

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

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

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
DEMIAN PIMENTEL

IMPLANTATION D'UN CONTRÔLE DE PUISSANCE POUR ONDULEUR À
MODULATION DE DENSITÉ D'IMPULSIONS ET OPTIMISATION DES SÉ-
QUENCES DE MODULATION À L'AIDE D'ALGORITHMES GÉNÉTIQUES

JUILLET 2006

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.

Avant-propos

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire concerne la commande d'un onduleur monophasé à résonance série par la technique de modulation de densité d'impulsions (MDI). Comparativement à d'autres techniques de modulation, la MDI permet de contrôler la puissance fournie à la charge tout en conservant un facteur de puissance proche de l'unité. En outre, en utilisant des transistors de puissance rapides pour l'onduleur, cette méthode permet de générer des signaux dont la fréquence atteint des centaines de kilohertz. Les pertes par commutation sont réduites grâce à la commutation des transistors à courant nul. On fait face ainsi à deux problèmes traditionnellement présents dans les convertisseurs électroniques de puissance : le bas facteur de puissance et les pertes énergétiques non négligeables lorsque la fréquence de commutation est élevée.

Remerciements

Je voudrais exprimer toute ma gratitude envers toutes les personnes qui de près ou de loin ont contribué à l'avancement de mes travaux de recherche. Le mémoire présenté est le fruit d'un effort qui a été supporté par tous ces apports. Je remercie alors :

- Mon directeur de recherche, M. Ahmed Chériti, pour avoir accepté de diriger mes travaux et pour m'avoir guidé tout au long de ce projet. Aussi mon codirecteur M. Mohamed Ben Slima. Merci pour le généreux support financier qui m'a permis de poursuivre aisément mes études de maîtrise à l'UQTR.
- Les professeurs du Département de génie électrique et génie informatique de l'UQTR qui ont contribué à l'avancement de mes études de maîtrise : M. Kodjo Agbossou, M. Gabriel Rakotonirina, M. Daniel Massicotte et M. Adam Skorek.
- Ma femme, Liliana, pour son appui et sa compréhension tout au long de ces années d'études.
- Mon fils, Max, pour me remplir de bonheur à tous les jours.
- Ma mère, mon père, ma sœur et mon frère pour m'avoir toujours appuyé dans la poursuite de mes études.

Juillet 2006

Résumé

Le but du présent travail de recherche est de concevoir un onduleur monophasé à résonance série contrôlé par la technique de modulation de densité d'impulsions (MDI). Ce type de montage peut être utilisé pour alimenter et contrôler la puissance fournie à un système de chauffage par induction (largement utilisé dans l'industrie grâce à la haute efficacité énergétique).

Les convertisseurs de puissance classiques présentent trois problèmes qui peuvent être corrigés en utilisant la technique MDI : un bas facteur de puissance, la contamination harmonique des lignes de transmission et des pertes par commutation des interrupteurs de puissance. Cela entraîne divers problèmes dont notamment, des pertes énergétiques (ce qui se traduit en coûts d'opération). La technique de modulation de densité d'impulsions permet de concevoir et réaliser des convertisseurs de puissance ayant un faible taux de distorsion harmonique et un facteur de puissance proche de l'unité, tout en réduisant les pertes par commutation.

En outre, la MDI permet d'obtenir des signaux de commande à des fréquences élevées (centaines de kilohertz), ce qui est requis dans le chauffage par induction (contrôle sur l'effet de pénétration). La nature résonante de la mentionnée technique entraîne automatiquement la commutation « douce » des interrupteurs (passage par zéro du courant). Les pertes par commutation et le bruit électromagnétique sont ainsi drastiquement réduits par rapport aux convertisseurs classiques, ce qui élève le rendement énergétique du système.

Dans un premier temps, une recherche bibliographique a permis d'obtenir ou approfondir les connaissances relatives à la MDI et à d'autres techniques de modulation (approches théoriques, modèles mathématiques, applications, avantages). Pour améliorer la compréhension du sujet et y acquérir une maîtrise pertinente, l'étude des onduleurs à résonance série et celle de la modulation de densité d'impulsions est présentée.

Une autre étape a consisté à la réalisation de simulations par des moyens informatiques. Celles-ci ont permis de faire une évaluation *a priori* du système, pour ensuite passer à la réalisation du système sur banc d'essais.

Une section est consacrée à l'utilisation d'algorithmes génétiques pour obtenir une stratégie de commande basée sur la MDI permettant d'obtenir un facteur de puissance unitaire dans toute la plage de modulation.

La réalisation pratique met en marche l'onduleur commandé par la MDI et un asservissement en puissance est inclus. Un DSP (processeur numérique de signal) est utilisé pour générer les signaux de commande et faire l'acquisition, le filtrage et le traitement des données servant à contrôler le système en boucle fermée.

L'évaluation de la performance du système a été faite et a permis de recueillir l'information pertinente concernant les paramètres clés : facteur de puissance, taux de distorsion harmonique et autres.

Juillet 2006

Mots clés

Électronique de puissance, onduleur à résonance série, modulation de densité d'impulsions, correction du facteur de puissance, réduction d'harmoniques, commande par hystérésis, algorithmes génétiques, chauffage par induction.

Table des matières

Avant-propos.....	i
Remerciements.....	ii
Résumé.....	iii
Mots clés.....	iv
Table des matières.....	v
Liste des figures	ix
Liste des tableaux.....	xii
Liste des équations	xiv
Liste des sigles et des symboles	xxi
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Problématique	3
1.2 Objectifs.....	5
1.3 Méthodologie.....	7
1.4 Structure du mémoire.....	8
Chapitre 2 - Convertisseurs à résonance série.....	10
2.1 Qualités d'un bon convertisseur.....	10
2.2 Généralités des convertisseurs électroniques de puissance.....	11
2.2.1 Pertes par commutation	12
2.2.2 Fréquence de commutation.....	13
2.2.3 Commutation à courant nul et commutation à tension nulle	14
2.3 Interrupteurs de puissance.....	15
2.3.1 Diodes de puissance.....	16
2.3.2 Thyristors	17

2.3.3	Transistors bipolaires de puissance	17
2.3.4	MOSFET de puissance	18
2.3.5	IGBT	18
2.4	Convertisseurs à résonance	18
2.4.1	Onduleurs à résonance et chauffage par induction	19
2.4.2	Caractéristiques des circuits résonants	20
2.4.2.1	Fréquence de résonance.....	24
2.4.2.2	Facteur de qualité	25
2.5	Convertisseur à résonance série	27
2.5.1	Modes de fonctionnement selon l'état des interrupteurs	28
2.5.2	Étude du CRS en utilisant l'environnement de développement Matlab® et la plateforme Simulink®	30
2.6	Conclusion	35
Chapitre 3 - Onduleur à résonance série commandé par modulation de densité d'impulsions		
d'impulsions		
3.1	Introduction.....	37
3.2	Revue bibliographique	38
3.3	Topologie du convertisseur.....	39
3.4	Principe de la MDI.....	41
3.4.1	Caractéristiques de la modulation.....	42
3.4.2	Modes de commutation.....	45
3.5	Puissance en régime sinusoïdal.....	48
3.5.1	Puissance instantanée.....	48
3.5.2	Puissance apparente	49
3.5.3	Puissance active	49
3.5.4	Puissance réactive	50
3.5.5	Facteur de puissance	50
3.6	Taux de distorsion harmonique.....	51
3.6.1	Effet de la distorsion harmonique sur le facteur de puissance.....	51
3.7	Étude analytique.....	53
3.8	Simulation du CRS commandé par MDI à l'aide du logiciel Matlab® et son environnement graphique Simulink®	59

3.8.1	Paramètres de simulation.....	61
3.8.2	Simulation du CRS avec une alimentation continue	61
3.8.3	Simulation du système avec une alimentation alternative	65
3.8.4	Simulation du CRS en boucle fermée.....	70
3.8.4.1	Algorithme d'anticipation	71
3.8.4.2	Commande par hystérésis.....	72
3.8.4.3	Résultats de la simulation en boucle fermée	75
3.9	Conclusion	79
Chapitre 4 - Amélioration des performances du convertisseur à résonance série commandé par modulation de densité d'impulsions à l'aide d'algorithmes génétiques		
4.1	Introduction.....	80
4.2	Les algorithmes génétiques.....	83
4.2.1	Codage et phases des algorithmes génétiques	85
4.2.2	Croisements et mutations.....	86
4.3	Application des algorithmes génétiques à la génération de séquences de modulation de densité d'impulsions	87
4.4	Simulation à l'aide de l'environnement Matlab® / Simulink®	90
4.5	Conclusion	95
Chapitre 5 - Réalisation pratique.....		
5.1	Introduction.....	97
5.2	Réalisation du système de commande	97
5.2.1	Fonctionnement du système.....	99
5.2.2	Filtre numérique.....	102
5.3	Résultats expérimentaux	104
5.3.1	Relevés de la tension et du courant.....	104
5.3.2	Appareil de mesure <i>Power Platform</i> ® 4300	108
5.3.3	Mesure de la puissance, du facteur de puissance et du taux de distorsion harmonique.....	109
5.3.4	Asservissement de puissance avec le contrôleur à hystérésis et l'algorithme d'anticipation	112
5.4	Comparaison des résultats avec d'autres travaux	114

5.5	Conclusion	117
Chapitre 6 - Conclusion Générale		119
Bibliographie.....		121
Annexes.....		126
Annexe 1	Schémas de simulation du CRS (Simulink®)	126
Annexe 2	Programme de l’algorithme génétique (Matlab®).....	132
Annexe 3	Programmes du microcontrôleur dsPIC®	134
Annexe 4	Schémas de l’interface développée en LabView®	141

Liste des figures

Figure 1.1	Quelques déformations du courant dans les réseaux électriques.	4
Figure 2.1	Classification des convertisseurs électroniques de puissance [10].....	10
Figure 2.2	Dispositifs semi-conducteurs de puissance.....	15
Figure 2.3	Circuits résonants de deuxième ordre.....	20
Figure 2.4	Évolution de l'impédance et du déphasage par rapport à la fréquence pour les circuits RLC ($V = 100 \text{ V}$, $L = 1 \text{ mH}$, $C =$ $25 \mu\text{F}$, $R = 25 \Omega$).....	25
Figure 2.5	Amplitude du courant en fonction de la fréquence pour un circuit RLC série ($V = 100 \text{ V}$, $L = 1 \text{ mH}$, $C = 25 \mu\text{F}$).....	27
Figure 2.6	Schéma bloc du convertisseur à résonance série.....	28
Figure 2.7	Schémas du CRS simplifié pour l'étude du système.....	29
Figure 2.8	États du CRS; les composants sont bloqués sauf indication contraire.....	30
Figure 2.9	Schéma électrique équivalent du CRS.....	31
Figure 2.10	Modes de fonctionnement du CRS - la fréquence de fonctionnement de l'onduleur est de 1 kHz.....	34
Figure 3.1	Schéma bloc du CRS avec commande par MDI.....	41
Figure 3.2	MDI homogène et non homogène.....	44
Figure 3.3	Circuit logique pour la génération des signaux de commande de la MDI.....	45
Figure 3.4	Séquences pour MDI non homogène.....	45
Figure 3.5	Schémas simplifiés du CRS commandé par MDI.....	46
Figure 3.6	Modes de fonctionnement du CRS contrôlé par modulation de densité d'impulsions.....	47
Figure 3.7	Relation entre les modes de fonctionnement et une séquence de modulation donnée.....	48
Figure 3.8	Formes d'onde de la tension et du courant dans la branche résonante d'un onduleur série commandé par MDI.....	57
Figure 3.9	Schémas blocs des systèmes simulés.....	60
Figure 3.10	Évolution de la puissance selon la séquence de modulation.....	63
Figure 3.11	Tension et courant dans la branche RLC en régime permanent pour l'onduleur alimenté par une source de tension continue.....	64

Figure 3.12	Tension et courant dans l'interrupteur T_1	65
Figure 3.13	Tension et courant dans la charge pour 4 cycles de commutation.....	65
Figure 3.14	Tension et courant dans la branche RLC pour l'onduleur alimenté par une source alternative.....	67
Figure 3.15	Tension et courant fournis par le convertisseur ca / cc.....	67
Figure 3.16	Courant et tension fournis par la source d'alimentation	69
Figure 3.17	Enveloppe à 120 Hz présente dans le courant et la tension du circuit RLC.....	70
Figure 3.18	Fenêtre d'hystérésis.....	73
Figure 3.19	Relevé de la puissance dans la charge pour une puissance de consigne variable.....	76
Figure 3.20	Relevé de la puissance moyenne dans la charge pour une puissance de consigne variable	77
Figure 3.21	Évolution de l'erreur	78
Figure 4.1	Représentation de la nouvelle commande par MDI avec des séquences correspondant à un demi cycle de la tension du réseau et synchronisation	81
Figure 4.2	Organigramme des algorithmes évolutifs	84
Figure 4.3	Représentation et phases des algorithmes génétiques.....	86
Figure 4.4	Croisements et mutations.....	87
Figure 4.5	Séquences de modulation obtenues avec les algorithmes génétiques.....	93
Figure 4.6	Comparaison entre deux séquences trouvées par l'AG à partir des mêmes conditions.....	93
Figure 4.7	Tension et courant fournis par le réseau lorsqu'on utilise les séquences obtenues par AG.....	95
Figure 5.1	Schéma électrique du CRS commandé par MDI (commande).....	100
Figure 5.2	Schéma électrique du CRS commandé par MDI (circuit de puissance).....	101
Figure 5.3	Réponse normalisée du filtre	103
Figure 5.4	Signaux de commande (séquence 5).....	104
Figure 5.5	Tension et courant dans la charge pour différentes séquences de modulation	105
Figure 5.6	Tension et courant dans la charge pour un cycle résonant (séquence 16)	106

Figure 5.7	Tension et courant dans la source pour différentes séquences de modulation	107
Figure 5.8	Enveloppe à 120 Hz présente dans le courant traversant la branche résonante	108
Figure 5.9	Évolution de la puissance fournie à la charge par rapport à la séquence de modulation	111
Figure 5.10	Puissance de consigne et puissance fournie à la charge pour le système en boucle fermée.....	114
Figure 5.11	Comparaison avec d'autres techniques MDI	116
Figure 5.12	Comparaison avec d'autres techniques de modulation.....	116
Figure A.1	CRS avec commande par MDI et alimentation continue.....	126
Figure A.2	CRS avec commande par MDI et alimentation alternative.....	127
Figure A.3	CRS avec commande par MDI et contrôle de puissance par hystérésis	128
Figure A.4	CRS avec commande par MDI utilisé avec l'algorithme génétique	129
Figure A.5	Bloc de commande par MDI.....	130
Figure A.6	Bloc du contrôleur à hystérésis	130
Figure A.7	Bloc source de tension continue	130
Figure A.8	Bloc source d'alimentation alternative	131
Figure A.9	Bloc de mesure de puissance apparente.....	131
Figure A.10	Bloc de mesure du fp et du TDH	131
Figure A.11	Interface graphique	141
Figure A.12	Diagramme de programmation	142

Liste des tableaux

Tableau 2.1	Comparaison entre quelques interrupteurs de puissance commandés.....	16
Tableau 2.2	Fonctionnement des interrupteurs électroniques de puissance	16
Tableau 2.3	Caractéristiques des circuits résonants excités par un signal sinusoïdal	21
Tableau 2.4	Paramètres de simulation pour les formes d'onde obtenues dans la figure 2.10	33
Tableau 3.1	Paramètres de simulation	62
Tableau 3.2	Mesures de puissance du CRS-MDI alimenté par une source continue	63
Tableau 3.3	Mesures de puissance du système alimenté par une source alternative	68
Tableau 3.4	Facteur de puissance et taux de distorsion harmonique	68
Tableau 3.5	Modèle inverse du système	72
Tableau 3.6	Seuils de la fenêtre à hystérésis.....	75
Tableau 3.7	Puissance de sortie obtenue par rapport à la puissance de consigne.....	78
Tableau 4.1	Configuration de l'algorithme génétique utilisé	91
Tableau 4.2	Paramètres de simulation pour le CRS	92
Tableau 4.3	Valeurs de $f_{p_{desire}}$ et de TDH_{desire} utilisés pour obtenir les séquences de modulation.....	92
Tableau 4.4	Puissance dans la charge, facteur de puissance et taux de distorsion harmonique obtenus avec les séquences générées par AG	94
Tableau 5.1	Paramètres du CRS utilisé en pratique	97
Tableau 5.2	Caractéristiques des cartes de commande des IGBT	98
Tableau 5.3	Caractéristiques des modules IGBT.....	98
Tableau 5.4	Caractéristiques du microcontrôleur dsPIC30F2010 utilisé dans la réalisation pratique	99
Tableau 5.5	Coefficients du filtre numérique à réponse impulsionnelle finie.....	103
Tableau 5.6	Comparaison entre la puissance obtenue par simulation et celle obtenue en pratique	110
Tableau 5.7	Comparaison entre le facteur de puissance obtenu par simulation et celui obtenu en pratique	111

Tableau 5.8	Comparaison entre le taux de distorsion harmonique obtenu par simulation et celui obtenu en pratique	112
Tableau 5.9	Seuils de puissance utilisés par l'algorithme d'anticipation	113

Liste des équations

$$P_C = \frac{1}{2} V_C I_C f_C (t_F + t_O) \quad (2.1) \dots\dots\dots 12$$

$$P_C = \frac{1}{2} C V_C^2 f_C \quad (2.2) \dots\dots\dots 14$$

$$i = I\sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (2.3) \dots\dots\dots 21$$

$$v_C = \frac{1}{C} \int i dt = -\frac{\sqrt{2}I}{\omega C} \cos \omega t \quad (2.4) \dots\dots\dots 22$$

$$E_L = \frac{1}{2} L i^2 = L I^2 \sin^2(\omega t) \quad (2.5) \dots\dots\dots 22$$

$$E_C = \frac{1}{2} C V_C^2 = \frac{I^2}{\omega^2 C} \cos^2 \omega t = L I^2 \cos^2 \omega t \quad (2.6) \dots\dots\dots 22$$

$$E_L + E_C = L I^2 (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) = L I^2 \quad (2.7) \dots\dots\dots 22$$

$$X_L = j\omega L = j2\pi f L \quad (2.8) \dots\dots\dots 23$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j2\pi f C} \quad (2.9) \dots\dots\dots 23$$

$$|Z_S| = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} \quad (2.10) \dots\dots\dots 23$$

$$|Z_P| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)^2}} \quad (2.11) \dots\dots\dots 23$$

$$\varphi_s = \tan^{-1} \left(\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} \right) \quad (2.12) \dots\dots\dots 24$$

$$\varphi_p = \tan^{-1} \left[-R \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) \right] \quad (2.13) \dots\dots\dots 24$$

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.14) \dots\dots\dots 24$$

$$Z_0 = |X_C| = |X_L| = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.15) \dots\dots\dots 25$$

$$Q_{0S} = \frac{V_{C0}}{V} = \frac{V_{L0}}{V} = \frac{1}{RC\omega_0} = \frac{Z_0}{R} \quad (2.16) \dots\dots\dots 26$$

$$Q_{0P} = \frac{I_{C0}}{I} = \frac{I_{L0}}{I} = RC\omega_0 = \frac{R}{Z_0} \quad (2.17) \dots\dots\dots 26$$

$$V = v_c + RC \frac{dv_c}{dt} + LC \frac{d^2 v_c}{dt^2} \quad (2.18) \dots\dots\dots 30$$

$$T_C = \frac{1}{f_C} \quad (2.19) \dots\dots\dots 31$$

$$z = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.20) \dots\dots\dots 31$$

$$f_{PP} = f_0 \sqrt{1 - z^2} \quad (2.21) \dots\dots\dots 32$$

$$p = v \times i \quad (3.1) \dots\dots\dots 48$$

$$v = V\sqrt{2} \cos \omega t \quad (3.2) \dots\dots\dots 48$$

$$i = I\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi) \quad (3.3) \dots\dots\dots 49$$

$$p = VI \cos \varphi + VI \cos(2\omega t - \varphi) \quad (3.4) \dots\dots\dots 49$$

$$S = VI \quad (3.5) \dots\dots\dots 49$$

$$P = VI \cos \varphi \quad (3.6) \dots\dots\dots 49$$

$$Q = VI \sin \varphi \quad (3.7) \dots\dots\dots 50$$

$$fp = \frac{P}{S} = \cos \varphi \quad (3.8) \dots\dots\dots 50$$

$$I = \frac{P}{V \times fp} \quad (3.9) \dots\dots\dots 50$$

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{H=2}^m V_H^2}}{V_1} \quad (3.10) \dots\dots\dots 51$$

$$P = \sum_{H=1}^{\infty} V_H I_H \cos \varphi_H \quad (3.11) \dots\dots\dots 52$$

$$Q = \sum_{H=1}^{\infty} V_H I_H \sin \varphi_H \quad (3.12) \dots\dots\dots 52$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (3.13) \dots\dots\dots 52$$

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos \varphi_1}{V_1 I} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \mu \cos \varphi_1 \quad (3.14) \dots\dots\dots 52$$

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{H=2}^{\infty} I_H^2}}{I_1} \quad (3.15) \dots\dots\dots 53$$

$$\frac{1}{\mu^2} = \frac{I^2}{I_1^2} = \frac{I_1^2 + \sum_{H=2}^{\infty} I_H^2}{I_1^2} = 1 + \frac{\sum_{H=2}^{\infty} I_H^2}{I_1^2} = 1 + TDH^2 \quad (3.16) \dots\dots\dots 53$$

$$\mu = \frac{1}{\sqrt{1+TDH^2}} \quad (3.17) \dots\dots\dots 53$$

$$fp = \mu \cos \varphi = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1+TDH^2}} \quad (3.18) \dots\dots\dots 53$$

$$L \frac{di_{ch}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{ch} dt + Ri_{ch} = \frac{4V}{\pi} \sin \omega t \quad (3.19) \dots\dots\dots 54$$

$$L \frac{d^2 i_{ch}}{dt^2} + R \frac{di_{ch}}{dt} + \frac{1}{C} i_{ch} = \frac{4V\omega_0}{\pi} \cos \omega_0 t \quad (3.20) \dots\dots\dots 54$$

$$Lx^2 + Rx + \frac{1}{C} = 0 \quad (3.21) \dots\dots\dots 54$$

$$x = \frac{-R \pm \sqrt{R^2 - 4 \frac{L}{C}}}{2L} = -\frac{R}{2L} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - 4 \frac{1}{LC}} \quad (3.22) \dots\dots\dots 54$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.23) \dots\dots\dots 54$$

$$x = -\frac{R}{2L} \mp j\omega_0 \quad (3.24) \dots\dots\dots 54$$

$$i_{ch-g} = e^{-\frac{R}{2L}t} (O_1 \cos \omega_0 t + O_2 \sin \omega_0 t) \quad (3.25) \dots\dots\dots 54$$

$$\left(\frac{1}{C} - L\omega_0^2\right) O_3 \sin \omega_0 t + R O_3 \omega_0 \cos \omega_0 t = \frac{4V\omega_0}{\pi} \cos \omega_0 t \quad (3.26) \dots\dots\dots 55$$

$$L\omega_0^2 = L \frac{1}{LC} = \frac{1}{C} \quad (3.27) \dots\dots\dots 55$$

$$R O_3 \omega_0 \cos \omega_0 t = \frac{4V\omega_0}{\pi} \cos \omega_0 t \quad (3.28) \dots\dots\dots 55$$

$$O_3 = \frac{4V}{R\pi} \quad (3.29) \dots\dots\dots 55$$

$$i_{ch-p} = \frac{4V}{R\pi} \sin \omega_0 t \quad (3.30) \dots\dots\dots 55$$

$$i_{ch} = e^{-\frac{R}{2L}t} (O_1 \cos \omega_0 t + O_2 \sin \omega_0 t) + \frac{4V}{R\pi} \sin \omega_0 t \quad (3.31) \dots\dots\dots 55$$

$$\begin{cases} i_{ch(t=0)} = 0 \\ \frac{di_{ch(t=0)}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.32) \dots\dots\dots 56$$

$$i_{ch(t=0)} = O_1 = 0 \quad (3.33) \dots\dots\dots 56$$

$$\frac{di_{ch(t=0)}}{dt} = O_2 \omega_0 + \frac{4V\omega_0}{R\pi} = 0 \quad (3.34) \dots\dots\dots 56$$

$$O_2 = -\frac{4V}{R\pi} \quad (3.35) \dots\dots\dots 56$$

$$i_{ch} = \frac{4V}{R\pi} \left(1 - e^{-\frac{R}{2L}t} \right) \sin \omega_0 t \quad (3.36) \dots\dots\dots 56$$

$$\tau = \frac{2L}{R} = \frac{2Q_0}{\omega_0} \quad (3.37) \dots\dots\dots 56$$

$$\begin{cases} i_e(t) = I_{\max} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_{e0} e^{-\frac{t}{\tau}} & (0 \leq t \leq T_M) \\ i_e(t) = i_e(T_M) e^{-\frac{t-T_M}{\tau}} & (T_M \leq t \leq T_{MDI}) \end{cases} \quad (3.38) \dots\dots\dots 57$$

$$I_{e0} = I_{\max} \frac{1 - e^{-\frac{T_M}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T_{MDI}}{\tau}}} \quad (3.39) \dots\dots\dots 58$$

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} i_e = I_{\max} \frac{T_M}{T_{MDI}} \quad (3.40) \dots\dots\dots 58$$

$$P = \frac{1}{T_{MDI}} \int_0^{T_{MDI}} v_{ch} i_{ch} dt = \frac{1}{T_{MDI}} \int_0^{T_M} \frac{4}{\pi} V \sin \omega_0 t \times i_e(t) \sin(\omega_0 t - \phi) dt \quad (3.41) \dots\dots\dots 58$$

$$P = \frac{2}{\pi} V \cos \phi \frac{1}{T_{MDI}} \int_0^{T_M} i_e(t) dt = P_{\max} \left(\frac{T_M}{T_{MDI}} + \frac{\tau}{T_{MDI}} \left[\frac{1 - e^{-\frac{T_M}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T_{MDI}}{\tau}}} \right] \left[e^{-\frac{T_M}{\tau}} - e^{-\frac{T_{MDI}}{\tau}} \right] \right) \quad (3.42) \dots\dots\dots 58$$

$$P_{\max} = \frac{2}{\pi} VI_{\max} \cos \phi \quad (3.43) \dots\dots\dots 58$$

$$P = P_{\max} \left(\frac{T_M}{T_{MDI}} \right)^2 \quad (3.44) \dots\dots\dots 59$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} n_T = \frac{n_P}{n_S} & \text{a)} \\ R_E = R_{RLC} \times n_T^2 & \text{b)} \\ L_E = L_{RLC} \times n_T^2 & \text{c)} \\ C_E = \frac{C_{RLC}}{n_T^2} & \text{d)} \end{array} \right. \quad (3.45) \dots\dots\dots 60$$

$$seq = seq_a + seq_h(cycle) + seq_h(cycle - 1) \quad (3.46) \dots\dots\dots 74$$

$$fonct_sel_{fp} = fp_{evalue} - fp_{desire} \quad (4.1) \dots\dots\dots 89$$

$$fonct_sel_{TDH} = TDH_{evalue} - TDH_{desire} \quad (4.2) \dots\dots\dots 89$$

$$\left. \begin{array}{l} fonct_sel_{fp} > 0 \\ \text{et} \\ fonct_sel_{TDH} < 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \text{arrêt} \quad (4.3) \dots\dots\dots 89$$

$$B = \text{fir1}(G, [f_B \quad f_H] / (f_E / 2)); \quad (5.1) \dots\dots\dots 102$$

$$i_{filtré}(t) = \frac{1}{2^{16}} \sum_{y=0}^G b_y \times i_{acquis}(t - y) \quad (5.2) \dots\dots\dots 103$$

Liste des sigles et des symboles

A	Ampère
a	Nombre de bits dans un gène de l'algorithme génétique
AG	Algorithme génétique
B	Matrice des coefficients du filtre numérique
b_y	Coefficients du filtre numérique
C	Capacité
CAN	Convertisseur analogique – numérique
C_E	Capacité équivalente du transformateur - circuit RLC, vue par l'onduleur
C_f	Capacité du condensateur de filtrage du convertisseur
C_{RLC}	Capacité du condensateur dans un circuit RLC
CRS	Convertisseur à résonance série
D	Puissance déformante
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (processeur numérique de signal)
E_C	Énergie emmagasinée par un condensateur
EEPROM	<i>Electrically Erasable Programmable Read Only Memory</i> (mémoire morte effaçable et programmable électriquement)
E_L	Énergie emmagasinée par une bobine
F	Farad
f_0	Fréquence de résonance
f_A	Fréquence de la source d'alimentation
f_B	Fréquence de coupure basse du filtre numérique
f_C	Fréquence de commutation
f_E	Fréquence d'échantillonnage du courant de charge
f_H	Fréquence de coupure haute du filtre numérique
$fonct_sel_{fp}$	Premier membre de la fonction sélective de l'algorithme génétique
$fonct_sel_{THD}$	Deuxième membre de la fonction sélective de l'algorithme génétique
fp	Facteur de puissance

$f_{p_{desire}}$	Facteur de puissance recherché par l'algorithme génétique
$f_{p_{value}}$	Facteur de puissance calculé pour l'individu ayant été évalué par l'algorithme génétique
G	Ordre du filtre numérique
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i> (thyristor blocable par la gâchette)
H	Henri
H	Numéro d'harmonique ($2 < H < m$)
I	Courant
IA	Intelligence artificielle
i_{acquis}	Courant de charge acquis par le microcontrôleur
I_C	Courant de commutation
I_{C0}	Courant traversant le condensateur à la résonance
i_{ch}	Courant traversant la charge
i_{ch-g}	Solution générale sans second membre de l'équation différentielle du circuit résonant série
i_{ch-p}	Solution particulière de l'équation différentielle du circuit résonant série
i_e	Enveloppe du courant résonant
I_{e0}	Valeur initiale de i_e
$i_{filtré}$	Courant de charge après filtrage
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (transistor bipolaire à grille isolée)
IGCT	<i>Integrated Gate-Commutated Thyristor</i> (thyristor à porte de commutation intégrée)
I_{L0}	Courant traversant la bobine à la résonance
I_{max}	Courant maximal dans le cas où $T_M = T_{MDI}$
I_{pd}	Courant fourni par le pont à diodes
I_{T1}	Courant traversant l'interrupteur T_1
<i>iteration</i>	Itération de l'algorithme génétique
J	Joule
j	Unité imaginaire ($j^2 = -1$)
k	Kilo

