

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Hassiba Benbouali de Chlef

Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique



THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : Electrotechnique

Par

Azzedine KHATI

Thème :

CONTRIBUTION A LA COMMANDE D'UN ONDULEUR HAUTE FREQUENCE

ALIMENTANT DEUX INDUCTEURS COUPLES

(APPLICATION : CHAUFFAGE PAR INDUCTION)

Soutenue le 06/ 07/ 2020 devant le jury composé de :

BELMADANI Bachir	Pr	UHBChef	Président
KANSAB Abdelkader	MCA	UHBChef	Encadreur
HELAIMI M'hamed	MCA	UHBChef	Co-encadreur
ALLAOUI Tayeb	Pr	UIKTiaret	Examinateur
BRAHAMI Mostefa	Pr	UDLSidi-Bel-Abbés	Examinateur
MATALLAH Mohamed	MCA	UDBKhemis Miliana	Examinateur
TALEB Rachid	Pr	UHBChef	Invité

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

To my parents and my dear son

A mes parents et mon cher fils

بفضل الله سبحانه تعالى و بعونه تم انجاز هذا العمل

Je profite de ces quelques lignes pour adresser mes sincères remerciements à toutes les personnes qui m'ont aidé que ce soit de près ou de loin. Je remercie le directeur de thèse Monsieur **A. KANSAB** docteur en électrotechnique à l'université Hassiba Benbouali de Chlef, pour son soutien ainsi que la confiance qu'il a manifesté à mon égard, et pour la patience inouïe qu'il m'a témoignée tout au long de l'élaboration de ce travail, ses conseils judicieux, sa disponibilité et ses encouragements m'ont beaucoup aidé pour l'aboutissement de ces travaux.

Je remercie sincèrement le président de jury monsieur **B. BELMADANI**, Professeur en d'électrotechnique à l'université Hassiba Benbouali de Chlef, qui a accepté de présider mon jury. Je tiens à remercier également tous les membres du jury Messieurs : **T. ALLAOUI**, Professeur en d'électrotechnique de l'université Ibn Khladoun de Tiaret, **M. BRAHAMI**, Professeur en d'électrotechnique de l'université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbès et **M. MATALLAH**, docteur en électrotechnique de Université Djilali Bounaama de Khemis Miliana, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce mémoire, ainsi pour tous leurs précieux commentaires et suggestions utiles enrichissant ce travail.

Mes remerciements vont également à l'endroit de mon Co-encadreur monsieur **M. HLEIMI**, docteur en électrotechnique à l'université Hassiba Benbouali de Chlef, monsieur **R. TALEB**, Professeur en d'électrotechnique à l'université Hassiba Benbouali de Chlef, et monsieur **H. KHOUIDMI** docteur en électronique à l'université Hassiba Benbouali de Chlef, pour leur soutien et de m'avoir orienté tout au long de ce travail, leur expérience, leur perspicacité et leurs précieux conseils ont été autant d'atouts qui m'ont beaucoup aidé.

ملخص

يعتمد التسخين التحريضي على العديد من المعايير المستقلة مثل الطاقة المزودة ووقت التسخين وأيضًا تردد التغذية الكهربائية. هذا الأخير يؤثر بشكل صارم على تغير الاستطاعة المتعلقة بشكل مباشر مع كل من مربع التيار المتعرض في المحولة وعلى التردد الذي يتطلب استخدام محولات عالية التردد لتوفير التسخين التحريضي التي تقدم حلاً جيداً للغاية. يتطلب التحكم في التيار المحرض بشكل متزايد تقنية تحكم أكثر تقدماً من أجل ضمان تحكم جيد بدقة، سرعة وكفاءة. في هذا العمل، قدمنا أولاً نموذجاً رياضياً للتسخين التحريضي ذو محرضين المشكل من (المحرضين-حمولة مراد تسخينها)، متبوعاً برسم وظيفي للمناوب عالي التردد المحدد، والذي يأخذ بعين الاعتبار تركيب مكثف التعويض على التسلسل مع المحولة. ثانياً، قمنا بإنشاء قوانين تحكم تنبؤية مناسبة من أجل التحكم في تيار المحث وبالتالي الطاقة المزودة للتسخين التحريضي. تظهر نتائج المحاكاة فعالية استراتيجية التحكم.

الكلمات الرئيسية: التسخين التحريضي، المناوب عالي التردد، الرنين، التحكم التنبؤي

RESUME :

Le chauffage par induction dépend de plusieurs paramètres indépendants tels que l'énergie fournie, le temps de chauffage et également la fréquence d'alimentation électrique. Cette dernière affecte strictement à la variation de la puissance qui dépend directement à la fois au carré du courant induit dans la charge et à la fréquence qui par conséquent nécessite l'utilisation des convertisseurs à haute fréquence, pour l'alimentation du chauffage par induction, dont ils présentent une très bonne solution. Le contrôle du courant de l'inducteur a besoin de plus en plus d'une technique de commande plus avancée afin d'assurer une bonne régulation avec précision rapide et efficace. Dans ce travail, on a présenté premièrement, une modélisation mathématique du chauffage par induction à deux inducteurs constitué par l'ensemble (inducteurs-charge à chauffer), suivie par le schéma de l'onduleur HT choisi, dont la résonance est tenue en considération tout en appliquant un condensateur de compensation en série avec la charge. Deuxièmement, nous avons synthétisé des lois de commande prédictive adaptée afin de contrôler le courant de l'inducteur et par conséquent la puissance fournie au chauffage par induction. Les résultats de la simulation montrent l'efficacité de la stratégie de contrôle.

MOTS CLÉS: chauffage par induction, onduleur haute fréquence, résonance, contrôle prédictif

ABSTRACT:

Induction heating depends on several independent parameters such as the energy supplied, the heating time and also the frequency of electrical supply. The latter strictly affects the variation of the power which directly depends both on the square of the current induced in the load and on the frequency which consequently requires the use of high frequency converters to supply the induction heating which they present a very good solution. The control of the inductor current increasingly requires more advanced control technique in order to ensure good regulation with precision, speed and efficiency. In this work, we first presented a mathematical modeling of the induction heating with two inductors constituted by the assembly (inductors-load to be heated), followed by the diagram of the selected HF inverter, whose resonance is taken in consideration by applying a compensation capacitor in series with the load. Secondly, we have synthesized adapted predictive control laws in order to control the current of the inductor and consequently the power supplied to the induction heating. The results of the simulation show the effectiveness of the control strategy.

KEYWORDS: Induction heating, high frequency inverter, resonance, predictive control

remerciment	2
Résumé	3
Principales notions	6
Liste des figures	8
Liste des tableaux	10
Introduction Générale	11
chapitre1: Principe du chauffage par induction,analyse & modélisation	14
1.1 Introduction	14
1.2 Principe physique du chauffage par induction.....	15
1.2.1 Induction électromagnétique.....	15
1.2.2 Effet Joule.....	16
1.3 Équations de Maxwell	16
1.4 Équation de propagation de la chaleur.....	17
1.5 Profondeur de pénétration	17
1.5.1 Influence de la fréquence sur la profondeur de pénétration δ	19
1.6 Puissance et transfert d'énergie	20
1.6.1 Calcul simplifié	20
1.6.2 Facteur de couplage.....	21
1.6.3 Facteur de transmission de puissance	21
1.7 Rendement électrique	21
1.8 Modèle électrique de l'ensemble inducteur-pièce	22
1.8.1 Modèle série et parallèle.....	22
1.8.1.1 Modèle équivalent série.....	22
1.8.1.2 Modèle équivalent parallèle.....	23
1.8.1.3 Modèle équivalent d'un transformateur	23
1.8.2 Calcul de résistance et inductance équivalentes	23
1.9 Caractéristique des circuits résonants.....	24
1.9.1 Relation entre le facteur de qualité et le courant	27
1.9.2 Conclusion sur les circuits résonants.....	30
1.10 Les installations de chauffage par induction	30
1.10.1 Les inducteurs.....	30
1.10.2 Les pièces mobiles.....	32
1.10.3 Alimentation du système	33
1.10.3.1 Onduleur HT à résonance.....	34
1.10.3.2 Commutation des interrupteurs	35

α	Commutation dure	35
β	Commutation dure adoucie	35
γ	Commutation douce	35
1.10.3.c	Pertes de commutation.....	36
1.10.4	Les applications	36
1.11	Conclusion	37
chapitre 2: Etats de l'art sur le control d'énergie dans le chauffage par induction		38
2.1	Introduction	38
2.2	Méthodes de contrôle de la puissance	39
2.2.1	La Pulse Density Modulation (PDM)	39
2.2.2	La Phase Shifted Control (PSC)	42
2.2.3	Pulse Frequency Modulation (PFM).....	43
2.2.4	Combinaison Pulse Density Modulation (PDM) et Phase shift control (PSC).....	44
2.2.5	Combinaison entre Phase shift control (PSC) et Pulse Frequency Modulation (PFM)	45
2.3	Contrôle de grandeurs alternatives	45
2.4	Technique de Commande des onduleurs à résonance	46
2.4.1	La commande à fréquence fixe.....	46
2.4.1.a	Commande avec rapport cyclique variable.....	46
2.4.1.b	Commande par déphasage symétrique	46
2.4.1.c	Commande par déphasage asymétrique.....	46
2.4.2	La commande à fréquence variables	47
2.4.2.a	Commande avec rapport cyclique variable et fréquence variable	47
2.4.2.b	Commande par déphasage symétrique et fréquence variable.....	47
2.4.2.c	Commande par déphasage asymétrique et fréquence variable	48
2.4	Classification des lois de commande	48
2.4.1	Phase Phase-Locked Loops (PLL)	49
2.4.1.a	Comparateur de phase.....	49
2.4.1.b	Oscillateur contrôlé en tension (VCO).....	50
α	Les VCO HF :	50
β	Les VCO BF	50
2.4.1.c	Filtres de boucle.....	50
α	filtre passif comportant un pôle	50
β	Filtre passif comportant un pôle et un zéro.....	51
γ	Filtre actif intégrateur du 1er ordre.....	52
2.4.2	Fonction de transfert générale de PLL	53

2.5 Différentes lois de contrôle de courant.....	54
2.5.1 Les correcteurs classiques	54
2.5.1.a Correcteur à action intégrale (I).....	54
2.5.1.b Correcteur à action proportionnelle-intégrale (PI)	54
2.5.1.c Correcteur à action proportionnelle-intégrale-dérivée (PID).....	55
2.6 Exigence de régulateurs avancés	55
2.6.1 Régulateur optimal (LQR).....	55
2.6.2 La commande par mode glissant	55
2.6.2 Commande par logique floue	56
2.7 Conclusion.....	56
chapitre3: Modélisation et commande des systèmes à deux inducteurs couplés	58
3.1 Introduction	58
3.2 chauffage à deux inducteurs	59
3.2.1 Avantage de chauffage à deux inducteurs.....	59
3.2.2 Description du dispositif du courant inducteur résultant.....	60
3.2.3 Modélisation.....	61
3.2.4 Calcul des condensateurs.....	61
3.2.5 Représentation dans le logiciel matlab/Simulink.....	63
a) Représentation par fonctions de transfert.....	63
b) Représentation dans l'espace d'état	64
3.2.6 Validation de la modélisation pour les deux représentations	66
3.3 Zone Control Induction Heating (ZCIH).....	73
3.3.1 ZCIH Avec pont tout thyristors.....	76
3.3.2 ZCIH avec pont de diodes et hacheurs	77
3.3.3 Avec pont de diodes et PWM.....	78
3.4 Conclusion.....	78
chapitre4: Application des lois de commande prédictive généralisée (GPC)	80
4.1 Introduction	80
4.2 Commande prédictive.....	81
4.2.1 Principaux avantages	82
4.3 Commande prédictive généralisée.....	82
4.3.1 Modèle de prédiction.....	82
4.3.2 Structure du prédicteur optimal	84
4.3 Forme matricielle de l'équation de prédiction	84
4.5 Minimisation du critère d'élaboration de la loi de commande.....	85

4.5.1	Fonction de coût	85
4.5.2	Validation de la commande choisie.....	86
✓	Test ;	86
4.5.3	Influence de paramètres N_1 , N_2 , N_u et λ sur la commande	87
4.6	Application de GPC sur le chauffage par induction	89
4.6.1	Simulation et résultats.....	91
4.6.2	Discussion	92
4.6.4	Test de robustesse.....	93
4.7	Conclusions	94
	Conclusion générale	96
	Annexes	98
	Bibliographie	100

PRINCIPALES NOTATIONS

e : la tension induite (V)

Φ : le flux magnétique (Wb)

t : le temps (s)

P : la puissance dissipée dans la pièce à chauffer (W)

R : la résistance de la pièce à chauffer (Ω)

I : le courant induit dans la pièce à chauffer (A)

E : le champ électrique

B : le champ magnétique

ρ : la densité volumiques de charges électriques

ε : $\varepsilon_0\varepsilon_r$: la permittivité absolue du milieu diélectrique

$\mu=\mu_0\mu_r$: la perméabilité absolue du milieu

j : la densité du courant.

σ : la conductivité électrique.

H : l'induction magnétique,

T : la température.

λ : la conductibilité thermique en fonction de T [w.m.K]

Mv ; la masse volumique [kg.m^{-3}]

c : la chaleur spécifique [$\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$]

Pv : la densité volumique de puissance [w.m^{-3}]

φ_c et φ_r : Flux de perte de chaleur due à la convection et rayonnement,

n : Vecteur unitaire en surface.

f : La fréquence du fonctionnement

ρ ; La résistivité du matériau chauffé

μ_t ; La perméabilité magnétique relative de la bobine

μ_0 : La perméabilité magnétique du vide

m : la masse matériau à chauffer

T_0 : la température ambiante

t : le temps écoulé pendant le chauffage

c : la capacité thermique relative de la pièce à chauffer

d : Diamètre de la charge (m) ;

μ_r : Perméabilité magnétique relative

h : Hauteur de la charge (m) ;

f : Fréquence (Hz)

PRINCIPALES NOTATIONS

H : induction magnétique ($A.m^{-1}$)

C : Facteur de couplage

ρ : Résistivité du matériau ($\Omega.m$) ;

F : Facteur de transmission de puissance

P : Puissance transmise à la charge

ℓ : Longueur de la bobine d'induction,

r : Rayon de la bobine d'induction,

N : Nombre de spires de la bobine d'induction.

P_c : pertes par commutation

V_c : tension de commutation

I_c : courant de commutation

f_c : fréquence de commutation

t_f et t_D : temps fermeture et ouverture successivement

N : La longueur d'un cycle PDM

mod : Le niveau de la modulation

P_{max} : La puissance maximale transmise

ϕ : La durée pendant laquelle la tension est nulle

β ; Le déphasage entre la tension carrée d'onduleur et le courant

α : Le déphasage entre le fondamental de la tension onduleur et le courant dans l'inducteur.

Q : Le facteur de qualité du circuit résonant

V_D : Tension continue d'alimentation

R_{eq} : La résistance équivalente de la charge

α_i ; Le demi-angle durant lequel le courant d'onduleur est nul.

δ_i ; Le déphasage entre deux courants d'onduleurs

$N1$: Horizon de prédiction minimum

$N2$: Horizon de prédiction maximum

Nu : Control Horizon

d : Retard pur du système

λ : facteur de pesée

w_{ref} : Trajectoire de référence

\hat{y} : sortie prévue

Figure1.1 : Principe du chauffage par induction	15
Figure1.2 : La profondeur de pénétration δ et distribution de la chaleur dans la charge	18
Figure1.3 : Répartition de densité de courant à l'intérieur d'une pièce	18
Figure1.4 : Facteur de transfert de puissance d'une plaque fine et d'un cylindre dans le cas d'inducteur longitudinal	21
Figure1.5 : schéma électrique équivalent à l'ensemble inducteur-pièce à chauffer	22
Figure1.6 : Circuits résonant série et parallèle.....	24
Figure1.7 : La tension est en phase avec le courant	25
Figure1.8 : diagramme de Bode du circuit RLC série.....	27
Figure1.9 : l'influence de la variation de résistance et le facteur de qualité sur la fonction de transfert du système	28
Figure1.10 : la tension et le courant dans le circuit RLC avec $\zeta = 1.25$ et $Q = 0,39$ <i>$f_s = 100\text{kHz}$, $L_{eq} = 9.78\mu\text{H}$, $C = 0.26\mu\text{F}$ et $R_{eq} = 15.58\ \Omega$</i>	29
Figure1.11 : la tension et le courant dans le circuit RLC avec $\zeta = 0.29$ et $Q = 1.71$ <i>$f_s = 100\text{kHz}$, $L_{eq} = 9.78\mu\text{H}$, $C = 0.26\mu\text{F}$ et $R_{eq} = 3.58\ \Omega$</i>	29
Figure1.12 : la tension et le courant dans le circuit RLC avec $\zeta = 0.13$ et $Q = 3.88$, <i>$f_s = 100\text{kHz}$, $L_{eq} = 9.78\mu\text{H}$, $C = 0.26\mu\text{F}$ et $R_{eq} = 1.58\ \Omega$</i>	29
Figure1.13 : Schéma général d'une installation de chauffage par induction.....	30
figures1.14 : inducteurs utilisés en milieu industrie	31
figure1.15 : inducteurs multi- spires carrées et rectangulaires	31
figure1.16 : Chauffage de rail par inducteur haut flux à 800Hz	31
Figure1.17 : deux différents types d'inducteur	32
Figure1.18 : Comparaison des courbes de transfert de puissance des deux types de chauffage pour une plaque.....	32
Figure1.19 : Système de chauffage à flux transverse avec pièce mobile	33
figure1.20 : onduleur à résonance en pont H	33
Figure1.21 : Onduleur HF associé à un filtre et un redresseur	34
Figure1.22 : Plage d'utilisation des semi-conducteurs	34
Figure1.23 : commutation dure de l'interrupteur.....	35
Figure1.24 : commutation dure adoucie	35
Figure1.25 : commutation douce.....	35
figure2.1 : Principe de fonctionnement de l'onduleur en PDM	39

LISTE DES FIGURES

Figure2.2: Circuit logique de commande PDM	40
Figure2.3: signaux de commande de la PDM pour des rangs de <i>mod</i> 1 à 16.....	40
Figure2.4: tension et courant de charge pour une modulation 4/16	41
Figure2.5 : une charge RLC commandée avec une PDM en boucle fermée	41
Figure2.6: convertisseur statique pour le PSC	42
Figure2.7 : (a) signaux de commande des interrupteurs et(b) le courant et la tension de charge pour une commande PSC	43
Figure2.8: Structure du contrôle pour la PFM	44
Figure2.9: Mode de fonctionnement de PFM	44
Figure2.10: Synoptique de l'hybridation PSC&PDM	45
Figure2.11 : Contrôle à angle fixé et amplitude réglée.....	47
Figure2.12 : Régulation de puissance transmise à la pièce à traiter.....	48
Figure2.13 : Schéma fonctionnel du circuit PLL.....	49
Figure2.14 : Comparateur ou Détecteur de phase.....	50
Figure2.15: Circuits VCO oscillants HF.....	50
Figure2.16 : Filtre RC de 1er type	51
Figure2.17 : Diagramme de Bode de circuit RC.....	51
Figure2.18 : Filtre RC du 2 ^{ème} type	51
Figure2.19 : diagramme de Bode de circuit RC 2ème type.....	52
Figure2.20 : filtre actif intégrateur	52
Figure2.21 : diagramme de Bode de filtre actif	53
Figure2.22: Schéma bloc de l'asservissement de la phase	53
Figure3.1: Système de chauffage par induction à deux inducteurs.....	59
Figure3.2 : onduleur à résonance en pont H	60
Figure.3.3 : Signaux de commande des interrupteurs T1 et T3 et forme d'ondes du courant inducteur résultant	60
Figure3.4 : Synoptique du réglage des courants onduleurs	61
Figure3.5 : Circuit équivalent de l'inducteur 1	62
Figure3.6 : schéma bloc représente la fonction de transfert	64
Figure3.7 : l'espace d'état du système	65
Figure3.8 : schéma de l'onduleur avec une commande décalée	66
Figure3.9: Forme d'ondes de courant onduleur1 avec son zoom	66

Figure3.10: Forme d'ondes de courant onduleur2 avec son zoom	67
Figure3.11 : Superposition des courants inducteur1 en simulation dans Matlab/Simulink® pour les deux représentation.....	67
Figure3.12 : Superposition des courants inducteur2 en simulation dans Matlab/Simulink® 67pour les deux représentations	67
Figure3.13 : forme d'onde de tension à la sortie d'onduleur.....	68
Figure3.14 : fonction de transfert pour inducteur i	69
Figure3.15 : resultat de simulation en boucle ouverte de tention de condensateur V_{c1}	71
Figure3.16 : resultat de simulation en boucle ouverte de courant inducteur I_1	71
Figure3.17 : réglage classique des courants des inducteurs sans couplage magnétique.....	72
Figure3.18 : formes des courants des inducteurs avec couplage magnétique	72
Figure3.19 : formes des courants des inducteurs avec couplage et avec une reference 1 nulle	73
Figure3.20: contrôle ZCIH d'un inducteur multi-bobines	74
Figure3.21: contrôle ZCIH de deux inducteurs couplés	74
Figure3.22: Modélisation de l'inducteur à 2 bobines	75
Figure3.23: contrôle du courant inducteur en amplitude et en phase	76
Figure3.24: système à deux inducteurs avec pont tout thyristors	77
Figure3.25: Alimentation avec pont de diode et hacheurs	77
Figure3.26: Source de pont de diodes et commande PWM des onduleurs	78
Figure4.1 : Principe de la commande prédictive	82
Figure4.2 : modèle CARIMA	83
Figure4.3: Consigne, sortie de système et incréments de commande sans perturbation	86
Figure4.4: Consigne, sortie de système et incréments de commande avec perturbation appliquées à l'instant $k=800$	87
Figure4.5: réponse pour $N1=1, N2=24, Nu=1, \lambda=0.1$	87
Figure4.6 : Réponse pour $N1=1, N2=26, Nu=1, \lambda=0.1$	88
Figure4.7 : Réponse pour $N1=1, N2=27, Nu=1, \lambda=0.01$	88
Figure4.8 : réponse harmonique pour les entrées sinusoïdales	88
Figure4.9 : stratégie d'application du GPC au chauffage par induction.....	89
Figure4.10: le schéma global de simulation de système avec sa commande.....	91
Figure4.11: courant inducteur et sa référence	92
Figure4.12: réponse harmonique de courant dans $[0\ 500k]$	92

LISTE DES FIGURES

Figure4.13. response pour $N1=1$, $N2=3$, $Nu=4$, $\lambda=0.01$	92
Figure4.14: réponse harmonique de courant dans [0 200k]	93
Figure4.15. augmentation de 75% de la resistance R_{eq}	93
Figure4.16: diminution de -75% de l'inductance L_{eq}	93
Figure4.17. augmentation de 75% de la resistance R_{eq}	94
Figure 4.18: diminution de -75% de l'inductance L_{eq}	94

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Equations de maxwell.....	16
Tableau 1.2 : les fréquences d'utilisation associées aux applications de chauffage.....	19
Tableau 1.3 : Profondeur de pénétration δ exprimées en (mm)	19
Tableau 2.1 : récapitulation des valeurs de la matrice d'impédance.....	63

Introduction Générale

En 1885, les premières recherches sur les effets thermiques commencèrent, mais ce n'est qu'à partir de 1916, que le chauffage par induction voit réellement le jour avec la première réalisation pratique concernant la fusion réalisée avec les fours à creuset. A partir de 1925, l'effet de peau due à une concentration périphérique des courants de Foucault dans les masses métalliques élargit considérablement les applications du chauffage par induction.

Le chauffage par induction est une manière de chauffer d'un matériau magnétique élaborée par deux théorèmes physiques, la loi de Lenz et phénomène de l'effet Joule : chaque corps conducteur d'électricité soumis à un champ magnétique variable est un siège des courants induits, ce qui fait que ce corps est chauffé par courants de Foucault [1]. Le chauffage par induction est donc décrit et modélisé depuis longtemps, il est appliqué dans de nombreux domaines industriels tels que la fusion des métaux, la trempe superficielle et encore dans les industries agro-alimentaires [9-1]. Il présente de nombreux avantages par rapport aux autres systèmes de chauffage, tels qu'un chauffage plus rapide, des économies en énergie plus importantes, une meilleure répartition de chaleur, un bon contrôle de la zone de chauffage, un grand choix d'utilisation des températures de traitement, une réponse parfaite aux exigences industrielles et rendements plus élevés.

Dans le système de chauffage par induction, les paramètres de la pièce à traiter (résistivité ρ et perméabilité μ) ne sont pas constants et dépendent fortement de la nature du matériau et des conditions imposées (température, intensité du champ magnétique...).

Depuis quelques années, le développement du système de chauffage par induction est en croissante progression en raison de l'amélioration du système d'alimentation qui est lié au développement des semi-conducteurs haute fréquence et par conséquent les onduleurs. Parmi ces derniers, on cite les onduleurs à résonance qui occupent une place intéressante dans les

applications du chauffage thermique. Ils sont des circuits électroniques associés à un circuit oscillant, série ou parallèle dont la résonance est exploitée pour réduire les contraintes électriques et thermiques sur les interrupteurs des onduleurs, minimiser les harmoniques et limiter les pertes par commutation [2]. On peut distinguer deux types d'onduleur ; L'onduleur de tension et l'onduleur du courant.

Les onduleurs de tension sont les plus utilisées dans la plupart des processus industriels, dans lesquels un condensateur de compensation est ajouté en série avec l'inducteur et la pièce à chauffer.

Afin de régler la puissance transmise à la pièce à chauffer dans les chauffages à un seul inducteur, plusieurs techniques de control ont été adoptées telles que : La commande à fréquence fixe et la commande à fréquence variable, qui est la plus utilisée car elle assure un bon control du courant inducteur. Parmi les autres méthodes qui ont été aussi employés, on cite : Pulse Density Modulation (PDM), Phase-Shift Control (PSC) et Pulse Frequency Modulation (PFM).

Dans les systèmes de chauffage par induction multi inducteurs (deux inducteurs), les techniques de commande appliquées aux systèmes de chauffage à un seul inducteur ne peuvent pas être appliquées. Car la plupart de ces méthodes est destiné à la commande de puissance transmise à la charge en boucle ouverte. La difficulté de l'application de ces techniques de commande à ce type de chauffage multi-inducteur réside dans la présence de l'effet du couplage magnétique entre les inducteurs. Les bruits causées par le coulage magnétique perturbent l'asservissement des courants dans les inducteurs et par conséquent influent sur le contrôle de la puissance. Pour remédier ce problème et pour régler convenablement la puissance fournie à pièce à traiter, il faut passer par le contrôle des courants alternatifs dans les inducteurs. Des industriels utilisent récemment des techniques comme "Zone Control Induction Heating" et la commande de grandeurs réelles et imaginaires afin de compenser le couplage des inducteurs et faire contrôler les courants inducteurs de manière précise et rapide. Ce procédé consiste à contrôler le courant dans les inducteurs par deux boucles de réglage, une boucle interne de phase et d'autre externe pour l'amplitude de courant, dont le but est de mettre en phase tous les courants du système, pour objectif d'éliminer le terme de couplage dans l'écriture de la puissance.

Actuellement et pour améliorer la qualité de chauffe pour multi zone de la pièce, on utilise les chauffages par induction à deux inducteurs. Le contrôle du courant de l'inducteur notamment

dans les chauffages à deux inducteurs requiers de plus en plus des techniques de contrôle avancées et spécifiques.

Dans ce travail, nous avons appliqué une technique de commande avancée utilisant commande prédictive généralisée (GPC), afin d'avoir une régulation précise, rapide et efficace, tout en tenant en compte du couplage électromagnétique entre les deux inducteurs et entre les inducteurs et la pièce à chauffer.

Le travail de cette thèse s'articule sur quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré au principe de fonctionnement du chauffage par induction, ses applications dans le domaine industriel ainsi aux différents modes d'alimentation utilisés telles que les onduleurs à hautes fréquence et leurs techniques de commande.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté quelques méthodes de contrôle qui ont été procédés pour l'asservissement de la puissance pour les chauffages d'un seul inducteur, telles que : Pulse Density Modulation (PDM), Phase-Shift Control (PSC) et Pulse Frequency Modulation (PFM).

Le troisième chapitre s'intéresse à la modélisation et commande des systèmes à deux inducteurs. La modélisation du point de vue électrique est représentée dans le logiciel matlab/Simulink,(par fonctions de transfert et dans l'espace d'état) en tenant compte le couplage magnétique entre les inducteurs, puis on a entamé la description des méthode de commande récemment utilisées adaptées au système possédant plusieurs inducteurs, notamment la méthodes de 'Zone Control Induction Heating'.

Le dernier chapitre est dédié à l'application des lois de commande prédictive généralisée (GPC). Cette technique repose sur l'utilisation d'un modèle de processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel pour anticiper le comportement futur du processus.

On clôtura ce travail par une conclusion générale qui résume l'ensemble des résultats obtenus et par des recommandations sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

Principe du chauffage par induction, analyse & modélisation

1.1 Introduction

Le chauffage par induction est une méthode de chauffage des métaux (conducteurs d'électricité), fréquemment utilisée pour de nombreux procédés thermiques tels que la fusion, soudage, brasage, etc..., en profitant de la chaleur générée par les courants de Foucault produits dans le matériau, son avantage est de générer la chaleur directement à l'intérieur du matériau à chauffer sans contact direct entre celui-ci et la source d'énergie. Il présente de nombreux avantages par rapport aux autres systèmes de chauffage, tels qu'un chauffage plus rapide, des économies d'énergie plus importantes, la possibilité de chauffer de façon très locale et un rendement plus élevé.

Les dimensions, la géométrie de la pièce à chauffer et la bobine de l'induction sont des facteurs importants et nécessaires pour la modélisation du système de chauffage par induction. Pour cela les caractéristiques de la charge exigent le choix adéquat de la fréquence de fonctionnement qui est en relation directe avec la température souhaitée. L'amélioration du rendement de la chauffe requiert une source d'énergie à haute fréquence consiste un convertisseur statique à hautes performances afin de réduire les pertes d'énergie dues aux commutations des semi-conducteurs.

Dans ce chapitre, nous abordons premièrement les principes de base du chauffage par induction et définir l'importance du choix de la fréquence de commutation selon le type de chauffage choisi pour une puissance désirée. Deuxièmement, une modélisation du système étudié, que ce soit du point de vue numérique ou électrique est présenté. Nous donnons, troisièmement le prototype de l'onduleur haute fréquence (HF) à résonance, nous analysons l'effet de la valeur du facteur de qualité sur la valeur du courant et par conséquent la

puissance transmise à la pièce à chauffer. Enfin, nous présentons quelques différentes applications.

