

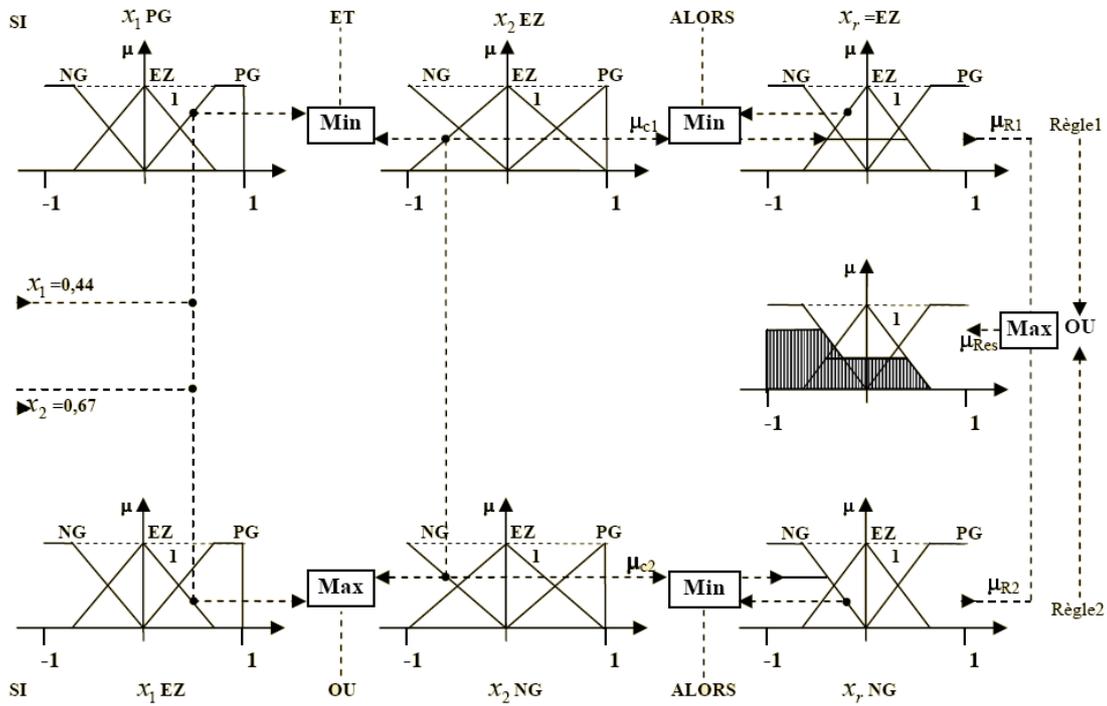


FIG. 4.21 – Méthode d'inférence Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles.

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_r) \quad (4.28)$$

– Pour la méthode d'inférence Max-Min

$$\mu_{Ri}(x_r) = \text{Min}[\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)] \quad \text{avec } i = 0, 1, \dots, m. \quad (4.29)$$

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

– Pour la méthode d'inférence Max-prod et Max-Min

$$\mu_{Res}(x_r) = \text{Max}[\mu_{R1}(x_r), \mu_{R1}(x_r), \dots, \mu_{Rm}(x_r)] \quad \text{avec } i = 0, 1, \dots, m. \quad (4.30)$$

– Pour la méthode d'inférence Somme – prod :

$$\mu_{Res}(x_r) = [\mu_{R1}(x_r) + \mu_{R1}(x_r) + \dots + \mu_{Rm}(x_r)]/m \quad (4.31)$$

## Défuzzification

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification. Etant donné que l'organe de commande nécessite un signal de commande  $U_{cm}$  précis à son entrée, il faut donc prévoir une information déterminée (physique).

Cette transformation est assurée par le bloc de défuzzification. Ce même bloc réalise la conversion inverse de la fuzzification (conversion digitale/analogique).

Plusieurs stratégies de défuzzification peuvent être utilisées [32][33]; parmi lesquelles on trouve :

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

### 1. Défuzzification par centre de gravité

L'une des méthodes de défuzzification les plus utilisées est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{Res}(x_r)$ .

#### a. Centre de gravité lors de la méthode d'inférence Somme - Prod

Pour la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante, il suffit de calculer son abscisse dont l'expression est donnée par :

$$x_r^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} x_i^* S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} S_i} \quad (4.32)$$

avec :

$$S_i = \int_{-1}^1 \mu_{oi}(x_r) dx_r \quad (4.33)$$

et :

$$x_i^* = \frac{1}{S_i} \int_{-1}^1 x_r \mu_{oi}(x_r) dx_r \quad (4.34)$$

#### b. Centre de gravité lors de fonction d'appartenance sans chevauchement

Par analogie avec la relation (4.32), l'abscisse du centre de gravité dans ce cas de fonctions se calcul à l'aide de l'expression suivante :

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^* S_E}{\sum \mu_{CE} S_E} \quad (4.35)$$

avec :

$$x_r^* = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{CEi} \quad \text{pour la méthode Somme - Prod}$$

et :

$$\mu_{CEi} = \text{Max}[\mu_{CEi}] \quad \text{pour les méthodes MaX - Min et MaX - Prod}$$

### c. Centre de gravité lors de la méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode est un cas particulier des fonctions d'appartenance sans chevauchement. Dans ce cas toutes les surfaces SE des fonctions d'appartenance sont uniformisées et prises égales à 1. L'abscisse du centre de gravité se réduit à l'expression suivante :

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^*}{\sum \mu_{CE}} \quad (4.36)$$

## 2. Défuzzification par valeur maximale

La méthode de défuzzification par centre de gravité exige en général une envergure de calcul assez importante. Par conséquent, il sera utile de disposer d'une méthode plus simple. Quelques fois on fait appel à la méthode de défuzzification par valeur maximale.

Le principe de cette méthode réside dans le choix de l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. Cependant cette méthode présente un inconvénient. Lorsque l'abscisse de la valeur maximale est limitée entre  $x_{r1}$ , et  $x_{r2}$ (Figure 4.22) ; toutes les valeurs comprises entre ces deux limites peuvent être utilisées. Cette méthode n'est donc pas recommandable pour le réglage par logique floue.

## 3. Défuzzification par la valeur moyenne des maxima

Pour éviter l'indétermination présentée lors de la méthode par valeur maximale, on fait appel la méthode de défuzzification par valeur moyenne des maxima. Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne des abscisses de toutes les fonctions d'appartenance maximales. Cependant, cette méthode présente également un grand inconvénient qui réside dans le saut du signal de sortie si la dominante change d'une fonction d'appartenance partielle à une autre (Figure 4.23). Par conséquent, ce comportement provoque un mauvais comportement du circuit de réglage.

