

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE**

**PAR
JAMILA 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**

Novembre 2003

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à mon directeur de recherche Monsieur Ahmed Chériti, professeur à l'U.Q.T.R pour m'avoir fait l'honneur de diriger mon sujet de recherche et pour ses recommandations qui ont significativement contribué à l'avancement de mes travaux.

Je remercie aussi Monsieur Éloi Ngandui, professeur à l'U.Q.T.R pour avoir accepté la codirection et pour ses conseils le long de ce travail.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Pierre Sicard, professeur à l'U.Q.T.R pour sa disponibilité, ses suggestions et l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail.

Mes remerciements s'adressent également à tous mes amis et les membres de la chaire de recherche industrielle Hydro-Québec particulièrement Monsieur Abdelhalim Sandali et Monsieur Abdellfattah Barazzouk pour leur disponibilité et leur collaboration.

J'aimerais exprimer toute ma profonde reconnaissance à ma mère, mes frères et mes sœurs qui m'ont encouragée à poursuivre mes études au Québec. Je leur suis infiniment reconnaissante pour leurs précieuses aides financière et morale.

Enfin, je tiens à exprimer toute ma gratitude à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce mémoire.

RÉSUMÉ

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la réalisation d'un onduleur monophasé à résonance série avec facteur de puissance proche de l'unité. Différentes stratégies de commande ont été utilisées dans le cas de topologies à résonance.

Le présent travail consiste à la conception et l'analyse d'une nouvelle technique de commande d'un onduleur de puissance destiné aux applications du chauffage par induction. La commande est appelée la modulation de densité d'impulsions MDI. Elle est introduite pour surmonter les inconvénients des méthodes de commande classiques et varier la puissance de sortie tout en diminuant les pertes de puissance au niveau des interrupteurs et en maintenant un bon facteur de puissance. La régulation de la puissance par MDI peut se faire de plusieurs façons; il convient d'utiliser sous, la stratégie de commande qui affecte le moins possible le facteur de puissance.

L'asservissement de la puissance de sortie utilise deux organes de commande : le premier a pour but de générer un signal d'anticipation pour le système, il représente le fonctionnement inverse du système. Le deuxième organe vient corriger les erreurs entre la puissance mesurée et la puissance de référence.

L'étude et les résultats de simulation de la stratégie de commande sont présentés dans l'environnement SimulinkTM et Matlab[®]. Une implantation du circuit de commande sur un microcontrôleur et la validation de la méthode sur un banc d'essai sont exposées.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	i
RÉSUMÉ.....	ii
TABLE DES MATIÈRES	iii
LISTE DES FIGURES.....	vi
LISTE DES TABLEAUX.....	xi
LISTE DES SIGLES	xii
LISTE DES SYMBOLES	xiii
 CHAPITRE 1 : Introduction	 1
1.1 Problématique.....	1
1.2 Objectifs.....	4
1.3 Méthodologie.....	4
1.4 Structure du mémoire	5
 CHAPITRE 2 : Chauffage par induction : Principe et applications.....	 7
2.1 Principe du chauffage par induction	7
2.2 Caractéristiques du chauffage par induction électromagnétique	10
2.2.1 Répartition de courant et de puissance dans la charge	10
2.2.2 Influence de la fréquence de fonctionnement	14
2.3 Conclusion	15
 CHAPITRE 3 : Convertisseur à résonance série.....	 17
3.1 Introduction.....	17
3.1.1 Systèmes d'alimentation classiques	18
3.1.2 Convertisseurs à groupe rotatif	19
3.1.3 Convertisseurs statiques à moyenne fréquence	19

3.2	Convertisseur à résonance	20
3.3	Principe du convertisseur à résonance série	24
3.3.1	Étude analytique	24
3.3.2	Principe de fonctionnement et types d'interrupteurs.....	25
3.3.2.1	Fonctionnement au-dessous de la fréquence de résonance	26
3.3.2.2	Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance	27
3.3.2.3	Fonctionnement à la fréquence de résonance.....	28
3.4	Modes de fonctionnement.....	29
3.4.1	Séquence de fonctionnement $F_c < F_r$	29
3.4.2	Résultat de simulation pour $F_c < F_r$	31
3.4.3	Résultat de simulation pour $F_c = F_r$	33
3.4.4	Séquence de fonctionnement pour $F_c > F_r$	35
3.4.5	Résultat de simulation pour $F_c > F_r$	36
3.5	Commande et régulation.....	37
3.5.1	Action sur la tension.....	37
3.5.2	Commande par déphasage.....	38
3.6	Conclusion	40
CHAPITRE 4 : Commande par modulation de densité d'impulsions -MDI-		42
4.1	Introduction.....	42
4.2	Description du système.....	44
4.3	Principe de la commande MDI	45
4.4	Étude analytique	50
4.4.1	Calcul du courant résonant.....	50
4.4.2	Expression de la puissance moyenne	56
4.4.3	Notion de facteur de puissance.....	61
4.5	Résultats de simulation.....	65
4.5.1	Résultats en boucle ouverte.....	65
4.5.1.1	Résultats de la séquence $T = 8 T_r$	66
4.5.1.2	Résultats de la séquence $T = 16 T_r$	72

4.5.1.3 Analyse des harmoniques de la commande MDI.....	80
4.5.2 Résultats en boucle fermée.....	86
4.6 Conclusion	91
CHAPITRE 5 : Réalisation pratique	93
5.1 Introduction.....	93
5.2 Réalisation de la carte de commande.....	94
5.3 EPROM TMX27C512	96
5.4 Compteur SN74393	96
5.5 Microcontrôleur 16F873	97
5.6 Résultats expérimentaux	100
5.7 Comparaison et conclusion.....	104
Conclusion générale	107
Références	111
Annexe A : Étude et analyse du convertisseur à résonance série.....	114
Annexe B : Schémas et programmes de simulation du modèle MDI sur Simulink TM et Matlab	122

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Principe du chauffage par induction	8
Figure 2.2	Profondeur de pénétration et dissipation de la puissance	13
Figure 2.3	Plages de puissance et fréquence pour les différents types des générateurs pour chauffage par induction	15
Figure 3.1	Système d'alimentation classique avec un gradateur	18
Figure 3.2	Convertisseur à résonance série.....	22
Figure 3.3	Convertisseur à résonance parallèle	22
Figure 3.4	Différentes configurations connectant deux sources de natures différentes.....	23
Figure 3.5	Fonctionnement de l'interrupteur avec $F_c < F_r$	27
Figure 3.6	Fonctionnement de l'interrupteur avec $F_c > F_r$	28
Figure 3.7	Fonctionnement de l'interrupteur avec $F_c = F_r$	29
Figure 3.8	Modes de fonctionnement de CRS	30
Figure 3.9	Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour $F_c < F_r$	32
Figure 3.10	Plan de phase pour $F_c < F_r$	33
Figure 3.11	Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour $F_c = F_r$	34
Figure 3.12	Plan de phase pour $F_c = F_r$	34
Figure 3.13	Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour $F_c > F_r$	36
Figure 3.14	Plan de phase pour $F_c > F_r$	37
Figure 3.15	Formes d'ondes de la tension et du courant commandé par déphasage	39
Figure 4.1	Schéma-bloc d'onduleur MDI	44
Figure 4.2	Étage de puissance.....	45

Figure 4.3	Mode de fonctionnement de l'onduleur par MDI : (a) circuit équivalent; (b) Mode I; (c) Mode II; (d) Mode III	48
Figure 4.4	Principe de la commande MDI.....	49
Figure 4.5	Forme du courant à la charge	54
Figure 4.6	Différents principes de la MDI : (a) Pleine onde; (b) MDI régulière; (c) MDI non régulière.....	60
Figure 4.7	Signaux de commande des transistors T1 et T2 pour $D = 8/8$	67
Figure 4.8	Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 8/8$	67
Figure 4.9	Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 4/8$	68
Figure 4.10	Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 4/8$	68
Figure 4.11	Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 1/8$	69
Figure 4.12	Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 1/8$	69
Figure 4.13	Relation entre la variation de la puissance et la densité d'impulsions pour $T = 8 T_r$	71
Figure 4.14	Variation de la puissance en fonction la densité d'impulsions pour $T = 8 T_r$	72
Figure 4.15	Signaux de commande des transistors T1 et T2 pour $D = 16/16$	73
Figure 4.16	Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 16/16$	73
Figure 4.17	Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 11/16$	74

Figure 4.18	Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 11/16$	74
Figure 4.19	Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 8/16$	75
Figure 4.20	Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 8/16$	75
Figure 4.21	Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 6/16$	76
Figure 4.22	Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 6/16$	76
Figure 4.23	Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 1/16$	77
Figure 4.24	Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 1/16$	77
Figure 4.25	Relation entre la variation de la puissance et la densité d'impulsions pour $T = 16 T_r$	79
Figure 4.26	Variation de la puissance en fonction de la densité d'impulsions pour $T = 16 T_r$	79
Figure 4.27	Courant et tension d'entrée pour $D = 16/16$	82
Figure 4.28	Courant et tension de sortie pour $D = 16/16$	82
Figure 4.29	Courant et tension d'entrée pour $D = 13/16$	83
Figure 4.30	Courant et tension de sortie pour $D = 13/16$	83
Figure 4.31	Courant et tension d'entrée pour $D = 8/16$	84
Figure 4.32	Courant et tension de sortie pour $D = 8/16$	84
Figure 4.33	Courant et tension d'entrée pour $D = 5/16$	85
Figure 4.34	Courant et tension de sortie pour $D = 5/16$	85
Figure 4.35	Boucle d'asservissement de la puissance de sortie.....	86

Figure 4.36	Organigramme de l'asservissement de la puissance.....	87
Figure 4.37	Allure de fonctionnement d'organe d'hystérésis.....	89
Figure 4.38	Variation de la puissance pour $P_c = 250 \text{ W}$	90
Figure 4.39	Variation de la puissance pour $P_c = 500 \text{ W}$	90
Figure 4.40	Variation de la puissance pour $P_c = 1200 \text{ W}$	91
Figure 5.1	Principe de la table programmée	94
Figure 5.2	Montage général du circuit de commande MDI.....	95
Figure 5.3	Circuit détaillé de la commande MDI (16 niveaux).....	99
Figure 5.4	Signaux de commande des transistors T1 (1) et T2 (2) pour $D = 16/16$	101
Figure 5.5	Tension aux bornes de la charge (1) et courant (2) pour $D = 16/16$	101
Figure 5.6	Signaux de commande des transistors T1 (1) et T2 (2) pour $D = 10/16$	102
Figure 5.7	Tension aux bornes de la charge (1) et courant (2) pour $D = 10/16$	102
Figure 5.8	Signaux de commande des transistors T1 (1) et T2 (2) pour $D = 8/16$	103
Figure 5.9	Tension aux bornes de la charge (1) et courant (2) pour $D = 8/16$	103
Figure 5.10	Tension aux bornes de la charge (1) et courant (2) pour $D = 3/16$	104
Figure A.1	Structure de l'onduleur de tension	115
Figure A.2	Structure de l'onduleur à résonance.....	115
Figure A.3	Formes d'onde d'un onduleur de tension sur charge RL	116
Figure B.1	Schéma bloc du modèle alimenté par une tension continue	123
Figure B.2	Paramètres de l'onduleur monophasé	124
Figure B.3	Schéma bloc de commande MDI	125
Figure B.4	Paramètres de la Table 1 et Table 2	125
Figure B.5	Schéma bloc de l'horloge.....	126
Figure B.6	Schéma bloc de puissance.....	126

Figure B.7	Schéma bloc de Fourier.....	127
Figure B.8	Schéma du modèle alimenté par une sinusoïde	130
Figure B.9	Schéma bloc de taux de distorsion.....	130
Figure B.10	Schéma général du modèle asservi de la puissance	131
Figure B.11	Bloc de commande MDI	131
Figure B.12	Schéma bloc de l'organe d'asservissement.....	132
Figure B.13	Bloc contrôleur d'hystérésis.....	132
Figure B.14	Paramètres des blocs d'hystérésis	133
Figure B.15	Paramètres du bloc de saturation	133
Figure B.16	Bloc de la boucle anticipatrice	134
Figure B.17	Paramètres de bloc Table_inv	134
Figure B.18	Bloc sélecteur	135

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1	Fonctionnement des interrupteurs dans chaque configuration.....	23
Tableau 4.1	Comparaison de 3 types de commande de l'onduleur à 50 % de la puissance nominale avec $q = 10$	46
Tableau 4.2	Résultats de la puissance théorique et de simulation pour $T = 8 T_r$	71
Tableau 4.3	Résultats de la puissance théorique et de simulation pour $T = 16 T_r$	78
Tableau 4.4	Résultats de P_{ch} , THD et FD_p pour tous les niveaux de la commande MDI.....	80
Tableau 5.1	Résultats comparatifs des différentes commandes.....	106

LISTE DES SIGLES

CA	Courant alternatif
CC	Courant continu
CRS	Convertisseur à résonance série
epos1	Limite supérieure de la fenêtre de l'hystérésis 1
epos2	Limite supérieure de la fenêtre de l'hystérésis 2
eneg1	Limite inférieure de la fenêtre de l'hystérésis 1
eneg2	Limite inférieure de la fenêtre de l'hystérésis 2
FC	Commande par fréquence
MDI	Commande par modulation de densité d'impulsions
MLI	Commande par modulation de largeur d'impulsions
nclo_Q1	Nombre de colonne de la matrice Q1
nclo_Q2	Nombre de colonne de la matrice Q2
nimp	Nombre d'impulsions
nrang_Q1	Nombre de ligne de la matrice Q1
nrang_Q2	Nombre de ligne de la matrice Q2
valeur_P	Valeurs des puissances mesurées en boucle ouverte
PS	Commande par déphasage (phase shifted inverter)

LISTE DES SYMBOLES

A_n et B_n	Coefficients de Fourier
\vec{B}	Induction magnétique
C	Condensateur de résonance
C_o	Condensateur du filtre d'entrée
d_0	Constante dépendant en particulier de la fréquence, profondeur de pénétration du courant ou épaisseur de peau
$d\Phi$	Variation de flux d'induction magnétique traversant la pièce à chauffer
D	Densité d'impulsions
D_i	Diode
\vec{E}	Champ électrique
\vec{E}_m	Champ électromoteur
e	Force électromotrice
f	Fréquence du courant parcourant l'inducteur
F	Fréquence de réseau
F_c	Fréquence de commutation
FD_i	Facteur de distorsion
FD_p	Facteur de déplacement qui exprime le déphasage entre le courant fondamental et la tension sinusoïdale
F_G	Fréquence du générateur
FP	Facteur de puissance
F_r	Fréquence de résonance

I	Intensité du courant électrique
i_0	Densité de courant à la surface de l'induit ($x = 0$)
i_{ch}, i_L	Courant de la charge
i_E	L'enveloppe du courant de la charge
I_{eff}	Courant efficace incluant le courant fondamental et les harmoniques
I_{eff1}	Valeur efficace du courant fondamental
I_{effn}	Valeur efficace du courant harmonique de rang n
\hat{I}	Courant maximal de i_E dans le cas ou $T_{ON} / T = 1$
I_{min}	Valeur de i_E à l'instant $t = 0$
I_n	Valeur du courant maximal du $n^{ième}$ harmonique
i_Q	Courant de l'interrupteur
i_s	Courant d'entrée tiré par la charge alimentée par une tension sinusoïdale
i_x	Densité de courant à la distance x de la périphérie
j	Densité de courant
L	Inductance de résonance
L_o	Inductance du filtre d'entrée
N	Nombre d'impulsions
$n_1/n_2, R_p$	Rapport du transformateur
n_{ant}	Paramètre de sortie de la boucle anticipatrice
n_{hys}	Paramètre de sortie du contrôleur hystérésis
η	Rendement électrique du chauffage par induction
P	Puissance active
p	Nombre d'impulsions ratées

P_{app}	Puissance théorique déduit de l'expression (4.38)
P_c	Puissance de consigne ou de référence
P_{ch}	Puissance dissipée dans la charge
P_d	Puissance de distorsion
P_{dc}	Puissance continue mesurée à l'entrée de l'onduleur
P_i	Énergie dissipée par effet Joule dans l'inducteur
$P_{Jcâble}$	Perte Joule dans les câbles
P_{max}	Puissance maximale
P_{th}	Puissance théorique déduite de l'expression (4.36)
P_w	Énergie recueillie dans la pièce à chauffer
q	Facteur de qualité
Q	Puissance réactive
$Q1$	Matrice de la table 1
$Q2$	Matrice de la table 2
R	Résistance équivalente de la charge
S	Puissance apparente
Seq	Paramètre qui définit une séquence de la MDI
Seq_p	Paramètre qui définit la séquence précédente de la MDI
T	Séquence de N cycles résonants
T_c	Période de fonctionnement d'un interrupteur
THD	Taux de distorsion harmonique
T_i	Interrupteur de commutation du convertisseur (thyristor ou transistor)
T_{OFF}	Période pendant laquelle l'onduleur rate des cycles
T_{ON}	Période pendant laquelle l'onduleur fonctionne normalement

u	Tension à l'entrée de l'onduleur
u_c	Tension aux bornes du condensateur
V	Tension maximale
\vec{V}	Vitesse de la particule
V_{eff}	Valeur efficace de la tension sinusoïdale
v, v_{AB}	Tension de sortie de l'onduleur
v_n	Valeur de la tension maximale du $n^{ième}$ harmonique
v_Q, v_T	Tension aux bornes de l'interrupteur
v_s	Tension sinusoïdale du réseau
ω_n	Fréquence de commutation normalisée
ω_r	Pulsation du circuit résonant
ω	Pseudo-pulsation du circuit RLC
ω_0	Pulsation propre du circuit non amorti (pulsation de résonance, $R=0$)
Z, Z_r	Impédance caractéristique du circuit résonant
Z_n	Impédance caractéristique du circuit résonant à l'ordre n
α	Déphasage entre le fonctionnement des interrupteurs
ζ	Facteur d'amortissement
ε	Erreur entre la puissance mesurée et la puissance de consigne
σ	Conductivité électrique
τ	Constante de temps de l'enveloppe
ρ	Résistivité de l'induit
μ	Perméabilité magnétique de l'induit avec $\mu = \mu_0 \mu_r$

μ_0	Perméabilité magnétique du vide
μ_r	Perméabilité magnétique relative de l'induit
φ_1	Déphasage entre le courant fondamental et la tension sinusoïdale
φ_n	Déphasage de l'harmonique de courant de rang n par rapport à la tension fondamentale
Φ	Déphasage entre le fondamental de la tension et du courant de la charge

Chapitre 1

Introduction

1.1 Problématique

Le chauffage par induction s'applique aux matériaux conducteurs. Son principe consiste à placer l'élément à chauffer dans un champ magnétique variable. Il se développe des courants de Foucault au sein du matériau qui provoquent son échauffement par effet Joule. L'élément à chauffer peut être une masse solide ou liquide. Le rendement énergétique atteint 90 %.

Le chauffage par induction trouve énormément d'applications en industrie [1]. Les puissances mises en jeu vont de quelques watts à quelques centaines de kW. La fréquence de

fonctionnement, qui est déterminée selon la forme du produit, le traitement désiré et la nature du matériau, peut atteindre des centaines de kHz.

En effet, il y a quelques dizaines d'années on utilisait, dans les applications du chauffage par induction, soit des convertisseurs rotatifs (alternateurs), soit des convertisseurs statiques (gradateurs) [1]. Ces convertisseurs peuvent fonctionner à des puissances élevées, ils sont robustes et fiables. Cependant, le chauffage est lent et la puissance volumique injectée est faible. Dans la plupart des cas, il faut avoir recours à des fréquences plus élevées pour améliorer les performances du système.

Pour assurer un chauffage inductif précis, il est nécessaire de pouvoir régler la puissance de préférence en charge et de façon rapide et continue. Différents moyens peuvent être utilisés et le réglage par action sur la tension est très répandu. Dans ce dernier mode, pour varier la tension d'alimentation, on utilise des gradateurs à thyristors [2]. Ils présentent toutefois trois inconvénients importants.

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

Les convertisseurs à résonance présentent une très bonne solution. Ce sont des circuits électroniques à circuit oscillant série ou parallèle dans lesquels la résonance est exploitée pour minimiser les contraintes électriques et thermiques sur les interrupteurs, réduire les harmoniques et diminuer les pertes de commutation. L'application du principe de la résonance a permis la réalisation des alimentations à hautes performances dans plusieurs domaines. Le fonctionnement

à moyenne et à haute fréquence est devenu facile grâce à la commutation douce des interrupteurs. Pour ces raisons les convertisseurs à résonance ont pris une importance remarquable par rapport aux convertisseurs classiques à découpage dans plusieurs applications industrielles. Ces convertisseurs ont des structures complexes et leur mise en application nécessite une connaissance parfaite de la structure et du mécanisme de commutation des interrupteurs.

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

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

Cependant dans les commandes ci-dessus mentionnées, on assiste à une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique du fait que les interrupteurs de puissance ne sont pas tout le temps commuté au passage par zéro soit de la tension ou du courant [2].

La technique de modulation de densité d'impulsions (MDI) a été introduite comme un moyen pour remédier aux inconvénients des méthodes de commande classiques. L'avantage de la MDI est que la commutation se fait au passage par zéro du courant et ce sur une grande plage de variation de la puissance de sortie [2] [3]. Mentionnons aussi que la MDI fonctionne toujours à une fréquence fixe (la fréquence de résonance) ce qui facilite la réalisation du montage. Enfin, l'application de la MDI dans le cas d'un pont onduleur monophasé, ne requiert aucun condensateur de valeur élevée pour le filtrage, ce qui est très bénéfique pour le facteur de

puissance. En effet à partir d'un seul étage de puissance, on peut commander la puissance de sortie et le facteur de puissance.

1.2 Objectifs

Les objectifs du présent travail traitent l'étude d'un onduleur pour le chauffage par induction. Dans cet onduleur, la commande de puissance se fait à l'aide de la technique de modulation de densité d'impulsions MDI.

Les objectifs spécifiques sont :

- L'utilisation de la technique de modulation de densité d'impulsions (MDI) pour le réglage de la puissance;
- La détermination expérimentale de la puissance du chauffage;
- L'asservissement de la puissance du chauffage;
- La détermination de la stratégie de commande qui détériore le moins possible le facteur de puissance.

1.3 Méthodologie

La méthodologie de ce sujet de recherche consiste à faire une étude sur les topologies existantes de chauffage par induction et sur les moyens utilisés pour varier la puissance. Ensuite, il s'agit de mettre en évidence les avantages d'une technique comme la MDI qui permet de contrôler la puissance de sortie tout en diminuant les pertes de puissance au niveau des interrupteurs et en maintenant un bon facteur de puissance [2] [3]. La régulation de puissance avec MDI peut se faire de plusieurs façons, il faudrait donc déterminer, par simulation dans l'environnement Matlab/Simulink, une stratégie de commande qui affecte le moins possible le facteur de

puissance. Une réalisation pratique afin d'effectuer des mesures expérimentales et valider l'étude a également été effectuée.

1.4 Structure du mémoire

Dans le deuxième chapitre, nous rappellerons le principe du chauffage par induction électromagnétique [1], nous exposerons les caractéristiques du chauffage par induction, la répartition des courants dans la pièce à chauffer et la puissance dissipée ainsi que l'influence de la fréquence de fonctionnement [4] [5].

Dans le troisième chapitre, nous étudierons les structures des convertisseurs à résonance monophasés, ainsi que le principe de fonctionnement d'un convertisseur à résonance série.

En effet, ces convertisseurs sont classés en deux catégories :

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

Nous effectuerons une analyse en régime permanent (plan de phase). Une simulation à l'aide de Matlab/Simulink des différentes configurations sera décrite et réalisée [6]. De plus, nous présenterons les différentes stratégies de commande et de régulation des convertisseurs à résonance.

Le quatrième chapitre portera sur la conception et l'analyse d'une nouvelle technique de commande d'un onduleur de puissance destiné aux applications du chauffage par induction. La technique de commande est appelée la modulation de densité d'impulsions (MDI) [2] [3] [6]. Une analyse de puissance de la charge et du facteur de puissance sera aussi présentée.

Dans le dernier chapitre, nous présenterons les détails de la réalisation pratique en utilisant la commande MDI et la détermination expérimentale de la puissance du chauffage en boucle ouverte. Des résultats expérimentaux seront présentés.

Finalement, une conclusion générale sera exposée à la fin de ce rapport.

Chapitre 2

Chauffage par induction : Principe et applications

2.1 Principe du chauffage par induction

Le chauffage par induction est une application directe de deux lois physiques, la loi de Lenz et l'effet Joule, il s'applique aux matériaux conducteurs. Son principe consiste à placer l'élément à chauffer dans un champ magnétique variable, il se développe des courants de Foucault au sein du matériau qui provoque son échauffement par effet Joule [1].

En effet, Tout corps conducteur de l'électricité s'échauffe par effet Joule quand il est parcouru par un courant électrique. Cet échauffement s'obtient, soit en appliquant aux extrémités du conducteur une différence de potentiel (c'est le chauffage classique par résistance), soit en plaçant ce conducteur dans un champ magnétique variable (c'est le chauffage par induction électromagnétique) [4].

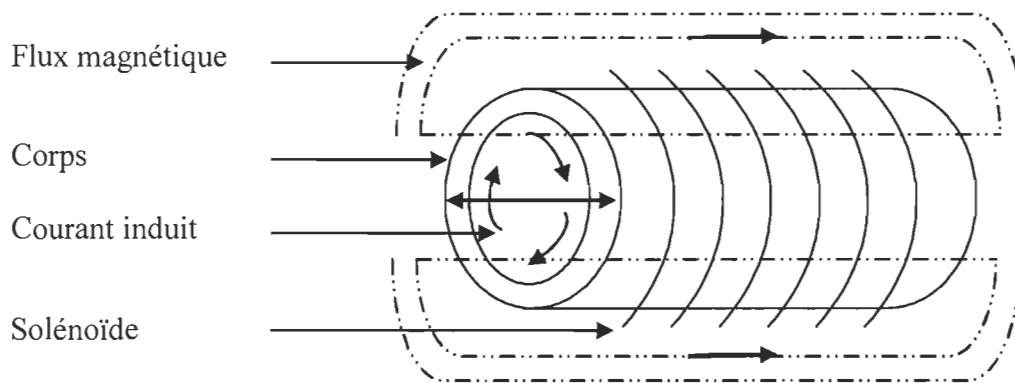


Figure 2.1 : Principe du chauffage par induction

Lorsqu'on applique une différence de potentiel alternatif V aux bornes d'un solénoïde, le courant alternatif de fréquence f qui parcourt cette bobine crée à l'intérieur, mais aussi à l'extérieur de la bobine, un champ magnétique variable. Si on introduit dans la bobine un corps conducteur de l'électricité, la variation du champ magnétique produit une variation du flux magnétique qui traverse ce corps et, d'après la loi de Lenz, induit une force électromotrice donnant naissance à des courants de Foucault.

$$\vec{j} = \sigma \vec{E}_m \quad (2.1)$$

$$\vec{E}_m = \vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B} \quad (2.2)$$

Avec :

σ : Conductivité électrique du corps;

E_m : Champ électromoteur;

\vec{E} : Champ électrique;

\vec{B} : Induction magnétique.

La force électromotrice est déterminée par l'expression suivante [1]:

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.3)$$

$d\Phi$: Étant la variation de flux d'induction magnétique traversant la pièce à chauffer pendant le temps dt .

Ces courants de Foucault -ou courants induits- se transforment en chaleur par effet Joule dans le corps qui s'échauffe. La bobine constitue le circuit primaire ou inducteur, le corps présente le circuit secondaire. Les équipements de chauffage par induction sont donc, dans leur principe et en dehors de leurs caractéristiques particulières de construction, assimilables à des transformateurs, munis ou non de circuits magnétiques avec fer, le primaire étant alimenté à la fréquence du réseau (60 Hz) ou à des fréquences plus élevées (moyenne et haute fréquence)[1].

Il faut toutefois rappeler que tout conducteur parcouru par un courant crée un champ magnétique dont l'intensité est proportionnelle à celle du courant. Les applications du chauffage par induction ne se limitent pas au cas d'un corps placé à l'intérieur d'un solénoïde, mais peuvent faire appel à

des configurations très variées d'inducteurs (inducteurs plans, inducteurs linéaires, inducteurs tunnels...)[4] et de positions relatives de la pièce à chauffer par rapport à l'inducteur. L'avantage cependant de l'inducteur en forme de solénoïde vient de ce que le champ magnétique créé par chaque spire s'ajoute à celui créé par les autres spires et que le champ magnétique total est particulièrement intense à l'intérieur de la bobine.

2.2 Caractéristiques du chauffage par induction électromagnétique

2.2.1 Répartition de courant et de puissance dans la charge

Parmi les caractéristiques du chauffage par induction, deux retiennent particulièrement l'attention pour les applications industrielles [1] :

- La répartition des courants induits dans la pièce à chauffer;
- La puissance dissipée dans cette pièce.

Afin de transmettre la plus grande énergie à la pièce à traiter, plusieurs paramètres sont à prendre en considération :

1- D'un côté, le flux magnétique traversant le corps à chauffer, on cite en particulier :

- La nature du matériau (perméabilité magnétique relative) et de son état (corps magnétique ou non, influence de la température);
- Des fuites magnétiques (dimensions respectives de l'inducteur et de la pièce à chauffer, couplage, caractéristiques du circuit magnétique);
- La fréquence du courant.

2- D'autre côté, les caractéristiques électriques de l'inducteur et de l'induit :

- Résistivité de l'induit et de l'inducteur aux températures considérées;
- Caractéristiques géométriques de l'inducteur et de l'induit;
- Section de l'induit affectée par le passage du courant, distribution de la densité de courant dans cette section, longueur du circuit parcouru par le courant induit.

Tous ces paramètres ont une grande importance car la profondeur de pénétration des courants induits dans le corps à chauffer, la quantité de chaleur dégagée, sa répartition dans l'induit et le rendement de ce mode de chauffage en dépendent étroitement.

Plus la fréquence du courant dans l'inducteur augmente, plus le courant alternatif parcourant la pièce à chauffer a tendance à se concentrer à sa surface [5]. L'énergie dissipée dans la charge et la répartition des courants peuvent être déterminées rigoureusement en utilisant les lois fondamentales de l'électromagnétisme (équations de Maxwell). On peut montrer qu'en première approximation, la densité de courant décroît de façon exponentielle de la périphérie de la pièce à chauffer vers son centre [1]. La densité de courant est de la forme :

$$i_x = i_0 e^{-x/d_0} \quad (2.4)$$

Où :

i_x : Densité de courant à la distance x de la périphérie;

i_0 : Densité de courant à la surface de l'induit ($x = 0$);

d_0 : Constante dépendant en particulier de la fréquence, profondeur de pénétration du courant ou épaisseur de peau. La constante d_0 , dans le cas d'un induit cylindrique plein, est donnée par [7] :

$$d_0 = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (2.5)$$

ρ : Résistivité de l'induit;

f : Fréquence du courant parcourant l'inducteur;

μ : Perméabilité magnétique de l'induit avec $\mu = \mu_0 \mu_r$;

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide;

μ_r : Perméabilité magnétique relative de l'induit.

En intégrant la densité de courant, l'intensité I parcourant la pièce sera de la forme [1] :

$$I = i_0 d_0 \quad (2.6)$$

Pour faciliter l'analyse du phénomène d'induction, on remplace un courant de répartition non uniforme dans l'induit, dont la densité décroît depuis la surface du corps à chauffer, par un courant fictif équivalent, réparti de façon uniforme dans une zone d'épaisseur d_0 à partir de la surface et de densité égale à sa valeur à la surface $i(d_0) = i_0 / e = 0.368 i_0$.

L'intensité parcourant la couche de matière s'étendant de la périphérie à la profondeur de pénétration d_0 s'élève à :

$$I(d_0) = i_0 d_0 \left(1 - \frac{1}{e}\right) \quad (2.7)$$

Alors $I(d_0)=0.632 I$, 63.2 % du courant est donc concentré dans la couche d'épaisseur d_0 . Or, d'après l'équation (2.4) et la loi de Joule, la puissance dégagée est proportionnelle au carré de la densité de courant [7] [1].

$$P_x \approx i_x^2 \approx i_0^2 e^{-2x/d_0} \quad (2.8)$$

$$P_x = \int_0^{d_0} i_0^2 e^{-2x/d_0} dx \quad (2.9)$$

$$P(d_0)=0.865 P \quad (2.10)$$

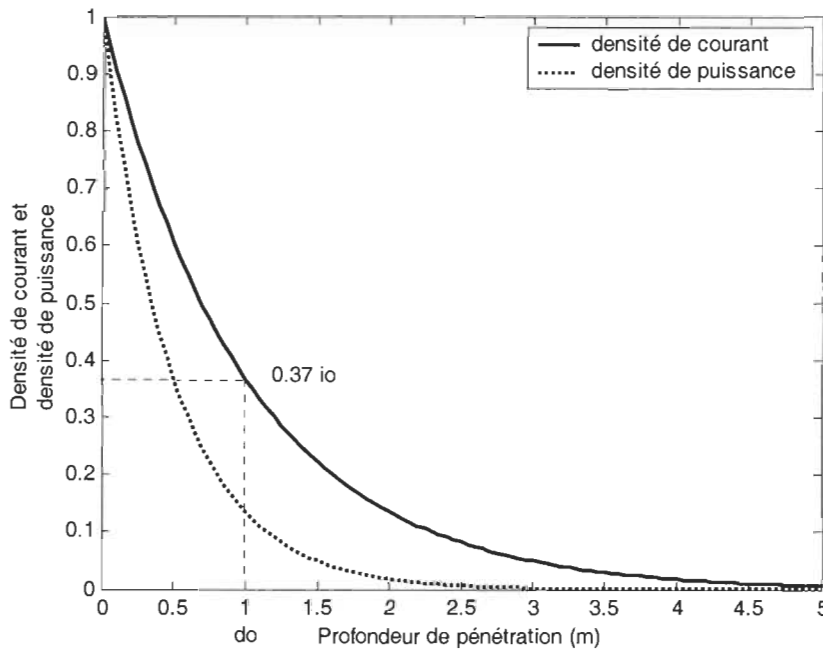


Figure 2.2 : Profondeur de pénétration et dissipation de la puissance

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

$$\eta = \frac{P_w}{P_w + P_i} \quad (2.11)$$

P_w : puissance recueillie dans la pièce à chauffer;

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

R_i : résistance de l'inducteur;

I_i : intensité du courant électrique parcourant l'inducteur.

2.2.2 Influence de la fréquence de fonctionnement

La profondeur de pénétration est inversement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence (2.5) [7]. Alors que la résistivité et la perméabilité magnétique sont des caractéristiques du corps à chauffer, la fréquence est une grandeur qui peut être choisie par l'utilisateur; celui-ci possède ainsi un moyen de contrôler la dissipation de la puissance à l'intérieur du corps à chauffer et de choisir le chauffage le mieux adapté. Les fréquences utilisées en chauffage par induction sont réparties en quatre familles [1][5] :

- Basse fréquence pour les fréquences inférieures ou égales à la fréquence du réseau (50 Hz en Europe, 60 Hz en Amérique du Nord);
- Moyenne fréquence de 60 à 10 000 Hz;
- Haute fréquence de 10 000 à 300 000 Hz;
- Hyperfréquence au-delà de 300 000 Hz.