1.2 Principe physique du chauffage par induction

Le chauffage par induction est basé sur trois phénomènes physiques principaux [1] :

- Le transfert de l'énergie électrique de l'inducteur vers la pièce à chauffer par l'effet électromagnétique.
- La transformation de l'énergie électrique en chaleur dissipée par effet Joule.
- La diffusion de la chaleur au sein du matériau à chauffer par conduction thermique.

1.2.1 Induction électromagnétique

Le principe du chauffage par induction électromagnétique est basé sur l'application directe de deux lois physiques, la loi de Lenz et l'effet Joule. Lors de l'application d'une tension alternative à une bobine d'induction, un courant alternatif est généré dans la bobine. Ce courant produit un champ magnétique alternatif (selon loi d'Ampère) qui induit une tension dans la pièce à chauffer, qui s'oppose à la variation de ce champ magnétique (loi de Lenz). Cette tension crée à son tour des courants dans la pièce, appelés courants de Foucault, qui ont la même fréquence mais de sens opposé à celui du courant d'origine (fig1.1). Ces courants de Foucault produisent de la chaleur dans la pièce par effet Joule [1].

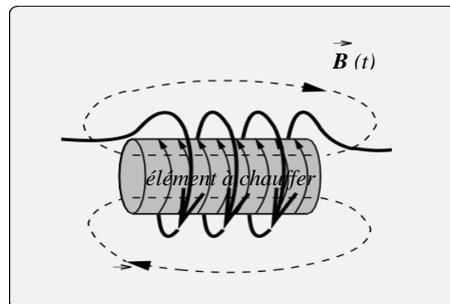


Figure1.1 : Principe du chauffage par induction

Ce phénomène s'exprime par la relation suivante :

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

Avec :

- E : la tension induite (V)
- Φ : le flux magnétique (Wb)
- t : le temps (s)

1.2.2 Effet Joule

Les courants de Foucault, circulant dans le matériau à chauffer, dissipent une puissance sous forme de chaleur par le biais de sa résistance, donnée par :

$$P = R \cdot I^2 \tag{1.2}$$

Avec :

- P : la puissance dissipée dans la pièce à chauffer (W),
- R : la résistance de la pièce à chauffer (Ω) et
- I : le courant induit dans la pièce à chauffer (A).

En pratique, la détermination de la résistance n'est pas évidente car la distribution des courants de Foucault est non uniforme dans le conducteur [2]. En effet, l'équation (1.2) est très difficile à l'appliquée. Le calcul de la puissance transmise à la pièce se fait à partir des équations de Maxwell, que nous allons présenter par la suite.

1.3 Équations de Maxwell

Dans les milieux homogènes, linéaires et isotopes, les phénomènes électromagnétiques d'un système de chauffage par induction sont décrits par les équations de Maxwell [1-9], qui sont présentés dans le tableau 1.1.

Tableau1.1 : Equations de maxwell [18]

	Forme locale	Forme intégrale
L'équation de Maxwell-Gauss	$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E}) = \frac{\rho}{\epsilon}$	$\oiint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \iiint_{\tau} \frac{\rho}{\epsilon} d\tau$
L'équation locale de Maxwell	$\vec{\nabla} \cdot (\vec{B}) = 0$	$\oiint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0$
L'équation de Maxwell-Faraday	$\vec{\nabla} \times (\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \iint \vec{B} \cdot d\vec{S}$
L'équation de Maxwell-Ampère	$\vec{\nabla} \times (\vec{B}) = \mu \vec{j} + \mu \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$	$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \iint \left(\mu \vec{j} + \mu \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{S}$

Ou :

E est le champ électrique ; B est le champ magnétique ; ρ est la densité volumiques de charges électriques ; $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$ est la permittivité absolue du milieu diélectrique ; $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ est la perméabilité absolue du milieu ; j est la densité du courant.

D'où la loi d'Ohm s'écrit par :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (1.3)$$

Où : σ est la conductivité électrique.

La relation fondamentale du milieu s'écrit comme :

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (1.4)$$

Où H : l'induction magnétique,

1.4 Équation de propagation de la chaleur

L'équation de la chaleur qui exprime les phénomènes thermiques au sein de la charge peut s'écrire sous sa forme locale pour un matériau par [3] :

$$\frac{\lambda}{r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\lambda \cdot \frac{\partial T}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\lambda \cdot \frac{\partial T}{\partial z} \right) = c \cdot M_v \cdot \frac{\partial T}{\partial t} - P_v \quad (1.5)$$

Avec :

λ : est la conductibilité thermique en fonction de T [w.m.K]

M_v ; est la masse volumique [kg.m⁻³]

c : est la chaleur spécifique [J.kg⁻¹.K⁻¹]

P_v : est la densité volumique de puissance [w.m⁻³]

Les conditions aux limites appliquées sur la paroi externe de la charge sont données par la relation [12]:

$$\lambda \cdot \frac{\partial T}{\partial n} = -\varphi_c - \varphi_r \quad (1.6)$$

Ou :

φ_c et φ_r : Flux de perte de chaleur due à la convection et rayonnement,

n : Vecteur unitaire en surface.

1.5 Profondeur de pénétration

L'effet de peau se caractérise par la concentration du courant sur le périphérique de la charge. C'est pour cela les courants de Foucault induits dans le matériau à chauffer sont plus importants en périphérie qu'au cœur, d'où, il en résulte que la plus grande partie de la chaleur est principalement générée aux parois extérieurs.

On parle de la profondeur de pénétration δ qui est définie comme l'épaisseur de la couche superficielle dans laquelle circule 87% de l'énergie générée (Fig1.2).

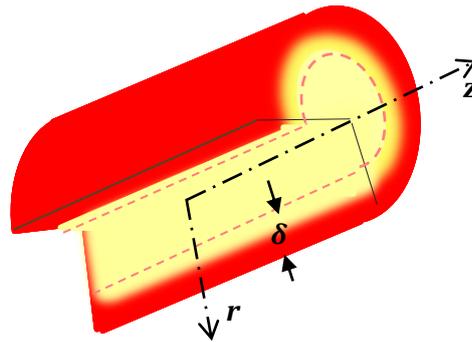


Figure1.2 : la profondeur de pénétration δ et distribution de la chaleur dans la charge

La densité de courant induit décroît de façon exponentielle au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la paroi extérieure vers le cœur de la pièce à chauffer selon la figure suivante.

La profondeur de pénétration δ est exprimée par la relation suivante [2]:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_0\mu_r f}} \quad (1.7)$$

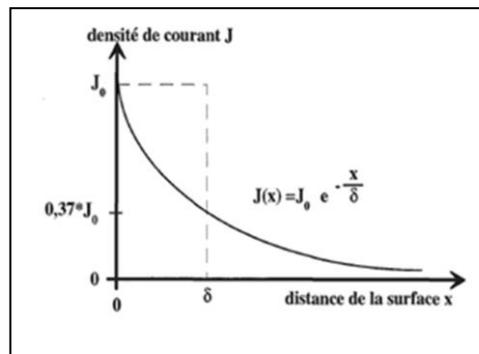


Figure1.3 : Représentation de la profondeur de pénétration

D'après la formule (1.7), nous pouvons constater que cette grandeur (δ) dépend à la fois des paramètres de la charge (ρ , μ) et inversement proportionnelle à la fréquence de fonctionnement.

Pratiquement, la profondeur de pénétration est un paramètre très important dans le chauffage par induction, car elle impose le courant de l'inducteur. Elle est calculée lorsque la densité du courant (J) atteint 37% de sa valeur maximale (fig1.3) et elle est donnée par :

$$j(x) = j_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (1.8)$$

1.5.1 Influence de la fréquence sur la profondeur de pénétration δ

La profondeur de pénétration inversement proportionnelle à la fréquence. Afin de déterminer la fréquence optimale, plusieurs paramètres sont pris en compte, tels que les dimensions de la pièce à chauffer, la disposition de l'inducteur par rapport au matériau, la nature du matériau (la perméabilité magnétique et la résistivité) et la profondeur de pénétration voulues. En pratique, la plage de fréquence varie de 50 Hz à quelques mégahertz. Le (tableau 1.2) montre les marges de fréquence associées aux applications industrielles correspondantes.

Tableau 1.2: les fréquences d'utilisation associées aux applications de chauffage [4]

Type de Chauffage	Fréquence	matériaux	Applications
Pénétrant	50 Hz à quelques kHz 0,1 à 5MHz	métaux semi-conducteurs	Forge, Fusion
Superficiel	10 à 500kHz	métaux	Trempe superficielle, brasage
Pelliculaire	10 à 1000kHz	métaux	Soudage des tubes, scellement thermique

La résistivité relative et la perméabilité magnétique étant des propriétés spécifiques du matériau à chauffer, la seule façon de contrôler la profondeur de pénétration est de jouer à la fréquence.

Le (tableau 1.3) présente des valeurs de δ en fonction de quelques matériaux pour différentes fréquences.

Tableau 1.3 : Profondeur de pénétration δ exprimées en (mm) [2]

	Acier 20°C	Acier 20°C	Cuivre 20°C	Cuivre 900°C	Graphite 20°C	
ρ [$\mu\Omega.m$]	0,16	0,16	0,017	0,086	10	
μ_r	40	100	1	1	1	
Fréquence (Hz)	50	4,50 mm	2,85 mm	9,31 mm	20,87 mm	225,08 mm
	100	3,18 mm	2,01 mm	6,58 mm	14,76 mm	159,15 mm
	1000	1,01 mm	0,64 mm	2,08 mm	4,67 mm	50,33 mm
	10^4	0,32 mm	0,20 mm	0,66 mm	1,48 mm	15,92 mm
	10^5	0,10 mm	0,06 mm	0,21 mm	0,47 mm	5,03 mm
	10^6	0,03 mm	0,02 mm	0,07 mm	0,15 mm	1,59 mm

Pour toutes les applications et quelle que soit la conception des systèmes de chauffage par induction, le contrôle de la profondeur de pénétration est nécessaire en déterminant la fréquence optimale des courants d'inducteur.

1.6 Puissance et transfert d'énergie

Plusieurs paramètres doivent être pris en compte pour transmettre la plus grande partie de puissance à la pièce à chauffer [13]:

- la disposition des inducteurs par rapport à la charge (couplage, longueurs ...).
- la répartition des courants induits dans la pièce et la fréquence d'alimentation qui varie de dizaines de Hertz à plusieurs centaines de kilohertz.
- la non linéarité des propriétés de la pièce à chauffer telles que la résistivité, perméabilité relative et la conductibilité qui varient en fonction de la température.
- la géométrie et la technologie de l'inducteur (inducteurs à simple spire, inducteurs multi-spires de formes complexes).

La puissance requise au traitement thermique désiré est imposée par la masse de la pièce à chauffer, la durée du chauffage et la température souhaitée, le calcul de la puissance est donné par [3] :

$$P = m \cdot c \cdot \frac{(T - T_0)}{t} \quad (1.9)$$

Où :

m : la masse de matériau à chauffer

T_0 : la température ambiante

t : le temps écoulé pendant le chauffage

c : la capacité thermique relative de la pièce à chauffer

1.6.1 Calcul simplifié

La puissance dissipée par effet joule est proportionnelle à la racine carrée de la fréquence de courant inducteur, pour une pièce cylindrique le calcul de puissance est donnée par [2] :

$$P = \pi d h r H^2 \sqrt{\pi \mu_0 \mu_r \rho f} C F \quad (1.10)$$

Ou :

d : Diamètre de la charge (m) ; μ_r : Perméabilité magnétique relative
 h : Hauteur de la charge (m) ; f : Fréquence (Hz)
 H : induction magnétique ($A.m^{-1}$) ; C : Facteur de couplage
 ρ : Résistivité du matériau ($\Omega.m$) ; F : Facteur de transmission de puissance
 μ_0 : Perméabilité du vide ($4\pi.10^{-7} H.m^{-1}$)

1.6.2 Facteur de couplage

Ce facteur signifie la correction de l'écart entre l'inducteur et la charge.

1.6.3 Facteur de transmission de puissance

Le facteur de transfert de puissance est pris en compte dans le calcul de la puissance transmise. Ce facteur est lié à la géométrie de la charge dont la forme du matériau à chauffer joue un rôle important dans le transfert d'énergie. La figure 1.4 montre les deux courbes de facteur de transfert de puissance en fonction du rapport de l'épaisseur de la plaque ou du diamètre du cylindre par la profondeur de pénétration.

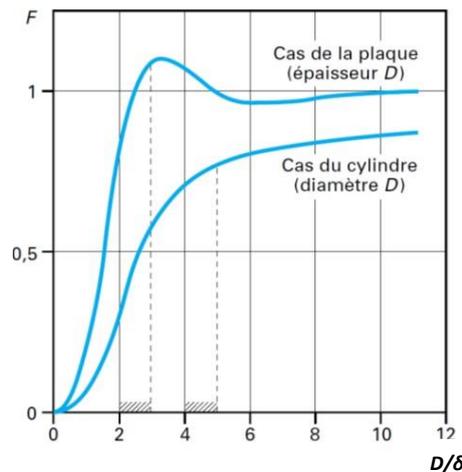


Figure 1.4: Facteur de transfert de puissance d'une plaque fine et d'un cylindre dans le cas d'inducteur longitudinal [6]

1.7 Rendement électrique

Du point de vue pratique, le rendement électrique est une grandeur plus intéressante dans le chauffage par induction, ce rendement est le rapport entre l'énergie recueillie dans la charge et l'énergie dissipée dans l'inducteur [1-3] :

$$\eta = \frac{P}{P + P_i} \quad (1.11)$$

Ou :

P : Puissance transmise à la charge

P_i : Puissance fournie à l'inducteur

Pour de meilleures performances, les règles suivantes doivent être respectées:

- Emploi des inducteurs à faible résistance
- Limitation de l'entrefer entre l'inducteur et la charge
- réduire la distance entre les enroulements

1.8 Modèle électrique de l'ensemble inducteur-pièce

En ingénierie, Pour étudier la plupart des systèmes physiques, il faut créer un modèle identique au système réel. Le modèle permet d'étudier le comportement du phénomène de système réel sans recourir au processus de test. Pour le chauffage par induction, l'ensemble (inducteur et pièce à chauffer) est généralement représenté par des inductances et résistances équivalentes.

1.8.1 Modèle série et parallèle

En général, l'inducteur et la pièce à chauffer sont modélisés électriquement par une inductance équivalente L_{eq} et une résistance équivalente R_{eq} . La résistance équivalente représente la résistance de la pièce à chauffer plus celle de l'inducteur. Son calcul dépend de la géométrie et la nature du matériau de la bobine (inducteur) et de la charge, de la fréquence et d'autres paramètres.

Il existe deux modèles principaux représentant la bobine d'induction et la pièce à chauffer [7]:
Modèle (R.L) série et Modèle (R.L) parallèle (Fig1.5)

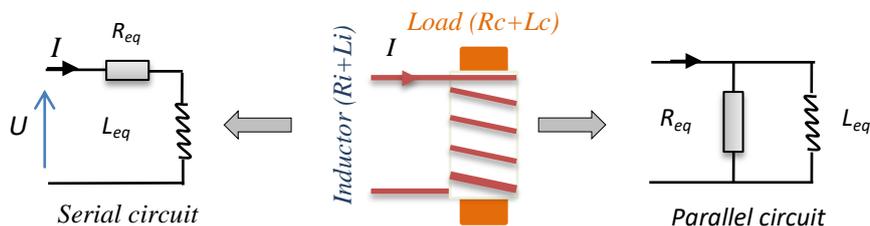


Figure 1.5: schéma électrique équivalent de l'ensemble inducteur-pièce à chauffer

1.8.1.1 Modèle équivalent série

Dans toutes applications du chauffage par induction, l'un des paramètres qui caractérisent le système de la pièce-inducteur est le facteur de qualité (Q). Ce facteur est défini comme le rapport entre la puissance réactive et active du système et est donné par [1] :

$$Q = \frac{|P_{réact}|}{P_{act}} \quad (1.12)$$

Dans le cas du modèle série, la résistance équivalente et l'inductance équivalente sont en série. Ainsi, la puissance est donnée par :

$$S = I^2 \bar{Z}_{eq} = I^2 (R_{eq} + j\omega L_{eq}) \quad (1.13)$$

Le facteur de qualité est exprimé par :

$$Q_{série} = \frac{|P_{réact}|}{P_{act}} = \frac{\omega L_{eq}}{R_{eq}} \quad (1.14)$$

1.8.1.2 Modèle équivalent parallèle

Dans le modèle parallèle, la résistance équivalente et l'inductance équivalente sont en parallèle. Dans ce cas, la puissance est écrite sous forme :

$$S = \frac{U^2}{Z_{eq}} = U^2 \left(\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{j\omega L_{eq}} \right) \quad (1.15)$$

Et le facteur de qualité s'exprime par :

$$Q_{parallèle} = \frac{1/\omega L_{eq}}{1/R_{eq}} = \frac{R_{eq}}{\omega L_{eq}} \quad (1.16)$$

On peut constater que $Q_{parallèle}$ est l'inverse du $Q_{série}$.

1.8.2 Modèle équivalent d'un transformateur

Il existe d'autre type de modèle tel que du transformateur, dont l'inducteur et la charge est considérée comme un transformateur monophasé court-circuité au secondaire, dans ce modèle, le couplage magnétique entre l'inducteur et la charge est pris en compte , la constante de temps et le coefficient de couplage sont calculés en fonction des grandeurs mesurées.

1.8.3 Calcul de résistance et inductance équivalentes

Pratiquement, le calcul des valeurs de R_{eq} et L_{eq} pour une charge cylindrique de longueur ℓ et de rayon r , est donné par les deux formules approximatives suivantes [3-12]:

$$R_{eq} \approx \rho N^2 \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}} \right) \frac{2\pi r}{\rho \ell} \quad (1.17)$$

$$L_{eq} \approx \frac{10\pi\mu_0 N^2 r_i}{9r_i + 10\ell_i} \quad (1.18)$$

ℓ : Longueur de la bobine d'induction,

r : Rayon de la bobine d'induction,

N : Nombre de spires de la bobine d'induction.

1.9 Caractéristique des circuits résonants

Etant donné que l'inducteur est un circuit globalement inductif, Le fonctionnement à la résonance est une solution requise et recherchée dans la plupart des cas. L'ajout des condensateurs de compensations est pour relever le facteur de puissance. En conséquence, l'énergie absorbée par la charge est maximale. La fig1.6 montre les circuits résonants les plus utilisés où il existe deux structures ; en tension (circuits RLC série) ou en courant (circuits RLC parallèle). Pour les deux types de circuits, le comportement d'un circuit RLC est généralement décrit par une équation différentielle du second ordre [37].

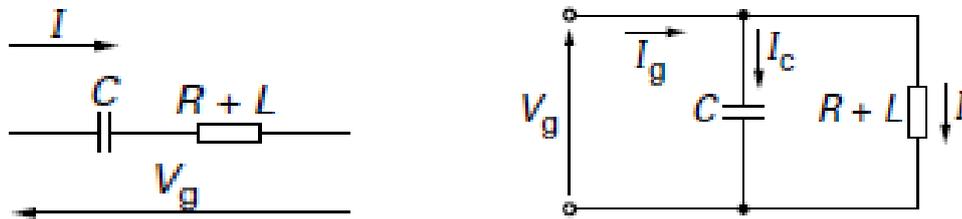


Figure1.6 : Circuits résonant série et parallèle

Les formules des impédances et des déphasages caractérisant les deux circuits résonants série et parallèle sont :

$$Z_{série} = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} \quad (1.19)$$

$$\varphi_{série} = \tan^{-1} \left(\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} \right) \quad (1.20)$$

$$Z_{parallèle} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)^2}} \quad (1.21)$$

$$\varphi_{parallèle} = \tan^{-1} \left(-R \left[C\omega - \frac{1}{L\omega} \right] \right) \quad (1.22)$$

A la résonance lorsque la réactance de l'impédance s'annule. Dans ce cas, les fréquences de résonance sont définies par :

- Pour le circuit série $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ (1.23)

- Pour le circuit parallèle $\omega_s = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$ (1.24)

Lorsque $R \ll \sqrt{\frac{L}{C}}$, l'expression (1.24) se ramène à la relation (1.23).

A la fréquence de résonance ($\omega=\omega_s$), l'impédance Z prend sa valeur minimale ($Z_{min}=R$) et le circuit devient résistif. Le courant contrairement à l'impédance atteint une valeur maximale ($I=I_{max}$) avec un déphasage nul. Dans ce cas, le système prend au maximum la puissance active dissipée par la source qui fonctionne à une fréquence de commutation égale à la celle de résonance ω_s .

La fig1.7 montre que le déphasage est nul entre la tension à la sortie de l'onduleur et le courant parcourant la charge d'un circuit résonant.

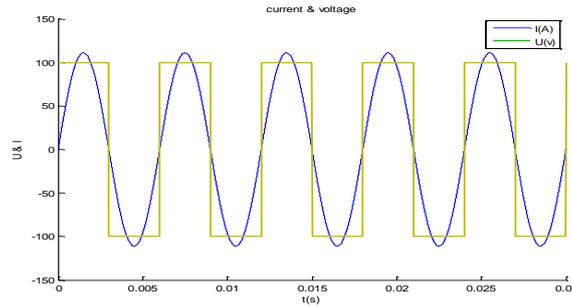


Figure1.7 : La tension est en phase avec le courant

Comme le circuit RLC est un système du second ordre et qui fait l'objet de notre étude dans ce travail, notamment dans les chapitre suivants, nous analysons dans ce qui suit son équation différentielle qui s'écrit par la relation (1.25):

$$U = u_{Req} + u_{Le} + u_C = R_{eq}I + L_{eq} \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int Idt \quad (1.25)$$

En utilisant la transformation de Laplace avec des conditions initiales nulles, l'équation (1.25) devient :

$$U(s) = R_{eq}I(s) + sLI(s) + \frac{1}{sC}I(s) \quad (1.26)$$

La fonction de transfert du système de 2^{ème} ordre est obtenue comme suite :

$$H_s(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{sC}{s^2LC + sCR_{eq} + 1} = \frac{sC\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.27)$$

Les racines de ce système de second ordre sont :

$$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (1.28)$$

Ou : ω_n est la fréquence propre du système de second ordre égale à $\frac{1}{\sqrt{L_{eq}C}}$

ζ Est le facteur d'amortissement égale à :

$$\zeta = \frac{R_{eq}}{2} \sqrt{\frac{C}{L_{eq}}} = \frac{R_{eq}}{2\omega_n L_{eq}} \quad (1.29)$$

En transférant l'équation (1.27) dans le domaine fréquentiel, la fonction de transfert $H_s(s)$ devient :

$$H_s(\omega) = \frac{j\omega C}{1 - \omega^2 L_{eq} C + j\omega C R_{eq}} \quad (1.30)$$

Son module est :

$$|H_s(\omega)| = \frac{C}{\sqrt{(C R_{eq})^2 + \left(\omega L_{eq} C - \frac{1}{\omega}\right)^2}} \quad (1.31)$$

En calculant la dérivée de l'équation (1.31), on obtient :

$$\frac{d|H_s(\omega)|}{d\omega} = C \left[-\frac{1}{2} \left[(C R_{eq})^2 + \left(\omega L_{eq} C - \frac{1}{\omega}\right)^2 \right]^{-\frac{3}{2}} \left[2\omega L_{eq}^2 C^2 - 2\frac{1}{\omega^3} \right] \right] \quad (1.32)$$

Et

$$\frac{d|H_s(\omega)|}{d\omega} = 0 \quad \text{à} \quad \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C}} \quad (1.33)$$

Etant donné que la dérivée de l'équation (1.31) s'annule, le module de la fonction de transfert (1.31) donc prend sa valeur maximum. Donc c'est la fréquence de résonance.

Dans ce cas, la fréquence de résonance ω_s est égale à la fréquence propre périodique ω_n et la fonction de transfert (1.27) à cette fréquence est égale à :

$$H_s(\omega_s) = \frac{I(\omega_s)}{U(\omega_s)} = \frac{1}{R_{eq}} \quad (1.34)$$

C-à-d qu'à la fréquence de résonance, le minimum de l'impédance du circuit RLC série correspond au maximum du courant qui génère le maximum d'énergie transférées à la charge.

La figure (1.8) nous permet de voir l'évolution du module et la phase du système en fonction de fréquence pour le circuit série.

Cette compensation série est caractérisée par:

- Pour $\frac{\omega}{\omega_n} \ll 1$, le circuit est capacitif

- Pour $\frac{\omega}{\omega_n} \gg 1$, le circuit est inductif
- Pour $\frac{\omega}{\omega_n} = 1$, le circuit est résistif

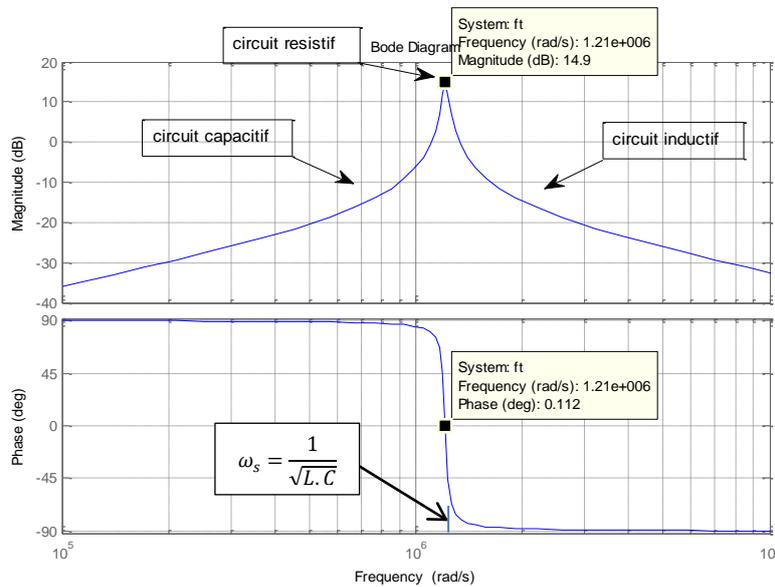


Figure 1.8 : diagramme de Bode du circuit RLC série

L'une des raisons de l'utilisation de ces circuits oscillatoires dans les applications du chauffage par induction est qu'ils permettent d'avoir des courants élevés via des alimentations de tensions relativement faibles.

1.9.1 Relation entre le facteur de qualité et le courant

Considérons que les interrupteurs de l'onduleur commutent à une fréquence de résonance, le facteur de qualité, tel que défini à la relation (1.14) est égal à :

$$Q_{série} = \frac{|P_{réact}|}{P_{act}} = \frac{\omega_s L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_s C R_{eq}} \tag{1.35}$$

En combinant cette équation avec celle du facteur d'amortissement (1.29), on obtient l'équation suivante [37]:

$$Q_{série} = \frac{1}{2\zeta} \tag{1.36}$$

Le système série devient plus oscillatoire non amorti à savoir que la partie imaginaire des racines augmente et que la partie réelle diminue car :

Pour $\zeta \geq 1$ Le système est non oscillatoire (amorti).

Pour $\zeta \ll 1$ Le système est oscillatoire pseudo-périodique.

Pour $\zeta = 0$ Le système est oscillatoire périodique.

De la dernière relation, il est remarqué que le facteur de qualité donne une idée sur l'amortissement d'un système. Plus la valeur Q est élevée, plus ζ est près de zéro et plus le système est non amorti.

Afin d'analyser le système RLC série résonant, le diagramme de Bode (fig1.9) montre le comportement de la fonction de transfert du circuit pour trois valeurs de résistance R_{eq} (15.58 Ω , 3.58 Ω et 1.58 Ω), les valeurs de l'inductance et la capacité restent les mêmes :

$L_{eq} = 9.78\mu H$ & $C = 0.26\mu F$. Les valeurs correspondantes de Q pour ces trois cas sont 0.39, 1.71 et 3.88.

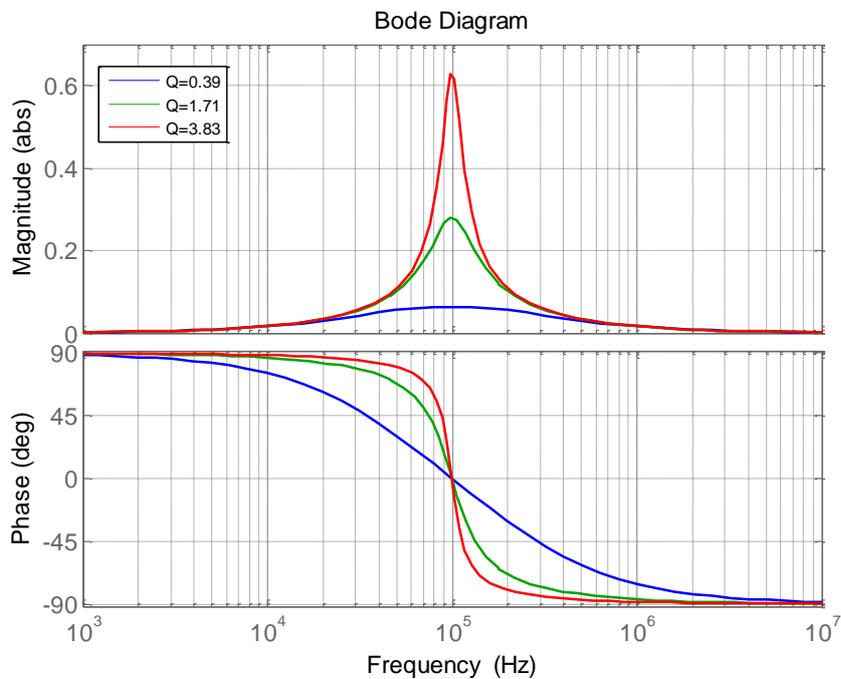


Figure1.9 : l'influence de la variation de résistance et le facteur de qualité sur la fonction de transfert du système

On peut également observer que la valeur maximale augmente à mesure que la valeur de Q augmente, Cela est logique car la valeur R_{eq} diminue selon la relation (1.34).

Dans les trois figures suivantes (figs1.10 :1.12), on peut bien voir les réponses du courant et de la tension pour trois valeurs de R_{eq} . Le courant augmente tant que le facteur de qualité Q est élevé en conséquence de la diminution de la résistance R_{eq} . La figure 1.10 montre un

courant non sinusoïdal où les composantes harmoniques sont importantes quand le circuit est amorti avec $\zeta > 1$ et $Q < 0,5$.

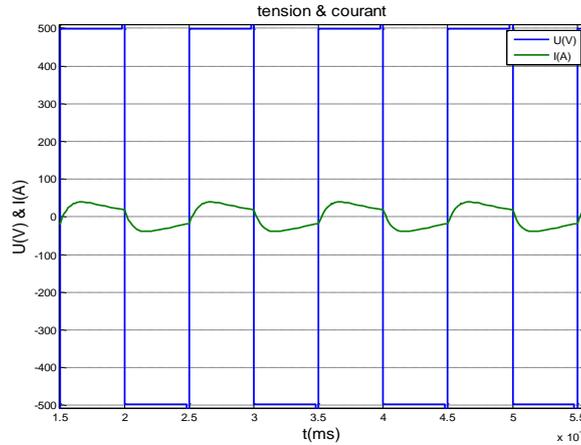


Figure1.10 : la tension et le courant dans le circuit RLC avec $\zeta = 1,25$ et $Q = 0,39$,
 $f_s = 100\text{kHz}$, $L_{eq} = 9,78\mu\text{H}$, $C = 0,26\mu\text{F}$ et $R_{eq} = 15,58\Omega$

En revanche, si le système est oscillatoire non-amorti ($\zeta < 1$ et $Q > 0,5$), les harmoniques sont plus faibles et le courant est sinusoïdal, figures 1.11 et 1.12.