## 4.8.5 Différentes approches pour la détermination des règles

Il existe deux approches principales pour la détermination des règles d'un contrôleur flou. La première est une méthode purement heuristique ; les règles sont déterminées de telle sorte que l'écart entre la consigne et la sortie puisse être corrigé. Cette détermination repose sur la connaissance qualitative du comportement du processus [34]. La seconde

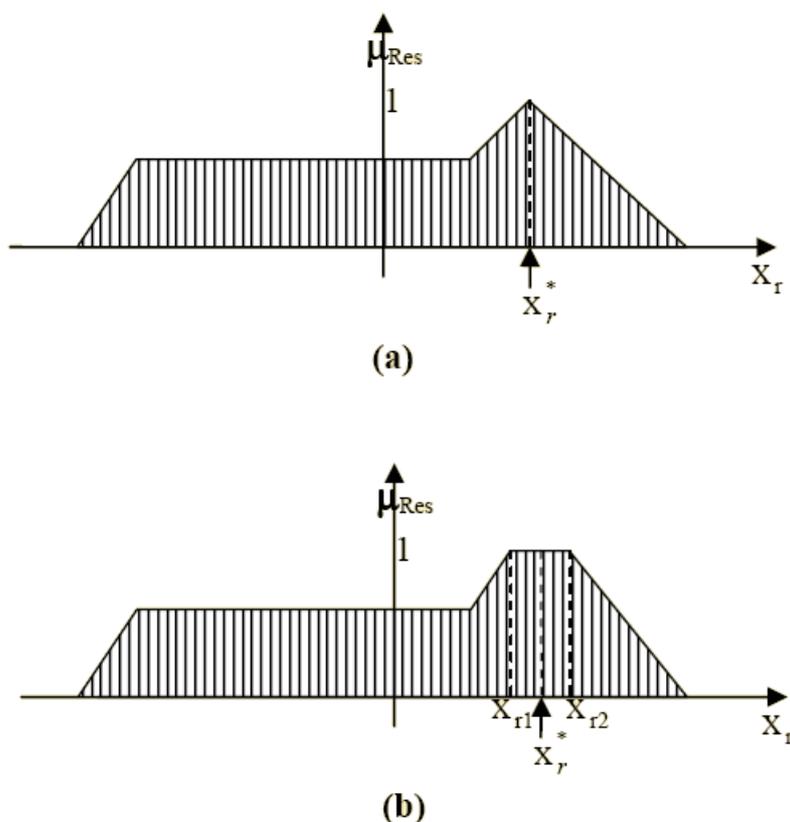


FIG. 4.22 – Défuzzification par valeur maximale.

approche est une méthode pouvant déterminer d'une manière systématique la structure linguistique et/ou les paramètres satisfaisants les objectifs et les contraintes de contrôle.

Une autre méthode a été introduite [35] pour la détermination des règles et cela en se référant à la trajectoire du système en boucle fermée. La recherche intuitive du comportement du système en boucle fermée, pour la détermination des règles dans le domaine temporel, utilise fréquemment l'erreur  $e$  (observation) et la variation de l'erreur  $\Delta e$ . (dynamique du processus) ainsi que la variation de la commande  $\Delta U$  (entrée du processus à réguler).

La procédure à suivre, pour la détermination des règles du contrôleur flou est expliquée en considérant les points indiqués sur la figure (4.24). Pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

Règle 1 : Si  $e = PG$  et  $\Delta e = EZ$  alors  $\Delta U = PG$ . Départ.

Règle 2 : Si  $e = PG$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta U = PM$ . Augmentation de la commande

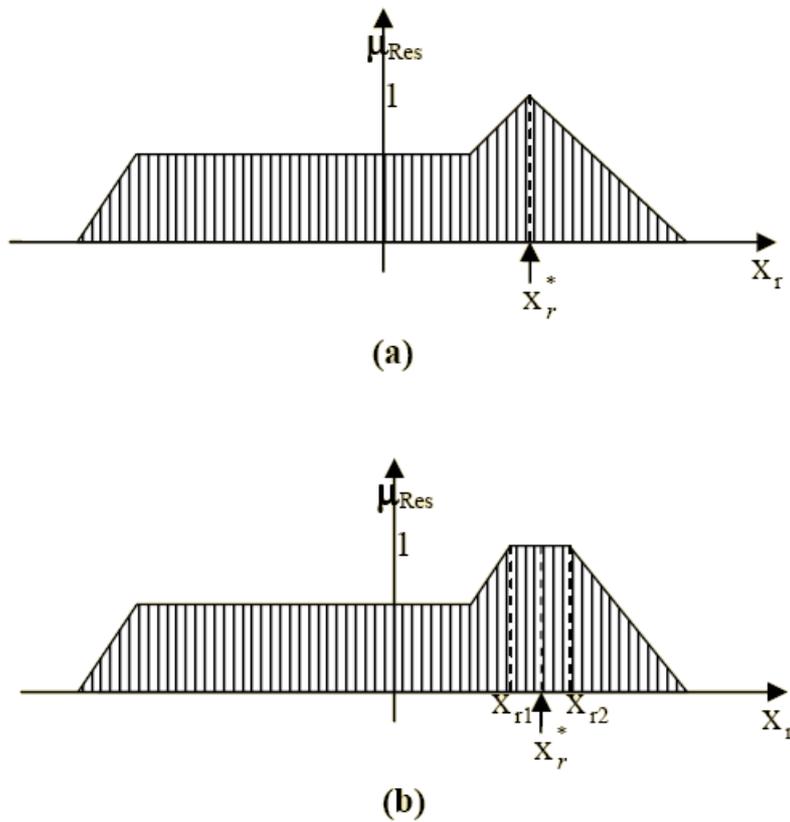


FIG. 4.23 – Discontinuité lors de la défuzzification par valeur maximale.

pour garder l'équilibre.

Règle 3 : Si  $e = PM$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta U = PP$ . Très faible augmentation de la commande pour ne pas dépasser la valeur limite.

Règle 4 : Si  $e = PP$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta U = EZ$ . Convergence vers l'équilibre.

Règle 5 : Si  $e = EZ$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta U = NP$ . Freinage du processus.

Règle 6 : Si  $e = NP$  et  $\Delta e = PP$  alors  $\Delta U = NM$ . Freinage et inversion de la variation de la commande.

Règle 7 : Si  $e = NM$  et  $\Delta e = EZ$  alors  $\Delta U = NM$ . Rappel du processus vers l'équilibre.

Règle 8 : Si  $e = NP$  et  $\Delta e = EZ$  alors  $\Delta U = EZ$ . Convergence vers l'équilibre.

Règle 9 : Si  $e = EZ$  et  $\Delta e = EZ$  alors  $\Delta U = EZ$ . Equilibre.