L'inducteur consomme toujours une énergie réactive. Pour que le générateur qui l'alimente n'ait à fournir que la puissance active, il faut compenser la puissance réactive par des condensateurs. Mais, si tous les générateurs utilisent ainsi les propriétés de circuits oscillants, ils sont pourtant de conceptions très variées, notamment en fonction de la fréquence et de la puissance de sortie. Ces deux dernières sont les plus importants paramètres dans le chauffage par induction

électromagnétique. La figure 2.3 montre le type de générateur à utiliser en fonction de la puissance et la fréquence pour réaliser un processus de chauffage par induction électromagnétique [4].

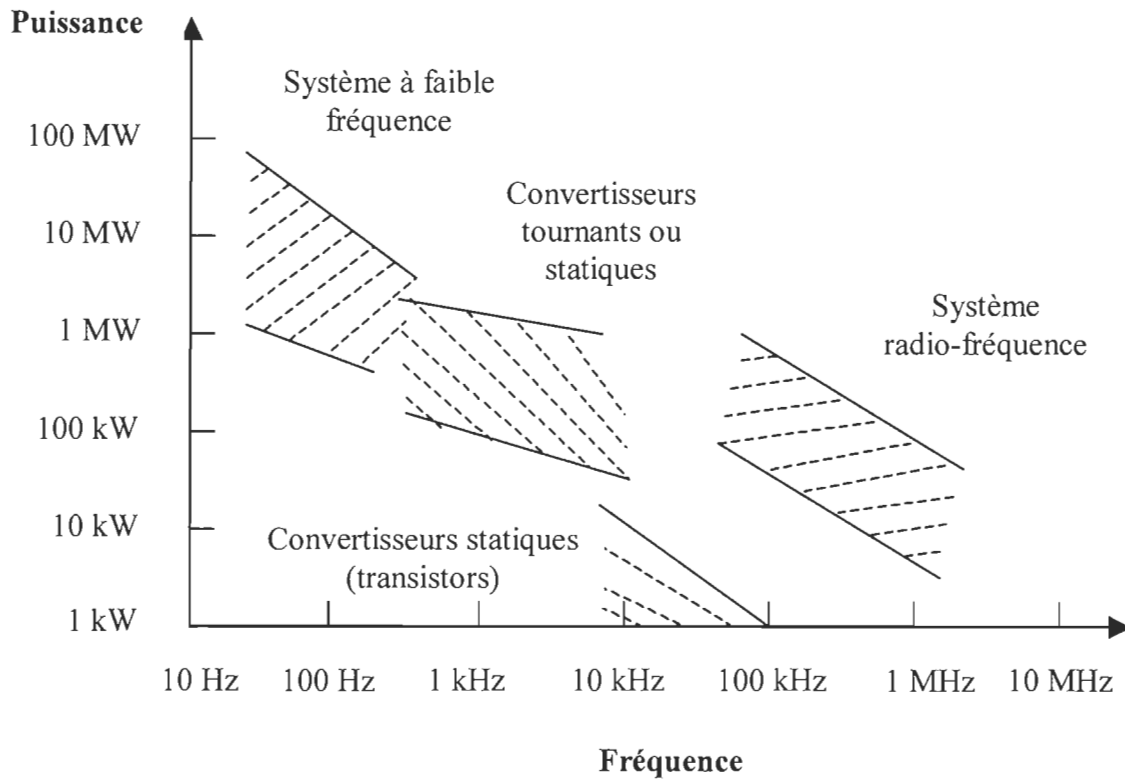


Figure 2.3 : Plages de puissance et fréquence pour les différents types de générateurs pour chauffage par induction

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé les principes et les caractéristiques du chauffage par induction électromagnétique. Plusieurs paramètres sont à prendre en considération dans les

applications du chauffage par induction, la répartition des courants induits et la puissance dissipée dans la pièce à chauffer ont une grande importance.

Les applications du chauffage par induction sont très nombreuses et elles nécessitent des fréquences variées. On peut citer le traitement thermique de surface (séchage et refusion des tôles etc...), traitement thermique à cœur (le formage, la fusion et le recuit etc...) et traitement localisé (les problèmes de soudage et de dégazage etc...). Bien que le chauffage par induction trouve son emploi le plus courant dans les traitements précédents, le procédé peut être employé pour un bon nombre d'autres problèmes où il est nécessaire de se servir de la chaleur.

La fréquence a une influence sur le fonctionnement du chauffage par induction, elle offre la possibilité de contrôler la dissipation de la puissance à l'intérieur du corps à chauffer et de choisir le chauffage le mieux adapté.

En effet, dans les applications d'échauffement, la puissance volumique transmise croît quand la fréquence augmente. A la fréquence de distribution d'énergie électrique (50 ou 60 Hz), la puissance volumique injectée est faible et le chauffage est lent. Dans la plupart des cas, il faut avoir recours à des fréquences plus élevées qui nécessitent l'emploi de convertisseurs spécialement développés à cet effet.

Chapitre 3

Convertisseur à résonance série

3.1 Introduction

Les convertisseurs de fréquence ont comme fonction de fournir, à partir d'un courant à la fréquence du réseau, un courant de fréquence différente, généralement plus élevée, destiné à alimenter l'inducteur de chauffage. Quatre types de générateurs sont utilisés (figure 2.3) [4] :

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

La fréquence et la puissance élevées des convertisseurs statiques sont utilisées dans une grande étendue des applications du chauffage [2]. L'ensemble des convertisseurs statiques est très étendu et très diversifié en raison d'une part des nombreux types de conversion à réaliser et d'autre part du nombre important de dispositifs à semi-conducteurs.

3.1.1 Systèmes d'alimentation classiques

Ces systèmes se raccordent directement sur le réseau de distribution (50-60 Hz) [5]. Généralement, ils n'ont pas besoin d'un convertisseur de fréquence. On y trouve, souvent des composantes réactives (transformateurs, condensateur), des dispositifs de protection et d'adaptation et parfois des éléments semi-conducteurs. Ils peuvent opérer à très haute puissance.

La figure 3.1 illustre un exemple d'un système d'alimentation d'une charge par contacteur statique à thyristors. Dans ce système, on utilise un gradateur à thyristors, un filtre passif à l'entrée et une charge RL à la sortie. La régulation de puissance est assurée par une commande par retard de phase ou une commande par train d'ondes [1].

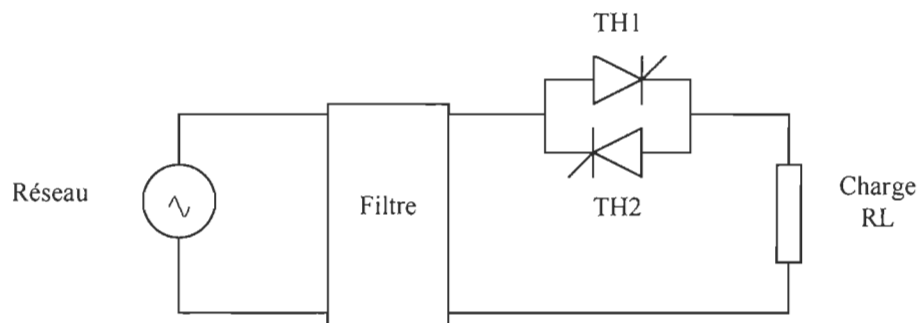


Figure 3.1 : Système d'alimentation classique avec un gradateur

3.1.2 Convertisseurs à groupe rotatif

Les convertisseurs rotatifs sont utilisés comme source de moyenne fréquence variant (500 Hz à 10 kHz). Ce groupe de convertisseur se compose essentiellement d'un moteur asynchrone triphasé alimenté à partir du réseau 60 Hz entraînant un alternateur qui fournit le courant à la fréquence désiré [5]. Cet alternateur alimente la charge formée de l'inducteur et des condensateurs de compensation. Les tensions fournies par les alternateurs sont souvent supérieures à celles qui sont nécessaires aux inducteurs. On utilise alors des transformateurs d'adaptation. Le dispositif d'excitation permet de régler en charge la tension de sortie de l'alternateur et la puissance du convertisseur.

Les groupes convertisseurs utilisés sont la plupart du temps des ensembles monoblocs à axe vertical et refroidis à l'eau. La vitesse de rotation est généralement de 3 000 tr/mn.

Le rendement des convertisseurs rotatifs est de l'ordre de 85 % dans la gamme de fréquence 1-3 kHz, de 75 à 80 % dans la gamme de fréquence 3-10 kHz. Le rendement global du groupe convertisseur dépend de la puissance et de la fréquence. Parmi les inconvénients, on cite l'alimentation à fréquence fixe, le faible rendement, le prix élevé, le poids important et le niveau de bruit élevé.

3.1.3 Convertisseurs statiques à moyenne fréquence

Les convertisseurs statiques à moyenne fréquence fournissent des fréquences variant de quelques centaines de hertz à 10 000 Hz environ. Ils sont destinés à produire du courant alternatif à partir d'une source à courant continu. Dans les installations de chauffage par induction, les dispositifs sont composés d'un transformateur destiné à abaisser la tension, d'interrupteurs à semi-conducteurs et des composants passifs [2] [8].

Par rapport aux autres systèmes, les convertisseurs statiques sont plus simples et plus économiques. Ils présentent les principaux avantages suivants :

- Adaptation automatique de la fréquence : la fréquence s'ajuste au fur et à mesure de la variation de l'impédance du four pour fonctionner en permanence à la résonance et la puissance maximale possible est constamment transmise (générateurs statiques à onduleurs);
- Implantation plus simple et taille plus petite;
- Absence de bruit;
- Meilleur rendement.

Ils sont soit pilotés c'est-à-dire à fréquence imposée par le circuit de commande et de régulation, soit le plus souvent autopilotés, c'est-à-dire à fréquence imposée par le circuit d'utilisation. Ces convertisseurs sont appelés les convertisseurs à résonance.

3.2 Convertisseur à résonance

L'étude des onduleurs à résonance s'inscrit dans le cadre beaucoup plus vaste de l'étude de l'alimentation alternative d'une charge électrotechnique (RL série) à partir d'une source continue de tension ou de courant. La conversion d'énergie électrique est réalisée par un convertisseur continu-alternatif monophasé, non modulé et dont la structure dépend de la nature de la source continue. Ce convertisseur est soit un onduleur de tension, soit un commutateur de courant et délivre des ondes « carrées » de tension ou de courant [9].

Dans ces convertisseurs, on exploite la résonance pour minimiser les contraintes électriques sur les interrupteurs électriques, maximiser la puissance transférée et réduire les harmoniques (Annexe A.1).

Ces convertisseurs génèrent des tensions ou courants quasi-sinusoïdaux, à partir d'une source continue: le circuit résonant est alimenté par un onduleur. Ils ont été longtemps utilisés comme onduleurs à forte puissance et à haute fréquence dans le chauffage par induction, les sources ultra-sonores, les appareils de soudage, etc. La source est soit du type courant soit du type tension. Les interrupteurs, montés de façon asymétrique ou symétrique (demi-pont ou pont entier), sont unidirectionnels ou bidirectionnels en courant et/ou en tension. La charge se trouve avec le circuit résonant soit en parallèle, soit en série, soit mixte [10]. D'autres classifications sont possibles selon la fréquence, la puissance, la réversibilité, etc.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude des convertisseurs permettant la conversion CC-CA (onduleur à résonance).

On distingue deux topologies d'onduleur à résonance [10] :

- Onduleur à résonance série : un onduleur débitant sur un circuit résonant série peu amorti. Le condensateur est placé en série avec la charge, l'onduleur débite sur un récepteur de courant, il doit donc être alimenté par une source de tension (figure 3.2).
- Onduleur à résonance parallèle : un onduleur débitant sur un circuit résonant parallèle peu amorti. La charge comportant une capacité directement branchée entre les bornes de sortie, l'onduleur doit être alimenté par une source de courant continu (figure 3.3).

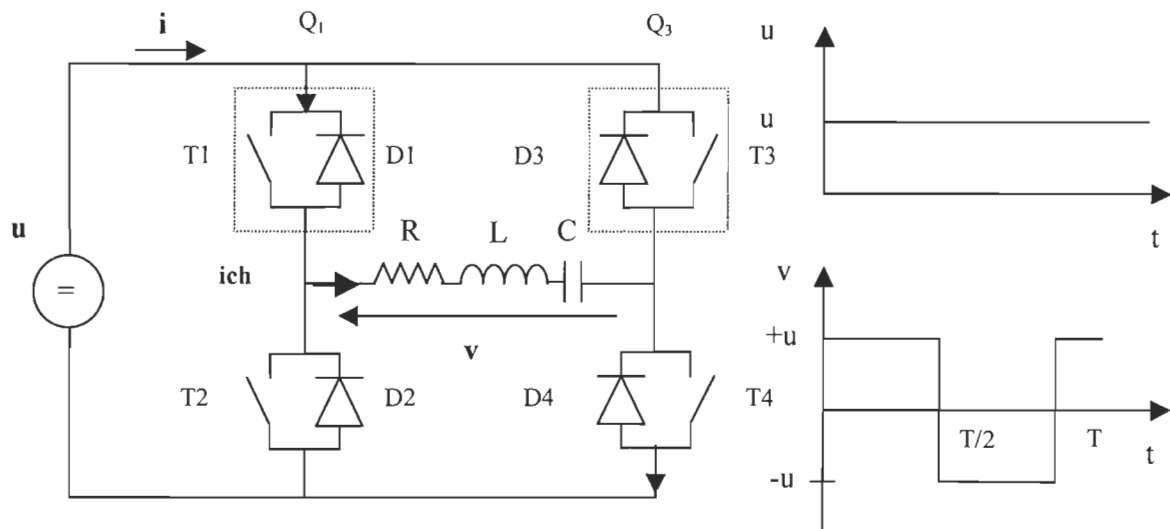


Figure 3.2 : Convertisseur à résonance série

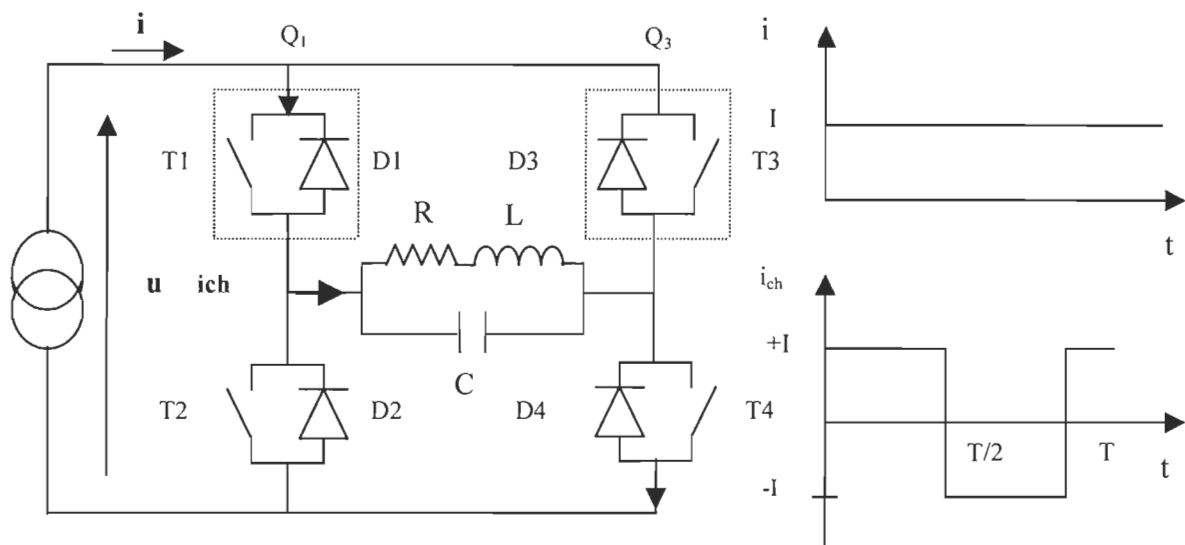


Figure 3.3 : Convertisseur à résonance parallèle

La synthèse de ces convertisseurs s'effectue suivant les étapes décrites ci-après, l'étude du fonctionnement de chaque séquence permet de déduire les contraintes sur les interrupteurs et d'obtenir leurs caractéristiques statiques. L'enchaînement des séquences donne le type de commutation des interrupteurs [11]. A titre d'exemple, nous allons étudier une conversion directe, associant une source de tension à une source de courant (figure 3.2). Entre ces deux sources trois types de connexions sont possibles (fig.3.4).

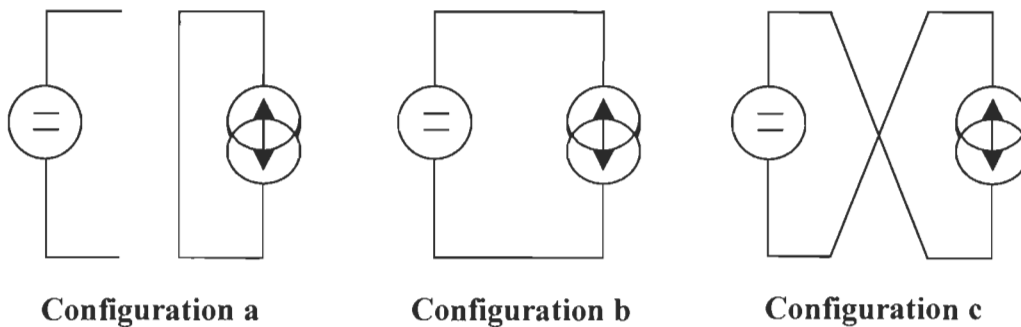


Figure 3.4 : Différentes configurations connectant deux sources de natures différentes

Le tableau 3.1 présente l'état de fonctionnement des interrupteurs dans chaque configuration.

Tableau 3.1 : Fonctionnement des interrupteurs dans chaque configuration

Configurations	Ouverts	Fermés
a	T_1 et T_3 ou T_2 et T_4	T_2 et T_4 ou T_1 et T_3
b	T_2 et T_3	T_1 et T_4
c	T_1 et T_4	T_2 et T_3

Les configurations b et c sont indispensable, la configuration a n'est pas obligatoire et son existence est liée à la forme de la tension que l'on désire appliquer.

3.3 Principe du convertisseur à résonance série

Nous limitons notre étude à un convertisseur à résonance série (CRS) constitué d'un onduleur de tension monophasé en pont. Le circuit oscillant est composé d'un condensateur C et d'une inductance L. La résistance R représente une résistance équivalente totale de la charge (chauffage par induction dans notre cas), figure 3.2.

3.3.1 Étude analytique

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

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

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

$$R i_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt} + u_c = v \quad \text{Avec} \quad i_{ch} = C \frac{du_c}{dt} \quad (3.1)$$

On a donc :

$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = v \quad (3.2)$$

On caractérise souvent le circuit par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad ; \quad \tau = \frac{2L}{R} \quad ; \quad \zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad ; \quad \omega = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$$

ω_0 : Pulsation propre du circuit non amorti (pulsation de résonance, $R=0$);

ω : Pseudo-pulsation du circuit RLC;

τ : Constante de temps de l'enveloppe;

ζ : Facteur d'amortissement.

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

3.3.2 Principe de fonctionnement et types d'interrupteurs

Nous supposons que chaque interrupteur de puissance de l'onduleur ne conduit qu'une seule fois pendant un cycle de fonctionnement T_c . Les interrupteurs seront donc tous de même nature. Le circuit résonant série se comporte comme une source instantanée de courant. Il sera donc logiquement excité par un onduleur de tension, conformément à la figure 3.2. L'onduleur, mettant en œuvre deux cellules de commutation identiques, applique au circuit résonant une tension rectangulaire symétrique. Néanmoins, le courant est quasiment sinusoïdal pour des fréquences proches de la fréquence de résonance. Le fondamental de la tension est parfaitement synchrone de sa forme instantanée. Dans ces conditions, 3 modes d'opération sont possibles : deux modes de conduction continue et un mode de conduction discontinue [9]. Le fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance ($F_c > F_r$) est toujours en mode continu car l'interrupteur est bloqué

avant l'inversion du courant. Le 2^{ème} mode de conduction continue existe pour les fréquences de fonctionnement comprises entre $F_r / 2$ et F_r . Le mode discontinu existe pour $F_c < F_r / 2$. Le choix de la fréquence de fonctionnement F_c est le paramètre qui détermine les caractéristiques des interrupteurs [12].

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

3.3.2.1 Fonctionnement au-dessous de la fréquence de résonance

Quand la fréquence de fonctionnement est inférieure à la fréquence de résonance, l'onduleur de tension voit à ses bornes un circuit résonant se comportant comme une charge capacitive. Le courant i_{ch} aux bornes de la charge est en avance sur le premier harmonique de la tension v à ses bornes (figure 3.5). L'interrupteur doit être commandé à l'amorçage seulement (blocage spontané), autrement dit, la commutation est de type thyristor. L'interrupteur est réalisé par un thyristor T_i avec une diode connectée en antiparallèle D_i [9].

Avec

$$i = i_{Q_i} = i(T_i) + i(D_i) \quad (3.3)$$

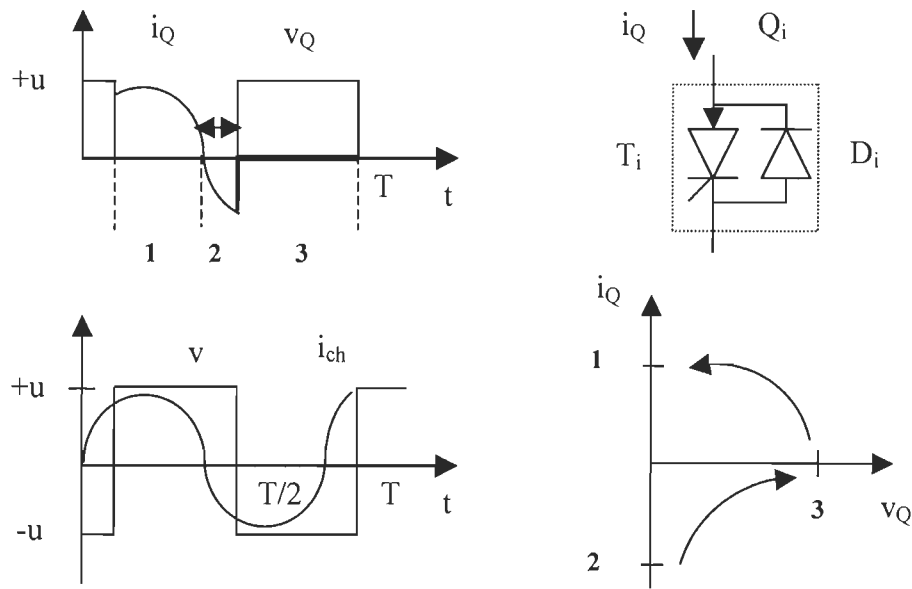


Figure.3.5 : Fonctionnement de l'interrupteur avec $F_c < F_r$

Lorsque le thyristor s'ouvre à l'annulation du courant i , celui-ci s'inverse dans les diodes D_1 et D_4 jusqu'à l'amorçage de Q_2 et Q_3 . Le temps de conduction de D_i (correspondant au déphasage entre le courant i_{ch} et la tension v aux bornes de l'onduleur) est le temps pendant lequel une faible tension v_T négative est appliquée au thyristor T_i [9].

3.3.2.2 Fonctionnement au-dessus de la fréquence de résonance

Dans ce cas de fonctionnement, le circuit résonant se comporte comme une charge inductive. Le courant i_{ch} est en retard sur la tension délivrée par l'onduleur. Les formes d'ondes dans chaque interrupteur montrent qu'il doit être doté d'un amorçage spontané et d'un blocage commandé (fig.3.6). On remarque une certaine dualité avec le thyristor. Ce type d'interrupteur est justement appelé thyristor dual qui s'amorce si sa commande le lui permet et si la tension à ses bornes est nulle. Son blocage est assuré par le circuit de commande, un simple condensateur en parallèle

permettra de le protéger contre les gradients de tension et minimiser les pertes à l'ouverture [9] [10].

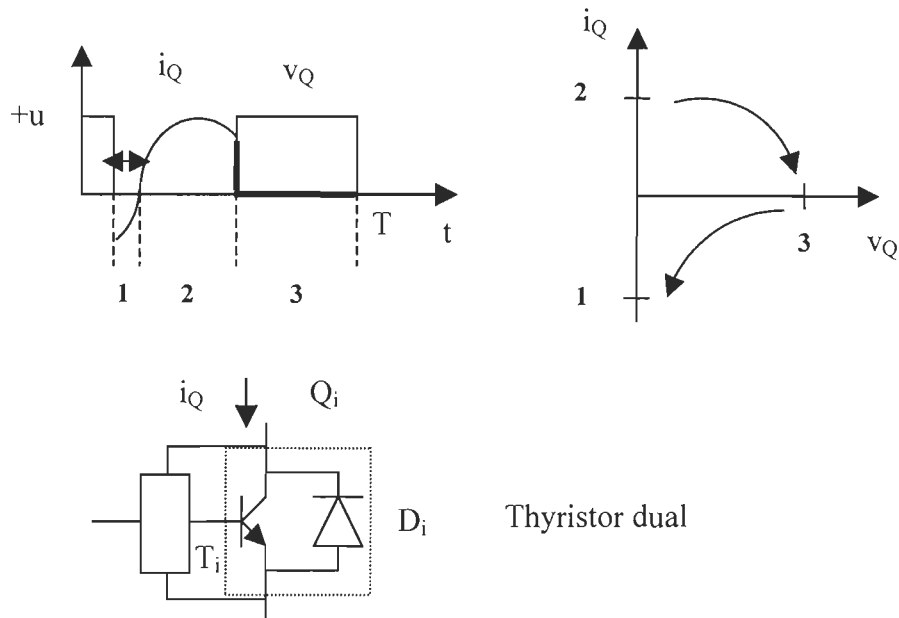


Figure.3.6 : Fonctionnement de l'interrupteur avec $F_c > F_r$

L'opération du convertisseur à résonance au-dessus de la fréquence de résonance se fait toujours en mode de conduction continu ($T_c < T_r$) [6] et permet de fonctionner à fréquence élevée. Cependant, le courant de charge diminue lorsque F_c augmente suite à l'augmentation de l'impédance de l'inductance.

3.3.2.3 Fonctionnement à la fréquence de résonance

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

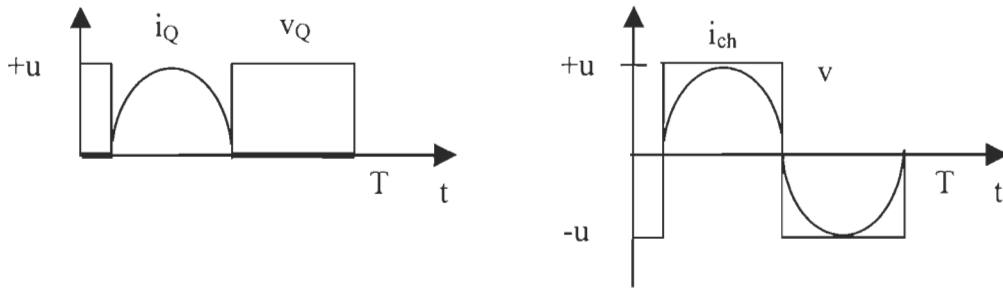


Figure 3.7 : Fonctionnement de l'interrupteur avec $F_c = F_r$

3.4 Modes de fonctionnement

3.4.1 Séquence de fonctionnement $F_c < F_r$

En limitant notre étude à une commande par impulsions fines d'amorçage des interrupteurs, nous déduisons, dans un cycle, les différentes séquences de fonctionnement dont les circuits équivalents sont représentées à la figure 3.8 pour des fréquences d'opération inférieures à la fréquence de résonance [13].

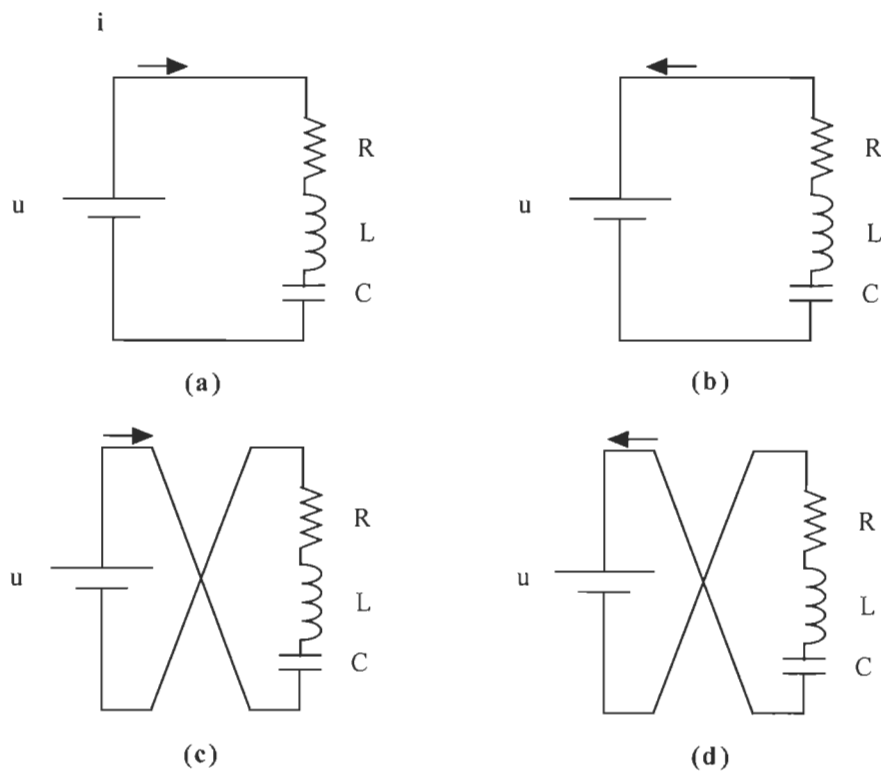


Figure 3.8 : Modes de fonctionnement de CRS

1^{ière} séquence

Au début, le condensateur du circuit résonant est chargé négativement. Lorsqu'on amorce les interrupteurs T_1 et T_4 , la tension u est appliquée au circuit résonant série. Pendant cette séquence il y a oscillation entre l'inductance et le condensateur jusqu'à ce que le courant i_{ch} s'annule. Le schéma qui illustre cette phase est montrée dans la figure 3.8 (a).

2^{ème} séquence

A la fin de la première séquence, le condensateur a atteint sa tension maximale. Au passage par zéro du courant dans le circuit résonant, les interrupteurs T_1 et T_4 se bloquent et les diodes D_1 et

D_4 s'amorcent. La tension du condensateur diminue tout en restant positive et le courant dans le circuit résonant décrit une alternance négative complète ($F_c < F_r/2$) ou incomplète figure 3.8 (b).

3^{ème} séquence

Après la séquence où le convertisseur est au point stable (roue libre), le condensateur étant chargé positivement, on amorce les interrupteurs T_2 et T_3 ; cette séquence est similaire à la première séquence exceptée qu'une tension négative est appliquée au circuit oscillant figure 3.8 (c).

4^{ème} séquence

Au passage par zéro du courant, les interrupteurs T_2 et T_3 se bloquent et les diodes D_2 et D_3 s'amorcent. Cette phase est illustrée dans la figure 3.8 (d).

3.4.2 Résultat de simulation pour $F_c < F_r$

Les résultats de la simulation du convertisseur pour une fréquence de commutation F_c inférieure à la fréquence de résonance F_r sont montrés aux figures 3.9 et 3.10. La simulation a été effectuée à l'aide du logiciel Matlab / Simulink.

Les paramètres du circuit de simulation sont les suivants :

- Tension d'entrée $u = 200 \text{ V}$;
- Résistance $R = 1 \text{ } \Omega$;
- Inductance de résonance $L = 230 \cdot 10^{-6} \text{ H}$;
- Capacité de résonance $C = 500 \cdot 10^{-9} \text{ F}$;
- Fréquence de résonance $F_r = 14.84 \text{ kHz}$.

Ces formes d'ondes présentées dans chaque mode permettent de comprendre le fonctionnement des interrupteurs ainsi que les séquences d'amorçage et de blocage.

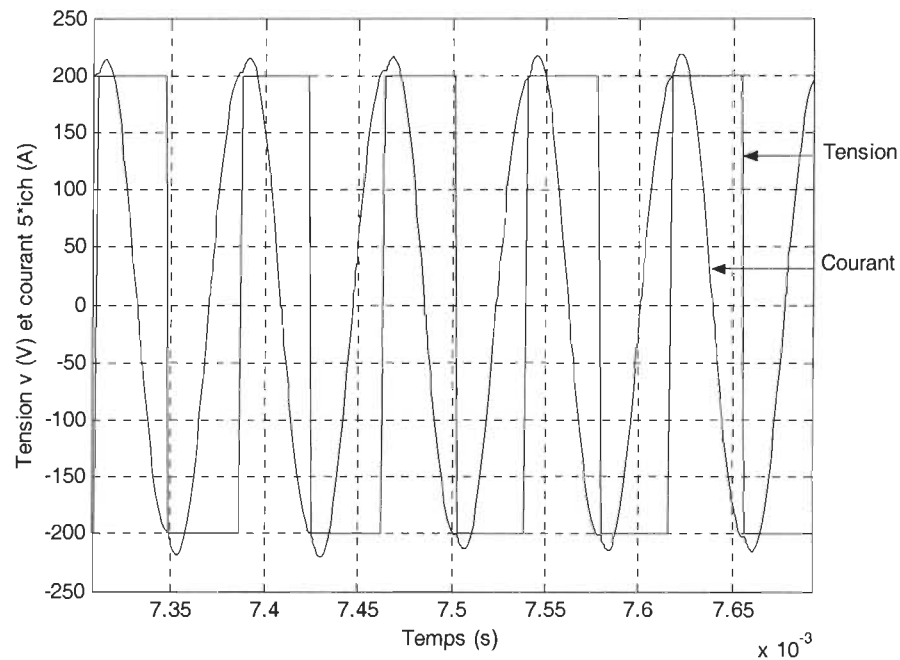


Figure 3.9 : Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour $F_c < F_r$

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

Cette étude peut être grandement facilitée par la représentation dans le plan $(V_c, Z \cdot i_L)$,

avec $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ (fig.3.10).