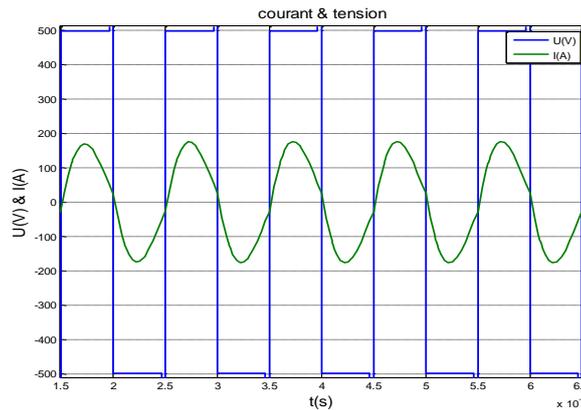


Figure1.11 : la tension et le courant dans le circuit RLC avec $\zeta = 0,29$ et $Q = 1,71$,
 $f_s = 100\text{kHz}$, $L_{eq} = 9,78\mu\text{H}$, $C = 0,26\mu\text{F}$ et $R_{eq} = 3,58\Omega$

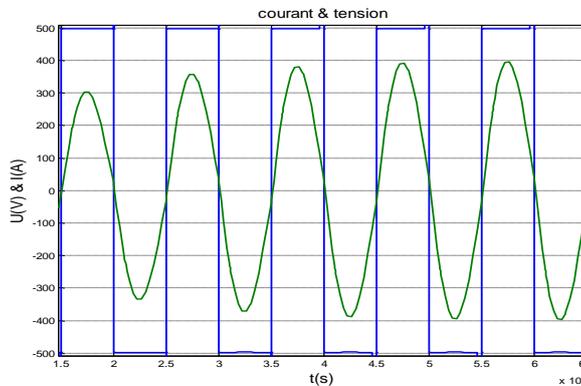


Figure1.12 : la tension et le courant dans le circuit RLC avec $\zeta = 0,13$ et $Q = 3,88$,
 $f_s = 100\text{kHz}$, $L_{eq} = 9,78\mu\text{H}$, $C = 0,26\mu\text{F}$ et $R_{eq} = 1,58\Omega$

d'après les figures 1.11 et 1.12, nous constatons qu'à la fréquence de résonance, le facteur de qualité peut également être compris comme une valeur de la qualité du filtrage.

1.9.2 Conclusion sur les circuits résonants

Dans les systèmes de chauffage par induction, il est intéressant d'avoir une valeur de facteur de qualité Q élevée car le courant devient plus élevé et donc la chaleur est importante dans la pièce à chauffer. De plus, il permet une commutation douce pendant la commutation. D'après la figure 1.11, le système est oscillatoire non-amorti (ζ est 0,29 et Q est 1,71), mais la valeur Q n'est pas suffisamment élevée pour permettre une commutation douce à la fréquence de résonance, la chose qui a été réalisée dans la figure 1.12 avec $Q=3.88$.

Dans la pratique, ce n'est pas toujours possible d'avoir une valeur Q élevée, car cette grandeur dépend du circuit équivalent, qui est en même temps déterminé par les géométries et les matériaux de l'inducteur-pièce.

1.10 Les installations de chauffage par induction

Le système de chauffage par induction se compose généralement de trois éléments principaux [8]: la source de puissance à basse ou moyenne fréquence, un ou plusieurs convertisseurs statiques pour la conversion d'énergie (associés à un système de commande) et un ou plusieurs inducteurs couplés à la pièce à chauffer. Les différents composants cités sont montrés sur la Fig1.13.

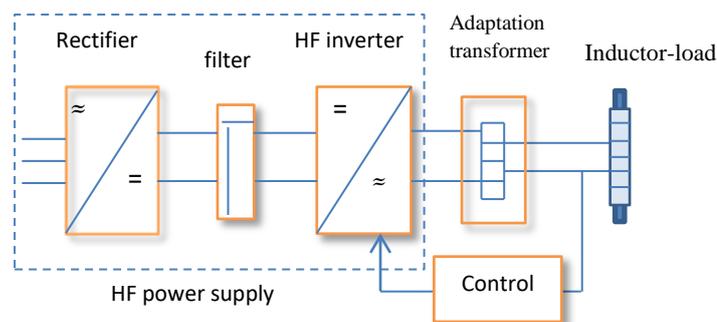


Figure 1.13 : Schéma général d'une installation de chauffage par induction

1.10.1 Les inducteurs

Ce sont les éléments les plus importants dans les installations des systèmes de chauffages par induction, généralement fabriqués en cuivre à haute conductivité, leur emploi est pour la création de champ électromagnétique alternatif encerclant la charge. Leurs topologies sont très variées selon le type de la source d'énergie (source de tension ou de courant), la taille et

la forme de charges. Ainsi elles dépendent également du type d'application. Les figs1.14 et 1.15 représentent divers types d'inducteurs simples et multi-spires utilisés dans le milieu industriel comportant des bobines carrées ou rectangulaires.



figures1.14 : inducteurs utilisés en milieu industrie [3]

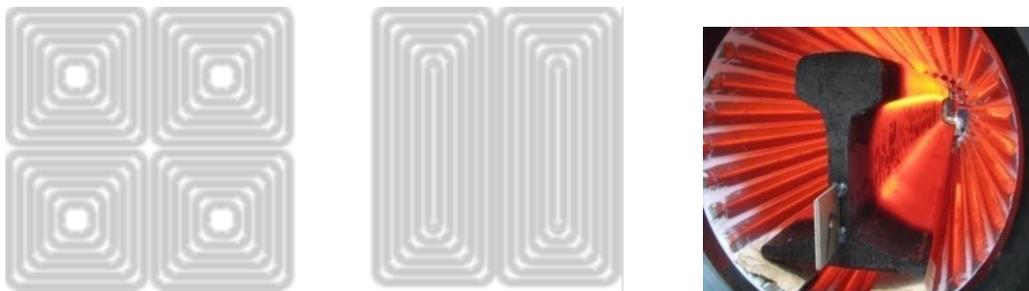


figure1.15 : inducteurs multi- spires carrées et rectangulaires [5]

figure1.16 : Chauffage de rail par inducteur haut flux à 800Hz [4]

La figures1.16 montre un rail submergé dans un champ magnétique créé par inducteur haut flux à 800hz.

On distingue deux types des champs magnétiques créés par les inducteurs autour des matériaux à chauffer : le chauffage à flux transversal et celui à flux longitudinal.

Dans le cas du chauffage à flux transversal, les inducteurs sont disposés des deux côtés de la pièce à chauffer, généralement une plaque car ce genre de chauffage s'applique souvent à des plaques fines. Les inducteurs permettent de créer un champ magnétique orthogonal à la surface de la plaque. Les courants de Foucault induits sous forme des petits cercles se referment dans la face (profondeur de pénétration) de la pièce.

Dans le cas de chauffage à flux longitudinal, la pièce est entourée par l'inducteur qui crée un champ magnétique parallèlement à la longueur de la pièce suivant l'axe de l'inducteur. Les courants de Foucault induits circulent en sens opposé de ceux qui ont leurs données naissance, et se sont concentrés près de la surface de la pièce. (fig1.17)

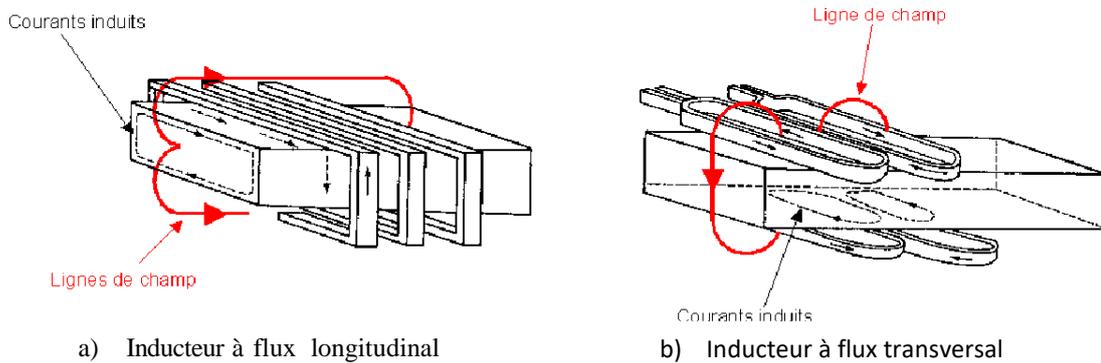


Figure1.17: Deux différents types d'inducteurs [8]

La Fig1.18, donne une comparaison entre le facteur de transfert de puissance du chauffage à flux transversal et de celui à flux longitudinal d'une plaque d'épaisseur (d) et de profondeur de pénétration(δ). On peut dire que le chauffage à flux transversal est plus performant et efficace qu'à flux longitudinal dans des domaines des faibles fréquences et de plaques minces.

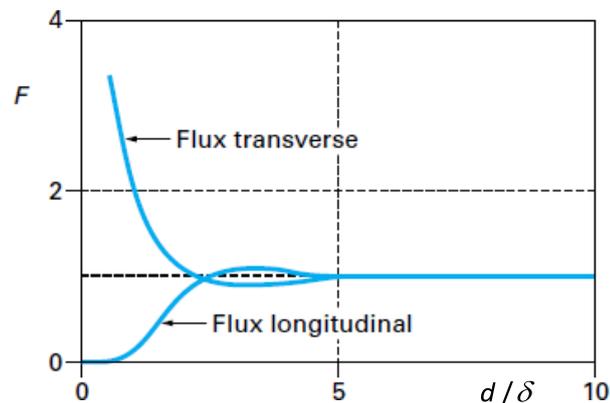


Figure1.18: Comparaison des courbes de transfert de puissance des deux types de chauffage pour une plaque [9]

1.10.2 Les pièces mobiles

Les installations classiques consistent en des écrans magnétiques ou des culasses mobiles. Ces pièces mobiles ajustent la répartition de températures de la pièce à chauffer en générant des champs magnétiques produits afin d'adapter le système du chauffage par induction à différents formats et positions de la pièce à chauffer [10]. La fig1.19 présente la position et l'installation de ces pièces mobiles.

Ces méthodes de chauffage doivent être développées car elles ralentissent le système et le rendent rigide. Plusieurs études ont été faites pour réaliser des structures énergétiques pour

s'affranchir de ces pièces mobiles. Ces processus permettent de contrôler la puissance transmise au matériau et de maîtriser sa température

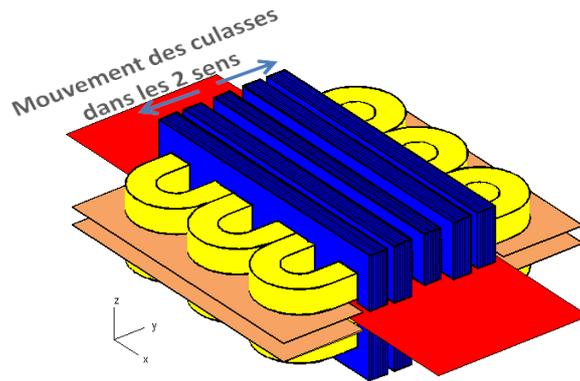


Figure1.19: Système de chauffage à flux transverse avec pièce mobile [6]

1.10.3 Alimentation du système

Parmi les composantes importantes dans les installations des systèmes de chauffage par induction est le générateur d'énergie, dont il est constitué de convertisseurs statiques permettant d'avoir des sources d'énergie hautes fréquences via le réseau industriel, où il existe plusieurs topologies tels que ; les onduleurs en pont H, en demi-pont et les onduleurs à deux circuits oscillants[7][19].

La fig1.20 montre l'onduleur le plus utilisé dans les applications industrielles du chauffage par induction dont la résonance est tenue en compte. Pour les configurations séries, on utilise des sources de tension, et pour les configurations parallèles, ce sont des sources de courant qu'on doit disposer.

En effet, si l'impédance de l'inducteur est faible, on choisit la source de courant car il est nécessaire d'avoir des courants élevés dans la charge. Par contre, on utilise une source de tension lorsque l'impédance de l'inducteur est élevée.

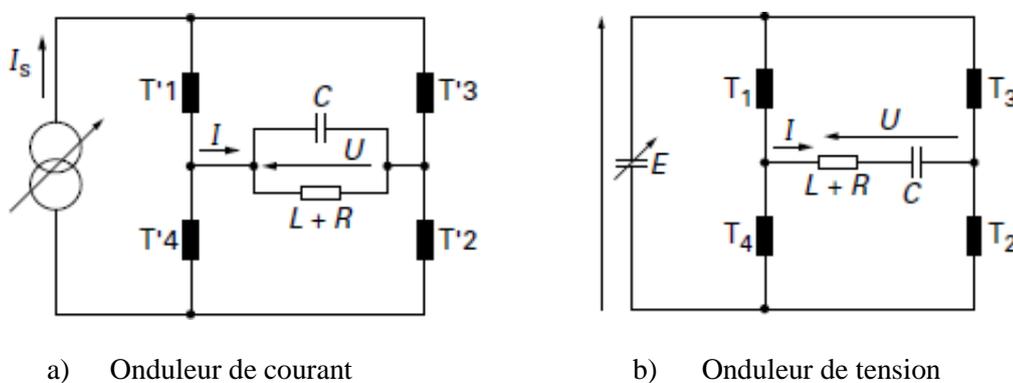


figure1.20 : onduleur à résonance en pont H [13]

1.10.3.1 Onduleur HT à résonance

Les onduleurs HT résonants sont apparus principalement en raison de la nécessité de développer des alimentations haute fréquence pouvant être utilisées pour alimenter les systèmes de chauffage par induction afin d'avoir un rendement élevé en générant une grande énergie transmise aux charges à partir des sources de faible puissance (voir §1.9). La fig1.21 montre le schéma de l'onduleur haute fréquence associé à un filtre et un redresseur.

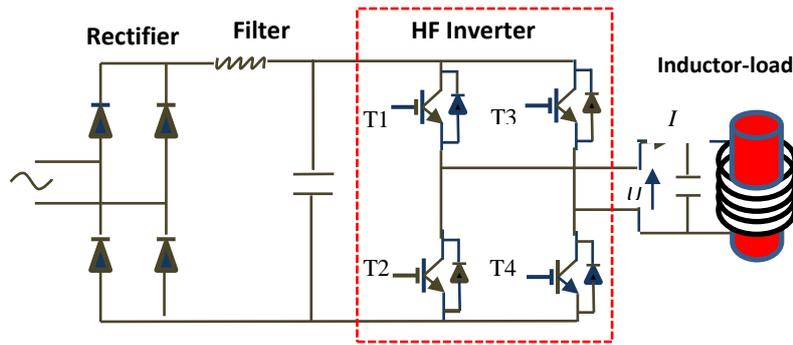


Figure1.21: Onduleur HF associé à un filtre et un redresseur

Les onduleurs de tension constitués des semi-conducteurs utilisés comme des interrupteurs T1, T2, T3 et T4 réversibles en courant commandés à la fermeture et à l'ouverture, en antiparallèle de chaque interrupteur est ajouté une diode de roue libre.

Les semi-conducteurs peuvent être [11][14]:

- Des MOSFET pour les installations de faibles puissances,
- Des IGBT pour les installations de courants moyens,
- Des thyristors GTO pour les installations de forts courants,
- Des transistors bipolaires à jonction BJT.

La fig1.22 illustre les domaines d'utilisation de ces composants électroniques en puissance et en fréquence.

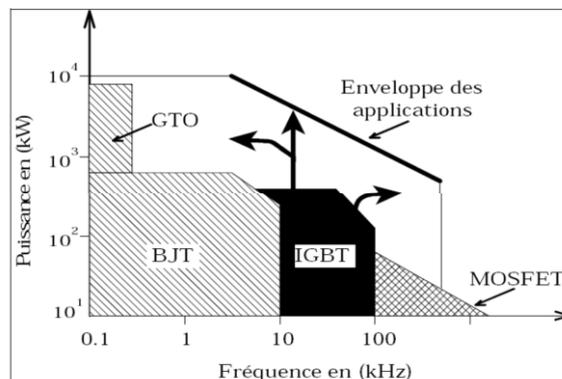


Figure1.22 : Plage d'utilisation des semi-conducteurs

1.10.3.2 Commutation des interrupteurs

On distingue trois types de commutation des semi-conducteurs, dure, dure adoucie et douce.

α Commutation dure

Lorsque la tension et le courant de l'interrupteur varient simultanément, la commutation à l'ouverture ou à la fermeture est dure. Dans ce cas, la puissance dissipée dans l'interrupteur est importante (fig1.23).

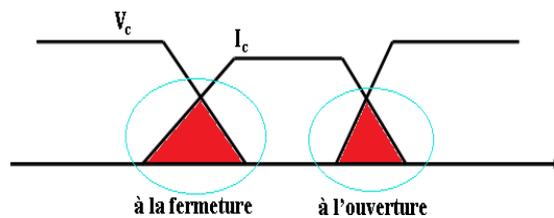


Figure1.23 : commutation dure de l'interrupteur

β Commutation dure adoucie

Afin d'avoir ce type de commutation, on ajoute des inductances en série avec l'interrupteur pour ralentir le courant à la fermeture afin de protéger l'interrupteur contre les pointes de courant, et des capacités en parallèle pour ralentir la tension à l'ouverture afin de protéger l'interrupteur contre les pics de tension (fig1.24).

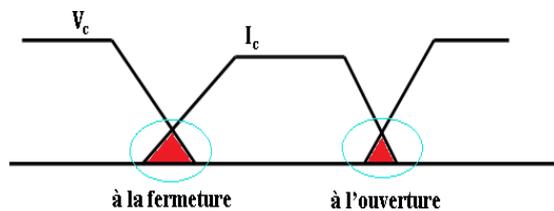


Figure1.24 : commutation dure adoucie

γ Commutation douce

Dans la commutation douce, le courant monte à la fermeture juste après l'annulation de la tension (zero voltage switching (ZVS)). Et la tension au borne de l'interrupteur monte après l'annulation du courant à l'ouverture (zero current switching (ZCS)) (fig1.25) [35].

Ce type de commutation présente son avantage de réduire les pertes de commutation et par conséquent l'amélioration de rendement des systèmes [14].

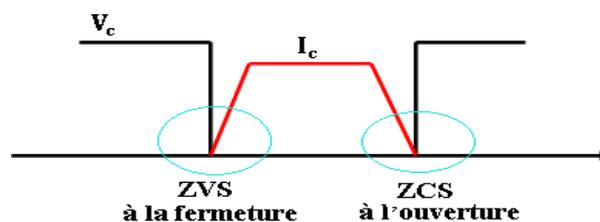


Figure1.25 : commutation douce

1.10.3.c Pertes de commutation

Les fréquences très élevés provoquent dans les onduleurs des pertes de commutation très importantes, pour les déduire, des circuits de soutien à la commutation sont ajoutés en association avec les semi-conducteurs afin de réaliser la commutation douce [15]. Donc les pertes de commutation sont théoriquement nulles car le courant est proche de zéro lors de la commutation. C'est la raison pour laquelle les onduleurs HF à résonance peuvent commuter à des fréquences très élevées.

, Les pertes par commutation sont calculées par la formule (1.25) : [16]

$$:P_c = \frac{1}{2} V_c \cdot I_c \cdot f_c (t_f + t_D) \quad (1.25)$$

- Ou :
- P_c : pertes par commutation
 - V_c : tension de commutation
 - I_c : courant de commutation
 - f_c : fréquence de commutation
 - t_f et t_D : temps de fermeture et de ouverture successivement

1.10.4 Les applications

Les différentes applications du chauffage par induction sont trouvés essentiellement dans les milieux industriels en particulier pour la métallurgie à savoir ; la fusion de métal, le chauffage avant formage ou avant forgeage, le traitement thermique, brasage, forgeage, opérations de soudure...etc. les installations du chauffage par induction se retrouvent également dans le domaine d'agroalimentaire comme dans les industries de verres, industrie chimique [16][17].

En effet, le chauffage par induction est appliqué uniquement aux matériaux qui ont une résistivité électrique comprise entre $10^{-8}\Omega.m$ et $10^{-1}\Omega.m$ comme exemple ; le cuivre et le verre fondu [4][1][6].

Le développement de ce type de chauffage dépend directement du développement des technologies de l'électronique de puissance et de l'émergence des composants de commutation plus performants. Ce procédé présente des avantages intrinsèques ; un chauffage très rapide avec un rendement très élevé et indépendant de la température. Reste le coût de telles installations est l'un des inconvénients majeurs du chauffage par induction.

1.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une idée générale sur le chauffage par induction du point de vue son principe de fonctionnement, ses applications dans le domaine industriel. Ainsi nous avons donné les différents types d'alimentations utilisés dans le chauffage par induction tels que les onduleurs haute fréquence (HF) à résonance, l'effet de la valeur du facteur de qualité sur la valeur du courant et par conséquent la puissance transmise à la pièce à chauffer puis quelques différentes applications. Nous avons également abordé le calcul des pertes de commutation dans les onduleurs qui sont très importantes quand les fréquences de fonctionnement sont très élevées. Ainsi la commutation douce permet de réduire les pertes de commutation des interrupteurs. Dans cette partie nous avons donné une description du champ magnétique créé par les inducteurs autour de la pièce à chauffer dont on distingue deux types : le chauffage à flux transversal et le chauffage à flux longitudinal, chacun d'eux est utilisé pour des applications spécifiques et pour une profondeur de pénétration requise.

En effet, les systèmes de chauffage par induction se composent souvent d'une source de puissance, un ou plusieurs convertisseurs statiques pour le transfert d'énergie, un système de commande et d'un ou plusieurs inducteurs autour de la pièce à chauffer.

Etats de l'art sur le control d'énergie dans le chauffage par induction

2.1 Introduction

Afin de contrôler la répartition de la température désirée dans la pièce à chauffer, plusieurs solutions classiques ont été utilisées auxquelles sont adjoints des écrans magnétiques et des culasses mobiles [10] [19]. Ces méthodes permettent d'adapter le système à différents formats et positions de la pièce à chauffer (ch1§1.10.2).

Ainsi, il y a d'autres méthodes qui ont été étudiées sur le contrôle de la puissance dans les chauffages mono-inducteurs en boucle ouverte, La plupart de ces études reposent sur le contrôle de la puissance fournie en entrée de l'inducteur via un onduleur à résonance de tension ou de courant, comme celui montré sur la Figure1.17 du chapitre précédent. Ces chauffages sont alimentés à partir du réseau par l'association d'un redresseur, d'un filtre et d'un onduleur.

Pour contrôler la puissance transférée à la pièce à traiter dans les chauffages d'un seul inducteur, plusieurs techniques de control ont été adoptées telles que : Pulse Density Modulation, Phase-Shift Control et Pulse Frequency Modulation, dont elles sont simples et faciles à appliquer. Cependant, l'utilisation de ces méthodes est très limitée puisqu'elles ne peuvent pas être utilisées pour chauffer des zones multiples [4] [5].

Dans cette partie, nous allons présenter quelques méthodes de contrôle qui ont été adoptés pour l'asservissement de la puissance du chauffage par induction mono-inducteur, telles que : Pulse Density Modulation (PDM), Phase-Shift Control (PSC) et Pulse Frequency Modulation (PFM). Ensuite nous exposons leurs avantages et leurs inconvénients. Nous présenterons également dans ce chapitre d'autres types de control largement utilisés.

2.2 Méthodes de contrôle de la puissance

On distingue deux types ; les méthodes classiques où elles sont basées sur l'utilisation de plusieurs inducteurs auxquels sont adjoints des écrans magnétiques et des culasses mobiles, et les méthodes électriques. Ces dernières sont souvent applicables en boucle ouverte et généralement traitent la puissance de systèmes mono-inducteur, connues par (PFM, PDM, PSC).

2.2.1 La Pulse Density Modulation (PDM)

Ce type de commande est appliqué aux onduleurs résonants pour le contrôle de la puissance dans le cas du chauffage par induction monophasé. Le principe est d'introduire des cycles de roue libre d'une durée multiple de la période pour faire varier la puissance transmise à la charge. La tension et le courant de la charge sont nuls au cours des cycles de roue libre, l'inducteur est parcouru par un courant de l'énergie stockée dans le circuit réactif.

La Figure 2.1 illustre les trois modes de fonctionnement de la PDM appliquée à un onduleur de tension.

- Dans les modes 1 et 2, le circuit résonant RLC est soumis à une tension alternative carrée.
- Dans le mode 3, le circuit est mis en court-circuit.

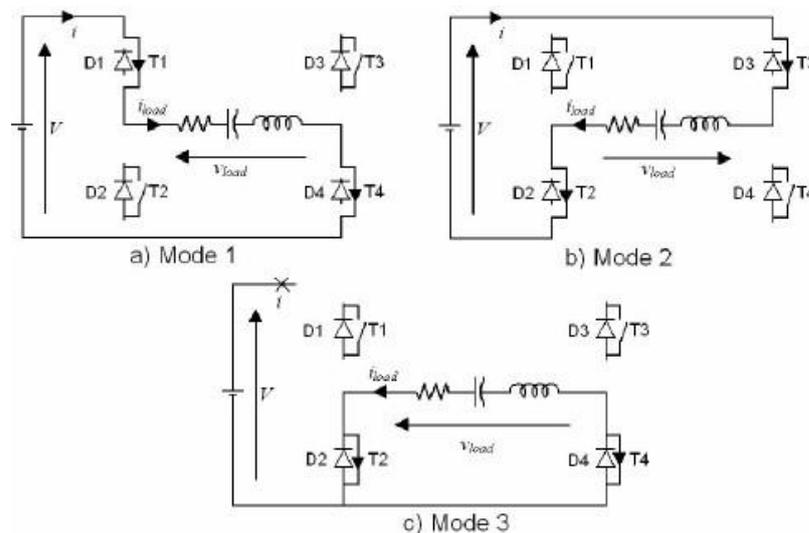


Figure 2.1 : Principe de fonctionnement de l'onduleur en PDM [20]

Le circuit générant les ordres de commande des interrupteurs de l'onduleur est montré sur la Fig2.2 :

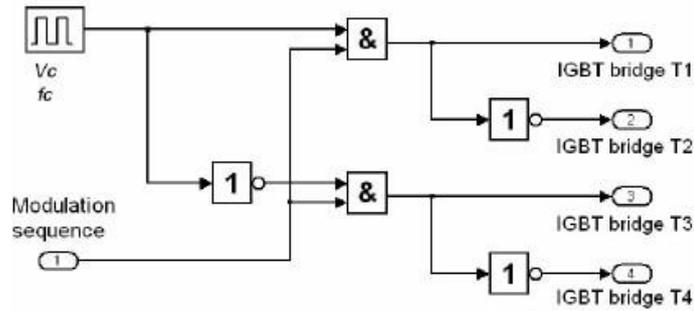


Figure 2.2 : Circuit logique de commande (PDM) [20]

La puissance transmise à la charge est donnée par l'expression (2.1) [20]

$$P_{out} = \left(\frac{mod}{N}\right)^2 P_{max} \quad (2.1)$$

Avec ; N : La longueur d'un cycle PDM (durée de N fois le cycle de résonance),

mod : Le niveau de la modulation $1 \leq mod \leq N$,

P_{max} : La puissance maximale transmise lorsque $mod = N$.

Le cycle de résonance PDM est la période dans laquelle le mode1 et mode2 de la figure 2.1 sont exécutés successivement, l'un pour le signal carré positif et l'autre pour le négatif. Plus le niveau de la modulation « mod » est élevé, plus la puissance transmise à la charge est importante et plus la durée du cycle de roue libre (mode3) est courte jusqu'à ou elle devient nulle au $N^{ème} mod$.

La Figure 2.3 représente le signal carré V_c généré pour une fréquence de résonance de la charge, aussi bien l'entrée pour les différents mod « modulation séquence ». Dans le cas où la longueur N de la PDM égale à 16 cycles, $mod = (1, 2, 3, \dots, 16)$.

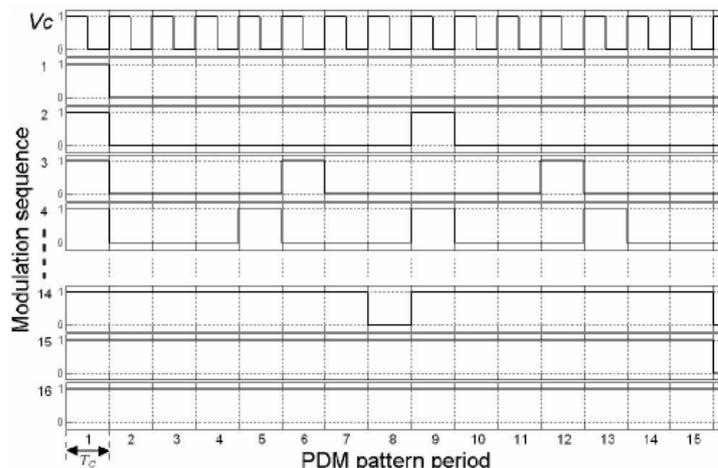


Figure 2.3: Signaux de commande de la (PDM) pour des rangs de mod 1 à 16 [5]

✓ Exemples :

- **mod1** signifie le niveau de modulation auquel le circuit logique engendre un signal de 1/16 cycles de la PDM (mode1 et mode2 exécutés durant un cycle). Alors que la charge est mise en court-circuit (mode 3) pendant les 15 derniers cycles.
- **mod4** signifie le niveau de modulation auquel le circuit logique génère un signal d'une séquence de modulation (4/16) cycles de la PDM, à ce moment (l'exécution des modes 1 et 2), la tension aux bornes de la charge est carrée alternative, elle est nulle et le courant subit un amortissement à la fréquence de résonance lors des autres cycles (Figure2.4).
- **mod16** signifie le niveau de modulation auquel le circuit logique génère un signal égal à 1 pendant tous les 16 cycles (onde de période égal à N), et il n'y a pas de cycle de roue libre. Dans ce cas, la puissance transmise à la charge est maximum.