En considérant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table du contrôle flou de base qui correspond à la table de règle très connue de Mac Vicar-whilan [33][34] :

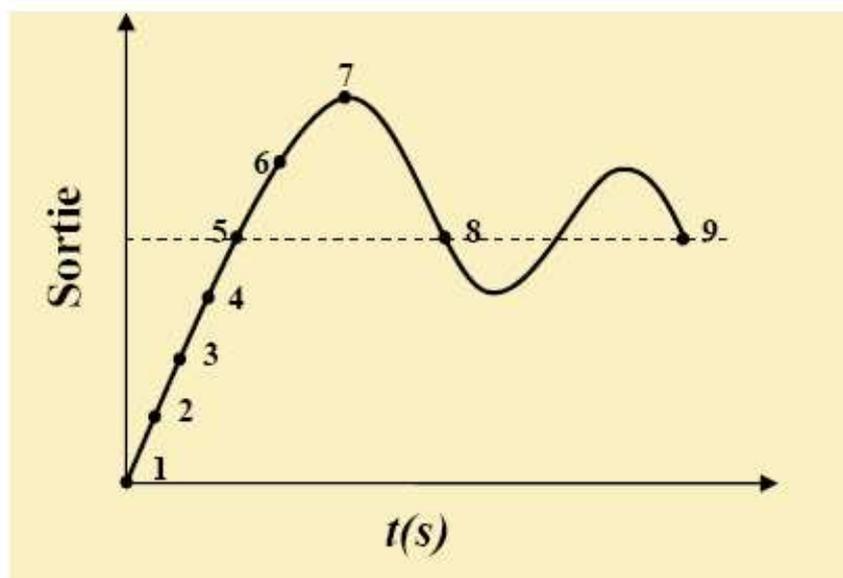


FIG. 4.24 – Ecriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle.

$\Delta e$ \ e	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

FIG. 4.25 – Tableau N°3 : Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure 4.24.

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

### 4.8.6 Développement pratique du contrôleur flou

La majorité des contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur le schéma simple de Mamdani [36] ; pour un système mono-variable, ce schéma est représenté par la figure (4.26).

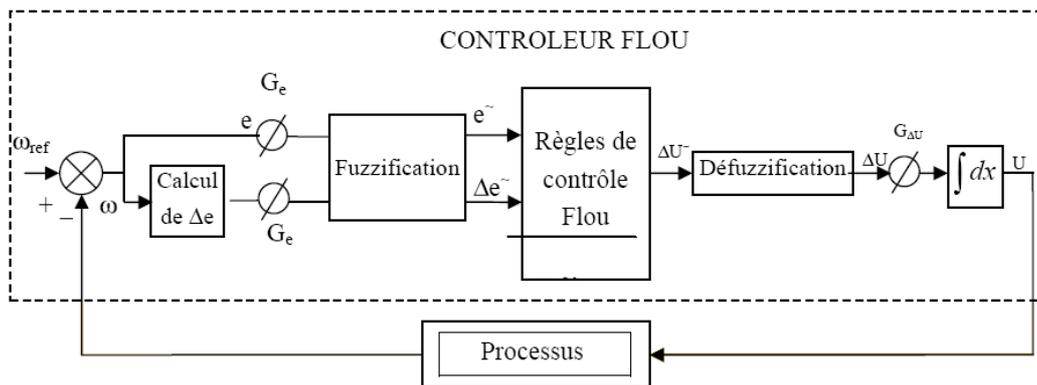


FIG. 4.26 – Schéma bloc d'une boucle de régulation à contrôleur flou.

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

Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps ( $\Delta e$ ).
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande.
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Les règles de contrôle flou.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.
- Un bloc intégrateur.

#### Loi de commande

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

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

### **Implémentation**

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

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

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

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

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

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

$$\Delta e(K + 1) = \Delta e(K + 1)G_{\Delta e}$$

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

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

## 4.9 Résultats de Simulation et discussions

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

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

$$e = P_{reference} - P_{reelle} \quad (4.37)$$

- La variation de l'erreur de puissance notée  $\Delta e$  est définie par :

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

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande  $\Delta u$ .

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

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

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

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

- Négatif grand noté NG ; - Négatif petit noté NP ; - Environ de zéro noté EZ ; - Positif petit noté PP ; - Positif grand noté PG .

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

"si  $e$  est  $Z$  et  $\Delta e$  est  $Z$  Alors  $\Delta U$  est  $Z$  "

"si  $e$  est  $GN$  et  $\Delta e$  est  $GN$  Alors  $\Delta U$  est  $GN$  "

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

$e$	N	Z	P
$\Delta e$	N	Z	P
N	GN	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	GP

FIG. 4.27 – Matrice d’inference des règles floues

Les paramètres (les gains de normalisation) du régulateur Floue qui donnent la réponse optimale du système sont :

$$K_e = 0.0019, K_{\Delta e} = 0.0000011, K_{\Delta u} = 1000000.$$

Les schémas de simulation avec le régulateur Flou sont les même qu’avec le régulateur PI (on remplace le PI par le PI Floue), les résultats de simulation sont donnés à charge constante en suite à charge variable et on termine par un test de robustesse du régulateur vis à vis les variations de la charge.

• Simulation pour une charge constante ( $f_c = f_r$ )

On se limite à donner les résultats de la régulation de puissance seulement par le modèle mathématique (fonction de transfert en boucle fermée) du système de chauffage par induction.