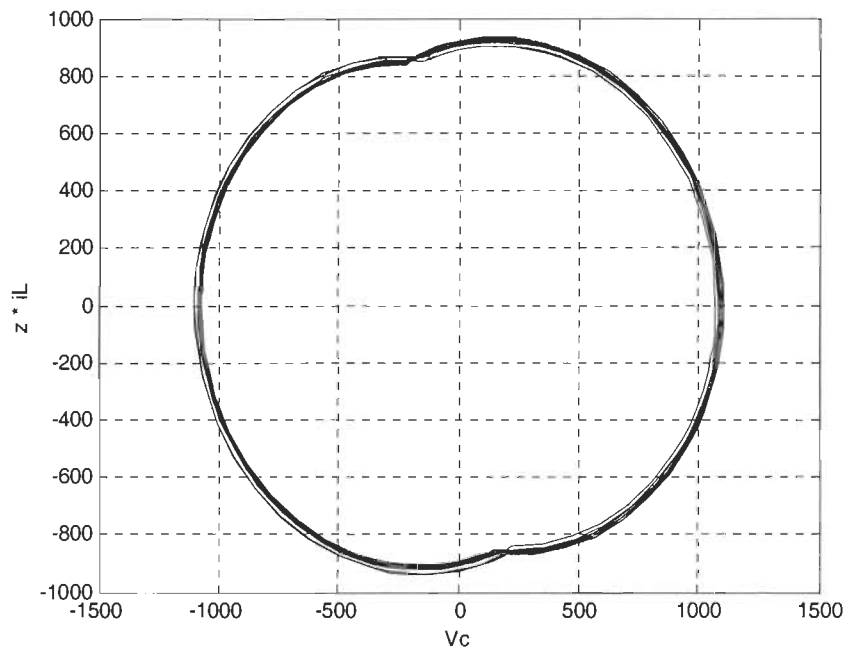


Figure 3.10 : Plan de phase pour $F_c < F_r$

Dans ce plan de phase, la trajectoire du point de fonctionnement est un arc de cercle centré sur un point et passant par le point représentatif des conditions initiales.

3.4.3 Résultat de simulation pour $F_c = F_r$

Il s'agit du cas limite entre les deux principaux modes d'opération (au dessous et au dessus de la fréquence de résonance). L'interrupteur fonctionne à fréquence fixe, ce mode d'opération présente un cas de fonctionnement particulier dans lequel la transition de tension se fait lorsque le courant dans la charge est nul.

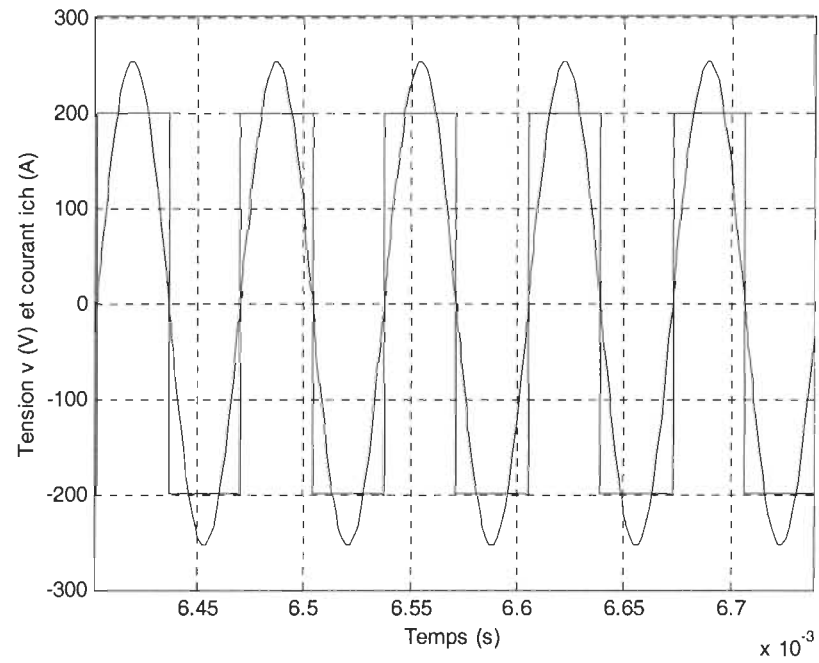


Figure 3.11 : Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour $F_c = F_r$

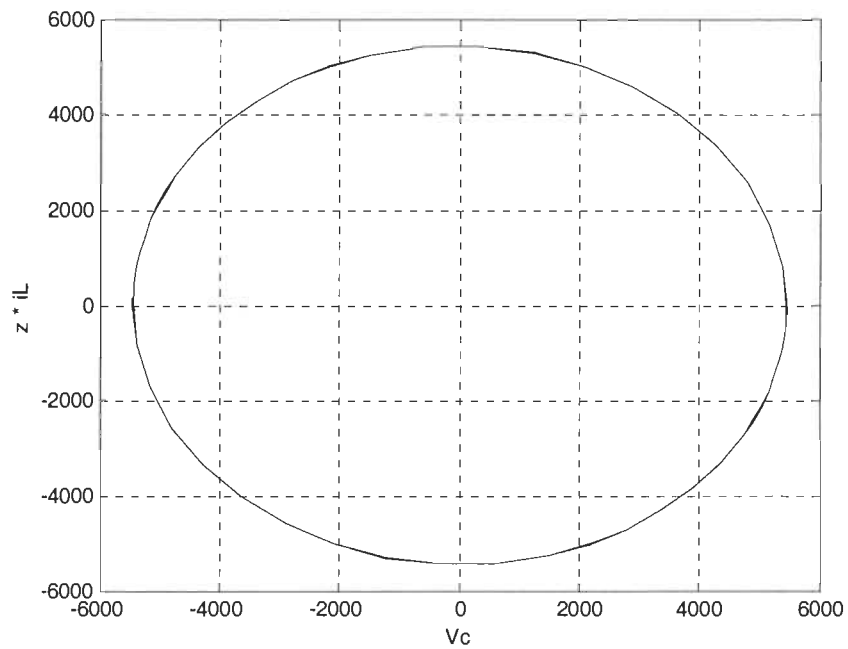


Figure 3.12 : Plan de phase pour $F_c = F_r$

3.4.4 Séquence de fonctionnement pour $F_c > F_r$

On déduit les différentes séquences de fonctionnement pour des fréquences d'opération supérieures à la fréquence de résonance [6].

1^{ière} séquence

Le condensateur du circuit étant chargé négativement, les interrupteurs T_1 et T_4 s'amorcent. Pendant cette séquence, la tension du condensateur change de polarité suivant une sinusoïde.

2^{ième} séquence

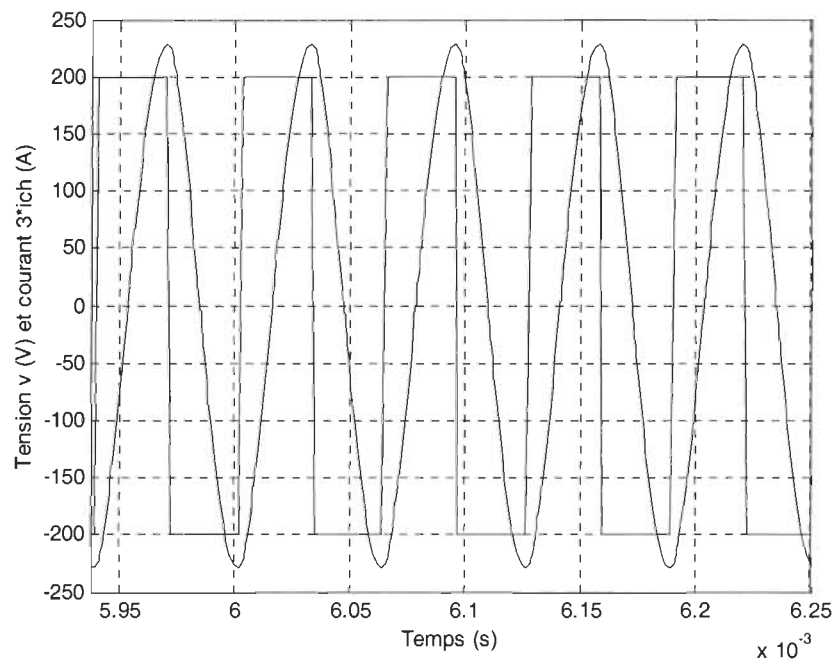
A la fin de la séquence précédente, le condensateur a atteint une tension positive. Lorsqu'on bloque les interrupteurs T_1 et T_4 , les diodes D_2 et D_3 s'amorcent. La tension du condensateur augmente pour atteindre sa valeur maximale et le courant dans le circuit résonant décrit une portion d'alternance pour s'annuler.

3^{ième} séquence

Le condensateur est chargé à sa valeur maximale. Les interrupteurs T_2 et T_3 s'amorcent. Cette séquence est similaire à la première au signe près du courant et de la tension dans le circuit oscillant.

4^{ième} séquence

Lorsqu'on bloque les interrupteurs T_2 et T_3 , les diodes D_1 et D_4 s'amorcent. Le courant décrit une portion d'alternance pour s'annuler et le cycle reprend.

3.4.5 Résultat de simulation pour $F_c > F_r$ Figure 3.13 : Formes d'ondes du courant et tension de l'onduleur pour $F_c > F_r$

Le courant i_{ch} dans la charge est en retard sur la tension de l'onduleur, alors le circuit résonant se comporte comme une charge inductive. Les formes d'ondes montrent que les interrupteurs doivent être à amorçage spontané et à blocage commandé.

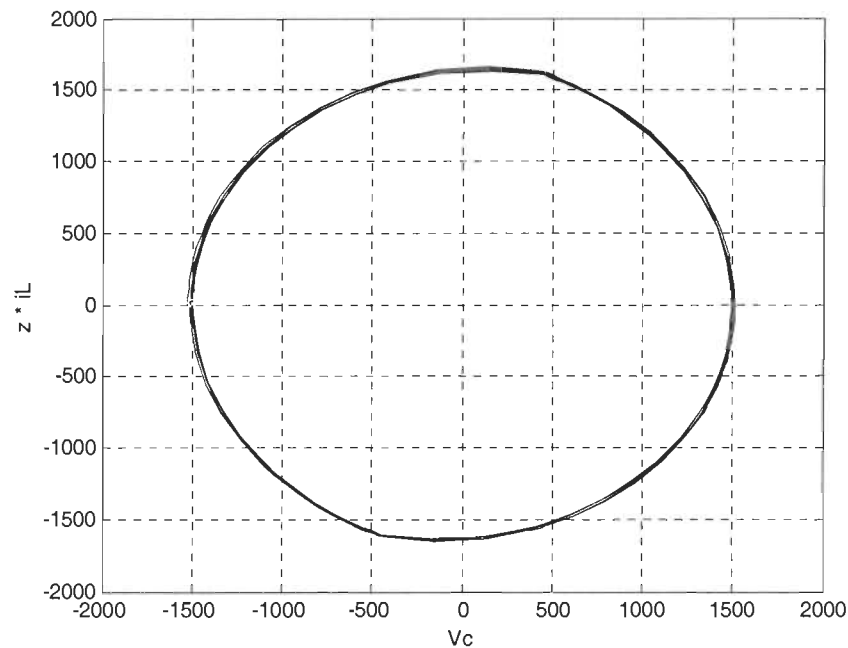


Figure 3.14 : Plan de phase pour $F_c > F_r$

3.5 Commande et régulation

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

3.5.1 Action sur la tension

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

- Autotransformateurs : ils sont utilisés aux faibles fréquences. Ils sont onéreux et encombrants.
- Redresseurs à thyristors : l'alimentation des convertisseurs par un redresseur à thyristors est beaucoup utilisée car les redresseurs apportent une grande souplesse, la régulation de tension ou courant et la protection rapide. Ils présentent toutefois quelques inconvénients [2] :
 - Une ondulation du signal de sortie élevée, ce qui nécessite l'emploi d'un filtre;
 - Le courant absorbé par le réseau contient beaucoup d'harmoniques;
 - Le facteur de puissance est bas à faible puissance.

3.5.2 Commande par déphasage

Il a été proposé en 1993 dans la référence [14] ; il s'agit d'une technique de commande d'un convertisseur à résonance série destiné au chauffage par induction appelée commande par déphasage.

En se plaçant toujours dans le cas d'une alimentation à partir d'une source de tension continue, le circuit le plus général permettant de réaliser la conversion continu- alternatif monophasée est la structure en pont (figure 3.2). Le principe de base consiste à déphaser d'un angle α les signaux de commande des deux bras d'interrupteur de cet onduleur (où $0 < \alpha < 180^\circ$). On obtient ainsi une onde de sortie dont la valeur moyenne est indépendante de toute fluctuation de la charge et de l'alimentation. Cette stratégie de commande offre une régulation de la puissance de façon directe en variant le déphasage entre les interrupteurs T_1 et T_4 .

La figure 3.15 présente le principe de fonctionnement des interrupteurs ainsi que la forme d'onde de la tension et du courant.

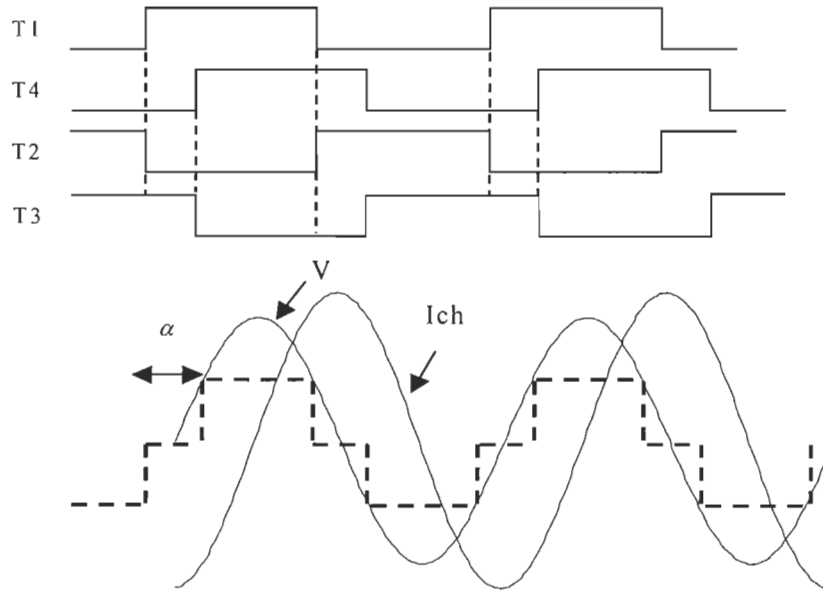


Figure 3.15 : Formes d'ondes de la tension et du courant commandé par déphasage

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

$$\Phi = \arg(Z_{in}) = \arctan \frac{(\omega_n^2 - 1)}{\omega_n} q \quad (3.4)$$

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

Avec

Z_{in} : Impédance d'entrée;

ω_n : Fréquence de commutation normalisée;

q : Facteur de qualité de la charge.

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

La puissance normalisée est [14] :

$$P_n = \frac{8}{\pi} q \cos^2(\Phi) \cos^2(\alpha/2) \quad (3.5)$$

D'après l'expression de la puissance normalisée indiquée dans l'équation (3.5), on trouve que la régulation de la puissance est assurée par l'asservissement de deux paramètres, d'une part par le déphasage α entre le fonctionnement des interrupteurs et d'autre part par le déphasage entre le courant et la tension de la charge Φ . Le problème particulier d'une commande par déphasage est la réalisation du circuit déphaseur qui devient plus complexe [14]. Par ailleurs, cette stratégie de commande fonctionne à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance ce qui n'est pas bénéfique pour le facteur de puissance ($FP < 1$).

3.6 Conclusion

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

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

Les structures de base ont beaucoup d'avantages : elles offrent une taille plus faible des composants passifs, une fiabilité accrue, une réduction des interférences électromagnétiques, etc. En effet, la régulation de la puissance dépend essentiellement de la fréquence de commutation.

Dans ce chapitre, nous avons discuté des principales stratégies de commande et de régulation des convertisseurs à résonance. On trouve d'autres techniques applicables dans le cas des topologies à résonance comme la commande par fréquence [6] et la commande par modulation de largeur d'impulsions MLI [8]. Cependant, dans les commandes ci-dessus mentionnées, on assiste à une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique du fait que les interrupteurs de puissance ne sont pas tout le temps commutés au passage par zéro soit de la tension ou du courant. De plus, ces commandes ne permettent pas de corriger le facteur de puissance.

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

Chapitre 4

Commande par modulation de densité d'impulsions -MDI-

4.1 Introduction

Il existe plusieurs stratégies de commande permettant la régulation de la puissance fournie à la charge (chapitre 3). La modulation de densité d'impulsions MDI est parmi les techniques de commande applicables dans le cas des topologies à résonance.

Pour le chauffage par induction, la commande d'un convertisseur à résonance à haute fréquence doit assurer les tâches suivantes :

- Commander le paramètre réglé (la puissance dans notre cas);

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

La technique de modulation de densité d'impulsions MDI a été introduite comme un moyen pour remédier aux inconvénients des méthodes de commande classiques. Aussi la technique a été proposée afin de réaliser un système d'échauffement capable de fonctionner à haute fréquence.

Une très bonne méthode consiste à commander les interrupteurs par rapport aux passages par zéro du courant et ce sur une grande plage de variation de la puissance de sortie [3] [15].

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

$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L C}}$ ce qui facilite la réalisation du montage. L'application de la MDI dans le cas d'un

pont onduleur monophasé, ne requiert qu'un condensateur de valeur réduite pour le filtrage, ce qui est très bénéfique pour le facteur de puissance [2].

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de la stratégie de commande MDI et de régulation appropriée du convertisseur à résonance série qui emploie, comme interrupteur électronique, des transistors. Ces derniers sont capables de fonctionner à des fréquences élevées (au-delà de 100 kHz) [2] afin de générer des puissances suffisantes.

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

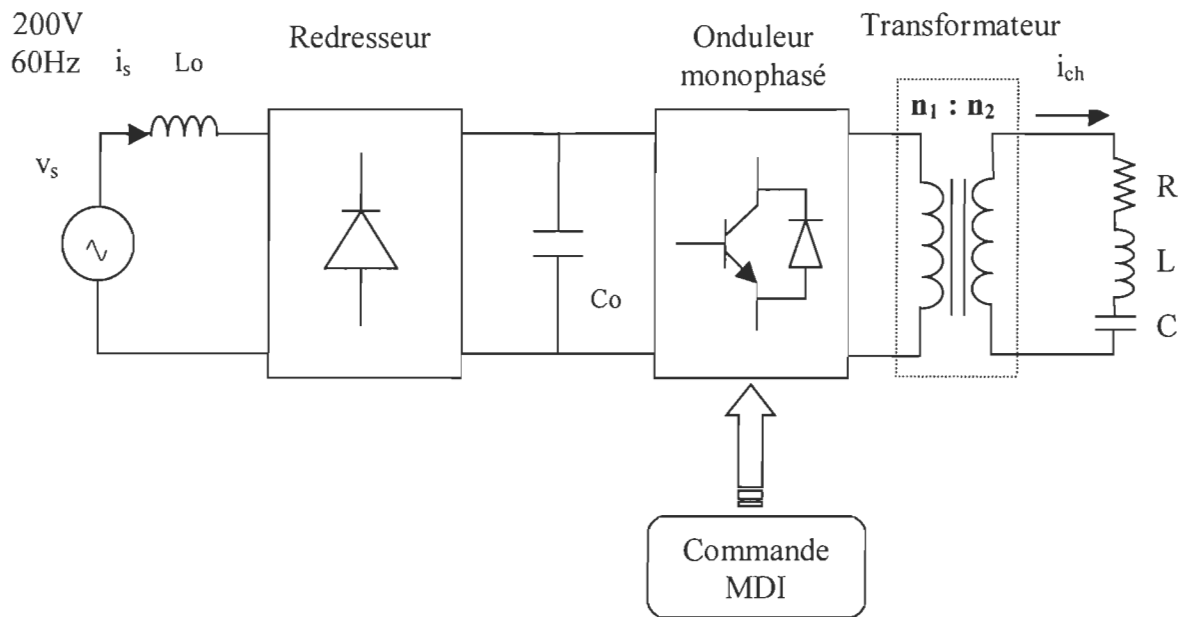


Figure 4.1 : Schéma-bloc d'onduleur MDI

4.2 Description du système

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

- une source de tension alternative de (200 V, 60 Hz);
- un pont de quatre diodes qui permet de redresser le courant issu de la source;
- une capacité est alimentée à la sortie du redresseur afin de filtrer le signal courant;
- un convertisseur à résonance série monophasé;
- des interrupteurs T_1 à T_4 qui sont des transistors commandables, interconnectés avec des diodes anti-parallèles D_1 à D_4 .

Cet onduleur à haute fréquence est utilisé pour créer une onde de courant haute fréquence dont l'amplitude est modulé par la commande MDI. La sortie de l'onduleur alimente un transformateur haute fréquence de rapport n_1/n_2 qui sert d'une part à adapter la charge et d'autre

part à assurer l'isolation galvanique entre le circuit de puissance et la charge. Le secondaire du transformateur alimente un circuit résonant RLC.

L'étage de puissance est montré en détail à la figure 4.2.

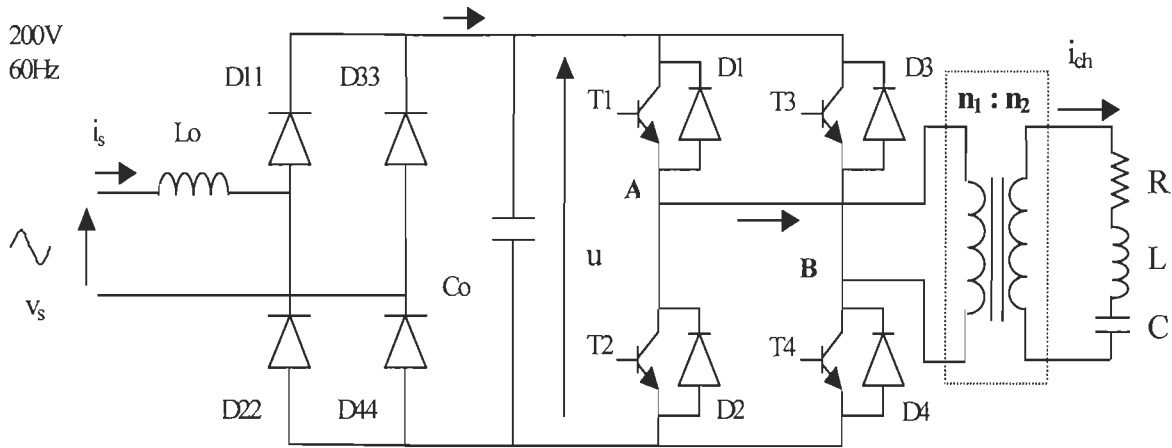


Figure 4.2 : Étage de puissance

Liste de paramètres :

$R = 0.15 \, \Omega$; $L = 5 \, \mu\text{H}$; $C = 21.988 \, \text{nF}$;

$C_o = 1 \, \mu\text{F}$; $L_o = 70 \, \mu\text{H}$; $F_c = 480 \, \text{kHz}$.

4.3 Principe de la commande MDI

La modulation de densité d'impulsions MDI est une commande par train d'ondes. Dans ce cas, la tension est applicable à la charge durant un certain nombre de cycles entiers suivis d'un intervalle d'arrêt (une tension nulle). En effet, dans un circuit de commande basé sur la MDI, la régulation de la puissance est assurée en ajustant et en diminuant les nombres d'impulsions dans une période $T = N T_r$ (N est un nombre entier de cycle résonant) [2] [3] [15]. Cette technique permet

de diminuer les pertes de puissance au niveau des interrupteurs tout en maintenant un bon facteur de puissance [16].

Le tableau 4.1 présente une comparaison des caractéristiques de 3 types de commande de l'onduleur à haute fréquence [2], chaque technique de commande assure la variation de la puissance de la charge. Les résultats illustrés sont obtenus à l'aide d'une analyse théorique de variation de la fréquence et de courant du blocage au niveau du drain des interrupteurs (Annexe A.2).

Tableau 4.1 : Comparaison de 3 types de commande de l'onduleur à 50 % de la puissance nominale avec $q = 10$

	FC	PS	MDI
Fréquence de commutation	$1.05 F_r$	$1.03 F_r$	F_r
Fréquence de fonctionnement résultante	$1.05 F_r$	$1.03 F_r$	$0.68 F_r$
Angle de phase : Φ (degré)	45	23.7	0
Courant drain de blocage I_{off} / I_0	50 %	64 % (avance) 0.5 (retard)	0 %
Fréquence d'ondulation	$2.1 F_r$	$2.06 F_r$	$0.31 F_r$

FC : Commande par fréquence

PS : Commande par déphasage

MDI : Commande par modulation de densité d'impulsions

Les hypothèses ci-dessous sont considérées dans cette étude théorique :

- La charge du convertisseur est un circuit RLC résonant avec un facteur de qualité $q = 10$;
- Aucune capacité d'amortissement n'est utilisée aux niveaux des MOSFETS;

- Le convertisseur fonctionne à 50 % de sa pleine puissance.

Le tableau donne une idée sur les points forts de la commande MDI. Nous remarquons que l'angle de phase dans la MDI est nul, alors qu'il est plus ou moins important dans les autres commandes FC et PS. Un autre avantage concerne le courant drain de blocage I_{off} / I_0 , ce dernier est toujours égal à zéro % dans la MDI, ce qui n'est pas le cas dans les autres commandes. Par conséquent, ces dernières commandes nécessitent l'emploi d'un circuit amortisseur (snubber) plus important. Par ailleurs, nous trouvons que la fréquence de fonctionnement est égale à la fréquence de résonance dans la MDI, elle augmente de 5 % pour la FC et de 3 % pour la PS. Cette comparaison assure les avantages de la commande MDI; elle permet d'avoir un bon facteur de puissance au niveau de la charge et un bon rendement.

Dans une commande à base de contrôle MDI, trois modes de fonctionnement sont proposés [2] [3] [15] (figure 4.3). Étant donné que la fréquence de commutation des interrupteurs est égale à la fréquence de résonance, nous avons :

$$\begin{aligned}\omega_c = \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} &\Rightarrow 2\pi F_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ \Rightarrow F_c &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\end{aligned}\quad (4.1)$$

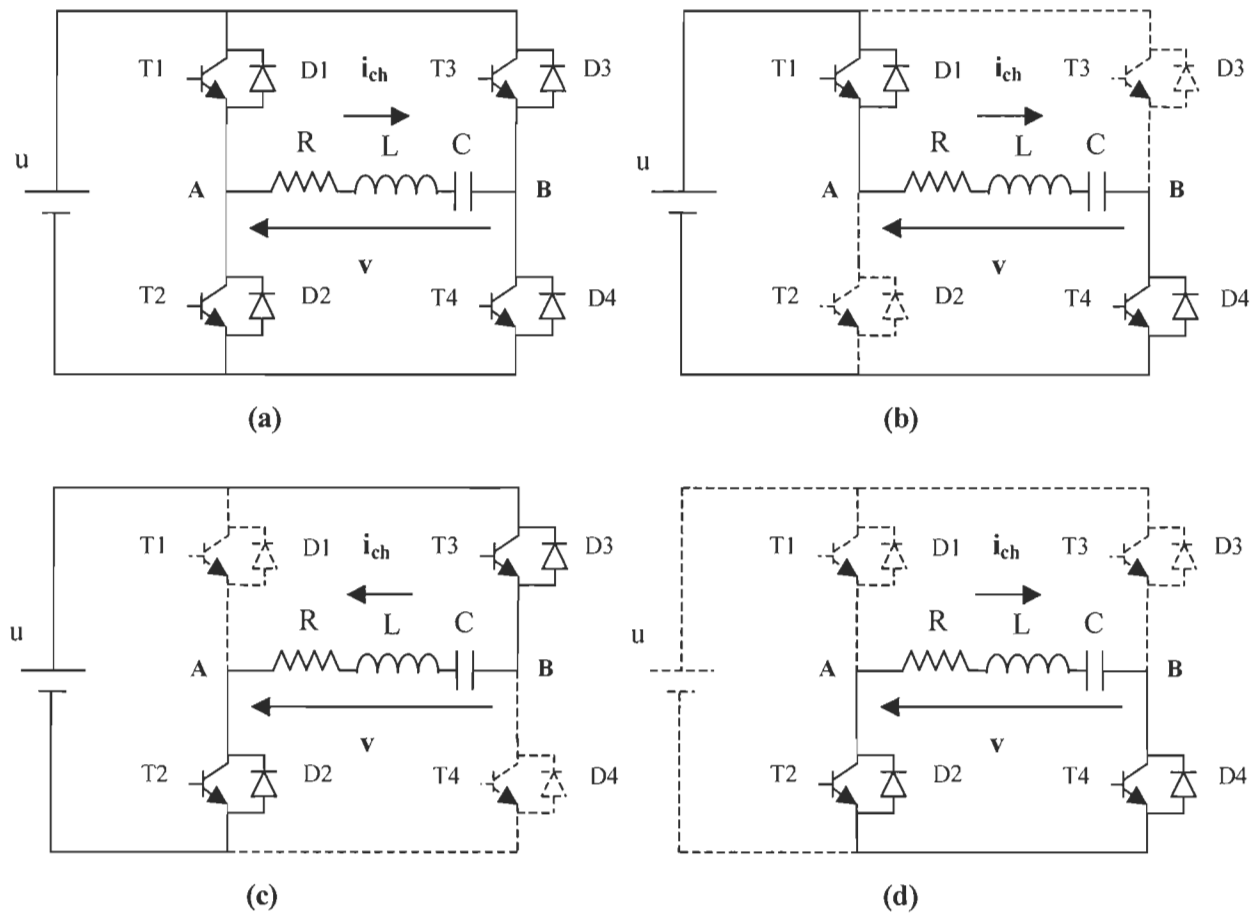


Figure 4.3 : Modes de fonctionnement de l'onduleur par MDI

(a) circuit équivalent; (b) Mode I; (c) Mode II;

(d) Mode III

Mode I (fig.4.3.b) : représente un fonctionnement normal de l'onduleur, T_1 et T_4 sont passants, T_2 et T_3 sont bloqués. Dans ce cas la tension de l'onduleur $V_{AB} = + u$.

Mode II (fig.4.3.c) : T_1 et T_4 sont bloqués et T_2 et T_3 sont passants; la tension de l'onduleur est donc $V_{AB} = - u$.

Mode III (fig.4.3.d) : représente la roue libre, T_2 et T_4 sont passants. Cependant la charge est déconnectée de la source et la tension aux bornes de la charge devient nulle $V_{AB} = 0$, on parle ici de ratage des cycles résonants.

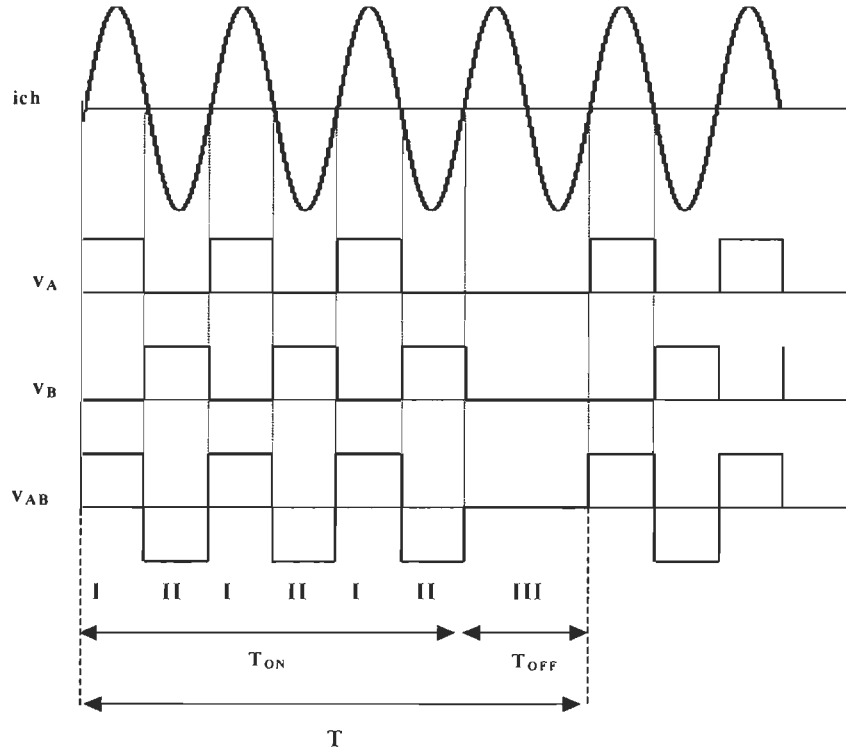


Figure 4.4 : Principe de la commande MDI

La figure 4.4 illustre le principe de la technique de la MDI qui est basé sur le contrôle de la puissance. Elle présente un cas de densité d'impulsions :

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

$$T_{ON} = N_1 T_r \quad (4.3)$$

$$T_{OFF} = N_2 T_r \quad (4.4)$$

Tel que les formes carrées de la tension sont produites lorsque le convertisseur à résonance fonctionne au mode I et au mode II alternativement pendant une période T_{ON} de 3 cycles

résonants, la tension varie de $+u$ à $-u$. Chaque mode de fonctionnement est illustré pendant la moitié d'un cycle résonant. Le 4^{ème} cycle résonant présente un trou T_{OFF} , une tension nulle est appliquée aux bornes du circuit résonant $V_{AB} = 0$, cette étape correspond au mode III (roue libre).

4.4 Étude analytique

4.4.1 Calcul du courant résonant

Dans le cadre de l'étude analytique, nous supposons que les interrupteurs sont idéaux, autrement dit les temps de commutation et la chute de tension lors de la conduction sont négligés. En supposant la tension d'entrée parfaitement filtrée et les commutations instantanées, l'étude du convertisseur à résonance série est réduite à l'étude de la réponse du circuit oscillant série supposé sans perte et excité par une tension carré $v(t) = \pm u$, avec une fréquence de fonctionnement $\omega = \omega_r$.

Le modèle serait donc bien décrit par la réponse d'un circuit résonant série RLC en pleine onde (figure 4.3.a).

L'équation différentielle s'écrit :

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

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

Notons que :

$$\tau = \frac{2L}{R} = \frac{2q}{\omega_r} \quad (4.6)$$

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

Où,

τ : Constante de temps de l'enveloppe;

q : Facteur de qualité du circuit résonant;

ω_r : Pulsation du circuit résonant.

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

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

D'après le développement en série de Fourier effectué dans l'annexe A.1 (équations (A.1), (A.2),

(A.3) et (A.4)), nous trouvons que : $v_1 = \frac{4u}{\pi} \quad et \quad \varphi_1 = -\frac{\pi}{2}$

Donc le fondamental de la tension peut s'écrire comme suit :

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

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

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

$$\frac{d^2 i_{ch}}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di_{ch}}{dt} + \omega_r^2 i_{ch} = \frac{4u}{\pi L} \omega_r \cos(\omega_r t) \quad (4.10)$$

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

- Solution sans second membre

La solution homogène de l'équation (4.10) donne

$$x^2 + \frac{R}{L}x + \omega_r^2 = 0 \quad (4.11)$$

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

Notons que la commande du convertisseur se fait par la technique de modulation de densité d'impulsions MDI. La MDI fonctionne à la fréquence de résonance, ce qui implique que

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

A part les avantages de la commande MDI mentionnés ci-dessus, dans la référence [2], Akagi fait l'hypothèse simplificatrice suivante :

$$\frac{2\omega_r L}{R} = 2q \gg 1 \quad (4.13)$$

D'après (4.6) et (4.13) nous trouvons :

$$\omega_r \gg \frac{R}{2L} \Rightarrow \omega_r \gg \frac{1}{\tau} \quad (4.14)$$

D'après (4.12), (4.13) et (4.14), la solution de l'équation (4.11) devient :

$$x = -\frac{R}{2L} \pm \omega_r j \quad (4.15)$$

Donc la solution homogène i_h peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_h(t) = \{A \cos(\omega_r t) + B \sin(\omega_r t)\} e^{\frac{-R}{2L}t} \quad (4.16)$$

- Solution particulière

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

$$i_p(t) = \frac{4u}{\pi R} \sin(\omega_r t) \quad (4.17)$$

- Solution générale

$$i_{ch}(t) = \{A \cos(\omega_r t) + B \sin(\omega_r t)\} e^{\frac{-R}{2L}t} + \frac{4u}{\pi R} \sin(\omega_r t) \quad (4.18)$$

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

Nous trouvons $A=0$, et $B = -\frac{4u}{\pi R}$

L'expression du courant i_{ch} en pleine onde [5] peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_{ch}(t) = \frac{4u}{\pi R} (1 - e^{\frac{-R}{2L}t}) \sin \omega_r t \quad (4.19)$$

Lorsque la commande MDI est appliquée au circuit résonant avec un facteur de qualité supérieur à 1 ($q \gg 1$), le courant de la charge présente une forme sinusoïdale à la fréquence de résonance et limitée par une enveloppe qui illustre la réponse d'un système de 1^{ière} ordre (figure 4.5).