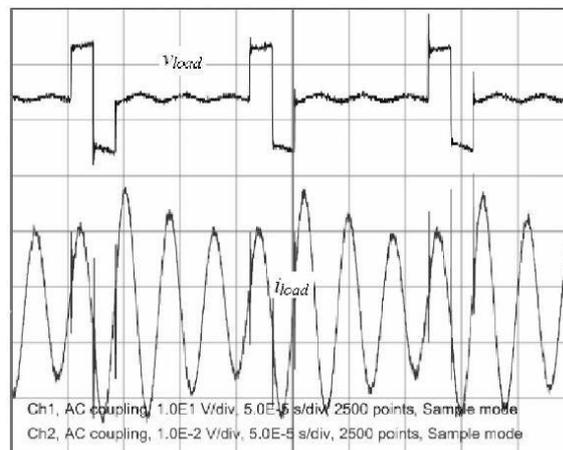


Figure2.4: Tension et courant de charge pour une modulation 4/16 [20]

Il existe une méthode de commande de la puissance en boucle fermée (Figure2.5)[21]. Ce circuit proposé combine un algorithme d'anticipation pour générer la séquence de modulation la plus adaptée à la puissance demandée et une fonction hystérésis qui ajuste la valeur du *mod*.

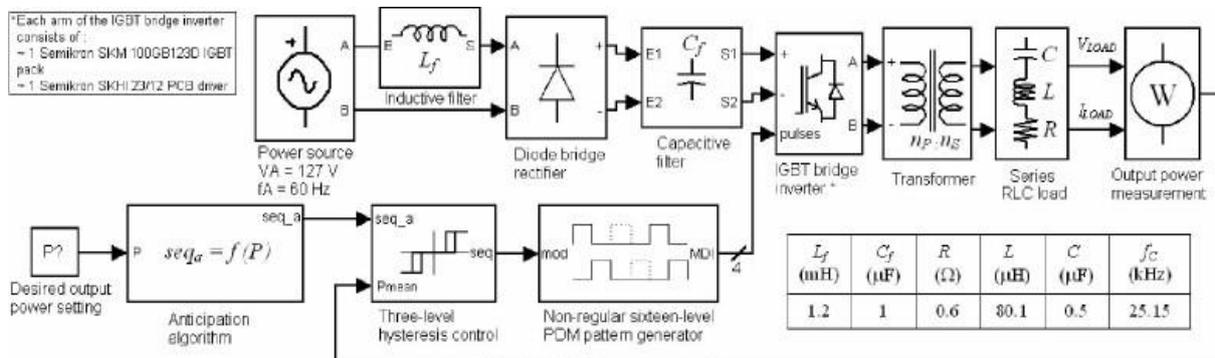


Figure2.5 : Charge RLC commandée avec une PDM en boucle fermée [5] [21]

2.2.2 La Phase Shifted Control (PSC)

Cette méthode est utilisée pour le contrôle de la puissance injectée dans la charge par action sur un angle ϕ de décalage sur la fermeture et l'ouverture des interrupteurs des convertisseurs en pont H en agissant sur l'amplitude du fondamental du signal carré généré en sortie de l'onduleur. La commande à décalage pour un chauffage par induction mono-inducteur [22-30], peut être appliquée aussi aux systèmes multi-inducteurs en tenant en considération les couplages magnétiques entre les inducteurs. La Figure 2.6 montre la structure du convertisseur statique utilisé pour cette stratégie de contrôle.

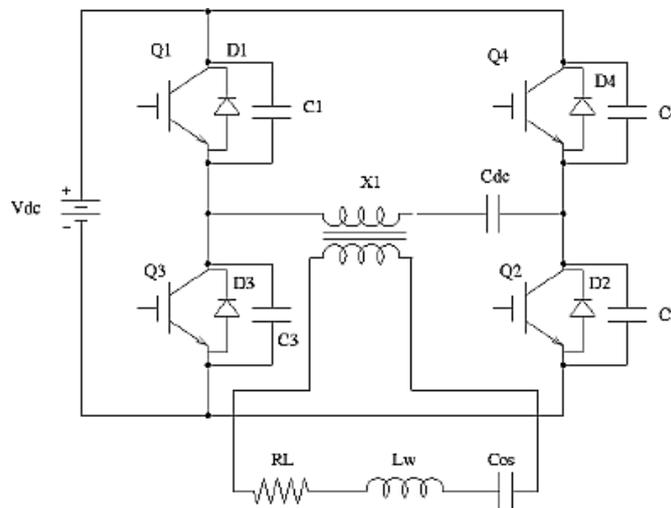


Figure 2.6: Convertisseur statique pour le (PSC) [22]

Le convertisseur alimente la charge résonante via un transformateur d'adaptation d'impédance, pour assurer un fonctionnement en commutation douce, des condensateurs sont branchés en parallèle avec chaque IGBT dans le but de réduire les pertes de commutations des interrupteurs.

Sur la Fig 2.7, nous apercevons clairement le principe de PSC. Les interrupteurs de l'onduleur de tension sont numérotés de 1 à 4 dont chaque bras comporte deux interrupteurs (Q1- Q3) et (Q2- Q4) successivement en opposition de phase pour ne pas mettre la source en court-circuit et avec un rapport cyclique de 50%.

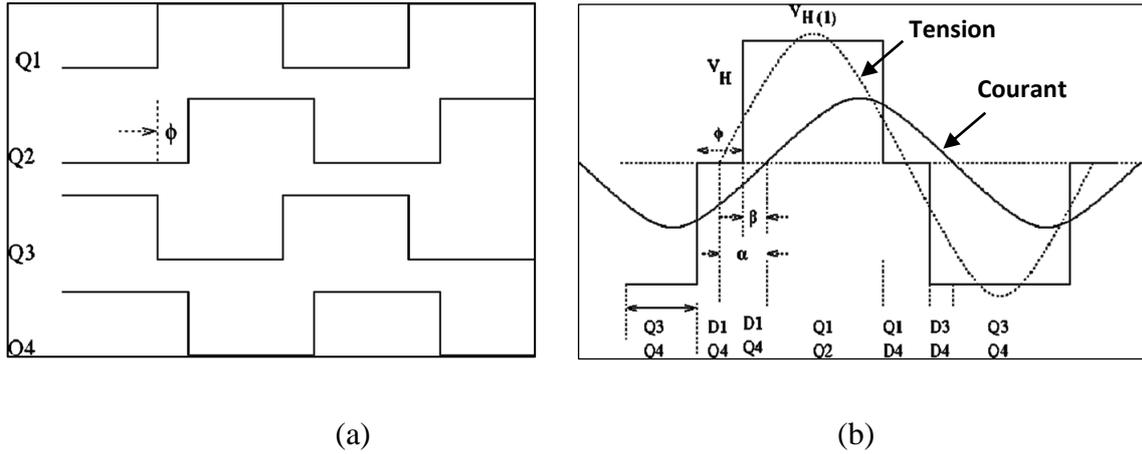


Figure 2.7 : (a) Signaux de commande des interrupteurs, (b) Courant et tension de charge pour une commande PSC

La puissance transmise à la charge est exprimée par la relation (2.2) est donné par :

$$P_n = \frac{\beta}{n^2} \cdot Q \cdot \cos^2(\alpha) \cdot \cos^2\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad (2.2)$$

Dont :

P_n : puissance injectée dans la charge,

ϕ : La durée pendant laquelle la tension est nulle, et l'angle qui règle l'amplitude du fondamental de la tension onduleur,

β ; Le déphasage entre la tension carrée d'onduleur et le courant,

α : Le déphasage entre le fondamental de la tension onduleur et le courant dans l'inducteur.

Q : Le facteur de qualité du circuit résonant.

2.2.3 Pulse Frequency Modulation (PFM)

La figure 2.8 montre une technique de PFM où un inducteur du chauffage par induction monophasé est alimenté par un onduleur de tension en demi-pont associé à un contrôle de puissance et un réglage de fréquence via un verrouillage de phase (PLL).

La puissance transmise à la charge est donnée par la relation (2.3), elle est en fonction de la fréquence et l'angle de déphasage ϕ entre le courant dans l'inducteur et la tension à ses bornes.

$$P_{out} = \frac{2 \cdot V_D^2 \cdot \cos^2(\phi)}{\pi^2 R_{eq}} \quad (2.3)$$

Où :

- P_{out} : la puissance de sortie,
- V_D : tension continue d'alimentation,
- R_{eq} : la résistance équivalente de la charge.

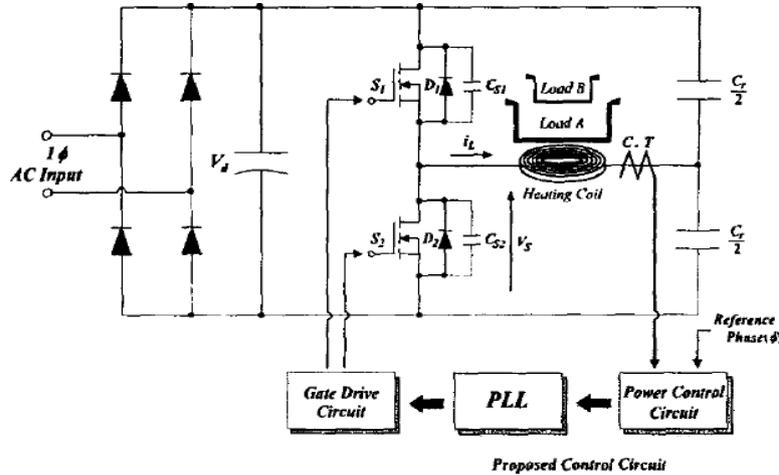


Figure 2.8: Structure du contrôle pour la PFM [23]

L'angle de déphasage ϕ est dû pour une fréquence légèrement supérieure à la fréquence de résonance (courant en retard sur la tension (Figure 2.9)).

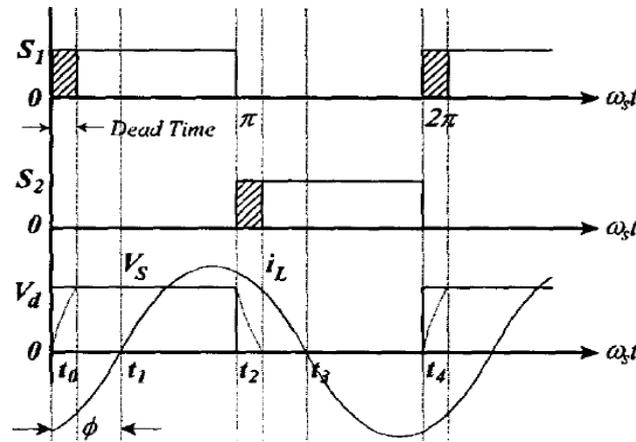


Figure 2.9: Mode de fonctionnement de PFM [23]

Une PFM est effectuée de manière à ajuster l'angle β à zéro, tandis que la PSC fait varier l'angle ϕ pour régler la puissance [15].

2.2.4 Combinaison Pulse Density Modulation (PDM) et Phase shift control (PSC)

Pour régler la puissance transmise en boucle fermée sur une large plage tout en conservant la commutation douce, une hybridation entre la PDM et la PSC est proposée [4-24]. Le contrôle PDM est utilisé en boucle ouverte en recherchant la séquence de

fonctionnement la plus proche pour la puissance souhaitée, alors que la PSC en boucle fermée est utilisée pour l'asservissement à la référence désirée. La PFM permet d'ajuster une commutation des interrupteurs de l'onduleur en zéro de courant. La Fig2.10 présente le schéma-blocs de contrôle hybride

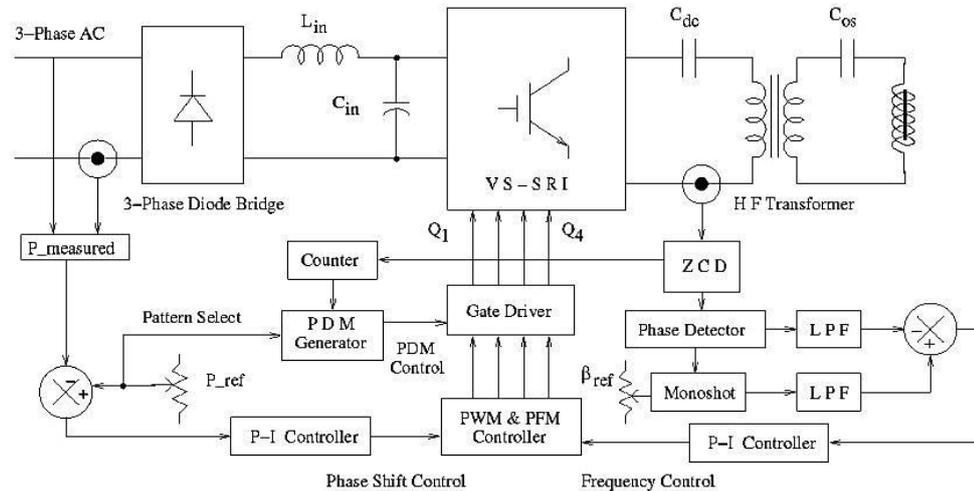


Figure 2.10: Synoptique de l'hybridation PSC&PDM [4-24]

La puissance injectée est alors fonction de l'angle ϕ et du ratio D caractérisant la PDM exprimée par (2.4) :

$$P_n = \frac{\beta}{n^2} \cdot Q \cdot \cos^2(\alpha) \cdot \cos^2\left(\frac{\phi}{2}\right) \cdot D \quad (2.4)$$

L'inconvénient de cette technique est l'impossibilité de contrôler les amplitudes des courants des inducteurs dans le cas des chauffages multi-inducteurs couplés [29].

2.2.5 Combinaison entre Phase shift control (PSC) et Pulse Frequency Modulation (PFM)

Cette Combinaison est appliquée à un onduleur de tension pour un fonctionnement en commutation douce, et permet de varier la puissance en ajustant sur l'angle ϕ (le temps pendant lequel la tension est nulle), ce qui ne peut pas être fait avec le PFM.

La régulation de puissance est assurée par deux circuits PLL, le premier (mode PFM) impose les commutations du bras $S_1 - S_2$ (figure2.9) au passage à zéro du courant (à la fréquence de résonance) tandis que le deuxième impose l'angle de décalage ϕ (mode PSC).

2.3 Contrôle de grandeurs alternatives

Bien que les techniques de contrôle mentionnées ci-dessus montrent ces performances intéressantes, elles restent uniquement appliquées au chauffage mono-inducteur. Pour s'affranchir de cet obstacle, des recherches ont été menées pour apporter d'autres solutions permettant de contrôler la densité de puissance et donc la température en contrôlant les courants alternatifs dans les chauffages multi-inducteurs, en amplitude et en phase. Grâce au développement des composants d'électronique de puissance associés aux performances des microcontrôleurs, on peut synthétiser des lois de commande capables d'ajuster précisément ces grandeurs alternatives, sans utiliser d'éléments mécaniques. Dans ce qui suit, nous citons certains types de contrôle appliqués au système de chauffage par induction, qui peuvent contrôler les courants d'inducteur non seulement en amplitude mais aussi en phase.

2.4 Technique de Commande des onduleurs à résonance

Deux stratégies de contrôle peuvent être adoptées pour un réglage rapide et continu de la puissance transmise au récepteur.

Il s'agit de la commande à fréquence fixe et celle à fréquence variable

2.4.1 La commande à fréquence fixe

Parmi les techniques de commande à fréquence fixe les plus utilisées, nous proposons quelques procédés :

2.4.1.a Commande avec rapport cyclique variable

Quelles que soient les perturbations, ce type de commande est utilisé afin de maintenir la puissance fournie à la charge constante. Cette exigence est satisfaite en contrôlant la tension imposée au moyen d'une commande permettant une variation du rapport cyclique [3].

2.4.1.b Commande par déphasage symétrique

Cette technique consiste à appliquer un déphasage d'un angle α à la commutation des interrupteurs à deux bras de l'onduleur [3-25]. La transmission de puissance est ajustée en variant l'angle de puissance du palier nul de la tension appliquée aux bornes de la charge.

2.4.1.c Commande par déphasage asymétrique

Le contrôle de l'onduleur est assuré par l'annulation asymétrique de la tension à la sortie de l'onduleur, en d'autres termes, par la variation de l'angle de puissance du palier nul de la tension imposée [3]. Ce type de commande est beaucoup plus utilisé dans les applications domestiques du chauffage par induction.

Autre étude proposée par [25], c'est une commande de type PFM, associée à un circuit PLL numérique à angle fixe qui remédie aux problèmes de variations de courant. Cette méthode est détaillée dans la figure 2.11. Elle permet de contrôler à la fois la phase du courant et sa valeur efficace

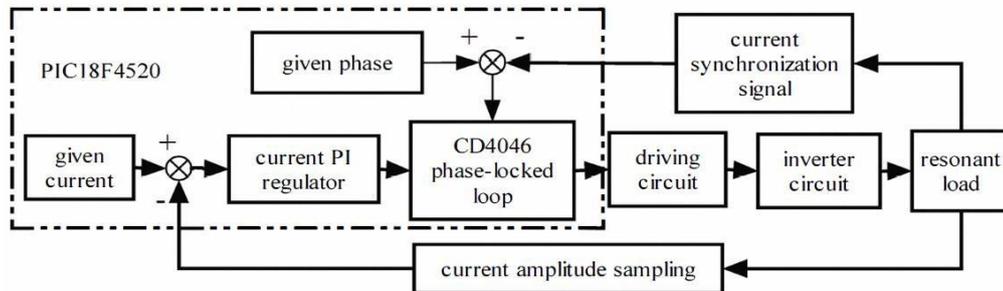


Figure 2.11 : Contrôle à angle fixé et amplitude réglée [25]

2.4.2 La commande à fréquence variables

La présence de fortes perturbations dégrade les performances des méthodes de commande précédemment présentées, car ces méthodes permettent d'obtenir des réponses satisfaisantes lorsque les convertisseurs à résonance sont soumis à de faibles perturbations. Afin de résoudre ce problème, la stratégie de contrôle adoptée est la commande à fréquence variable.

En général, dans la plupart des applications du chauffage par induction, la puissance transmise à la charge est commandées par des systèmes à fréquence variable. Nous présentons quelles que types de ces techniques.

2.4.2.a Commande avec rapport cyclique variable et fréquence variable

Elle est utilisée dans la majorité des applications du chauffage par induction, [26]. Cette technique consiste à appliquer deux boucles d'asservissement, une boucle de puissance et une pour la fréquence. La puissance est réglée par variation du rapport cyclique dont la boucle à verrouillage de phase (PLL) est utilisée pour suivre la variation de la fréquence pour maintenir la commutation douce des interrupteurs de l'onduleur(ZVS)[35].

2.4.2.b Commande par déphasage symétrique et fréquence variable

Cette technique est appliquée aux onduleurs à résonance séries en pont en H destinés au chauffage par induction. Elle consiste à déphaser les signaux de commande des deux bras

d'interrupteur d'un angle α . L'onde de sortie de l'onduleur a une valeur moyenne indépendante de toute fluctuation de la charge.

Le contrôle de la puissance est assuré par l'asservissement de deux paramètres, l'angle de déphasage α et la fréquence de commutation afin de maintenir la commutation douce (ZVS) durant le chauffage par induction.

2.4.2.c Commande par déphasage asymétrique et fréquence variable

Elle est utilisée dans les systèmes du chauffage par induction récents [27]. Dans cette approche, le transfert de puissance est contrôlé par action sur l'angle de déphasage α du palier nul de la tension. La boucle à verrouillage de phase PLL est utilisée pour assurer un fonctionnement stable et précis.

Contrairement aux autres techniques de commande précédentes, la commande à fréquence variable par déphasage asymétrique requiert une fréquence minimale pour atteindre la commutation à zéro de tension. [3].

2.5 Classification des lois de commande

Une multitude de techniques de régulation de la puissance transférée à la pièce à traiter a été réalisée grâce à l'évolution des théories des systèmes de contrôle, bien que les systèmes non linéaires aient des structures très complexes, la synthèse des lois de régulation est d'autant plus difficile qu'elle nécessite une étude détaillée du modèle dynamique du système.

En effet, la plupart des applications industrielles du système de chauffage par induction fonctionnent à fréquence variable, dont le système de commande est constitué de deux boucles; une boucle de puissance et une boucle dite de fréquence (fig2.12), le circuit PLL est pour assurer un fonctionnement stable et précis quel que soit les perturbations, il est obligatoire de maintenir la puissance transférée à la pièce à chauffer constante.

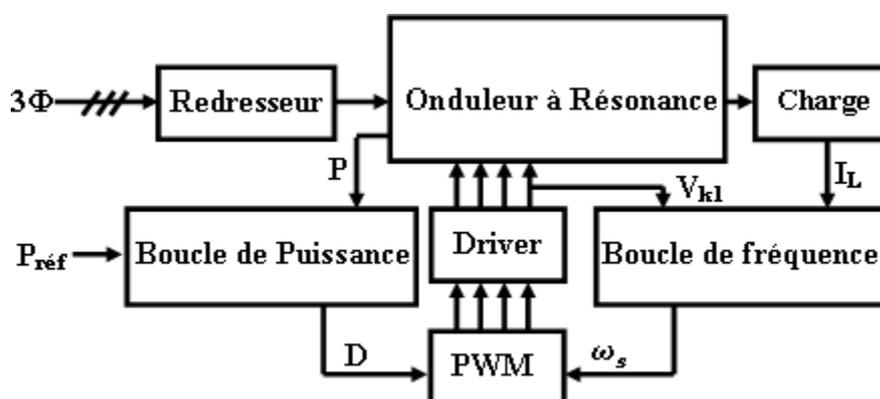


Figure2.12 : Régulation de puissance transmise à la pièce à traiter

2.5.1 Phase-Locked Loops (PLL)

La boucle à verrouillage de phase (PLL) ou encore boucles à asservissement de phase, est un circuit électronique bouclé dans lequel la grandeur asservie est la phase du signal alternatif [29]. La Fig2-13 montre le schéma fonctionnel de PLL.

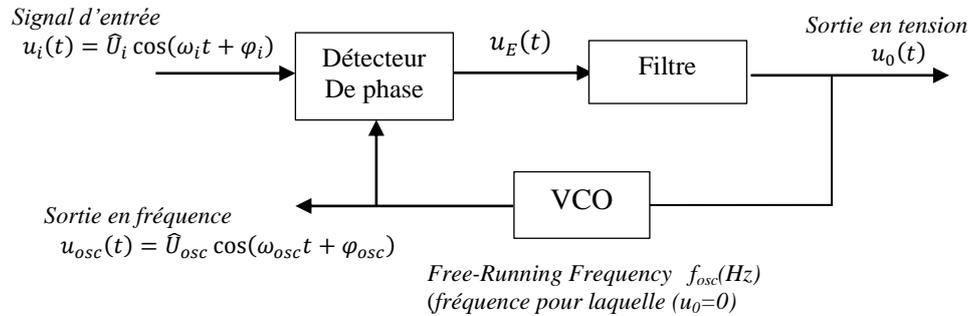


Figure2.13 : Schéma fonctionnel du circuit PLL

Ou :

K_D est le gain de comparateur,

u_E est la tension fourni par le détecteur de phase,

ω_i et φ_i sont la pulsation et la phase du signale d'entrée,

ω_{osc} et φ_{osc} sont la pulsation et la phase du signale de sortie en fréquence.

Cette boucle PLL est destinée à l'asservissement de la pulsation de l'oscillateur sur celle du signal d'entrée, l'oscillateur délivre un signal sinusoïdal de la forme:

$$u_{osc}(t) = \hat{U}_{osc} \cos(\omega_{osc} t + \varphi_{osc}) \quad (2.5)$$

Le circuit PLL est constitué :

- d'un comparateur de phase
- d'un filtre passe-bas
- d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO) « Voltage Controlled Oscillateur ».

2.5.1.a Comparateur de phase

Le comparateur ou détecteur de phase sert après passage par le filtre de boucle à fournir une tension continue ou lentement variable proportionnelle à la différence de phase entre le signal d'entrée et celui de la boucle de retour (fig2.14)[36].

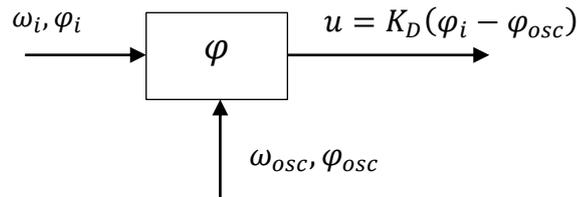


Figure 2.14 : Comparateur ou Détecteur de phase

Où K_D ; est le gain de comparateur

On distingue deux types de détecteurs de phase ; analogique et numérique.

2.5.1.b Oscillateur contrôlé en tension (VCO)

Le VCO est un oscillateur fournissant la fréquence qui est une fonction linéaire de la tension de commande.

α Les VCO HF :

Un oscillateur HF est un circuit bouclé auto-oscillant, dont la fréquence est déterminée par un circuit oscillant LC. Afin de varier la fréquence, il suffit d'ajuster simplement l'un de ces deux paramètres.

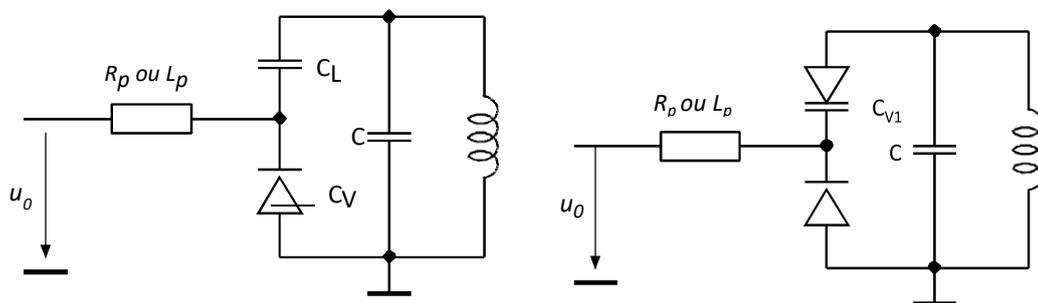


Figure 2.15: Circuits VCO oscillants HF

β Les VCO BF

La fréquence d'un oscillateur BF varie en agissant sur une tension de polarisation.

2.5.1.c Filtres de boucle

Son rôle est d'assurer les performances de l'asservissement et minimiser autant que possible les produits indésirables du comparateur de phase.

Les types de filtres les plus utilisés sont :

α filtre passif comportant un pôle

Un circuit simple comporte une résistance et une capacité, don sa fonction de transfert est donnée par :

$$F(s) = \frac{u_0(s)}{u_E(s)} = \frac{1}{1+sRC} = \frac{1}{1+s\tau} \quad (2.6)$$

Le circuit RC est illustré par la figure2.16 :

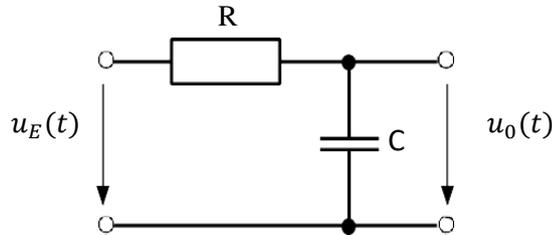


Figure2.16 : Filtre RC de 1er type

Le diagramme de Bode de la fonction du transfert est (Figure2.17) ;

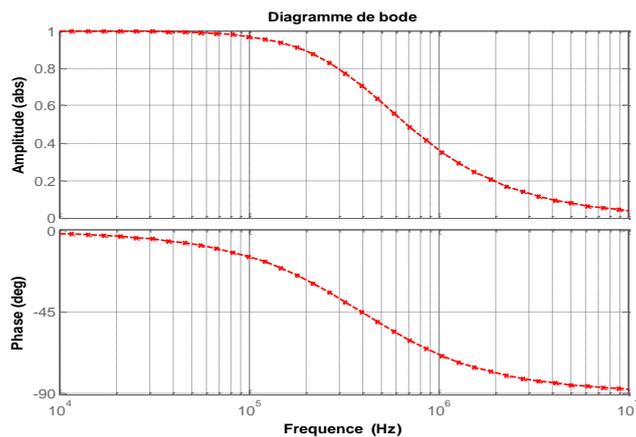


Figure2.17 : Diagramme de Bode de circuit RC

β Filtre passif comportant un pôle et un zéro

Ce type est composé de deux résistances et un condensateur (Fig2.18) [31]:

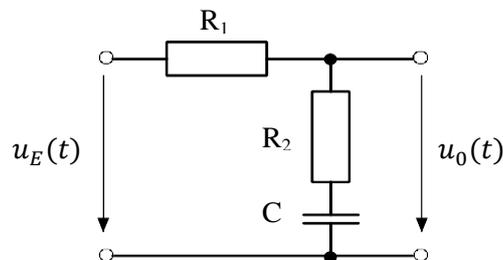


Figure2.18 : Filtre RC du 2^{ème} type

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F(s) = \frac{u_0(s)}{u_E(s)} = \frac{1+sR_2C}{1+s(R_1+R_2)C} = \frac{1+s\tau_1}{1+s\tau_2} \quad (2.7)$$

Ou ; $\tau_2 = (R_1 + R_2)C$, $\tau_1 = R_2C$

Le diagramme de Bode de la fonction du transfert est (Figure 2.19) :

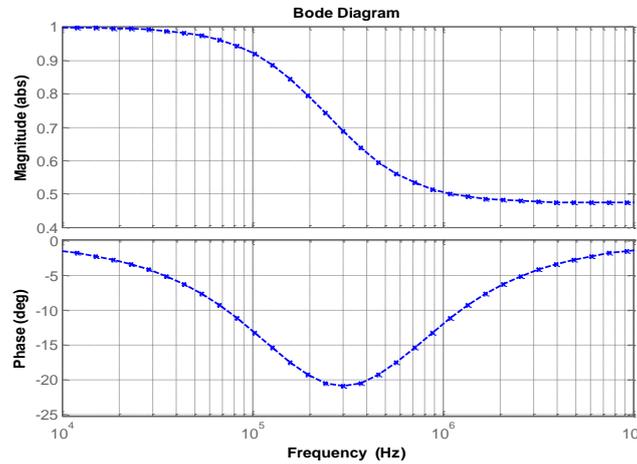


Figure2.19 : diagramme de Bode de circuit RC 2ème type

γ Filtre actif intégrateur du 1er ordre

Ce type est un filtre actif implémente un amplificateur opérationnel (Fig2.20)

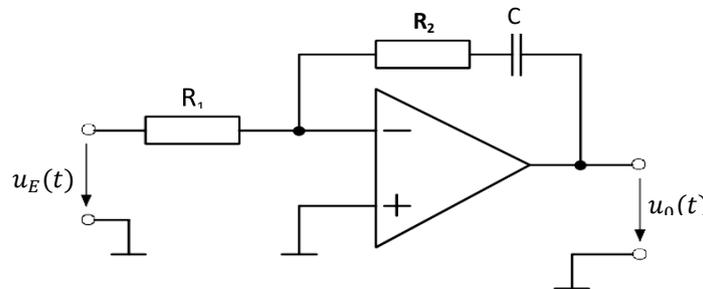


Figure2.20 : filtre actif intégrateur

Sa fonction de transfert est donnée par ;

$$F(s) = \frac{u_0(s)}{u_E(s)} = \frac{1+sR_2C}{1+sR_1C} = \frac{1+s\tau_2}{1+s\tau_1} \quad (2.8)$$

Ou ; $\tau_1 = R_1C$, $\tau_2 = R_2C$

Le diagramme de Bode de cette fonction du transfert est donné comme suite (Fig2.21) :

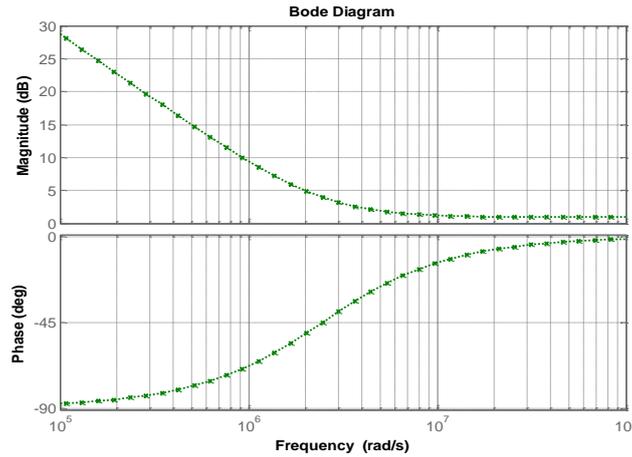


Figure2.21 : diagramme de Bode de filtre actif

2.5.2 Fonction de transfert générale de PLL

La fig2.22 donne le schéma bloc de l'asservissement de la phase.