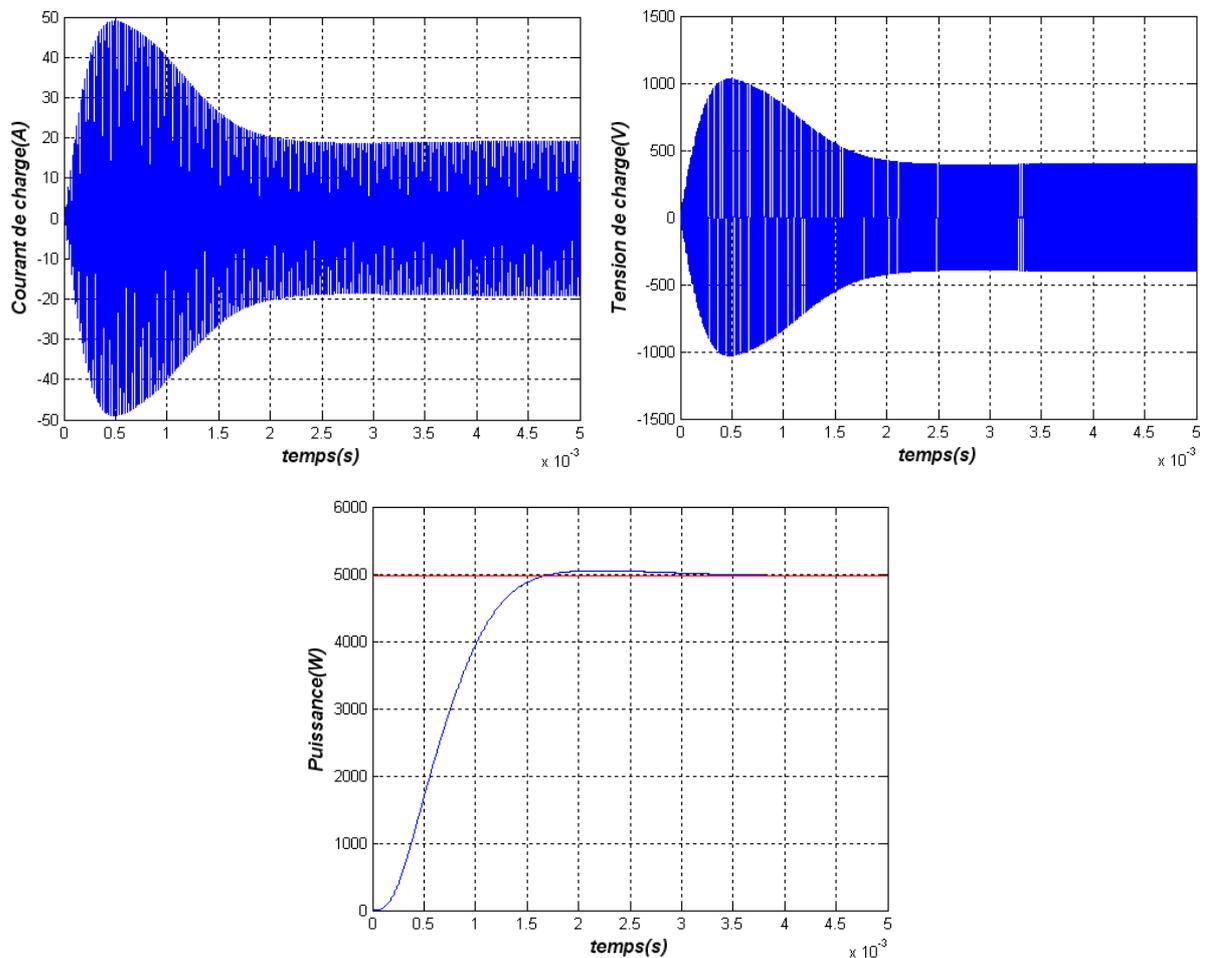


FIG. 4.28 – Résultats de simulation du modèle (charge constante).

Afin de visualiser les formes d'ondes de la tension et du courant de charge la figure suivante donne le "Zoom" de ces deux derniers.

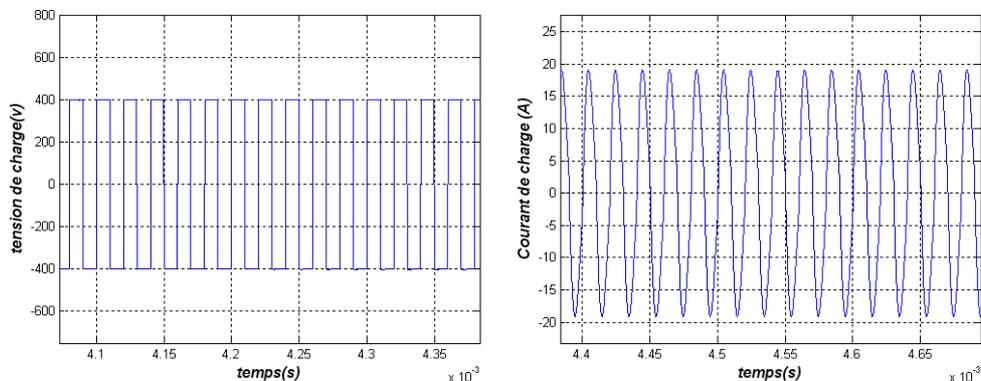


FIG. 4.29 – Le "Zoom" de la tension et du courant de charge constante.

• **Simulation pour une charge variable de (R,L) : ( $f_c \neq f_r$ )**

On augmente la valeur de  $R$  et en diminue la valeur de  $L$  comme dans le cas réel, cette variation provoque une chute de puissance, dans ce cas le régulateur force l'hacheur à fournir plus de puissance, pour rejeter la perturbation.

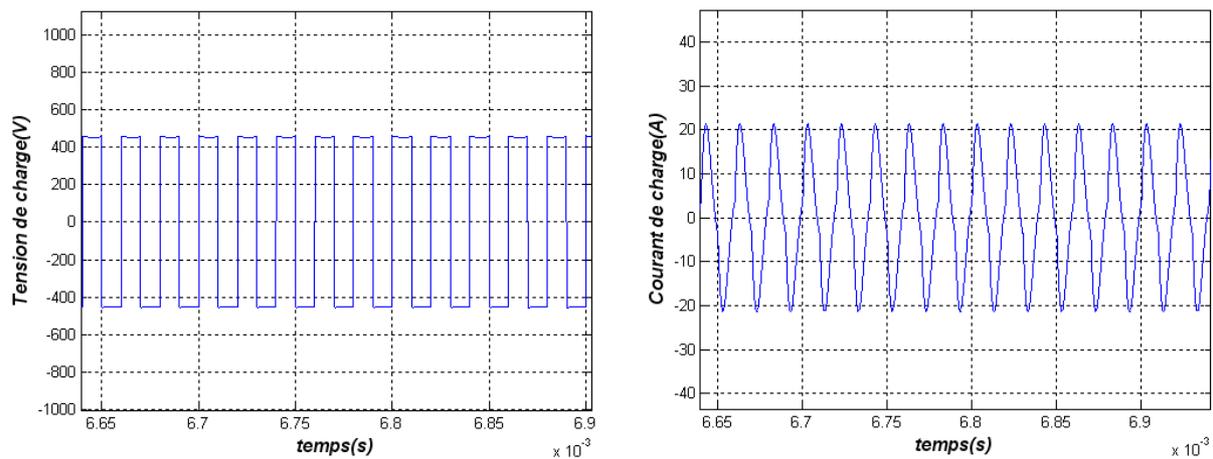


FIG. 4.30 – Le "Zoom" de la tension et du courant de charge variable de (R,L).

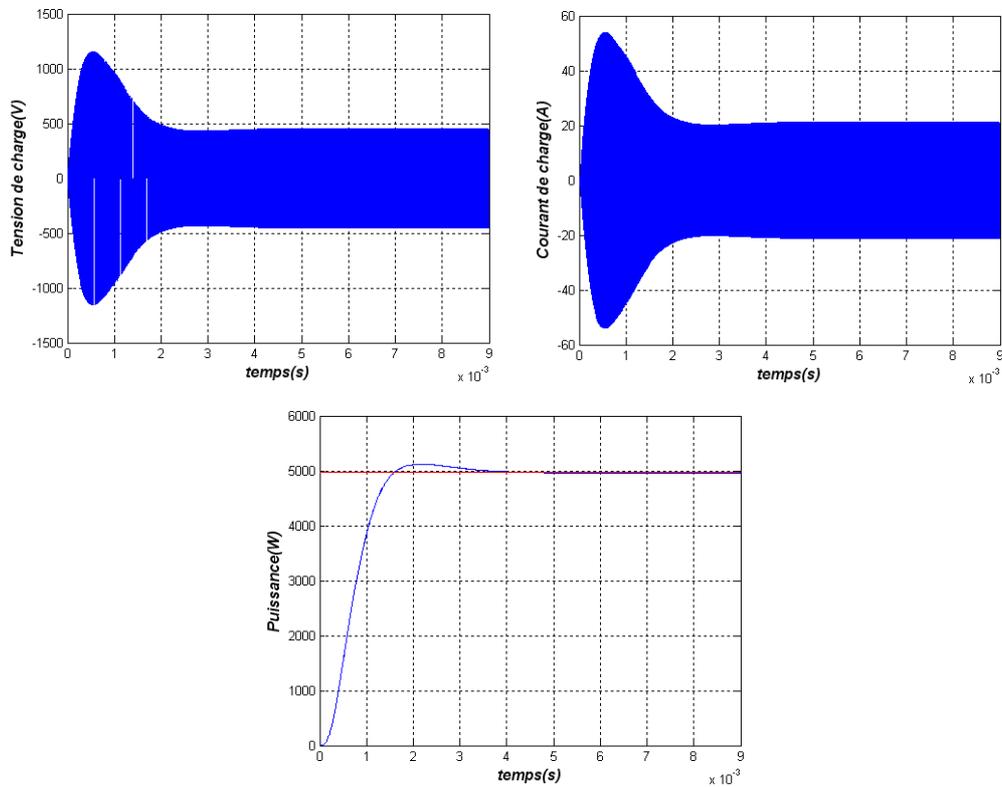


FIG. 4.31 – Résultats de simulation du modèle(charge variable).