Alors, le courant résonant de la charge peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_{ch}(t) = i_E(t) \sin \omega_r t \quad (4.20)$$

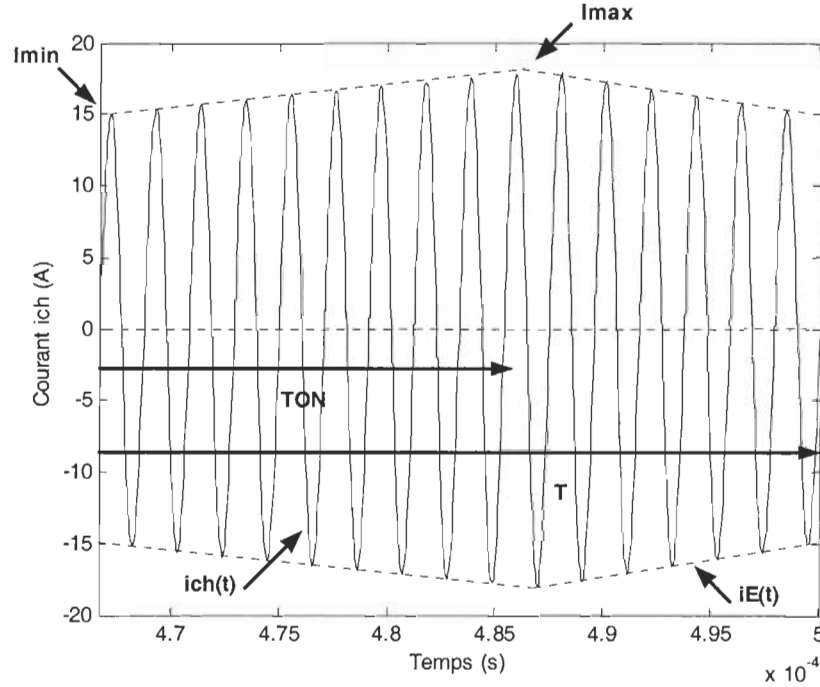


Figure 4.5 : Forme du courant à la charge

D'après la figure 4.5 ci-dessus, l'expression du courant d'enveloppe peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} i_E(t) = A(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + B & 0 < t < T_{ON} \end{cases} \quad (4.21)$$

$$\begin{cases} i_E(t) = C e^{-\frac{t-T_{ON}}{\tau}} & T_{ON} < t < T \end{cases} \quad (4.22)$$

Avec : $\tau = \frac{2L}{R}$

Nous cherchons A, B et C

$$\text{À } t=0 \quad i_E(0) = I_{\min} = B \quad (4.23)$$

$$t \rightarrow \infty \quad i_E(\infty) = \hat{I} = A + B \quad (4.24)$$

$$t = T_{ON} \quad i_E(T_{ON}) = C \quad (4.25)$$

D'après (4.23), (4.24) et (4.25) l'expression de l'enveloppe du courant devient sous la forme suivante [2] [5] :

$$\begin{cases} i_E(t) = \hat{I} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + I_{min} e^{-\frac{t}{\tau}} & 0 < t < T_{ON} \end{cases} \quad (4.26)$$

$$\begin{cases} i_E(t) = i_E(T_{ON}) e^{-\frac{t-T_{ON}}{\tau}} & T_{ON} < t < T \end{cases} \quad (4.27)$$

Avec

\hat{I} : Courant maximal de i_E dans le cas où $T_{ON} / T = 1$; dans ce cas le convertisseur fonctionne en mode I et II, l'équation (4.27) donne $i_E(t) = \hat{I}$ en régime permanent;

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

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

$$i_E(t=0) = i_E(t=T)$$

$$I_{min} = [\hat{I} (1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}) + I_{min} e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}] e^{-\frac{T-T_{ON}}{\tau}}$$

Donc

$$I_{min} = \hat{I} \frac{1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad (4.28)$$

Si le facteur de qualité q tend vers l'infini ($q \rightarrow \infty$) alors, τ tend vers l'infini ($\tau \rightarrow \infty$) et l'amplitude de l'enveloppe i_E du courant résonant deviendra proportionnelle à la densité d'impulsions.

En utilisant le développement de $e^{\frac{T_{ON}}{\tau}}$ et $e^{\frac{T}{\tau}}$ au voisinage 0, les équations (4.26), (4.27) et (4.28), nous obtenons :

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} i_E = \hat{I} D \quad (4.29)$$

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

4.4.2 Expression de la puissance moyenne

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

En utilisant la commande MDI [2], l'expression de la puissance peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i_{ch}(t) dt \quad (4.30)$$

$$P = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T_{ON}} v(t) i_{ch}(t) dt + \int_{T_{ON}}^T v(t) i_{ch}(t) dt \right\} \quad (4.31)$$

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

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

De (4.8), (4.20) et (4.33), nous obtenons :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v(t) i_E(t) \sin \omega_r t dt \quad (4.34)$$

$$P = \frac{4u}{T\pi} \int_0^{T_{ON}} i_E(t) \sin^2 \omega_r t dt \quad (4.35)$$

En utilisant le principe de la commande MDI (la commande des interrupteurs par rapport aux passages par zéro) ainsi que l'hypothèse (4.14) proposé par Akagi [2], le développement de l'équation ci-dessus avec (4.26) et (4.27) donne une expression de la puissance moyenne simplifiée (Annexe A.3).

$$P = P_{\max} \left\{ \frac{T_{ON}}{T} - \frac{\tau}{T} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) (e^{\frac{T_{ON}}{\tau}} - e^{\frac{T}{\tau}}) \right\} \quad (4.36)$$

Avec $P_{\max} = \frac{2}{\pi} u \hat{I}$ (4.37)

Nous allons énumérer deux autres hypothèses qui simplifient le traitement mathématique des équations de départ et aident sur l'analyse du courant ainsi que la puissance de la charge.

Première hypothèse : la période de fonctionnement de la MDI ($T = N T_r$) est très inférieure à la période de l'enveloppe τ ($T \ll \tau$).

Deuxième hypothèse : la période de fonctionnement de la MDI ($T = N T_r$) est très supérieure à la période de l'enveloppe τ ($T \gg \tau$).

- Cas où T est très inférieure à τ $T \ll \tau$

Le circuit RLC est peu amorti. Dans ce cas, l'amplitude du courant résonant est proportionnelle à la densité d'impulsions (4.29), et la puissance de sortie aura une expression qui est proportionnelle au carré de densité d'impulsions.

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} P = P_{\max} D^2 \quad (4.38)$$

- Cas où T est très supérieure à τ ($T \gg \tau$)

Le circuit RLC est moins amorti. La puissance de sortie deviendra proportionnelle à la densité d'impulsions

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} P = P_{\max} D \quad (4.39)$$

De l'analyse faite auparavant, nous pouvons envisager un autre avantage de la technique MDI. En effet, on peut régler la puissance en agissant sur un seul paramètre : la densité d'impulsions D.

La commande MDI consiste à fixer la séquence T ($T = N T_r$) qui représente un nombre entier d'impulsions et à moduler la densité de ces impulsions de manière à adapter le courant et la puissance désirée. Le choix de N représente les différentes possibilités et niveaux de puissance. Chaque niveau doit présenter une période $T_{ON} = N_1 T_r$ suivi d'une période $T_{OFF} = N_2 T_r$ (où on rate des cycles).

Par exemple, si on considère une période de cinq cycles résonants $T = 5 T_r$, la commande MDI présentera cinq possibilités de fonctionnement. En effet, sa densité d'impulsions D sera variée de 5/5, 4/5, jusqu'à 1/5. Chaque valeur de D donnera un niveau de puissance qui est différent des autres (4.38). Cette étude permettra d'obtenir une plage de puissances qui varie de 100% à $(20\%)^2$ de sa puissance maximale.

La régulation de puissance avec la modulation de densité d'impulsions MDI peut se faire de plusieurs façons [3] [7]. Il faudrait donc déterminer la stratégie de commande qui affecte le moins possible le facteur de puissance. Alors, la méthode MDI admet deux stratégies [7] :

- MDI régulière : présente le principe simple de la commande. En effet, pendant une période $T = N T_r$, on considère une période T_{ON} (fonctionnement normal de l'onduleur) suivi directement d'une autre période T_{OFF} où on rate les cycles résonants (trous). La figure 4.6 (b) présente la forme de la tension illustrée par MDI régulière.
- MDI non régulière : présente un nombre très grand de séquences partielles, ceci est dû aux choix de la position et de l'emplacement des trous. Dans ce cas, on choisit de rater les cycles d'une manière symétrique pendant une séquence T afin de diminuer l'amplitude des sous harmoniques au niveau de la charge (figure 4.6 (c)).

Revenons au même exemple d'une séquence $T = 5 T_r$. On peut obtenir au moins 5 cas et ceci dépendra de la manière de choisir la position des trous. Nous considérons 2 cas de densité d'impulsions ($D = 5/5$ et $D = 3/5$) à discuter.

Pour $D = 5/5$ (100%) : le courant est maximal ainsi que la puissance, on parle d'une forme pleine onde. On pourra avoir une seule possibilité de fonctionnement (figure 4.6 (a)).

Pour $D = 3/5$ (60%) : lorsque la modulation est appliquée, le courant subit une modulation d'amplitude avec une amplitude plus basse. La puissance sera réduite à $(60\%)^2$ de sa puissance maximale. Deux cas sont possibles soit régulière figure 4.6 (b) soit non régulière figure 4.6 (c).

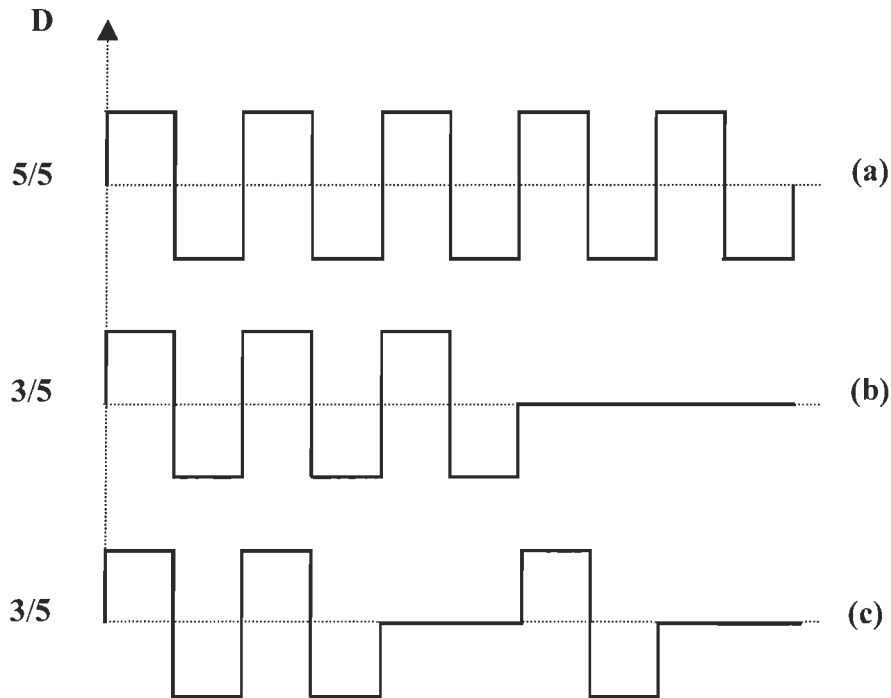


Figure 4.6 : Différents principes de la MDI : (a) Pleine onde;
(b) MDI régulière; (c) MDI non régulière

Dans l'article [3], Hugo Calleja a proposé la technique MDI pour commander un onduleur monophasé qui est destiné au chauffage par induction. En effet, il a présenté une autre solution concernant l'utilisation de la méthode MDI. L'idée est d'utiliser la séquence T avec un nombre N très grand afin de régler la puissance de sortie [3]. Cette méthode offre un meilleur résultat car elle permettra d'avoir une plage de puissances importante d'un côté, et d'un autre côté elle permettra d'obtenir plusieurs choix et niveaux de puissance.

4.4.3 Notion de facteur de puissance

Les convertisseurs statiques se présentent comme une charge non linéaire face à la source d'alimentation. En plus d'être non sinusoïdaux, les courants absorbés par le convertisseur présentent des déphasages plus ou moins prononcés par rapport à la tension. Ainsi les phénomènes combinés de distorsion et de déphasage du courant affectent sérieusement le facteur de puissance aussi bien à la source qu'à la charge. La détermination des paramètres électriques associés aux puissances et au facteur de puissance est possible par une analyse plus détaillée du courant fourni par la source ou absorbé par la charge.

Si une source de tension $v_s(t)$ est appliquée à une charge non linéaire, le courant absorbé $i(t)$ est périodique mais non sinusoïdal; on peut le décomposer en série de Fourier. Nous pouvons donc poser les expressions suivantes pour la tension et le courant :

$$v_s(t) = V \sin(\omega t) = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t) \quad (4.40)$$

$$\begin{cases} i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \\ I_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad et \quad \varphi_n = \text{Artg}\left(-\frac{B_n}{A_n}\right) \end{cases} \quad (4.41)$$

Avec

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(n\omega t) dt$$

A_n et B_n sont les coefficients de Fourier;

I_n est la valeur maximale du $n^{\text{ième}}$ harmonique.

Le facteur de puissance d'un tel circuit est, par définition, le rapport de la puissance active P et de la puissance apparente S :

$$FP = \frac{P}{S} \quad (4.42)$$

La puissance apparente est définie par

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + P_d^2} = V_{eff} I_{eff} \quad (4.43)$$

Où Q est la puissance réactive et P_d est la puissance de distorsion.

Lorsqu'une charge non linéaire est alimentée par une source de tension sinusoïdale, les puissances P , Q , P_d et S s'expriment respectivement par :

$$P = V_{eff} I_{eff1} \cos \varphi_1 \quad (4.44)$$

$$Q = V_{eff} I_{eff1} \sin \varphi_1 \quad (4.45)$$

$$P_d = V_{eff} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{effn}^2} \quad (4.46)$$

$$S = V_{eff} I_{eff} \quad (4.47)$$

Où :

P et Q sont délivrées uniquement par le terme fondamental du courant.

I_{eff1} : La valeur efficace du courant fondamental;

φ_n : Le déphasage entre le courant et la tension d'alimentation sinusoïdale;

V_{eff} : La valeur efficace de la tension sinusoïdale;

I_{effn} : La valeur efficace du courant harmonique de rang n ;

I_{eff} : Le courant efficace incluant le courant fondamental et les harmoniques. Son expression est donnée par :

$$I_{eff} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{effn}^2} \quad (4.48)$$

Par ailleurs le facteur de puissance FP se définit à partir des égalités (4.42), (4.44) et (4.47) comme étant le produit de deux facteurs FD_p et FD_i :

$$FP = FD_p \cdot FD_i \quad (4.49)$$

Avec

$$FD_p = \cos(\varphi_1) \quad (4.50)$$

$$FD_i = \frac{I_{eff1}}{I_{eff}} \quad (4.51)$$

Où FD_p est le facteur de déplacement qui exprime le déphasage entre le courant fondamental et la tension sinusoïdale; tandis que FD_i est le facteur de distorsion.

Étant donné que le taux de distorsion harmonique THD est donné par l'expression suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{effn}^2}}{I_{eff1}} \quad (4.52)$$

D'après l'équation (4.52), le facteur de puissance peut s'écrire sous une autre forme :

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cdot FD_p \quad (4.53)$$

Le facteur de puissance est dit en retard lorsque le courant fondamental est en retard sur la tension sinusoïdale ou lorsqu'il s'agit d'une charge consommatrice de puissance réactive ($\varphi_1 < 0$);

alors que le facteur de puissance est dit en avance lorsque le courant est en avance sur la tension ou lorsqu'il s'agit d'une charge fournissant de la puissance réactive ($\varphi_1 > 0$).

Il existe par nature deux types de charges qui absorbent ou fournissent de la puissance réactive :

- Tous les dispositifs nécessitant un champ magnétique alternatif tels que les bobines, les moteurs, etc.
- Les convertisseurs statiques, même s'ils ne nécessitent aucun champ magnétique. Cette situation se présente, par exemple, quand la circulation est retardée par un interrupteur commandable (thyristor ou transistor) dont l'ouverture ou la fermeture est synchronisée sur le réseau. Ces convertisseurs statiques sont par ailleurs des charges non linéaires, donc sont des générateurs de courants harmoniques.

Lorsque l'une de ces charges ($FP < 1$) est connectée au réseau électrique, la source fournit, en plus de la puissance active, la puissance réactive et la puissance de distorsion. Le transport de la puissance de distorsion occasionne un échauffement supplémentaire des conducteurs de ligne reliant la source à la charge.

On définit les pertes Joule dans les câbles comme suit :

$$P_{J\text{câble}} = R_{\text{câble}} I^2 = R_{\text{câble}} \left(\frac{S}{V_{\text{eff}}} \right)^2 = R_{\text{câble}} \left(\frac{P^2 + Q^2 + P_d^2}{V_{\text{eff}}^2} \right) \quad (4.54)$$

À P et Q fixés par une charge, $P_{J\text{câble}}$ croît comme P_d^2 . Ces pertes dues à la puissance de distorsion peuvent être énormes et indésirables pour des raisons de fiabilité technique et économique du réseau.

Les courants harmoniques responsables de la distorsion génèrent aussi des ondes électromagnétiques qui perturbent les systèmes de communication. Par ailleurs, la demande de puissance réactive excessive est l'une des principales causes d'instabilité des réseaux d'énergie électrique. Le transport des puissances réactive et de distorsion est coûteuse aussi bien aux consommateurs qu'aux producteurs de l'énergie électrique. Pour minimiser les coûts de transport, les consommateurs préfèrent une production locale de l'énergie réactive et une compensation locale des courants harmoniques : on parle alors de la correction de facteur de puissance. Une des solutions idéales de la correction de ce facteur est que ce dernier doit être unitaire.

4.5 Résultats de simulation

4.5.1 Résultats en boucle ouverte

Nous avons effectué la simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Le montage utilisé pour faire la simulation est illustré à la figure 4.2.

Dans un premier temps, nous limiterons l'étude et la conception de la MDI en boucle ouverte à un onduleur monophasé, alimenté par une source de tension continue. Le montage de simulation de cette structure est montré à l'annexe B.1.

Les simulations ont été faites avec le cahier de charge suivant :

- Paramètres de la charge

$$R = 0.15 \quad \Omega;$$

$$L = 5 \quad \mu H ;$$

$$C = 21.988 \quad nF;$$

- Rapport du transformateur $n_1/n_2 = 8$;

- Tension de l'alimentation

$$u = 200 \text{ V};$$

- Fréquence de commutation

$$F_c = 480 \text{ kHz.}$$

Le bloc de commande MDI des interrupteurs est proposé à l'aide d'une table (N lignes, 2*N colonnes) capable de générer une période T de N cycles carrés, la période de chaque cycle est égale à la période de résonance (Annexe B.1). Nous étudierons une commande MDI non régulière, deux séquences seront traitées N = 8 et N = 16.

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

4.5.1.1 Résultats de la séquence $T = 8 T_r$

Dans ce cas la densité d'impulsions D prend plusieurs valeurs, elle varie de 1/8 (qui correspond à la puissance la plus faible) jusqu'à 8/8 (pleine onde). Les résultats de simulation pour le régime permanent du système seront présentés ci-dessous. Les figures illustrent les différentes formes d'onde de courant, de tension ainsi que les signaux de commande. Ces derniers présentent une séquence de 8 cycles résonants, ils sont choisis d'une manière non régulière. Le courant prend une forme sinusoïdale, son amplitude s'atténue en diminuant la densité d'impulsions D. En effet, pour une valeur de 100 % de D, le courant de la charge atteint une valeur maximale de 25 A. Pour D égale à 1/8, le courant de la charge prend une valeur de 3 A. La tension présente une forme carrée qui varie de -200 à 200 V. Les formes du courant et de la tension assurent la commutation au passage par zéro, ceci implique que les interrupteurs commutent au passage par zéro du courant et de la tension.

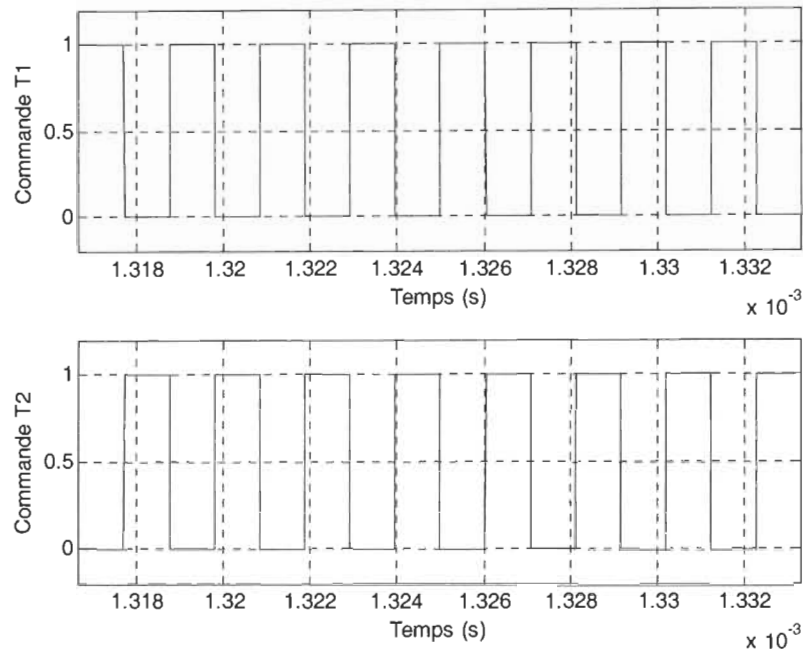


Figure 4.7 : Signaux de commande des transistors T1 et T2 pour $D = 8/8$

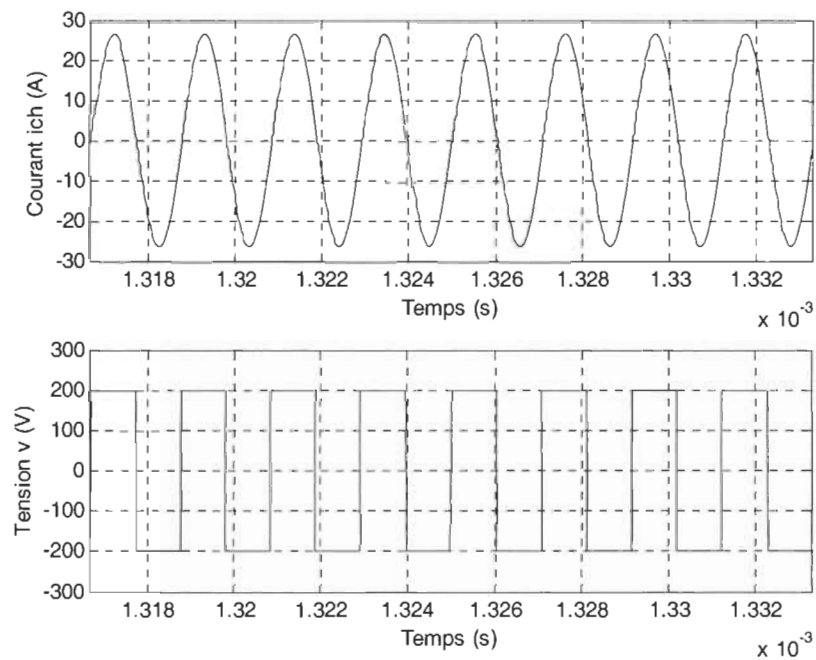


Figure 4.8 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 8/8$

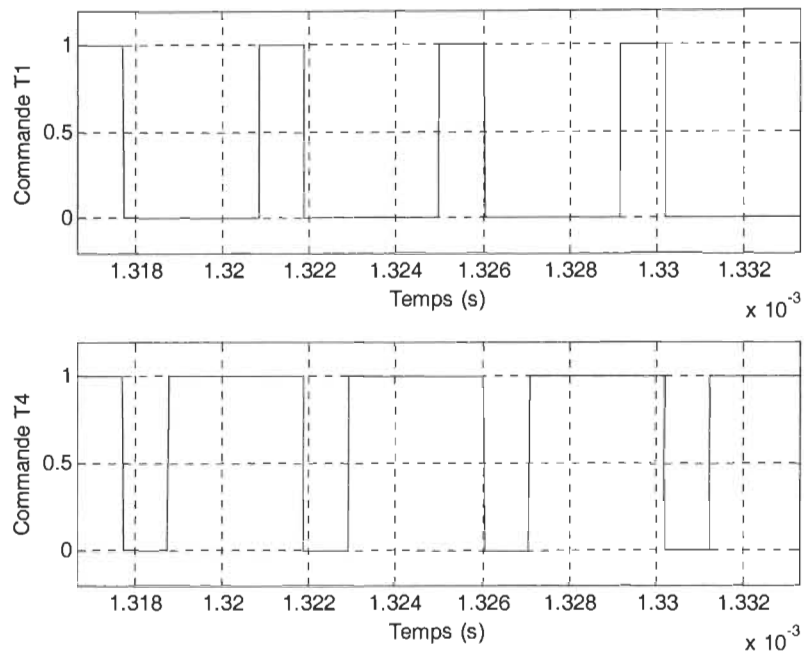


Figure 4.9 : Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 4/8$

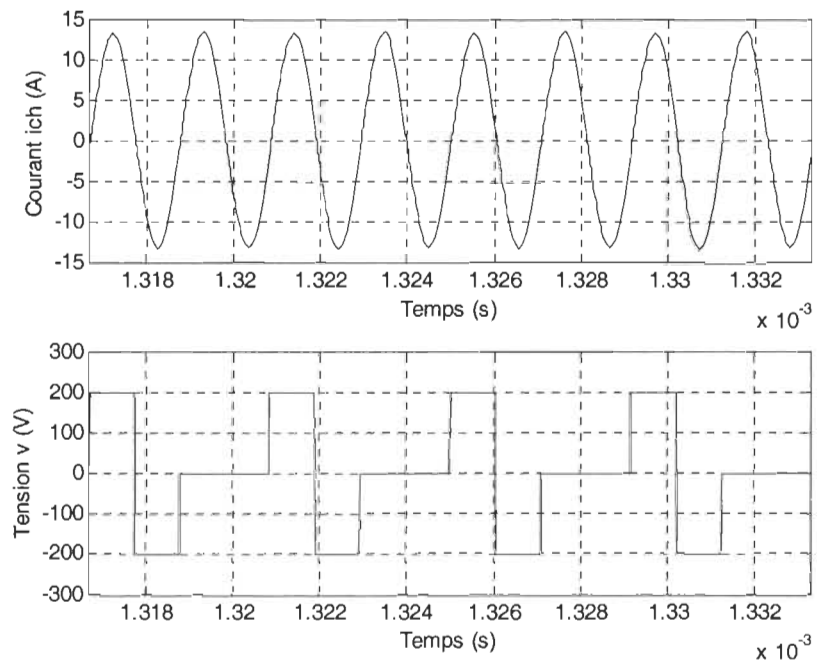


Figure 4.10 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 4/8$

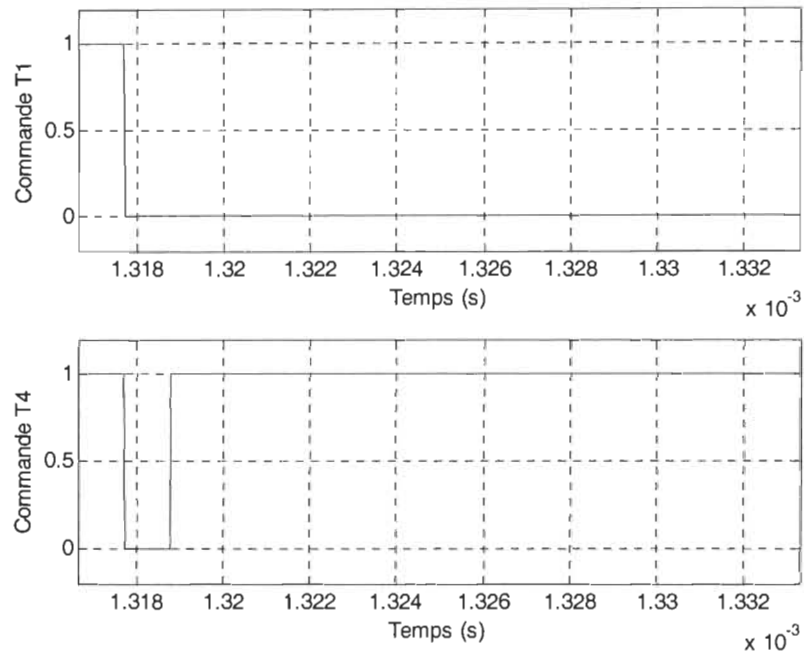


Figure 4.11 : Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 1/8$

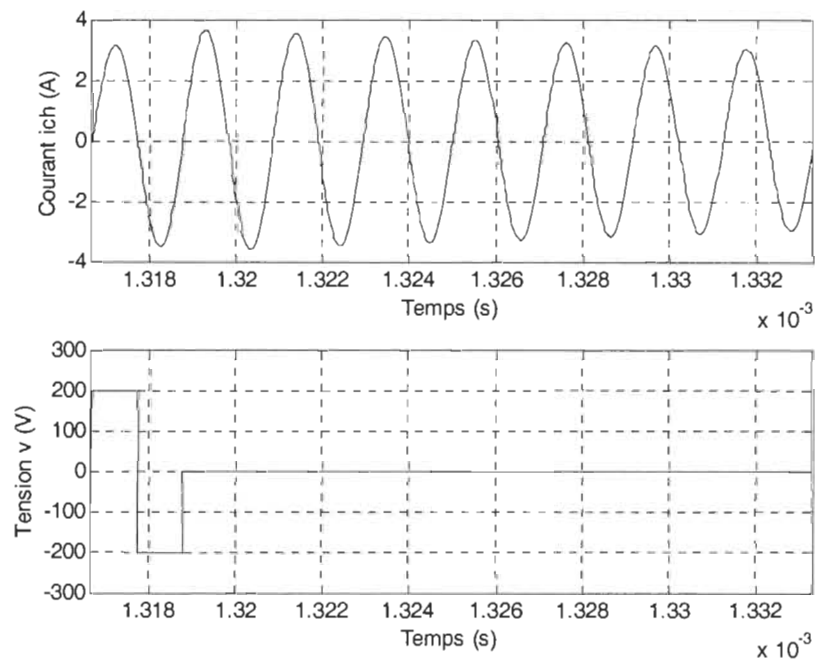


Figure 4.12 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 1/8$

Le tableau 4.2 ci-dessous présente le résultat des expressions théoriques (4.36) et (4.38) ainsi que les résultats de simulation.

Où :

p : Les impulsions ratées;

P_{dc} : Puissance continue mesurée à l'entrée de l'onduleur;

P_{ch} : Puissance dissipée dans la charge;

P_{th} : Puissance déduite de l'expression (4.36);

P_{app} : Puissance déduite de l'expression (4.38).

Nous remarquons que dans toute la gamme de la densité d'impulsions, la puissance P_{dc} mesurée à l'entrée du l'onduleur est à peu près égale à la puissance P_{ch} dissipée à la charge, on s'attend à avoir des résultats similaires en pratique du fait de la commutation à zéro du courant et de la tension des interrupteurs ce qui réduit les pertes de la puissance au niveau des interrupteurs.

Par ailleurs, remarquons que les calculs théoriques donnent les mêmes résultats que ceux de la simulation. La figure 4.13 illustre une comparaison entre les résultats de simulation et les résultats théoriques calculés à l'aide de (4.36) et (4.38), La figure 4.14 trace la variation de la puissance dans toute la gamme de densité d'impulsions D .