L	Inductance
L_E	Inductance équivalente du transformateur - circuit RLC, vue par l'onduleur
L_f	Inductance de la bobine de filtrage du convertisseur
L_{RLC}	Inductance de la bobine du circuit RLC
M	Méga
m	Milli
m	Dernier harmonique
mac	<i>multiply-accumulate</i> (opération de multiplication et d'addition)
MDI	Modulation de densité d'impulsions
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (transistor à effet de champ de semi-conducteur d'oxyde de métal)
n	Entier positif qui définit le nombre d'alternances du courant par chaque demi-période T_C
n	Nano
N	Nombre d'individus ou chromosomes de l'algorithme génétique
$n_p : n_s$	Rapport du transformateur
O_1, O_2, O_3	Constantes utilisées dans la résolution d'une équation différentielle
P	Puissance active
p	Population initiale de l'algorithme génétique
P_A	Puissance fournie par la source d'alimentation
P_{an}	Puissance fournie à la charge calculée par des moyens analytiques
P_C	Pertes par commutation
P_{ch}	Puissance fournie à la charge
P_{con}	Puissance de consigne
p_m	Population modifiée de l'algorithme génétique
P_{max}	Puissance maximale dans le cas où $T_M = T_{MDI}$
p_n	Nouvelle population de l'algorithme génétique
Q	Puissance réactive

q	Nombre de gènes dans chaque individu ou chromosome de l'algorithme génétique
Q_{OP}	Facteur de qualité d'un circuit résonant RLC parallèle
Q_{OS}	Facteur de qualité d'un circuit résonant RLC série
R	Résistance
R_E	Résistance équivalente du transformateur - circuit RLC vue par l'onduleur
RLC	Circuit résistif – inductif – capacitif
R_{RLC}	Résistance du circuit RLC
s	Seconde
S	Puissance apparente
seq	Séquence
seq_a	Séquence anticipée
SiC	Carbure de silicium
sps	<i>Samples per second</i> (échantillons par seconde)
t	Temps
T_1, T_2, T_3, T_4	Interrupteurs de puissance
T_C	Période de commutation
TDH	Taux de distorsion harmonique
TDH_{desire}	Taux de distorsion harmonique recherché par l'algorithme génétique
$TDH_{evaluate}$	Taux de distorsion harmonique calculé pour l'individu ayant été évalué par l'algorithme génétique
t_F	Temps de fermeture
T_M	Période de la MDI pour laquelle le circuit résonant est alimenté par l'onduleur
T_{MDI}	Période qui comprend une séquence complète de modulation
t_O	Temps d'ouverture
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver – Transmitter</i> (émetteur-récepteur universel asynchrone)
V	Tension
V	Volt

V_I	Valeur efficace du fondamental
V_A	Tension de la source d'alimentation (valeur efficace si alternative)
V_C	Tension de commutation
v_C	Tension aux bornes du condensateur
V_{C0}	Tension aux bornes du condensateur à la résonance
V_{CE}	Tension entre le collecteur et l'émetteur
V_{CE-sat}	Tension entre le collecteur et l'émetteur à la saturation
V_{Cf}	Tension aux bornes du condensateur C_f
v_{ch}	Tension aux bornes de la charge
V_H	Valeur efficace de l'harmonique H
V_{L0}	Tension aux bornes de la bobine à la résonance
V_{T1}	Tension aux bornes de l'interrupteur T_1
W	Watt
x	variable
X_C	Réactance capacitive
X_{C0}	Réactance du condensateur à la résonance
X_L	Réactance inductive
X_{L0}	Réactance de la bobine à la résonance
z	Facteur d'amortissement
Z_P	Impédance d'un circuit RLC parallèle
Z_S	Impédance d'un circuit RLC série
φ	Déphasage entre la tension et le courant
φ_I	Déphasage entre la tension et le courant du fondamental
μ	Micro
μ	Facteur de distorsion
τ	Constante de temps d'un système de premier ordre
ω	Fréquence angulaire
ω_0	Fréquence angulaire de résonance

Chapitre 1 - Introduction

La conservation de l'énergie, l'automatisation industrielle et le contrôle de la pollution environnementale sont des thèmes fort à la mode dans ce début de siècle. Il a été précisé que l'électronique de puissance jouera un rôle majeur dans la solution de ces sujets. Après quelques décennies d'évolution, celle-ci s'est déjà établie comme un outil indispensable dans les applications industrielles. En plus, ses utilisations sont aussi présentes dans les domaines commerciaux, résidentiels, militaires et autres.

À présent, la plupart de l'énergie utilisée dans le monde provient des combustibles fossiles (charbon, gaz naturel et pétrole). Seulement une minorité est générée à partir de sources nucléaires et renouvelables. Or, les sources fossiles et nucléaires présentent de gros risques et ne sont pas disponibles en quantité illimitée. D'autre part, elles sont polluantes et les émanations de différents gaz dues à la combustion de combustibles fossiles commencent à avoir un effet important sur le changement climatique. Une solution est l'utilisation à grande échelle des sources d'énergie renouvelables, dont les plus prometteuses sont l'énergie éolienne et l'énergie solaire. L'électronique de puissance permettra d'exploiter de manière efficace ces sources et en plus, elle sera une partie indispensable dans la conception de véhicules électriques performants (l'utilisation de piles à combustible s'avère prometteuse). C'est ainsi que cette technologie pourra contribuer à la diminution de la pollution qui ronge la planète, tout en utilisant des sources d'énergie propres.

D'un autre côté, le coût des systèmes d'électronique de puissance est à la baisse, tandis qu'on assiste à une amélioration de leur performance (moindres pertes énergétiques, réduction du volume et du poids). Une des plus grandes contributions de l'électronique de puissance est qu'elle permet d'économiser de l'énergie dans les systèmes électriques car elle permet une utilisation plus efficace de l'électricité. On estime qu'on pourrait économiser entre 15% et 20% de l'énergie consommée en utilisant extensivement l'électronique de puissance pour faire la conversion d'énergie [1].

Par ailleurs, l'électronique de puissance produit la plupart de la pollution électromagnétique dans les réseaux électriques. Ceci est dû à la distorsion excessive de la tension ou du courant, créée principalement par les convertisseurs électroniques de puissance qui y sont branchés et qui par ailleurs sont de plus en plus nombreux. Cela entraîne divers problèmes, dont notamment :

- suréchauffement des composants du réseau de distribution;
- oscillations mécaniques dans les moteurs et générateurs;
- résonance électrique causant le mal fonctionnement des condensateurs;
- bruit audible;
- interférence avec les radiofréquences;
- fluctuations brusques de tension.

Bien que l'électronique de puissance soit la principale source de ces problèmes, c'est cette même technologie qui permettra de réduire ces effets. Grâce à elle, on peut concevoir des filtres spécialisés et élaborer des convertisseurs de puissance de haute technologie qui permettront de réduire considérablement ladite pollution [2].

Ayant expliqué l'important rôle de l'électronique de puissance aux niveaux énergétique, industriel et écologique, on est prêt à présenter le travail de recherche qui est l'objet de ce mémoire. On présentera l'étude et l'évaluation sur banc d'essais d'un convertisseur de puissance qui pourra être utilisé dans un système de chauffage par induction. On montrera que le convertisseur proposé aura les qualités recherchées (haut rendement et faible pollution des lignes de transport d'électricité).

1.1 Problématique

Tel qu'il a déjà été mentionné, les convertisseurs électroniques de puissance traditionnels sont la principale cause de la distorsion de la tension et du courant dans les réseaux électriques d'où l'importance de concevoir des convertisseurs de puissance qui par leur design soient peu polluants et efficaces. Parmi les principales irrégularités qui sont présentes dans les signaux des lignes de transport d'électricité, on trouve [2] [3] :

- distorsions harmoniques;
- distorsions inter harmoniques;
- interférences;
- distorsions de créneau;
- papillotements;
- déphasage entre la tension et le courant (φ).

La figure 1.1 illustre ces phénomènes. L'allure de la tension dans le graphique est parfaitement sinusoïdale de manière à pouvoir établir les différences entre un signal correct et un signal qui présente des distorsions. Le courant montre alors les effets indésirables des irrégularités déjà mentionnées (la tension peut subir, d'ailleurs, les mêmes manifestations). L'idéal serait d'avoir tous les deux, courant et tension, libres d'anormalités (signaux parfaitement sinusoïdaux à fréquence et valeur efficace constantes ne présentant aucun déphasage entre eux).

En outre, il y a encore plusieurs défis à surmonter pour répondre aux besoins des utilisateurs des systèmes électroniques de puissance. Parmi ceux-ci on trouve [4]:

- efficacité accrue;
- amélioration de la performance électrique;

- réduction des dimensions;
- diminution des coûts.

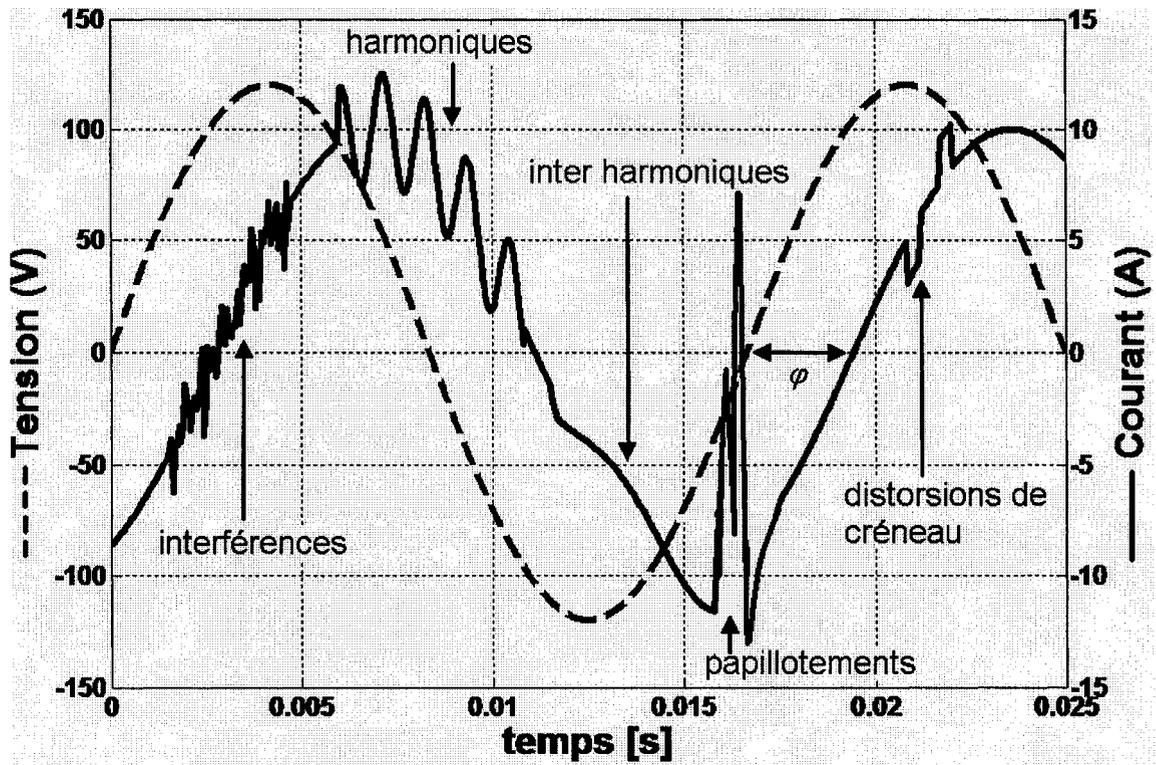


Figure 1.1 Quelques déformations du courant dans les réseaux électriques.

Une grande partie de ces exigences peut être résolue à partir de la conception. Il est donc important de faire de la recherche à ce niveau pour améliorer de façon significative les performances des convertisseurs électroniques de puissance. Le système étudié dans ce mémoire correspond à la catégorie des convertisseurs ca-ca monophasés d'une puissance inférieure à 1000 W et avec correction du facteur de puissance [4]. Les conditions à considérer lors du design du convertisseur proposé sont les suivantes :

- facteur de puissance proche de l'unité;

- faible taux de distorsion harmonique;
- utilisation de bobines et de condensateurs à faible inductance / capacité (moindre coût, moindre volume);
- contrôle numérique.

Les convertisseurs de puissance classiques sont loin de répondre à ces exigences. Les onduleurs à résonance commandés par des techniques pertinentes permettent d'y arriver. Ce sont des convertisseurs dont la commutation des interrupteurs de puissance se fait soit à courant nul, soit à tension nulle (ou à courant et tension nuls, ce qui est mieux). Cela réduit énormément les pertes de commutation, ainsi que le bruit électromagnétique produit. Or, chacune des topologies des convertisseurs à résonance pose ses propres problèmes et la performance finale du système dépendra fortement de la technique de commande choisie.

La technique de commande par modulation de densité d'impulsions (MDI) présente certains avantages comparativement à l'approche de modulation de largeur d'impulsions classique (MLI). En effet, la MDI, en plus du réglage de puissance, permet aussi de façon inhérente de maintenir un facteur de puissance proche de l'unité [5] [6].

Le plus important désavantage de cette technique de modulation est que le facteur de puissance atteint des niveaux inacceptables lorsque le niveau de modulation est bas [7] [8]. Il faut donc proposer de nouvelles stratégies de commande pour améliorer cette méthode.

1.2 Objectifs

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire vise à étudier les topologies des convertisseurs à résonance et quelques stratégies de contrôle courantes afin de déterminer leurs qualités. Ceci permettra de faire la comparaison avec la cible de l'étude qui est un onduleur monophasé à résonance série commandé par modulation de densité

d'impulsions et à facteur de puissance unitaire. Une fois que cette technique ait été analysée, on pourra établir une stratégie pour améliorer le facteur de puissance tout comme le taux de distorsion harmonique. L'évaluation du système proposé sera d'abord faite par des moyens analytiques, ensuite on utilisera des simulations dans l'environnement Matlab® / Simulink® et à la fin on passera à l'évaluation sur banc d'essais. Pour finir, on proposera une nouvelle stratégie de commande qui pourrait corriger les faiblesses trouvées.

La réalisation pratique doit également inclure l'asservissement de puissance qui sera faite à l'aide d'un contrôleur à hystérésis. Ceci impose le recours à un processeur de signal numérique (DSP – *Digital Signal Processor*) pour l'acquisition, le filtrage et traitement des données provenant de l'onduleur.

On verra que le système présenté est adéquat pour alimenter et contrôler la puissance fournie à un système de chauffage par induction. Celui-ci est largement utilisé dans l'industrie grâce à sa haute efficacité énergétique [9].

Les objectifs du présent travail sont alors :

- l'étude d'un convertisseur à résonance série commandé par modulation de densité d'impulsions pour identifier les faiblesses de cette technique;
- l'utilisation d'algorithmes génétiques pour la création de séquences de modulation optimales qui permettront de corriger le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique;
- la construction d'un prototype de système de contrôle pour le convertisseur, afin d'évaluer les performances de ce dernier.

1.3 Méthodologie

Le sujet de recherche porte sur la conception du convertisseur de puissance auparavant mentionné. On a prévu les tâches suivantes pour l'accomplissement de ce travail.

1. Recherche bibliographique.
2. Évaluation de différentes topologies à résonance et des stratégies de contrôle des convertisseurs à résonance série.
3. Évaluation du convertisseur à résonance série commandé par modulation de densité d'impulsions :
 - à l'aide de méthodes analytiques;
 - en faisant des simulations numériques;
 - expérimentation sur banc d'essai.
4. Utilisation d'algorithmes génétiques pour déterminer des séquences de modulation optimales.
5. Évaluation du convertisseur en boucle fermée, qui sera réalisé à l'aide d'un contrôleur à hystérésis :
 - par le moyen de simulations numériques;
 - réalisation sur banc d'essais.
6. Rédaction du mémoire.

La recherche bibliographique permettra d'obtenir ou approfondir les connaissances relatives à la MDI et aux différents sous-systèmes (approches théoriques, modèles mathématiques, applications, avantages).

Par la suite, l'étude analytique et les simulations par des moyens informatiques permettront de faire une évaluation préliminaire du système, pour ensuite passer à la réalisation pratique.

L'évaluation de la performance sera faite à l'aide d'un instrument de mesure spécialisé et d'un oscilloscope numérique. Il sera important de recueillir les paramètres clés dont le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique (TDH).

1.4 Structure du mémoire

Le document présenté se divise en six chapitres. Dans les paragraphes suivants, on explique brièvement le contenu de chacun.

Le chapitre 1 est réservé à l'introduction générale.

Dans le chapitre 2, une étude des convertisseurs à résonance sera présentée. On décrira d'abord les avantages de ceux-ci par rapport à d'autres topologies, pour ensuite présenter une analyse généralisée des onduleurs à résonance série.

Le chapitre 3 est dédié à la modulation de densité d'impulsions. On établira d'autres techniques pouvant servir à contrôler les convertisseurs à résonance. Une étude analytique et les résultats de simulation dans l'environnement Matlab® / Simulink® seront inclus. Aussi, l'étude et la simulation de la commande du système en boucle fermée seront présentées : il s'agira d'un contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

Dans le chapitre 4, on étudiera la mise en œuvre d'un algorithme génétique servant à la génération de séquences de commande par modulation de densité d'impulsions dont les caractéristiques au niveau du facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique seront améliorées par rapport aux séquences de modulation utilisées typiquement.

Le chapitre 5 est dédié à la réalisation pratique du projet. Une liste des paramètres du système, des schémas, des oscillogrammes et des tableaux permettront de détailler le système conçu et de montrer les résultats obtenus après les tests. Cette partie inclut la

mise en œuvre du convertisseur avec asservissement de la puissance par un contrôleur à hystérésis.

La partie finale de cette dissertation est dédiée à la conclusion générale. On évaluera l'ensemble des résultats obtenus, on rappellera l'importance de la contribution réalisée et on proposera des possibles améliorations au système élaboré.

Dans les annexes, on présentera les programmes et les schémas de simulation ayant servi à l'étude et à la réalisation de ce travail.

Chapitre 2 - Convertisseurs à résonance série

Un convertisseur statique est un dispositif qui permet de faire le lien entre deux sources d'énergie électrique. Il contrôle le transfert de celle-ci entre les deux sources et cela se fait selon les caractéristiques de l'application. Le transfert peut être indirect (lorsque l'énergie est entreposée avant d'être utilisée) ou tout simplement, direct [10]. La figure 2.1 montre une classification des convertisseurs électroniques de puissance selon la nature de la source d'entrée et celle de sortie.

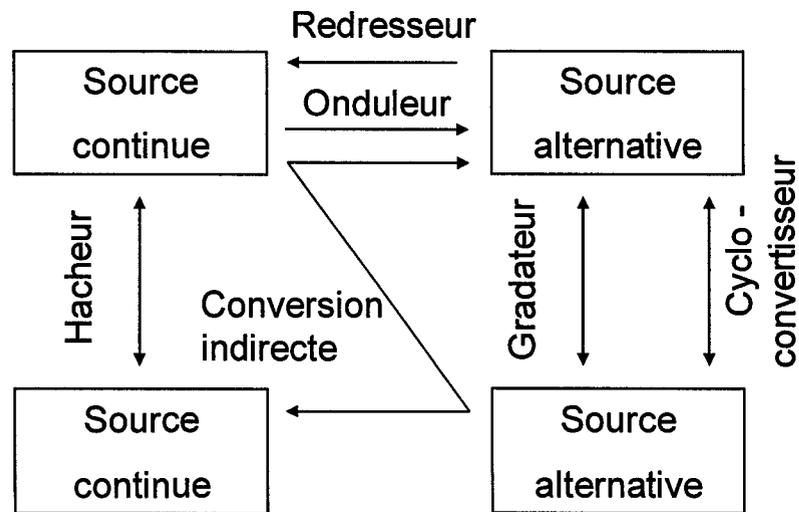


Figure 2.1 Classification des convertisseurs électroniques de puissance [10]

2.1 Qualités d'un bon convertisseur

Avant de passer à l'étude des convertisseurs à résonance série, on trouve pertinent de mentionner quelques considérations importantes dans le design des convertisseurs électroniques :

- protection du convertisseur au niveau du courant;

- isolation galvanique;
- rendement élevé;
- puissance massique élevée.

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

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

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

2.2 Généralités des convertisseurs électroniques de puissance

Selon la littérature, les convertisseurs de puissance peuvent être classifiés en deux grandes catégories [10]-[12] :

- à commutation dure;
- à commutation douce.

Dans le premier cas, l'ouverture et la fermeture des dispositifs semi-conducteurs se font au moment où il existe des courants et / ou tensions considérables dans les interrupteurs. Par contre, dans le deuxième cas, la commutation se fait au passage par zéro de la ten-

sion et / ou du courant. Ces derniers possèdent des densités de puissance élevées et des pertes par commutation très faibles [12].

2.2.1 Pertes par commutation

Généralement, les convertisseurs statiques à semi-conducteur fonctionnent en commutation dure et cela, pour divers types de convertisseurs cc-cc et cc-ca contrôlés par modulation de largeur d'impulsions (MLI). Dans cette situation, un courant spécifique est arrêté ou fourni avec un seuil de tension déterminé lorsque la commutation arrive. Cette procédure entraîne des pertes par commutation importantes et cela devient pire lorsque la fréquence de commutation augmente. Cet effet est la cause de la limitation en fréquence des convertisseurs de puissance classiques. En plus, cela produit aussi une quantité importante de bruit électromagnétique (dû aux grandes variations de tension et de courant générées dans des temps très courts). Une relation simplifiée qui permet de calculer les pertes par commutation est la suivante [11] :

$$P_C = \frac{1}{2} V_C I_C f_C (t_F + t_O) \quad (2.1)$$

Avec :

P_C	=	pertes par commutation;	(W)
V_C	=	tension de commutation;	(V)
I_C	=	courant de commutation;	(A)
f_C	=	fréquence de commutation;	(Hz)
t_F	=	temps de fermeture;	(s)
t_O	=	temps d'ouverture.	(s)

2.2.2 Fréquence de commutation

Un avantage de construire des convertisseurs fonctionnant à des fréquences de commutation élevées est qu'on réduit la grandeur des transformateurs et des éléments de filtrage utilisés dans le système. Ceci a donc des répercussions sur le volume, le poids et la puissance volumique du produit final (sans oublier la diminution des coûts). Par contre, à des fréquences élevées, les pertes par commutation sont considérables (2.1). Celles-ci ont alors une influence très forte sur le rendement énergétique du système.

Or, ces pertes peuvent être réduites en utilisant des circuits d'aide à la commutation placés en parallèle avec les interrupteurs de puissance. Malheureusement, l'utilisation de ces dispositifs ne fait que déplacer les pertes d'un endroit à un autre car les pertes totales du système restent inchangées [11].

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

- à tension nulle;
- à courant nul.

La première technique permet d'éliminer les pertes au moment de la fermeture des interrupteurs. Il est requis qu'il y ait une tension nulle aux bornes de ceux-ci juste au moment de leur mise en marche.

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

On peut profiter de la résonance produite par un circuit RLC pour obtenir les conditions nécessaires pour faire la commutation douce. Ceci s'appellera un *convertisseur à réso-*

nance. Ces systèmes offrent la possibilité de concevoir des convertisseurs fonctionnant à des fréquences très élevées, tout en réduisant les pertes par commutation.

2.2.3 Commutation à courant nul et commutation à tension nulle

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

Lorsque la commutation à courant nul est faite, on élimine les surtensions au moment de l'ouverture du dispositif semi-conducteur de puissance. Or, il y aura toujours une surtension présente au moment de sa fermeture. Celle-ci est due à une décharge électrique dans le condensateur de jonction et ne peut pas être évitée. Cela entraîne des pertes par commutation, qui sont définies selon :

$$P_C = \frac{1}{2} CV^2 f_C \quad (2.2)$$

Avec :

C = capacité du condensateur de résonance; (F)

V = tension aux bornes de l'interrupteur. (V)

Par contre, les circuits avec commutation à tension nulle offrent la possibilité d'éliminer les courants élevés dans le circuit en tout temps (soit à la fermeture et à l'ouverture de l'interrupteur). Cette topologie offre donc un avantage sur celle à commutation à courant nul, en plus de produire une quantité faible de bruit électromagnétique à des fréquences de fonctionnement élevées.

C'est encore mieux si le design du convertisseur tient en compte des deux possibilités : on peut faire appel à des techniques de modulation et à des circuits de protection sans pertes pour arriver à faire la commutation à courant et tension nuls. Cet effort de conception additionnel donnera comme résultat des convertisseurs encore plus efficaces [6].

2.3 Interrupteurs de puissance

Dans cette section on fait un rappel des particularités des interrupteurs les plus utilisés en électronique de puissance [13]. Une comparaison des MOSFET, IGBT et GTO est présentée dans le tableau 2.1. On expose les caractéristiques en tension et fréquence de ces composants d'où on peut déduire leur champ d'application. D'autre part, la figure 2.2 montre les symboles et les conditions de conduction pour les dispositifs les plus courants, à noter : la diode, le thyristor et les différentes variétés de transistors (bipolaires, MOSFET et IGBT).

Il faut aussi tenir en compte qu'en régime statique, les interrupteurs peuvent être dans l'un de deux états : passant ou bloqué. En outre, la commutation de ceux-ci peut être commandée ou spontanée. Dans la figure 2.2 les flèches en quart de cercle représentent les commutations commandées. À noter que le cadran gauche est la zone des commutations spontanées et le droit celle des commutations commandées [10]; le tableau 2.2 offre des renseignements supplémentaires.

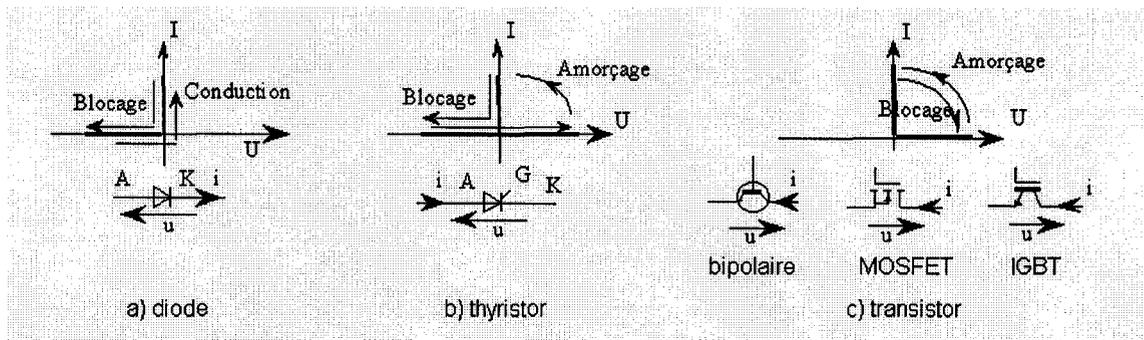


Figure 2.2 Dispositifs semi-conducteurs de puissance

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

La plus nouvelle catégorie de composants est celle à base de carbure de silicium (SiC), qui a commencé à être utilisée il y a peu d'années. Une autre variante à base de diamant est à l'étude. Les fortes énergies d'ionisation présentes dans ces circuits permettent de faire le blocage de la tension à des valeurs élevées et ils sont capables de supporter de hautes températures tout en gardant leurs caractéristiques électriques [14].

Tableau 2.1 Comparaison entre quelques interrupteurs de puissance commandés

	MOSFET 1000 V	IGBT 1400 V	IGBT 6500 V	GTO 6000 V
V_{CE-sat} @ 125°C	2.2 V	1.8 V	5.3 V	3 V
Fréquence typique	15-1000 kHz	6-100 kHz	0.8-1.5 kHz	300-600 Hz

Tableau 2.2 Fonctionnement des interrupteurs électroniques de puissance

	Diode	Thyristor	Transistor
Conduction	Spontanée	Commandée	Commandée
Blocage	Spontané	Spontané	Commandé

2.3.1 Diodes de puissance

Les premiers composants électroniques de puissance sont apparus en 1956 : les diodes de puissance au silicium. Elles permettent le passage du courant dans un seul sens, comme les clapets de non-retour utilisés avec des fluides. Bien que ces dispositifs soient simples et très utiles, ils présentent quelques désavantages :

- la tension de seuil;
- la résistance dynamique;

- la capacité parasite.

2.3.2 Thyristors

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

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

2.3.3 Transistors bipolaires de puissance

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

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

2.3.4 MOSFET de puissance

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

2.3.5 IGBT

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

Les IGBT sont des circuits hybrides, ils combinent les caractéristiques convenables des MOSFET et des transistors bipolaires. Ils sont donc rapides et faciles à commander, avec une bonne tenue en tension et une résistance à l'état passant faible. Depuis les années 90, ils sont très utilisés dans la conception de convertisseurs fonctionnant à des tensions de quelques centaines de volts à quelques kilovolts et avec des courants allant de quelques dizaines d'ampères à quelques kiloampères [15] [16].

2.4 Convertisseurs à résonance

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

obtenues avec ces convertisseurs les rendent attractifs pour diverses applications dans l'industrie. Il y a en gros deux topologies utilisées :

- circuit résonant dans le lien (à courant alternatif ou à courant continu);
- circuit résonant agissant comme charge.

En outre, les circuits résonants peuvent être en série, en parallèle ou en série – parallèle. Les plus utilisés sont ceux de deuxième ordre [10].