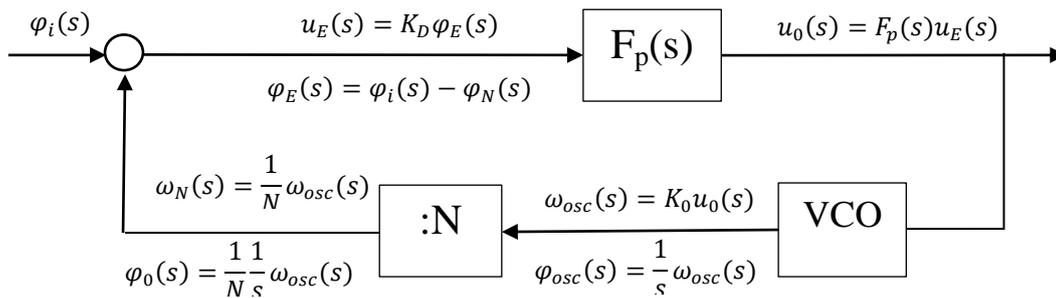


Figure2.22: Schéma bloc de l'asservissement de la phase

La sortie est calculée par la relation (2.9) :

$$u_0(s) = K_D \cdot F_p(s) \left(\varphi_i(s) - \frac{K_0}{N} \frac{1}{s} u_0(s) \right) \quad (2.9)$$

Pour la boucle fermée, la fonction de transfert est définie par :

$$\frac{u_0(s)}{\varphi_i(s)} = \frac{K_D \cdot F_p(s)}{1 + K_D \cdot F_p(s) \frac{K_0}{N} \frac{1}{s}} = \frac{K_D \cdot F_p(s) \cdot s}{s + K_D \cdot F_p(s) \frac{K_0}{N}} \quad (2.10)$$

Cette fonction de transfert est une fonction caractéristique d'un système bouclé de fonction de transfert directe $A(s) = K_D \cdot F_p(s)$ et de retour comprend un intégrateur $\beta(s) = \frac{K_0}{N} \frac{1}{s}$,

dont :

$$H(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)} \quad (2.11)$$

2.6 Différentes lois de contrôle de courant

Les travaux qui ont été effectués pour contrôler les courants des onduleurs HF sont innombrables, parmi eux, on cite :

2.6.1 Les correcteurs classiques

Sont largement utilisés dans le domaine du chauffage par induction, on peut trouver des régulateurs à action intégrale et ceux à action proportionnelle-intégrale, certains systèmes de chauffage par induction emploient des régulateurs à action proportionnelle-intégrale et dérivée pour contrôler les courants des onduleurs.

2.6.1.a Correcteur à action intégrale (I)

Ce type de correcteur est utilisé pour contrôler la puissance délivrée par un onduleur HT à résonance série en demi-pont à diviseur capacitif symétrique.

L'action (I) fait l'intégrale de la variation de l'écart entre la grandeur de référence et celle mesurée. Ses principaux rôles sont ;

- ✓ En dynamique : ralentissement de régime transitoire en cas de variation brusque de la consigne.
- ✓ En statique : élimination de l'écart résiduel.

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F(s) = \frac{K_i}{s} \quad (2.12)$$

L'auteur [3-16] propose une boucle de puissance basée sur un régulateur à action intégrale (I) associée à une boucle de fréquence à base de circuit PLL pour la commande d'un onduleur.

2.6.1.b Correcteur à action proportionnelle-intégrale (PI)

C'est le régulateur industriel le plus utilisé dans les applications de chauffage par induction [27]. On a vu les effets de l'action intégrale dans le paragraphe précédent, ainsi le rôle de l'action proportionnelle est en fonction de sa valeur K_p ;

- ✓ Si K_p est grand : action énergique et rapide, mais il peut être de dépassement,
- ✓ Si K_p est petit : réponse lente.

La sortie de régulateur est proportionnelle à la fois à l'erreur et à l'intégrale de l'erreur. Sa fonction de transfert est donnée par:

$$F(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_{i.s}} \right) \quad (2.13)$$

2.6.1.c Correcteur à action proportionnelle-intégrale-dérivée (PID)

Ce type de correcteur est moins utilisé que les autres précédents dans les applications de chauffage par induction. Ces principaux effet sont ;

- ✓ En dynamique : effet stabilisateur, effet d'anticipation (augmentation la rapidité de réponse) par prise en compte du sens de variation de l'écart.
- ✓ En statique : aucun effet.

Sa fonction de transfert est :

$$F(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_{i.s}} + T_d \cdot s \right) \quad (2.14)$$

2.7 Exigence de régulateurs avancés

Les techniques de commande conventionnelles telles que I, PI et PID précédentes, sont des solutions satisfaisantes pour les systèmes linéaires où les paramètres du système sont constants, néanmoins elles sont insuffisantes pour les systèmes non linéaires, car ces techniques ne sont pas robustes notamment face aux exigences de précision et surtout lorsque les caractéristiques dynamiques du système sont très strictes.

Afin d'asservir tout système avec précision, il est nécessaire d'utiliser des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux non-linéarités et aux perturbations, des techniques avancées sont utilisées pour régulation de puissance dans les applications de l'électrothermie.

2.7.1 Régulateur optimal (LQR)

Cette technique est basée sur la minimisation de fonction de coût, [32] a proposé cette technique de commande pour les systèmes de chauffage par induction. Dont le but est de définir la valeur de la tension optimisée pour avoir la température souhaitée.

Cependant, elle ne connaît pas une large utilisation dans monde industriel en raison de certaines contraintes, dont les plus importants sont ; les incertitudes du modèle, le critère de performance et la non linéarités du système.

2.7.2 La commande par mode glissant

La Commande par mode glissant (*Sliding Mode Control*). Ce type de control a connu un grand succès récemment, car il est très simple à mettre en œuvre et est connue par sa

robustesse envers les variations des paramètres de système et les perturbations externes. Cette commande a été beaucoup employée dans les chauffages par induction [33]. Cette technique consiste à ramener la trajectoire d'état du système vers la surface du glissement et la faire évoluer au-dessus jusqu'au point d'équilibre suivant.

La conception de cette technique de commande est constituée par trois étapes principales:

- Choix de la surface,
- Condition d'existence,
- Synthèse de loi de commande.

2.7.3 Commande par logique floue

La logique floue a été établie en 1965, dont les premières applications dans les systèmes de commande n'ont été faites qu'après les années soixante-dix. Le contrôleur flou semble utile pour tous les systèmes non linéaires dont la modélisation est difficile.

Cette technique permet de manipuler des symboles et de déduire des actions à l'aide de règles logiques à partir de structures imprécises ou incertaines. Ces avantages résident dans le fait que [3]:

- nous n'avons pas besoin de mettre le modèle mathématique, ce qui évite de travailler sur des modèles.
- Elle traite des systèmes à comportement complexe.
- Nous pouvons servir des microprocesseurs exclusivement destinées aux calculs flous, ce qui permet d'augmenter le rendement car cela réduit la programmation.
- Elle donne une réponse simple pour des processus difficiles à modéliser.

L'inconvénient de cette méthode est qu'il n'y a pas de théorie générale qui caractérise précisément la stabilité et la robustesse.

2.8 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté les différents types de contrôle classiques des onduleurs alimentant les systèmes de chauffage par induction, pour l'ajustement de la puissance transmise à la charge et par conséquent la température de la pièce a chauffé.

Ces méthodes sont appliquées aux systèmes de chauffage par induction mono-inducteur pour contrôler la puissance dissipée à la charge. La plupart en boucle ouverte, restent incapables

pour la commande des systèmes multi-inducteurs, ce qui engendre un défi pour les chercheurs de trouver des solutions à ce thème.

Grâce au développement de l'électronique de puissance, on peut appliquer des techniques de commande afin d'asservir précisément les courants des inducteurs servis par des onduleurs. Diverses méthodes de commande ont été présentées dans ce chapitre dont les régulateurs classiques prennent une large utilisation. Cependant ils ne sont pas suffisants pour les systèmes non linéaires. Ainsi, des commandes avancées permettant un contrôle précis et robuste des grandeurs alternatives et qui ont montrés leurs efficacités sont utilisés par plusieurs industriels dans le domaine de chauffage par induction.

Dans les chapitres suivants, nous allons présenter quelques solutions convenables pour le contrôle d'énergie dans les chauffages à multi-inducteurs.

Modélisation et commande des systèmes à deux inducteurs couplés

3.1 Introduction

L'obtention des distributions de température diverses et homogènes à la surface de la charge est très important, ce qui dicte l'utilisation de systèmes de chauffage par induction utilisant plusieurs inducteurs [40]. En effet, plus le nombre des inducteurs augmente, plus il est difficile de contrôler la puissance transmise à la pièce à chauffée, car cela est due au couplage magnétique entre les inducteurs.

Les chauffages à multi-bobines sont difficilement contrôlés par les méthodes mentionnées dans le chapitre précédent (PDM, PSC, PFM), car ces techniques sont généralement appliquées aux systèmes à un seul inducteur (monophasé) en boucle ouverte, et restent incapables pour la commande des systèmes multi-inducteurs. Ce qui engendre un défi pour les chercheurs de trouver des solutions à ce thème. Des études ont été fait récemment montrent que le contrôle de la densité de puissance (la température) pour des chauffages multi-inducteurs passe par le contrôle des courants sinusoïdaux dans les inducteurs, en phase et en amplitude, ce qui n'est pas le cas dans les structures classique.

Dans cette partie du travail, nous présentons le chauffage à deux inducteurs où chaque bobine est associée avec un onduleur haute fréquence (HF) à résonance suivis d'une modélisation du point du vue électrique présentée dans le logiciel Matlab/Simulink, (fonctions de transfert et dans l'espace d'état), tout en tenant compte du couplage magnétique entre les inducteurs, puis nous avons entamé la description des méthodes de commande récemment utilisées adaptées au système de chauffage à plusieurs inducteurs, notamment la méthodes de « Zone Control Induction Heating »[40].

3.2 chauffage à deux inducteurs

3.2.1 Avantage de chauffage à deux inducteurs

L'emploi des systèmes de chauffage par induction à deux inducteurs présente des performances et une souplesse des solutions de chauffage qui se traduisent par :

- Un gradient de température plus élevé et par conséquent une grande augmentation de la puissance transmise.
- Un chauffage plus rapide.
- Une bonne maîtrise du profil de température.
- une adaptabilité à différentes structures des pièces traitées sans écrans ni culasse mobiles.

3.2.2 Description du dispositif

Nous considérons le système de chauffage par induction à deux inducteurs présentés dans la figure 3.1. Parallèlement à chaque inducteur, un condensateur est ajouté pour fournir un courant sinusoïdal à l'inducteur associé. Le calcul de la capacité est obtenu de façon à régler la fréquence du circuit oscillant à la fréquence de résonance.

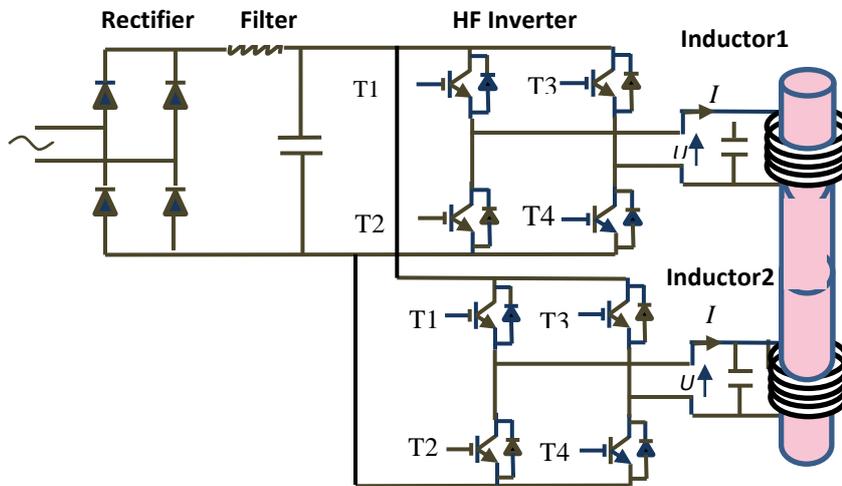


Figure 3.1: Système de chauffage par induction à deux inducteurs

Les deux inducteurs (figure 3.1) sont alimentés par deux onduleurs de même source de courant monophasée. Chaque onduleur est constitué de 4 interrupteurs en tension, représentés par association des IGBT et des diodes montées chacune en antiparallèle avec un IGBT. (Figure 3.2). les interrupteurs (T1&T4), (T2&T3) sont commandés de manière périodique et complémentaire deux par rapport aux autres.

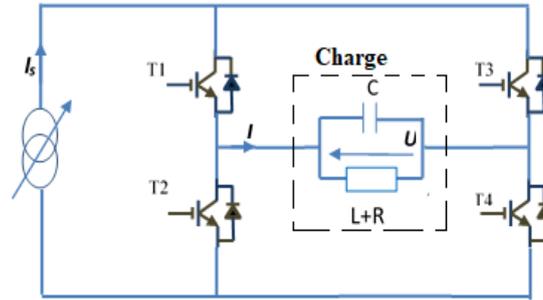


Figure3.2 : onduleur à résonance en pont H

L'obtention d'une densité de puissance constante dans la pièce à chauffer (charge) nécessite deux courants sinusoïdaux déphasés entre eux et de valeurs efficaces différentes [42]. Afin de contrôler la température de la charge, il faut contrôler les amplitudes et les phases de ces courants.

A la sortie de chaque onduleur, et avec une commande décalée, le courant prend la forme de trois niveaux, la commutation des interrupteurs (T1&T4) et (T2&T3) successivement est décalée de l'angle α l'un par rapport à l'autre (Figure 3.3). Etant donné que les deux onduleurs partagent la même source, cette commande permet de fournir des courants en sortie des onduleurs dont leurs fondamentaux ont des amplitudes et des phases différentes.

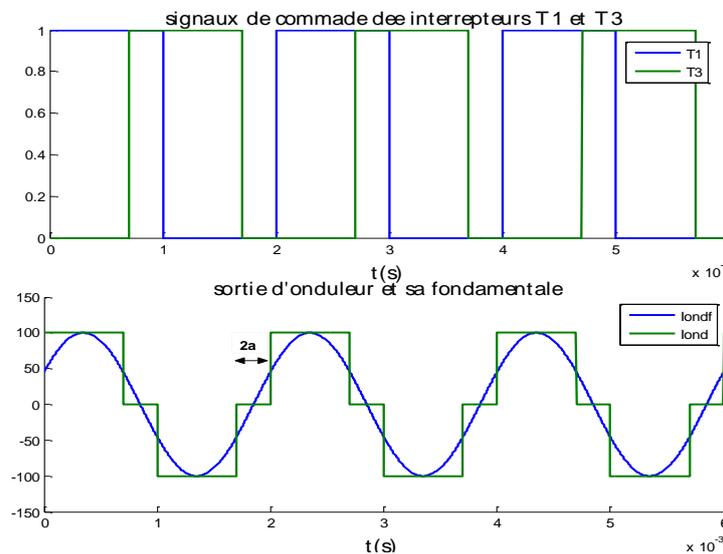


Figure3.3 : Signaux de commande des interrupteurs T1 et T3 et forme d'ondes du courant inducteur résultant

Le fondamental du courant à la sortie de l'onduleur est donnée par la formule (3.1) :

$$I_{ONDI f}(t) = \frac{4.I_s}{\pi} \cos \alpha_i . \sin(\omega t + \delta_i), i \in 1,2 \quad (3.1)$$

α_i ; le demi-angle durant lequel le courant d'onduleur est nul.

δ_i ; est le déphasage entre les deux courants d'onduleurs, soit le courant 1 est synchronisé avec la référence des temps.

La fig3.4 montre le synoptique de réglage des angles de commutation des interrupteurs de l'onduleur [4].

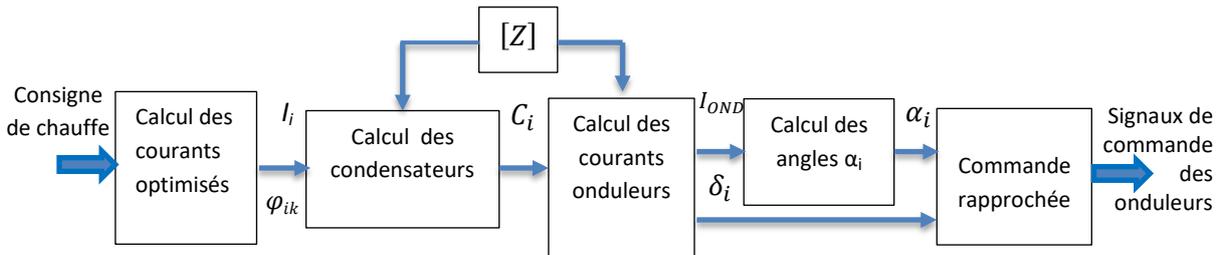


Figure3.4 : Synoptique du réglage des courants onduleurs [4]

A partir de la connaissance de la température désirée imposée comme consigne, dans la première étape, on peut déterminer premièrement les courants des inducteurs à travers une méthode d'optimisation, ensuite la deuxième étape consiste à calculer les valeurs des capacités des condensateurs et les normaliser. Les condensateurs font le filtrage des harmoniques pour disposer les fondamentaux des courants des onduleurs, la dernière étape concerne le calcul des angles de commande des interrupteurs de commutation des onduleurs et les traduisent en signaux par un circuit de commande rapprochée.

3.2.3 Modélisation

Tenant en considération le couplage magnétique entre les inducteurs, en utilisant la méthode des pseudo-énergies, la détermination empirique de la relation (3.2) entre les tensions à la sortie des onduleurs V_i et les courants des inducteurs I_i est donnée :

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{V}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Z}_{11} & \bar{Z}_{12} \\ \bar{Z}_{22} & \bar{Z}_{21} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$\bar{Z}_{ik} = R_{ik} + j \cdot \omega \cdot L_{ik}$, dépend des paramètres des inducteurs mais aussi des caractéristiques propres de la pièce à chauffer et de la fréquence.

3.2.4 Calcul des condensateurs

Les condensateurs sont calculés de manière à obtenir la résonance avec un facteur de qualité du système intéressant afin que le courant soit sinusoïdal à la sortie de l'onduleur (Fig.3.3). Étant donné qu'il existe des échanges d'énergie entre les inducteurs, on ne peut pas calculer les condensateurs à partir de la seule relation (3.3), car les courants des inducteurs résultent de la composition vectorielle des courants des autres inducteurs voisins.

$$\omega_i = \sqrt{\frac{1}{L_i C_i} - \frac{R_i^2}{L_i^2}} \quad (3.3)$$

Avec L_i et C_i sont successivement les résistances et inductances propres des inducteurs.

La fig3.5 présente le circuit équivalent de l'inducteur 1 avec la tension créée par le flux généré par l'inducteur 2.

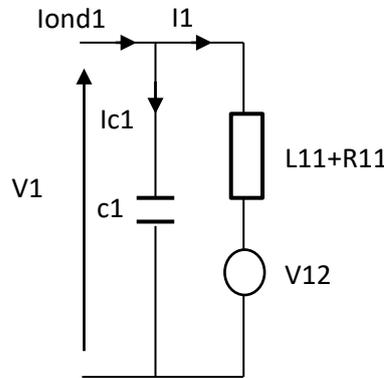


Figure3.5 : Circuit équivalent de l'inducteur 1

Dont :

$$\bar{V}_{12} = \bar{Z}_{12} \cdot \bar{I}_2 \quad ; \text{ Terme du couplage entre l'inducteur 1 et l'inducteur 2,}$$

I_1 ; courant d'inducteur 1

I_{c1} ; courant de condensateur 1

Le calcul des valeurs des capacités des condensateurs est fait afin de compenser l'énergie réactive sur chaque phase.

Les tensions aux bornes des inducteurs en fonction des courants optimisés dans les inducteurs sont données par la relation (3.4).

$$[\bar{V}_i] = [Z] \cdot [\bar{I}_i] \quad (3.4)$$

Ainsi les tensions sont également prises en compte dans le calcul des valeurs des capacités des condensateurs (3.5) :

$$C_i = \frac{\text{imag}[\bar{V}_i \bar{I}_i^*]}{\omega(V_i)^2} \quad (3.5)$$

Les valeurs des grandeurs R_{ik} et $X_{ik} = \omega \cdot L_{ik}$ dépend des paramètres des inducteurs ainsi des caractéristiques de la pièce à chauffer et de la fréquence de fonctionnement, sont données par (3.6) [4-5] :

$$Z = \begin{bmatrix} 33.71 + j244.56 & 25.96 + j43.76 \\ 25.84 + j43.61 & 61.31 + j247.28 \end{bmatrix} m\Omega \quad (3.6)$$

Le tableau 2.1 résume les valeurs de cette matrice sous forme de résistance et d'inductance et détermine également les valeurs des batteries de condensateurs [4-5].

Tableau 2.1 : récapitulation des valeurs de la matrice d'impédance

i	1		2		Capacités (μF)
	Rij (m Ω)	Lij (μH)	Rij (m Ω)	Lij (μH)	
1	33,71	25,94	25,96	4,64	420
2	25,84	4,63	67,31	26,24	221

Pour chaque inducteur, le système peut être décrit par les trois équations (3.7)

$$\begin{cases} \bar{V}_i = (R_{ii} + j \cdot \omega \cdot L_{ii})\bar{I}_i + (R_{ik} + j \cdot \omega \cdot L_{ik})\bar{I}_k \\ I_{Ci} = j \cdot \omega \cdot C_i \cdot V_i \\ I_{ONDi} = I_i + I_{Ci} \end{cases} \quad (3.7)$$

3.2.5 Représentation dans le logiciel matlab/Simulink

Deux méthodes de représentation du modèle ont été mises en œuvre dans le but de contrôler les courants dans les inducteurs, on distingue celle des fonctions de transfert et celle de l'espace d'état. Celles-ci décrivent la relation entre les courants des inducteurs et les courants des onduleurs.

a) Représentation par fonctions de transfert

En appliquant la transformée de Laplace sur les équations (3.7) qui régissent le système en cours de traitement, on peut trouver :

$$\begin{cases} \bar{V}_i = (R_{ii} + p \cdot L_{ii})\bar{I}_i + (R_{ik} + p \cdot L_{ik})\bar{I}_k \\ V_i = \frac{I_{Ci}}{p \cdot C_i} \\ I_{ONDi} = I_i + I_{Ci} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$I_{ONDi} - I_i = p \cdot C_i \cdot [(R_{ii} + p \cdot L_{ii})\bar{I}_i + (R_{ik} + p \cdot L_{ik})\bar{I}_k] \quad (3.9)$$

$$I_i = H_{ii}(p) \cdot I_{ONDi} - H_{ik}(p) \cdot I_k \quad (3.10)$$

Dont :

$$H_{ii}(p) = \frac{1}{1 + C_i R_{ii} p + C_i L_{ii} p^2} ; \quad H_{ik}(p) = \frac{C_i p (R_{ik} + p \cdot L_{ik})}{1 + C_i R_{ii} p + C_i L_{ii} p^2}$$

Ainsi, les tensions aux bornes des circuits oscillants exprimées par la relation (3.11):

$$V_i = \frac{I_{ONDi} - I_i}{p \cdot C_i} \quad (3.11)$$

Ces relations apparaissent dans Simulink® présentée dans la figure 3.6:

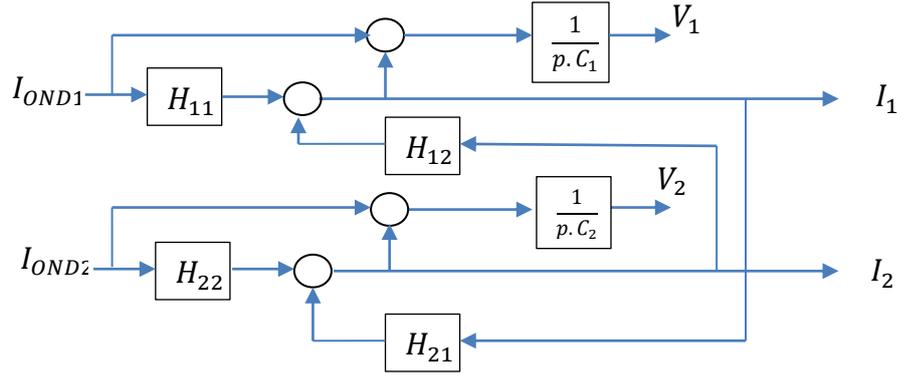


Figure 3.6 : schéma bloc représente la fonction de transfert

b) Représentation dans l'espace d'état

Soit le vecteur d'état choisi est $X = [I_1 \ I_2 \ V_1 \ V_2]^T$ et sa dérivée par rapport au temps est $\dot{X} = [\dot{I}_1 \ \dot{I}_2 \ \dot{V}_1 \ \dot{V}_2]^T$, de (3.11), les dérivées des tensions aux bornes des circuits oscillants sont données par la relation (3.12).

$$\dot{V}_i = \frac{I_{ONDi} - I_i}{C_i} \quad (3.12)$$

L'équation (3.7) donne la relation (3.13):

$$L_{ii} \cdot \dot{I}_i + L_{IK} \cdot \dot{I}_k = V_i - R_{ii} \cdot I_i - R_{IK} \cdot I_k \quad (3.13)$$

La représentation sous forme matricielle du système est donc :

$$\begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & 0 & 0 \\ L_{21} & L_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{11} & -R_{12} & 1 & 0 \\ -R_{21} & -R_{22} & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{OND1} \\ I_{OND2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Étant donné que la matrice $\begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & 0 & 0 \\ L_{21} & L_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_1 \end{bmatrix}$ est inversible, la relation (3.14) devient:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & 0 & 0 \\ L_{21} & L_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_{11} & -R_{12} & 1 & 0 \\ -R_{21} & -R_{22} & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & 0 & 0 \\ L_{21} & L_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{OND1} \\ I_{OND2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

L'expression générale du système dans l'espace d'état est donnée sous forme (3.16).

$$\dot{X} = A.X + B.U \quad (3.16)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & 0 & 0 \\ L_{21} & L_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_{11} & -R_{12} & 1 & 0 \\ -R_{21} & -R_{22} & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & 0 & 0 \\ L_{21} & L_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

er $U = \begin{bmatrix} I_{OND1} \\ I_{OND2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

La simulation de cette équation dans Matlab/Simulink est illustrée dans la fig3.7.

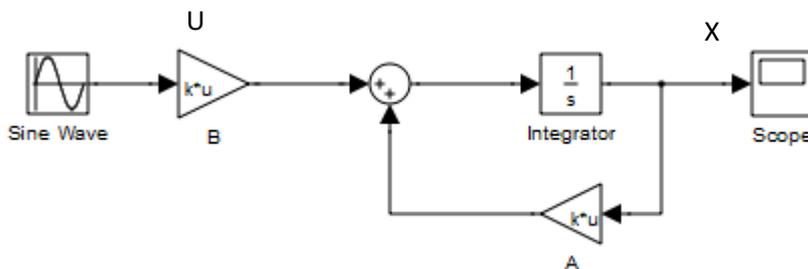


Figure 3.7 : l'espace d'état du système

3.2.6 Validation de la modélisation pour les deux représentations

Pour valider ces deux représentations, nous allons montrer que chacune est cohérente avec l'autre (la fonction de transfert et l'espace d'état). Les courants onduleurs 1 et 2 (fig.3.9 et 3.10) sont obtenus à partir de l'application de la commande décalée aux onduleurs associés chacun à un des inducteurs.

La figure 3.8 présente un onduleur en pont réalisé par matlab simpower system dont les interrupteurs sont contrôlés avec un angle de décalage, une résistance de 1Ω est mise pour avoir un signal carré. Les courants fournis sont carrés de 3 niveaux (figures 3.9 et 3.10).