Tableau 4.2 : Résultats de la puissance théorique et de simulation pour $T = 8 T_r$

Séquences	Densité d'impulsions D	Puissance Pdc (W)	Puissance Pch (W)	Puissance Théorique Pth (W)	Puissance Papp (W)
0 p	8/8	$3.374 \cdot 10^3$	$3.373 \cdot 10^3$	$3.3713 \cdot 10^3$	$3.3713 \cdot 10^3$
1 p	7/8	$2.584 \cdot 10^3$	$2.583 \cdot 10^3$	$2.5814 \cdot 10^3$	$2.5812 \cdot 10^3$
2 p	6/8	$1.899 \cdot 10^3$	$1.898 \cdot 10^3$	$1.8970 \cdot 10^3$	$1.8964 \cdot 10^3$
3 p	5/8	$1.319 \cdot 10^3$	$1.317 \cdot 10^3$	$1.3179 \cdot 10^3$	$1.3169 \cdot 10^3$
4 p	4/8	844	843	843.9	842.8
5 p	3/8	475	474.6	475.1	474.1
6 p	2/8	211.8	211	211.3	210.7
7 p	1/8	53.7	52.9	52.9	52.7

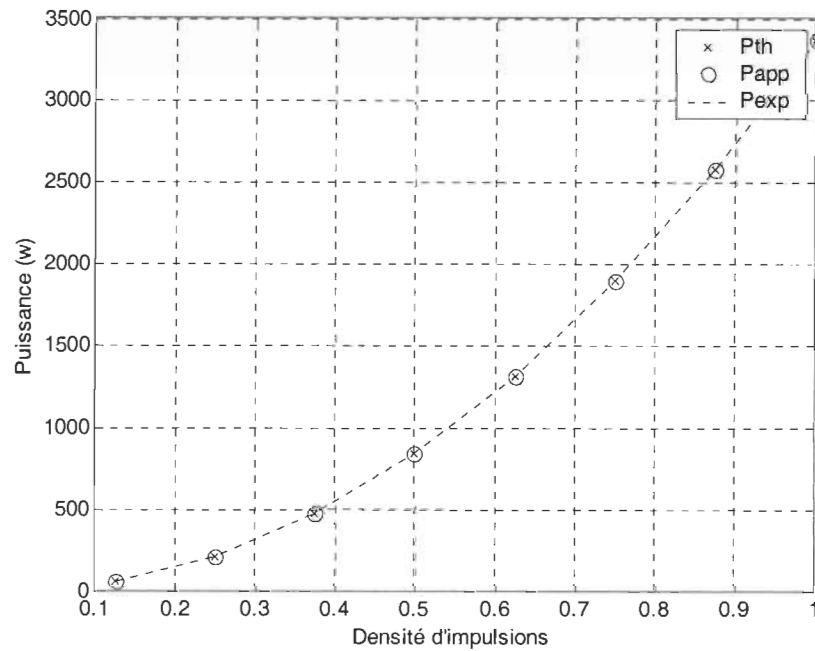


Figure 4.13 : Relation entre la variation de la puissance et la densité d'impulsions pour $T = 8 T_r$

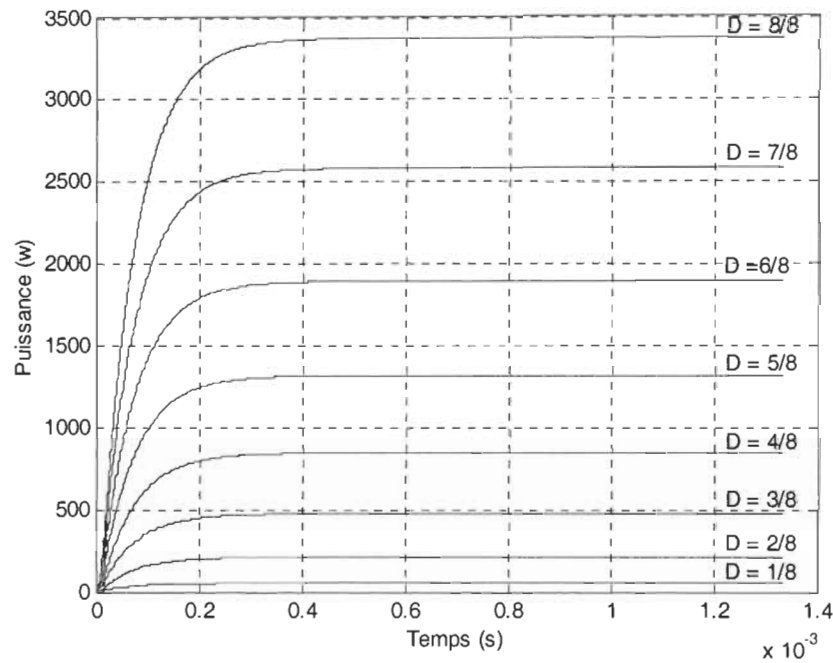


Figure 4.14 : Variation de la puissance en fonction la densité d'impulsions pour $T = 8 T_r$

4.5.1.2 Résultats de la séquence $T = 16 T_r$

Dans ce cas la densité d'impulsions D prend plusieurs valeurs, elle varie de $1/16$ (qui correspond à la puissance la plus faible) jusqu'à $16/16$ (pleine onde). Les figures 4.15 à 4.24 illustrent les différentes formes d'onde de courant, de tension ainsi que les signaux de commande. Elles confirment bien les résultats présentés dans la référence [2], le courant de la charge varie de 2 A à 25 A.

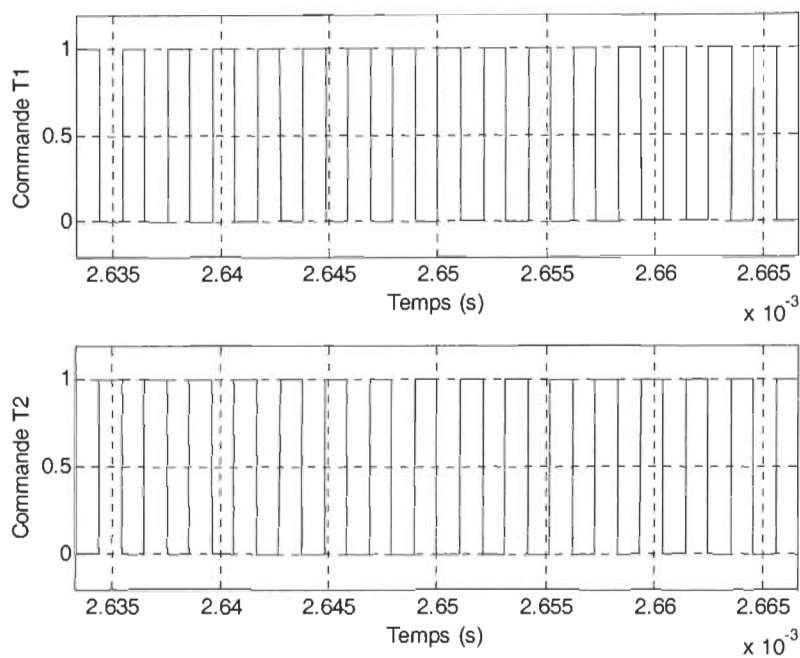


Figure 4.15 : Signaux de commande des transistors T1 et T2 pour $D = 16/16$

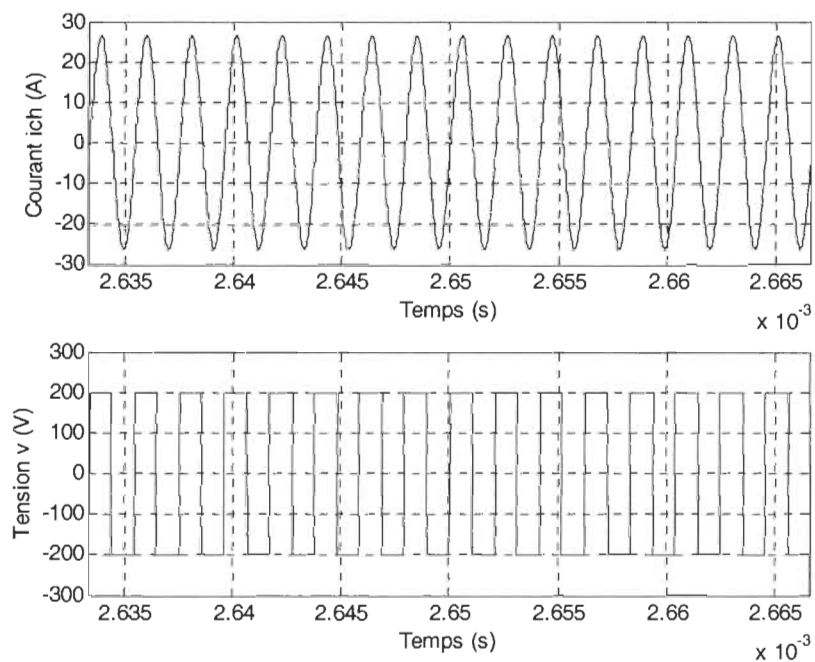


Figure 4.16 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 16/16$

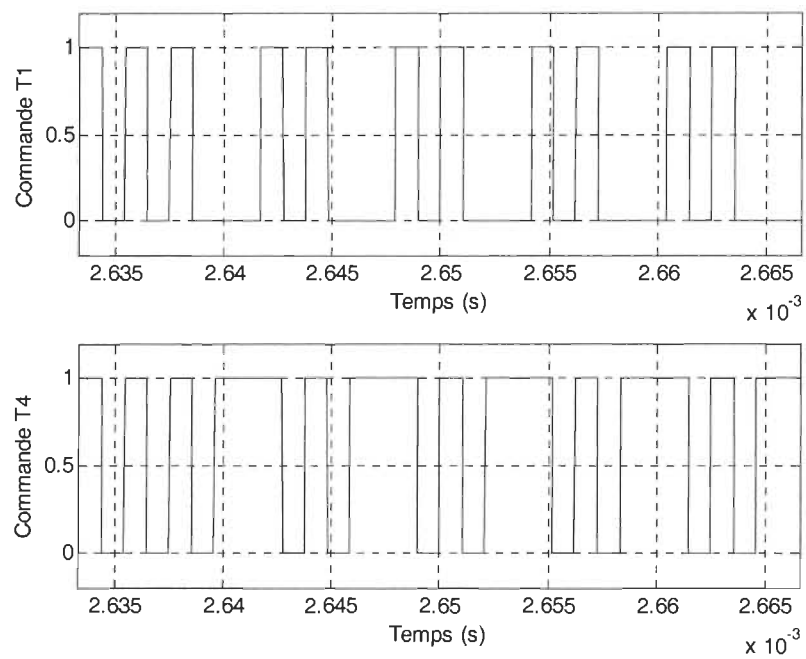


Figure 4.17 : Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 11/16$

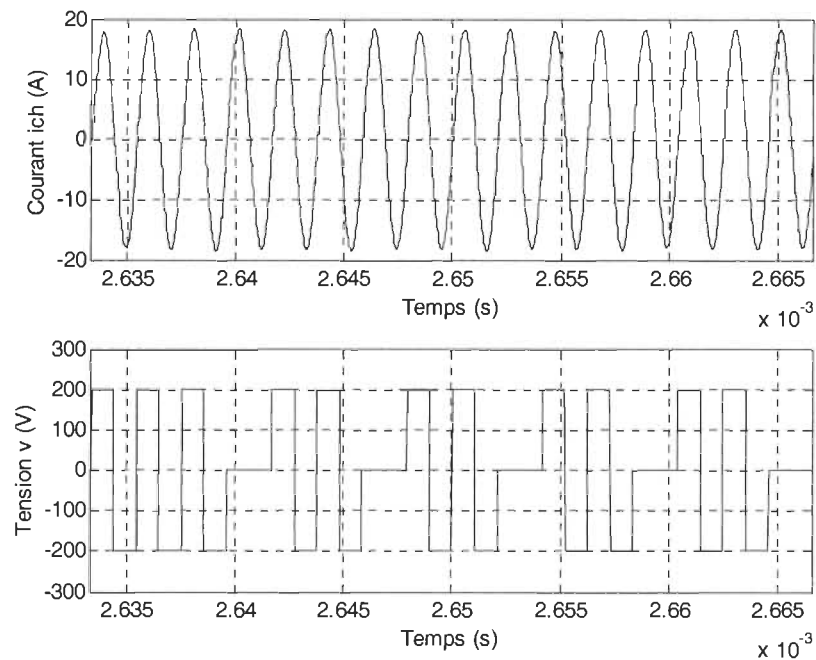


Figure 4.18 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 11/16$

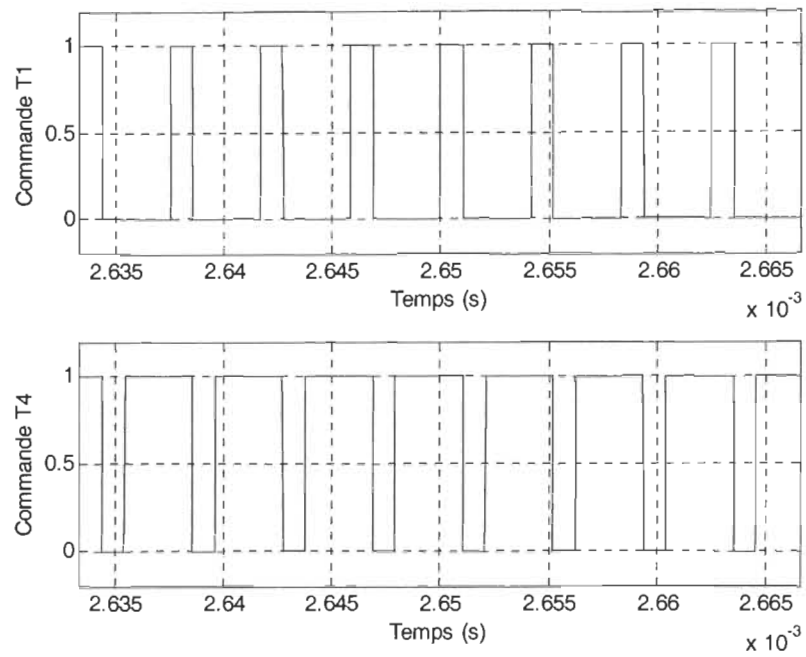


Figure 4.19 : Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 8/16$

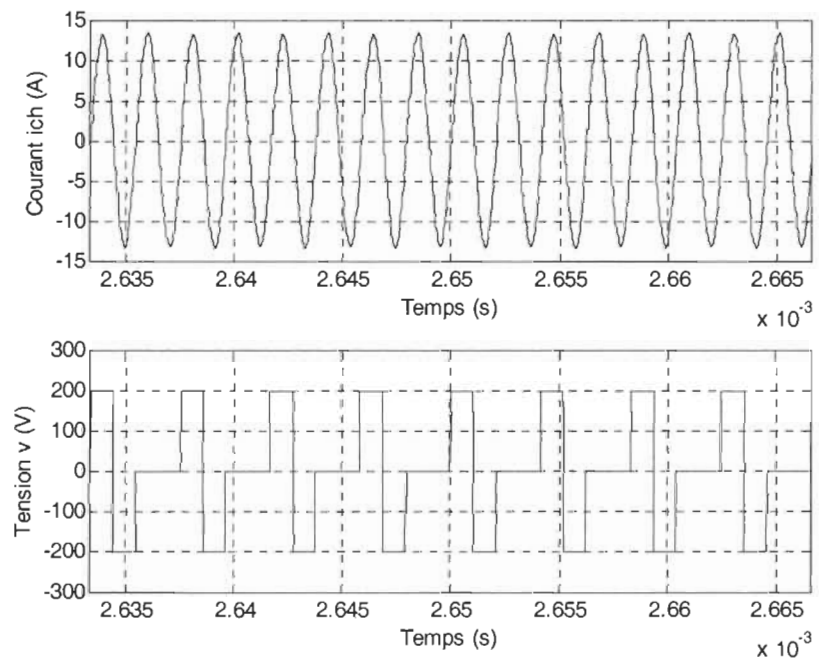


Figure 4.20 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 8/16$

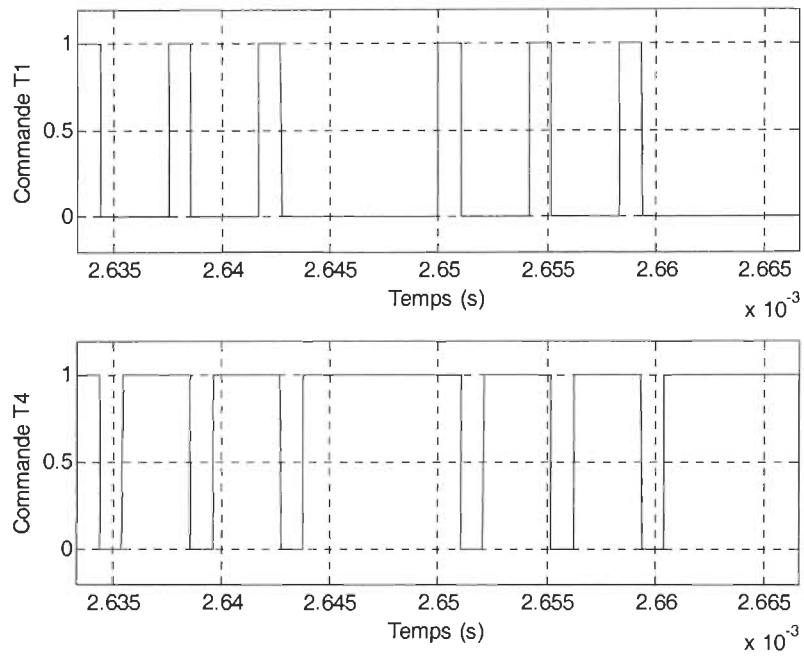


Figure 4.21 : Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 6/16$

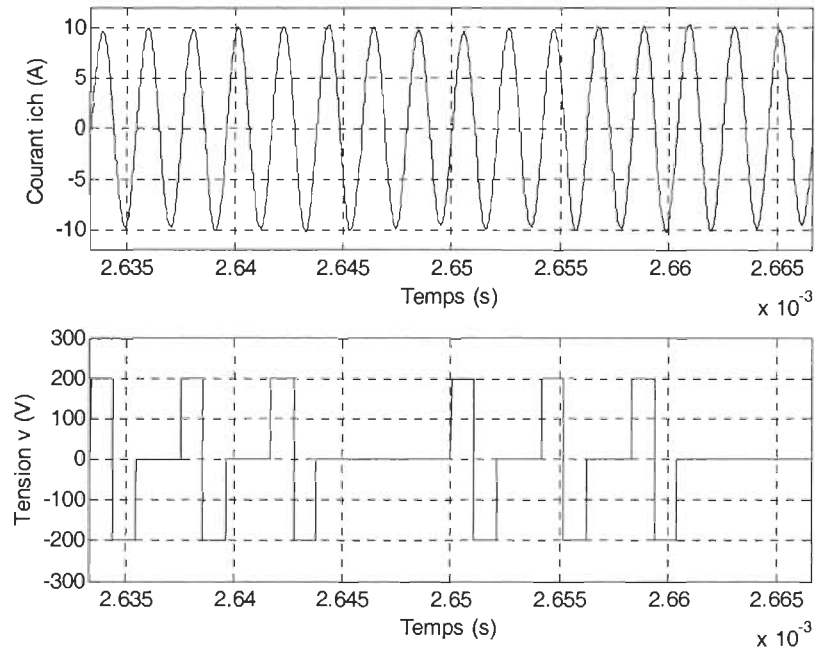


Figure 4.22 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 6/16$

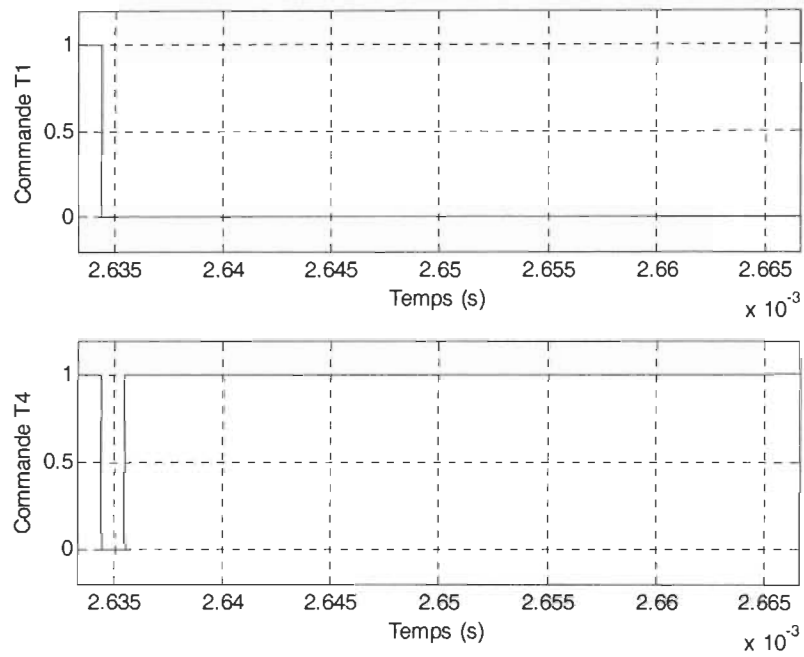


Figure 4.23 : Signaux de commande des transistors T1 et T4 pour $D = 1/16$

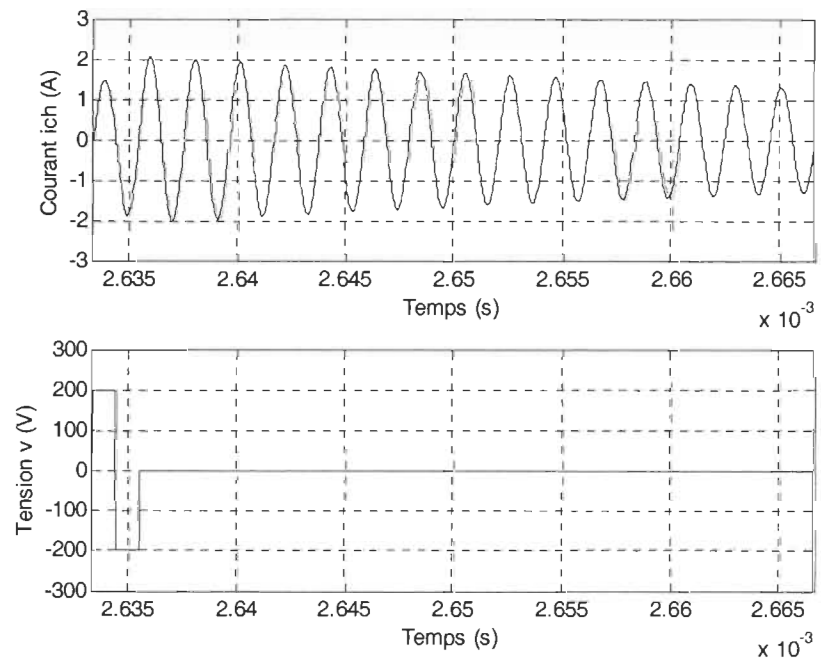


Figure 4.24 : Formes d'ondes du courant et de la tension aux bornes de la charge pour $D = 1/16$

Le tableau 4.3 présente le résultat des expressions théoriques (4.36) et (4.38) ainsi que les résultats de simulation. Ces derniers admettent les mêmes remarques mentionnées dans la séquence de 8 cycles résonants. En effet, dans la séquence de 16 cycles résonants, les résultats illustrent une plage de puissance très importante qui varie de 13 W à 3.4 kW.

Tableau 4.3 : Résultats de la puissance théorique et de simulation pour $T = 16 T_r$

Séquences	Densité d'impulsions D	Puissance Pdc (W)	Puissance Pch (W)	Puissance théorique Pth (W)	Puissance Papp (W)
0 p	16/16	$3.374 \cdot 10^3$	$3.373 \cdot 10^3$	$3.371 \cdot 10^3$	$3.371 \cdot 10^3$
1 p	15/16	$2.966 \cdot 10^3$	$2.965 \cdot 10^3$	$2.963 \cdot 10^3$	$2.963 \cdot 10^3$
2 p	14/16	$2.584 \cdot 10^3$	$2.582 \cdot 10^3$	$2.582 \cdot 10^3$	$2.581 \cdot 10^3$
3 p	13/16	$2.228 \cdot 10^3$	$2.227 \cdot 10^3$	$2.227 \cdot 10^3$	$2.226 \cdot 10^3$
4 p	12/16	$1.899 \cdot 10^3$	$1.897 \cdot 10^3$	$1.899 \cdot 10^3$	$1.896 \cdot 10^3$
5 p	11/16	$1.600 \cdot 10^3$	$1.600 \cdot 10^3$	$1.597 \cdot 10^3$	$1.594 \cdot 10^3$
6 p	10/16	$1.320 \cdot 10^3$	$1.318 \cdot 10^3$	$1.321 \cdot 10^3$	$1.317 \cdot 10^3$
7 p	9/16	$1.068 \cdot 10^3$	$1.067 \cdot 10^3$	$1.071 \cdot 10^3$	$1.067 \cdot 10^3$
8 p	8/16	844.4	843.4	847.2	842.8
9 p	7/16	646.9	645.9	649.5	645.3
10 p	6/16	475.5	474.6	477.9	474.1
11 p	5/16	330.5	329.6	332.5	329.2
12 p	4/16	211.8	210.9	213.2	210.7
13 p	3/16	120	118.9	120.1	118.5
14 p	2/16	53.7	52.9	53.5	52.7
15 p	1/16	14.2	13.4	13.4	13.2

La figure 4.25 illustre une comparaison entre les résultats de simulation et les résultats théoriques. La figure 4.26 trace la variation de la puissance dans toute la gamme de densité d'impulsions D.

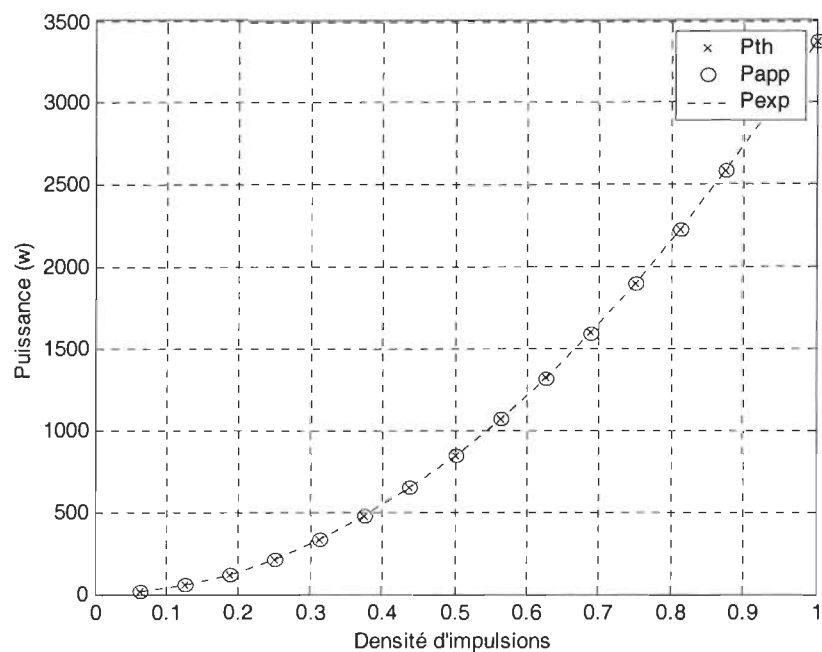


Figure 4.25 : Relation entre la variation de la puissance et la densité d'impulsions pour $T = 16 T_r$

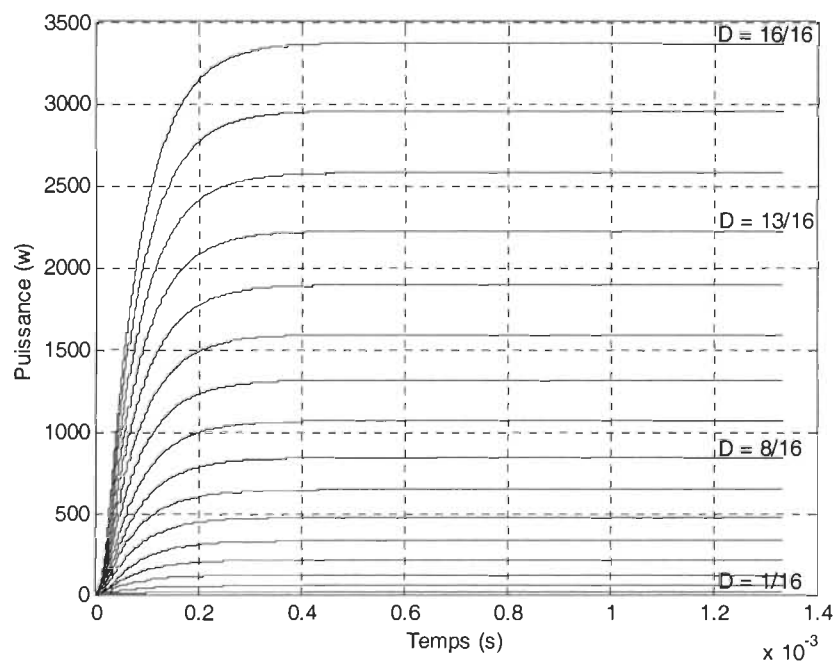


Figure 4.26 : Variation de la puissance en fonction de la densité d'impulsions pour $T = 16 T_r$

4.5.1.3 Analyse des harmoniques de la commande MDI

Pour faire cette analyse, nous considérons le montage présenté à la figure 4.2 (la source alternative, le pont redresseur, le filtre passif et le convertisseur à résonance série). Les paramètres de filtre sont : $C_o = 1 \mu\text{F}$ et $L_o = 70 \mu\text{H}$.

Dans cette étude, les résultats de simulation sont obtenus en utilisant une séquence $T = 16 T_r$. L'importance des dommages causés par les harmoniques sur le réseau électrique a conduit à la définition des caractéristiques tels que le taux de distorsion harmonique THD du courant de ligne i_s (4.52) et le facteur de déplacement FD_p (4.50).

Tableau 4.4 : Résultats de Pch, THD et FD_p pour tous les niveaux de la commande MDI

Niveaux	Densité d'impulsions	Puissance Pch (W)	Taux de distorsion THD (%)	Facteur de déplacement FD_p	Facteur de puissance FP
0 p	16/16	3361.5	1.82	0.9997	0.9995
1 p	15/16	2959.2	6.842	0.9998	0.9975
2 p	14/16	2577	2.49	0.9998	0.9995
3 p	13/16	2222.15	2.57	0.9998	0.9995
4 p	12/16	1893	1.61	0.9998	0.9997
5 p	11/16	1600	3.55	0.9999	0.9993
6 p	10/16	1314.9	2.2	0.9999	0.9997
7 p	9/16	1065.12	3.37	0.9999	0.9993
8 p	8/16	841.3	2.2	1	0.9998
9 p	7/16	645.1	14.16	1	0.9901
10 p	6/16	473.68	6.19	1	0.9981
11 p	5/16	328.96	10.2	0.9998	0.9946
12 p	4/16	210.4	7.79	0.9990	0.9960
13 p	3/16	118.7	15.95	0.9954	0.9830
14 p	2/16	52.83	30.32	0.9766	0.9346
15 p	1/16	14.019	70.81	0.8819	0.7197

Les annexes B.1 et B.2 présentent les schémas bloc de simulation pour le calcul de ces signaux. Le tableau 4.4 présente les valeurs de la puissance dissipée dans la charge P_{ch} , le taux de distorsion d'harmonique THD ainsi que le facteur de déplacement correspondant à chaque séquence de la commande MDI (Annexe B.1).

Les courbes des figures 4.27 à 4.34 sont les résultats de simulation du modèle illustré à la figure.4.2. Les figures 4.27, 4.29, 4.31 et 4.33 présentent les formes du courant i_s et de la tension v_s du réseau. L'examen des formes d'ondes du courant d'entrée montre que leurs allures sont sinusoïdales et en phase avec la tension du réseau. D'après les résultats illustrées dans le tableau 4.4, on voit clairement que le taux de distorsion d'harmonique est négligeable dans les grandes puissances, il varie de 1.61 % à 16 %. Tandis qu'il est supérieur à 20 % pour les faibles valeurs de la densité d'impulsions ($D = 2/16$ et $1/16$). Le facteur de déplacement tend vers 1 pour tous les niveaux de puissance, ce qui est très bénéfique pour le facteur de puissance. Ces résultats confirment bien l'avantage de la commande MDI.

Les figures 4.28, 4.30, 4.32 et 4.34 présentent les formes d'onde de la tension v et du courant i_{ch} aux bornes de l'onduleur. Ces résultats montrent l'avantage de la commande MDI à commutation à courant nul. Cela assure que les pertes de commutation sont réduites de façon importante, ce qui améliore le rendement et minimise les interférences électromagnétiques.