D'un autre côté, les convertisseurs avec un lien résonant peuvent être classés selon leur mode de fonctionnement par rapport au lien (à courant continu ou à courant alternatif). Ces derniers font appel à un lien à courant alternatif parallèle ou série, ce qui produira une tension et un courant alternatifs dans le lien. Pourtant, ces circuits nécessitent des interrupteurs bidirectionnels à l'entrée et à la sortie du convertisseur. Également, les topologies avec lien à courant continu peuvent utiliser des circuits résonants en parallèle ou en série. Ils ont pour principe de faire la superposition d'impulsions de courant continu avec les courants résonants alternatifs présents dans le lien.

2.4.1 Onduleurs à résonance et chauffage par induction

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

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

Pour arriver à concevoir les systèmes avec les propriétés voulues, il fallait prendre en compte les caractéristiques de la charge et le fonctionnement des thyristors. Des circuits permettant de faire la commutation naturelle de blocage et profitant de la nature induc-

tive de la charge ont ainsi été conçus. Les alimentations à résonance sont nées en profitant de ces caractéristiques et en ajoutant un condensateur à la charge. Celui-ci permettait d'obtenir un circuit résonant dont la fréquence propre était celle de la fréquence de traitement thermique désirée.

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

2.4.2 Caractéristiques des circuits résonants

Les alimentations à résonance utilisent donc les propriétés des circuits résonants pour aider à la commutation douce des interrupteurs. D'autre part, ils permettent aussi de faire le contrôle de la puissance fournie à la charge du fait qu'au moment de changer la fréquence de fonctionnement il y aura une modification respective de l'impédance. La figure 2.3 montre les circuits résonants le plus souvent utilisés et la figure 2.4 indique la réponse en fréquence de l'impédance de ces circuits (magnitude et phase). Il s'agit de circuits RLC parallèle et série de deuxième ordre.

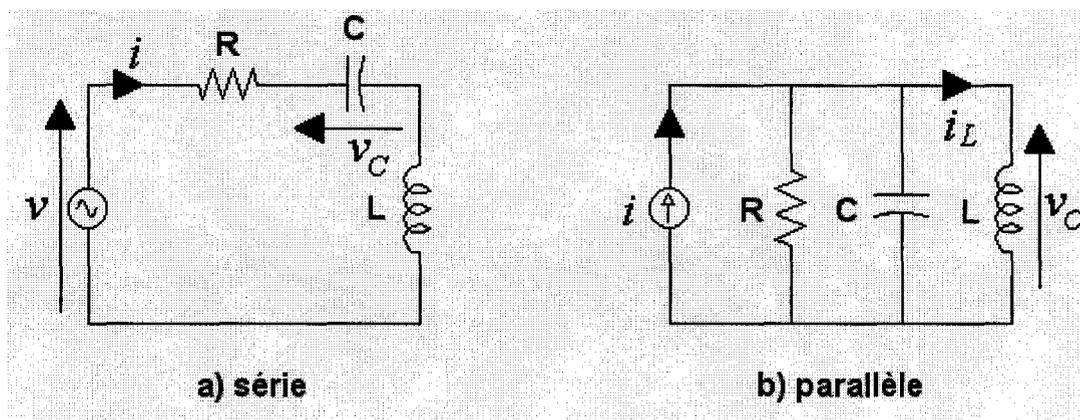


Figure 2.3 Circuits résonants de deuxième ordre

Le tableau 2.3 liste les caractéristiques des circuits résonants excités par un signal sinusoïdal, selon la fréquence de fonctionnement de la source. On peut constater que le déphasage entre la tension et le courant présents dans le circuit est dépendant de la fréquence et que les deux circuits se comportent de manière duale. Pourtant, les convertisseurs à résonance n'excitent pas les circuits résonants avec des signaux sinusoïdaux. Malgré cela, grâce au filtrage fait par les mêmes éléments du circuit on peut considérer que les grandeurs d'excitation sont quasi-sinusoïdales et les caractéristiques présentées ici seront valides pour faire l'étude des convertisseurs à résonance. Ce sont ces particularités qui vont permettre de faire la commutation douce des interrupteurs.

Tableau 2.3 Caractéristiques des circuits résonants excités par un signal sinusoïdal

Fréquence (f)	Circuit série excité par une tension sinusoïdale de fréquence f			Circuit parallèle excité par un courant sinusoïdal de fréquence f		
	f < f ₀	f = f ₀	f > f ₀	f < f ₀	f = f ₀	f > f ₀
Déphasage	Courant en avance sur la tension	Courant et tension en phase	Courant en retard sur la tension	Tension en avance sur le courant	Tension et courant en phase	Tension en retard sur le courant

On présentera, à titre d'exemple, les équations de base pour l'étude de l'énergie du circuit résonant série (celles du circuit en parallèle sont analogues) [17]. La figure 2.3 a) illustre les variables utilisées. On fait l'hypothèse que les conditions initiales sont nulles et on suppose que le circuit résonant série est parcouru par un courant sinusoïdal :

$$i = I\sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (2.3)$$

Où :

$$I = \text{courant efficace;} \quad (A)$$

$$\omega = \text{fréquence angulaire;} \quad (\text{rad/s})$$

$$t = \text{temps.} \quad (s)$$

La bobine emmagasine l'énergie qui lui est fournie par la source et la transfère par la suite au condensateur. La tension aux bornes de celui-ci est définie selon :

$$v_c = \frac{1}{C} \int i dt = -\frac{\sqrt{2}I}{\omega C} \cos \omega t \quad (2.4)$$

L'énergie emmagasinée dans la bobine est donnée par :

$$E_L = \frac{1}{2} Li^2 = LI^2 \sin^2(\omega t) \quad (2.5)$$

Où :

$$L = \text{inductance de la bobine.} \quad (H)$$

Tandis que l'énergie emmagasinée dans le condensateur est définie comme suit :

$$E_C = \frac{1}{2} CV_C^2 = \frac{I^2}{\omega^2 C} \cos^2 \omega t = LI^2 \cos^2 \omega t \quad (2.6)$$

La résonance se produit lorsque le condensateur et la bobine échangent de l'énergie. La quantité totale d'énergie stockée dans le circuit reste la même pendant toute la période de résonance et est égale à l'énergie maximale présente dans la bobine ou bien, dans le condensateur :

$$E_L + E_C = LI^2(\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) = LI^2 \quad (2.7)$$

Mais il ne faut pas oublier que la résistance présente dans le circuit est un élément dissipatif. L'énergie totale stockée dans le système décroît donc à chaque cycle de résonance.

D'autres relations utiles pour l'étude des circuits RLC en régime sinusoïdal sont données dans les paragraphes suivants; il s'agit des expressions de la réactance, l'impédance et le

déphasage du courant par rapport à la tension. On a alors que pour une bobine, l'expression de la réactance est telle que :

$$X_L = j\omega L = j2\pi fL \quad (2.8)$$

Avec :

$$\begin{aligned} j &= \text{unité imaginaire;} \\ f &= \text{fréquence.} \end{aligned} \quad (\text{Hz})$$

Et pour la réactance du condensateur on a :

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j2\pi fC} \quad (2.9)$$

L'équation suivante représente le module de l'impédance complexe pour un circuit RLC série :

$$|Z_s| = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} \quad (2.10)$$

Où :

$$R = \text{résistance.} \quad (\Omega)$$

Et le module de l'impédance pour un circuit parallèle :

$$|Z_p| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)^2}} \quad (2.11)$$

Le déphasage entre la tension et le courant dans un circuit RLC série est donné selon la relation suivante (en radians) :

$$\varphi_s = \tan^{-1} \left(\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} \right) \quad (2.12)$$

On trouve une représentation similaire pour le déphasage entre la tension et le courant dans un circuit RLC parallèle (en radians) :

$$\varphi_p = \tan^{-1} \left[-R \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) \right] \quad (2.13)$$

La figure 2.4 montre l'évolution de l'impédance en fonction de la fréquence pour les deux types de circuits, à noter qu'il y a un minimum pour le circuit RLC série à la fréquence de résonance (maximum pour le circuit RLC parallèle). Dans les deux cas, le déphasage entre la tension et le courant devient nul.

2.4.2.1 Fréquence de résonance

Un circuit RLC est à sa fréquence de résonance lorsque la puissance moyenne fournie par le générateur est maximale (dans ce cas, l'impédance totale du circuit devient purement résistive et la réactance du condensateur égale en valeur absolue celle de la bobine). Cette fréquence (f_0) est valide tant pour les circuits RLC série que pour les circuits RLC parallèle et est définie comme suit :

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.14)$$

Avec :

$$f_0 = \text{fréquence de résonance du circuit.} \quad (\text{Hz})$$

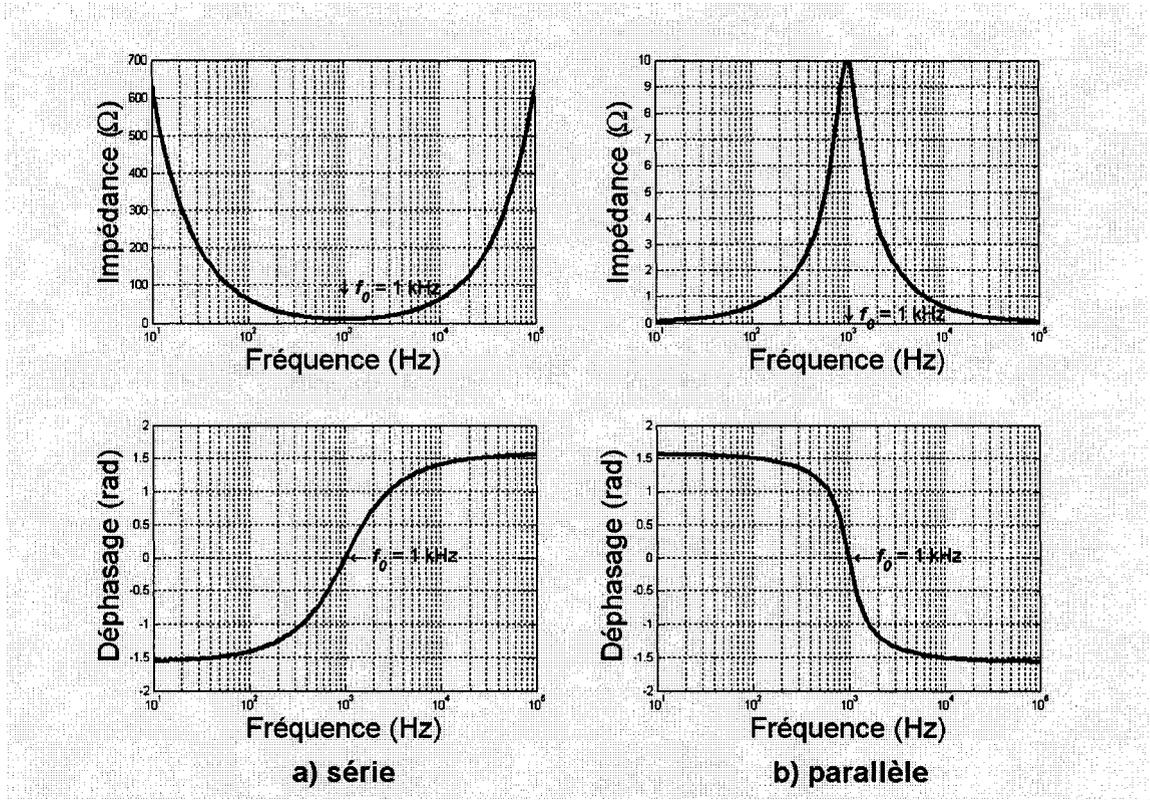


Figure 2.4 Évolution de l'impédance et du déphasage par rapport à la fréquence pour les circuits RLC ($V = 100 \text{ V}$, $L = 1 \text{ mH}$, $C = 25 \text{ } \mu\text{F}$, $R = 25 \text{ } \Omega$)

2.4.2.2 Facteur de qualité

Lorsqu'un circuit RLC (série ou parallèle) est alimenté par un signal sinusoïdal à la fréquence de résonance, l'impédance du condensateur égale celle de la bobine :

$$Z_0 = |X_C| = |X_L| = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.15)$$

Avec :

$$Z_0 = \text{impédance du circuit RLC à la résonance.} \quad (\Omega)$$

Alors, le dipôle se comporte comme un élément purement résistif : la tension et le courant sont en phase ($\varphi = 0$). Le facteur de qualité d'un circuit RLC série est défini comme le rapport entre la tension aux bornes du condensateur (ou de la bobine) et la tension de la source d'alimentation, lorsque la fréquence est celle de résonance :

$$Q_{0S} = \frac{V_{C0}}{V} = \frac{V_{L0}}{V} = \frac{1}{RC\omega_0} = \frac{Z_0}{R} \quad (2.16)$$

La définition est similaire pour un circuit RLC parallèle, en tenant compte cette fois du courant, le facteur de qualité d'un circuit RLC parallèle est :

$$Q_{0P} = \frac{I_{C0}}{I} = \frac{I_{L0}}{I} = RC\omega_0 = \frac{R}{Z_0} \quad (2.17)$$

Par ailleurs, le facteur de qualité peut aussi être appelé facteur de surtension ou facteur de surintensité selon qu'il s'agisse d'un circuit RLC série ou parallèle.

D'après (2.16), on constate que le plus l'impédance du condensateur (ou de la bobine) est grande (lorsqu'on s'approche de la fréquence de résonance), le plus le facteur de qualité sera grand; cet effet est encore amplifié si la résistance du circuit est faible. Le numérateur représente la quantité d'énergie présente dans les composants réactifs et le dénominateur correspond à l'énergie dissipée par l'élément résistif et ce, pour chaque cycle. Cette énergie atteint un sommet à la fréquence de résonance (figure 2.5). Noter les régions où le circuit se comporte de manière capacitive, résistive ou inductive selon la fréquence de la source d'alimentation.

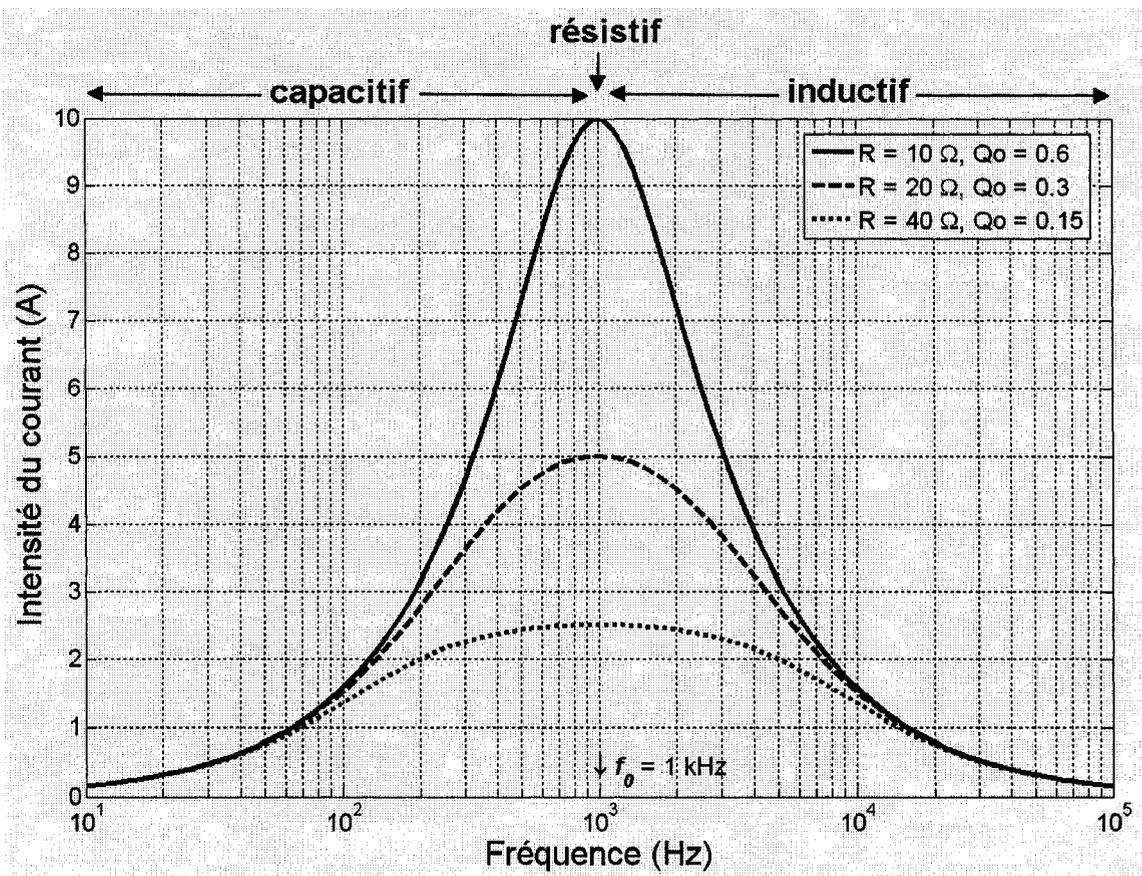


Figure 2.5 Amplitude du courant en fonction de la fréquence pour un circuit RLC série ($V = 100 \text{ V}$, $L = 1 \text{ mH}$, $C = 25 \mu\text{F}$)

2.5 Convertisseur à résonance série

Le système électronique présenté dans ce mémoire est basé sur un convertisseur à résonance série. Il s'agit d'un convertisseur ca / cc / ca avec une source d'alimentation monophasée. La conversion ca / cc se fait tout simplement à l'aide d'un pont redresseur à diodes. Par contre la conversion cc / ca requiert d'un pont à interrupteurs électroniques de puissance agissant comme onduleur. L'objet de cette étude est alors la conversion cc / ca monophasée et non commandée (le contrôle du système sera traité ultérieurement). Il est donc primordial de faire une étude de ces convertisseurs, qui est fournie dans cette section. Le système étudié sera donc un onduleur de tension. De manière générale, le sché-

ma bloc montré dans la figure 2.6 sera la base de l'étude. Il s'agit d'un convertisseur de puissance avec une topologie classique :

- source de tension alternative (secteur);
- redresseur (pont à diodes);
- filtres passifs (pour le courant et la tension);
- onduleur à haute fréquence (pont à IGBT ou autre interrupteur);
- charge (circuit RLC).

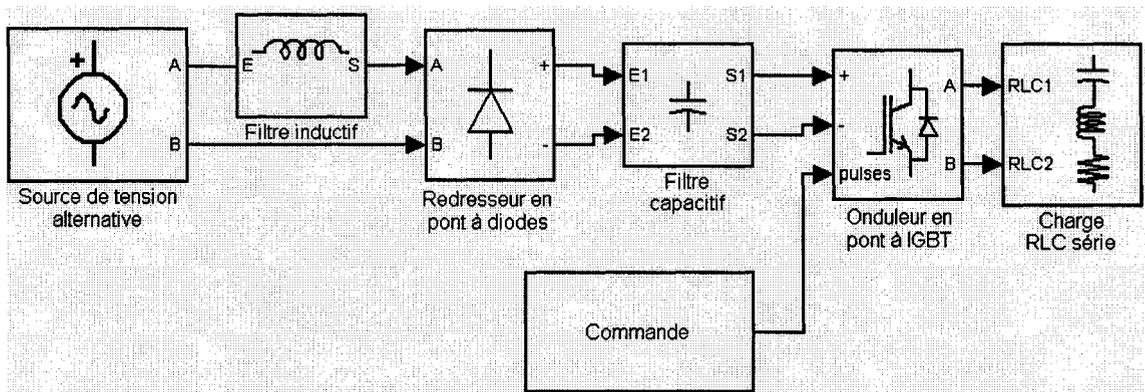


Figure 2.6 Schéma bloc du convertisseur à résonance série

2.5.1 Modes de fonctionnement selon l'état des interrupteurs

Pour simplifier l'analyse du convertisseur à résonance série (on va l'appeler par la suite tout simplement CRS), on supposera qu'il est alimenté par une source de tension continue et que tous les composants sont parfaits (interrupteurs et éléments passifs). La figure 2.7 montre les schémas du système simplifié.

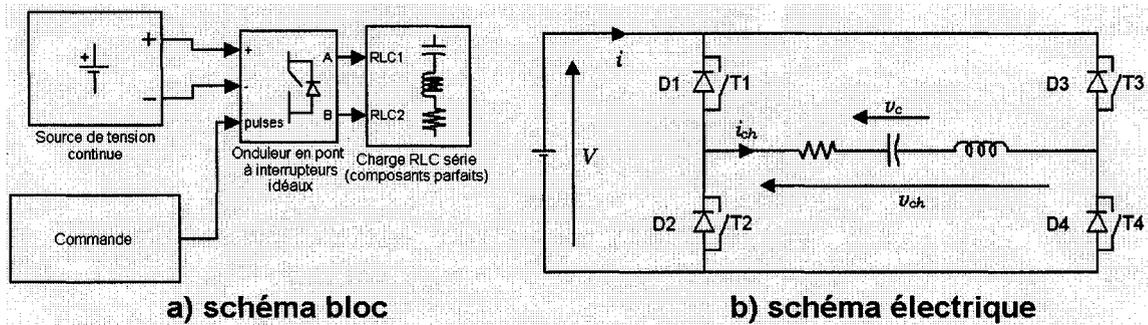


Figure 2.7 Schémas du CRS simplifié pour l'étude du système

Dans la figure 2.7 b), on peut remarquer que l'onduleur de tension se compose de quatre interrupteurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant. Ces éléments sont constitués d'un dispositif commandé auquel a été ajoutée une diode en antiparallèle (ensembles T1-D1, T2-D2, T3-D3, T4-D4). On peut choisir comme composants commandés des thyristors, des GTO et des transistors (bipolaires, MOSFET, IGBT), étant donné qu'ils peuvent être asymétriques en tension [18].

D'après le schéma électrique montré dans la figure 2.7 on peut déduire les états du système selon les différents signaux de commande appliqués aux interrupteurs. Il faut tenir en compte que le circuit RLC se comporte comme une source de courant lorsqu'il restitue l'énergie qui y a été emmagasinée. Il y a six cas possibles de fonctionnement, ils sont illustrés à la figure 2.8. Il faut noter que tous les interrupteurs sont unidirectionnels, mais qu'ils forment à deux des dispositifs bidirectionnels en courant.

On va se servir des modes de fonctionnement a), b), c) et d) (figure 2.8) pour faire l'étude préliminaire du circuit. Dans ces cas, il faut tenir en compte que chaque changement d'état de la tension est provoqué par la mise en marche et arrêt des interrupteurs commandés. Pour réussir le fonctionnement en mode continu du système, l'amorçage de ces dispositifs doit être fait au passage par zéro du courant dans la branche RLC.

Les modes e) et f) sont d'ailleurs équivalents et seront étudiés avec la technique de commande par modulation de densité d'impulsions qui est présentée au chapitre 3.

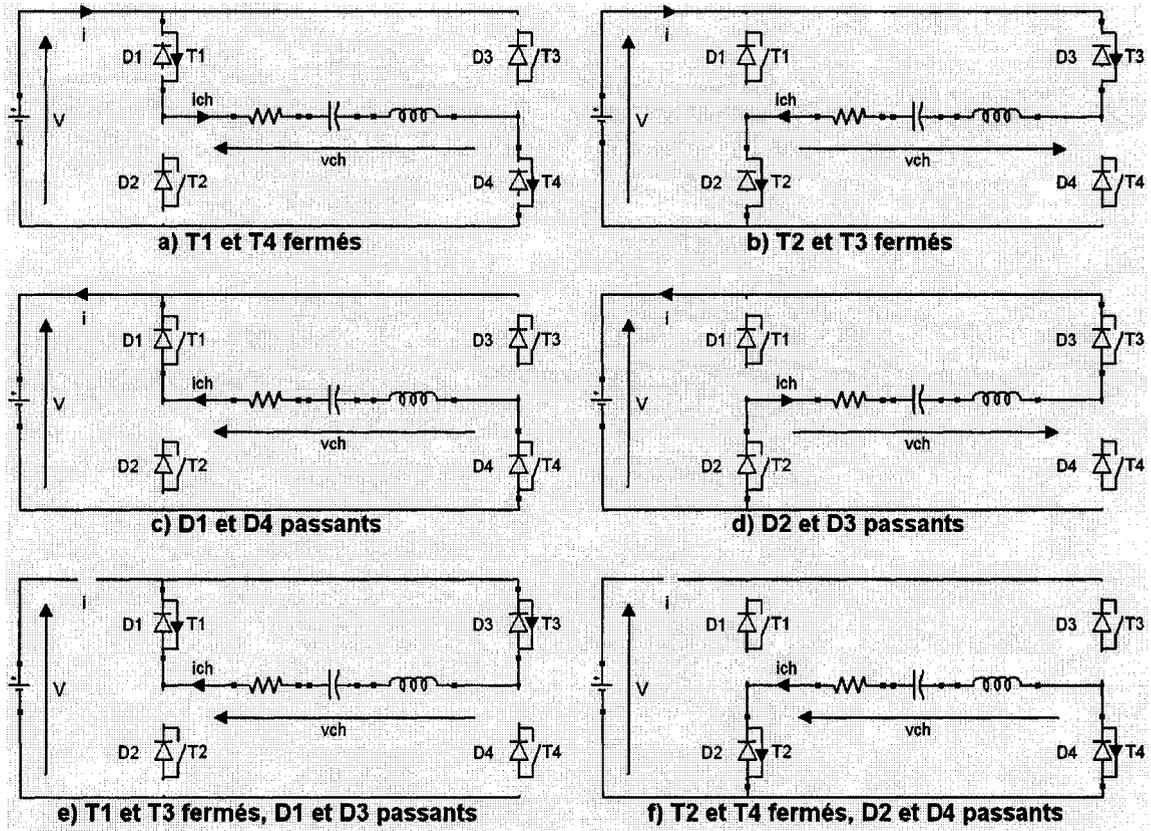


Figure 2.8 États du CRS; les composants sont bloqués sauf indication contraire

2.5.2 Étude du CRS en utilisant l'environnement de développement Matlab® et la plateforme Simulink®

L'équation différentielle du circuit RLC série alimenté par une source de tension d'amplitude V est la suivante :

$$V = v_c + RC \frac{dv_c}{dt} + LC \frac{d^2v_c}{dt^2} \quad (2.18)$$

Cette relation est la base pour faire l'étude du circuit montré dans la figure 2.7. L'obtention de ladite équation se fait tout simplement en appliquant la loi des mailles.

Pour faire l'étude du CRS, il faut tenir en compte trois plages de fonctionnement. Celui-ci sera différent selon la fréquence de commutation du signal appliqué au circuit résonant. L'étude donne des indices à propos du type d'interrupteur qui peut ou doit être utilisé dans chaque cas. Le tableau 2.2 renseigne sur les conditions de conduction et de blocage des principaux dispositifs semi-conducteurs de puissance.

Le principe de base est d'appliquer une tension alternative carrée aux bornes de la branche résonante. On réussit à faire cela tout simplement en alternant successivement entre les états a) et b) (figure 2.8). Chaque condition doit être valide pendant la moitié du temps de commutation (T_c) :

$$T_c = \frac{1}{f_c} \quad (2.19)$$

Celui-ci est donc lié à la fréquence de fonctionnement désirée. La figure 2.9 correspond au schéma équivalent du système ici décrit.

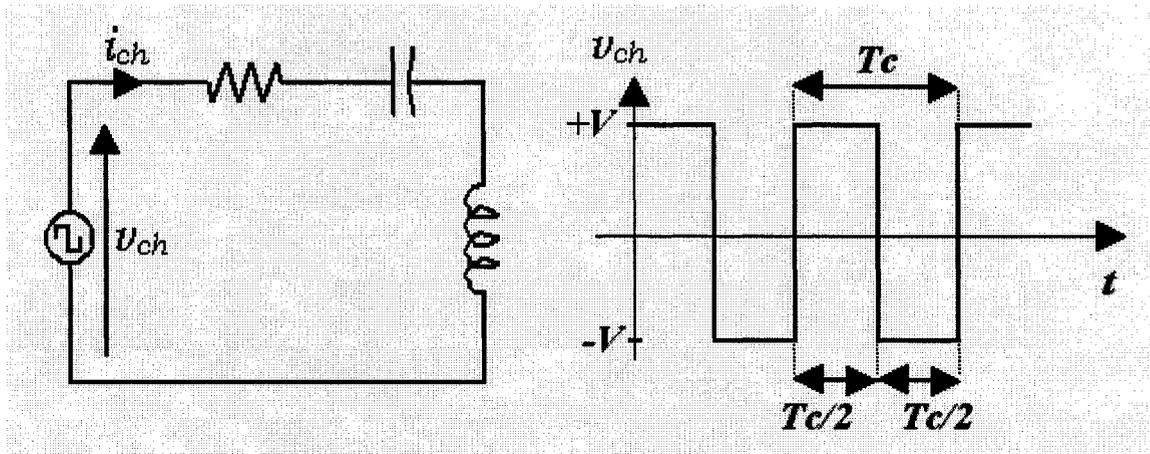


Figure 2.9 Schéma électrique équivalent du CRS

D'autres équations utiles dans l'étude des circuits résonants série sont celle du facteur d'amortissement :

$$z = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.20)$$

Et de la fréquence de pseudo pulsation :

$$f_{PP} = f_0 \sqrt{1 - z^2} \quad (2.21)$$

Pour faire l'étude du système, on aura recours à (2.14), (2.20) et (2.21), qui sont des équations caractéristiques des circuits RLC série.

L'objet de cette étude est d'établir les différentes réponses du système alimenté par le signal v_{ch} (figure 2.9). La réponse en courant est montrée dans la figure 2.10 pour différentes situations qui sont définies par le facteur d'amortissement z et par la fréquence de la source d'alimentation f_C . En ce qui concerne le facteur d'amortissement, il y a deux cas importants :

- circuit RLC amorti (pour $z > 1$);
- circuit RLC oscillatoire (pour $z < 1$).