- **Teste de robustesse du régulateur**

De la même manière que pour la régulation avec le PI, on fait varier la résistance à l'instant  $t_1 = 0.005s$  et l'inductance à l'instant  $t_2 = 0.008s$  pour voir l'influence de chacune d'elle sur le comportement du système.

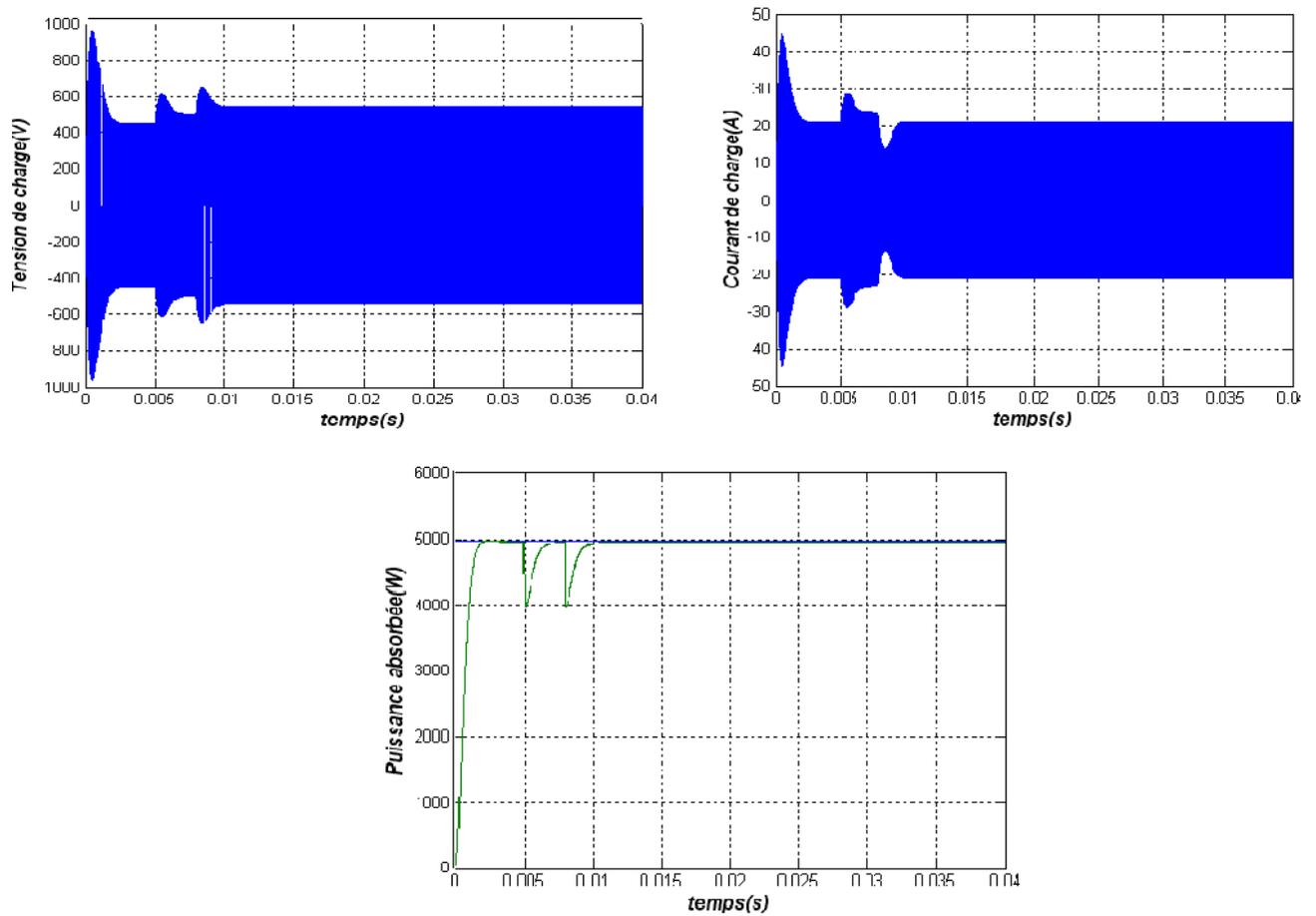


FIG. 4.32 – Robustesse du PI-Floue vis à vis la variation des paramètres(R,L).

Le "Zoom" de la tension et du courant de charge est donné par la figure suivante, on remarque bien que le comportement du régulateur PI-Floue est similaire à celui du PI classique, le rejet de la perturbation confirme la robustesse des deux régulateurs.

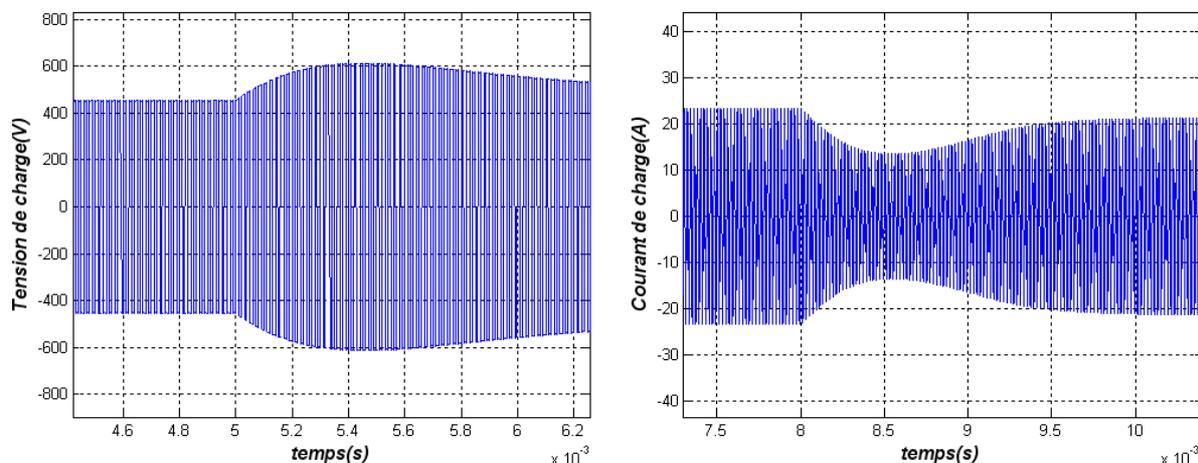


FIG. 4.33 – Le "Zoom" de la tension et du courant pour le test de robustesse.