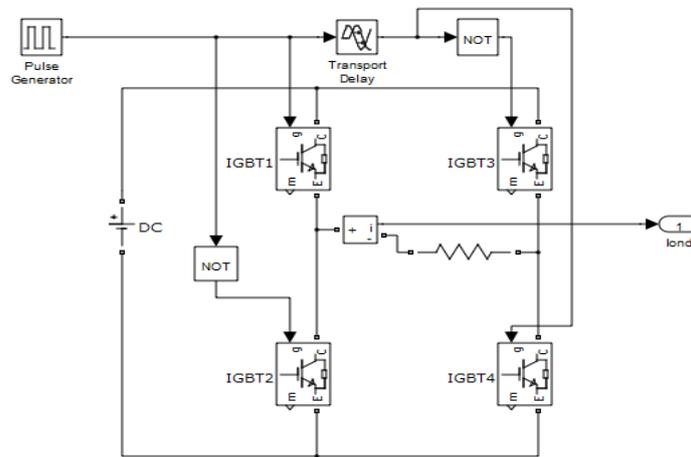


Figure 3.8 : schéma de l'onduleur avec une commande décalée

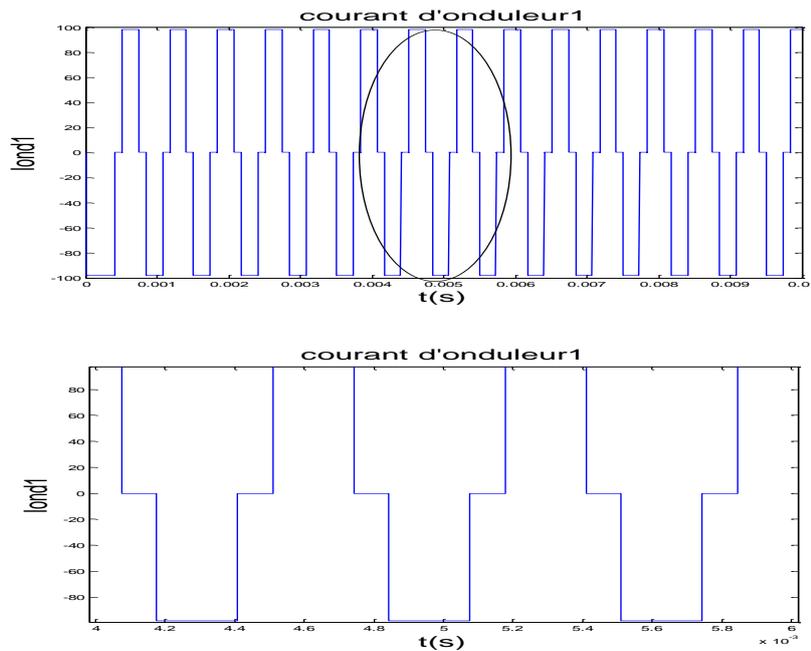


Figure 3.9: Forme d'ondes de courant onduleur1 avec son zoom

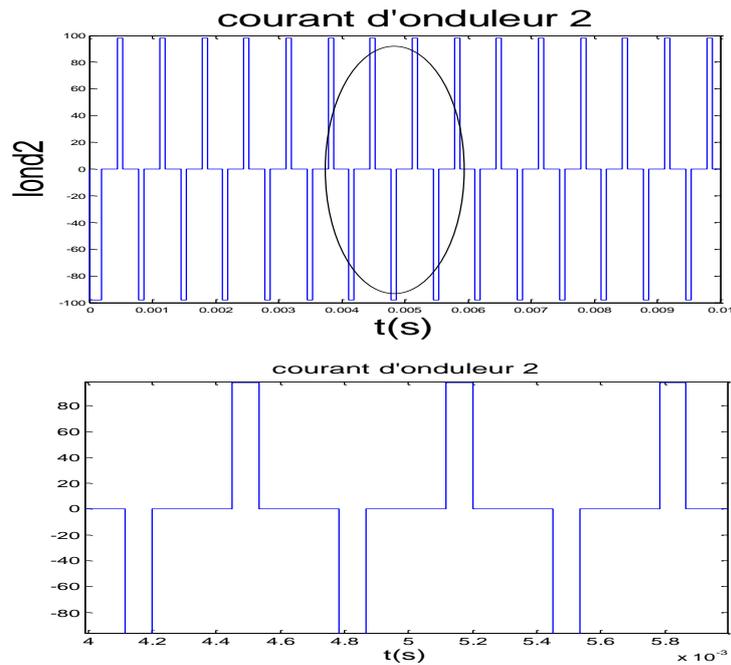


Figure 3.10: Forme d'ondes de courant onduleur2 avec son zoom

Pour les courants dans les inducteurs, ils se superposent pour les deux représentations, soit pour l'inducteur1 ou l'inducteur2. La figures3.11 et 3.12 montrent que les deux représentations donnent des meme resultat.

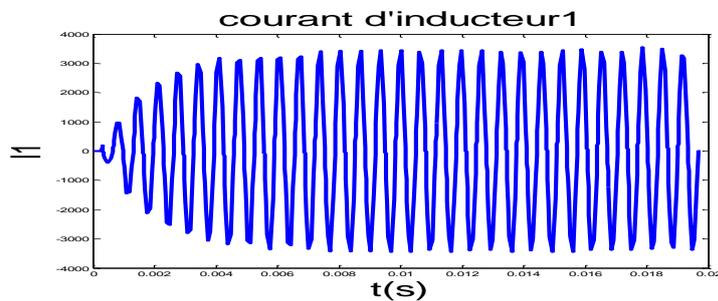


Figure 3.11 : Superposition des courants inducteur1 en simulation dans Matlab/Simulink® pour les deux représentations

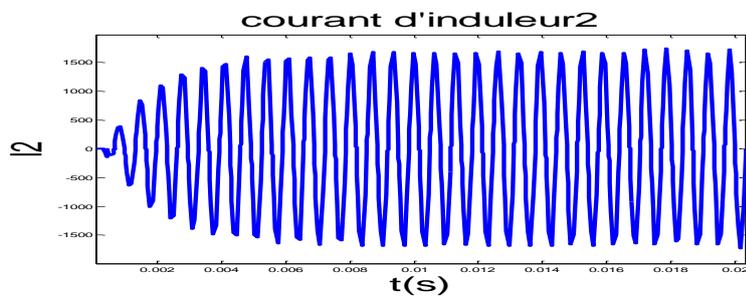


Figure 3.12 : Superposition des courants inducteur2 en simulation dans Matlab/Simulink® pour les deux représentations

Ces résultats de simulation montrent la validation des représentations en boucle ouverte de système de chauffage par induction à deux inducteurs, dont le système peut être représenté par une fonction de transfert ou dans un modèle d'espace d'état. Les signaux alimentant les deux représentations sont identiques pour chaque phase et générés par deux onduleurs en pont complet et partagent la même source de courant continu, dont les interrupteurs sont commandés de façon à décaler les signaux de commande par un angle α de l'un des deux interrupteurs d'un même bras.

Pour les chauffages alimentés par des onduleurs de tension dont la structure est présentée dans le chapitre 1 §1.10.3, et aussi pour un fonctionnement en boucle ouverte. Les paramètres de réglage sont calculés de la même manière que précédemment. La matrice impédance caractérisant les inducteurs et la pièce à chauffer est donnée par [5].

$$Z = \begin{bmatrix} 521.8 + j1398.8 & 380.9 + j575.4 \\ 380.9 + j575.4 & 195.9 + j1050.5 \end{bmatrix} m\Omega \quad (3.17)$$

pour une commande décalée des interrupteurs, les onduleurs génèrent des tensions de formes carrées de 3 niveaux aux bornes des circuits oscillants, la forme d'onde est donnée par la fig3.13.

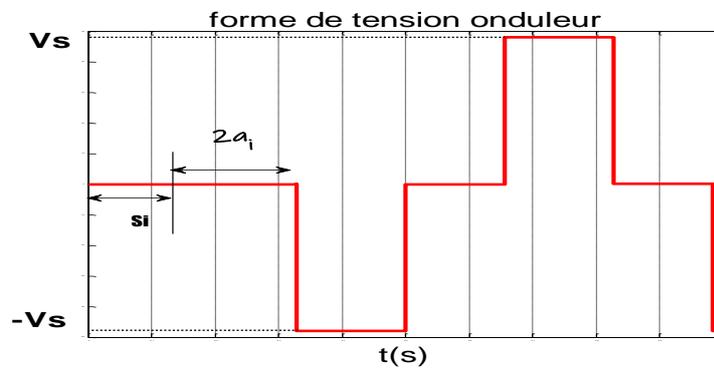


Figure 3.13 : forme d'onde de tension à la sortie d'ondeur

La fondamentale de cette onde s'écrit comme :

$$V_{ONdif}(t) = \frac{4.E}{\pi} \cos \alpha_i \cdot \sin(\omega t + \delta_i), \quad i \in 1,2 \quad (3.18)$$

Avec :

α_i : le demi-angle durant lequel la tension est nulle.

δ_i : le déphasage entre la tension d'ondeur et la référence des temps.

Les angles δ_i sont tous imposés nuls afin de limiter les influences entre les inducteurs [4-16]

L'angle α_i est calculé par la relation(3.19) :

$$\alpha_i = \text{acos} \left(\frac{\pi \cdot \bar{V}_{ONDi}}{2 \cdot E} \right) \quad (3.19)$$

Les équations correspondantes aux inducteurs sont données par (3.20).

$$\begin{cases} \bar{V}_i = \sum_{k=1}^2 (R_{ik} + j \cdot \omega \cdot L_{ik}) \bar{I}_k \\ \bar{V}_{Ci} = \frac{\bar{I}_i}{j \cdot \omega \cdot C_i} \\ \bar{V}_{ONDi} = \bar{V}_i + \bar{V}_{Ci} \end{cases} \quad i \in \{1,2\} \quad (3.20)$$

Dont :

V_i : est la tension aux bornes de l'inducteur,

I_i :est le courant inducteur,

V_{Ci} : est la tension aux bornes des condensateurs,

V_{ONDi} : est la tension de l'onduleur.

Pour une représentation de la modélisation dans Matlab / Simulink®, comme le cas des onduleurs de courant, nous allons simuler le système pour deux représentations, la première utilisant les fonctions de transfert et la seconde dans l'espace d'état.

La fonction de transfert du système peut être schématisée par la figure 3.14:

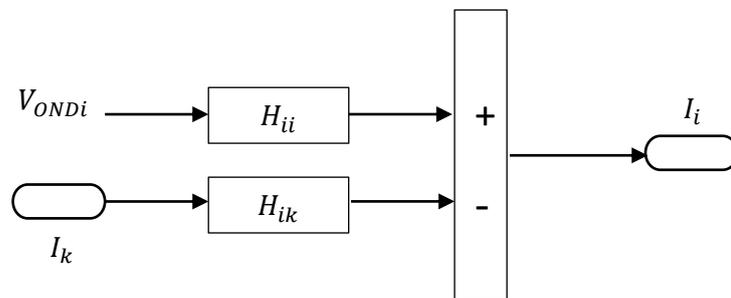


Figure 3.14 : fonction de transfert pour inducteur i

Ou :

$$I_i = H_{ii} \cdot V_{ONDi} - H_{ik} \cdot I_k \quad i \in \{1,2\} \quad (3.21)$$

Avec :

$$H_{ii}(p) = \frac{C_i p}{1 + C_i R_{ii} p + C_i L_{ii} p^2}; \quad H_{ik}(p) = \frac{C_i p (R_{ik} + p \cdot L_{ik})}{1 + C_i R_{ii} p + C_i L_{ii} p^2}$$

Pour la representation dans l'espace d'état, le vecteur d'état comprend les courants inducteurs I_1 et I_2 et les tensions des aux bornes des capacités V_{c1} et V_{c2} .

$$X = [I_1 \ I_2 \ V_{c1} \ V_{c2}]^T \quad (3.22)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{X} = [\dot{I}_1 \ \dot{I}_2 \ \dot{V}_{c1} \ \dot{V}_{c2}]^T \quad (3.23)$$

Les equations du système est presentés dans (3.24) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_{c1} = \frac{1}{c_1} I_1 \\ \dot{V}_{c2} = \frac{1}{c_2} I_2 \\ L_1 \cdot \dot{I}_1 + L_{12} \cdot \dot{I}_2 = V_{OND1} - R_1 \cdot I_1 - V_{c1} \\ L_2 \cdot \dot{I}_2 + L_{21} \cdot \dot{I}_1 = V_{OND2} - R_2 \cdot I_2 - V_{c2} \end{array} \right. \quad (3.24)$$

Soe forme reduite on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_{ci} = \frac{1}{c_i} I_i \\ L_i \cdot \dot{I}_i + L_{ik} \cdot \dot{I}_k = V_{ONDi} - R_i \cdot I_i - V_{ci} \end{array} \right. \quad i \neq k \in \{1,2\} \quad (3.25)$$

Sous forme matricielle, le système s'écrit:

$$\begin{bmatrix} L_1 & L_{12} & 0 & 0 \\ L_{21} & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{V}_{c1} \\ \dot{V}_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -R_2 & 0 & -1 \\ \frac{1}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ V_{c1} \\ V_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{OND1} \\ V_{OND2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Dont : $R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix}$ est la matrice des résistances ; $L_{12} = L_{21}$ est l'inductance metuelle ;

$L = \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} \\ L_{21} & L_2 \end{bmatrix}$ la matrice des inductances ; et $d = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ la matrice diagonale unitaire ;

(3.26) devenu plus reduite et s'écrit :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I} \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -d \\ \frac{1}{c_2} d & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ONDi} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Finalement l'expression générale de l'espace d'état est donnée comme :

$$X = A \cdot \dot{X} + B \cdot U \quad (3.28)$$

Avec : $A = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & d \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R & -d \\ \frac{1}{c_2} d & 0 \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & d \end{bmatrix}^{-1}$ et $U = \begin{bmatrix} V_{ONDi} \\ 0 \end{bmatrix}$

La vérification de la commandabilité et l'observabilité du système à deux inducteurs est calculé par (3.29) et (3.30).

$$M_{com} = [B \ A.B \ \dots \ A^4.B] \quad (3.29)$$

$$M_{obs} = [C \ C.A \ \dots \ C.A^4] \quad (3.30)$$

Les figures 3.15 et 3.16 confirment la validation des deux représentations dont la figure 3.15 montre la tension aux bornes de la capacité V_{c1} et ainsi le courant d'inducteur 1 I_1 est illustré dans la figure 3.16.

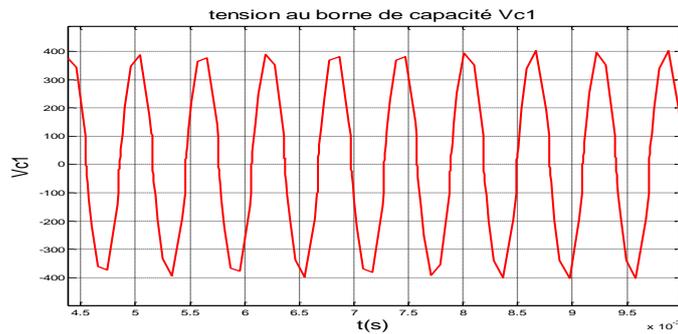


Figure 3.15 : resultat de simulation en boucle ouverte de tension de condensateur V_{c1}

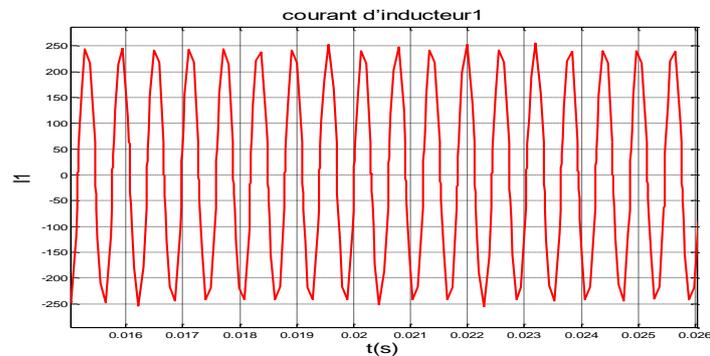


Figure 3.16 : resultat de simulation en boucle ouverte de courant inducteur I_1

Dans ce qui suit, on va présenter les influences du couplage magnétique entre les inducteurs sur la commande des courants. Nous appliquons une commande classique sur notre système. Premièrement, la figure 3.17 montre les formes des deux courants des inducteurs avec leurs références en boucle fermée, en continu sans tenir compte du couplage. On peut constater que le système est stable malgré la non-superposition des courants sur les références. Ainsi, les déphasages entre les courants et leurs références restent les mêmes pour les deux phases, et les formes des courants ne s'influencent pas mutuellement.

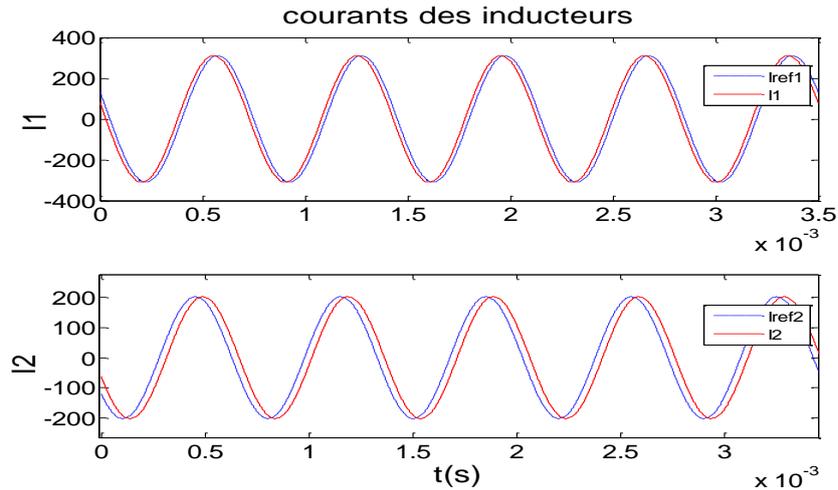


Figure 3.17 : réglage classique des courants des inducteurs sans couplage magnétique

Dans une seconde simulation, avec les memes points de fonctionnement des courants, et en tenant en considération le couplage entre les inducteurs, La figure 3.18 montre les formes des courants asservis en boucle fermée, sauf que cette fois-ci les resultats sont complètement déffirents par rapport aux précédents, dont les amplitudes et les déphasages ne sont pas conformes aux règles de contrôle et ne suivent pas explicitement leurs références.

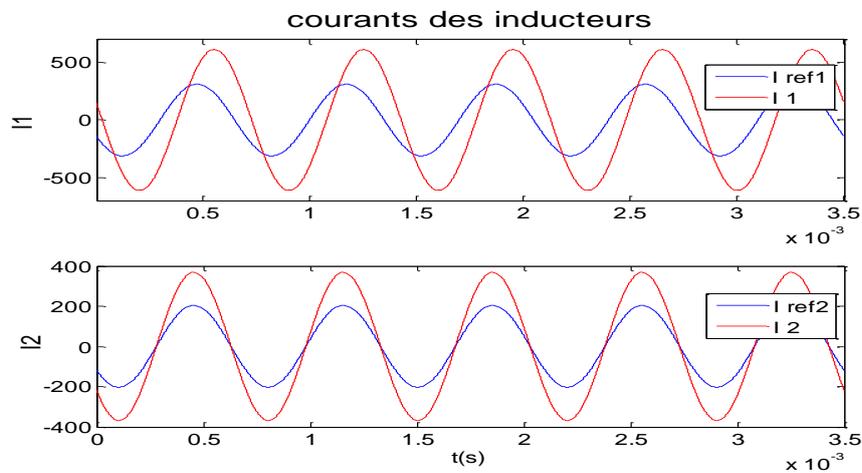


Figure 3.18 : formes des courants des inducteurs avec couplage magnétique

Nous essayons de commander les courants pour un autre point de fonctionnement, mais pour une référence de courant inducteur 1 nulle. Le courant dans la première phase ne s'annule pas en raison du l'effet du champ magnetique créé par le deuxième courant d'inducteur sur l'ensemble du système (figure3.19).

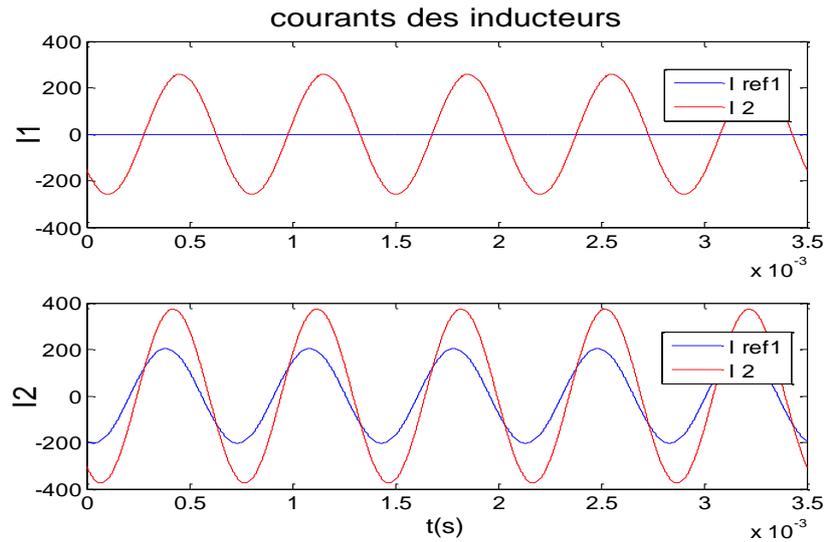


Figure3.19 : formes des courants des inducteurs avec couplage
et avec une reference 1 nulle

Ceci nous amène à conclure qu'il est très difficile de contrôler le chauffage par induction de deux inducteurs, notamment au moyen de systèmes de contrôle conventionnels, car les courants dans les inducteurs sont affectés l'un par l'autre. Ce qui nous oblige à appliquer des méthodes de contrôle plus sophistiquées pour éliminer le phénomène du couplage magnétique.

3.3 Zone Control Induction Heating (ZCIH)

Cette méthode est utilisée pour annuler les effets de couplage entre les courants des inducteurs afin de contrôler la puissance transmise à la charge dans les chauffages multi-inducteurs indépendamment les uns des autres, qu'ils soient les inducteurs à flux longitudinal ou transversal. La technique proposée est de structure complexe [5-40], disposée de six inducteurs enroulés autour d'une pièce à chauffer et alimentés par six onduleurs de tension associés à six hacheurs dévolteurs destinés à ajuster les tensions d'entrée.

Les couplages entre les inducteurs sont à l'origine du déséquilibre des courants d'inducteurs en boucle fermée. Afin de les réduire, des solutions consistent à ajouter des transformateurs de découplage [40] (Fig3.20), néanmoins pour les systèmes ayant plus de deux bobines, ces transformateurs de découplage ne compensent que les perturbations dues à l'inducteur adjacent et ne compensent pas les perturbations provenant des autres inducteurs.

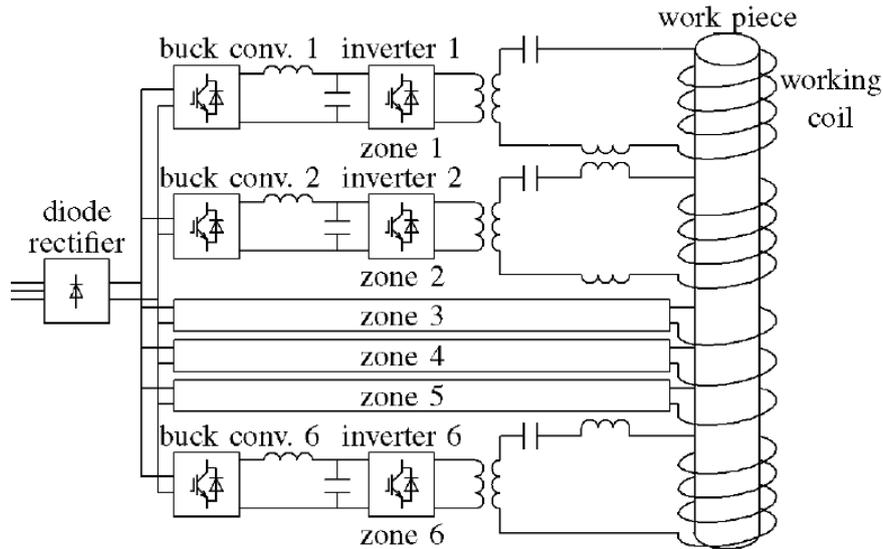


Figure 3.20: contrôle ZCIH d'un inducteur multi-bobines [40]

La technique de (ZCIH) illumine les couplages magnétiques à partir de la formule de puissance. La figure 3.21 montre un système simple composé de deux inducteurs couplés alimentés par deux onduleurs, cette structure ne comprend pas des transformateurs de découplage.

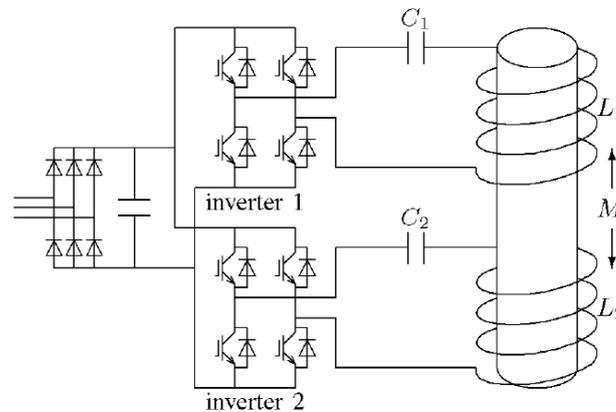


Figure 3.21: contrôle ZCIH de deux inducteurs couplés [40]

Ainsi, le circuit équivalent modélisé est présenté par la fig3.22. Les effets résistifs du couplage dans ce circuit sont négligés.

Ou ;

R_1 et R_2 : sont successivement la résistance équivalente de la résistance propre de l'inducteur1 et de l'inducteur2 additionnées à la résistance la pièce.

L_1 et L_2 : sont successivement inductance propre de l'inducteur1 et de l'inducteur2.

Et M : est l'inductance de couplage entre les inducteurs.

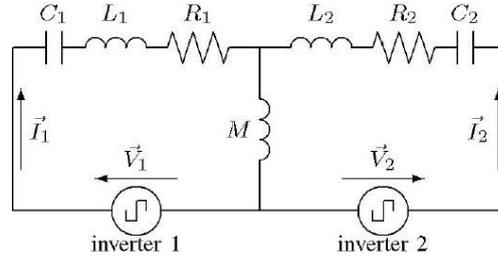


Figure 3.22: Modélisation de l'inducteur à 2 bobines [40]

Les tensions vues des bornes des onduleurs peuvent être écrites par les relations (3.31).

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = V_1 e^{j\theta_1} = R_1 \bar{I}_1 + j \left(\omega L_1 - 1/\omega C_1 \right) \bar{I}_1 + j \omega M \bar{I}_2 \\ \bar{V}_2 = V_2 e^{j\theta_2} = R_2 \bar{I}_2 + j \left(\omega L_2 - 1/\omega C_2 \right) \bar{I}_2 + j \omega M \bar{I}_1 \end{cases} \quad (3.31)$$

Avec $\bar{I}_1 = I_1 e^{j\phi_1}$ et $\bar{I}_2 = I_2 e^{j\phi_2}$

Les puissances consommées sont alors données par l'écriture suivante:

$$\begin{cases} P_1 = Re(\bar{V}_1 \bar{I}_1) = R_1 I_1^2 + \omega M I_1 I_2 \sin(\phi_1 - \phi_2) \\ P_2 = Re(\bar{V}_2 \bar{I}_2) = R_2 I_2^2 + \omega M I_1 I_2 \sin(\phi_2 - \phi_1) \end{cases} \quad (3.32)$$

Il apparaît dans ces équations le couplage magnétiques entre les inducteurs présenté par l'inductance mutuelle, afin de l'éliminer, les inducteurs doivent être mis en phase, c.-à-d.

$\phi_1 = \phi_2$. Et il en résulte que l'intégralité de la puissance sera dissipée sous forme de chaleur dans la pièce (3.33).

$$\begin{cases} P_1 = R_1 I_1^2 \\ P_2 = R_2 I_2^2 \end{cases} \quad (3.33)$$

De même pour les chauffages à plusieurs inducteurs, lorsque les courants se mettent en phase, les effets des mutuelles entre chaque inducteur et les autres s'annulent.

$$P_i = R_i I_i^2 + \sum_{k \neq i} \omega M_{ik} I_i I_k \sin(\phi_i - \phi_k) \quad (3.34)$$

Il est évident de pouvoir piloter les courants des onduleurs chacun indépendant des autres. La commande proposée consiste en deux boucles de réglage, une pour contrôler l'amplitude et l'autre pour la phase.

La figure 3.23 présente cette technique de contrôle des courants des inducteurs en amplitude et en phase, en employant pour chaque phase des convertisseurs statiques tel qu'un hacheur, un redresseur, un filtre passe bas et un onduleur. Un régulateur de phase et un autre pour la régulation de l'amplitude sont appliqués pour l'asservissement des courants alternatifs à la sortie de l'onduleur, sachant que la détection de la phase du courant dans le contrôle de la phase nécessite une grande précision.

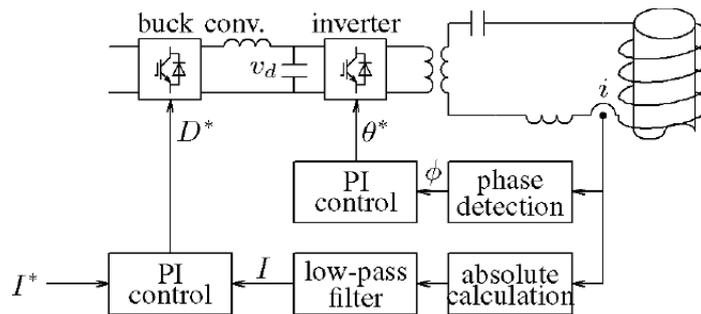


Figure 3.23: contrôle du courant inducteur en amplitude et en phase [40]

Cette méthode présente l'avantage de maîtriser les couplages et donc les échanges d'énergie entre les inducteurs, cela permet de commander les courants loin des perturbations. Cependant la mise en phase de courants ne conduit au meilleur profil des températures, contrairement aux courants qui ne sont pas forcément en phase dont le profil de températures est important, néanmoins en terme de commande, la mise en œuvre est plus complexe.

D'autres solutions sont proposés dans [48] semblable à celle précédente, de même structure où les courants des inducteurs sont mis en phase et à la résonance, sauf que la source d'alimentation cette fois-ci est différente. Il s'agit de pont tout thyristor, pont de diodes et hacheurs et pont de diodes et PWM.

3.3.1 ZCIH Avec pont tout thyristors

La figure 3.24 suivante montre un système composé de deux inducteurs alimentés chacun par un pont tout thyristors. la puissance transmise vers chaque inducteur est modulée par le pont tout thyristors. Les interrupteurs de chaque onduleur commutent la tension de sortie alternativement du signe (+) vers (-) avec un rapport cyclique de 50%. Afin de réduire les pertes par commutation et avoir un fonctionnement en ZVS, un système de détection du passage à zéro est intégré dans la commande de l'onduleur. Sur le deuxième inducteur, est ajoutée une impédance variable assez mystérieuse, cette impédance permet le maintien des

tensions en phase, et donc assurer le passage simultané à zéros des tensions, ceci permet aussi de réaliser une commande synchronisée des onduleurs.

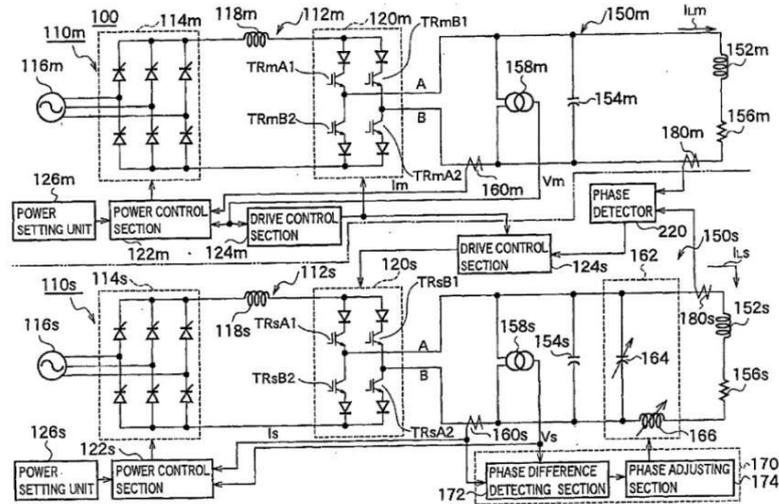


Figure 3.24: système à deux inducteurs avec pont tout thyristors [5]

Cette solution présente une souplesse de contrôle mais le nombre de convertisseurs utilisés est élevé.