On verra aussi qu'il y a deux modes de conduction :

- continu;
- discontinu.

L'explication pour chacun des relevés dans la figure 2.10 est donnée par la suite. Pour les paramètres de simulation, se référer au tableau 2.4 (la fréquence de l'onduleur est de 1 kHz dans tous les cas).

- a) Le facteur d'amortissement est très grand ($z \gg 1$). Pour les résultats montrés, la valeur de C est infinie (condensateur court-circuité).

Pour tous les cas qui suivent, le circuit RLC se comporte de manière oscillatoire. La réponse va donc dépendre de la fréquence de la source d'alimentation f_C par rapport à la fréquence de pseudo pulsation f_{PP} .

- b) La fréquence de l'onduleur est supérieure à la fréquence de pseudo pulsation du circuit RLC ($f_C > f_{PP}$).
- c) La fréquence de l'onduleur est égale à la fréquence de pseudo pulsation du circuit RLC ($f_C = f_{PP}$).
- d) La fréquence de l'onduleur est comprise entre la moitié de la fréquence de pseudo pulsation et la fréquence de pseudo pulsation ($f_{PP}/2 < f_C < f_{PP}$).
- e) La fréquence de l'onduleur est inférieure à la moitié de la fréquence de pseudo pulsation ($f_C < f_{PP}/2$). À noter que le courant s'annule après la conduction des diodes. Ceci est un cas de fonctionnement en conduction discontinue.
- f) Dans ce cas il y a plusieurs passages du courant par zéro. On a alors $f_{PP}/(2*n+1) < f_C < f_{PP}/(2*n)$, n étant un entier positif qui définit le numéro d'alternances du courant par chaque demi période T_C .
- g) C'est un cas similaire à l'antérieur, avec plusieurs passages du courant par zéro. Dans cette situation $f_{PP}/(2*n+2) < f_C < f_{PP}/(2*n+1)$, n ayant les mêmes caractéristiques que dans le cas précédent.

Tableau 2.4 Paramètres de simulation pour les formes d'onde obtenues dans la figure 2.10

	a)	b)	c)	d)	e)	f)	g)
R (Ω)	1.1	0.1	0.1	1.1	1.1	0.1	0.1
L (mH)	0.1	1	1	0.1	0.05	0.25	0.3
C (μ F)	∞	50	25	100	40	17	9
z	∞	0.01	0.008	0.55	0.49	0.013	0.009
f_0 (kHz)	0	0.72	1	1.59	3.6	2.44	3.06
f_{PP} (kHz)	-	0.71	1	1.33	3.1	2.44	3.06

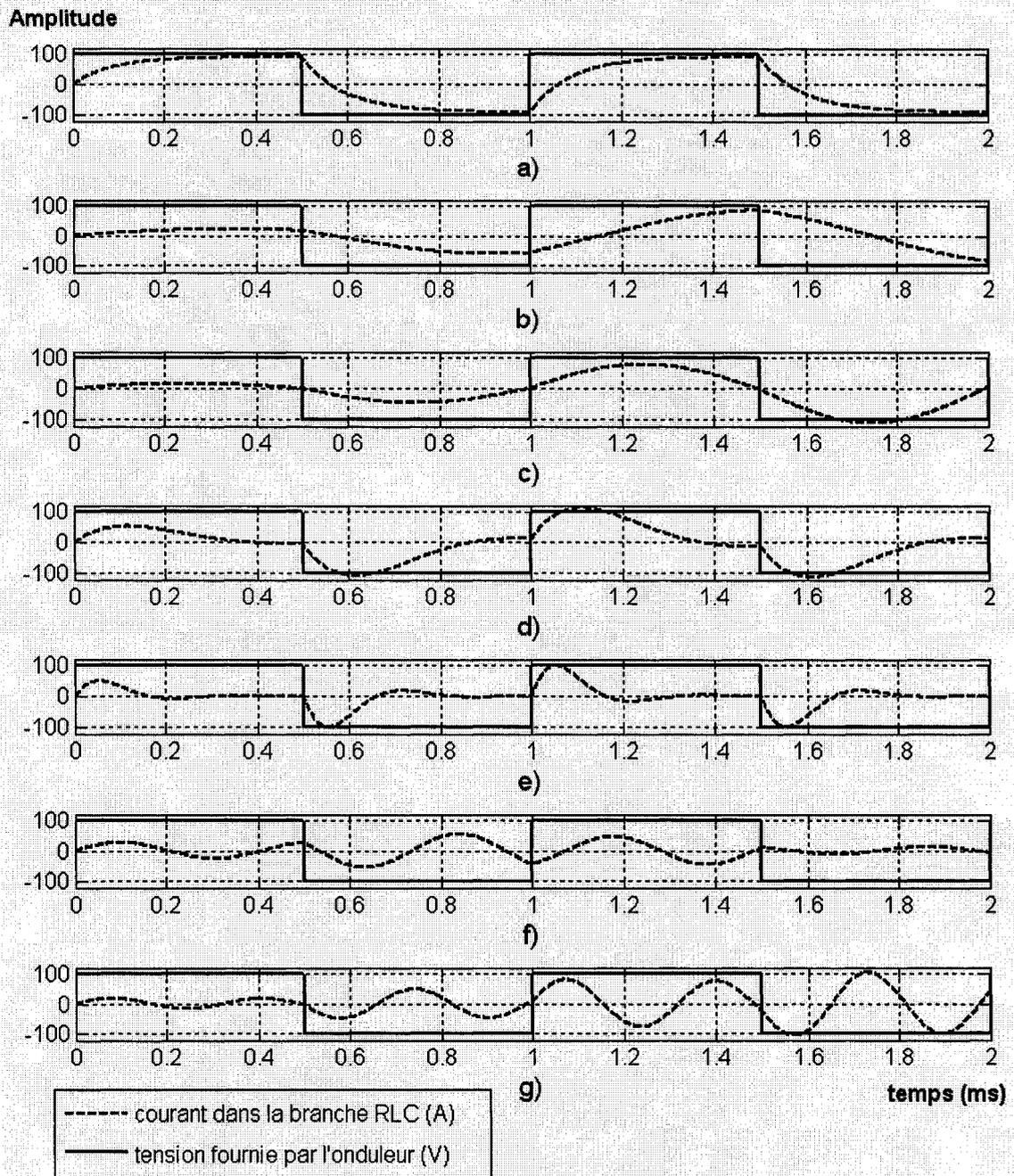


Figure 2.10 Modes de fonctionnement du CRS - la fréquence de fonctionnement de l'onduleur est de 1 kHz

En supposant que la charge de l'onduleur est le circuit RL série (cas du chauffage par induction), il est donc possible d'obtenir n'importe quelle des situations déjà montrées en jouant sur la capacité (C) du condensateur et sur les relations entre la fréquence de l'onduleur et la fréquence de pseudo pulsation du circuit RLC. Ceci signifie qu'on peut ajuster complètement les paramètres de l'onduleur selon le fonctionnement désiré et ce, pour une charge RL série donnée.

Pour finaliser cette étude, on donnera une analyse des situations présentées précédemment qui permettra de sélectionner composants électroniques de puissance qui peuvent être utilisés.

- Conditions a), b) et f). Les transitions de la tension sont faites au moment de l'ouverture du composant commandé. Sa fermeture peut se faire automatiquement au passage par zéro du courant. On peut donc choisir un élément à blocage commandé et amorcement spontané. Un thyristor dual pourrait être utilisé.
- Situations d) et g). Les transitions de tension sont faites au moment de la fermeture de l'élément commandé et le blocage se fait de manière naturelle au passage par zéro du courant. Le composant de choix pourrait être un thyristor en antiparallèle avec une diode.
- Cas c) et e). Dans ces deux situations, la commutation en tension se fait au même moment du passage par zéro du courant. Il ne serait pourtant pas possible d'utiliser des composants à fermeture ou ouverture spontanée. Il faut absolument des interrupteurs entièrement commandés. On envisagerait dans ces situations l'emploi de transistors de puissance (bipolaires, IGBT, MOSFET).

2.6 Conclusion

Le fonctionnement des convertisseurs à résonance série est étroitement lié à la fréquence de commutation de l'onduleur et aux caractéristiques du circuit résonant (RLC) qui définissent les paramètres tels que le facteur d'amortissement (ζ), la fréquence de résonance

(f_0) et la fréquence de pseudo pulsation (f_{PP}). L'analyse présentée a fourni des renseignements sur le comportement du système pour plusieurs scénarios. Ces données sont importantes au moment de choisir le mode de fonctionnement du convertisseur et aussi dans la sélection des dispositifs semi-conducteurs de puissance qui agiront comme interrupteurs.

D'autre part, il ne faut pas oublier que les convertisseurs à résonance permettent de faire la commutation douce des interrupteurs de puissance. Ceci fait de ces systèmes une excellente option d'alimentation pour divers types de charge.

Ce chapitre a été dédié aux onduleurs à résonance série monophasés alimentés en tension, mais l'étude des systèmes comportant des branches RLC en parallèle (ou série – parallèle) est similaire. Il est de même pour les onduleurs alimentés en courant : le principe de fonctionnement est analogue.

Pour finir, il faut remarquer que la commande de ces convertisseurs est simple car la source d'alimentation est continue (on peut seulement agir sur la fréquence de commutation). Mais cela pose aussi le principal problème au moment où on aura besoin d'une régulation de puissance. On étudiera dans le prochain chapitre une technique de modulation qui permet de profiter des avantages des onduleurs à résonance et de faire le contrôle de puissance requis.

Chapitre 3 - Onduleur à résonance série commandé par modulation de densité d'impulsions

3.1 Introduction

On s'intéresse maintenant au choix de la technique de régulation de puissance dans la charge. Étant donné que l'onduleur à résonance série proposé dans ce travail a pour but d'être utilisé dans une application de chauffage par induction [6]-[8] [19]-[21], il est nécessaire de faire une commande en puissance si on veut avoir un contrôle précis sur le procédé de chauffage. Or, l'onduleur fonctionnant à une fréquence élevée n'offre que peu de moyens de régulation [6].

Une technique couramment utilisée est la régulation au niveau du premier étage de conversion (ca / cc) [10]. En contrôlant la tension continue de sortie à ce niveau, on peut aussi faire la régulation de puissance dans la charge. Certes, cette technique est simple mais requiert en fait de deux convertisseurs avec des composants commandés (un pour faire la conversion ca / cc et l'autre pour la cc / ca). Pour la première étape de conversion, on utilise couramment des redresseurs en pont à thyristors, qui sont coûteux et encombrants.

D'autres méthodes sont proposées dans la littérature [5]-[8] [10]-[12] [22]-[24]. Elles permettent l'utilisation d'un pont redresseur à diodes qui agit comme source d'énergie continue. Celui-ci est moins complexe, moins coûteux et moins encombrant que le pont à thyristors avec sa commande respective. Parmi les techniques qui permettent de faire la commande des convertisseurs électroniques de puissance dont la topologie comprend un redresseur en pont à diodes et un onduleur, on a [8] :

- le contrôle de la fréquence;
- la modulation de largeur d'impulsions (MLI);

- le contrôle de phase;
- le contrôle du cycle.

Malheureusement, l'utilisation de ces procédés ne permet pas de faire la commutation des interrupteurs au passage par zéro du courant et entraîne souvent une augmentation des pertes par commutation et du bruit électromagnétique. La commande par modulation de densité d'impulsions présentée dans ce chapitre permet de faire le contrôle de la puissance de sortie tout en permettant la commutation au passage par zéro du courant.

3.2 Revue bibliographique

Dans la littérature on trouve plusieurs applications des convertisseurs commandés par MDI. Une des utilisations les plus fréquentes est le chauffage par induction [6]-[8] [19]-[21], mais il y a aussi l'effluve électrique [5], l'alimentation de moteurs à induction [25] et la génération d'ozone [26], entre autres.

Dans les travaux de H. Fujita et Akagi on trouve l'utilisation d'un lien cc avec un condensateur de faible capacité pour le filtrage des hautes fréquences en provenance de l'onduleur [5] [6]. Ceci permet d'améliorer le facteur de puissance et de réduire le coût et le volume du système. Des approches similaires sont utilisées par Calleja [27] et Sandali [22]-[24]. En outre, Calleja propose une étude de la distribution de la puissance et des harmoniques dans les formes d'onde générées par MDI [28].

D'autre part, H. Fujita et Akagi proposent l'utilisation de séquences homogènes avec une densité minimale d'un cinquantième donnant un rang de puissances de sortie étendu [5] et de séquences non homogènes à seize niveaux de modulation pour l'obtention d'une réponse en puissance d'allure quadratique [6]. K. Fujita *et al.* utilisent des séquences de modulation homogènes à vingt niveaux qui donnent une réponse en puissance linéaire avec un rendement énergétique de 95% [19]. Une approche similaire est utilisée par Koudriavtsev *et al.* qui développent une stratégie à dix-neuf niveaux de modulation avec une réponse en puissance linéaire [26].

Il y a seulement quelques cas d'application de l'intelligence artificielle aux systèmes commandés par modulation de densité d'impulsions. On trouve notamment, l'utilisation de la logique floue pour contrôler la puissance fournie à la charge [29] et l'emploi d'algorithmes génétiques pour l'optimisation d'un système commandé par MDI et MLI [30].

À l'Université du Québec à Trois-Rivières, quelques travaux sur la MDI ont été récemment réalisés. Il y a notamment celui d'Essadaoui qui porte sur l'étude et réalisation d'une commande pour onduleurs à MDI [7] [8]. D'autre part, Sandali propose l'utilisation de la MDI avec correction du facteur de puissance [22] [23], la génération simple de séquences [31], en plus du contrôle des convertisseurs ca/ca avec alimentation monophasée [22] [23] et triphasée [24], et une étude comparative des modes de contrôle à MDI [32].

3.3 Topologie du convertisseur

Pour faire l'étude du système proposé, il faudra rappeler quelques concepts précisés au chapitre antérieur. Le schéma bloc du convertisseur commandé par MDI est montré dans la figure 3.1. Il s'agit encore d'une topologie classique comprenant un convertisseur ca / cc avec filtrage et un convertisseur cc / ca qui est commandé par modulation de densité d'impulsions. La fonctionnalité de chaque bloc est décrite ci-bas :

- Source d'alimentation en tension. Il s'agit d'une source alternative de tension; pour raisons de praticité, les caractéristiques de ce bloc sont celles du réseau classique (127 V, 60 Hz).
- Filtre inductif. Son rôle est de lisser le courant. L'inductance de la bobine n'est pas très grande, de manière que celle-ci n'est pas coûteuse ni encombrante. Elle doit pourtant filtrer les signaux à haute fréquence produits par l'onduleur de manière à éviter qu'ils polluent les lignes de transmission.

- Pont de Graëtz monophasé à diodes. C'est un composant classique des sources d'alimentation qui est utilisé comme redresseur. Il impose au courant de charge une circulation unidirectionnelle.
- Filtre capacitif. Contrairement à l'usage ordinaire de ce composant, son utilité cette fois n'est pas d'assurer une tension parfaitement continue, mais de filtrer les signaux à haute fréquence en provenance de l'onduleur. La capacité du condensateur est pourtant faible, ce qui aide aussi à la réduction du volume et du prix du système. Un autre avantage est qu'il détériore moins le facteur de puissance que les filtres utilisant des condensateurs à capacité élevée [5]. Ce composant et les trois précédents composent le convertisseur ca / cc.
- Pont onduleur. Il s'agit d'un pont monophasé à deux branches dont les interrupteurs sont formés par des IGBT en antiparallèle avec des diodes de puissance. Les IGBT ont été choisis parce qu'ils sont conformes aux caractéristiques de puissance et de commutation requises (d'après l'étude du CRS dans le chapitre précédent).
- Transformateur. On utilisera cet élément pour assurer l'isolation galvanique et aussi faire l'accouplement de la charge au système. L'impédance de celle-ci étant faible, on utilisera un transformateur abaisseur qui permettra d'obtenir une puissance maximale adéquate.
- Charge. Dans le cas du chauffage par induction, la charge est une bobine. Celle-ci a pour modèle équivalent un circuit RL série, dont la résistance représente les pertes dans le composant. On ajoute à ce circuit un condensateur pour obtenir l'effet de résonance requis. Le choix de ce dernier sera fait de manière à obtenir la fréquence de résonance désirée pour une inductance donnée. On forme ainsi une branche RLC série.

- Commande. On a déjà mentionné que la méthode de commande objet de l'étude est la modulation de densité d'impulsions. Ses caractéristiques seront expliquées par la suite.
- Indice de modulation. C'est un nombre entier définissant la séquence de commande qui est envoyée à l'onduleur selon la puissance de sortie requise. Dans le cas de cette étude, il est compris entre 1 et 16.

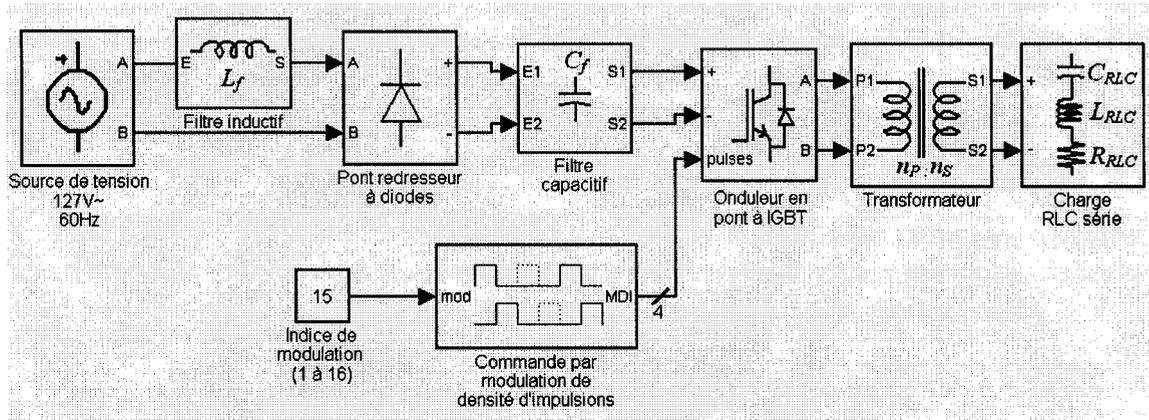


Figure 3.1 Schéma bloc du CRS avec commande par MDI

3.4 Principe de la MDI

Il faudra d'abord rappeler les caractéristiques de la MDI qui en font une technique souhaitable pour la commande d'onduleurs à résonance. Parmi les aspects les plus importants, on trouve [5] [7] [25] :

- régulation sur une large plage de la puissance fournie à la charge;
- facteur de puissance proche de l'unité;
- commutation des interrupteurs de puissance au passage par zéro du courant;
- fréquence de commutation fixe (égale à la fréquence de résonance du circuit RLC);

- faibles pertes par commutation;
- bruit électromagnétique réduit;
- simplicité de l'algorithme;
- facilité de mise en œuvre.

3.4.1 Caractéristiques de la modulation

On a déjà signalé que la modulation de densité d'impulsions permet de faire la régulation de puissance dans la charge. Le principe consiste à alimenter la branche résonante du circuit avec une tension alternative carrée à la fréquence de résonance. Dans ces conditions, le circuit RLC série se comporte comme un dispositif entièrement résistif. La tension à ses bornes est alors en phase avec le courant qui le traverse. Il en résulte que la commutation des interrupteurs se fait au passage par zéro du courant.

Maintenant, on peut se demander, que se passe-t-il si on coupe l'alimentation de la branche RLC? Celle-ci va restituer l'énergie qui y est stockée, tant qu'il y a un chemin pour le courant. Le circuit ayant été alimenté à sa fréquence de résonance va continuer à osciller jusqu'à l'épuisement de l'énergie. La MDI prévoit le moyen de faire que le courant dans le circuit circule par lui-même, à l'aide d'un circuit de roue libre formé par les interrupteurs du pont onduleur. En d'autres mots, en absence d'alimentation fournie par la source, la branche RLC va s'autoalimenter jusqu'à ce que l'énergie précédemment emmagasinée se dissipe.

La base de la MDI est alors d'alimenter le circuit résonant avec des trains d'impulsions à la fréquence de résonance. Une série d'impulsions est suivie par des temps morts ou d'arrêt. Pendant ces instants, on laisse le courant parcourir le circuit en roue libre. C'est en jouant sur le nombre d'impulsions et de temps d'arrêt qu'on réussit à régler la puissance fournie à la charge.

En faisant la commande de la manière décrite dans les lignes suivantes on évitera de faire un changement de phase de 180° dans la branche résonante, ce qui provoquerait un court-circuit. Les trois conditions qui doivent être respectées pour faire la commutation au passage par zéro du courant sont les suivantes :

- on définit comme une impulsion un cycle du signal à la fréquence de résonance f_C . La durée du cycle est alors T_C ;
- le temps d'arrêt doit être obligatoirement égal à T_C ;
- on établit une séquence de commande comme une chaîne d'impulsions alternées avec des temps d'arrêt.

Il y a deux types de modulation qui sont décrits dans la littérature [28] :

- homogène;
- non homogène.

La différence entre les deux est que pour la modulation homogène chaque séquence commence par un groupe d'impulsions et est suivie par des intervalles morts. Par contre, la modulation non homogène fait une alternance entre les impulsions et les temps d'arrêt de manière qu'ils sont distribués tout au long de la séquence. Cette caractéristique offre une meilleure distribution de l'énergie fournie au circuit. La figure 3.2 donne deux exemples qui illustrent la différence entre les deux séquences de commande. Chacune comprend 10 cycles avec 6 impulsions et 4 temps d'arrêt.

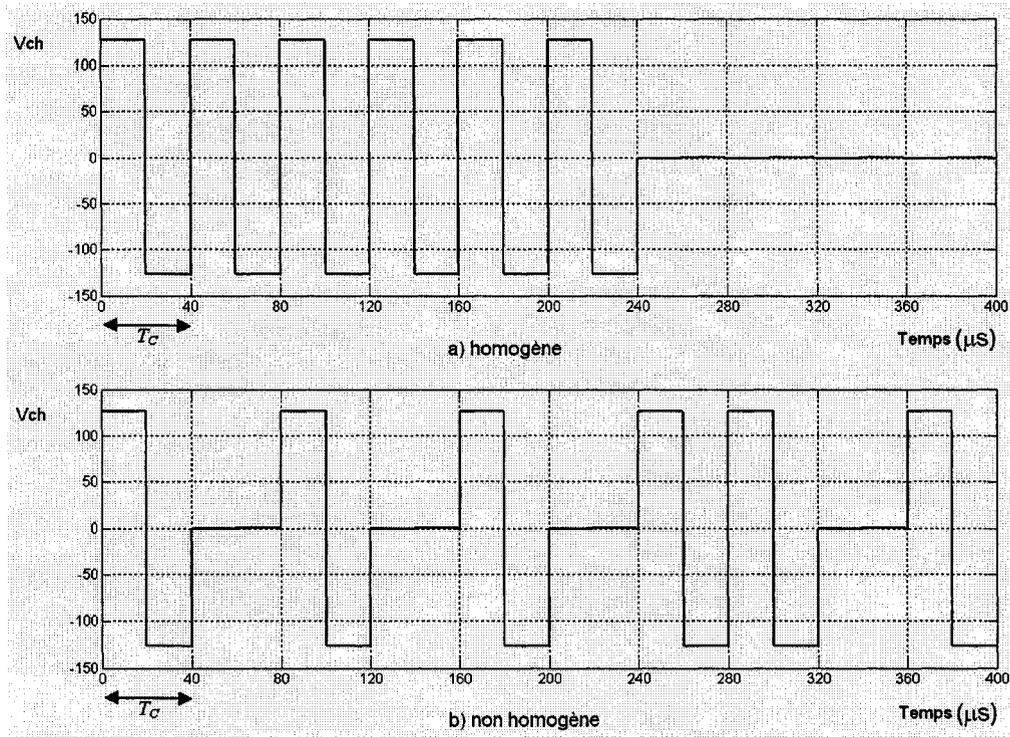


Figure 3.2 MDI homogène et non homogène

Dans l'étude on utilisera des séquences non homogènes comportant 16 cycles. Bien que le nombre de ceux-ci soit « arbitraire », il a déjà été proposé dans la littérature [6] [7]. On va donc le garder pour conserver un cadre de référence avec ce qui a déjà été fait.

Ce travail de recherche propose une technique simple de générer les signaux de commande pour la MDI. On a besoin d'un signal carré dont la fréquence est celle de résonance du circuit RLC et d'un autre signal qui définit la séquence de commande selon un indice de modulation (qui est un entier compris entre 1 et 16). Un circuit logique à très faible complexité reçoit ces deux signaux et délivre les chaînes d'impulsions destinées à la commande des interrupteurs de puissance. La figure 3.3 présente le circuit logique proposé et la figure 3.4 les séquences de commande pour une modulation non homogène. (La même logique peut être utilisée pour une MDI homogène, seuls les séquences changent.)

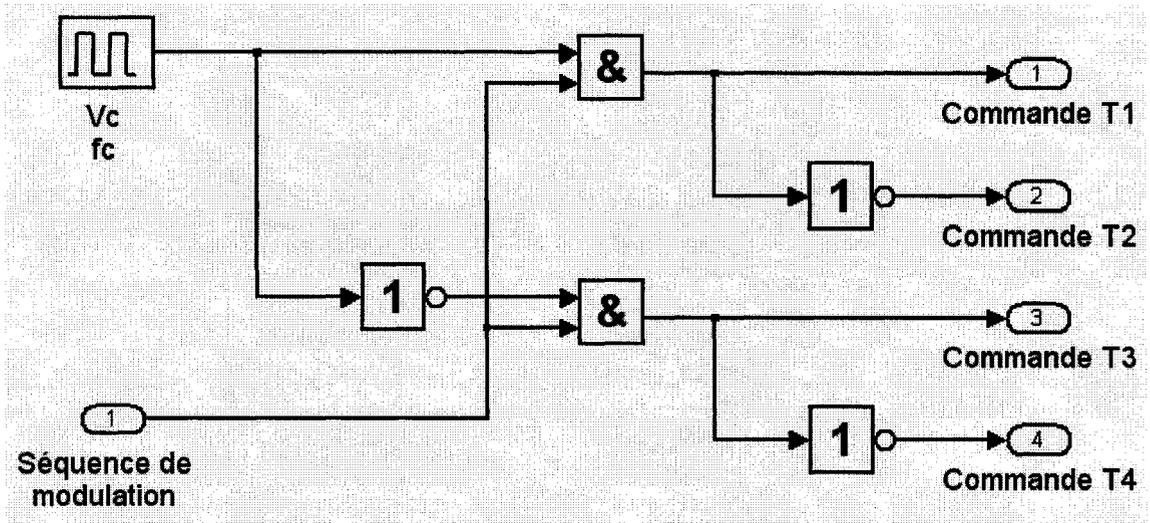


Figure 3.3 Circuit logique pour la génération des signaux de commande de la MDI

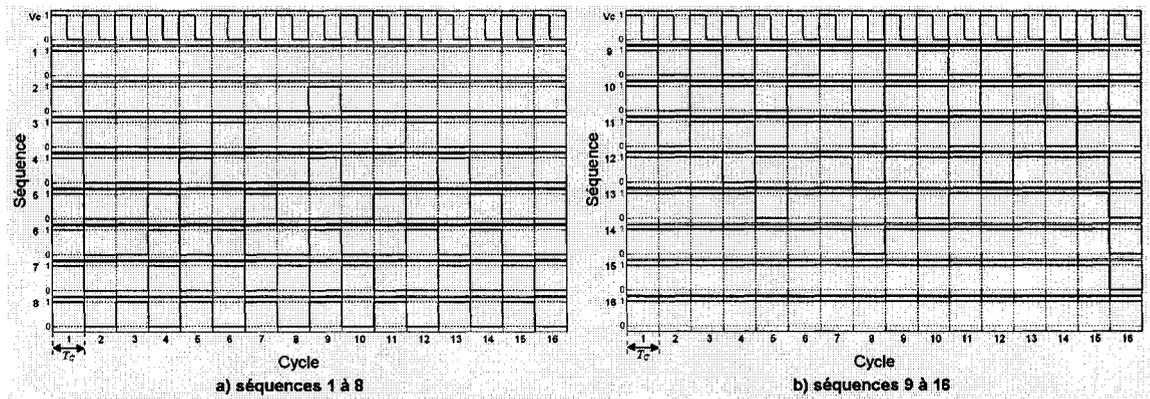


Figure 3.4 Séquences pour MDI non homogène

3.4.2 Modes de commutation

Pour alléger l'étude de la commande, on va d'abord faire la supposition que le convertisseur ca / cc est une source parfaite de tension continue. Il faudra aussi tenir en compte l'impédance équivalente du système transformateur – circuit RLC vue par l'onduleur. Le schéma électrique équivalent simplifié est semblable à celui utilisé précédemment pour faire l'étude des convertisseurs à résonance série (figure 3.5). D'après les possibles états des interrupteurs des CRS montrés dans le dernier chapitre, on trouve qu'il y a trois de

ces cas qui sont présents lorsqu'on utilise la MDI. Effectivement, le fonctionnement de cette technique étant à la fréquence de résonance du circuit RLC, on se trouve dans une situation comme celle représentée dans la figure 2.10 c). *Rappel : la commutation en tension se fait au même moment du passage par zéro du courant, les interrupteurs doivent être entièrement commandés (transistors bipolaires, IGBT, MOSFET).* Les trois modes de fonctionnement pour les CRS commandés par MDI se montrent alors à la figure 3.6.