## 4.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a proposé une approche de commande du système de chauffage par induction par un PI classique, et par un PI flou .

Des résultats de simulation ont été présentés et montrent la robustesse de la commande par le régulateur PI classique face à la variation paramétrique et non paramétrique en général. Les notions de base de la logique floue ont été présentées. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de la puissance dans les systèmes de chauffage par induction. on note que tous les résultats et les performances obtenus dépendent du choix des gains du régulateur. Ce choix se fait par la méthode "essai-erreur" pour le PI flou et à partir d'un calcul des coefficients puis un ajustement par simulation en fonction des performances désirées pour le PI classique.

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

---

# Conclusion générale

---

L'objectif de ce présent mémoire concerne la modélisation et la commande des systèmes du chauffage par induction par un PI classique et un PI flou . Cette étude nous a permis en premier lieu de modéliser ce système constitué d'une charge métallique entourée par une bobine de cuivre, de proposer une approche de contrôle des convertisseurs statiques qui alimentent ce système en deuxième lieu.

A partir de cette étude et les résultats obtenus on peut tirer les conclusions suivantes :

1. Grace au développement réalisés dans la commande électrique et l'apparition de diverses structures des convertisseurs de l'électronique de puissance, on peut à présent, disposer de sources d'alimentation à fréquences variables.

2- L'étude des systèmes de chauffage par induction exige une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la charge et l'alimentation constituée par l'hacheur et l'onduleur. Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques du système.

3- La variation de la résistance  $R$  et l'inductance  $L$  de la charge pendant l'échauffement de la pièce provoque une forte diminution du rendement (puissance absorbée) ; pour cela il nous faut une régulation bien adaptée à cette variation afin d'éviter ces pertes.

4- La régulation doit se faire par l'alimentation de l'onduleur à travers l'hacheur et aussi la régulation de fréquence de commutation qui doit suivre la fréquence de résonance de la charge.

5- Le régulateur PI conventionnel permet d'obtenir de bonnes performances. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis à vis de la variation des paramètres de la charge.

6- La logique floue, caractérisée par sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague a été exploitée pour construire une régulation floue de puissance, l'approche de commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenues.

En fin, ce travail est un prolongement (contribution) des études réalisées sur les systèmes de chauffage par induction. Il a besoin d'une continuation dans plusieurs directions. D'après les résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager les perspectives et les suggestions suivantes :

- Une régulation de fréquence de commutation par la PLL.
- Une réalisation pratique du circuit de commande des gâchettes par un micro-contrôleur ou avec un DSP.
- Une synthèse systématique des régulateurs Flou.

## LES PARAMÈTRES DU SYSTÈME SIMULE

Les paramètres du système sont extraits d'un article "IEEE" [44].

- La résistance de la charge  $R = 26.6\Omega$
- L'inductance de la charge  $L = 126.710^{-6}\text{H}$
- La capacité de la charge  $C = 0.0810^{-6}\text{F}$
- La tension aux bornes de l'onduleur  $E = 400\text{V}$
- La puissance absorbée par la charge  $P = 4972\text{W}$
- Alimentation de l'hacheur  $E_h = 500\text{V}$
- Inductance du filtre de l'hacheur  $L_f = 210^{-2}\text{H}$
- Capacité du filtre de l'hacheur  $C_f = 1.5610^{-5}\text{F}$

## LES SCHEMAS SYNOPTIQUES DU SYSTÈME SIMULE

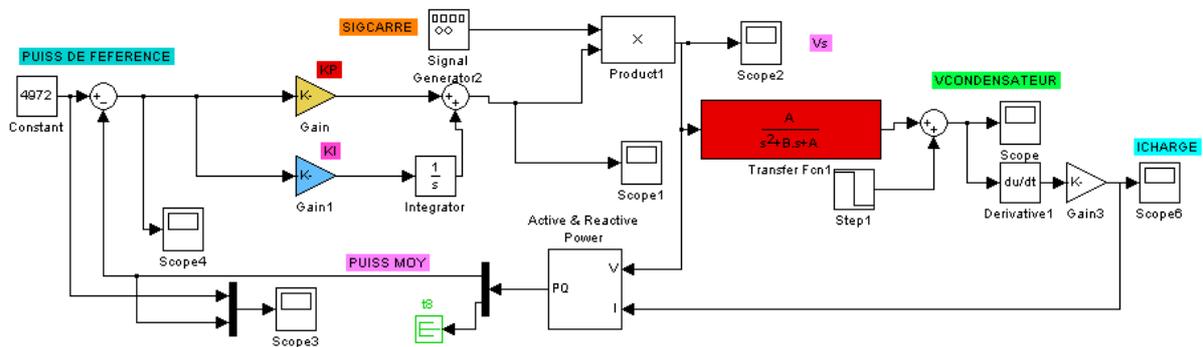


FIG. 34 – schéma de régulation du système avec un PI.

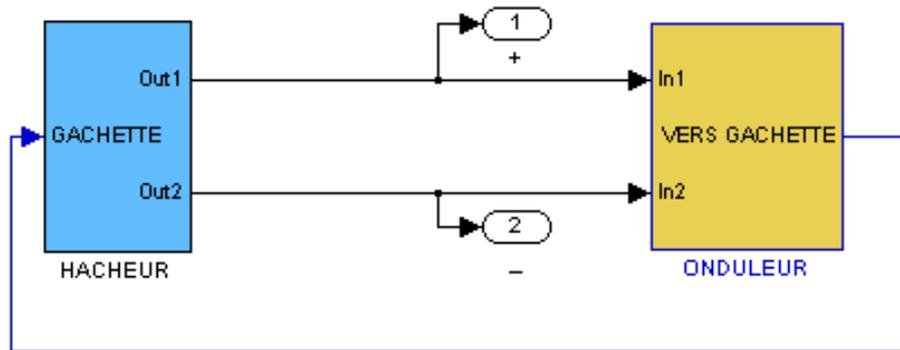


FIG. 35 – Circuit électrique (Onduleur + Hacheur) sous forme subsysteme.