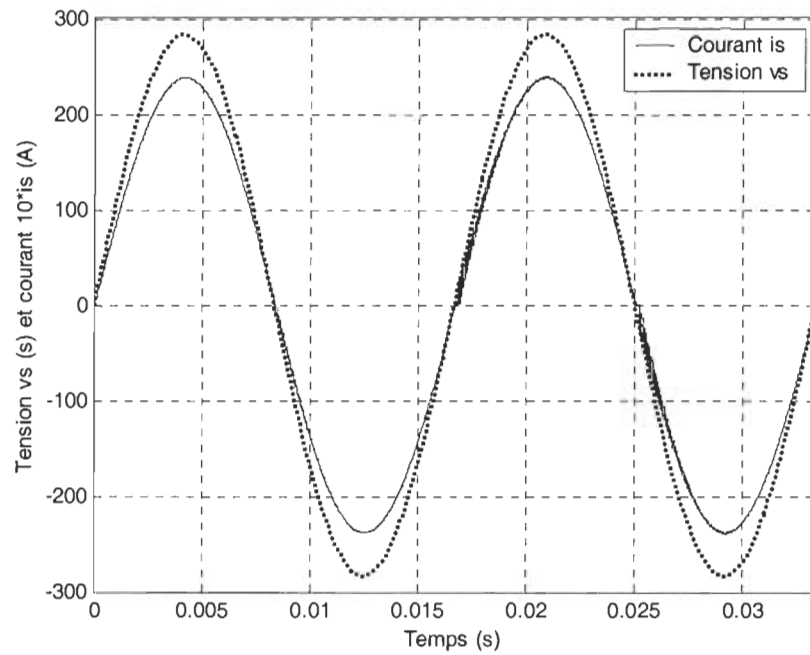


Figure 4.27 : Courant et tension d'entrée pour $D = 16/16$

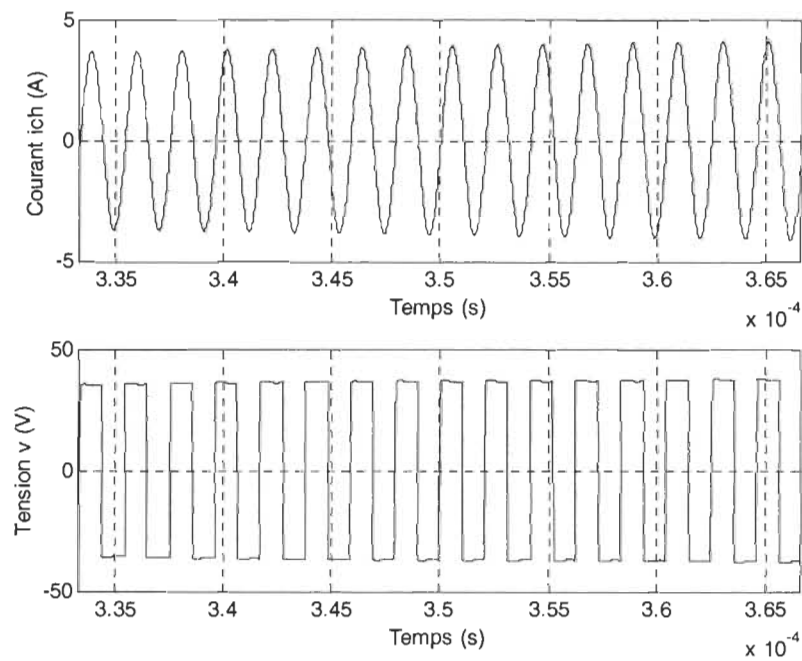


Figure 4.28 : Courant et tension de sortie pour $D = 16/16$

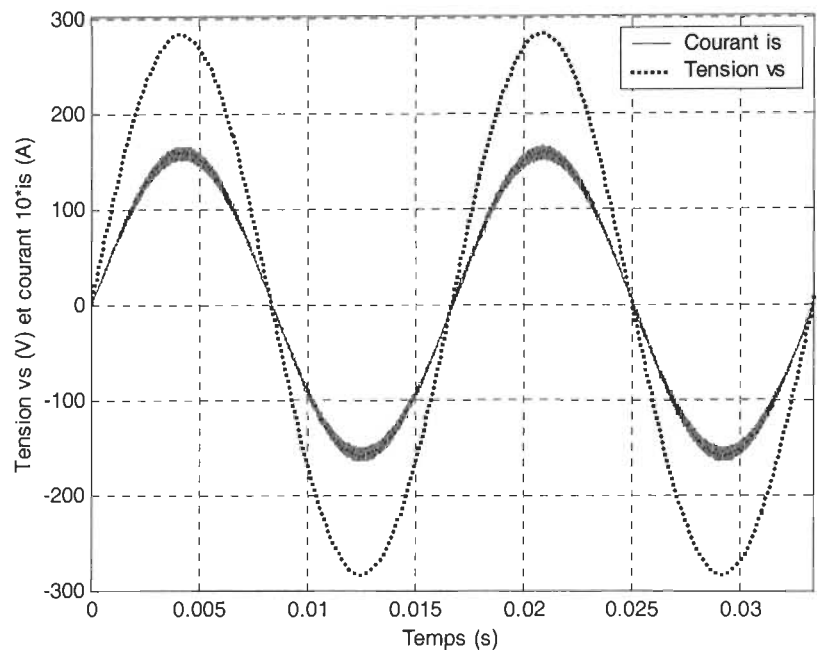


Figure 4.29 : Courant et tension d'entrée pour $D = 13/16$

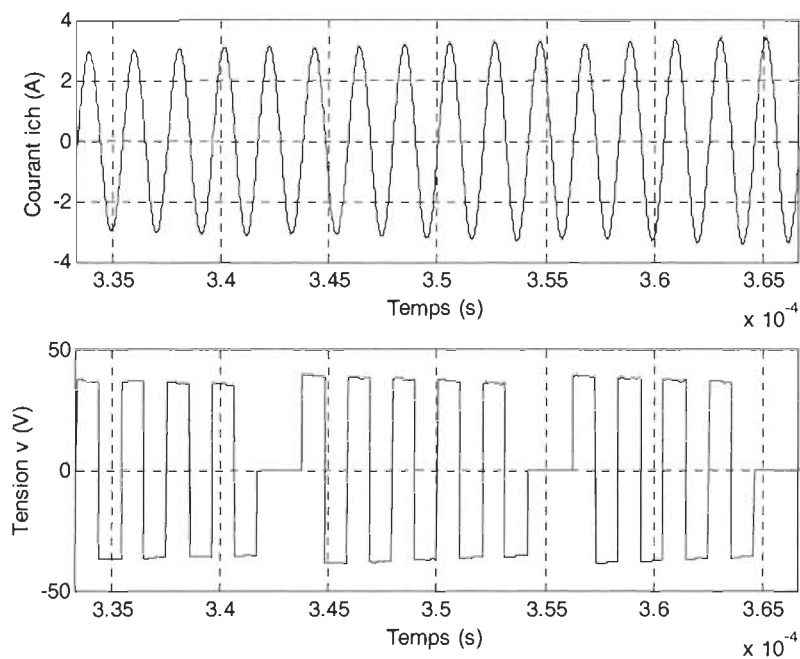


Figure 4.30 : Courant et tension de sortie pour $D = 13/16$

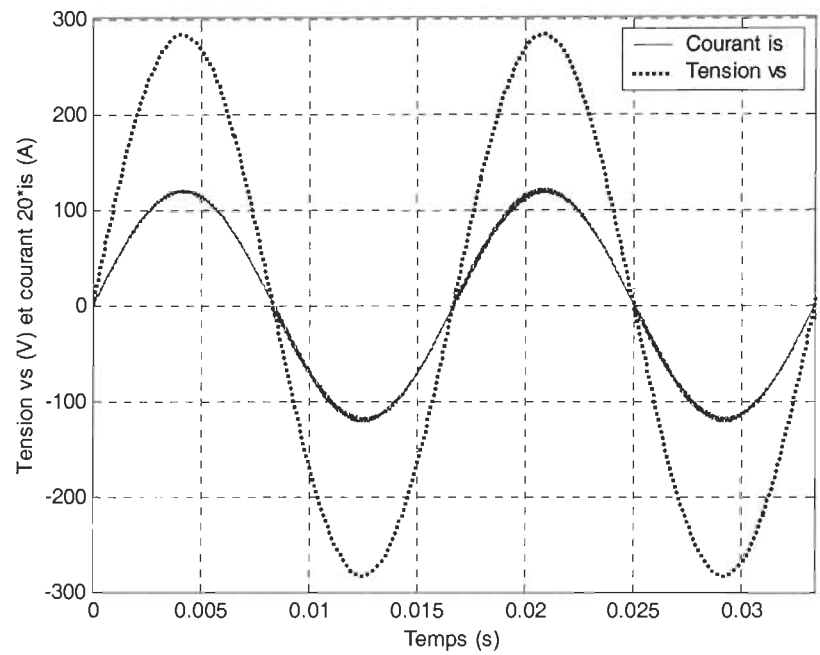


Figure 4.31 : Courant et tension d'entrée pour $D = 8/16$

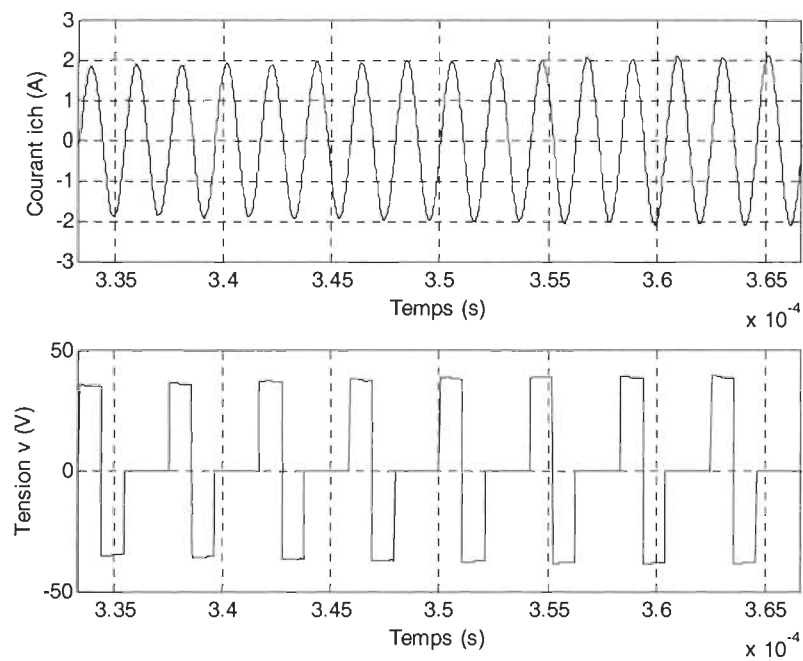


Figure 4.32 : Courant et tension de sortie pour $D = 8/16$

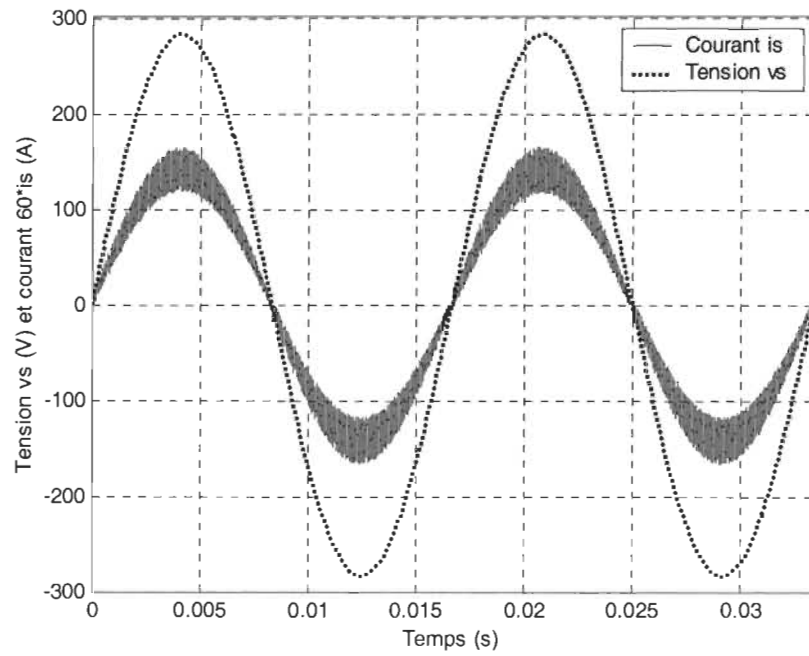


Figure 4.33 : Courant et tension d'entrée pour $D = 5/16$

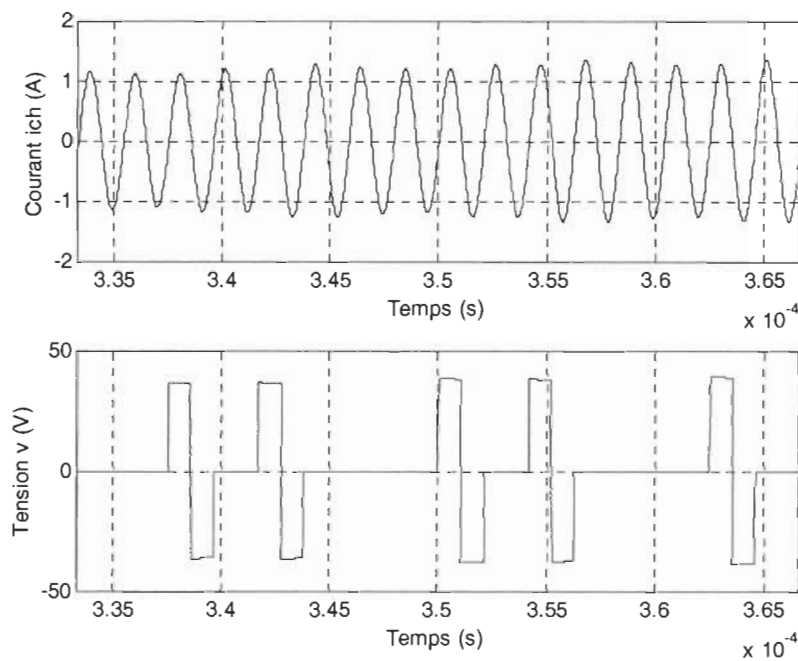


Figure 4.34 : Courant et tension de sortie pour $D = 5/16$

4.5.2 Résultats en boucle fermée

Le principe de régulation de la puissance du convertisseur à résonance série en pont commandé par MDI est présenté à la figure 4.35. Le fonctionnement du montage de régulation et de contrôle sera détaillé dans l'annexe B.3 à l'aide du logiciel Simulink.

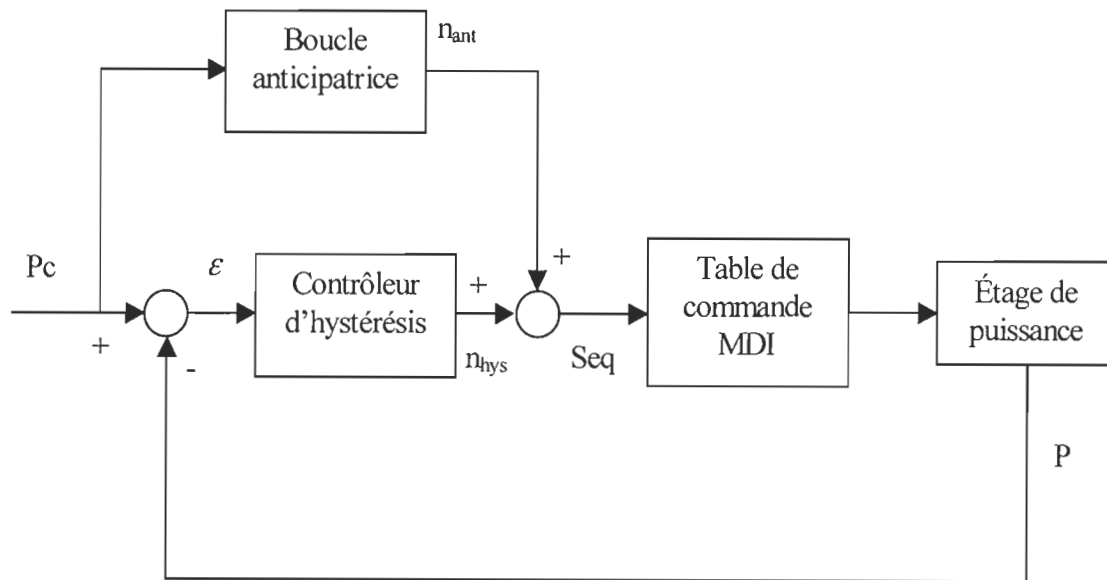


Figure 4.35 : Boucle d'asservissement de la puissance de sortie

L'organigramme proposé à la figure 4.36 illustre le principe de base du fonctionnement de la boucle d'asservissement de la puissance du chauffage par induction.

Où :

Seq : définit une séquence de la MDI;

Seq_p : définit la séquence précédente de la MDI.

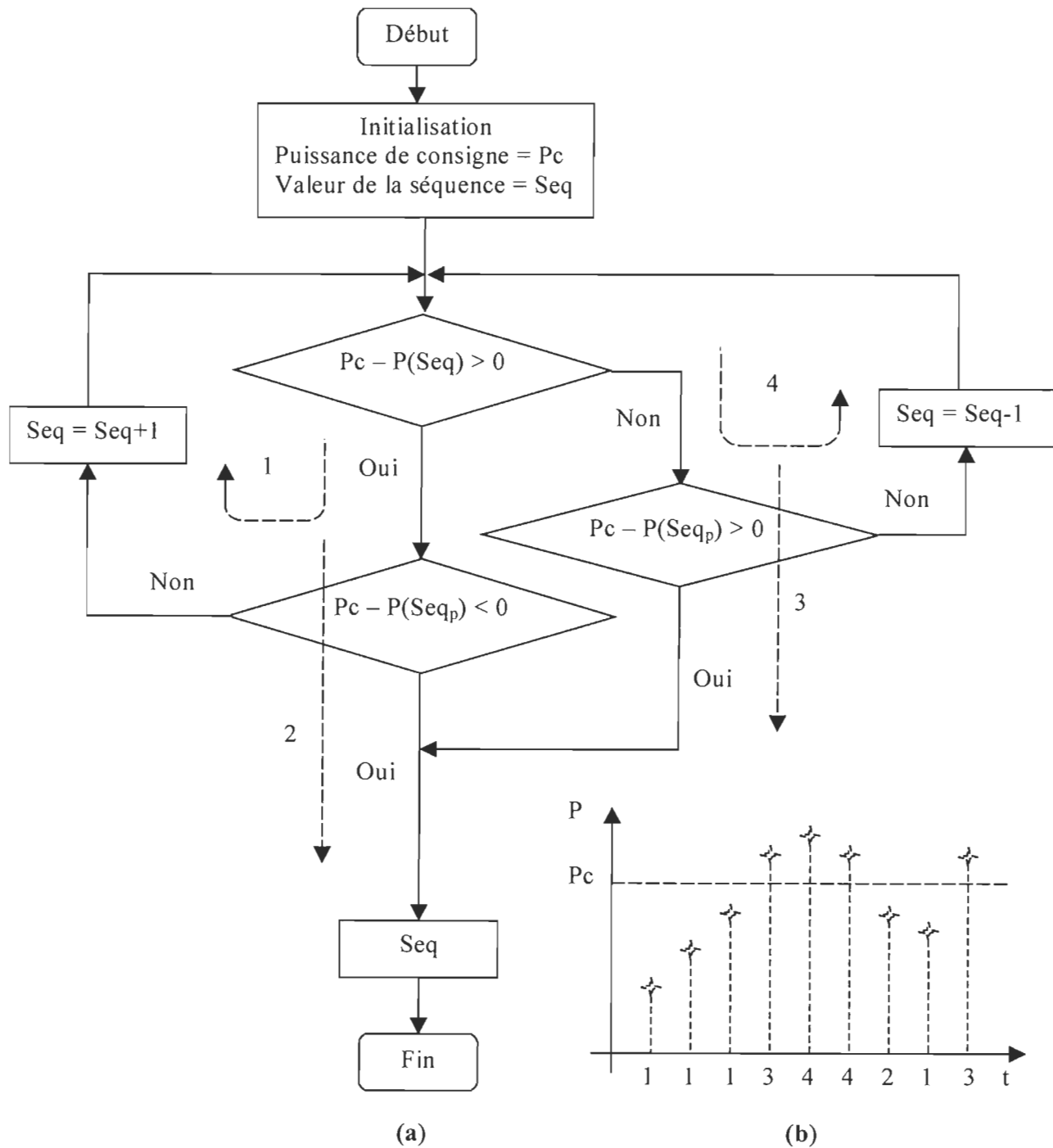


Figure 4.36 : Organigramme de l'asservissement de la puissance

Le contrôleur d'asservissement de la puissance proposé nécessite deux boucles : une boucle anticipatrice et un organe d'hystérésis. Son objet est d'osciller entre deux niveaux de puissance afin de maintenir la puissance près du niveau P_c .

La boucle anticipatrice a pour but de minimiser l'erreur de la puissance rapidement selon la connaissance du procédé. Elle contient les valeurs de la puissance moyenne mesurée en boucle ouverte pour différentes valeurs de D . La sortie permet d'afficher les indices 1,2, jusqu'à 16. Ces derniers dépendent de la puissance de consigne; chaque indice correspond à une séquence de la commande MDI.

L'organe d'hystérésis est une commande en commutation avec mémorisation. Il est constitué de deux blocs d'hystérésis (Annexe B.3). La relation entre l'entrée et la sortie de cet organe peut être donnée par l'équation suivante:

$$n_{hys}(t) = n_{hys}(t-1) + \Delta n_{hys} \quad (4.55)$$

Δn_{hys} sera décrit comme suit [17] :

$$\Delta n_{hys}(t) = \begin{cases} +1 & \varepsilon(t) \geq +\Delta \\ [0, +1] & +\frac{2}{3}\Delta \leq \varepsilon(t) \leq +\Delta \\ 0 & -\frac{2}{3}\Delta \leq \varepsilon(t) \leq +\frac{2}{3}\Delta \\ [-1, 0] & -\Delta \leq \varepsilon(t) \leq -\frac{2}{3}\Delta \\ -1 & \varepsilon(t) \leq -\Delta \end{cases} \quad (4.56)$$

Avec : $\Delta = P_c * 2\%$

Le fonctionnement de Δn_{hys} est représenté par la figure 4.37 :

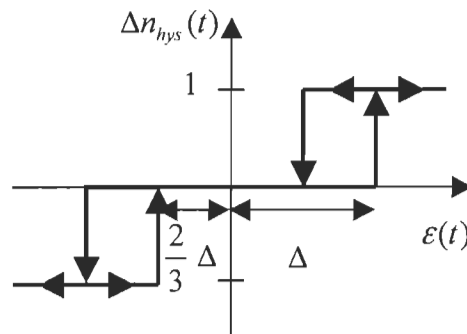


Figure 4.37 : Allure de fonctionnement de l'organe d'hystérésis

La différence entre la puissance de consigne P_c et la puissance mesurée aux bornes de la charge apparaît à l'entrée du contrôleur d'hystérésis. Ce dernier fonctionne en trois états -1 , 0 et 1 (4.56) avec mémorisation de la valeur précédente (bloc $1/z$ plus saturation) (figures B.13, B.14 et B.15), le bloc $1/z$ présente un délai de $1/120$ s, le bloc saturation est limité entre deux niveaux -1 et 1 . Ce contrôleur d'hystérésis fournit un signal qui s'ajoute au signal issu de la boucle anticipatrice. Le résultant de ces deux signaux sélectionne la bonne séquence de la commande MDI.

Les courbes des figures 4.38, 4.39 et 4.40 représentent les résultats de simulation de l'asservissement de la puissance du chauffage par induction. L'examen de la forme de la puissance de sortie avec son signal de référence P_c , montre que son allure varie entre deux niveaux de puissance plus ou moins proche de la puissance consigne P_c .

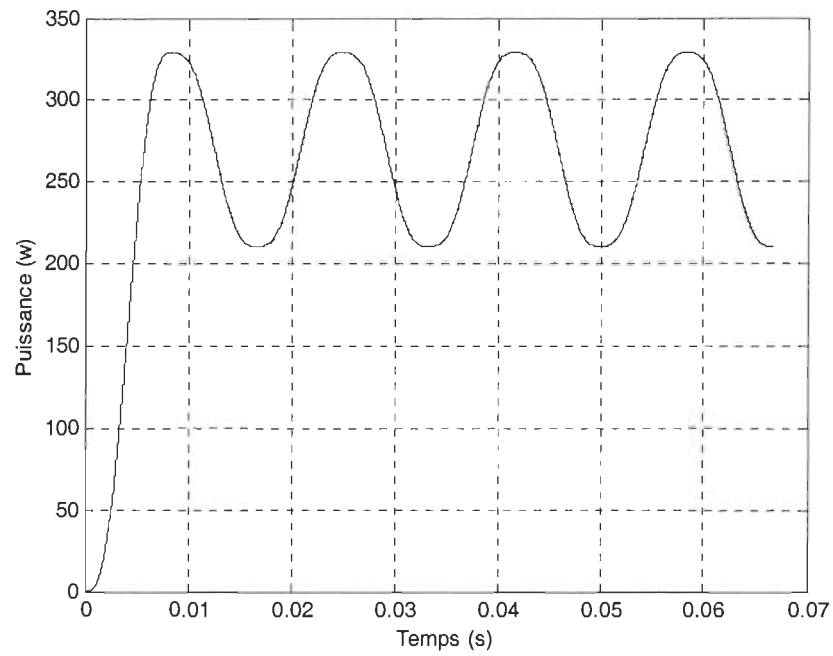


Figure 4.38 : Variation de la puissance pour $P_c = 250 \text{ W}$

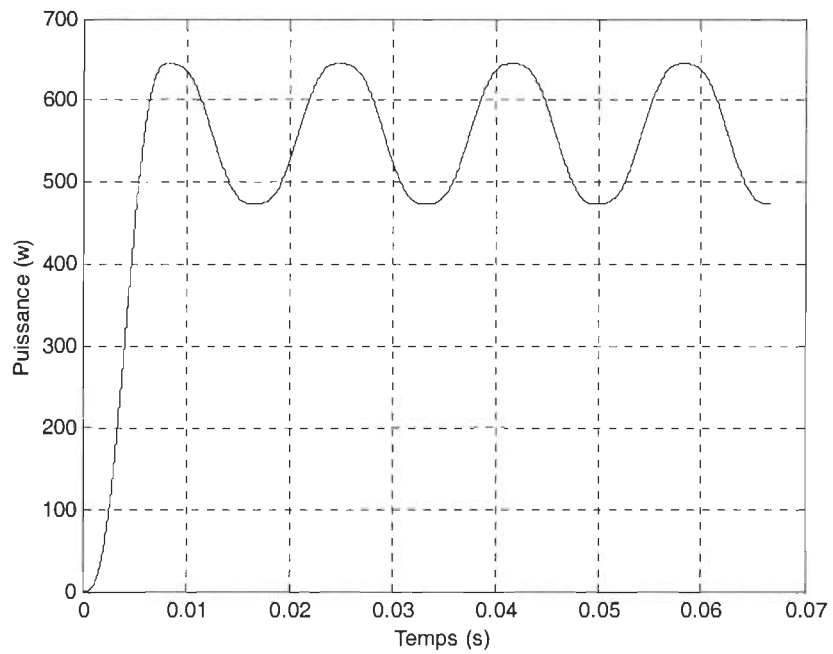


Figure 4.39 : Variation de la puissance pour $P_c = 500 \text{ W}$

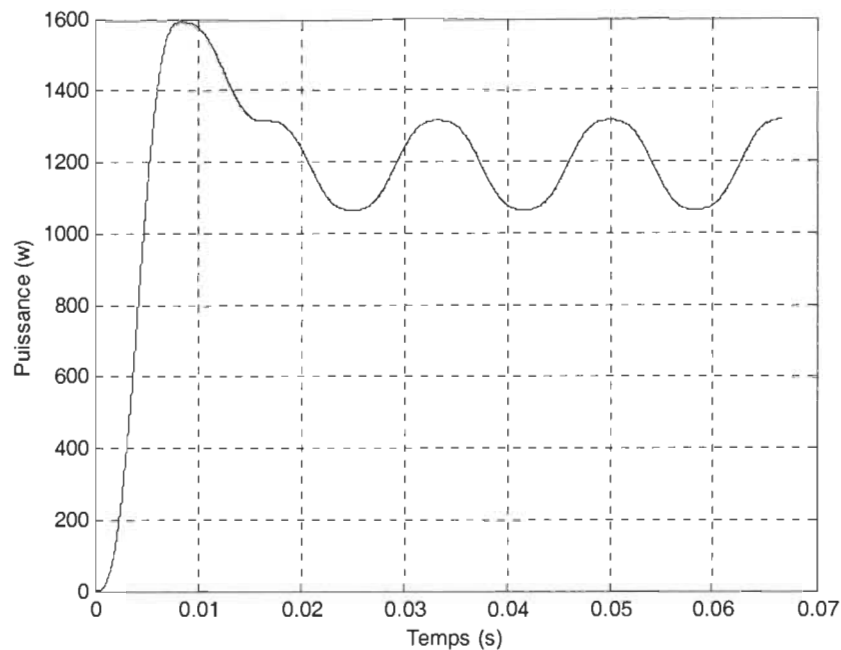


Figure 4.40 : Variation de la puissance pour $P_c = 1200$ W

Dans la figure 4.38, la puissance augmente de façon continue. Après un temps de 0.008 s, il commence à osciller entre deux niveaux de puissance qui correspondent aux 4^{ème} et 5^{ème} séquences ($D = 4/16$ et $D = 5/16$). Dans la figure 4.39, le contrôleur d'asservissement de la puissance sélectionne le 6^{ème} et 7^{ème} séquence pour maintenir la puissance près de la $P_c = 500$ W. La figure 4.40 présente deux séquences actives 9 et 10 ($D = 9/16$ et $D = 10/16$).

4.6 Conclusion

Le chapitre a porté sur la discussion des principales stratégies de commande et de régulation des onduleurs monophasés destinés aux applications du chauffage par induction, ainsi que le principe d'une commande MDI, le calcul de sa puissance de sortie, la stratégie de commande qui détériore

le moins possible le facteur de puissance (voir tableau 4.4) et enfin l'établissement du modèle inverse qui permettra de l'asservissement de la puissance de sortie.

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

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

Nous présenterons dans le prochain chapitre les principaux résultats de la réalisation pratique, une implantation du circuit de commande sur un microcontrôleur et la validation de la méthode sur un banc d'essai.

Chapitre 5

Réalisation pratique

5.1 Introduction

Nous avons réalisé un convertisseur monophasé fonctionnant avec une commande MDI afin de vérifier les résultats de l'étude théorique et de simulation. Le convertisseur utilise des transistors de puissance à IGBT (IXYS:100-12S4), ces derniers sont capables de fonctionner à des fréquences inférieures à 20 kHz. La sortie du convertisseur alimente un transformateur haute fréquence qui sert d'une part à adapter la charge et d'autre part à assurer l'isolation galvanique entre le circuit de puissance et la charge. Les problèmes associés à la mesure de la puissance sont également exposés.

5.2 Réalisation de la carte de commande

Nous avons réalisé l'étage de puissance montré au chapitre 4 figure 4.1, nous proposons le cahier de charge suivant :

- Tension d'alimentation $v_s = 60 \text{ V};$
- Fréquence de réseau $F = 60 \text{ Hz};$
- Fréquence de fonctionnement $F_c = 16 \text{ kHz};$
- Rapport du transformateur $n_1/n_2 = 10;$
- Inductance de résonance $L = 100 \text{ uH};$
- Capacité de résonance $C = 1 \text{ uF};$
- Inductance du filtre d'entrée $L_o = 2 \text{ mH}$
- Capacité du filtre d'entrée $C_o = 1 \text{ uF}.$

Dans ce travail, nous nous proposons de générer un signal carré, de fréquence égale à la fréquence de résonance, à partir d'une table programmée dans un EPROM pour commander les transistors d'un convertisseur monophasé. La figure 5.1 généralise une partie de la figure 5.2 (EPROM plus les compteurs), il est présenté pour définir la fréquence de l'horloge nécessaire.

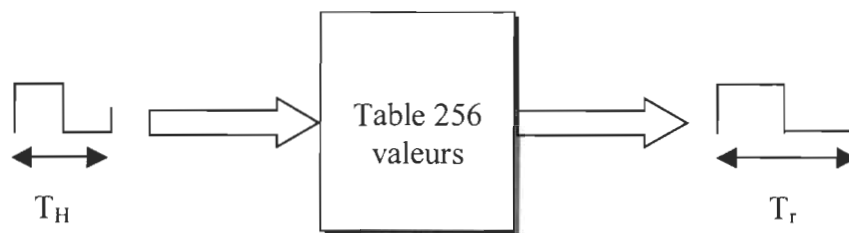


Figure 5.1 : Principe de la table programmée

La fréquence du signal d'horloge H est comme suit :

$$T_r = 2 \pi \sqrt{L C} \Rightarrow F_r = 16 \text{ kHz}$$

On a :

$$\begin{aligned} T_r &= 256 T_H \Rightarrow F_H = 256 F_r \\ &\Rightarrow F_H \approx 4 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Avec :

F_r : Fréquence de fonctionnement;

F_H : Fréquence de l'horloge.

La carte de commande utilisée pour la commande du transistor du convertisseur est présenté comme suit :

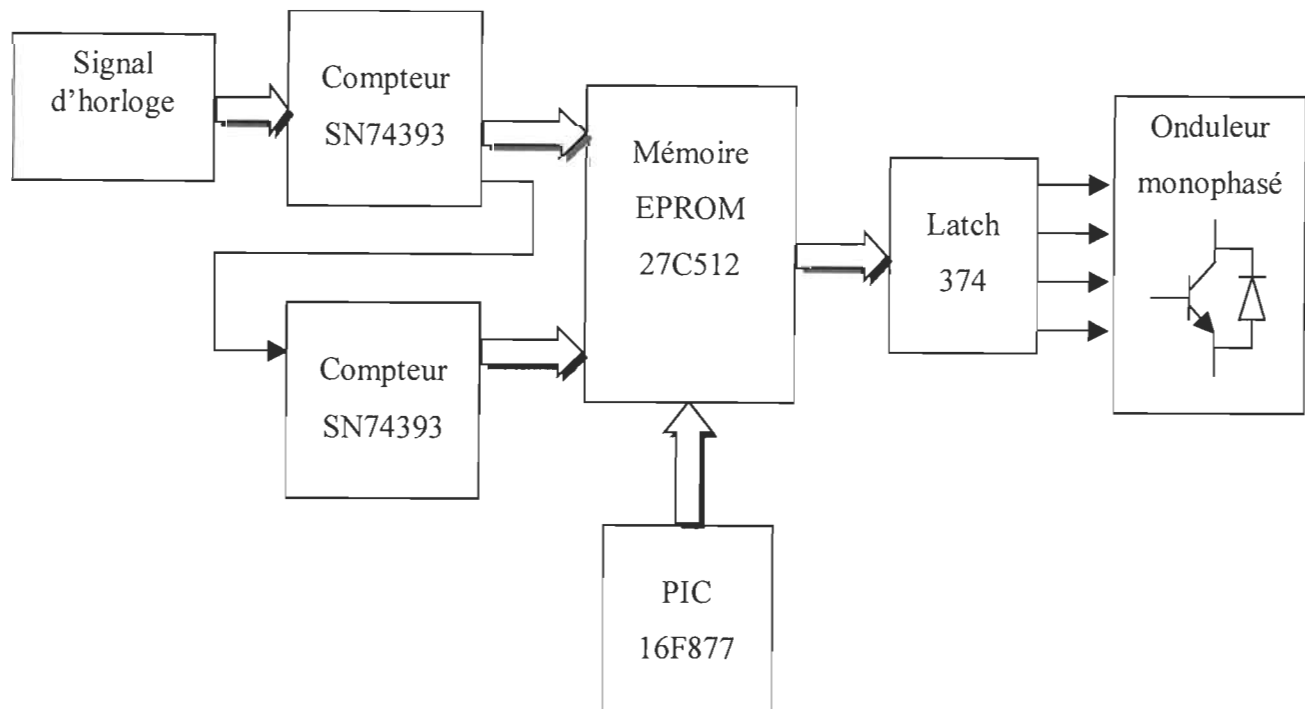


Figure 5.2 : Montage général du circuit de commande MDI

5.3 EPROM TMX27C512

Le circuit possède une mémoire de 512 K répartie en 8 blocs, sa tension d'alimentation est de 5 volts pour la lecture et 12.5 volts pour l'écriture et sa technologie de fabrication est du type HVCMOS. Toutes les entrées peuvent être commandées par les séries 74 TTL.

La table de commande proposée dans l'étude théorique et la simulation est une matrice de [16 lignes, 32 colonnes]. On divise chaque colonne en 128 points afin d'avoir plus de précision dans les signaux de commande. Dans ce cas, la matrice deviendra [16 lignes, 4096 colonnes]. A cet effet, on aura besoin de deux compteurs du type SN74393.

L'EPROM a été configurée pour être lue continuellement et à l'aide des lignes d'adresse des compteurs SN74393 (12 lignes) et du microcontrôleur (4 lignes), on divise l'espace mémoire en 2^4 (16) tableaux de 2^{12} (4096) valeurs. Dans chaque tableau, on emmagasine un signal de commande qu'on utilise pour attaquer chaque bras d'onduleur monophasé. Pour assurer la stabilité des données de sortie de l'EPROM, nous utilisons un Latch du type SN74LS374.

5.4 Compteur SN74393

Le circuit SN74393 est un compteur du type MOS et le comptage a lieu sur le front descendant de son impulsion d'horloge. Il contient deux compteurs, chacun comporte une entrée de remise à zéro, une entrée d'horloge et quatre sorties en parallèle. La tension d'alimentation est de 5 volts. On utilise donc le compteur 393 pour sélectionner les valeurs contenues dans chaque table de commande de l'EPROM. On se sert de 12 bits pour lire les 4096 valeurs qui composent chaque table de commande.

5.5 Microcontrôleur 16F873

Les microcontrôleurs de la société Microchip sont utilisés dans différentes applications. Les versions les plus rencontrées sont les 16F84 et 16F87X. Leur structure est du type HARVARD et se composent d'une CPU à architecture RISC (Reduced Instructions Set Computer) à 8 bits.

Le 16F87X, en boîtier DIP 28 ou 40 broches, peut fonctionner à une fréquence de 20 MHz pour un cycle d'instruction de 200 ns. Il est constitué des éléments suivants :

- 8 K mots de 14 bits de mémoire programme du type Flash;
- 256 octets de EEPROM;
- 368 octets de RAM;
- 5 ports E/S (3 de 8 bits, un de 5 bits et un de 3 bits);
- 2 timers de 8 bits;
- Un timer de 16 bits;
- Un convertisseur A/N 10 bits avec 5 entrées multiplexées;
- Une interface série synchrone (SPI);
- Une interface série asynchrone (USART).