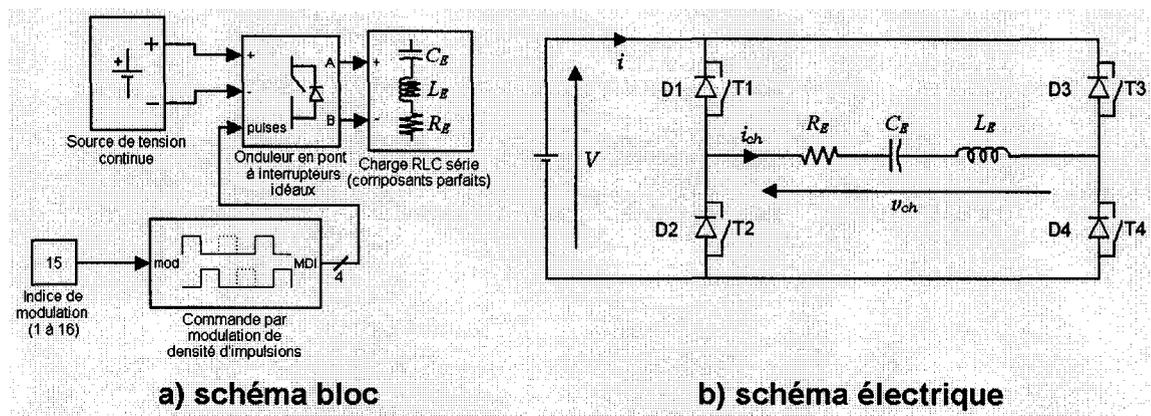


Figure 3.5 Schémas simplifiés du CRS commandé par MDI

Pour continuer, une explication de chacun des trois modes est donnée. Dans les convertisseurs à résonance traditionnels, les situations présentées dans la figure 3.6 a) et b) sont courantes [5]. Au moment d'appliquer une commande appropriée, il est possible d'obtenir une tension alternative carrée aux bornes de la charge. Lorsque tous les interrupteurs sont ouverts, le circuit RLC restitue l'énergie emmagasinée. C'est le courant qui trouve un chemin de retour à travers les diodes D1 et D4 ou D2 et D3, selon le sens.

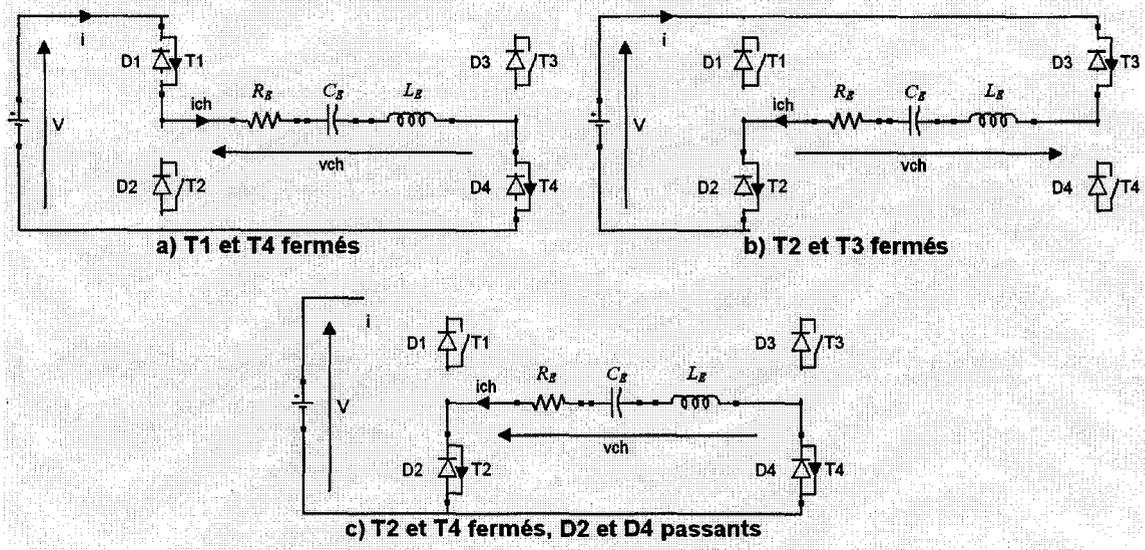


Figure 3.6 Modes de fonctionnement du CRS contrôlé par modulation de densité d'impulsions

La modulation de densité d'impulsions est donc réussie en alternant les modes déjà décrits de manière à obtenir les caractéristiques de modulation exposées antérieurement. On alimente alors la branche résonante par une impulsion à la fréquence de résonance – modes a) et b) dans la figure 3.6. Chaque mode a) est forcément suivi d'un b) et les deux forment une période de résonance. Par la suite, on peut envoyer une autre impulsion ou faire une période d'arrêt. Celle-ci correspondrait au cas c) dans la figure 3.6. Pour éclaircir la relation entre les modes de fonctionnement et la modulation, la figure 3.7 offre un exemple d'une séquence comportant 4 cycles (2 impulsions et 2 arrêts).

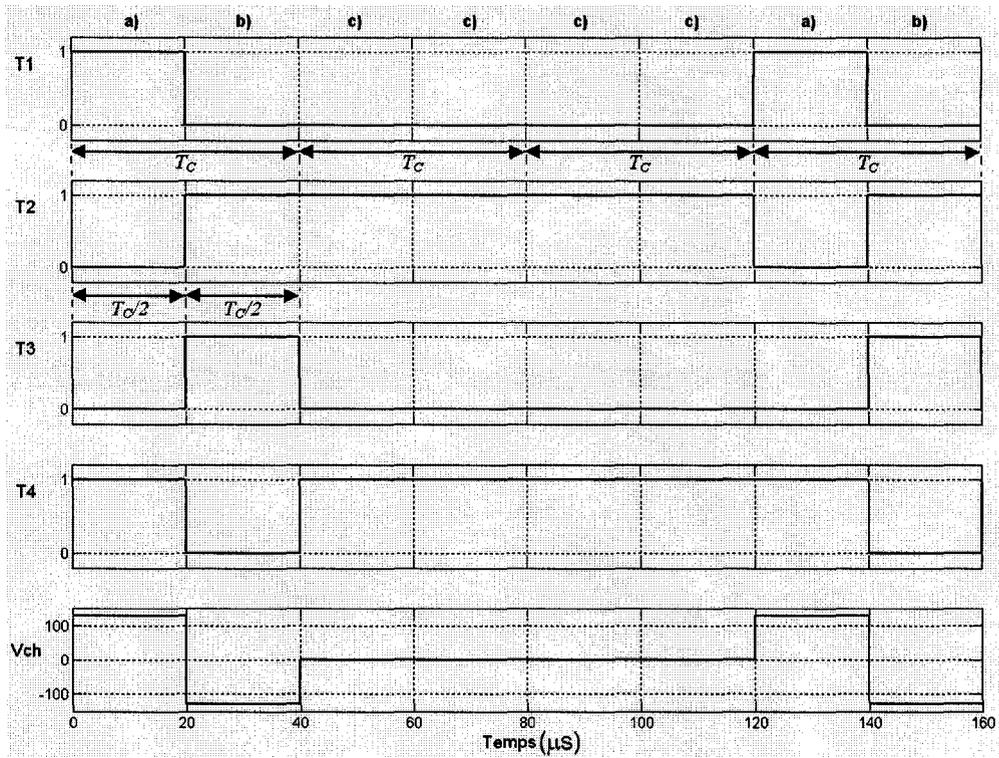


Figure 3.7 Relation entre les modes de fonctionnement et une séquence de modulation donnée

3.5 Puissance en régime sinusoïdal

3.5.1 Puissance instantanée

On définit la puissance instantanée transmise par un générateur à un récepteur comme le produit des valeurs instantanées de la tension entre les fils de ligne et de l'intensité du courant qui la parcourt :

$$p = v \times i \quad (3.1)$$

En régime sinusoïdal, on peut écrire la tension délivrée par une source comme :

$$v = V\sqrt{2} \cos \omega t \quad (3.2)$$

Et pour le courant :

$$i = I\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi) \quad (3.3)$$

D'où (après quelques manipulations utilisant les relations trigonométriques) :

$$p = VI \cos \varphi + VI \cos(2\omega t - \varphi) \quad (3.4)$$

On a alors obtenu la puissance instantanée comme une somme d'une fonction constante et d'une fonction périodique dans le temps.

3.5.2 Puissance apparente

En régime sinusoïdal, V et I sont les valeurs efficaces de la tension et de l'intensité du courant. La puissance apparente (S) est définie comme le produit de ces deux grandeurs, et il ne faut pas le confondre avec la puissance active (qui dans certaines conditions a la même magnitude). On a alors :

$$S = VI \quad (3.5)$$

3.5.3 Puissance active

La puissance active est la valeur moyenne de la puissance instantanée sur une période de temps. D'après (3.4) on constate qu'il y a un membre indépendant du temps; celui ci représente alors la valeur moyenne de la puissance instantanée. On a alors la puissance active représentée selon l'équation suivante :

$$P = VI \cos \varphi \quad (3.6)$$

Remarque : seulement les éléments résistifs consomment de la puissance active.

3.5.4 Puissance réactive

La puissance réactive est le produit de la valeur efficace de la tension aux bornes d'un dipôle par l'intensité réactive du courant qui le traverse :

$$Q = VI \sin \varphi \quad (3.7)$$

Cette puissance est consommée par les composants réactifs tels que les condensateurs et les bobines (les résistances ne consomment pas de puissance réactive).

3.5.5 Facteur de puissance

Le facteur de puissance (fp) est défini comme le quotient de la puissance active par la puissance apparente S , et en régime sinusoïdal :

$$fp = \frac{P}{S} = \cos \varphi \quad (3.8)$$

L'importance du facteur de puissance est qu'il donne un indice de la quantité de courant qui est fournie à une charge pour une puissance active donnée. L'équation suivante révèle la relation entre le courant, la puissance active, la tension et le facteur de puissance :

$$I = \frac{P}{V \times fp} \quad (3.9)$$

On peut en déduire que le minimum du courant pour une puissance active et une tension fixes, se produit lorsque le facteur de puissance est unitaire. Étant donné que celui-ci est défini entre 0 et 1, le maximum aura lieu lorsqu'il sera égal à zéro. Donc, pour la même puissance consommée, il peut y avoir d'énormes différences de courant.

Maintenir un facteur de puissance proche de l'unité est donc un moyen d'économiser de l'énergie et d'éviter la surcharge des lignes de transmission.

3.6 Taux de distorsion harmonique

On avait établi qu'un des buts du sujet de recherche est d'étudier un convertisseur à résonance ayant un bon facteur de puissance et un faible taux de distorsion harmonique. Le premier a déjà été décrit, il reste pourtant à définir ce deuxième. Au chapitre 1 on a signalé les effets négatifs qui ont les différentes distorsions présentes sur la tension et le courant des réseaux de transmission électrique. On a aussi précisé que l'idéal serait d'avoir des tensions et des courants parfaitement sinusoïdaux (avec un facteur de puissance unitaire). Le taux de distorsion harmonique (ou TDH) est une mesure qui permet de déterminer l'altération d'un signal par rapport à un signal purement sinusoïdal. Cette irrégularité est due à la non linéarité des systèmes. Le TDH est défini comme suit :

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{H=2}^m V_H^2}}{V_1} \quad (3.10)$$

Avec :

V_1 = valeur efficace du fondamental; (V)

V_H = valeur efficace de l'harmonique H ; (V)

H = numéro d'harmonique ($2 < H < m$);

m = dernier harmonique.

Dans le cas où un signal est parfaitement sinusoïdal, le TDH sera nul. Par contre, si le signal est extrêmement bruité, le TDH peut atteindre ou dépasser une valeur unitaire. Dans ce travail on n'utilise pas une notation en pourcentage et le taux de distorsion harmonique sera évalué pour le courant fourni par la source d'alimentation sinusoïdale.

3.6.1 Effet de la distorsion harmonique sur le facteur de puissance

Dans la section antérieure on s'est intéressé au calcul de la puissance en régime sinusoïdal. Cependant, pour tenir en compte de la distorsion harmonique dans le calcul du fac-

teur de puissance il faut définir la puissance d'une manière plus générale. La puissance active peut être définie selon [33] :

$$P = \sum_{H=1}^{\infty} V_H I_H \cos \varphi_H \quad (3.11)$$

L'expression de la puissance réactive devient alors :

$$Q = \sum_{H=1}^{\infty} V_H I_H \sin \varphi_H \quad (3.12)$$

Et pour la puissance apparente on a :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (3.13)$$

Avec :

D = puissance déformante.

Si la source de tension est sinusoïdale, le facteur de puissance est alors défini par :

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos \varphi_1}{V_1 I} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \mu \cos \varphi_1 \quad (3.14)$$

Où :

I = courant efficace fourni par la source; (A)

μ = facteur de distorsion du courant;

φ_1 = déphasage entre la tension et le courant du fondamental; (rad)

$\cos \varphi_1$ = facteur de déplacement du fondamental.

Le facteur de distorsion peut aussi être défini en fonction du taux de distorsion harmonique. De manière analogue à (3.10), le taux de distorsion harmonique pour le courant peut se calculer à partir de :

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{H=2}^{\infty} I_H^2}}{I_1} \quad (3.15)$$

D'après (3.14) et (3.15) on peut déduire que :

$$\frac{1}{\mu^2} = \frac{I^2}{I_1^2} = \frac{I_1^2 + \sum_{H=2}^{\infty} I_H^2}{I_1^2} = 1 + \frac{\sum_{H=2}^{\infty} I_H^2}{I_1^2} = 1 + TDH^2 \quad (3.16)$$

On obtient alors :

$$\mu = \frac{1}{\sqrt{1+TDH^2}} \quad (3.17)$$

Et pour l'expression du facteur de puissance dans le cas d'une source de tension sinusoïdale avec un courant déformé :

$$fp = \mu \cos \varphi = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1+TDH^2}} \quad (3.18)$$

3.7 Étude analytique

Étant donné qu'un des buts du projet de recherche ici décrit est de faire la régulation de la puissance fournie à la charge, il est alors essentiel d'offrir une étude analytique de cette caractéristique. Dans cette étude, on va prendre en compte la réponse transitoire du courant au moment où une séquence d'impulsions est appliquée au circuit résonant. Pour alléger les calculs on va aussi faire la supposition que la plupart de l'énergie de la tension fournie par l'onduleur se trouve dans la composante fondamentale du signal carré alternatif. La figure 3.8 montre schématiquement la relation entre les variables de l'étude. Il est à noter que le courant i_e représente l'enveloppe du courant résonant i_{ch} . En faisant recours à (2.18) qui est l'équation de départ dans l'étude des circuits RLC série, H. Fujita et Akagi proposent une analyse qui permet d'obtenir une expression simplifiée

de la puissance fournie à la charge [6]. On commence par l'équation suivante, qui est représentative du circuit étudié :

$$L \frac{di_{ch}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{ch} dt + Ri_{ch} = \frac{4V}{\pi} \sin \omega t \quad (3.19)$$

Si $\omega = \omega_0$, on peut aussi écrire :

$$L \frac{d^2 i_{ch}}{dt^2} + R \frac{di_{ch}}{dt} + \frac{1}{C} i_{ch} = \frac{4V\omega_0}{\pi} \cos \omega_0 t \quad (3.20)$$

Pour trouver la solution de cette équation, on il faut d'abord obtenir la solution de l'équation homogène. L'équation caractéristique est alors :

$$Lx^2 + Rx + \frac{1}{C} = 0 \quad (3.21)$$

Dont la solution est de la forme :

$$x = \frac{-R \pm \sqrt{R^2 - 4 \frac{L}{C}}}{2L} = -\frac{R}{2L} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - 4 \frac{1}{LC}} \quad (3.22)$$

Or,

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.23)$$

Et en faisant la supposition que le facteur de qualité (Q_0) est très grand, on a :

$$x = -\frac{R}{2L} \mp j\omega_0 \quad (3.24)$$

La solution générale sans second membre de (3.20) est alors :

$$i_{ch-g} = e^{-\frac{R}{2L}t} (O_1 \cos \omega_0 t + O_2 \sin \omega_0 t) \quad (3.25)$$

On suppose qu'une solution particulière est de la forme $O_3 \sin \omega_0 t$, et à partir de (3.20) on obtient la relation suivante :

$$\left(\frac{1}{C} - L\omega_0^2\right)O_3 \sin \omega_0 t + RO_3\omega_0 \cos \omega_0 t = \frac{4V\omega_0}{\pi} \cos \omega_0 t \quad (3.26)$$

Or, en utilisant (3.23) :

$$L\omega_0^2 = L\frac{1}{LC} = \frac{1}{C} \quad (3.27)$$

Et (3.26) devient :

$$RO_3\omega_0 \cos \omega_0 t = \frac{4V\omega_0}{\pi} \cos \omega_0 t \quad (3.28)$$

D'où :

$$O_3 = \frac{4V}{R\pi} \quad (3.29)$$

On obtient alors une solution particulière de (3.20) :

$$i_{ch-p} = \frac{4V}{R\pi} \sin \omega_0 t \quad (3.30)$$

La solution générale de (3.20) est l'addition de la solution générale sans second membre (3.25) et de la solution particulière (3.30) :

$$i_{ch} = e^{-\frac{R}{2L}t} (O_1 \cos \omega_0 t + O_2 \sin \omega_0 t) + \frac{4V}{R\pi} \sin \omega_0 t \quad (3.31)$$

On cherche maintenant les coefficients O_1 et O_2 lorsque les conditions initiales sont les suivantes :

$$\begin{cases} i_{ch(t=0)} = 0 \\ \frac{di_{ch(t=0)}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.32)$$

D'après (3.31), on a alors :

$$i_{ch(t=0)} = O_1 = 0 \quad (3.33)$$

Si on obtient la dérivée de (3.31) et on applique la condition initiale, on a :

$$\frac{di_{ch(t=0)}}{dt} = O_2\omega_0 + \frac{4V\omega_0}{R\pi} = 0 \quad (3.34)$$

Et on arrive à :

$$O_2 = -\frac{4V}{R\pi} \quad (3.35)$$

D'où la solution de (3.20) avec conditions initiales (3.32) est (après regroupement des termes) :

$$i_{ch} = \frac{4V}{R\pi} \left(1 - e^{-\frac{R}{2L}t} \right) \sin \omega_0 t \quad (3.36)$$

Les formes d'onde représentées dans la figure 3.8 permettent de vérifier que le courant dans la charge subit des changements d'amplitude selon la séquence de modulation. Or, le courant i_e représente l'enveloppe du courant résonant i_{ch} . Ce courant (i_e) a pourtant une constante de temps d'un système de premier ordre. Cette grandeur est alors calculée en utilisant :

$$\tau = \frac{2L}{R} = \frac{2Q_0}{\omega_0} \quad (3.37)$$

Avec :

$$\tau = \text{constante de temps.} \quad (\text{s})$$

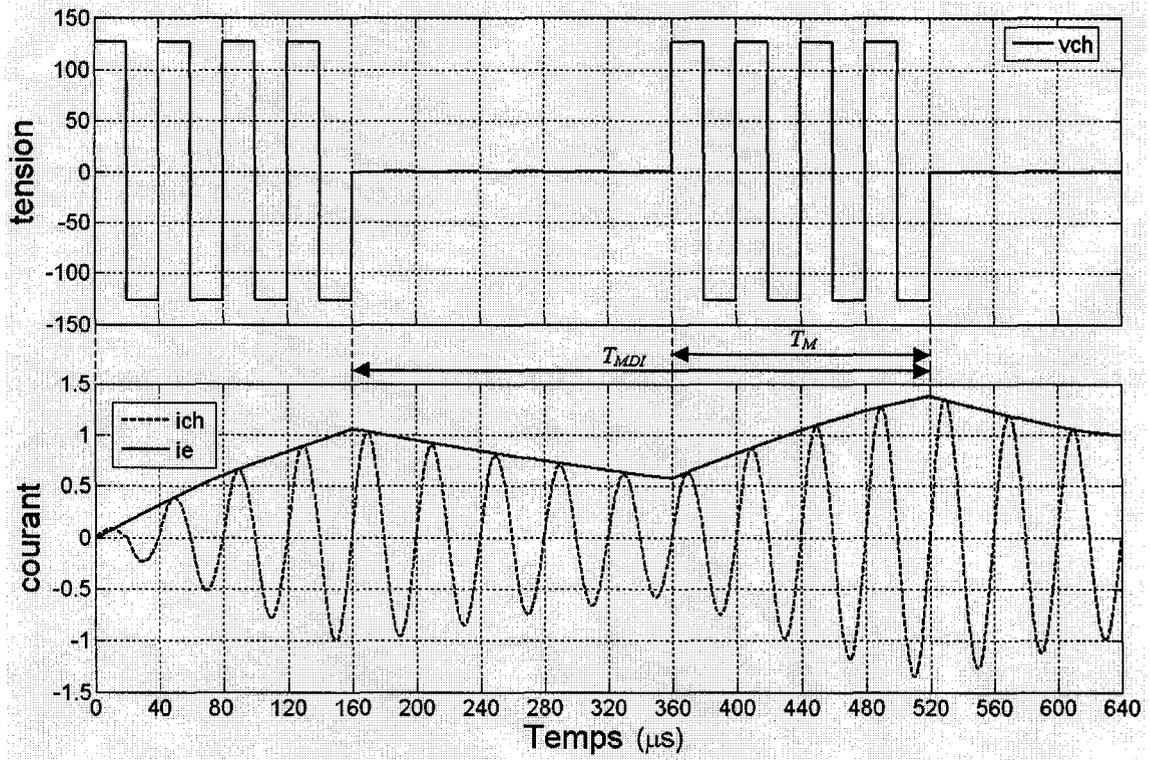


Figure 3.8 Formes d'onde de la tension et du courant dans la branche résonante d'un onduleur série commandé par MDI

L'enveloppe du courant résonant se calcule à partir de deux équations, une pour la période T_M (lorsque le circuit est alimenté par l'onduleur) et l'autre pour le reste du cycle ($T_{MDI} - T_M$). On a alors :

$$\begin{cases} i_e(t) = I_{\max} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_{e0} e^{-\frac{t}{\tau}} & (0 \leq t \leq T_M) \\ i_e(t) = i_e(T_M) e^{-\frac{t-T_M}{\tau}} & (T_M \leq t \leq T_{MDI}) \end{cases} \quad (3.38)$$

Où :

$$I_{\max} = \text{courant maximal dans le cas où } T_M = T_{MDI}. \quad (A)$$

Dans ce dernier cas, le courant peut parcourir librement un circuit à travers les interrupteurs mais la tension à la sortie de l'onduleur est nulle. Pour la valeur initiale du courant i_e on obtient :

$$I_{e0} = I_{\max} \frac{1 - e^{-\frac{T_M}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T_{MDI}}{\tau}}} \quad (3.39)$$

Si on fait la supposition que le facteur de qualité (Q_0) du circuit résonant est infini, alors on trouve que l'amplitude du courant résonant est proportionnelle à la densité des impulsions :

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} i_e = I_{\max} \frac{T_M}{T_{MDI}} \quad (3.40)$$

En utilisant (3.36), on trouve que la puissance moyenne fournie par l'onduleur peut être décrite selon :

$$P = \frac{1}{T_{MDI}} \int_0^{T_{MDI}} v_{ch} i_{ch} dt = \frac{1}{T_{MDI}} \int_0^{T_M} \frac{4}{\pi} V \sin \omega_0 t \times i_e(t) \sin(\omega_0 t - \phi) dt \quad (3.41)$$

On peut simplifier l'expression de la puissance en supposant que la constante de temps du système (τ) est très grande par rapport à la période de la séquence MDI (T_{MDI}). D'après [6], l'expression simplifiée de la puissance moyenne fournie à la charge est :

$$P = \frac{2}{\pi} V \cos \phi \frac{1}{T_{MDI}} \int_0^{T_M} i_e(t) dt = P_{\max} \left(\frac{T_M}{T_{MDI}} + \frac{\tau}{T_{MDI}} \left[\frac{1 - e^{-\frac{T_M}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T_{MDI}}{\tau}}} \right] \left[e^{-\frac{T_M}{\tau}} - e^{-\frac{T_{MDI}}{\tau}} \right] \right) \quad (3.42)$$

Dont la puissance maximale dans le cas où $T_M = T_{MDI}$ est définie par :

$$P_{\max} = \frac{2}{\pi} VI_{\max} \cos \phi \quad (3.43)$$

Fujita fait une dernière simplification, en supposant que la constante de temps (τ) tend vers l'infini. Dans ce cas, on obtient que la puissance est proportionnelle au carré de la densité d'impulsions :

$$P = P_{\max} \left(\frac{T_M}{T_{MDI}} \right)^2 \quad (3.44)$$

3.8 Simulation du CRS commandé par MDI à l'aide du logiciel Matlab® et son environnement graphique Simulink®

Un moyen facile et puissant de faire l'évaluation du système électronique étudié est en ayant recours à des logiciels permettant de faire des simulations. Dans cette section on fournit les résultats obtenus en utilisant Matlab® et Simulink® pour diverses situations :

- la simulation du convertisseur à résonance série commandé par MDI et alimenté par une source de tension continue permettra d'évaluer *a priori* le système et de faire une comparaison avec les résultats obtenus par calcul;
- par la suite, on remplacera la source d'alimentation continue par une source alternative, un redresseur en pont à diodes et les éléments respectifs de filtrage pour le courant. Ce système est proche du modèle réel qu'on essaiera en laboratoire. On pourra ainsi obtenir des estimations de la puissance fournie à la charge pour chaque séquence de modulation. Ces données seront importantes pour l'étude du système en boucle fermée;
- la dernière partie de cette section est consacrée à la simulation du circuit en boucle fermée. On proposera une technique d'asservissement par hystérésis. Les mesures de la puissance en boucle ouverte seront requises pour implémenter un algorithme d'anticipation.

Le schéma bloc du convertisseur à résonance série montré au début de ce chapitre est la base du système qui sera étudié ici (figure 3.1). D'autre part, la figure 3.9 montre les schémas blocs équivalents de chacun des systèmes qui seront analysés.

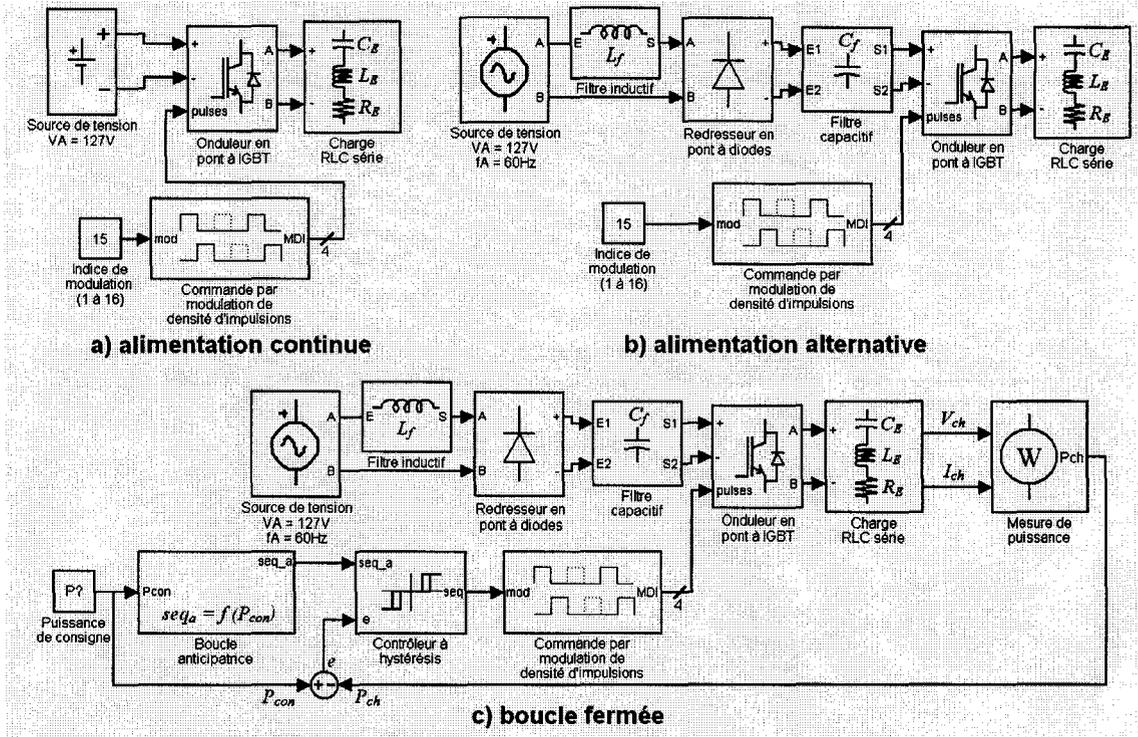


Figure 3.9 Schémas blocs des systèmes simulés

Pour faciliter les simulations, on propose de remplacer la charge de l'onduleur (transformateur et circuit RLC) par son équivalent. Il suffit d'appliquer aux éléments R , L et C un facteur de transformation proportionnel au carré du rapport entre le primaire et le secondaire du transformateur :

$$\left\{ \begin{array}{ll} n_T = \frac{n_P}{n_S} & \text{a)} \\ R_E = R_{RLC} \times n_T^2 & \text{b)} \\ L_E = L_{RLC} \times n_T^2 & \text{c)} \\ C_E = \frac{C_{RLC}}{n_T^2} & \text{d)} \end{array} \right. \quad (3.45)$$

Où :

n_T = rapport du transformateur;

n_P	=	nombre de tours du bobinage du transformateur au primaire;
n_S	=	nombre de tours du bobinage du transformateur au secondaire;
R_E	=	résistance équivalente du transformateur - circuit RLC; (Ω)
L_E	=	inductance équivalente du transformateur - circuit RLC; (H)
C_E	=	capacité équivalente du transformateur - circuit RLC. (F)

3.8.1 Paramètres de simulation

On trouve important de faire les simulations dont on a précédemment parlé en utilisant les mêmes valeurs des composants prévues pour la réalisation pratique. On fait alors référence à un convertisseur à résonance série fonctionnant à une fréquence de 25 kHz. Les paramètres du système servant à faire les simulations sont montrés dans le tableau 3.1.