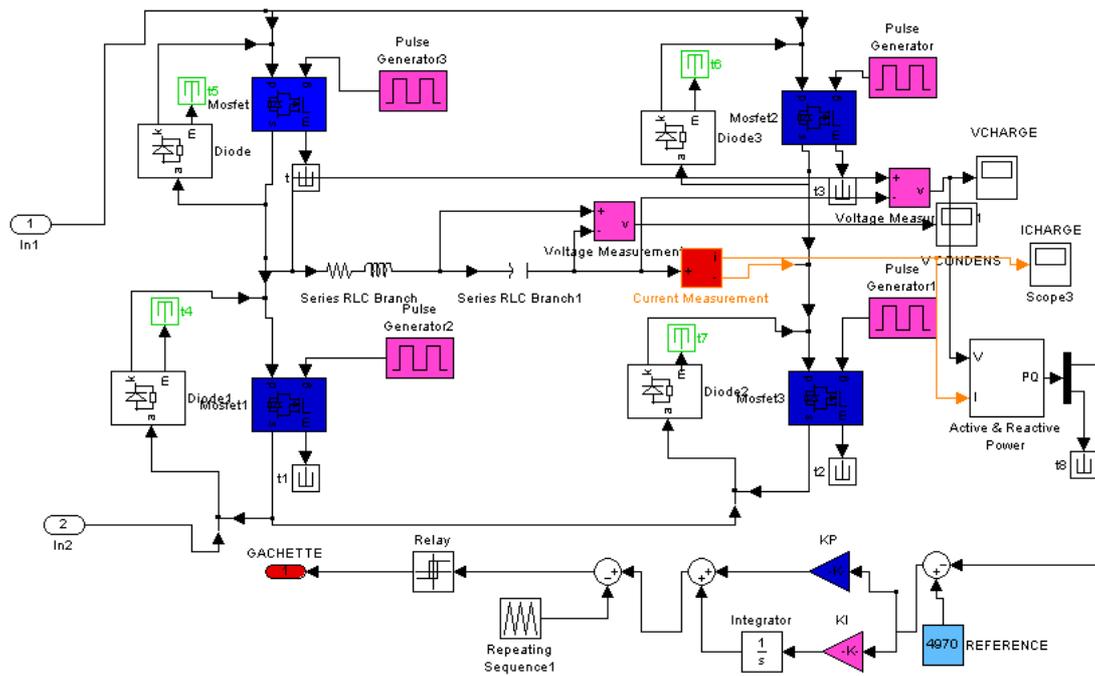


FIG. 36 – Circuit électrique de l'onduleur avec réglage de puissance à fréquence fixe .

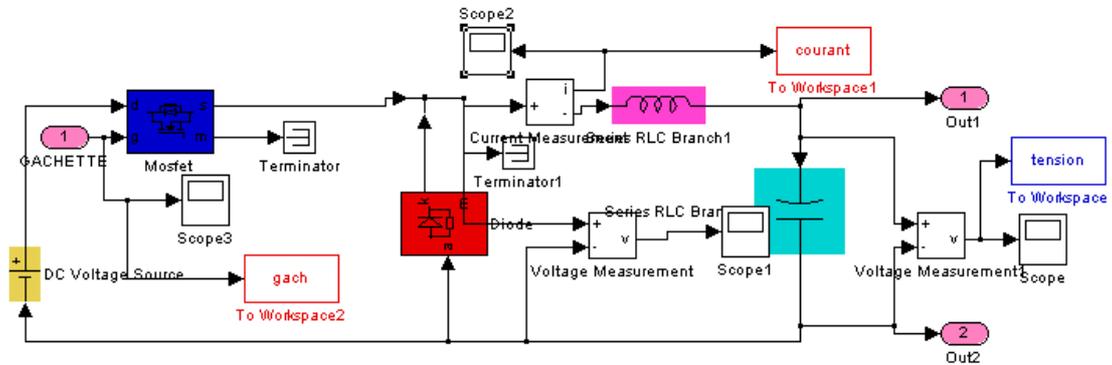


FIG. 37 – Circuit électrique de l'Hacheur avec réglage de  $\alpha$ .

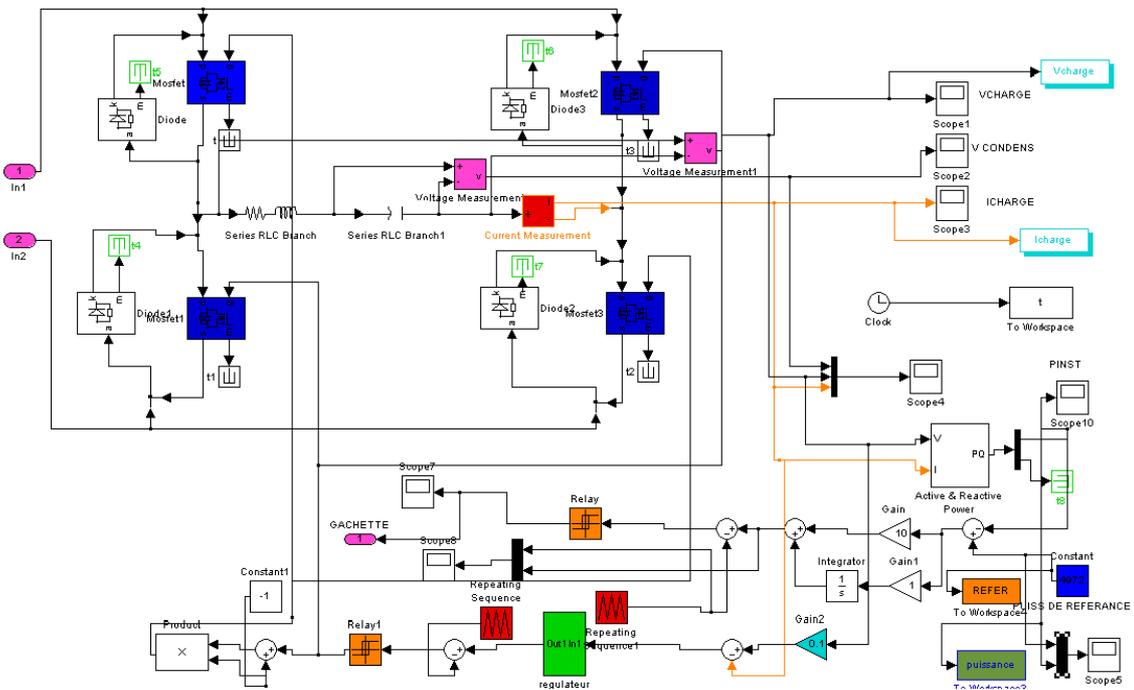


FIG. 38 – Circuit électrique de l'onduleur avec réglage de fréquence.

---

# Bibliographie

---

- [1] JEANT CALLBAUT "*Guide Power Quality, section 7 : Efficacité Energétique*", [www.leonardo-energy.org/france](http://www.leonardo-energy.org/france). (Edition Août 2007).
- [2] M. SVEN WANSER "*simulation des phénomènes de chauffage par induction : application à la trampe superficielle*", thèse de doctorat. Edition de L'école doctorale de lyon des science pour L'ingénieur, (1995).
- [3] J. NUNS "*Les convertisseurs de fréquence utilisés en chauffage par induction*", EDF-DER-DAE-RENARDIERS, HE 16/T 563, (1988).
- [4] J. P FERRIEUX, J. BARBAROUX, R.ERNST "*Générateur à induction pour la cuisson professionnelle*", congrès européen : l'induction et ses applications industrielles, strasbourg, 20-21 et Mars (1991).
- [5] 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 Octobre 1990, Toulouse.
- [6] J.Y GASPARD, B. MAKHLOUF (BONNET S.A.), N. BURAI (ECL) "*Cuisson par induction : une nouvelle génération de système inducteurs*", Congrès européen : l'induction et ses applications induction industrielles, strasbourg, 20-21 et 22 Mars (1991).
- [7] C.F.E.I (Cie française d'électrothermie industrielle) "*Equipement pour traitement thermique*", SEYSSINET PARISET, (1988).
- [8] Y. CHERON "*Application des règles de la dualité à la conception de nouveaux convertisseurs, synthèse du thyristor dual. domaines d'application*", Thèse de docteur ingénieur-Toulouse, (1982).