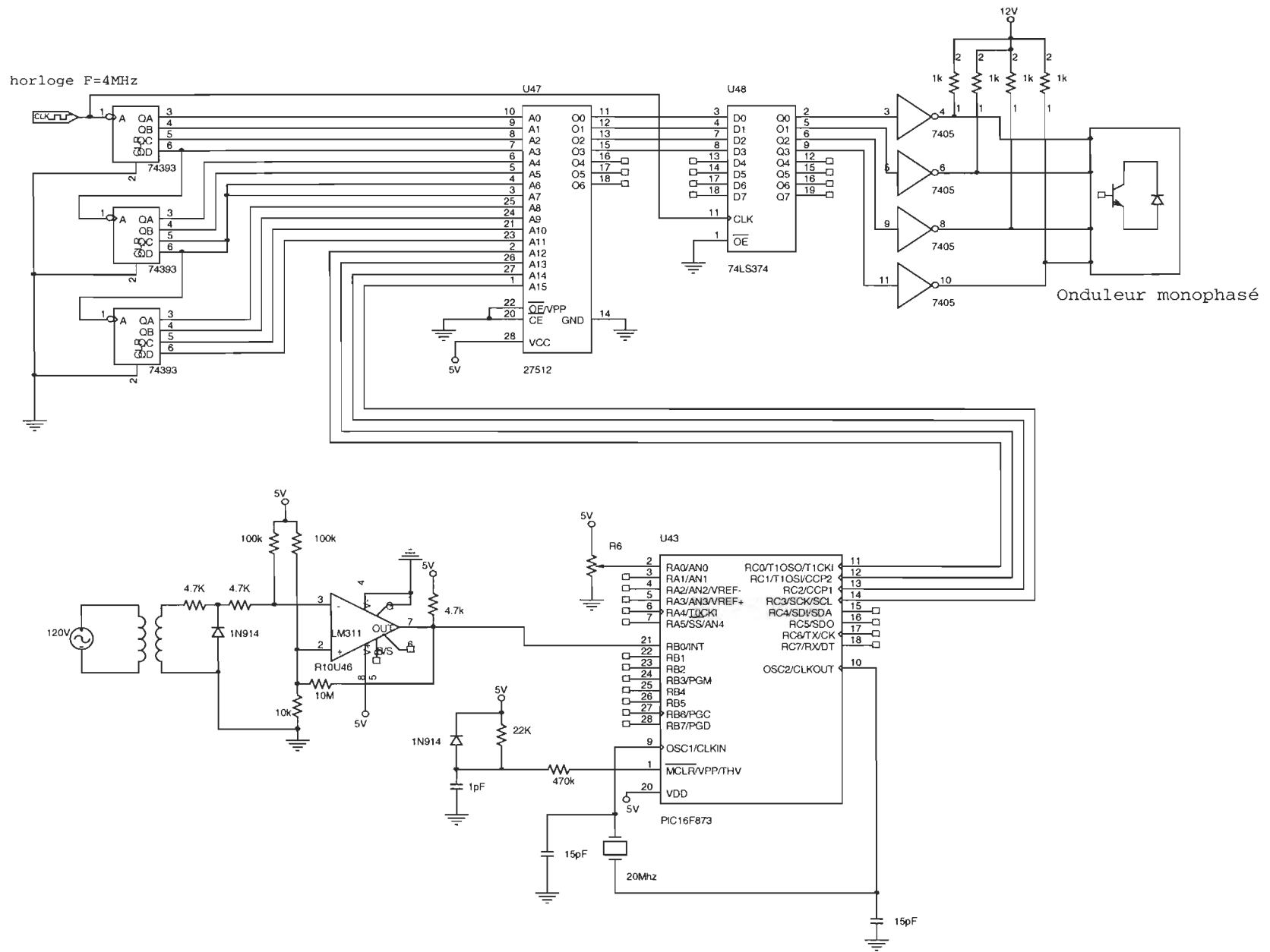
Le strict nécessaire pour faire tourner le PIC 16F87X consiste à connecter le 5 V sur V_{DD} , la masse V_{SS} , le circuit de reset et un circuit oscillateur.

Le PIC 16F873 a été programmé pour lire continuellement le potentiomètre qui est placé au port A (RA0/AN0). Ce composant permet de balayer la table de l'EPROM en variant le potentiomètre de 0 V à 5 V.

Le bit 0 du port B (RB0/INT) est connecté à un circuit de détection de passage par zéro. A partir d'un signal alternatif sinusoïdal (réseau), il façonne les signaux d'amorçage des interrupteurs du commutateur basse fréquence. La tension du réseau est abaissée à l'aide d'un transformateur 60 Hz basse puissance, qui attaque un comparateur (LM311), lequel fournit un signal 0 Volt à 5 Volts dont le rapport cyclique est de 50 %. Ce signal est alors appliqué à une entrée PIC 16F873.

Le montage expérimental global de l'onduleur à résonance série avec le circuit de commande apparaît à la figure 5.3.

Figure 5.3 : Circuit détaillé de la commande MDI (16 niveaux)



5.6 Résultats expérimentaux

Les différentes mesures présentées ci-dessous résument les résultats obtenus expérimentalement. Les figures 5.4, 5.6 et 5.8 présentent les signaux de commande, ces derniers correspondent à des densités d'impulsions différentes et ils fonctionnent à la fréquence de résonance.

Les figures 5.5, 5.7, 5.9, 5.10 et 5.11 présentent les formes de courant et de tension du circuit résonant. Ces résultats démontrent que qualitativement l'implantation permet d'obtenir les résultats prévus en boucle ouverte. Il était observé que le déphasage, entre le courant et la tension aux bornes de l'onduleur, est à peu près négligeable surtout pour les grandes valeurs de la densité d'impulsions. Cela explique que la fréquence de commutation est toujours proche de la fréquence de résonance. Ainsi, on notera que les pertes de commutation sont quasiment nulles. Il apparaît des oscillations parasites sur la tension aux bornes du circuit résonant, ces parasites sont probablement dus, d'une part, aux fonctionnements et modèles des interrupteurs de l'onduleur et d'autre part, aux éléments parasites dus aux câblages.

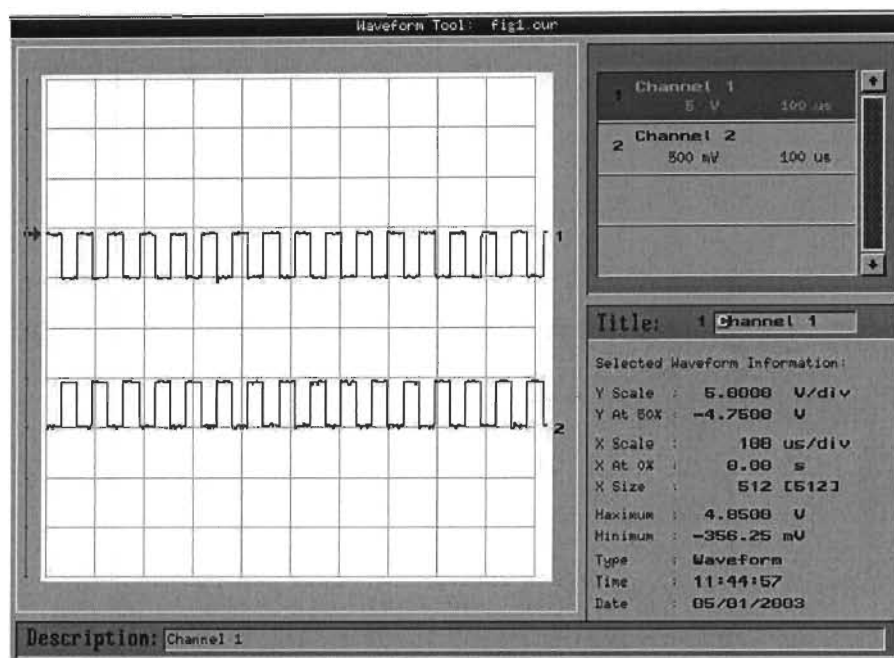


Figure 5.4 : Signaux de commande des transistors T1 (1) et T2 (2) pour $D = 16/16$

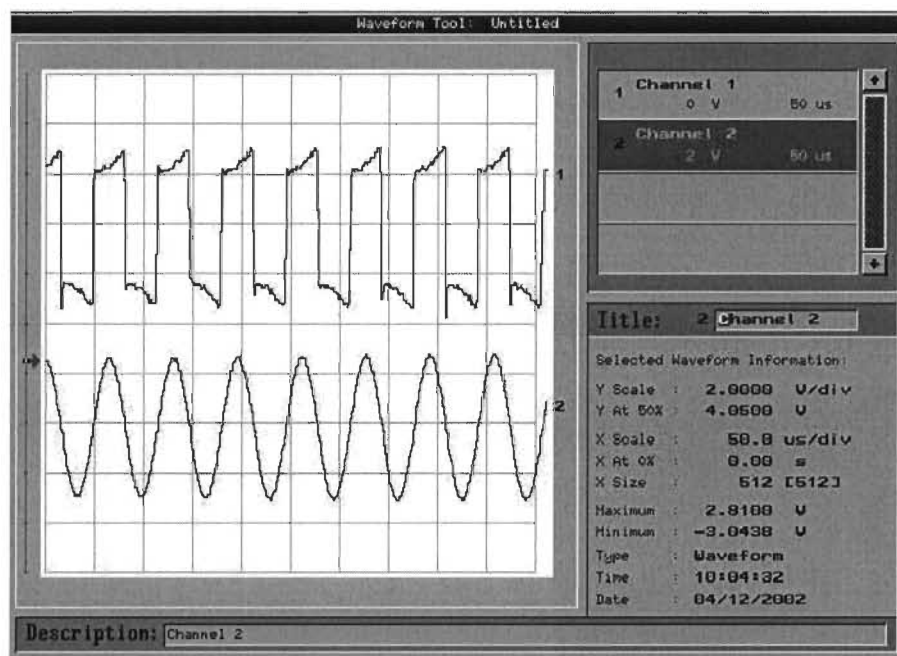


Figure 5.5 : Tension aux bornes de la charge (1) et courant (2) pour $D = 16/16$

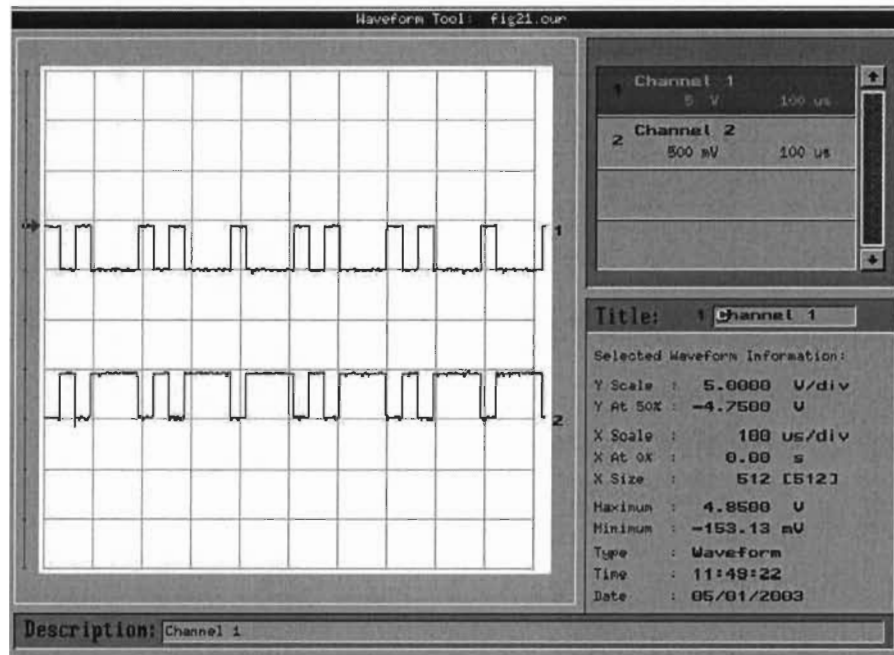


Figure 5.6 : Signaux de commande des transistors T1 (1) et T2 (2) pour $D = 10/16$

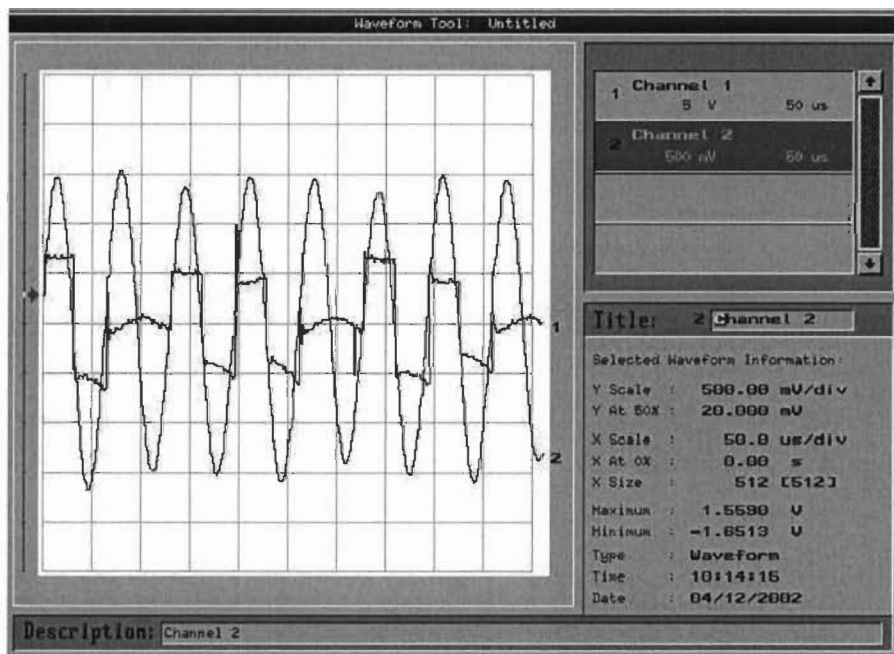


Figure 5.7 : Tension aux bornes de la charge (1) et courant (2) pour $D = 10/16$

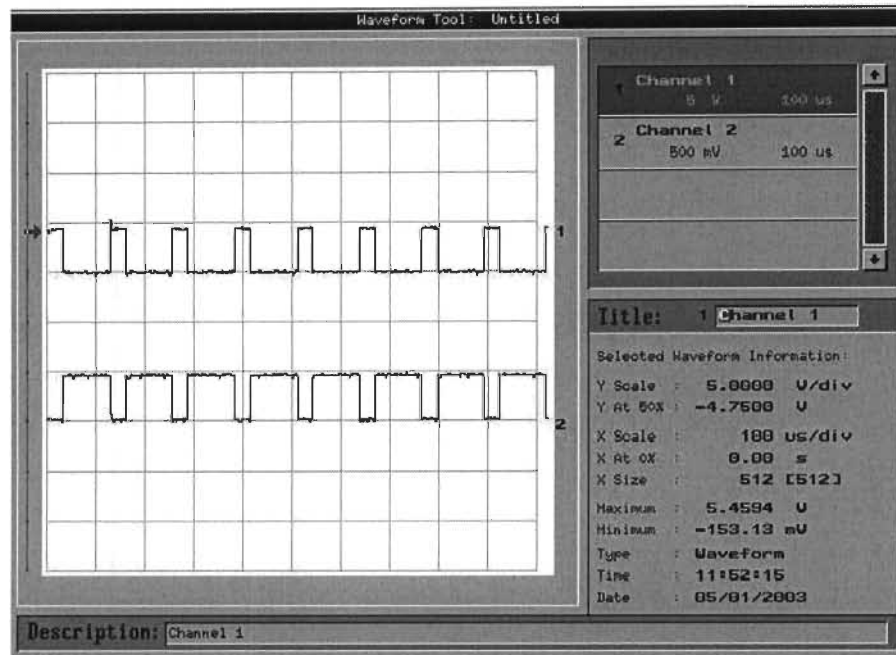


Figure 5.8 : Signaux de commande des transistors T1 (1) et T2 (2) pour $D = 8/16$

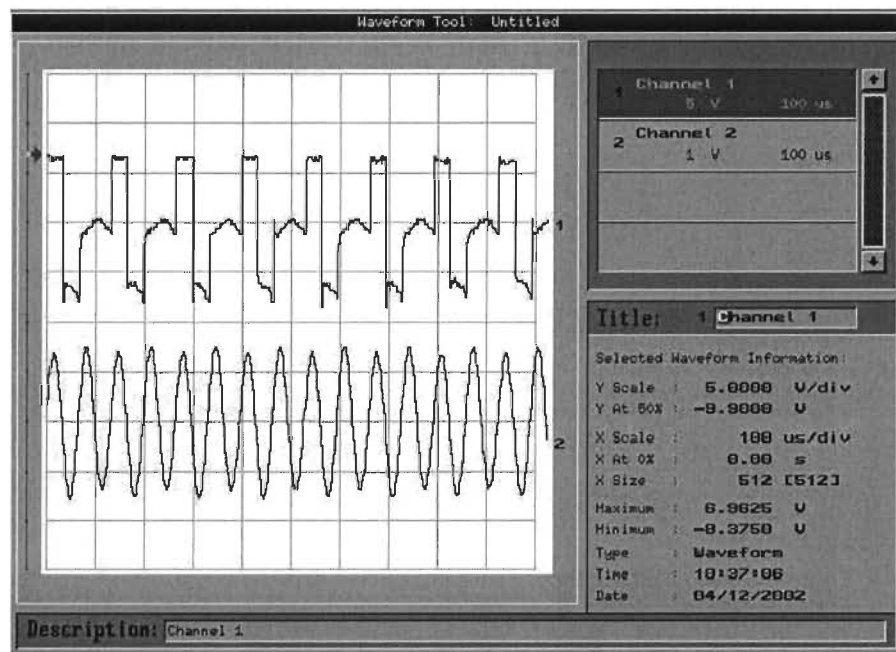


Figure 5.9 : Tension aux bornes de la charge (1) et courant (2) pour $D = 8/16$

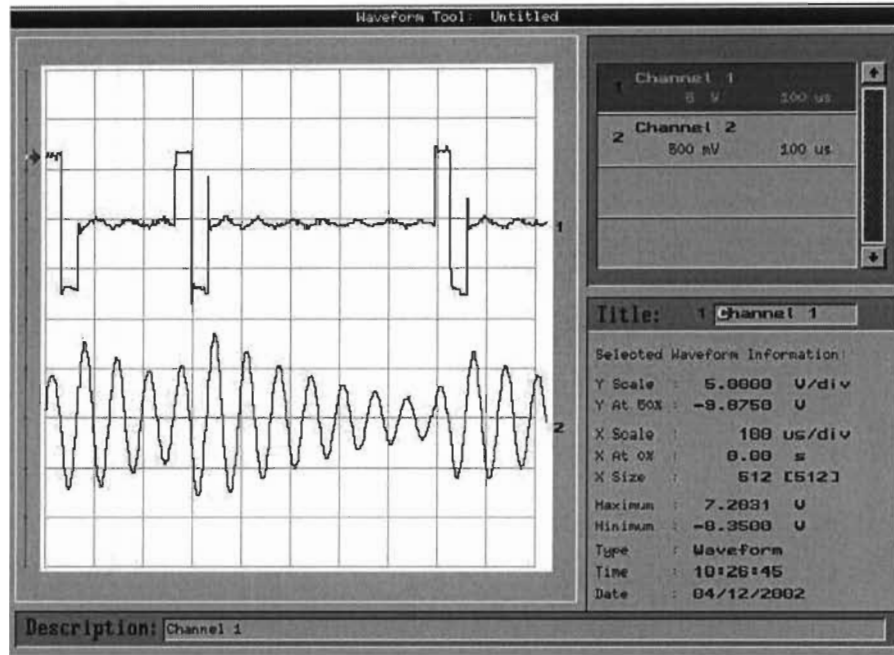


Figure 5.10 : Tension aux bornes de la charge (1) et courant (2) pour $D = 3/16$

5.7 Comparaison et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé un onduleur à résonance série commandé par la modulation de densité d'impulsions MDI. Nous avons en particulier présenté la commande à base du microcontrôleur PIC 16F873.

Les résultats obtenus en pratique valident les résultats de simulation en boucle ouverte sauf pour les faibles puissances. Le tableau 5.1 résume les résultats obtenus par simulation et par expérimentation pour différentes commandes de la MDI. Cette dernière a beaucoup d'avantages : elle permet d'augmenter la plage de la puissance en variant la densité d'impulsions, elle aide à réduire les pertes de la puissance au niveau des interrupteurs. Alors, nous remarquons que les taux de distorsion des harmoniques en simulation et en expérimentation sont à peu près égaux

pour des densités d'impulsions supérieures ou égales à $5/16$. Par ailleurs, nous trouvons que, pour D est égal à $3/16$ et $4/16$, le taux de distorsion des harmoniques en pratique est élevé par rapport à la simulation. Pour D est égal à $2/16$ et $1/16$, la puissance mesurée est trop faible, et l'appareil de mesure devient incapable de calculer le taux de distorsion des harmoniques à cause de présence des ondulations au niveau du courant source. La différence entre les deux résultats s'explique par le fait que l'étude par simulation a été faite sans association des parasites dus aux câblages, alors que le montage expérimental reflète plus la réalité.

L'asservissement de la puissance en boucle fermée, à base du microcontrôleur, nécessite la conversion du signal analogique à un signal numérique. À l'aide du convertisseur analogique numérique du PIC, la donnée appliquée au port A (la mesure du courant et de la tension efficace au niveau de la source dans notre application) doit être variée entre 0 et 5 V. En fait, le changement d'une commande à l'autre, cause un courant non parfaitement sinusoïdal au niveau de la source, ce dernier présente de légères ondulations. Cependant, le filtrage du courant devient un peu compliqué, le calcul et la régulation de la puissance seront donc difficiles.

Tableau 5.1 : Résultats comparatifs des différentes commandes

Densité d'impulsions	Résultats pratiques		Résultats de simulation	
	Mesure de puissance (W)	Taux de distorsion (%)	Mesure de puissance (W)	Taux de distorsion (%)
16/16	33.59	3.21	33.7	0.77
15/16	25.5	3.24	29.1	5.1
14/16	20.22	3.14	24.8	6
13/16	18.8	3.52	20.9	5.88
12/16	15.5	2.73	17.55	5.21
11/16	15.24	3.5	14.65	4.8
10/16	11.4	5.85	12.05	4.89
9/16	10.65	4.06	9.8	4.84
8/16	7.36	4.02	7.8	2.702
7/16	6.6	6.82	5.9	8.32
6/16	4.4	8.42	4.14	9.73
5/16	2.87	11.85	2.78	9.34
4/16	1.84	22.5	1.715	7.51
3/16	1.26	36.9	0.96	9.75
2/16	0.7	-----	0.47	11.44
1/16	0.28	-----	0.19	10

Conclusion générale

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

Dans ce travail, nous avons présenté en premier lieu le fonctionnement, les caractéristiques et le principe général du chauffage par induction électromagnétique. En second lieu, nous avons exposé une étude sur la fréquence de fonctionnement du chauffage, la dissipation de la puissance, le rendement et l'alimentation pour améliorer les performances du système.

Ensuite nous avons complété l'étude en abordant les structures des convertisseurs à résonance monophasés, ainsi que le principe de fonctionnement d'un convertisseur à résonance série (chapitre 3). Une simulation des régimes permanents des différentes configurations était décrite et réalisée dans l'environnement Matlab/Simulink. En fait, plusieurs stratégies de commande et de régulation ont été proposées aux convertisseurs à résonance utilisés dans le chauffage par induction électromagnétique à haute fréquence. En particulier, la commande par fréquence, la commande par modulation de largeur d'impulsions et la commande par déphasage offrent une régulation de puissance de façon directe et rapide. Néanmoins dans les commandes ci-dessus mentionnées, on assiste à une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique du fait que les interrupteurs de puissance ne sont pas tout le temps commutés au passage par zéro soit de la tension ou du courant.

La technique de modulation de densité d'impulsions MDI a été introduite comme un moyen pour remédier aux inconvénients des méthodes de commande classiques. L'avantage de la MDI est que la commutation se fait au passage par zéro du courant et de la tension et ce sur une grande plage de variation de la puissance de sortie, ce qui diminue les pertes de puissance au niveau des interrupteurs. Mentionnons aussi que la MDI fonctionne toujours à une fréquence fixe (fréquence de résonance).

L'asservissement de la puissance de sortie par MDI nécessite deux organes de commande [18]: le premier a pour but de générer un signal d'anticipation pour le système, il présente le fonctionnement inverse du système. Le deuxième organe vient pour corriger les erreurs entre la puissance mesurée et la puissance de référence. Les résultats de simulation obtenus assurent bien les avantages de la MDI. En fait, on trouve que les pertes dans les interrupteurs de puissance sont négligeables et que le facteur de puissance est proche de l'unité dans toutes les commandes. Donc cette technique améliore le rendement et minimise les interférences électromagnétiques.

L'implantation pratique du convertisseur à résonance série commandée par MDI a été réalisée au laboratoire d'électronique de puissance dans le but de valider les études théoriques et par simulation sur un banc d'essai. Le circuit de commande proposé est à base du microcontrôleur PIC 16F873. Les résultats de l'étude expérimentale, malgré de légères différences, sont semblables à ceux obtenus par simulation sans la boucle d'asservissement.

Nous considérons nécessaire, d'après notre expérience dans ce travail, et dans le but d'avoir un suivi efficace et des résultats qui seront meilleurs, que les points suivants soient considérés :

- Dans le but de réaliser l'asservissement de la puissance de sortie, il faut trouver une méthode de filtrage du courant de source convenable dans toutes les commandes MDI afin de mesurer la puissance à l'aide du microcontrôleur.
- Continuer la recherche sur la technique de la commande pour obtenir un facteur de puissance proche de l'unité sur une grande plage de puissance.

Références

- [1] Maurice Orfeuil « Electrothermie industrielle » Paris Dunod 1981.
- [2] Hideaki Fujita et Hirofumi Akagi « Pulse-density modulated power control of a 4 kw, 50 kHz voltage-source inverter for induction melting applications » IEEE Transactions on Industry Applications, vol.32, No.2, Mars / Avril 1996, pp 279-286.
- [3] Hugo Calleja et Rafael Ordonez « Improved induction-heating inverter with power factor correction » IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC. Vol.2, 1999, pp.1132-1137.
- [4] S. L. Semiatin et D.E. Stutz « Induction heat treatment of steel » Metals Park, Ohio American Society for Metals 1986, États-Unis.
- [5] Victor Paschkis « Les fours électroniques industriels » Dunod. Paris 1952.
- [6] P.P. Roy, S.R. Doradla « Analysis of the series resonant converter using a frequency domain model » IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1991, pp. 482-489.
- [7] Hugo Calleja et Joel Pacheco « Power distribution in pulse-density modulated waveforms » IEEE Power Electronics Specialists Conference 2000, pp. 1457-1462.
- [8] Kiyoshi Izaki, Hidekazou Yamashita, Hideki Omori « A novel high-frequency ZVS-PWM inverter for multi-burners induction heating appliance » IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives, 21-23 September 1998, pp. 656-661.
- [9] Yvon Chéron « La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique » Paris Technique et documentation-Lavoisier 1989.
- [10] Guy Seguier et Francis Labrique « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, La conversion continu-alternatif » Technique et documentation-Lavoisier Paris 1989.
- [11] Jean-Paul Ferrieux et François Forest « Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance : principes - composants – modélisation » Paris Masson 1994.

- [12] A.Okuno, S.Shirakawa et M. Nakaoka « Latest developments of voltage-fed resonant high frequency inverter with load resonant frequency tracking scheme for induction heating » IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives 21-23 Septembre 1998, Conference Publication No 456, pp.152-157.
- [13] Antoni Dmowski, Rafal Bugyi et Piotr Szewczyk « A novel series resonant DC/DC converter with full control of output voltage at no load condition. Computer simulation based design aspects » IEEE/IAS Annu. Meet, 1992, pp. 924-928.
- [14] L. Grajales, J. A. Sabaté, K. R. Wang, W. A. Tabisz et F. C. Lee « Design of a 10 kw, 500 kHz phase-shift controlled series-resonant inverter for heating » IEEE/IAS Annu. Meet., 1993, pp. 843-849.
- [15] H. Fujita, S. Ogasawara et H.Akagi, Fellow « An approach to a broad range of power control in voltage-source series resonant inverters for corona discharge treatment -Pulse Density Modulation -» IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC 1997, pp. 1000-1006.
- [16] A. Sandali, P. Sicard et A. Chériti « Power factor improvement of an ac/ac converter by association of PDM control and passive filtering » in Proceedings of the 2002 Power Electronics Specialists Conference, pp. 250-255, June 23-27, 2002, Cairns, Australia.
- [17] Augusto Visintin « Differential models of hysteresis » New York Springer-Verlag 1994, États-Unis, pp. 151-164.
- [18] J. Essadaoui, P. Sicard, É. Ngandui et A. Chériti « Power inverter control for induction heating by Pulse Density Modulation with improved power factor » IEEE 2003, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering Toward a Caring and Humane Technology, May 4-7, 2003 - Montreal, Canada.

Annexe A

Étude et analyse du convertisseur à résonance série

A.1 Étude analytique de deux circuits RL et RLC

Dans cette étude, nous nous attachons à dégager les propriétés essentielles d'un convertisseur à résonance. À cet effet, nous nous intéressons à faire une étude analytique et comparative entre deux structures de l'onduleur.

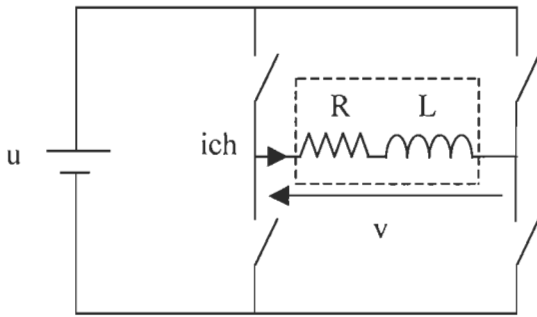


Figure A.1 : Structure de l'onduleur de tension

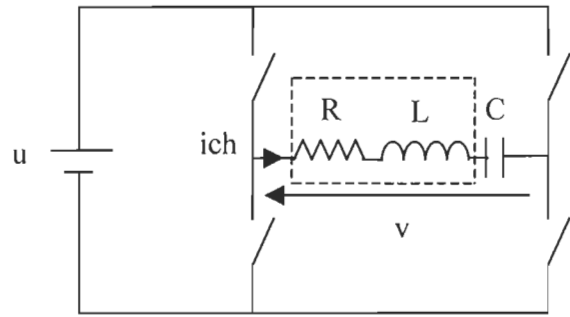


Figure A.2 : Structure de l'onduleur à résonance

La charge RL peut être directement alimentée en tension, par un onduleur de tension (figure A.1) composé de quatre interrupteurs bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. Ces interrupteurs sont réalisés à l'aide d'un composant commandé connecté en antiparallèle avec une diode. Ce composant commandé peut être asymétrique en tension et le choix est donc large (thyristor, GTO, transistor bipolaire, MOS...). Pour préciser la nature de ce composant, il faut connaître les mécanismes de commutation de ces interrupteurs.

Les formes d'ondes associées à ce circuit sont représentées à la figure A.3. Le courant dans la charge est constitué d'une succession de réponse d'un circuit RL à des échelons de tension. Les mécanismes de commutation se déduisent directement de ces formes d'ondes. A chaque transition de tension correspond une commutation provoquée par le blocage du composant commandable.

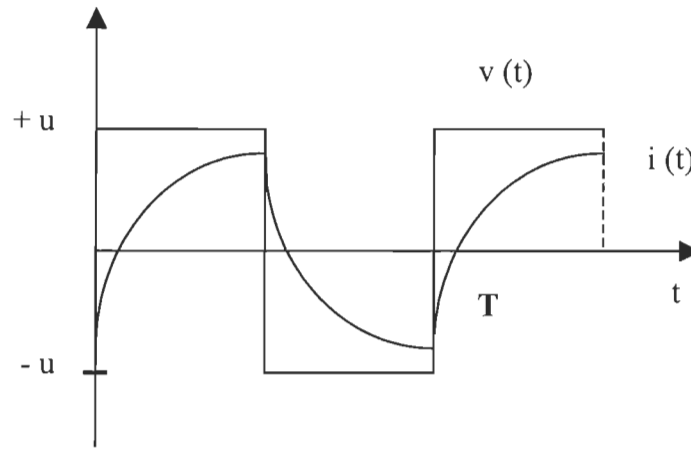


Figure A.3 : Formes d'onde d'un onduleur de tension sur charge RL

Dans le circuit de la figure A.1, pour une puissance donnée, le dimensionnement des éléments semiconducteurs dépend du « $\cos \varphi$ » de la charge. En régime sinusoïdal, cette compensation du « $\cos \varphi$ » est habituellement réalisée en adjoignant un condensateur à la charge. Dans le cas d'une alimentation par un onduleur de tension, ce condensateur ne peut être connecté qu'en série avec la charge (figure A.2). Le circuit de charge est donc un circuit oscillant ou résonant et l'onduleur, lorsqu'il alimente cette charge particulière, s'appelle onduleur à résonance série.

Dans les deux cas de structure de l'onduleur, la tension charge est constituée d'un train d'échelons, varie entre $+u$ et $-u$. Il présente un signal périodique de période T ($\omega = \frac{2\pi}{T}$). Alors

$v(t)$ est décomposable en série de Fourier.

$$\begin{cases} v(t) = \sum_{n=0}^{\infty} v_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \\ v_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{et} \quad \varphi_n = \text{Arg}\left(-\frac{B_n}{A_n}\right) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos(n\omega t) dt \\ B_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin(n\omega t) dt \end{aligned} \quad (A.2)$$

Nous calculons les valeurs de A_n et B_n , l'équation (A.2) deviendra :

$$\begin{aligned} A_n &= 0 \\ B_n &= \frac{2u}{n\pi} \{1 - \cos n\pi\} \end{aligned} \quad (A.3)$$

$$v_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} = \frac{2u}{n\pi} (1 - \cos n\pi) \rightarrow \text{Les harmoniques impaire} \quad (A.4)$$

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

On a :
$$I_n = \frac{v_n}{Z_n} \quad (A.5)$$

Avec

I_n : Valeur du courant maximal du $n^{\text{ième}}$ harmonique

Figure A.1 $\Rightarrow Z_n = \sqrt{R^2 + (nL\omega)^2} \quad (A.6)$

Figure A.2 $\Rightarrow Z_n = \sqrt{R^2 + (nL\omega - \frac{1}{n\omega C})^2} \quad (A.7)$

D'après les équations de (A.4) à (A.7), nous déduisons l'expression de la puissance transférée à la charge.

$$P = R I_{eff}^2 \quad (A.8)$$

Avec
$$I_{eff} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}}{\sqrt{2}} \quad (A.9)$$

D'après les expressions (A.5) et (A.6), si on augmente la fréquence de fonctionnement, l'impédance Z_n , dans le cas de l'onduleur tension (figure A.1), est important. Or dans le cas de

l'onduleur à résonance (figure A.2), l'impédance Z_n est faible. Dans ce dernier cas le courant efficace I_{eff} va augmenter ainsi que la puissance transférée. Donc l'étude montre l'avantage de l'onduleur à résonance série.

A.2 Analyse théorique de variation de la fréquence et le courant de blocage

A.2.1 Analyse de variation de la fréquence

Nous supposons un onduleur monophasé connecté à un circuit RLC (figure A.2).