3.8.2 Simulation du CRS avec une alimentation continue

Le tableau 3.2 montre les mesures de la puissance pour chacune des séquences de modulation (1 à 16). La puissance fournie par la source d'alimentation (P_A) est proche de celle fournie à la charge (P_{ch}); il n'y a qu'une perte moyenne de 0.6 W, ce qui représente 0.3% de la puissance maximale. La séquence 1 produit le plus de pertes (1 W), ce qui est considérable par rapport à la puissance fournie dans cette plage (3.7 W), mais négligeable par rapport à la puissance maximale. En général, on a que le rendement énergétique du système est élevé, tel qu'il était prévu. On peut confirmer qu'il s'agit d'une large plage de puissances de sortie, allant de 3.7 à 200 W. Ces puissances sont comparées avec celles obtenues par calcul (P_{an}), en utilisant (3.44). On constate que les deux résultats présentent un écart qui se réduit lorsqu'on s'approche des puissances de sortie élevées. Rappel : pour obtenir (3.44) on a fait l'hypothèse que la constante de temps (τ) tend vers l'infini. Or, dans le cadre de ces simulations, ceci n'est pas le cas. On peut malgré cela constater que l'évolution de la puissance dans les deux cas se comporte de manière semblable (figure 3.10).

D'autre part, les relevés présents dans la figure 3.11 illustrent la tension et le courant en régime permanent dans la branche résonante pour quatre séquences de modulation (1, 6, 11 et 16). On peut remarquer que le courant dans le circuit oscille à la fréquence de résonance et que la tension étant en phase avec le courant, la commutation des interrupteurs de puissance se fait au passage par zéro du courant.

Tableau 3.1 Paramètres de simulation

	V_A (V)	f_A (Hz)	f_C (kHz)	T_C (μ s)	T_{MDI} (cycles)	n_T
Alimentation continue	127	-	25	40	16	11
Alimentation alternative	127	60	25	40	16	11
Boucle fermée	127	60	25	40	16	11

	L_f (mH)	C_f (μ F)	R_{RLC} (Ω)	L_{RLC} (mH)	C_{RLC} (nF)
Alimentation continue	-	-	0.6	80.2	505
Alimentation alternative	1.2	1	0.6	80.2	505
Boucle fermée	1.2	1	0.6	80.2	505

Tableau 3.2 Mesures de puissance du CRS-MDI alimenté par une source continue

	1	2	3	4	5	6	7	8
P_A (W)	4.7	10.0	17.1	25.7	35.6	46.5	58.4	71.1
P_{ch} (W)	3.7	9.2	16.5	25.2	35.1	46.0	58.0	70.7
P_{an} (W)	0.8	3.1	7.0	12.5	19.5	28.1	38.2	50.0

	9	10	11	12	13	14	15	16
P_A (W)	84.9	99.5	114.6	130.5	147.1	164.4	182.3	200.3
P_{ch} (W)	84.4	98.9	114.1	130.0	146.5	163.8	181.6	199.9
P_{an} (W)	63.3	78.1	94.5	112.5	132.0	153.1	175.8	200

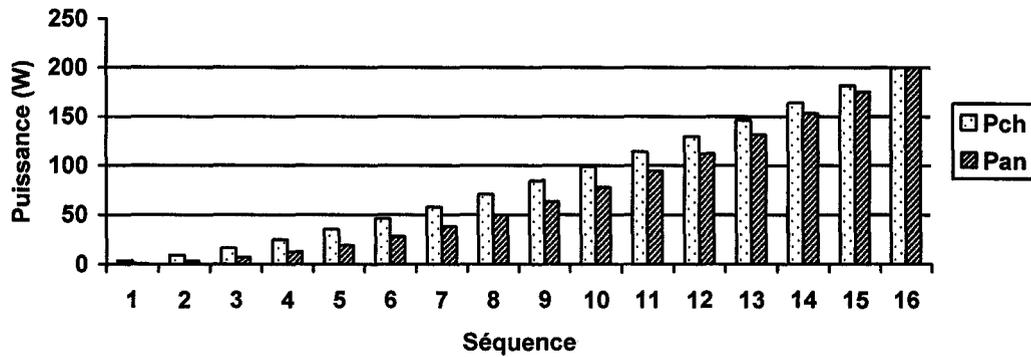


Figure 3.10 Évolution de la puissance selon la séquence de modulation

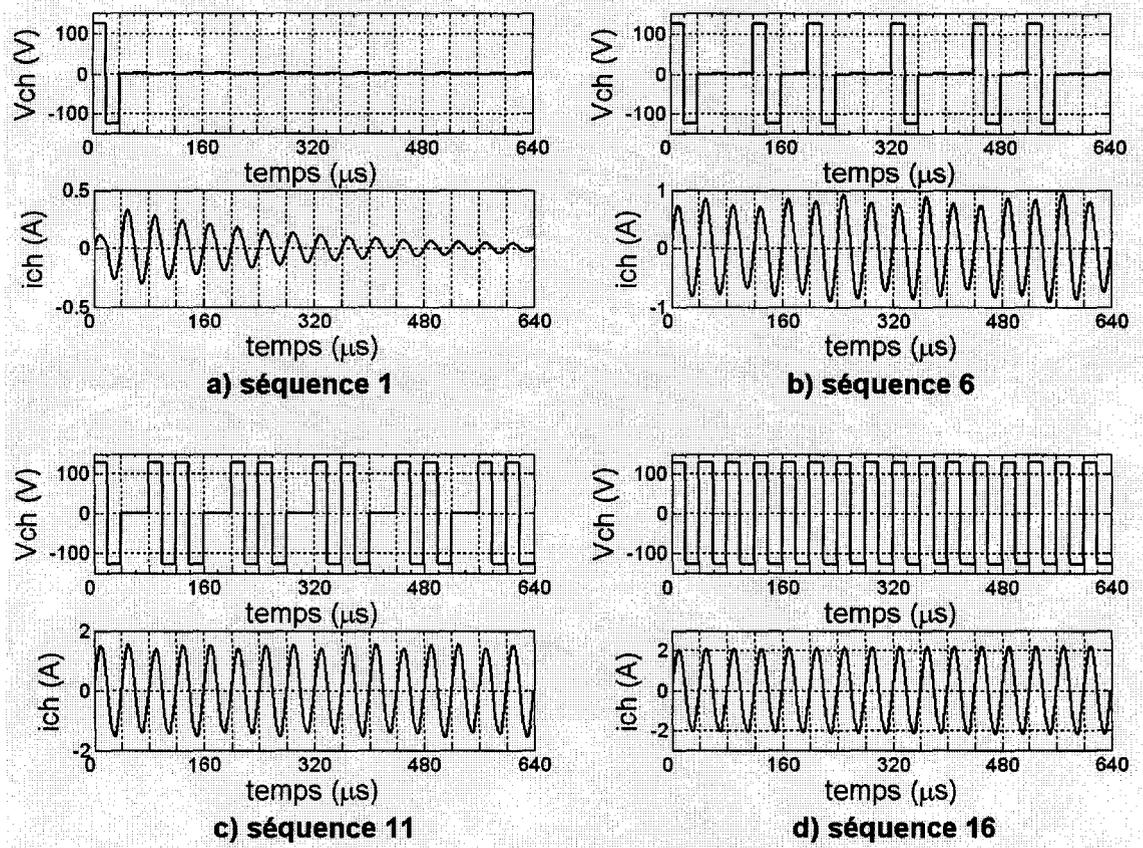


Figure 3.11 Tension et courant dans la branche RLC en régime permanent pour l'onduleur alimenté par une source de tension continue

La figure 3.12 montre la tension et le courant dans l'interrupteur T_j ; le relevé a été fait avec une modulation de cent pour cent (séquence 16) et il affiche quatre périodes de commutation ($4 \times T_C$). On trouve que le courant maximal traversant l'interrupteur est à peine supérieur à deux ampères.

Le dernier relevé qu'on affiche (figure 3.13) permet de vérifier qu'effectivement le courant et la tension dans la branche résonante sont en phase; on a utilisé la 11^e séquence de modulation pour obtenir ce graphique avec 4 périodes de commutation. On confirme encore que la commutation se fait au passage par zéro du courant.

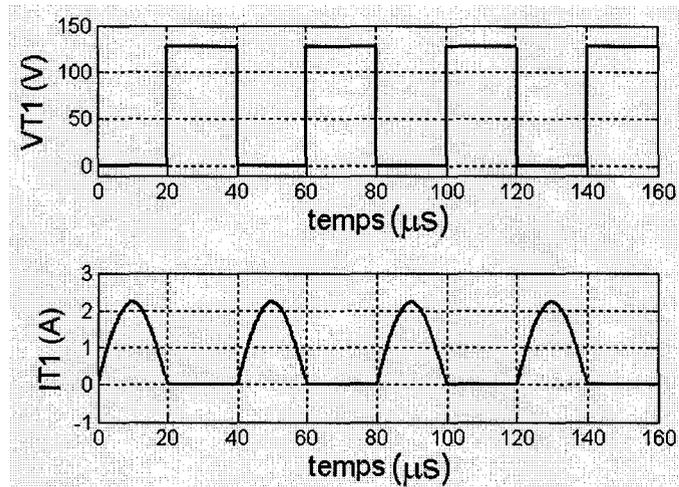


Figure 3.12 Tension et courant dans l'interrupteur T_1

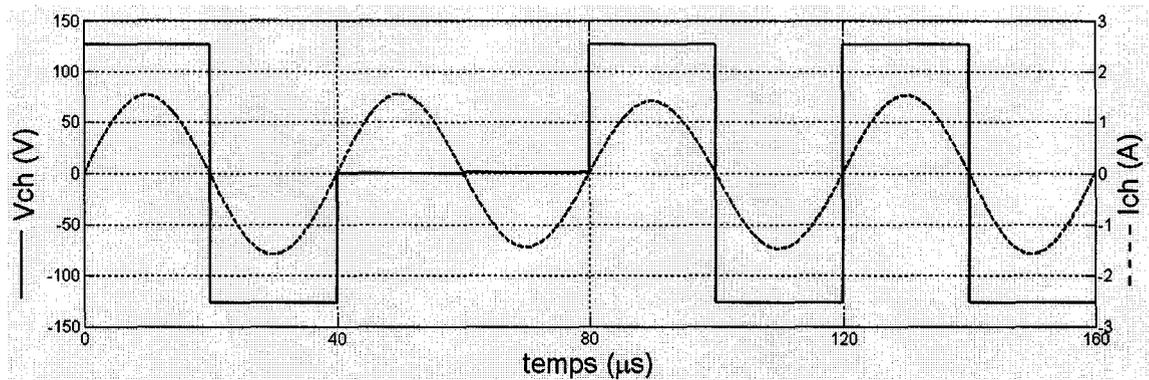


Figure 3.13 Tension et courant dans la charge pour 4 cycles de commutation

3.8.3 Simulation du système avec une alimentation alternative

Le but de cette série de simulations est de vérifier que le système complet (convertisseurs ca / cc puis cc / ca) fonctionne adéquatement. On va alimenter l'onduleur à partir d'une source de tension alternative, dont les grandeurs sont redressées et filtrées (le courant et la tension). Le schéma bloc de la figure 3.9 b) montre le système qui sera étudié.

Cette fois on fera encore des mesures de puissance tant à l'entrée comme à la sortie; on pourra aussi obtenir le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique du courant fourni par la source.

Les premiers relevés (figure 3.14) indiquent que le système se comporte comme d'habitude lorsqu'il s'agit des grandeurs de sortie (v_{ch} et i_{ch}). Même si la tension qui alimente l'onduleur est variable (figure 3.15), on va démontrer avec les mesures de puissance que le fonctionnement du système reste sensiblement le même. En effet, la puissance de sortie sera calculée à partir de la valeur efficace de la tension et du courant fournis à la charge pour chaque cycle de T_A (rappel : $f_A = 1 / T_A = 60$ Hz).

Les résultats de la mesure de puissance en boucle ouverte sont fournis dans le tableau 3.3. En les comparant aux données obtenues lors de la simulation avec une source de tension continue, on trouve peu de différences. Cet écart entre les deux simulations est tout à fait normal; le système alimenté par une source de tension alternative présente plus de pertes car il y a d'autres composants. La plage de puissances de sortie reste à peu près la même : elle va de 5.1 à 198 W. En ce qui concerne le rendement énergétique, il y a une perte moyenne de 0.8 W; ceci représente 0.42 % de la puissance maximale qui peut être fournie à la charge (200 W). Le rendement énergétique du système est bon, malgré que les pertes sont un peu plus élevées pour les séquences de modulation faibles (pour la séquence 1, on perd 1.2 W pour une puissance de sortie de 3.1 W).

Remarque : le temps à l'origine ($t = 0$) n'est pas le même dans les relevés des figures 3.14 et 3.15, ce qui explique que la tension initiale n'est pas égale.

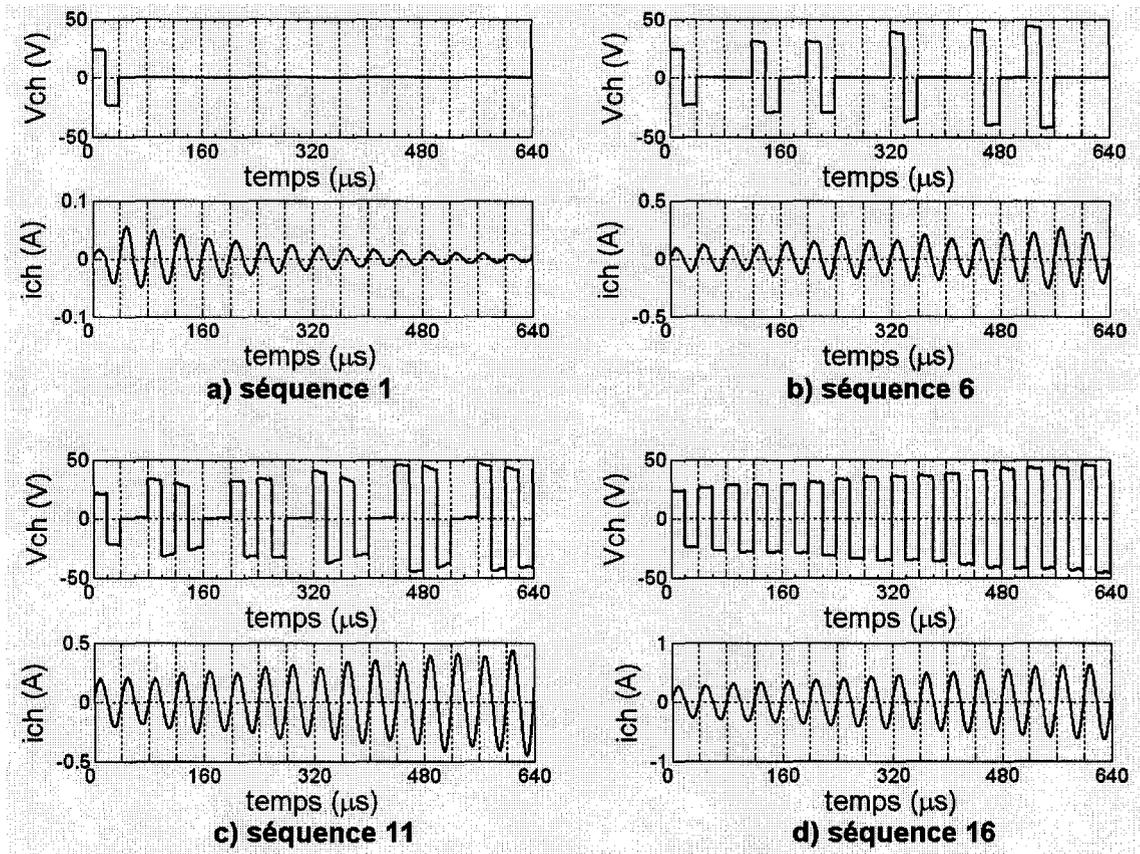


Figure 3.14 Tension et courant dans la branche RLC pour l'onduleur alimenté par une source alternative

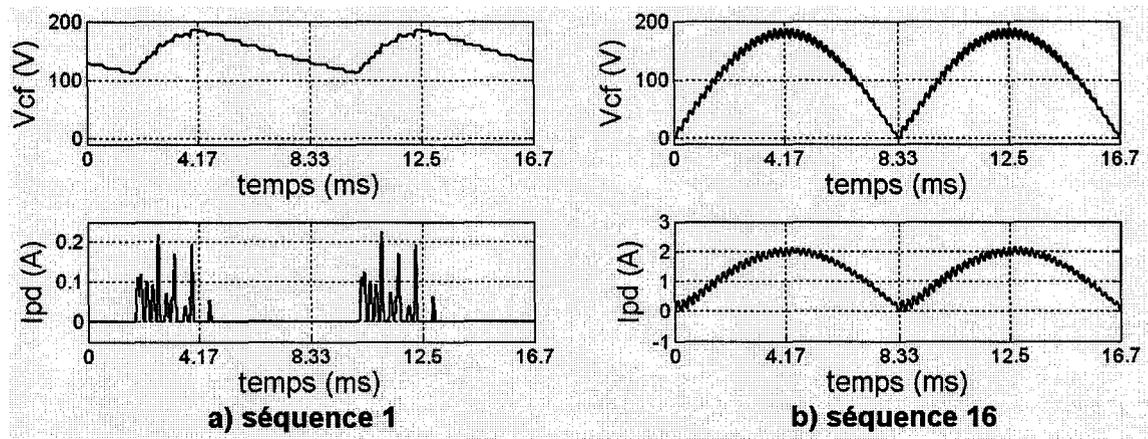


Figure 3.15 Tension et courant fournis par le convertisseur ca / cc

Tableau 3.3 Mesures de puissance du système alimenté par une source alternative

	1	2	3	4	5	6	7	8
P_A (W)	4.3	13.3	22.7	35.0	51.3	77.8	106.1	120.9
P_{ch} (W)	3.1	12.1	21.8	34.3	50.3	76.3	105.4	120.4
	9	10	11	12	13	14	15	16
P_A (W)	132.6	147.3	158.3	164.4	173.9	181.2	192.7	198.2
P_{ch} (W)	131.3	146.1	157.3	163.3	172.1	180.1	191.0	197.4

La figure 3.16 donne les résultats de simulation du courant et de la tension fournis par la source d'alimentation pour différentes séquences de la commande MDI (1, 6, 11 et 16). On peut remarquer que le plus la modulation est basse, le plus le courant est déformé. Ceci a évidemment un effet sur le taux de distorsion harmonique. Le facteur de puissance est aussi affecté d'autant plus qu'on s'approche de la séquence 1. Le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique ont des valeurs supérieures à 0.8 dans la plage de modulation allant de 8 à 16. Le tableau 3.4 fournit des renseignements plus détaillés.

Tableau 3.4 Facteur de puissance et taux de distorsion harmonique

	1	2	3	4	5	6	7	8
fp	0.45	0.42	0.53	0.63	0.67	0.64	0.74	0.82
TDH	1.7	1.9	1.5	1.2	1.1	1.2	0.9	0.7
	9	10	11	12	13	14	15	16
fp	0.82	0.78	0.78	0.86	0.78	0.89	0.86	1.00
TDH	0.7	0.8	0.8	0.6	0.8	0.5	0.6	0.1

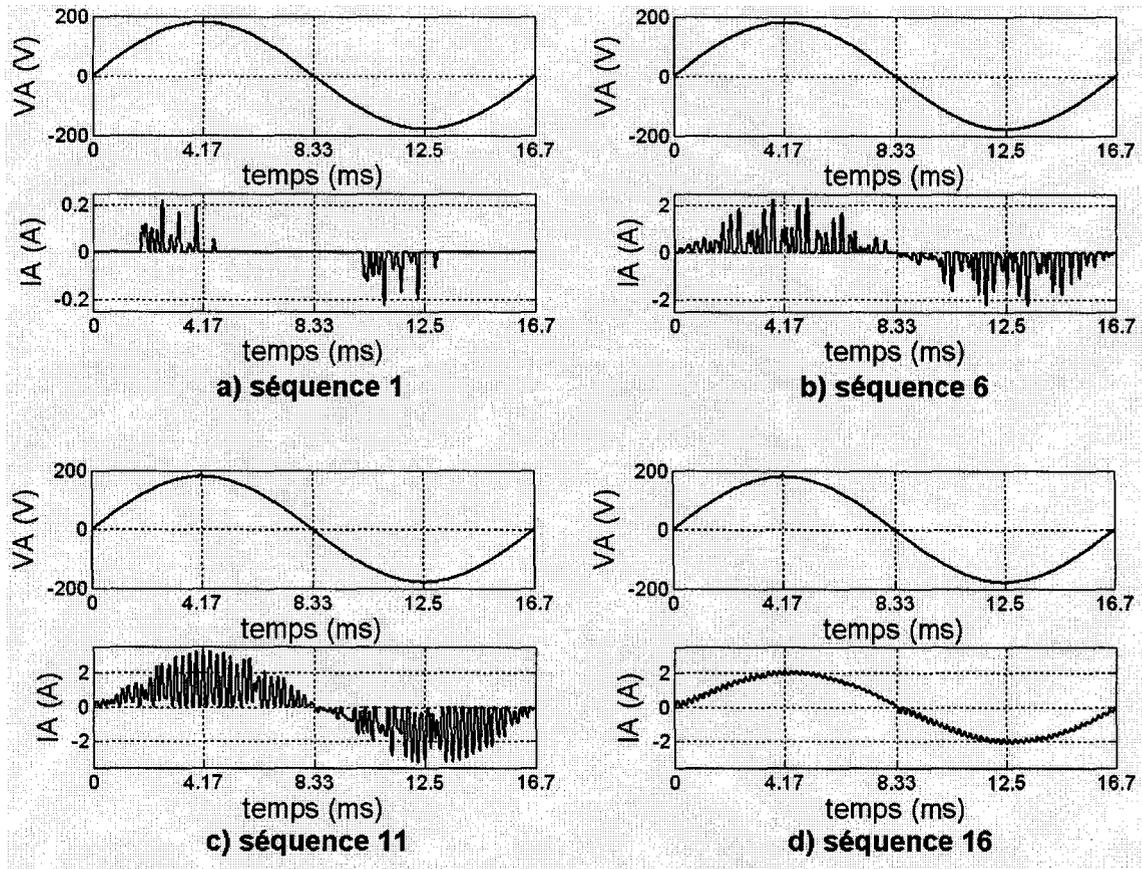


Figure 3.16 Courant et tension fournis par la source d'alimentation

Pour finir cette section, on trouve essentiel de montrer l'effet de la source de tension sur les grandeurs de sortie. Rappel : le convertisseur ca / cc est formé d'un pont de Graëtz monophasé à diodes et de deux éléments de filtrage. Or, le rôle de ces deux derniers n'est pas de maintenir une tension et un courant parfaitement continus à la sortie du convertisseur ca / cc. Au contraire, leurs faibles valeurs permettent seulement de filtrer les signaux à haute fréquence produits par le convertisseur et d'éviter qu'ils se retrouvent sur la ligne de transmission¹. Il est alors normal de trouver une enveloppe à 120 Hz dans le courant et la tension présents dans la branche RLC. Ceci est montré dans la figure 3.17.

¹ Même avec le filtrage, les courants à haute fréquence sont considérables sauf pour la séquence de modulation 16 (figure 3.16).

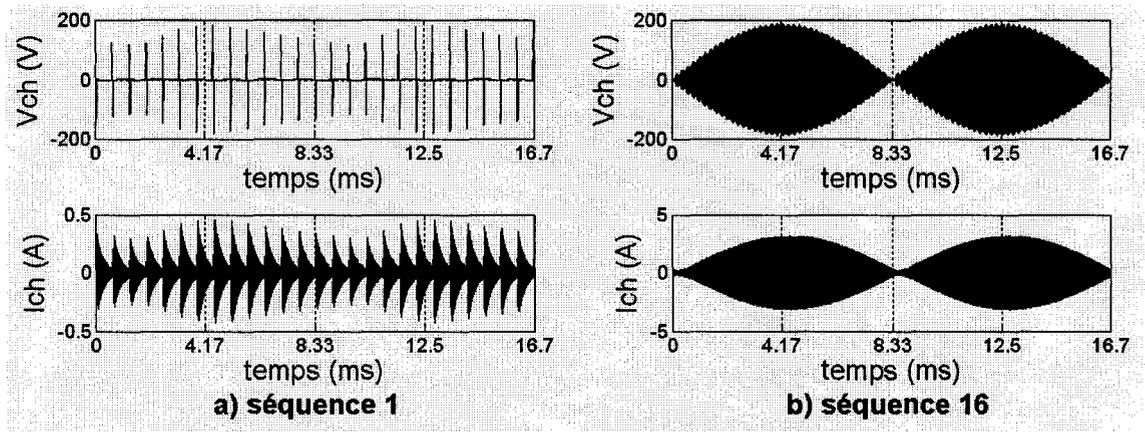


Figure 3.17 Enveloppe à 120 Hz présente dans le courant et la tension du circuit RLC

3.8.4 Simulation du CRS en boucle fermée

Le dernier ensemble de simulations qu'on réalisera servira pour évaluer une technique de régulation qui sera mise en marche dans le convertisseur résonant série commandé par MDI. La méthode de régulation développée dans ce travail a été proposée par Essadaoui [7] [8]. Deux stratégies de contrôle sont utilisées :

- algorithme d'anticipation;
- commande par hystérésis.

Les deux principales différences par rapport à la technique proposée par Essadaoui sont décrites dans les paragraphes suivants.

1. L'emploi de seuils fixes pour la fonction à hystérésis, au lieu de l'utilisation de seuils qui varient en fonction de la puissance de consigne. Ceci permettra d'avoir un contrôle plus précis de la puissance, surtout à des puissances de sortie élevées et d'alléger les calculs lors de la réalisation pratique.
2. L'utilisation des huit dernières mesures de la puissance efficace pour calculer la puissance moyenne qui sera comparée à la puissance de consigne, au lieu de

faire la comparaison directement entre la puissance efficace mesurée et la puissance de consigne. Ceci permettra au système de converger vers la puissance de consigne. (L'asservissement dans [8] entraîne une erreur élevée et de grandes fluctuations autour de la puissance de consigne, en on trouve dans certaines circonstances un dépassement élevé.)

3.8.4.1 Algorithme d'anticipation

Le premier module de commande correspond à un algorithme d'anticipation (figure 3.9). Ce module représente le modèle inverse du système : il donne la séquence de modulation qui correspond à une puissance donnée. Ceci se fait à partir des mesures de la puissance en boucle ouverte. Dans ce cas, une puissance de consigne sera l'entrée. Le but est d'améliorer de la réponse du système : lorsqu'une nouvelle puissance de consigne est appliquée, on aura immédiatement choisi une séquence de modulation qui produira une puissance de sortie proche à celle de consigne. On pourrait distinguer cet algorithme comme celui réalisant le réglage « gros » de la puissance.

Le tableau 3.5 montre les rangs de puissance qui seront utilisés pour représenter le modèle inverse du système. P_{con} représente la puissance de consigne; on fait correspondre un rang de puissances à chaque séquence selon les puissances dans la charge montrées dans le tableau 3.3. (Chaque rang est établi par la moyenne entre deux mesures de puissance consécutives.)

Tableau 3.5 Modèle inverse du système

Séquence	1	2	3	4
Puissance	$0 < P_{con} < 8$	$8 \leq P_{con} < 17$	$17 \leq P_{con} < 28$	$28 \leq P_{con} < 42$
Séquence	5	6	7	8
Puissance	$42 \leq P_{con} < 63$	$63 \leq P_{con} < 91$	$91 \leq P_{con} < 113$	$113 \leq P_{con} < 126$
Séquence	9	10	11	12
Puissance	$126 \leq P_{con} < 139$	$139 \leq P_{con} < 152$	$152 \leq P_{con} < 160$	$160 \leq P_{con} < 168$
Séquence	13	14	15	16
Puissance	$168 \leq P_{con} < 176$	$176 \leq P_{con} < 185$	$185 \leq P_{con} < 194$	$194 \leq P_{con} < 200$

Étant donné que les augmentations de la puissance de sortie se font par d'échelons importants, il faudra associer l'algorithme d'anticipation à un autre module de commande pour réussir à contrôler la puissance de sortie (le réglage « fin »). Il s'agit du bloc de commande par hystérésis, qui sera exposé par la suite.

3.8.4.2 Commande par hystérésis

On désire réaliser une commande qui permette au système d'osciller entre les niveaux de modulation de manière à obtenir en sortie une puissance moyenne de valeur proche à la puissance de consigne. Dans [7] on peut constater que la commande par hystérésis permet d'obtenir un tel comportement.

On va travailler avec une fonction à hystérésis comportant deux fenêtres et trois niveaux [7] [34]; ceci donnera au système une stabilité accrue car on évitera des changements brusques d'un état à un autre (figure 3.18). La fonction comportera donc quatre seuils (h_1, h_2, h_3, h_4) et trois états possibles de sortie (représentés par seq_h). De manière qualitative, on peut décrire le fonctionnement du système de la manière suivante :

- si la puissance mesurée dans la charge (P_{ch}) est très proche de la puissance de consigne ($e \approx 0$), alors la fonction d'hystérésis aura une valeur nulle ($seq_h = 0$);
- si la puissance mesurée dans la charge a une valeur légèrement écartée de la puissance de consigne (e faible), alors la fonction d'hystérésis conserve sa valeur précédente (soit -1, 0 ou 1);
- si P_{ch} est loin de la puissance de consigne P_{con} et que l'erreur est négative ($e \ll 0$), on aura donc $seq_h = -1$;
- le cas contraire, avec une erreur positive ($e \gg 0$), donnera en sortie $seq_h = 1$.