3.3.2 ZCIH avec pont de diodes et hacheurs

Dans ce cas, le redresseur tout thyristor récemment présenté est remplacé par un redresseur en diode associé à des hacheurs chacun alimente un inducteur. La même stratégie de commande que celle précédente pour chaque phase. Les hacheurs permettent de moduler la puissance injectée dans les bobines et par conséquent permettent de varier la température dans la charge. La fig3.25 proposée par [42] présente le principe de fonctionnement de la solution.

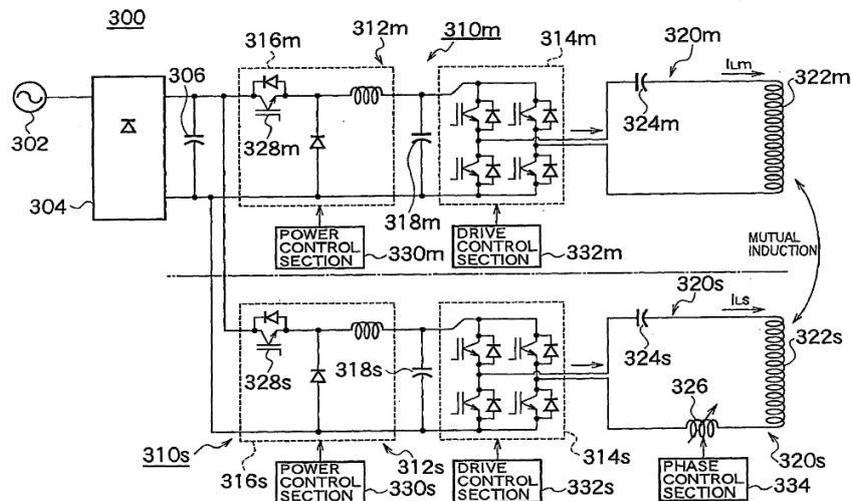


Figure 3.25: Alimentation avec pont de diode et hacheurs

3.3.3 Avec pont de diodes et PWM

Le concept de cette solution consiste à commander les onduleurs par PWM en éliminant les hacheurs. La puissance injectée dans les inducteurs est modulée par un cycle de roue libre introduit dans fonctionnement des interrupteurs de commutation des onduleurs. Les inductances variables sont gardées afin de maintenir toujours les courants et les tensions en phase dans chaque inducteur (Fig3.26).

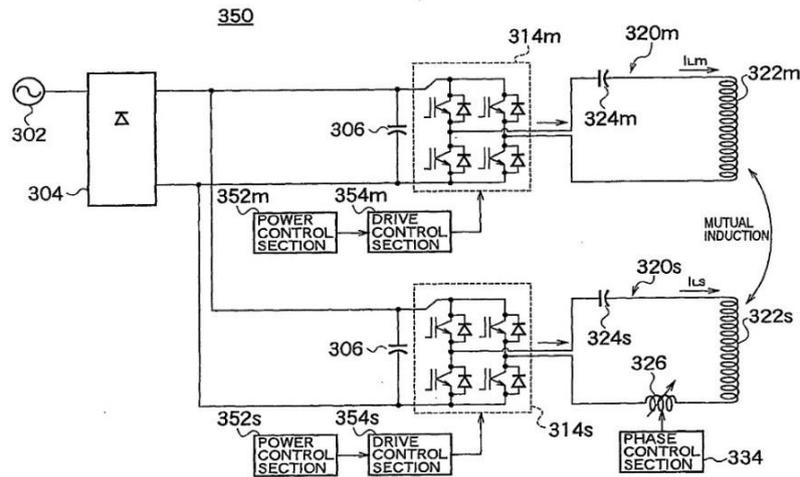


Figure 3.26: Source de pont de diodes et commande PWM des onduleurs

Le régulateur de puissance fournit à largeur des créneaux un signal correspond à la tension souhaitée vu à la sortie de chaque onduleur. Comparativement aux précédentes solutions, cette dernière est relativement rentable en terme de nombre réduit de convertisseurs, et présente toujours le même inconvénient de la présence de la bobine variable au second onduleur, car cette dernière affecte directement sur le profil de la température a cause des pertes d'énergie générées par celle-ci.

3.4 Conclusion

Le contrôle des chauffages par induction multi-inducteurs n'est pas facile à mettre en œuvre, notamment face au couplage magnétique existant entre les bobines, du fait que chaque phase est affectée par la phase adjacente, ce qui perturbe l'asservissement de la puissance du système en boucle fermée, dont les grandeurs désirées ne peuvent pas être atteintes. Certaines solutions ont été suggérées pour éliminer ces perturbations qui sont utilisées dans l'industrie et présentent leurs efficacités tel que la méthode de "Zone Control Induction Heating"

Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation et quelques méthodes de commande du chauffage par induction à deux inducteurs. Le système consiste à alimenter chaque phase par un onduleur avec hacheurs ou redresseurs commandés.

Le réglage de la puissance transmise à la pièce à chauffer est difficile à l'avoir car les inducteurs sont couplés magnétiquement entre eux et le courant de chaque inducteur est influencé par l'autre, ce qui engendre une fuite de perte mutuelle. Afin d'éliminer les couplages entre les inducteurs, il est intéressant d'utiliser une technique, proposée par les chercheurs et les industriels, qui met en phase des courants des inducteurs et qui montre des résultats intéressants. Cette technique proposée fait appliquer en cascade deux boucles fermées, une pour annuler le déphasage entre les courants, et l'autre pour ajuster les amplitudes des courants inducteurs. C'est cette dernière qui nous intéresse et qui est mise en œuvre dans le quatrième chapitre.

Application des lois de commande prédictive généralisée (GPC)

4.1 Introduction

Après avoir présenté dans le chapitre précédent, une problématique sur le contrôle d'énergie dans un système de chauffage par induction a deux inducteurs couplés magnétiquement entre eux, et les types de commande qui lui sont adaptés pour le contrôle du courant inducteur. Dans cette partie et avec la même stratégie de réglage de la puissance dont la structure générale est constituée de deux boucles de réglage, la boucle interne de déphasage et celle externe de l'amplitude.

La boucle PLL interne est appliquée pour l'asservissement des phases en fournissant des fréquences de commutation des interrupteurs de l'onduleur et met les deux courants à la même phase afin d'annuler l'inductance mutuelle pour avoir une intégralité de puissance qui sera dissipée sous forme de chaleur dans la pièce.

La boucle externe du courant sert pour l'asservissement des amplitudes des courants des deux inducteurs agissant directement sur la puissance injectée et par conséquent la température de la pièce à chauffer.

L'application des méthodes de régulation classiques apparaît insuffisante pour le contrôle des puissances des systèmes de chauffage par induction multi-bobines, ça due au couplage existant naturellement entre les courants dans les inducteurs dont chaque phase est influencée par d'autres adjacentes, ce qui conduit à l'innovation des techniques permettant de supprimer le terme de couplage dans le calcul de puissance. Parmi ces techniques, celle de ZCIH (voir chapitre 3 §3.3) qui permet de mettre en phase les courants dans les inducteurs. Dont le réglage de la puissance passe par le réglage des grandeurs alternatives (courants), en amplitude et en phase. Le procédé consiste à contrôler l'amplitude de courant dans chaque

inducteur en boucle fermée en utilisant des régulateurs de courant, et les déphasages sont également réglés par d'autres boucles fermées de sorte qu'ils soient tous égaux. Dans le cas de nos travaux, nous emploierons des régulateurs prédictifs généralisés pour le contrôle des amplitudes des courants.

Dans ce chapitre, nous nous soucions de l'asservissement de courant d'un inducteur en supposant que les deux phases sont égales et la même stratégie de contrôle sera appliquée sur le deuxième onduleur alimentant le deuxième inducteur. En commençant par une identification de la commande prédictive, suivi par la synthèse des lois de commande dont nous nous confinons à la commande prédictive généralisée (GPC), ensuite nous l'appliquons sur notre système de chauffage par induction. En finissons par un test de robustesse.

4.2 Commande predictive

La commande prédictive est une méthode de contrôle avancé de l'automatique, destinée à commander des processus industriels complexes, a été inventée, en 1978 par J. Richalet [45] et généralisée en 1987 par D.W. Clarke [48]. Cette technique est employée dans l'industrie pétrolière dans les années 80, dont les principales utilisations sont dans les raffineries de pétroles, l'industrie chimique et agroalimentaire, la métallurgie. Et récemment dans les machines-outils, robots, l'aérospatiale, l'industrie du ciment et bâtiments intelligents...Ainsi, elle a connu une amélioration dans les années quatre-vingt-dix sur la faisabilité et la stabilité en boucle fermée, et au-delà de l'an 2000, Mayne et Al ont développé une commande prédictive robuste des systèmes hybrides et non-linéaires.

Son principe consiste à optimiser une fonction de cout décrivant l'objectif de la commande sur un horizon de temps fini [46]. Dont le contrôleur dispose d'un modèle numérique du système pour prédire son comportement futur. La fonction de cout est minimisée à chaque instant par une séquence de commandes optimales calculée sur l'horizon de prédiction, seul le premier élément est appliqué au processus, cette procédure est relance à l'étape d'échantillonnage suivante (fig4.1), dont les paramètres du système sont mis à jour, selon le principe d'horizon fuyant. Le modèle est obtenu par la discrétisation de la fonction de transfert continue du système, pour cela, la commande prédictive fait partie de la famille des commandes à base de modèle (Model Based Control).

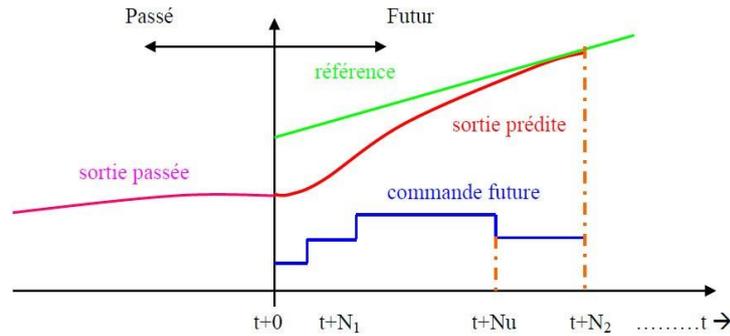


Figure 4.1 : Principe de la commande prédictive

Où : N_1, N_2 et N_u , sont des horizons de prédiction

4.2.1 Principaux avantages

Ce type de contrôle présente certains avantages, parmi eux:

- Intuitif et facile à réaliser
- Plus douce
- Le système s'adapte automatiquement en cas de présence des perturbations
- Un gain financier assuré

4.3 Commande prédictive généralisée

Le principe de la commande prédictive généralisée est d'utiliser un modèle de système à l'intérieur d'un contrôleur en temps réel pour prédire le comportement futur du système [45].

La stratégie de contrôle prédictif généralisé consiste à [47]:

- 1- Estimer le comportement futur du processus par un prédicteur linéaire,
- 2- Minimiser une fonction de coût basée sur l'erreur entre les sorties anticipées, la trajectoire de consigne et l'incrément d'erreur de contrôle futur,
- 3- A l'instant k , résoudre un problème de contrôle optimal en boucle ouverte sur un horizon prédéfini et appliquer la première entrée;
- 4- A l'instant $k + 1$, répétez la même procédure.

4.3.1 Modèle de prédiction

Le modèle de prédiction numérique est habituellement défini par la fonction de transfert entrée- sortie. En contrôle prédictif généralisé, le modèle est donné sous la forme CARIMA (Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average) [47].

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k - 1) + \frac{C(z^{-1})\xi(k)}{\Delta(z^{-1})} \quad (4.1)$$

Avec :

$u(k)$: l'entrée du modèle, $y(k)$: la sortie du modèle, $C(z^{-1})$: polynôme de perturbation, z^{-1} : l'opérateur du retard, $\xi(k)$: bruit blanc centré, $\Delta(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$: l'action d'intégrale, et $A(z^{-1}), B(z^{-1})$ et $C(z^{-1})$ sont des polynômes dont :

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{na} z^{-na}$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{nb} z^{-nb}$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{nc} z^{-nc}$$

Ce modèle CARIMA est représenté par (fig.4.2) :

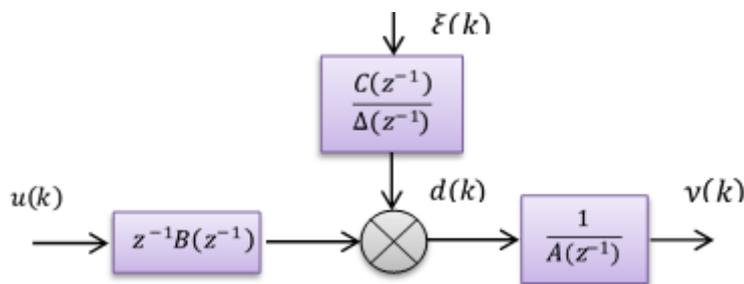


Figure4.2 : modèle CARIMA

La commande optimale est obtenue avec l'algorithme suivant [7-49]:

- Après minimisation de la fonction du coût à l'instant $k-1$ dans l'itération précédente, le vecteur de contrôle est donné par:

$$\mathbf{u} = [u(k-1) \ u(k) \ \dots \ u(k+N_u-2)]^T \quad (4.2)$$

- Dans la première itération, le contrôle vectoriel d'entrée possédera quelques valeurs initiales données par l'utilisateur. Le nombre de valeurs données doit être égal à l'horizon de commande.
- Les prédicteurs des ordres entre N_1 et N_2 sont calculés à partir des vecteurs :

$$u(k+N_1-1), y(k+N_1-1) \text{ et } u(k+N_2-1), y(k+N_2-1). \quad (4.3)$$

- La minimisation de la fonction de coût J par rapport au vecteur de contrôle développe le signal de contrôle optimal :

$$\mathbf{u} = [u(k) \ u(k+1) \ \dots \ u(k+N_u-1)]^T \quad (4.4)$$

4.3.2 Structure du prédicteur optimal

Le calcul de $y(k + j)$ requiert la solution de deux équations diophantiennes décrites par les équations du modèle indiqué en (4.8).

Le prédicteur de la sortie à l'instant j est pris comme (4.5) [46]:

$$y(k + j/k) = \frac{F_j(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(k) + \frac{H_j(z^{-1})}{C(z^{-1})} \Delta u(k - 1) + G_j(z^{-1}) \Delta u(k + j - 1) \quad (4.5)$$

La sortie prédite $y(k + j)$ est décomposée en:

Réponse libre :

$$\frac{F_j(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(k) + \frac{H_j(z^{-1})}{C(z^{-1})} \Delta u(k - 1) \quad (4.6)$$

Et réponse forcée :

$$G_j(z^{-1}) \Delta u(k + j - 1) \quad (4.7)$$

Où : F_j , G_j et H_j sont la solution des équations diophantienne suivantes [7]:

$$\Delta(z^{-1})A(z^{-1})J_j(z^{-1}) + z^{-1}F_j(z^{-1}) = C(z^{-1}) \quad (4.8)$$

$$C(z^{-1})G_j(z^{-1}) + z^{-1}H_j(z^{-1}) = B(z^{-1})J_j(z^{-1}) \quad (4.9)$$

4.3 Forme matricielle de l'équation de prédiction

Le prédicteur peut être simplifié et représenté par la relation matricielle suivante :

$$\hat{y} = G\tilde{u} + \frac{1}{C(z^{-1})} Fy(k) + \frac{1}{C(z^{-1})} H\Delta u(k - 1) \quad (4.10)$$

Avec:

$$F = \begin{bmatrix} F_{N_1}(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_{N_2}(z^{-1}) \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} H_{N_1}(z^{-1}) \\ \vdots \\ H_{N_2}(z^{-1}) \end{bmatrix} \text{ and } \tilde{u} = \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \vdots \\ \Delta u(k + N_u - 1) \end{bmatrix},$$

$$w_{ref} = \begin{bmatrix} w_{ref}(k + N_1) \\ \vdots \\ w_{ref}(k + N_2) \end{bmatrix}, \hat{y} = \begin{bmatrix} \hat{y}(k + N_1) \\ \vdots \\ \hat{y}(k + N_2) \end{bmatrix} \text{ and } G = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \dots & 0 \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} & \dots & g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix}$$

4.5 Minimisation du critère d'élaboration de la loi de commande

4.5.1 Fonction de coût

L'objectif global est de faire basculer l'erreur de sortie future vers zéro avec un effort minimal de contrôle. La loi de contrôle GPC est donnée par une minimisation d'un critère quadratique à horizon fini sur les futures erreurs avec un facteur de pondération sur les incréments de la commande [46-47]:

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [\hat{y}(j+1) - w_{ref}(j+1)]^2 + \lambda \sum_{j=0}^{N_u-1} [\Delta u(k+1)]^2 \quad (4.11)$$

Où :

N_1 : Horizon de prédiction minimum sur la sortie (généralement choisi égal à 1 ou $N_1 = \frac{d}{T_2}$)

N_2 : Horizon de prédiction maximum sur la sortie ($N_2 = \frac{T_r}{T_2}$)

N_u : Horizon de prédiction sur la commande ($N_u = 1$ ou > 1)

λ : Facteur de prédiction sur la commande, est lié au gain du système.

$w_{ref}(k)$: Trajectoire de référence (consigne)

\hat{y} : Sortie prévue

Δu : Incréments le signal de commande avec des conditions supplémentaires:

$$\Delta u(k+i-1) = 0, \quad N_1 \leq N_u < i$$

La forme matricielle du critère est:

$$J_{GPC}(\tilde{u}) = \mathbf{M}^T \mathbf{M} + \lambda \tilde{u}^T \tilde{u} \quad (4.12)$$

Avec:

$$\mathbf{M} = \mathbf{G}\tilde{u} + \frac{1}{c(z^{-1})} \mathbf{F}y(k) + \frac{1}{c(z^{-1})} \mathbf{H}\Delta u(k-1) - w_{ref} \quad (4.13)$$

L'action de contrôle est obtenue par minimisation analytique $\partial J / (\partial \tilde{u}) = 0$ du critère:

$$\tilde{u}_{opt} = -\mathbf{N} \left[\frac{1}{c(z^{-1})} \mathbf{F}y(k) + \frac{1}{c(z^{-1})} \mathbf{H}\Delta u(k-1) - w_{ref} \right] \quad (4.14)$$

Où;

$$\mathbf{N} = [\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u}]^{-1} \mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} n_1^T \\ \vdots \\ n_{N_u}^T \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{u}_{opt} = \begin{bmatrix} \Delta u(k)_{opt} \\ \vdots \\ \Delta u(k + N_u - 1)_{opt} \end{bmatrix}$$

Dans le contrôle prédictif généralisé GPC, seule la première valeur de la séquence de commandes futures est appliquée selon le principe de l'horizon glissant [47],

L'équation (4.15) montre la commande appliquée au système à l'instant k :

$$u_{opt} = u_{opt}(k-1) - n_1^T \left[\frac{1}{C(z^{-1})} Fy(k) + \frac{1}{C(z^{-1})} H\Delta u(k-1) - w_{ref} \right] \quad (4.15)$$

4.5.2 Validation de la commande choisie

✓ Test ;

On prend un système quelconque perturbé dont sa discrétisation est donnée par la fonction $G(z^{-1})$, et sur lequel, on va appliquer des lois de GPC.

$$G(z^{-1}) = \frac{1z^{-2} + 1.5z^{-3}}{1 + 0.905z^{-1} - 0.3z^{-2} + 0.2z^{-3}}$$

Avec une période d'échantillonnage $T_e=0.01\text{sec}$, les polynômes $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ et $C(z^{-1})$ du modèle CARIMA sont :

$$A(z^{-1}) = 1 + 0.905z^{-1} - 0.3z^{-2} + 0.2z^{-3}$$

$$B(z^{-1}) = 1z^{-2} + 1.5z^{-3}$$

Dont le polynôme de perturbations est pris comme :

$$C(z^{-1}) = 1 - 0.4z^{-1}$$

Rappelons que le modèle KARIMA s'écrit comme :

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) + \frac{C(z^{-1})\xi(k)}{\Delta(z^{-1})}$$

Le choix des paramètres de réglages $N_1 = 1$, $N_u = 1$, $N_2 = 25$ et $\lambda = 0.01$, conduit à un comportement stable et bien amorti fig4.3. Notons qu'il y a pas de règle stricte permet d'ajuster ces paramètres de commande, son choix s'est fait après certaines tentatives.

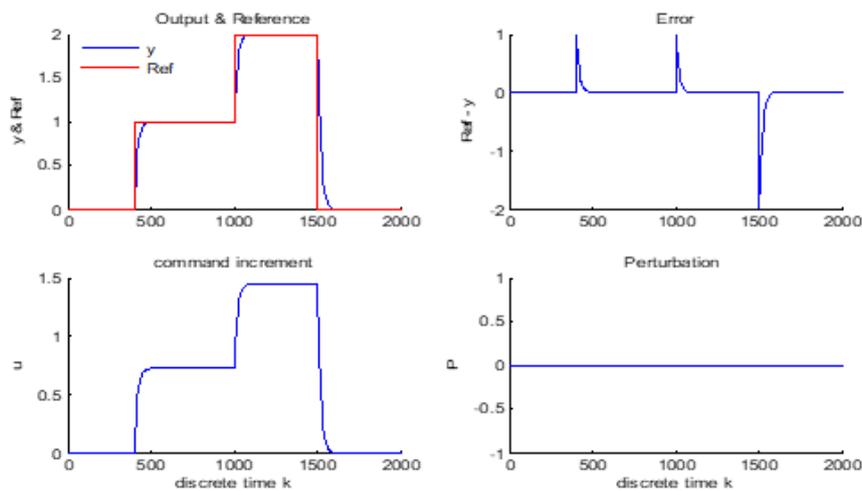


Figure 4.3: Consigne, sortie de système et incréments de commande sans perturbation

La fig4.4 présente l'évolution du système avec des perturbations existantes appliquées au processus, modélisés par un bruit blanc centré d'amplitude égale à 0.01 à l'instant $k=800$.

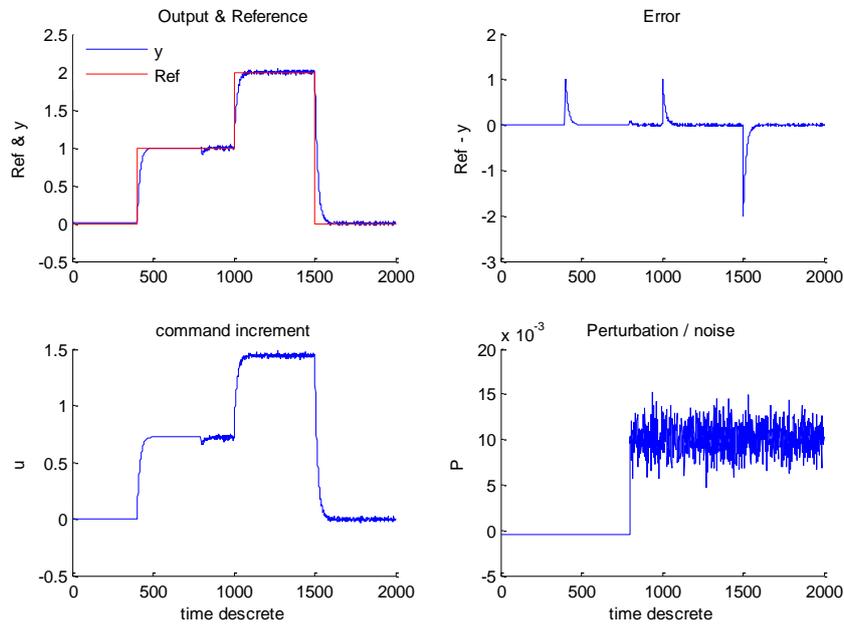


Figure 4.4: Consigne, sortie de système et incréments de commande avec perturbation appliquées à l'instant $k=800$

Ces résultats montrent que les lois de contrôle appliquées sont valides et efficaces contre les perturbations du système.

4.5.3 Influence de paramètres $N1$, $N2$, Nu et λ sur la commande

Les figures 4.5, 4.6 et 4.7 montrent l'effet de choix des paramètres de réglage sur les réponses.

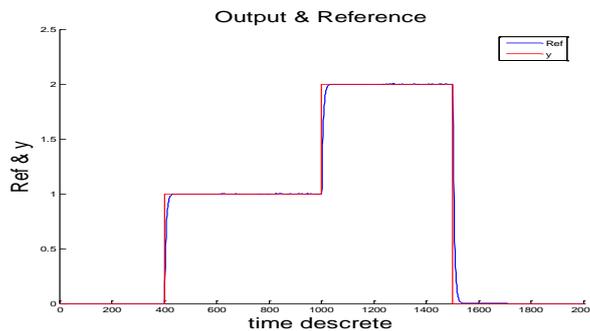


Figure 4.5: réponse pour $N1=1$, $N2=24$, $Nu=1$, $\lambda=0.1$

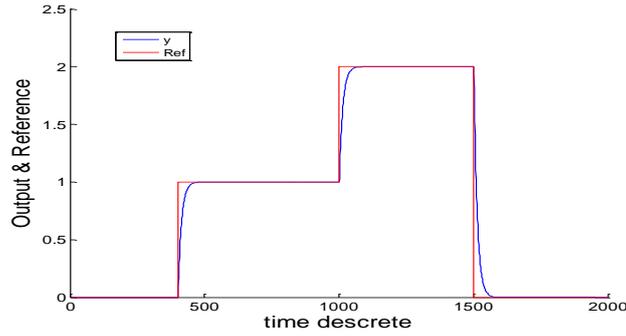


Figure 4.6 : Réponse pour $N1=1, N2=26, Nu=1, \lambda=0.1$

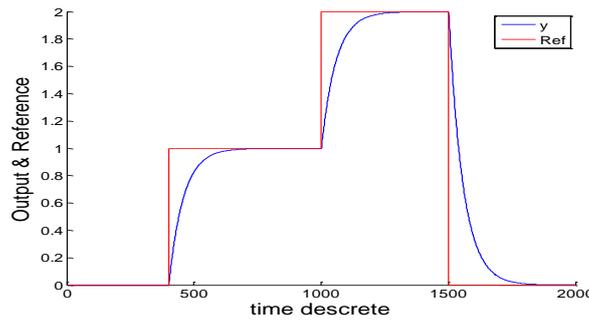


Figure 4.7 : Réponse pour $N1=1, N2=27, Nu=1, \lambda=0.01$

Comme nous l'avons indiqué dans la définition des paramètres de commande, d'après ces résultats, on peut dire que (N_2T_e) est l'ordre de constante de temps du système en boucle fermée et par conséquent limité par le temps de réponse.

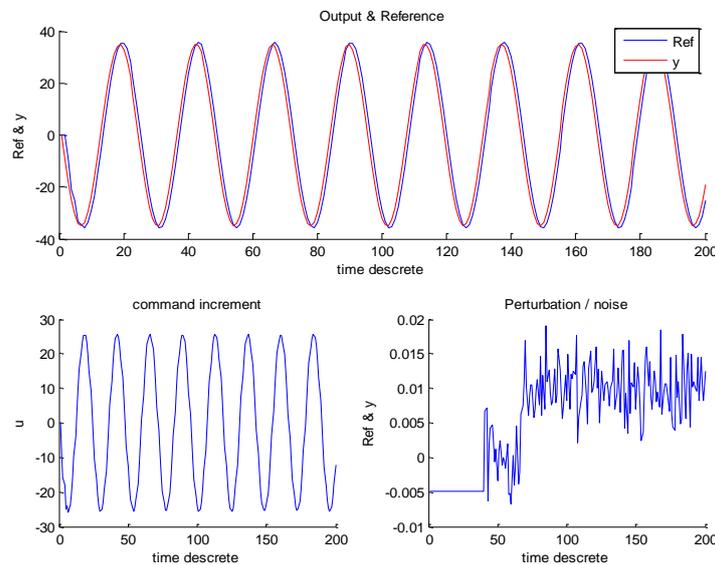


Figure 4.8 : réponse harmonique pour les entrées sinusoïdales

Pour les entrées sinusoïdales, la réponse et sa référence se superposent malgré la présence de perturbations (fig4.8). Ce retard est dû à l'effet du caractère anticipatif.

4.6 Application de GPC sur le chauffage par induction

Nous appliquons les lois de commande obtenues sur le système de chauffage par induction selon les règles qu'on a vue dans les chapitres précédents dont la stratégie est illustrée à la figure4.9:

Dont, le système contient essentiellement une alimentation base tension 50Hz, un onduleur HF de tension, un filtre, un redresseur, un inducteur associé à une pièce à traiter et une stratégie de régulation basée sur la méthode de ZCIH et un régulateur GPC pour le contrôle du courant inducteur. La stratégie consiste à contrôler la phase du courant de l'inducteur par une boucle de fréquence interne via un circuit PLL, et à contrôler l'amplitude par une boucle externe via un contrôleur GPC.

L'ajout de condensateur de compensations en série avec la charge est pour relever le facteur de puissance et assurer le fonctionnement à la résonance en minimisant les contraintes électriques sur les interrupteurs de l'onduleur.

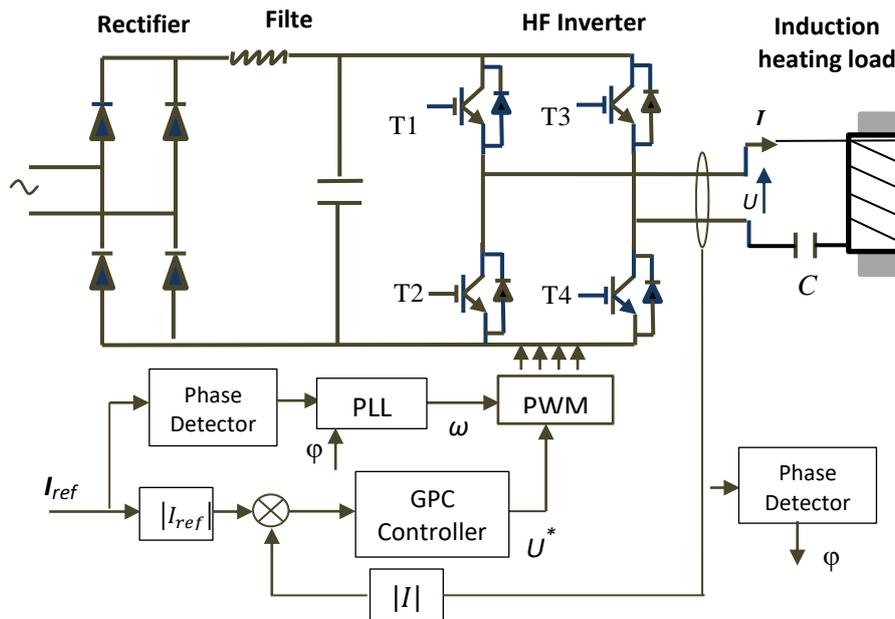


Figure4.9 : stratégie d'application du GPC au chauffage par induction

La charge peut être représentée par un circuit équivalent RLC série dont les équations sont données comme suite :

$$U = (R_{eq} + j\omega L_{eq}) I + U_c \quad (4.16)$$

Où par espace d'état :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad \begin{cases} \frac{dI}{dt} = \frac{1}{L_{eq}}(U - R_{eq}I - U_c) \\ \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C}I \end{cases} \quad (4.17)$$

Dont : $x = \begin{pmatrix} I \\ U_c \end{pmatrix}$, $u = U$, $A = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & -\frac{1}{L_{eq}} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix}$, $B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{eq}} \\ 0 \end{pmatrix}$

Le condensateur et l'inductance forment une fréquence de résonance qui peut être exprimée comme :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.18)$$

Les paramètres du circuit choisi sont donnés dans le tableau montré en annexe2.