- Le facteur de qualité est présenté comme

$$q = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{\omega_r C R} \quad \text{Avec} \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L C}}$$

Le déphasage Φ entre la tension de sortie et le courant du convertisseur est :

$$\tan \Phi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = q \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \quad (\text{A.10})$$

$$\left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 - \frac{\omega}{\omega_r} \frac{\tan \Phi}{q} - 1 = 0 \quad (\text{A.11})$$

On pose $X = \frac{\omega}{\omega_r}$

L'équation (A.11) devient :

$$X^2 - X \frac{\tan \Phi}{q} - 1 = 0 \quad (\text{A.12})$$

La solution de (A.12) donne :

$$\Delta = \left(\frac{\tan \Phi}{q} \right)^2 + 4$$

$$X = \frac{\tan \Phi \pm q \sqrt{\Delta}}{2 q} \quad (\text{A.13})$$

Donc :

$$\frac{\omega}{\omega_r} = \frac{\tan \Phi + \sqrt{\tan^2 \Phi + 4q^2}}{2q} \quad (\text{A.14})$$

A.2.2 Analyse du courant drain de blocage I_{off}

Impédance du circuit résonant en fonction de Φ

$$|Z_r| = \left| R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right| = R \left| 1 + \frac{j\omega L + \frac{1}{jC\omega}}{R} \right| \quad (\text{A.15})$$

On remplace (A.10) dans (A.15), on trouve l'expression de l'impédance de circuit résonant

$$|Z_r| = R |1 + j \tan \Phi| = \frac{R}{\cos \Phi} \quad (\text{A.16})$$

Dans le cas de contrôle par fréquence FC, le courant drain au blocage I_{off} dépendra de l'angle de déphasage Φ .

$$I_{\text{off}} = I \sin \Phi \quad \text{avec} \quad I = I_0 \cos \Phi \quad (\text{A.17})$$

I_0 : courant maximal au niveau du drain

$$I_{\text{off}} = I_0 \cos \Phi \sin \Phi = \frac{I_0}{2} \sin 2\Phi \quad (\text{A.18})$$

Dans le cas de contrôle par déphasage PS

$$I_{\text{off}} = I \sin 2\Phi = I_0 \cos \Phi \sin 2\Phi \quad (\text{A.19})$$

A.3 Calcul de la puissance moyenne

En utilisant le principe de la commande MDI, l'expression de la puissance peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i_{ch}(t) dt \quad (A.20)$$

$$P = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T_{ON}} v(t) i_{ch}(t) dt + \int_{T_{ON}}^T v(t) i_{ch}(t) dt \right\} \quad (A.21)$$

Or
$$\int_{T_{ON}}^T v(t) i_{ch}(t) dt = 0 \quad (A.22)$$

De (4.8), (4.20) et (4.33), nous obtenons :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v(t) i_E(t) \sin \omega_r t dt \quad (A.23)$$

$$P = \frac{4u}{T\pi} \int_0^{T_{ON}} i_E(t) \sin^2 \omega_r t dt \quad (A.24)$$

En remplaçant $i_E(t)$ par son expression (4.26)

$$P = \frac{4u}{T\pi} \int_0^{T_{ON}} [\hat{I}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + I_{\min} e^{-\frac{t}{\tau}}] \sin^2 \omega_r t dt \quad (A.25)$$

$$P = \frac{4u}{T\pi} \int_0^{T_{ON}} [\hat{I} \sin^2 \omega_r t + (I_{\min} - \hat{I}) e^{-\frac{t}{\tau}} \sin^2 \omega_r t] dt \quad (A.26)$$

On pose

$$A = \int_0^{T_{ON}} \hat{I} \sin^2 \omega_r t dt \quad \text{et} \quad B = \int_0^{T_{ON}} [I_{\min} - \hat{I}] e^{-\frac{t}{\tau}} \sin^2 \omega_r t dt \quad (A.27)$$

Alors
$$A = \frac{\hat{I} T_{ON}}{2} \quad (A.28)$$

En utilisant la solution par partie, B donne :

$$B = \frac{I_{\min} - \hat{I}}{2} \int_0^{T_{ON}} e^{-\frac{t}{\tau}} (1 - \cos 2\omega_r t) dt \quad (\text{A.29})$$

On suppose que $\tau \gg \frac{1}{\omega_r}$

$$B = \frac{I_{\min} - \hat{I}}{2} \left[\tau (1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}) - \frac{\tau (1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}})}{(2\omega_r \tau)^2} \right] \quad (\text{A.30})$$

$$B = \frac{I_{\min} - \hat{I}}{2} \tau (1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}) \quad (\text{A.31})$$

En exprimant dans (A.31), I_{\min} par son expression (4.28), et après avoir effectué les calculs intermédiaires, l'expression de la puissance moyenne sera :

$$P = \frac{2u}{\pi} \hat{I} \left\{ \frac{T_{ON}}{T} - \frac{\tau}{T} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) (e^{\frac{T_{ON}}{\tau}} - e^{\frac{T}{\tau}}) \right\} \quad (\text{A.32})$$

Annexe B

Schémas et programmes de simulation du
modèle MDI sur SimulinkTM et Matlab[®]

B.1 Schémas du modèle alimenté par une source continue

Dans la simulation, nous tenons compte du rapport du transformateur 8:1. Nous ramenons la charge au primaire du transformateur. Alors, l'impédance du circuit résonant devient multipliée par le carré du rapport du transformateur. Les simulations sont réalisées avec la méthode d'intégration ODE 15s avec un pas de calcul de $T_r/2$.

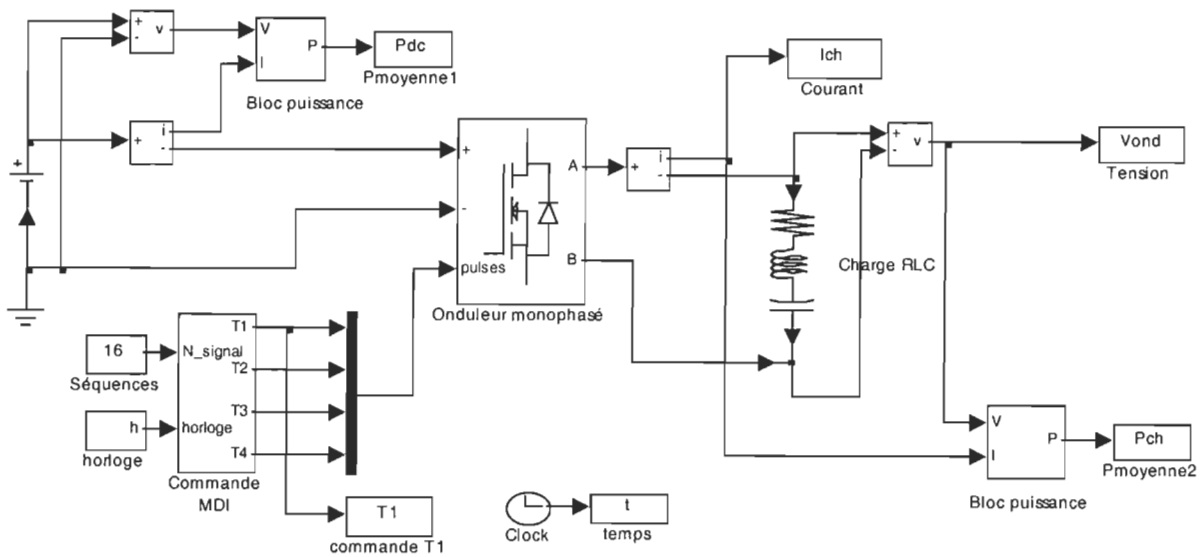


Figure B.1 : Schéma bloc du modèle alimenté par une tension continue

Les paramètres de l'onduleur monophasé sont présentés à la figure B.2

Block Parameters: Onduleur monophasé

Universal Bridge (mask) (link)

This block implement a bridge of selected power electronics devices. Series RC snubber circuits are connected in parallel with each switch device. For most applications the internal inductance should be set to zero.

Parameters

Number of bridge arms: 2

Port configuration: ABC as output terminals

Snubber resistance R_s (Ohms): 1e5

Snubber capacitance C_s (F): inf

Power Electronic device: MOSFET / Diodes

R_{on} (Ohms): 1e-3

Measurements: None

OK Cancel Help Apply

Figure B.2 : Paramètres de l'onduleur monophasé

La commande MDI (Fig.B.3 et Fig.B.4) est réalisée à l'aide d'une table. Cette dernière présente une matrice de 16 lignes et 32 colonnes tel que :

- Les lignes désignent les 16 différents niveaux de la MDI.
- Les colonnes représentent les 16 cycles résonants générés afin de commander les interrupteurs de l'onduleur.

Cette table comporte des bits 0 et 1.

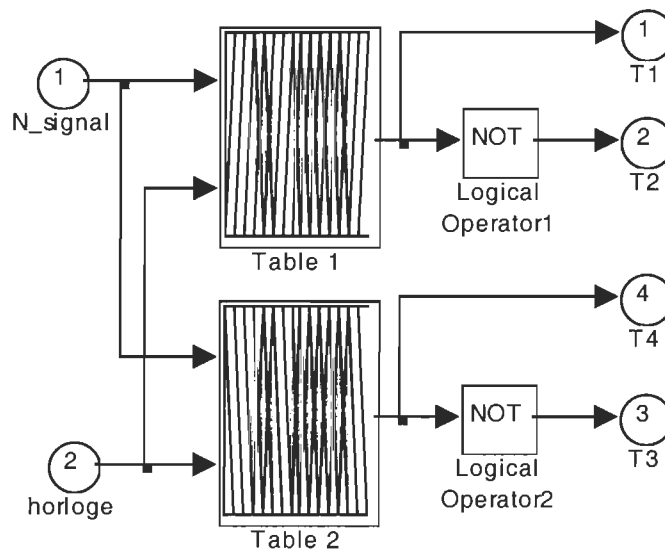


Figure B.3 : Schéma bloc de commande MDI

La figure B.4 montre les paramètres des blocs Table 1 et Table 2.

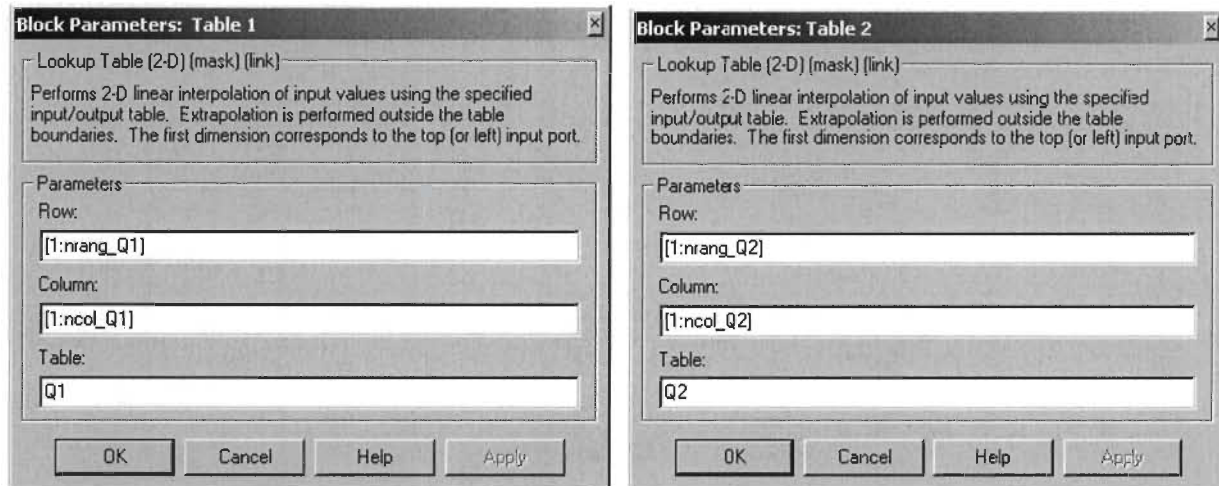


Figure B.4 : Paramètres de la Table 1 et Table 2

Le bloc d'horloge est utilisé pour générer une séquence de 16 cycles résonants, il compte de 1 jusqu'à 32 valeurs avec un retard de $T_c/2$. Chaque bit représente la moitié d'un cycle résonant. Il sélectionne les bits de colonne de la table MDI.

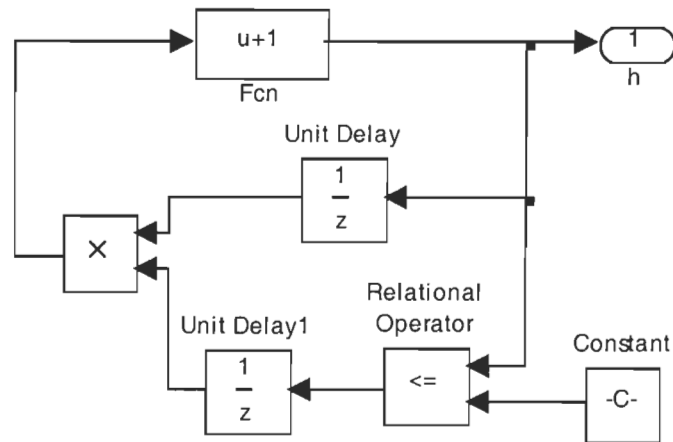


Figure B.5 : Schéma bloc de l'horloge

La figure B.6 représente le bloc pour calculer la puissance moyenne de la charge

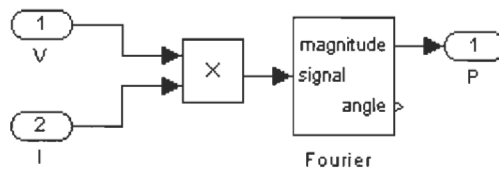


Figure B.6 : Schéma bloc de puissance

Le bloc de Fourier est illustré à la figure B.7

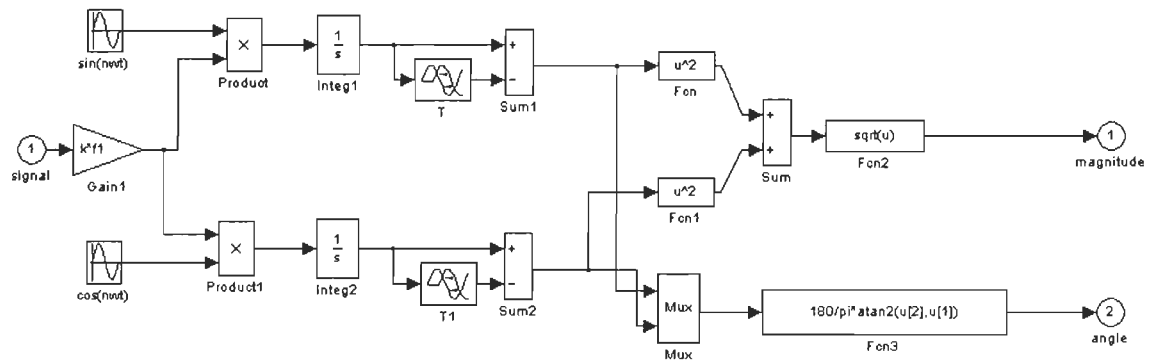


Figure B.7 : Schéma bloc de Fourier

%	Paramètres de la Table 1 et Table 2	%
%	Fichier M_mdi.m	%

```
A1=[1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0];
B1=[1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 0];
C1=[1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 0];
D1=[1 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0];
E1=[1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0];
F1=[1 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0];
G1=[1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0];
H1=[1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 1 0 0 0];
I1=[1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0];
J1=[1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0];
K1=[1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0];
L1=[0 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0];
M1=[1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0];
N1=[1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
O1=[1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
P1=[1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
```

Q1=[P1;O1;N1;M1;L1;K1;J1;I1;H1;G1;F1;E1;D1;C1;B1;A1];

```
A2=[1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0];
B2=[1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1];
C2=[1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1];
D2=[1 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1];
E2=[1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 1 1];
F2=[1 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1];
G2=[1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1];
H2=[1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1];
I2=[1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1];
J2=[1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1];
K2=[1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1];
L2=[1 1 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1];
M2=[1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1];
N2=[1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
O2=[1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
P2=[1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1];
```

Q2=[P2;O2;N2;M2;L2;K2;J2;I2;H2;G2;F2;E2;D2;C2;B2;A2];

```

%                               Programme du modèle MDI                               %

clear all
clc
M_mdi          % M_mdi.m contient paramètres des matrices du bloc de commande MDI
F = 60;         % fréquence de réseau
Fr = 480e3;     % fréquence de résonance
nimp = 16;      % nombre d'impulsions
valeur_P = [13.5519 53.3727 119.8896 212.5247 332.0626 477.5103 649.1744 847.4826
            1.0720e3 1.3231e3 1.6020e3 1.9059e3 2.2365e3 2.5928e3 2.9776e3 3.3871e3];
% valeurs des puissances mesurées en boucle ouverte
Pc = 500;       % puissance consigne
delta = (Pc*2)/100; % écart d'hystérésis
epos1 = delta;  % limite supérieure de la fenêtre de l'hystérésis 1
eneg1 = 2*delta/3; % limite inférieure de la fenêtre de l'hystérésis 1
epos2 = - 2*delta/3; % limite supérieure de la fenêtre de l'hystérésis 2
eneg2 = - delta; % limite inférieure de la fenêtre de l'hystérésis 2

% Paramètres de la charge %
Rp = 64;         % rapport du transformateur
R = 0.15;        % valeur de la résistance
Rr = R*Rp;       % valeur de la résistance au primaire du transformateur
L = 5e-6;        % valeur de l'inductance
Lr = L*Rp;       % valeur de l'inductance au primaire du transformateur
C = 2.1988e-8;   % valeur de la capacité
Cr = C/Rp;       % valeur de la capacité au primaire du transformateur
Tr = 1/Fr;       % période de la résonance
Tfond = Tr*nimp; % période du bloqueur d'ordre zéro

%%%%% Q1=Q1_16;
nrang_Q1=16;     % nombre de ligne de la matrice Q1
ncol_Q1=2*nimp;  % nombre de colonne de la matrice Q1

%%%%% Q2=Q2_16;
nrang_Q2=nrang_Q1;% nombre de ligne de la matrice Q2
ncol_Q2=2*nimp;  % nombre de colonne de la matrice Q2

```

B.2 Schémas du modèle alimenté par une sinusoïde

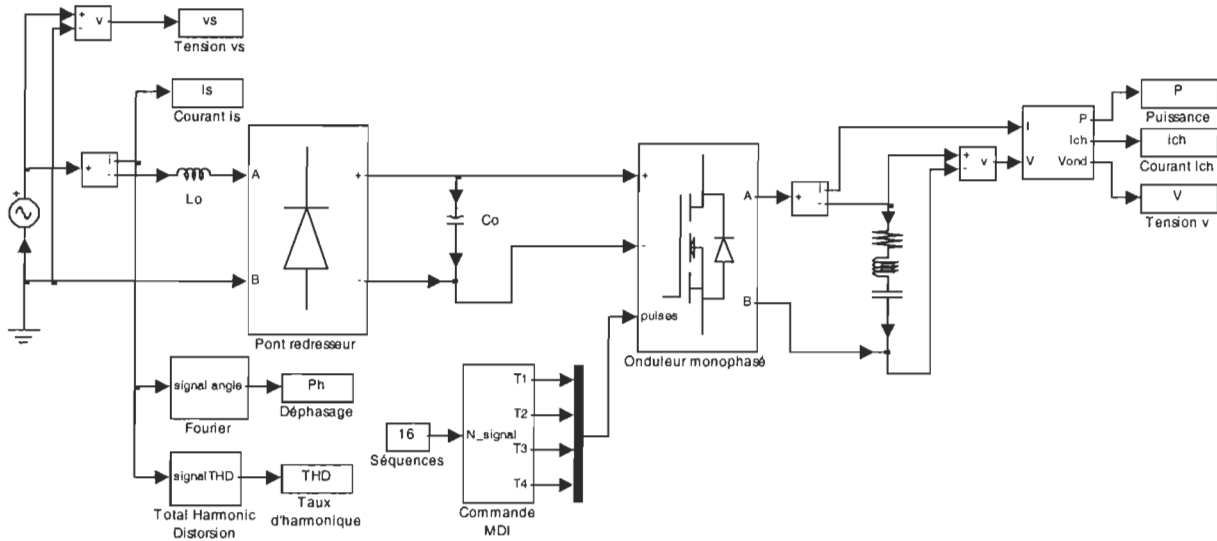
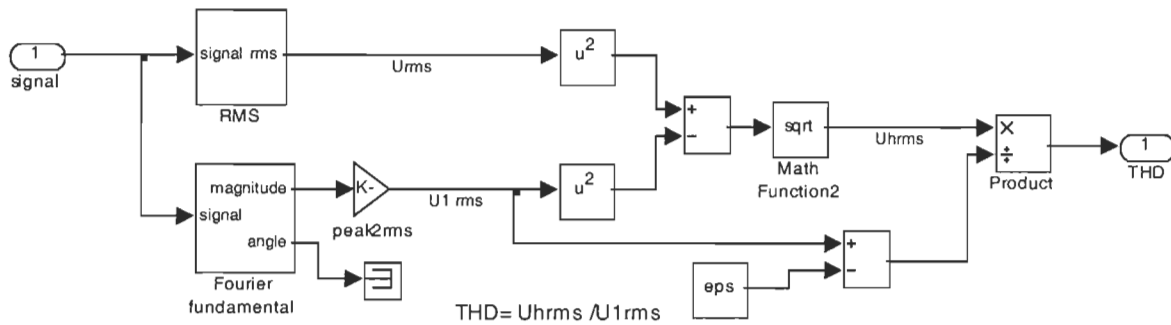


Figure B.8 : Schéma du modèle alimenté par une sinusoïde

Le bloc de commande MDI est le même bloc proposé à la figure B.3 avec la même horloge. Le bloc de calcul du taux de distorsion harmonique est représenté par la figure suivante :



$$THD = U_{hrms} / U_{1rms}$$

Avec:

U_{hrms} = valeur efficace des harmoniques = $\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots} = \sqrt{U_{rms}^2 - U_{1rms}^2}$

U_{1rms} = valeur efficace du fondamentale

U_{rms} = la valeur efficace du fondamentale et les harmoniques

Figure B.9 : Schéma bloc de taux de distorsion

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

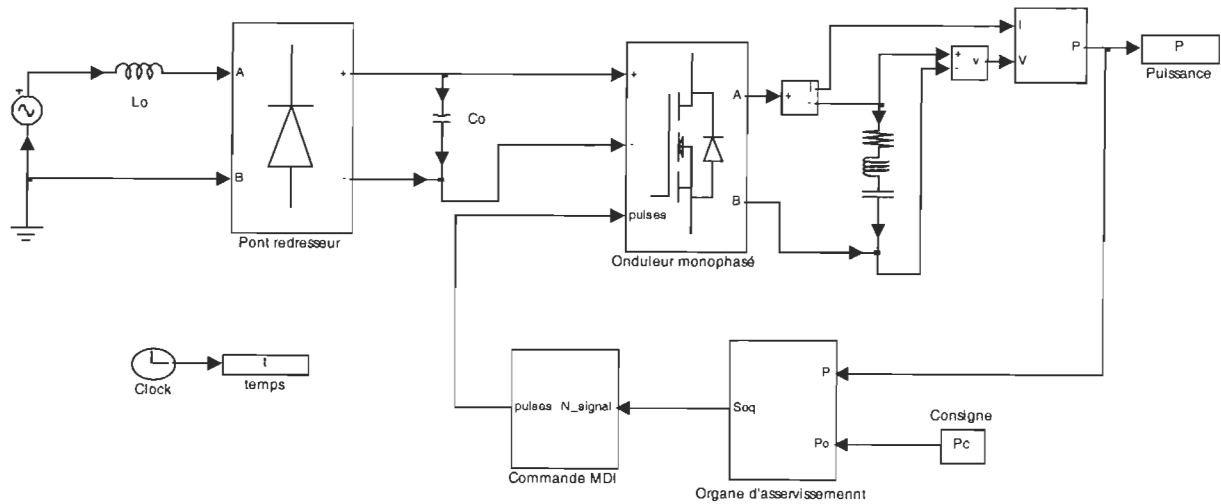


Figure B.10 : Schéma général du modèle asservi de la puissance

Le bloc de commande MDI est présenté par la figure suivante :

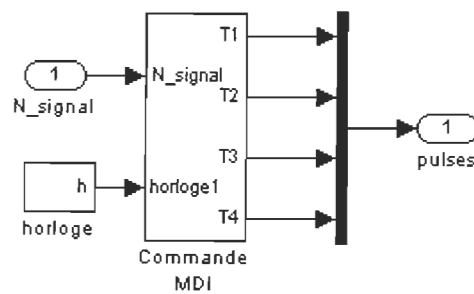


Figure B.11 : Bloc de commande MDI

L'organe d'asservissement est présenté à la figure B.12, la période du bloqueur d'ordre zéro est de $16 * T_r$.

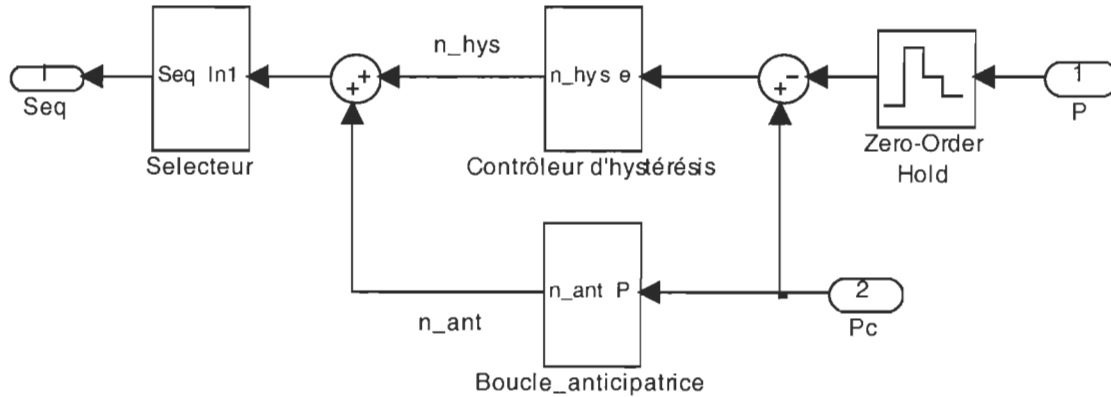


Figure B.12 : Schéma bloc de l'organe d'asservissement

Le contrôleur d'hystérésis comporte deux blocs d'hystérésis (Fig.B.14), un bloc de saturation (Fig.B.15) et un bloc $1/z$ d'un délai de $1/120$ s.

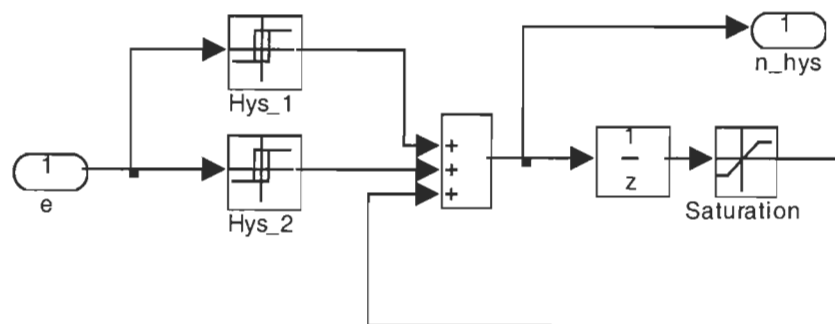


Figure B.13 : Bloc contrôleur d'hystérésis

Les paramètres d'hystérésis sont présentés comme suit :

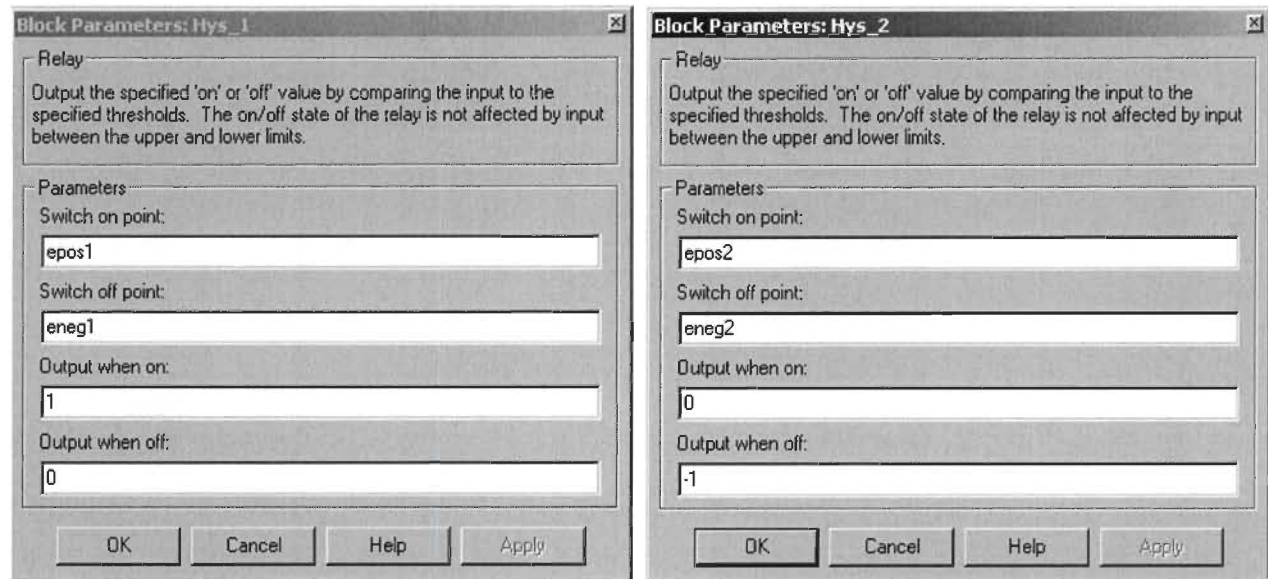


Figure B.14 : Paramètres des blocs d'hystérésis

Les niveaux de saturations sont montrés à la figure B.15

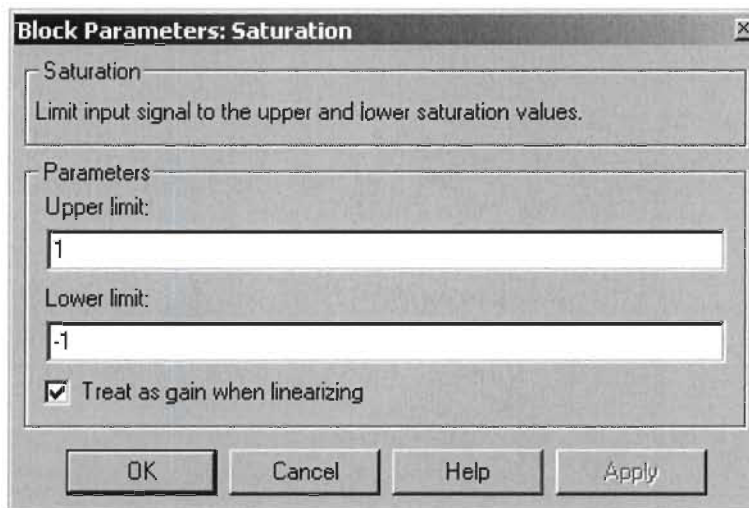


Figure B.15 : Paramètres du bloc de saturation

La boucle anticipatrice présente le modèle inverse du procédé. Le signal d'entrée est la puissance consigne P_c , le signal de sortie est un indice (n_{ant}) qui peut varier de 1 jusqu'à 16. Cette boucle est constituée d'un bloc `Table_inv`, ce dernier contient les valeurs de la puissance moyenne mesurée en boucle ouverte (Fig.B.17). Le seuil du bloc `switch` est de 0.5.

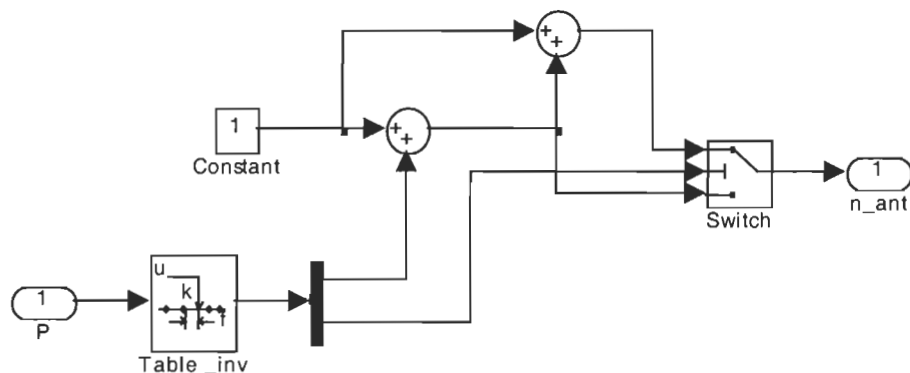


Figure B.16 : Bloc de la boucle anticipatrice

Les paramètres du bloc `Table_inv` sont présentés à la figure suivante :

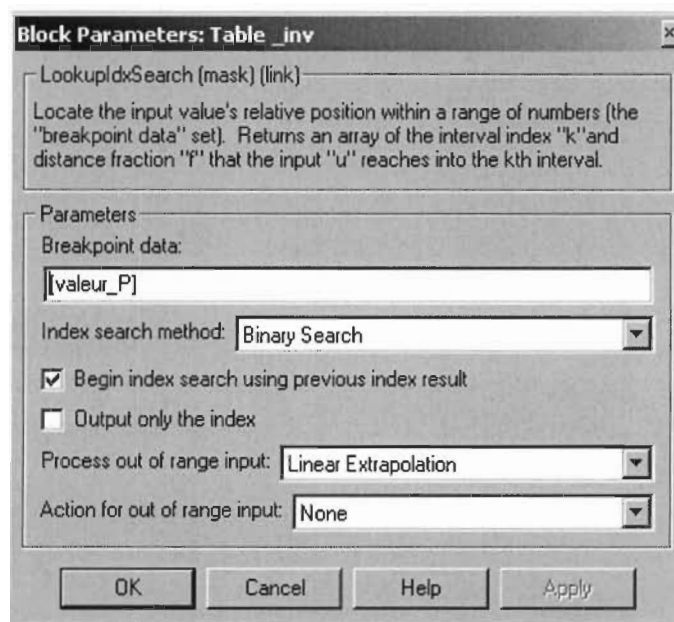


Figure B.17 : Paramètres de bloc `Table_inv`

Le bloc sélecteur est présenté à la figure B.18

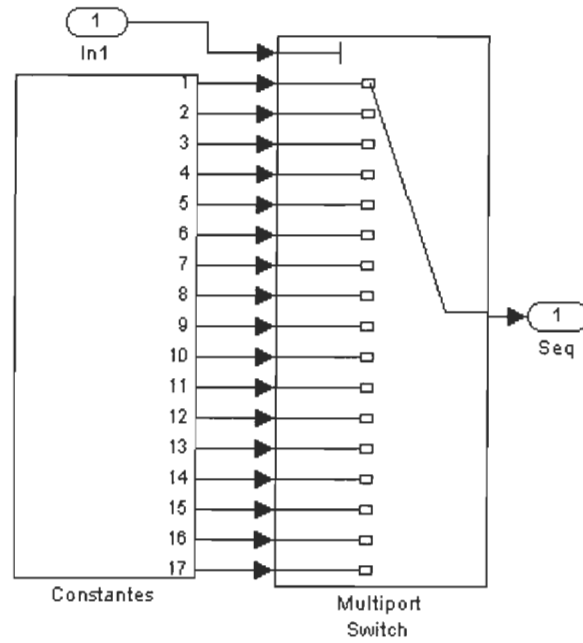


Figure B.18 : Bloc sélecteur