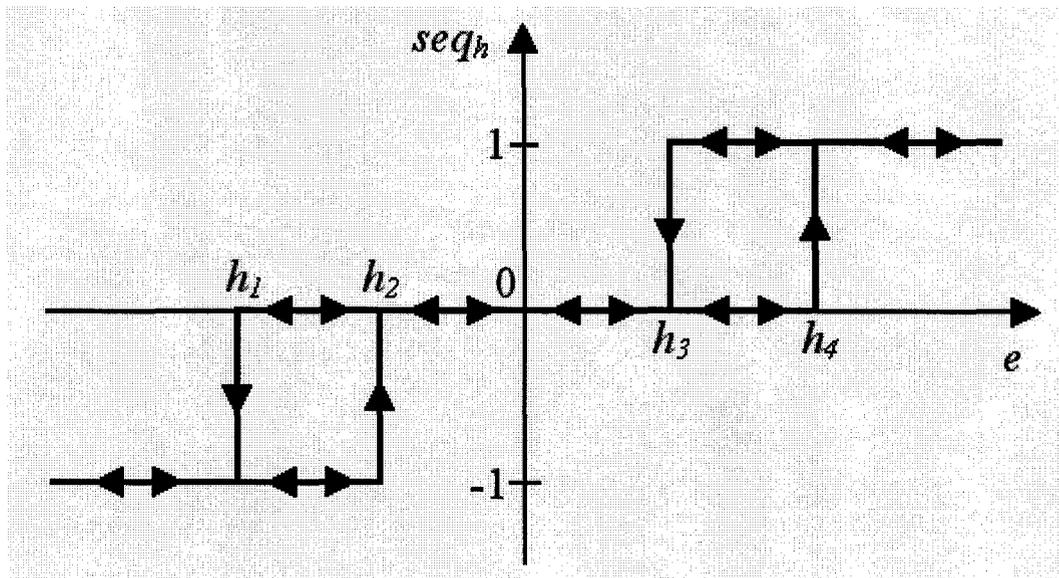


Figure 3.18 Fenêtre d'hystérésis

La séquence de modulation sera alors définie selon (3.46). On peut expliquer le fonctionnement global de la boucle d'asservissement (anticipation et hystérésis) comme suit :

- la séquence de départ est définie par l'algorithme d'anticipation (seq_a), on assure ainsi une convergence rapide vers la puissance de consigne;
- cette séquence reste la même si l'erreur est très faible et la valeur précédente de la fonction d'hystérésis est nulle, on a alors $seq = seq_a$;

- si l'erreur n'est pas très grande, on va s'assurer de maintenir la séquence aux alentours de seq_a et dans ce cas on sera en train d'osciller entre trois niveaux de modulation ($seq_a - 1, seq_a, seq_a + 1$);
- mais si l'erreur s'avère considérable, alors le système va essayer de rattraper l'écart en augmentant ou diminuant la séquence (seq_a) de manière considérable. Ceci est l'effet de la mise en mémoire de la valeur de la fonction d'hystérésis du cycle précédent. Si $seq_h(\text{cycle}-1) = 1$ et que l'erreur au cycle présent est encore grande (et positive), on va alors augmenter seq_a de deux unités. L'effet inverse a lieu lorsque l'erreur est négative et $seq_h(\text{cycle}-1) = -1$. Ceci augmentera la vitesse de réponse du système.

$$seq = seq_a + seq_h(\text{cycle}) + seq_h(\text{cycle} - 1) \quad (3.46)$$

Il faut signaler que la mise à jour de la séquence (seq) se fait à tous les soixantièmes de seconde, ce qui équivaut à 26 périodes de modulation (T_{MDI}). D'autre part, le système n'est pas synchronisé avec le réseau du fait que le calcul de la puissance se fait aussi à tous les soixantièmes de seconde et le manque de synchronisation n'affecte pas le calcul.

Or, on doit imposer des limites à la séquence obtenue selon (3.46), les indices de la MDI proposée étant compris entre 1 et 16. La séquence ainsi établie sera utilisée par le bloc de modulation de densité d'impulsions pour envoyer aux interrupteurs de puissance les signaux de commande appropriés.

Les paramètres proposés pour les seuils dans la fenêtre à hystérésis sont indiqués dans le tableau 3.6. Leur choix a été fait en base à la plage de puissance de sortie du système (établie antérieurement de 5 à 198 W). On désire contrôler la puissance dans la charge avec une résolution de un watt. Donc, la plage « interne » de la fenêtre à hystérésis a justement cette valeur : si la puissance mesurée dans la charge se trouve aux alentours de 0.6 W de la puissance de consigne, alors on considère que la séquence déjà obtenue est correcte.

Tableau 3.6 Seuils de la fenêtre à hystérésis

	h_1	h_2	h_3	h_4
Seuil (W)	-1	-0.3	0.3	1

3.8.4.3 Résultats de la simulation en boucle fermée

Le calcul de la puissance fournie à la charge a une limitation qui doit être respectée. En se référant à la figure 3.17, le courant et la tension dans la charge présentent une enveloppe à 120 Hz. Il ne faut surtout pas négliger cela au moment de faire le calcul de la puissance P_{ch} . En effet, il faudra calculer la moyenne à chaque demi période du signal dans le réseau (60 Hz). Si on calcule cette puissance sur des intervalles plus courts, on aura certainement une erreur considérable : la valeur maximale de la tension fournie par le convertisseur ca / cc varie à chaque séquence de modulation (figure 3.15).

En plus, pour assurer une bonne stabilité du système, on fera la moyenne des huit dernières mesures de puissance et ce, à chaque cycle (un soixantième de seconde). Ceci aidera à minimiser l'erreur et la puissance moyenne sera alors proche de la puissance de consigne.

Les résultats préliminaires de la simulation en boucle fermée sont montrés à la figure 3.19. Les relevés indiquent d'une part la puissance de consigne et d'autre part, la puissance fournie à la charge. On peut constater que le système oscille entre deux niveaux de puissance (ou deux séquences de modulation) qui sont proches de la puissance de consigne. En regardant ces graphiques, il est difficile d'évaluer si la puissance dans la charge est en moyenne similaire à celle de consigne. On remarque cependant que les oscillations ne sont pas uniformes : le signal a tendance à « rester » plus longtemps dans la séquence de modulation qui est établie par l'algorithme d'anticipation. La fréquence des oscillations est directement liée au taux de rafraîchissement de la séquence de modulation. Lorsque la puissance de consigne dépasse la puissance maximale qui peut être

fournie par le système, la séquence de modulation est égale à 16, ce qui explique l'absence d'oscillations dans l'intervalle qui va de 4 à 5 secondes.

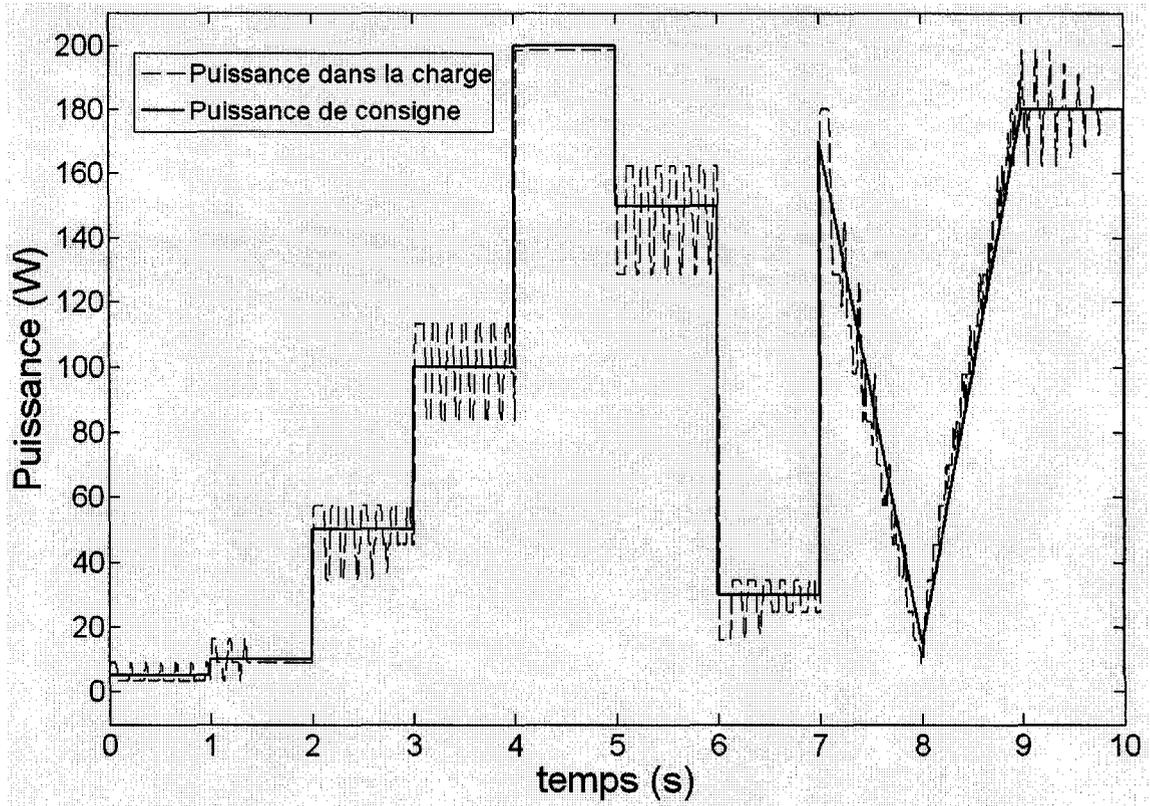


Figure 3.19 Relevé de la puissance dans la charge pour une puissance de consigne variable

En ce qui concerne le temps de réponse, on peut constater qu'il est assez élevé si on prend comme cadre de référence une échelle en secondes. C'est l'algorithme d'anticipation qui se charge de donner la séquence de modulation plus adéquate et ce, dès le premier cycle après le changement de P_C . Le changement de séquence se fait alors très rapidement. Malgré cela, le temps de réponse est limité car tel qu'on l'avait dit, le cycle de calcul est d'un soixantième de seconde (limité par la fréquence du réseau).

On voudrait aussi vérifier si la moyenne de la puissance fournie à la charge pour une puissance de consigne donnée est proche de celle-ci ou non. La figure 3.20 éclaircit cela. La puissance de consigne varie de la même façon que dans la figure 3.19. Or, la puis-

sance dans la charge a été calculée en moyenne, en tenant compte des huit mesures précédentes.

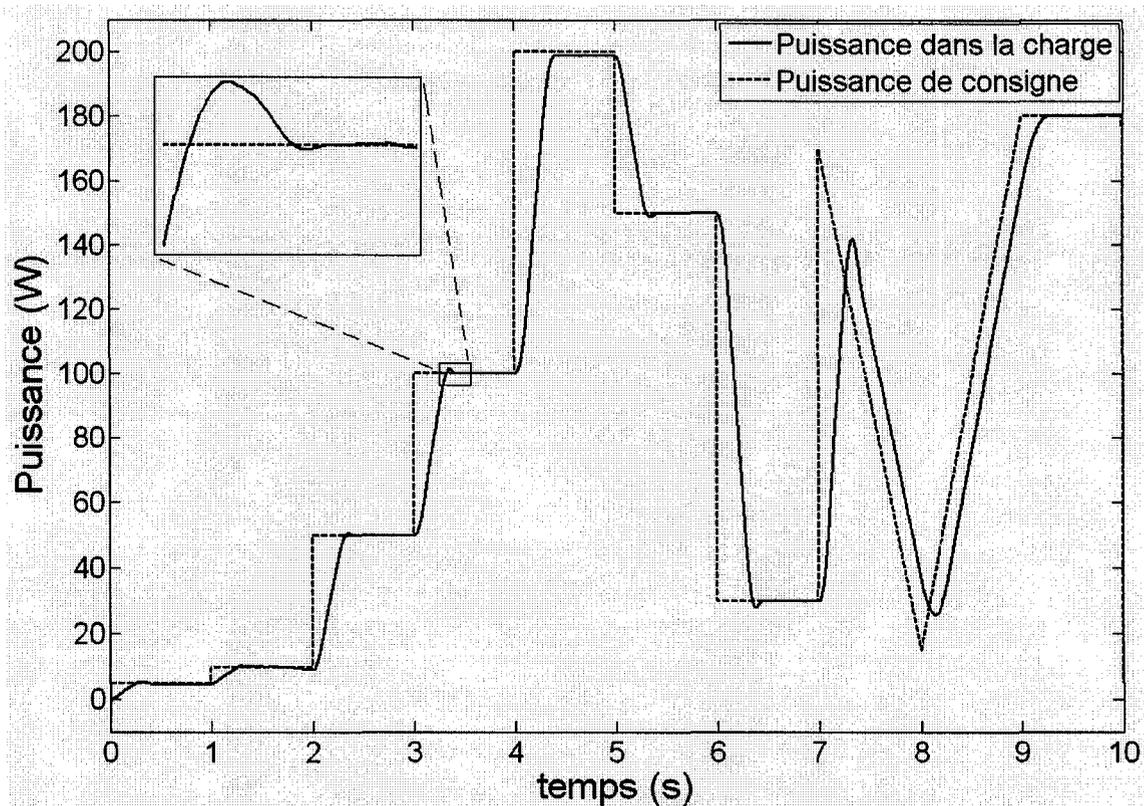


Figure 3.20 Relevé de la puissance moyenne dans la charge pour une puissance de consigne variable

On peut noter que le système se comporte de manière très efficace, la puissance dans la charge est en fait très proche de la puissance de consigne. Le seul inconvénient d'afficher le relevé de cette façon est qu'il affiche un temps de réponse assez élevé (un tiers de seconde). Le tableau 3.7 donne des comparaisons entre quelques puissances de sortie par rapport à leurs respectives puissances de consigne. Encore une fois, l'erreur est très faible (en moyenne, 0,2 W ou 0,3 %). Ceci est dans le rang de 0,6 W qu'on avait défini pour les seuils intérieurs de la fonction d'hystérésis ($h_2 = -0.3$ W et $h_3 = 0.3$ W).

La figure 3.21 montre l'évolution de l'erreur pour le même signal de puissance de consigne; on identifie une erreur maximale de 60 % mais elle est présente seulement au mo-

ment des transitions. Lorsque l'erreur se stabilise, elle tend vers zéro et ce, dans tous les cas montrés.

Tableau 3.7 Puissance de sortie obtenue par rapport à la puissance de consigne

P_{con} (W)	20	45	65	90	110	135	155	180
P_{ch} (W)	19.9	45.1	65.3	89.9	110.1	134.8	154.7	179.8
$ e $ (W)	0.1	0.1	0.3	0.1	0.1	0.2	0.3	0.2
e (%)	0.7	0.3	0.4	0.2	0.1	0.1	0.2	0.1

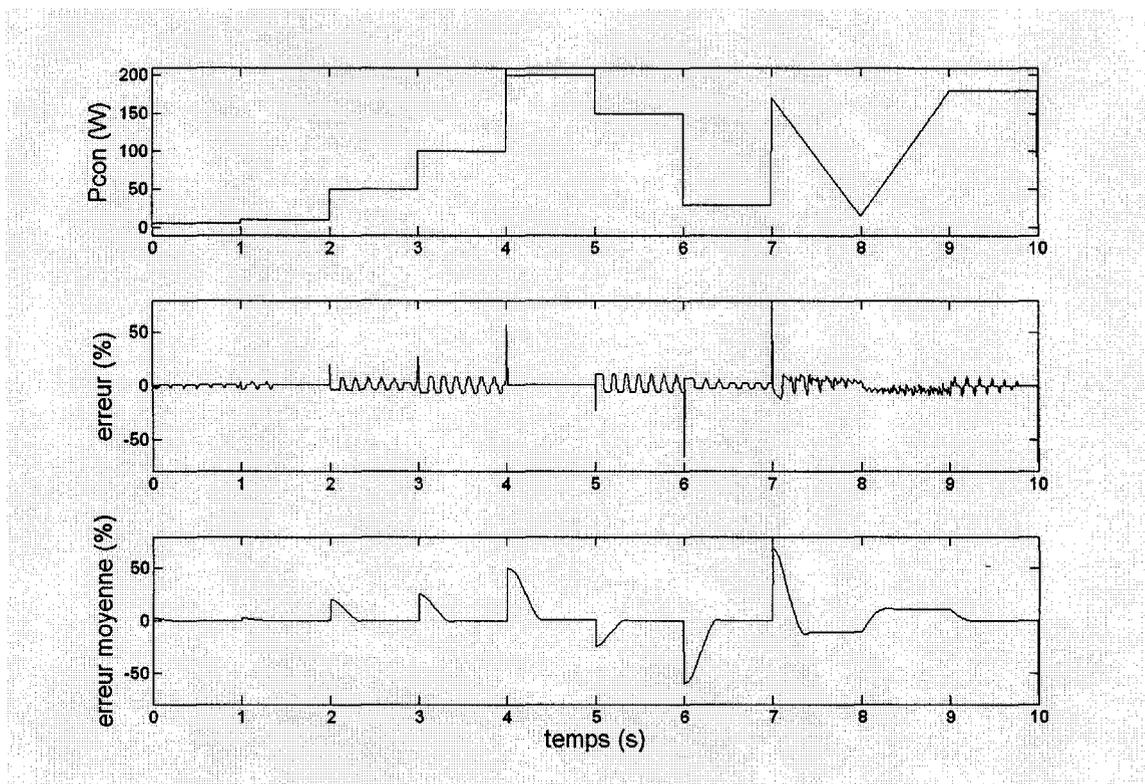


Figure 3.21 Évolution de l'erreur

3.9 Conclusion

La modulation de densité d'impulsions s'avère une technique adéquate pour faire la commande des convertisseurs à résonance. En effet, en exploitant du fait qu'à la résonance le courant et la tension dans la charge sont en phase, on réussit à faire la commutation des interrupteurs au passage par zéro du courant et ce, dans toute la gamme de puissances de sortie.

La commande du système est simple et il a été démontré que l'utilisation d'asservissement adéquat permet de faire la régulation de la puissance dans la charge avec une bonne précision et ce, dans toute la plage de puissances qui peuvent être délivrées par le convertisseur.

On a aussi identifié que le système est capable de fournir des puissances s'étendant sur une large plage, la puissance minimale étant approximativement le 2.5% de la puissance à pleine charge. En ce qui concerne le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique présents dans l'alimentation alternative du système, ils ont des valeurs faibles pour les séquences 1 à 7, passables dans le rang de séquences allant de 8 à 15 et d'excellentes valeurs pour la séquence 16.

Les résultats ici obtenus devraient être similaires pour d'autres convertisseurs à résonance, comme ceux alimentés en courant qui utilisent des circuits RLC en parallèle. D'autres topologies pourraient être analysées en utilisant les mêmes techniques.

Au chapitre suivant on présentera une technique basée sur l'intelligence artificielle qui permettra d'améliorer les résultats obtenus avec la technique MDI traditionnelle qui a été étudiée ici. Il s'agira de la correction du facteur de puissance et du taux de distorsion harmonique pour les séquences de modulation basses, en utilisant une technique propre de l'intelligence artificielle.

Chapitre 4 - Amélioration des performances du convertisseur à résonance série commandé par modulation de densité d'impulsions à l'aide d'algorithmes génétiques

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent on a parlé de l'importance de construire des convertisseurs de puissance ayant un facteur de puissance élevé et un faible taux de distorsion harmonique. L'onduleur à résonance série qui a été étudié présente en général de bonnes caractéristiques en ce qui concerne ces deux paramètres. Malgré cela, on a trouvé que les séquences de modulation les plus basses produisaient des facteurs de puissance et des taux distorsion harmonique qui étaient très bas par rapport à ceux obtenus pour le reste des séquences. En tout cas, un facteur de puissance supérieur à 0.93 est conseillé [17].

Il est donc important de trouver un moyen pour augmenter le facteur de puissance dans les cas mentionnés. On propose d'abord de synchroniser la commande avec la tension du réseau; ceci permettra d'avoir une meilleure harmonie entre les grandeurs du convertisseur et celles des lignes de distribution électriques. Le deuxième changement par rapport à la technique déjà décrite est de faire les séquences de modulation plus longues, de manière que chaque période de modulation (T_{MDI}) soit équivalente à une demi-période du signal du réseau ($1/120^\circ$ de seconde). La figure 4.1 présente une séquence de modulation qui est synchronisée avec le signal en provenance du réseau.

Ces changements sont indépendants de la fréquence de résonance choisie pour le convertisseur. Dans les études présentées ici on utilisera des paramètres de simulation similaires à ceux utilisés dans le chapitre précédent. Les facteurs modifiés sont alors la longueur des séquences de modulation, la synchronisation avec le réseau et la fréquence de résonance.

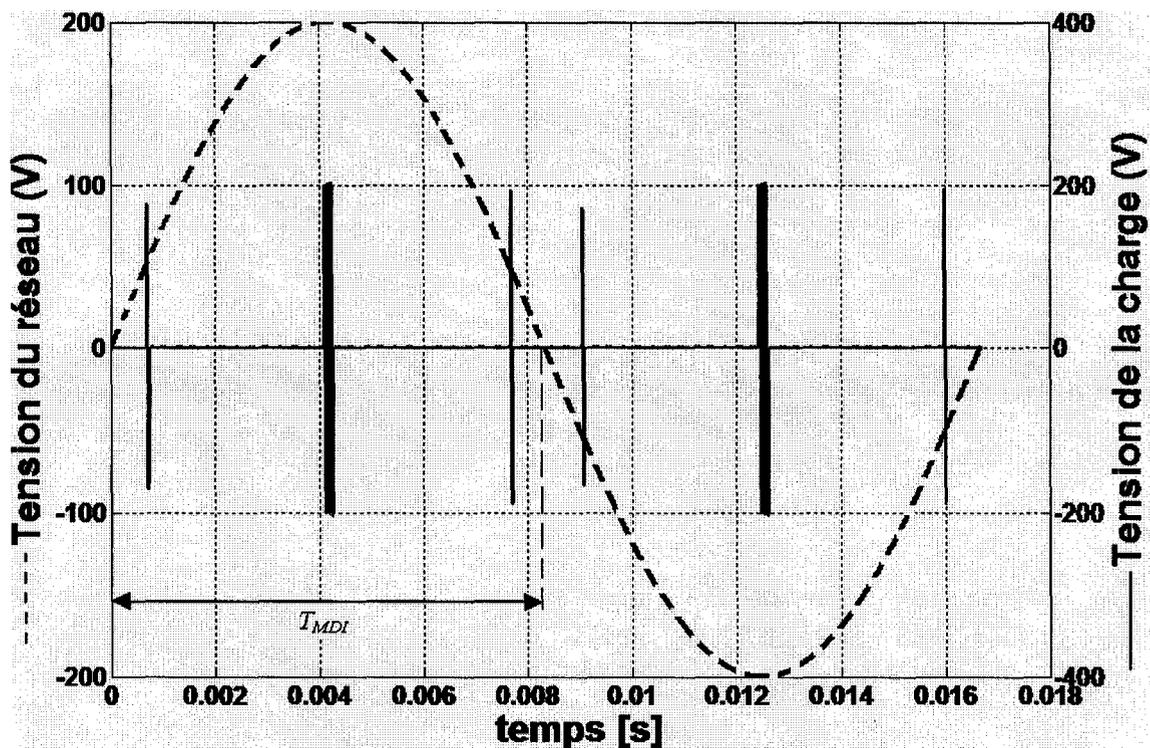


Figure 4.1 Représentation de la nouvelle commande par MDI avec des séquences correspondant à un demi cycle de la tension du réseau et synchronisation

Dans ce chapitre, la modulation ne sera plus donnée comme un numéro de séquence (1 à 16) mais plutôt comme un pourcentage dont 100% correspond à la modulation lorsque la puissance fournie à la charge est maximale. Les résultats seront alors comparés à leur séquence équivalente en parlant de la MDI à 16 cycles résonants (comme celle décrite au chapitre précédent).

Il faut constater que chaque séquence de modulation est aussi longue qu'une demi-période du cycle de la tension du réseau. La figure 4.1 montre une séquence de modulation qui se répète à chaque demi-cycle, et qui est en plus synchronisée avec le réseau. Ces conditions seront à la base de l'étude faite le long de ce chapitre.

Supposons que le convertisseur travaille à une fréquence de 15.96 kHz. On peut alors déduire facilement que chaque séquence de modulation contiendra une chaîne de 133

périodes du signal résonant (T_C). Comment déterminer une séquence d'impulsions et de temps d'arrêt permettant d'améliorer tous les deux, le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique? La solution du problème n'est pas évidente. On peut former un nombre très grand de séquences ayant le même nombre d'impulsions par période de modulation T_{MDI} (ce nombre dépend de la longueur de la chaîne et du numéro d'impulsions ou temps d'arrêt qui y sont représentés).

Les séquences pour la modulation de densité d'impulsions sont facilement obtenues s'il s'agit de séquences homogènes ou non homogènes à longueur limitée, comme celles décrites au chapitre 3. Pour générer des séquences optimales qui permettent un contrôle sur les paramètres du convertisseur (puissance, facteur de puissance ou taux de distorsion harmonique), il faut avoir recours à d'autres méthodes. Par exemple, il est possible de générer des séquences MDI par les méthodes de calcul et de comparaison [32]. La première technique permet de calculer l'emplacement des temps d'arrêt de manière à contrôler la puissance fournie à la charge tout en éliminant quelques harmoniques du courant qui alimente le convertisseur. La deuxième méthode (par comparaison) est une version simplifiée de la première et est plus facile à implémenter.

Dans ce mémoire on propose les algorithmes génétiques (AG) pour la génération de séquences de modulation optimales. L'application des AG part du principe de la création de séquences aléatoires qui « subissent des changements opportuns » ou qui « évoluent » vers des séquences présentant les caractéristiques requises. L'objectif est alors l'obtention de chaînes de commande par MDI donnant un facteur de puissance plus élevé et un taux de distorsion harmonique plus faible que ceux propres de la MDI à seize niveaux présentée au chapitre 3.

4.2 Les algorithmes génétiques

L'intelligence artificielle (ou IA) est la « partie de l'informatique qui a pour but la simulation de facultés cognitives afin de suppléer l'être humain pour assurer des fonctions dont on convient, dans un contexte donné, qu'elles requièrent de l'intelligence² ». Le plus souvent, il s'agit d'un système informatique programmé d'une certaine manière qu'il est capable d'accomplir certaines tâches considérées intelligentes. Il existe plusieurs branches, dont la représentation d'un comportement intelligent, l'apprentissage et l'auto adaptation d'une machine. Parmi les domaines d'étude de l'IA qui sont couramment utilisés dans le domaine du génie électronique, on trouve :

- les réseaux de neurones;
- la logique floue;
- les algorithmes génétiques.

Les algorithmes génétiques font partie d'une famille de techniques intelligentes appelées « algorithmes évolutifs » (figure 4.2). Ils sont basés sur l'optimisation stochastique et ont leurs bases dans les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique [35]. Ils ont pour but de « appliquer à une population des transformations afin de produire une population mieux adaptée ».

² Selon la Version électronique du Nouveau Petit Robert (1996).

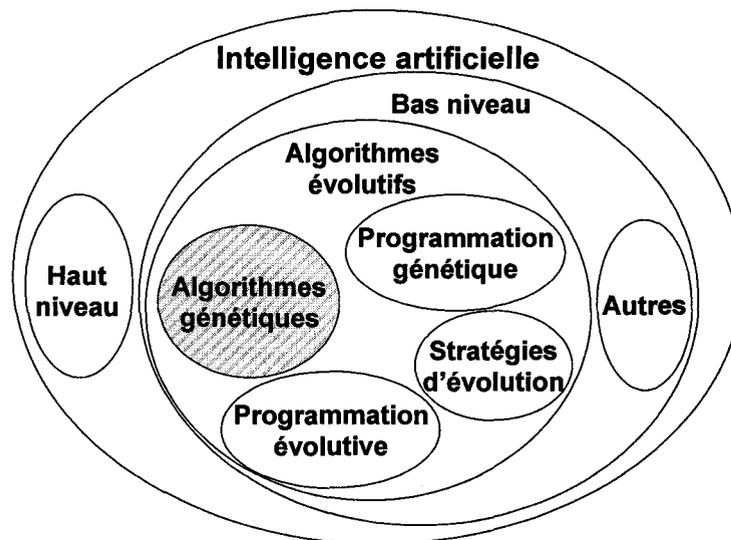


Figure 4.2 Organigramme des algorithmes évolutifs

Les AG ont été développés pour résoudre des problèmes d'adaptation. Ayant été conçus selon les règles de l'évolution présentes dans la nature, ils sont capables de faire face à des situations imprévues, des environnements inconnus et des contraintes changeantes. En effet, selon les théories darwiniennes « les êtres vivants se sont graduellement auto modifiés, et ce, au travers du processus de reproduction, pour produire des générations d'êtres de mieux en mieux adaptés à leur milieu naturel ». Ceci implique que les espèces ont évolué du simple vers le complexe, s'adaptant de mieux en mieux à leur environnement jusqu'à devenir des êtres absolument adaptés. Ces mêmes principes peuvent être utilisés dans la création d'algorithmes d'optimisation.

Les algorithmes génétiques ont des caractéristiques qui les différentient d'autres techniques d'optimisation. Ses règles de fonctionnement ont une nature distincte, ce qui leur donne des propriétés notoires :

- ils utilisent un codage des paramètres, et non les paramètres eux-mêmes;
- les AG travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique;
- ils n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée;

- les algorithmes génétiques utilisent des règles de transition probabilistes, et non déterministes.

4.2.1 Codage et phases des algorithmes génétiques

Le vocabulaire propre aux algorithmes génétiques reprend plusieurs mots en provenance de la théorie de l'évolution. On trouve alors des termes tels que population, individu, génotype, gène et chromosome. Ces entités seront représentées par des ensembles de chaînes de bits. En général, un algorithme génétique est défini par :

- les individus, chromosomes, séquences ou gènes qui représentent des solutions potentielles au problème;
- la population qui est l'ensemble de points de l'espace de recherche;
- l'environnement qui est le mot utilisé pour définir l'espace de recherche;
- la fonction d'optimisation qui est une fonction positive à maximiser, elle aidera à détecter les individus ayant les meilleures caractéristiques.