- 
- [9] F.D.F (Induktionserwärmung Fritz Düsseldorf GmbH) "*parallel type oasillating converter-power harnessed by electronics*", Lehener Straße, (1991-1992).
- [10] Y. CHERON "*La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique*", Thèse d'état-INP. Toulouse, (1988).
- [11] J.P FERRIEAU, F. FOREST, "*Alimentations à découpage et convertisseurs à résonance*", DUNOD, (1999).
- [12] F. BRICHAUT, "*Les onduleurs autonomes : conception et applications industrielles*", DUNOD, (1982).
- [13] DAMASSO, J. LOUIS, "*Cours d'électrotechnique 2 : traitement de l'énergie électrique*", Belin, ISBN 2701108578.
- [14] L. ALLAY, J.P DUBOS, J. LAFARGUE, "*Physique appliquée (electronique-electrotechnique)*", NATHAN, (1994).
- [15] Y. CHERON, "*La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique*", Tec et Doc, (1989).
- [16] G. SEGUIR, "*Electronique de puissance : les fonctions de base et leurs principales applications*", DUNOD, (1999).
- [17] N. MOHAN, T.M UNDELAND et W. ROBINS, "*Power electronics,converter, application and design*", By J. WILEY and SONS, Inc singapore (1989).
- [18] P. KARLSON, "*Quasi resonant DC link converters : analysis and desing for a battery charge application*", LUND, (1999).
- [19] H. AKAGI, T. SAWAE et A. NABAE, "*130 kHz, 7,5 kW current source inverter using static induction transistors for induction heating application*", IEEE Trans power electronics,vol 3, (july 1988).
- [20] G. DEVELY, "*Chauffage par induction électromagnétique : principes*", Technique de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 5 935, pp. 1-22.
- [21] S. HINCHLIFFE, L. HOBSON, "*A voltage fed transistorized induction heating power supply*", Int.J.Electronics, 1987,Vol.63,N°3,pp.443-453.
- [22] L. HOBSON, D.W. TEBB "*Transistorized power supplies for induction heating*", Int.J.Electronics, 1985,Vol.59,N°3,pp.543-552.
- [23] J.NUNS, "*Transistor are replacing valve in induction heating generators*", EPE'87, Grenoble, France, pp.257-262.

- 
- [24] E.J. DEDE, V. ESTEVE, J.V. GONZALES, J. GARCIA, "*Générateur à Transistors à circuit résonnant en serie pour le chauffage par induction*", Congrès européen : l'induction et ses applications industrielles, 20-21et 22 Mars 1991.
- [25] M. KAMLI, S. YAMAMOTO, M. ABE, "*A high-frequency half-bridge inverter for induction heating applications using insulated gate bipolar transistors (IGBT's)*", EPE FIRENZE, 1991, Vol.1,pp.470-474.
- [26] E.J DEDE, J. JORDAN, V. ESTEVE, "*State-of-the art and future trends in transistorised inverter for induction heating applications*", IEEE, NOV 3-5 (2004).
- [27] I. D. de Vries, "*High Power and High Frequency Class-DE Inverter*", Thesis Presented for the Degree of doctor of philosophy In the Departement of electrical engeneering university of cape town, august (1999).
- [28] C. CNNINGHAM, "*A high power inverter for remote applications* ", These,departement of Computer Science and Electrical engineering,University of queensland.October,1999.
- [29] G. CHATINGNER, M. BOÖS, D. BOUIX "*Manuel de génie électrique )*", DUNUD, PARIS, 2006.
- [30] M. H.RACHID, "*Power electronicsCircuits, devices and applicationss*", PEARSON, 2004.
- [31] F. LEPLUS, "*TP. D'electrotechnique par simulation*", ELLIPSES, 2002.
- [32] Y. BENBOUAZZA, "*Commande vectorielle sans capteur mécanique incluant la logique floue d'une PMSM alimentée par onduleur de tension contrôlé en courant*", thèse de magister, université d'Alger,2002.
- [33] H. HENAO, G.A. CAPOLINO, J.A. MARTINEZ-VELASCO, "*A new structure of fuzzy-hysteresis current controller for vector controlled induction machine drives*", Proceedings of IEEE conference on power electronics, 1996, pp. 708-712, 1996.
- [34] M. RODRIGUES, et al, "*Fuzzy logic torque ripple reduction by turn-off angle compensation for switched reluctance motors*", IEEE trans. On Ind. Electronics 48 n°3 (2001), 711-715, 2001.
- [35] A.H. H.AMIN, H.W. PING, H. AROL, H.A.F. MOHAMED, "*Fuzzy logic control of a three phase induction motor using field oriented control method*",University of Malaya,Malaysia, 2002.

- 
- [36] L.A.ZADEH, "*Fuzzy Sets, Information and Control*", Vol. 08, pp. 29 - 44, 1965.
- [37] W. PEDRYCZ, "*Fuzzy Control and Fuzzy System*", Département of Electrical Engineering University of Manitoba Winnipeg, Canada, R.S.P, Taunton, Sonerset, England, 1988.
- [38] E. MAMDANI, "*An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller*", International Journal on Man-Machine Studies, Vol. 07, pp. 1-13, 1975.
- [39] R. KETATA, "*Méthodologie de régulation numérique incluant, la logique floue*", Thèse de Doctorat de l'I.N.S.A de Toulouse, Juillet 1992.
- [40] H. SCHOLTEN, "*Logique floue et régulation PID*", Fuzzy Mode d'Emploi, Août 1995.
- [41] A.M. ALIMI, "*Thé Bêta Fuzzy System : Approximation of Standard Membership Functions*", 17ème Journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'Automatique, 1997.
- [42] C.C. LEE, "*Fuzzy Logic in Control System : Fuzzy Logic Controller - PART I*", IEEE Trans.Syst. Man Cybem, Vol. 20, 02, pp. 404-418, Mars/Avril 1990.
- [43] M. KAMLI, T. TOMIZAWA et M. Abe, "*A High-frequency Half-bridge IGBT Inverter With Series-Parallel Compensated Induciton Heating Loades*", Annual Conference of IEE. Japan, -Industry Application Society-, Japan,1993,pp. 187-192. Trans.Syst. Man Cybem, Vol. 20, 02, pp. 404-418, Mars/Avril 1990.
- [44] YU-LONG CUI, KUN HE, ZHI WEI FAN "*Study on DSP-Based PLL-controller super audio inductionheating power supplysimulation.*", Proceeding of the Fourth International Conference on machine learning, Guangzhou, IEEE, 18-21 August 2005.