La fonction du transfert du circuit est donnée par la transformation de Laplace comme :

$$T(s) = \frac{I}{U} = \frac{C p}{L_{eq} C p^2 + R_{eq} C p + 1} = \frac{0.42e-3 p}{10.9e-7 p^2 + 1.38e-5 p + 1} \quad (4.19)$$

Et sa transformée en Z pour une période d'échantillonnage $T_s = 10^{-3}$ s donne le modèle:

$$\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{-0.2827 z^{-1} + 2827 z^{-2}}{1 + 1.05 z^{-1} + 0.2804 z^{-2}} \quad (4.20)$$

Où les polynômes $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ et $C(z^{-1})$ du modèle CARIMA sont:

$$\begin{cases} A(z^{-1}) = 1 + 1.05 z^{-1} + 0.2804 z^{-2} \\ B(z^{-1}) = -0.2827 z^{-1} + 2827 z^{-2} \\ C(z^{-1}) = 1 \end{cases} \quad (4.21)$$

L'équation de prédiction (4.10) devient :

$$\hat{I} = G\tilde{U} + F I(k) + H\Delta\tilde{U}(k-1) \quad (4.22)$$

Où :

$$\hat{I} = \begin{bmatrix} \hat{I}(k + N_1) \\ \vdots \\ \hat{I}(k + N_2) \end{bmatrix}, \quad \tilde{U} = \begin{bmatrix} \Delta U(k) \\ \vdots \\ \Delta U(k + N_u - 1) \end{bmatrix}$$

Avec :

$$F(z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_1(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_j(z^{-1}) \end{bmatrix}; \quad H(z^{-1}) = \begin{bmatrix} H_1(z^{-1}) \\ \vdots \\ H_j(z^{-1}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad G = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & 0 \\ g_2 & g_1 & 0 & 0 \\ \vdots & \dots & g_1 & 0 \\ g_j & \dots & g_2 & g_1 \end{bmatrix}$$

L'équation de prédiction (4.22) pour $j = 1$ est:

$$\hat{I}(k+1) = G_1(z^{-1})\Delta\tilde{U}(k) + F_1(z^{-1}) I(k) + H_1(z^{-1})\Delta U(k-1) \quad (4.23)$$

Avec :

$$\begin{aligned} G_1(z^{-1}) &= g_1 = -0.2827 \\ F_1(z^{-1}) &= -0.0500 + 0.7696z^{-1} + 0.2804z^{-2} \\ H_1(z^{-1}) &= 2827 \end{aligned}$$

La minimisation analytique $\frac{dJ_{GPC}}{dU} \stackrel{!}{=} 0$ donne le futur signal de contrôle (4.24) :

$$U_{opt} = U_{opt}(k-1) - n_1^T [F(z^{-1}) I(k) + H(z^{-1}) \Delta U(k-1) - I_{ref}] \quad (4.24)$$

Pour : $N_1 = 1$, $N_u = 3$, $N_2 = 3$ et $\lambda = 0.01$:

$$n_1^T = [-0.0000 \quad 0.3537 \quad 0.0000],$$

$$F(z^{-1}) = \begin{bmatrix} -0.0500 + 0.7696z^{-1} + 0.2804z^{-2} \\ 0.7721 + 0.2419z^{-1} - 0.0140z^{-2} \\ 0.2033 + 0.5802z^{-1} + 0.2165z^{-2} \end{bmatrix},$$

$$H = \begin{bmatrix} 2827 \\ -141.3500 \\ 2.1827e + 03 \end{bmatrix}$$

4.6.1 Simulation et résultats

La figure 4.10 montre le schéma global du système avec sa commande prédictive généralisée. Les signaux de sortie du correcteur GPC sont servis pour générer les états de commutation de l'onduleur et par conséquent les tensions d'alimentation de l'inducteur. Les simulations et les tests effectués se sont concentrés autour de la boucle de l'amplitude du courant.

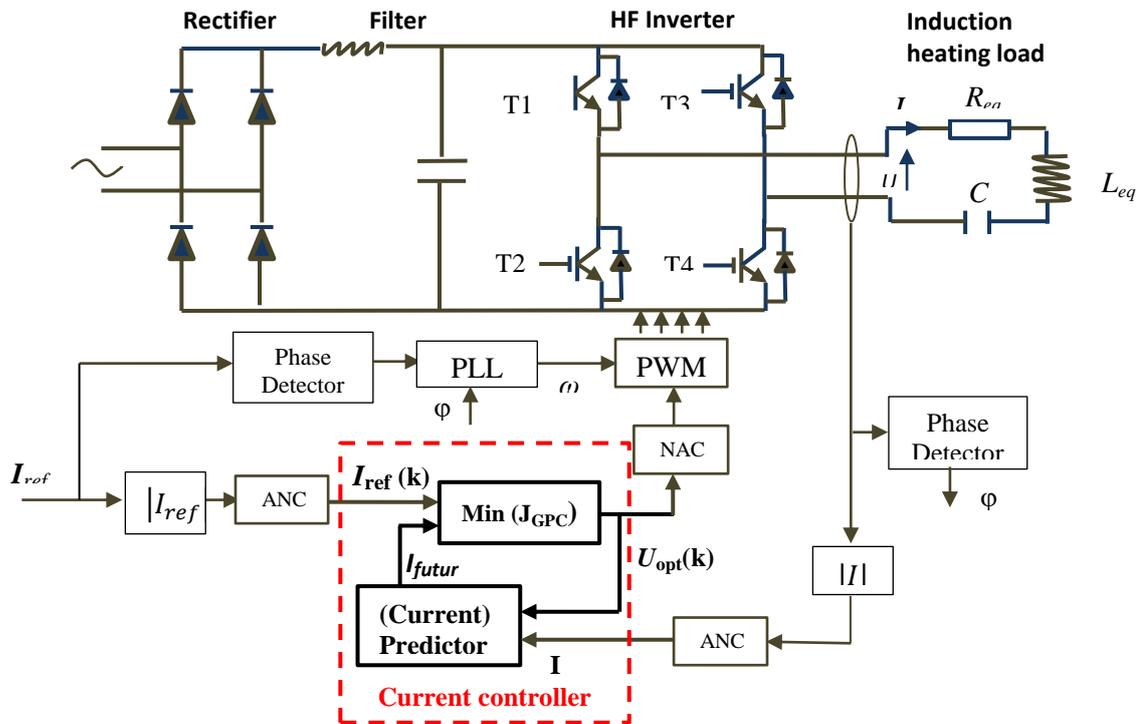


Figure 4.10: le schéma global de simulation de système avec sa commande

4.6.2 Discussion

Les résultats montrent que le choix des paramètres de réglage $N_1 = 1$, $N_u = 3$, $N_2 = 3$ et $\lambda = 0.01$, conduit à un réglage stable (figure4.11). La période d'échantillonnage est de 0,001 seconde ($k = 10^{-3}$ s), et nous travaillons dans un intervalle de $k = [0 \ 500]$ (figure4.12) correspond à $t = [0 \ 0,5s]$, ce qui confirme la précision et la rapidité du suivi de trajectoire, avec un temps de réponse égal à $5 k = 0,005s$ sans dépassement comme illustré dans la fig4.11. Modifions soigneusement les paramètres de réglage de contrôle (la fig.13), on remarque que les résultats sont acceptables avec un temps de réponse réduit, sans dépassement et un bon suivi des références. Pour les signaux sinusoïdaux comme montrés sur les fig4.12-4.14, le courant est superposé à sa référence même avec une variation de l'intensité du courant de référence.

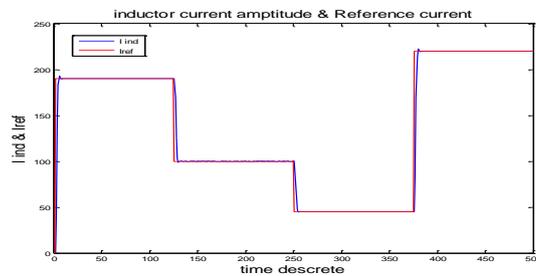


Figure 4.11: courant inducteur et sa référence

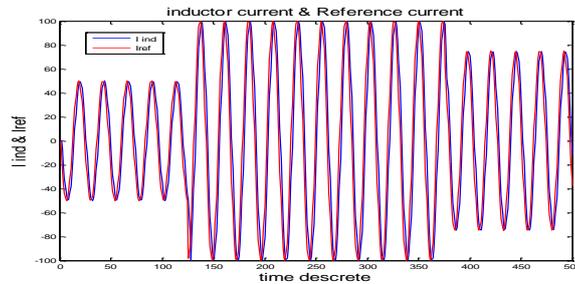


Figure4.12: réponse harmonique de courant dans $[0 \ 500k]$

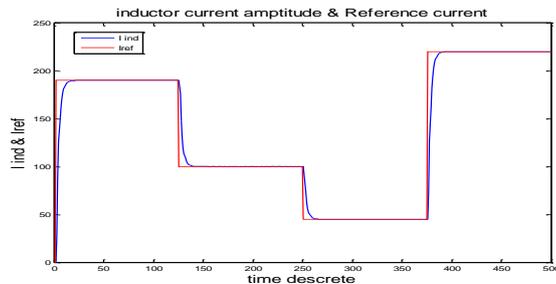


Figure4.13. response pour $N1=1$, $N2=3$, $Nu=4$, $\lambda=0.01$

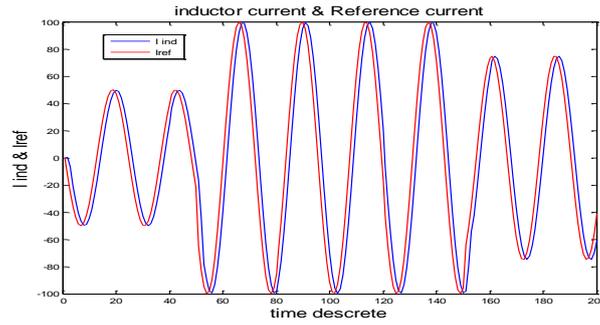


Figure 4.14: réponse harmonique de courant dans [0 200k]

4.6.4 Test de robustesse

Les figures de 4.15 - 4.18 montrent respectivement le comportement du système avec sa régulation par la commande prédictive avec une augmentation de la résistance de l'ensemble inducteur-charge de 75% de sa valeur nominale, et une diminution de l'inductance de 75% de sa valeurs nominales, tout à l'instant $40 k = 0,04 s$. Les résultats des simulations montrent clairement l'insensibilité du contrôle prédictif à la variation de la résistance et de l'inductance. On peut remarquer un peu de perturbation à l'instant 40k, puis le courant revient à sa trajectoire souhaitée.

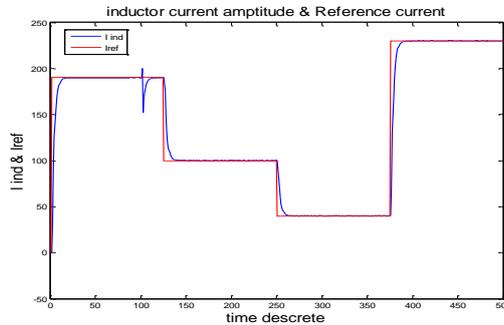


Figure 4.15. augmentation de 75% de la resistance R_{eq}

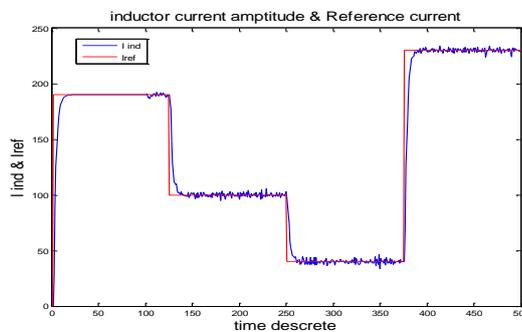


Figure 4.16: diminution de -75% de l'inductance L_{eq}

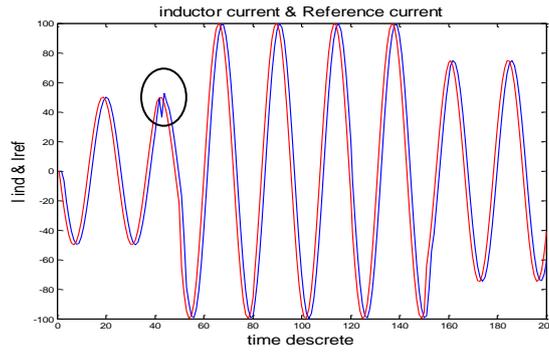


Figure 4.17. augmentation de 75% de la resistance R_{eq}

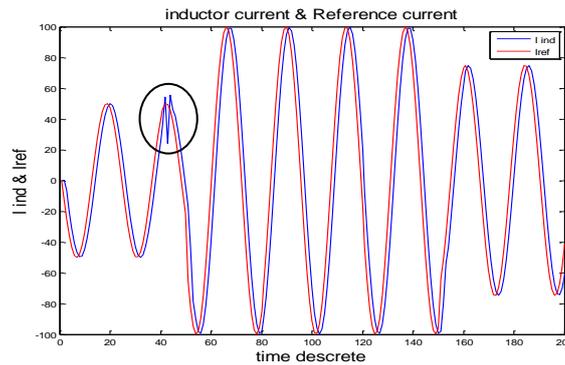


Figure 4.18: diminution de -75% de l'inductance L_{eq}

4.7 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté la stratégie de la commande prédictive, l'idée centrale et l'intérêt de cette approche. Tous ces concepts sont détaillés dans le cadre spécifique de la commande prédictive généralisée (GPC), nous avons élaboré les différentes étapes algorithmiques d'une commande prédictive généralisée. Dont le modèle de prédiction est donné sous la forme CARIMA qui est identifié par les polynômes d'entrée, de sortie de la fonction de transfert et le polynôme de perturbation. Le calcul du prédicteur optimal requiert la solution de deux équations diophantiennes, ainsi les lois de contrôle GPC sont données par la minimisation d'un critère quadratique à horizon fini sur les futures erreurs avec un facteur de pondération sur les incréments de la commande

La commande prédictive généralisée fait partie des techniques de commande à modèle interne, car elle est basée sur l'utilisation d'un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel pour anticiper le comportement futur d'un processus.

Nous avons simulé dans le logiciel matlab un système de chauffage par induction

alimenté par un onduleur HF de tension en ajoutant un condensateur en série avec l'inducteur pour obtenir le fonctionnement en résonance. Le GPC est appliqué pour le contrôle du courant dans la boucle fermée de l'amplitude du courant. Les paramètres de réglage sont obtenus à partir de plusieurs tentatives, car il n'y a pas de loi stricte qui permet de déterminer ces paramètres, sauf que la règle dit que N_1 produit T_e est choisi de telle sorte qu'il soit égal au retard pur du système, N_2 produit T_e soit limité par le temps de réponse et que N_u est choisi égal à 1 pour simplifier les calculs.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de la GPC qui donne des résultats très satisfaisants ainsi bien lors d'une variation de consigne que lors d'une variation de perturbation.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le domaine de la modélisation et la commande d'un onduleur H.F alimentant deux inducteurs couplés d'un système de chauffage par induction. Nous nous sommes particulièrement intéressés au chauffage industriel. La première étape de ce travail permet de présenter une idée générale sur le chauffage par induction. (concept et principe). Dans cette partie, nous avons donné le principe de base du chauffage par induction ainsi que l'action de la température et l'intensité du champ imposé sur les caractéristiques physiques de la pièce à chauffer (la résistivité et la perméabilité).

Dans la deuxième partie de ce travail, nous avons donné un état de l'art sur le control d'énergie dans les chauffages par induction. Nous avons cité les Méthodes de commande classiques qui sont appliquées aux systèmes de chauffage par induction mono-inducteur pour contrôler la puissance dissipée à la charge, qui viennent de remplacer les pièces mobiles grâce au développement de l'électronique de puissance. La plupart de ces techniques est en boucle ouverte, restent incapables pour la commande des systèmes multi-inducteurs, ce qui engendre un défi pour les industriels de trouver d'autre solutions à ce thème.

La troisième partie est réservée à la modélisation et commande d'un système à deux inducteurs couplés. Dans cette partie, nous avons présenté une modélisation et quelques méthodes de commande du chauffage par induction plusieurs inducteurs. Le système consiste à alimenter chaque phase par un onduleur plus un hacheur ou redresseur commandés.

Enfin, Pour améliorer les techniques de commande du système étudié, nous avons appliqué dans ce travail la technique de la commande prédictive, dont les paramètres de réglage ne peuvent être obtenus par une règle stricte, mais nous pouvons les avoir avec le test et quelques tentatives. La comparaison de la commande prédictive avec les commandes classiques nous a permis d'apprécier l'impact de l'aspect prédictif sur la commande des systèmes de chauffage

par induction, qui permet d'évaluer la sortie prédite du procédé, et anticiper à la prochaine itération de commande.

Les résultats obtenus, à partir des différentes simulations numériques, montrent que la commande prédictive généralisée (GPC), garantit la stabilité du système de chauffage par induction de façon optimale et assure une robustesse face aux perturbations.

Ce travail nous a fait conclure que ;

La fréquence de commutation est considérée comme un levier de commande du chauffage par induction et elle a une influence sur le fonctionnement des onduleurs à résonance utilisés pour alimenter ce type de systèmes.

Les onduleurs HT à résonance montrent leurs avantages à savoir : la puissance transmise à la charge est maximale, le courant est maximal, un fonctionnement au voisinage de la résonance, l'approximation du premier harmonique est possible sous certaines conditions de charge, la commutation à zéro de tension (commutation douce) dont les pertes de commutation des interrupteurs sont très réduites.

Déverses techniques de commande sont utilisés pour le contrôle de puissance fournie à la charge montrent son efficacité, mais pour les systèmes multi-bobines, le réglage de la puissance est difficile du fait du couplage entre les inducteurs, ce problème est résolu par une méthode de ZCIH que nous l'avons utilisé en appliquant le GPC sur chaque phase pour contrôler les courants dans les conducteurs, et en mettant tous les courants en phase.

1) Les valeurs des paramètres du système RLC série résonant analysé par Bode.

$$R_{eq} =: 15.58 \Omega, 3.58 \Omega \text{ et } 1.58 \Omega$$

$$L_{eq} = 9.78 \mu H$$

$$C = 0.26 \mu F.$$

$$\omega_s = 10^5 \text{ hz}$$

2) système inducteur-pièce à chauffer étudié

Paramètre :

Tableau 1. Paramètres de charge

$R_{eq}(\Omega)$	$L_{eq}(H)$	$C(F)$	$f_c(Hz)$
0.033	$25.95e-6$	$420e-6$	1525

Analyse :

Comparaison entre la fonction continue et la fonction discrète

$$T(s) = \frac{I}{U} = \frac{C s}{L_{eq} C s^2 + R_{eq} C s + 1} = \frac{0.42e-3 s}{10.9e-7 s^2 + 1.38e-5 s + 1}$$

Transfer function:

$$\frac{0.3614 z - 0.3614}{z^2 - 1.873 z + 0.8806}$$

Sampling time (seconds): 0.001

Leurs pôles sont : $p_1 = -0.5248 + j 0.0701$ & $p_2 = -0.5248 - j 0.0701$

Réponse indicielle :

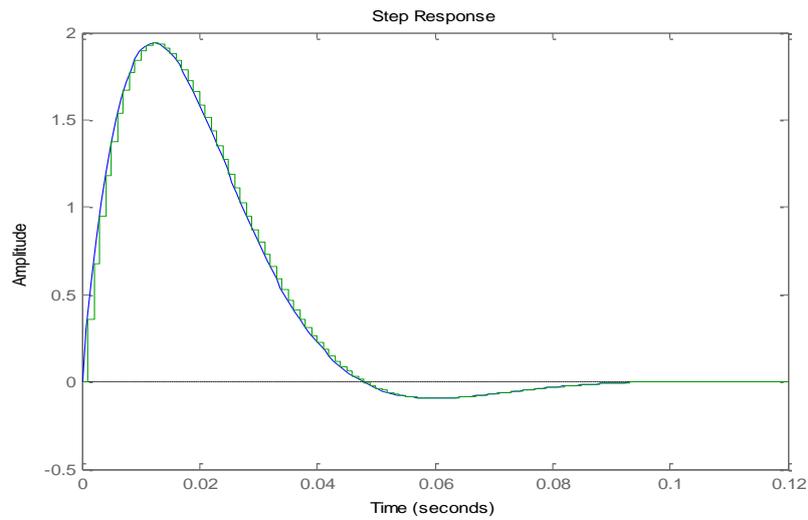


Figure : Réponse indicielle du système

Réponse amortie (convergence), elle implique un système stable.

Et si nous analysons la fonction de transfert, nous pouvons déterminer que leurs pôles sont une paire de conjugués complexes et se trouvent à l'intérieur du cercle unitaire, c'est-à-dire qu'ils ont une amplitude strictement inférieure à un.

- [1] G M Segura « Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating » Doctoral Thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, June 2012
- [2] J Callebaut and Laborelec, « Chauffage par induction » Leonardo ENERGY. Guide Power Quality, Edition 7, Août 2007
- [3] M helaimi « contribution à la commande d'un onduleur à résonance destiné au Chauffage par induction » thèse de doctorat, université des sciences et de la technologie, Oran, Juin 2014
- [4] J Egalon. « Contribution à la commande d'une alimentation multi-bobines pour chauffage par induction industriel » HAL, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse INPT, Septembre 2013. French
- [5] A M Souley Madougou « Contribution à l'étude et à la commande d'un système de chauffage par induction polyphasé » thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, octobre 2011
- [6] C. Oberlin, « Réchauffage par induction lors de la transformation des métaux » Techniques de l'Ingénieur, Matériaux métalliques, M3215, 2000
- [7] A Khati, A Kansab, R Taleb, H Khoudmi «Predictive Control of Inductor Supplied by High Frequency Inverter for Induction Heating Application” Majlesi Journal of Mechatronic Systems, Vol. 8, No. 1, March 2019
- [8] O Pateau, M Souley, P Maussion « Commande optimisée des convertisseurs statiques de fréquence destinés au chauffage par induction » Livrable n°1, EDF LAPLACE, 2010
- [9] G Develey, « Chauffage par induction électromagnétique : principes » Techniques de l'ingénieur, n°5935, Février 2000
- [10] T Tudorache, V Fireteanu, « Magneto-thermal-motion coupling in transverse flux heating » The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 27, No. 2, p. 399-407, 2008
- [11] T Szelitzky, I Inoan, M Tulbure, A O Neaga, «Complex model of a series load induction heating inverter» Acta Technica Napocensis, Electronics and Communications, Vol.52, N° 01, 2011
- [12] V Labbé. « Modélisation numérique du chauffage par induction : approche éléments finis et calcul parallèle » thèse de doctorat Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, avril 2002
- [13] V R Nakum, K M Vyas, N C Mehta, “Research On Induction Heating-A Review”, International Journal of Science and Engineering Applications, Volume 2 Issue 6, 2013
- [14] O Lucía, P Maussion, E J Dede, J M. Burdío, "Induction heating technology and its applications, past developments, current technology, and future challenges” IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 61, no. 5, May 2013
- [15] O Fadli, M L Bendaas, R Abdessemed, " Fault Diagnosis in Static Converters Used in Induction Heating Systems," International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), Vol. 9, No. 3, September 2018, pp. 1051~1063
- [16] J Essadaoui « commande d'un onduleur de puissance destiné au chauffage par induction par la modulation de densité d'impulsions avec amélioration du facteur de puissance » mémoire présenté à l'université du Québec à Trois-Rivières, Novembre 2003
- [17] G Develey « Chauffage par induction électromagnétique : technologie » Techniques de l'ingénieur n°5936, Aout 2000
- [18] A Perrenoud « ÉLECTROMAGNÉTISME » heig-vd, PHYSIQUE 2, janvier 2013
- [19] Y. Neau, B. Paya, M. Anderhuber, F. Ducloux, J. Hellegouarch, et J. Ren, « High Power (3 MW) transverse flux inductor for industrial heating », Proceedings of the International Conference EPM 2003, Lyon (France), 2003, p. 570-575.
- [20] D Pimentel, M B Slima, et A. Cheriti, « Power Control for Pulse-Density Modulation Resonant Converters », in Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on, 2006, vol. 2, p. 1259-1264.

- [21] S Wanser « Simulation des phénomènes de chauffage par induction. Application à la trempe superficielle. » these de doctorat.. Ecole Centrale de Lyon, février 1995
- [22] P Alotto, A Spagnolo, B Paya « Particle swarm optimization of a multi coil transverse flux induction heating system » Proceedings of Biennial International Conference Computation of electromagnetic fields, Chicago (Illinois USA), pp. 1-1, May. 2010
- [23] Y S. Kwon, S B. Yoo et D S. Hyun, « Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy » IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, p. 575-581, vol.1, March 1999
- [24] R R Sawan, N S Chame, N K. Rana, « A new hybrid power control technique for induction vessel heating system » Industrial Conference on Industrial Technology, p1424-1426, 2006
- [25] Y Bo, X Peng, W Jie, Z Guijuan, « Power Control of Induction Heating Inverse Power Supply » International Conference on Measurement, Information and Control, 2012
- [26] M Popescu , A Bitoleanu, E SubĠirelu « Design and Performance of the Voltage Control Loop in Induction Heating Systems with L-LC Resonant Inverters” Annals of the University of Craiova, Electrical N°37,2013, ISSN 1842-4805
- [27] m. helaimi1, m. benganem2, b. belmadani3” An Improved PI λ Controller for Resonant Inverter Induction Heating Systems under Load and Line Variations” Studies in Informatics and Control, Vol. 21, No. 4, December 2012
- [28] V. Esteve, E. Sanchis-Kilders, J. Jordan, E. J. Dede, C. Cases, E. Maset, J. B. Ejea, A. Ferreres, “Improving the efficiency of IGBT series-resonant inverters using pulse density modulation,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 3, pp. 979-987, Mar. 2011.
- [29] T. K. Hassan And E. A. Ali, «Power control of series-parallel resonant inverter for induction heating using buck converter», Journal of Engineering & Technology, Vol.28, N°10, pp. 1934-1959, 2010.
- [30] S Komeda, H Fujita "A phase-shift-controlled direct AC-to-AC converter for induction heaters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 5, pp.4115-4124, 2018
- [31] T. Mishima, Y. Nakagawa, and M. Nakaoka, "A bridgeless BHB ZVS PWM AC-AC converter for high-frequency induction heating applications," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 51, no. 4, pp. 3304-3315, 2015
- [32] S Ruiz, J Patino and J Espinosa1 “PI and LQR controllers for Frequency Regulation including Wind Generation”, International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) Vol. 8, No. 5, October 2018, pp. 3711 – 372
- [33] A Khati « Commande de moteur électrique en vue d’une application robotique » thèse de magister en électrotechnique, université de Chlef 2014
- [34] V. Geetha, V. Sivachidambaranathan,” An AC-AC high frequency pulse density modulated full bridge series resonant converter for induction heating application”. International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) Vol.9, No.4, August 2019, pp. 2238~2246.
- [35] B Vasilev “Analysis and improvement of the efficiency of frequency converters with pulse width modulation” International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) Vol. 9, No. 4, August 2019, pp. 2314~2320
- [36] V. Geetha, V. Sivachidambaranathan "A Single Switch Parallel Quasi Resonant Converter Topology for Induction Heating Application," International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 9, No. 4, December 2018, pp. 1718~1724
- [37] T Mishima, S Sakamoto and C Ide, "ZVS phase-shift PWM-controlled single-stage boost fullbridge AC-AC converter for high-frequency induction heating applications," IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 64, no. 3, 2017.

- [38] E Radwan, K Salih, E Awada, M Nour "Modified phase locked loop for grid connected single phase inverter," International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE) Vol. 9, No. 5, October 2019, pp. 3934~3943
- [39] C Saichol, S Anawach And K Chayant, «An Improved LLC Resonant Inverter for Induction-Heating Applications with Asymmetrical Control», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, N°07, pp. 2915-2925, July 2011
- [40] H P Ngoc; H Fujita, K Ozaki, and N Uchida” Phase Angle Control of High-Frequency Resonant Currents in a Multiple Inverter System for Zone-Control Induction Heating” IEEE transactions on power electronics, vol. 26, no. 11, november 2011
- [41] E Julie, C Stéphane, M Pascal and S Majid and P Olivier “Multi-phase system for metal disc induction heating: modelling and RMS current control” (2012) IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48 (n° 5). pp. 1692-1699. ISSN 0093-9994
- [42] P K Sadhu, D Roy, N Pal « Design and Implementation of High Frequency Inverter Operation for Induction Heating Cooking Application Using PSIM Software” InternatIonal Journal of electronIcs & commUnIcatIon technology IJECT Vol. 6, IssuE 1, spl- 1 Jan - MarCh 2015
- [43] E.Koutroulis, J.Chatzakis, K.Kalaitzakis and N.C.Voulgaris” A bidirectional, sinusoidal, high-frequency inverter design A bidirectional, sinusoidal, high-frequency inverter design” IEE Proc.- Electr. Power Appl., Vol. 148, No. 4, July 2001
- [44] M Yacine « Alimentation Des Systèmes De Chauffage Par Induction Par Convertisseurs à Résonance » these de Magister, UNIVERSITE CONSTANTINE 1, juin /2014
- [45] P-D Morosan” Commande prédictive distribuée. Approches appliquées à la régulation thermique des bâtiments’ thèse de doctorat, HAL, Supélec, Septembre 2011.
- [46] A Khati, A Kansab, R Taleb, H Khouidmi « Current predictive controller for high frequency resonant inverter in induction heating” International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol. 10, No. 1, February 2020, pp. 255~264
- [47] H Khouidmi, A Massoum” Predictive Control Based Speed, Torque and Flux Prediction of a Double Stator Induction Motor” Majlesi Journal of Electrical Engineering, Vol. 13, No. 1, March 2019
- [48] S Vazquez, J.I Leon, L. G Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez and P. Zanchetta, Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics, IEEE Industrial Electronics Magazine 8(1):16-31 · March 2014