La figure 4.3 illustre une représentation de l'environnement des algorithmes génétiques, ainsi que les séquences qui sont nécessaires à leur fonctionnement :

1. l'initialisation consiste à générer une population initiale de N individus tirée aléatoirement;
2. ensuite on fait une évaluation de chaque individu, en utilisant une fonction d'optimisation;
3. la sélection vise à créer une nouvelle population par l'utilisation d'une méthode de sélection appropriée;
4. par la suite, on applique la reproduction qui consiste à faire des *croisements* et *mutations* (ou autres) entre les individus de la nouvelle population pour obtenir la génération d'individus suivante;

- la dernière étape est le retour à la phase d'évaluation ou l'arrêt de l'algorithme si un individu dans la population évaluée dans ce cycle possède les caractéristiques cherchées.

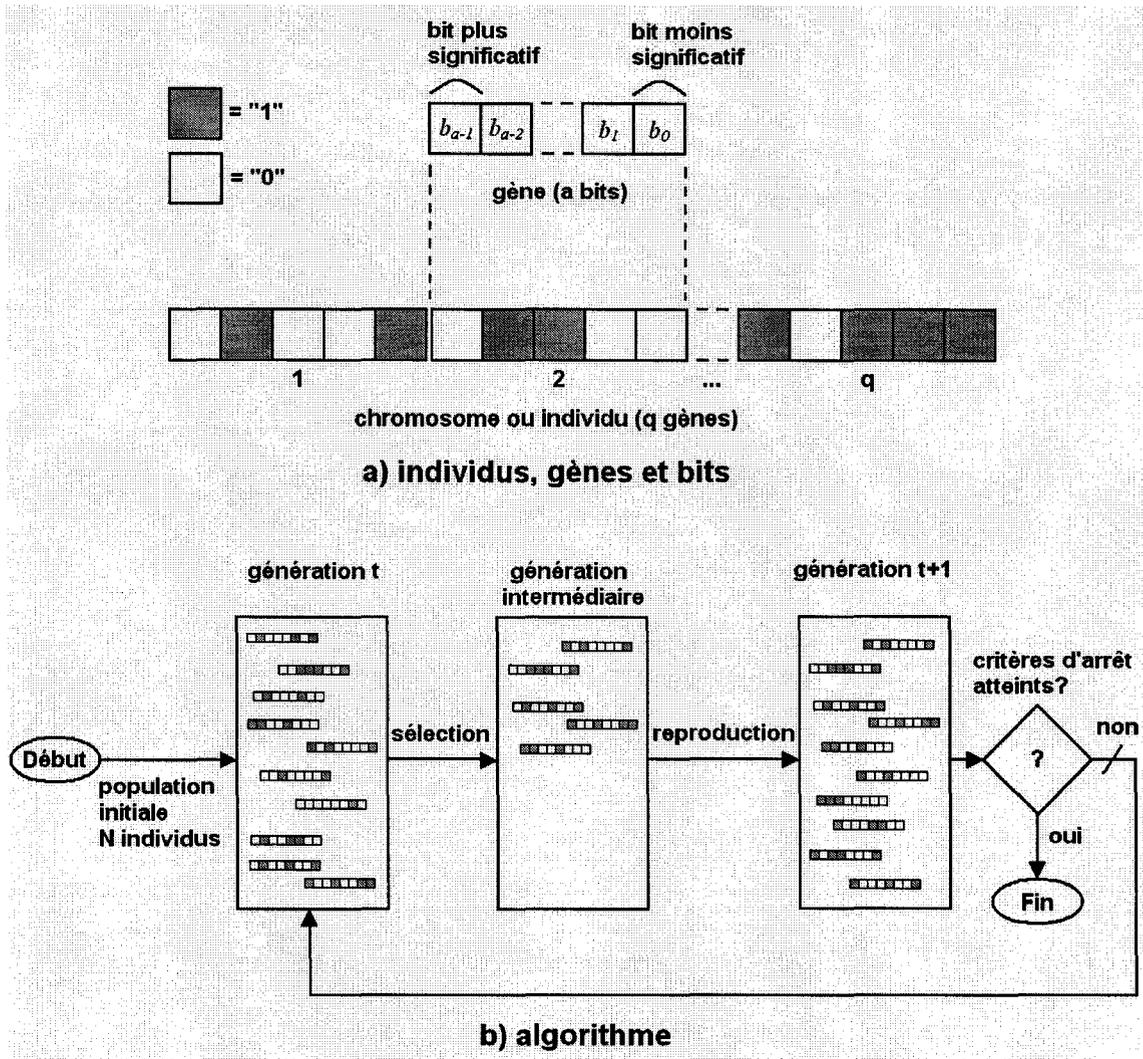


Figure 4.3 Représentation et phases des algorithmes génétiques

4.2.2 Croisements et mutations

On a indiqué qu'une des étapes des AG consiste à faire des changements entre les individus ayant eu les meilleures évaluations selon la fonction d'optimisation. Deux des manières les plus populaires (mais il y en a d'autres) sont les croisements et les mutations. Ces derniers consistent tout simplement à choisir un gène d'un individu

aléatoirement. Ensuite, un bit y sera modifié, aussi de manière aléatoire. Ceci produira un léger changement dans l'individu qui sera évalué au nouveau cycle.

Le deuxième procédé (le croisement) consiste à choisir aléatoirement deux individus puis à échanger des gènes entre eux, sélectionnés aussi de manière stochastique. La figure 4.4 donne un meilleur aperçu de ces deux méthodes.

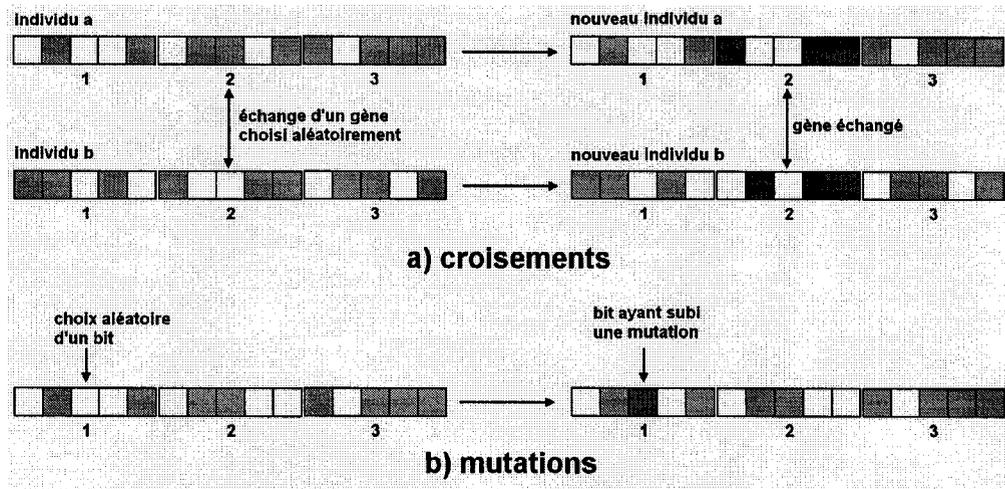


Figure 4.4 Croisements et mutations

4.3 Application des algorithmes génétiques à la génération de séquences de modulation de densité d'impulsions

On peut trouver dans la littérature des exemples d'application de techniques reliées à l'intelligence artificielle. Par exemple, l'utilisation de la logique floue et une commande par MDI pour le contrôle d'un convertisseur résonant série pouvant alimenter des charges avec des caractéristiques différentes [29]. Par contre, des publications concernant l'application d'algorithmes génétiques à l'électronique de puissance ne sont pas courantes. Un possible usage est l'optimisation de la largeur des impulsions dans un système qui combine MDI et MLI [30]. On propose ici l'emploi des AG pour le perfectionnement de séquences de commande basées sur la MDI pour les onduleurs à résonance.

Pour bien comprendre le contexte de travail des AG présenté dans ce mémoire, il faut tenir en compte les précisions suivantes :

- les chromosomes (ou individus) sont définis comme une concaténation de q variables binaires de a bits et la taille de la population (ou nombre de chromosomes) est définie par la variable N ;
- une séquence de modulation est une seule entité et pourtant les individus ne comporteront qu'un seul gène ($q = 1$);
- le nombre de bits (a) sera égal à la longueur de la chaîne en périodes de résonance (T_C);
- la fonction sélective ou d'optimisation est une fonction d'erreur définie à partir des paramètres à optimiser (dans ce cas, le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique);
- le but de l'algorithme est de trouver à chaque itération les chromosomes (séquences de modulation) qui minimisent de plus en plus la fonction sélective déjà définie;
- la fonction d'optimisation ayant convergé, le chromosome le plus « performant » contiendra la meilleure séquence de modulation que l'algorithme ait pu trouver;
- dans le cadre de ce travail, la génération d'une nouvelle population se fera à partir de copies des individus les plus performants, dont certains auront subi des mutations;
- la mutation se fera en changeant la position d'une impulsion choisie aléatoirement, vers un nouvel emplacement sélectionné aussi de manière stochastique.

La fonction sélective qu'on propose comprend deux termes. Le premier permet d'évaluer l'erreur entre le facteur de puissance de la séquence en question et le facteur de puissance cible :

$$fonct_sel_{fp} = fp_{evalue} - fp_{desire} \quad (4.1)$$

Où :

$$\begin{aligned} fp_{desire} &= \text{facteur de puissance cible;} \\ fp_{evalue} &= \text{facteur de puissance calculé pour l'individu ayant été} \\ &\text{évalué.} \end{aligned}$$

Le deuxième terme de la fonction sélective permet d'évaluer le taux de distorsion harmonique :

$$fonct_sel_{TDH} = TDH_{evalue} - TDH_{desire} \quad (4.2)$$

Avec :

$$\begin{aligned} TDH_{desire} &= \text{taux de distorsion harmonique cible;} \\ TDH_{evalue} &= \text{taux de distorsion harmonique calculé pour l'individu} \\ &\text{ayant été évalué.} \end{aligned}$$

Les critères d'arrêt de l'algorithme sont définis à partir des deux termes de la fonction sélective :

$$\left. \begin{aligned} fonct_sel_{fp} &> 0 \\ \text{et} \\ fonct_sel_{TDH} &< 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \text{arrêt} \quad (4.3)$$

La puissance désirée est un autre paramètre qui pourrait être inclus dans la fonction sélective. Malheureusement, en augmentant le nombre de paramètres évalués, on augmente aussi le temps de calcul. Or, la puissance désirée n'est pas un paramètre à optimiser (on peut toujours avoir recours à un algorithme de contrôle de puissance comme celui décrit au chapitre 3). C'est pour cela que la puissance demandée ne fait pas partie de la fonction d'optimisation et elle sera évaluée une fois que la séquence de modulation ait été obtenue. Cependant, le nombre d'impulsions par séquence est défini au moment d'initialiser l'algorithme. Un nombre bas d'impulsions dans la chaîne donnera des puis-

sances basses, tandis que la puissance sera augmentée si le nombre d'impulsions est élevé.

L'algorithme développé consiste des étapes suivantes :

1. création aléatoire d'une population initiale p de taille N pour l'itération numéro 1;
2. évaluation de chaque chromosome à l'aide de la fonction sélective (4.1) (4.2), ceci permettra d'identifier quels sont les individus qui minimisent la fonction sélective;
3. la génération d'une nouvelle population p_n se fait en éliminant les $N/2$ chromosomes moins performants et en les remplaçant par des copies des $N/2$ chromosomes plus performants;
4. si le critère d'arrêt est atteint (4.3), alors le chromosome qui a réussi à minimiser la fonction contient une séquence de modulation appropriée et on finalise l'algorithme;
5. sinon, il faudra modifier la nouvelle population obtenue au pas 2 en faisant des mutations (les croisements ne seront pas utilisés car les individus ne comportent qu'un seul gène) et on obtient une population modifiée p_m ;
6. on remplace alors la population p par la population modifiée p_m et on incrémente le compteur *iteration* pour ensuite revenir au pas 2.

4.4 Simulation à l'aide de l'environnement Matlab® / Simulink®

Un des défis dans l'emploi des algorithmes génétiques est qu'il faut les adapter eux-mêmes aux caractéristiques des problèmes à optimiser. Il n'y a pas de recette universelle et il faut parfois faire plusieurs simulations avant d'obtenir les résultats désirés. Le programme utilisé pour faire les simulations dont les résultats seront montrés ici a donc été

l'objet de modifications au moment même de faire les simulations : il a fallu parfois changer la fonction sélective ou modifier les paramètres afin d'obtenir des résultats convenables. Le tableau 4.1 renseigne sur la configuration de l'algorithme (évidemment, certains paramètres comme la longueur des chaînes sont fixes et ne dépendent que de la fréquence de résonance du circuit RLC).

Tableau 4.1 Configuration de l'algorithme génétique utilisé

Grandeur de la population (N individus)	Nombre de gènes dans chaque individu (q)	Nombre de bits des individus (a)	Nombre d'impulsions dans la chaîne (o)	Facteur de puissance visé ($f_{p_{desire}}$)	Taux de distorsion harmonique visé (TDH_{desire})
20 à 40	1	133	Variable selon la puissance de sortie désirée	Variable selon le nombre d'impulsions	Variable selon le nombre d'impulsions

D'autre part, la configuration de l'onduleur à résonance série et de la commande par MDI utilisées pour calculer le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique pour chaque individu de l'AG est similaire à celle décrite dans les sections précédentes de ce mémoire (tableau 4.2). La fréquence de résonance est inférieure à celle utilisée pour les simulations du chapitre 3 (25 kHz vs 15.96 kHz). Cette diminution de fréquence permettra d'abaisser le temps de simulation et les composants du système ont été dimensionnés selon la nouvelle fréquence de résonance. La MDI utilise alors des séquences de 133 impulsions / temps d'arrêt (périodes T_C).

Tableau 4.2 Paramètres de simulation pour le CRS

V_A (V)	f_A (Hz)	f_C (kHz)	T_C (μ s)	T_{MDI} (cycles)	n_T
127	60	15.96	62.66	133	11
L_f (mH)	C_f (μ F)	R_{RLC} (Ω)	L_{RLC} (μ H)	C_{RLC} (μ F)	
10	1	0.6	99.45	1	

Le tableau 4.3 fournit les valeurs du facteur de puissance et du taux de distorsion harmonique désirés (fp_{desire} et TDH_{desire}) qui ont été utilisés pour obtenir les séquences qui sont présentées par la suite.

Tableau 4.3 Valeurs de fp_{desire} et de TDH_{desire} utilisés pour obtenir les séquences de modulation

Nombre d'impulsions dans la séquence	8	16	24	32	40
fp_{desire}	0.6	0.75	0.8	0.85	0.9
TDH_{desire}	1.3	0.8	0.7	0.6	0.5

La figure 4.5 affiche des relevés de séquences de modulation obtenues à partir de l'algorithme développé. Ces chaînes d'impulsions ont été trouvées par des simulations indépendantes et sont celles donnant les meilleures performances après plusieurs simulations. Pour établir les différences entre deux séquences trouvées par l'algorithme en utilisant exactement les mêmes paramètres, on montre la figure 4.6. Ces deux séquences donnent des résultats similaires (fp et TDH) mais ont été trouvées par des simulations indépendantes. On peut constater qu'il y a une ressemblance entre les deux, mais qu'elles ne sont pas identiques. Il y a donc une uniformité dans les résultats obtenus par l'algorithme génétique (étant donné qu'il s'agit d'un procès stochastique, il serait très difficile d'obtenir le même résultat deux fois).

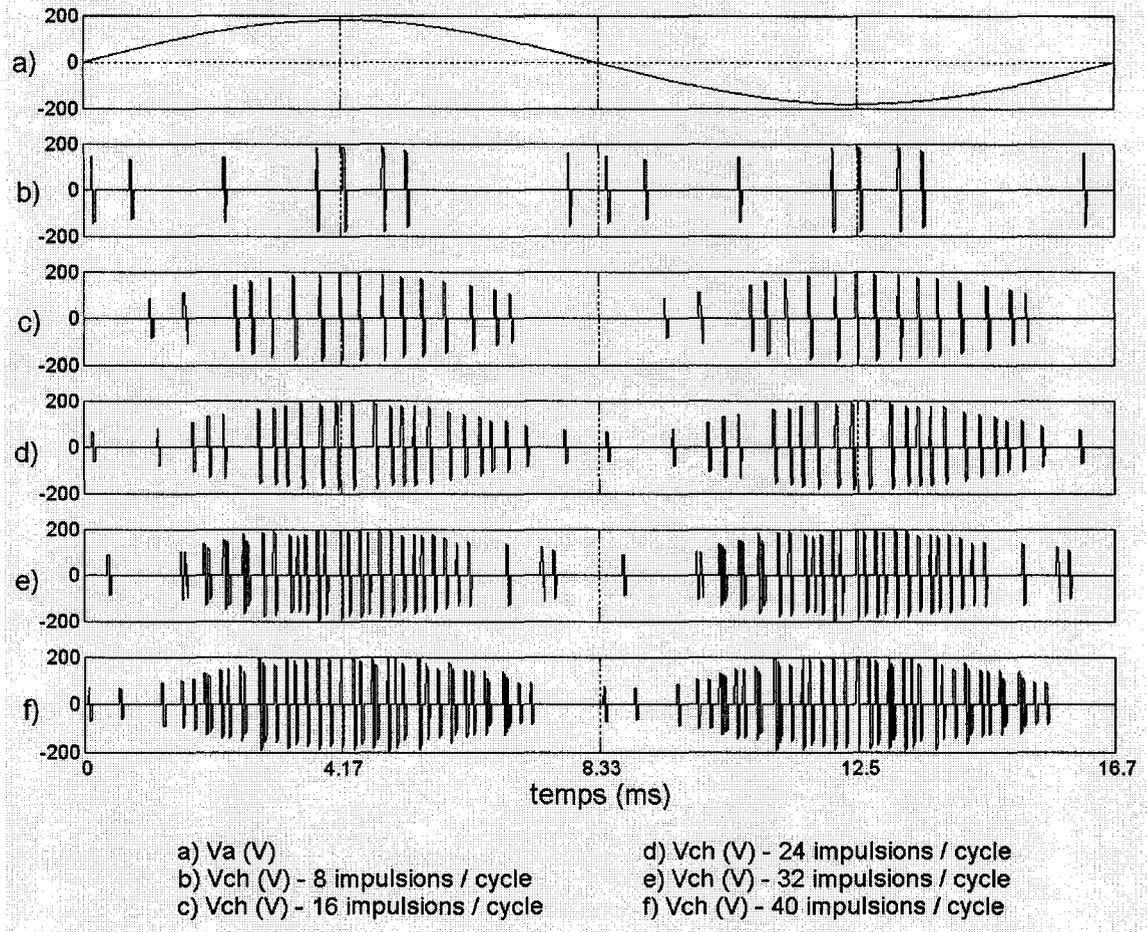


Figure 4.5 Séquences de modulation obtenues avec les algorithmes génétiques

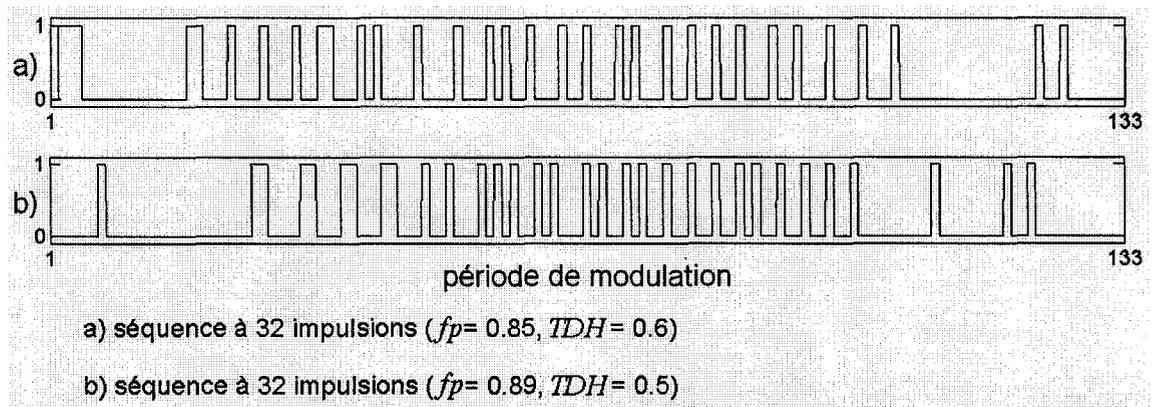


Figure 4.6 Comparaison entre deux séquences trouvées par l'AG à partir des mêmes conditions

D'un autre côté, le tableau 4.4 fournit les résultats obtenus pour la puissance de sortie (P_{ch}), le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique présents à l'entrée du convertisseur pour différentes simulations. Rappel : le but est d'améliorer le facteur de puissance (et le TDH) lorsque la puissance de sortie est faible. C'est pour cette raison que cette étude se limite à des séquences de modulation donnant des modulations basses. On constate que le but a été atteint : on obtient des facteurs de puissance toujours supérieurs à 0.62 accompagnés de taux de distorsion harmonique faibles (inférieurs à 1.2)³.

Pour finir cette analyse, les relevés présents dans la figure 4.7 correspondent à la tension et au courant fournis par le réseau lorsque les séquences de modulation obtenues sont utilisées.

Tableau 4.4 Puissance dans la charge, facteur de puissance et taux de distorsion harmonique obtenus avec les séquences générées par AG

Modulation (%)	Séquence équivalente	Nombre d'impulsions dans la chaîne (o)	P_{ch} (W)	TDH	fp
3	1	8	6	1.2	0.62
7	2	16	15	0.7	0.81
11	3	24	22	0.6	0.86
20	4	32	41	0.5	0.89
25	5	40	50	0.4	0.93

³ Comparer à la technique MDI étudiée dans le chapitre 3, dont le pire facteur de puissance était de 0.45 et le taux de distorsion harmonique le plus élevé de 1.9 (pour la séquence de modulation 1).

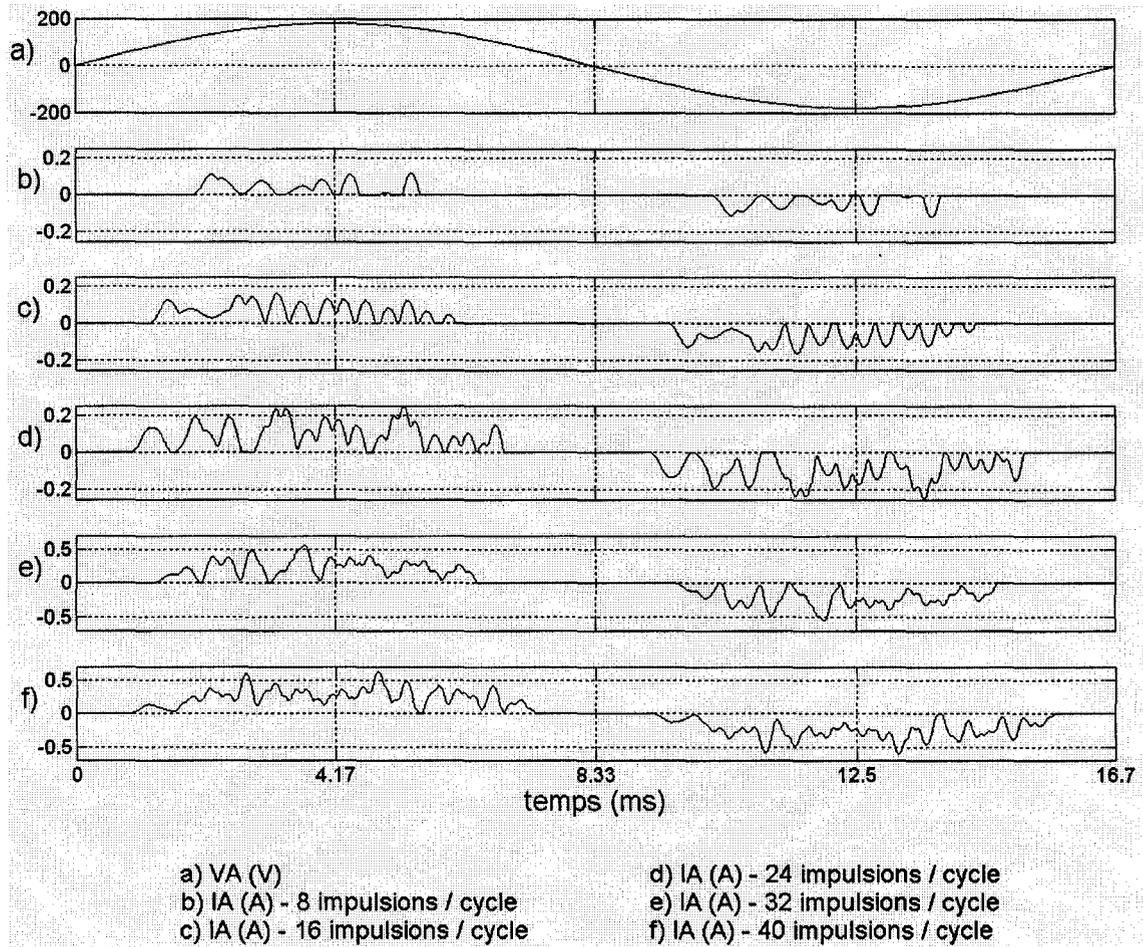


Figure 4.7 Tension et courant fournis par le réseau lorsqu'on utilise les séquences obtenues par AG

4.5 Conclusion

La technique de modulation de densité d'impulsions s'avère comme un moyen efficace pour la commande de convertisseurs à résonance, tel qu'il a été démontré le long de ce travail. Malgré cela, on a constaté que les points faibles de la technique étaient le mauvais facteur de puissance et le haut taux de distorsion harmonique lorsqu'il s'agissait de fournir à la charge de puissances basses.

La stratégie proposée dans ce chapitre utilise l'algorithme génétique développé pour obtenir des séquences de modulation. Il est important de rappeler les adaptations qui ont été faites :

- synchronisation du cycle de modulation avec le signal du réseau;
- augmentation du nombre de périodes par séquence de modulation pour obtenir une période de modulation égale à un demi cycle du signal du réseau ($T_{MDI} = T_A / 2$).

Ces deux modifications ne changent pas le comportement du CRS commandé par MDI (les mêmes avantages de la commutation douce sont présents). Par contre, ils permettent l'utilisation de séquences de modulation « flexibles » qui offrent beaucoup de choix au niveau de leur structure (position des impulsions et des temps d'arrêt).

Ces caractéristiques ont permis l'utilisation d'algorithmes génétiques pour obtenir des séquences de modulation qui permettent d'améliorer le facteur de puissance et de réduire le taux de distorsion harmonique lorsque la puissance fournie à la charge est faible. D'autre part, on peut envisager l'utilisation d'un AG pour optimiser d'autres paramètres du convertisseur comme les éléments de filtrage.

Chapitre 5 - Réalisation pratique

5.1 Introduction

Le but de ce chapitre est de montrer l'évaluation sur banc d'essais du système (convertisseur à résonance série commandé par modulation de densité d'impulsions et avec un contrôleur à hystérésis). Les caractéristiques d'un tel système ont été décrites au chapitre 3 et les résultats de simulation obtenus permettront de faire une comparaison avec les résultats acquis en pratique. La technique de modulation utilisée est une MDI non homogène à seize niveaux (séquences) de modulation.

Les paramètres du convertisseur sont listés dans le tableau 5.1. Ils sont similaires à ceux utilisés pour faire les simulations (la fréquence de résonance change légèrement).

Tableau 5.1 Paramètres du CRS utilisé en pratique

V_A (V)	f_A (Hz)	f_C (kHz)	T_C (μ s)	T_{MDI} (cycles)	n_T
127	60	25.15	39.76	16	11

L_f (mH)	C_f (μ F)	R_{RLC} (Ω)	L_{RLC} (μ H)	C_{RLC} (μ F)
1.2	1	0.6	80.1	0.5

5.2 Réalisation du système de commande

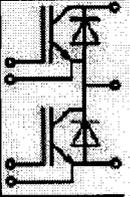
L'onduleur est composé de deux cartes dédiées au contrôle de modules IGBT. Chaque carte peut commander une paire de transistors (un bras de l'onduleur). L'onduleur étant monophasé et à pont complet, il comporte évidemment 4 modules d'interrupteurs de puissance. Ces composants ont été choisis d'après leurs caractéristiques en fréquence et

puissance [36] (tableaux 5.2 et 5.3). Malgré que la limite en fréquence des cartes de commande est de 20 kHz, elles ont eu un excellent comportement à une fréquence de 25 kHz.

Tableau 5.2 Caractéristiques des cartes de commande des IGBT

SEMIKRON	Number of Channels	V _{CE} max. V	Gate voltage V	Output peak current	Output charge μ C	Switching frequency kHz	Isolation voltage kV	dv/dt max. kV/ μ s
PCB drivers								
SKHI 23/12	2	1200	+15/-8	8	4,8	20	2,5	75

Tableau 5.3 Caractéristiques des modules IGBT

SEMIKRON	I _C @T _C =25°C A	V _{CE(sat)} @25°C typ. V	(E _{on} +E _{off})@125°C typ. mJ	R _{th(j-c)} kW	Circuit
SEMITRANS™					
1200 V					
Standard					
SKM 100GB123D	100	2,5	18	0,18	

Le circuit de régulation est constitué principalement d'un microcontrôleur hybride dsPic® du fabricant Microchip™ [37] (tableau 5.4). Ce dispositif est en fait un microcontrôleur à 16 bits qui inclut un module lui donnant des particularités de processeur numérique de signal (ou DSP). On peut aussi l'appeler contrôleur numérique de signal. Il est donc assez flexible au niveau de la programmation et des périphériques inclus et assez puissant pour faire du traitement de signal. Pour élaborer la commande, on aura besoin de mesurer la puissance fournie à la charge. Le microcontrôleur est alors utilisé pour faire l'acquisition du courant dans la charge, mais celui-ci est très bruité [8]. On utilise alors le microcontrôleur pour faire un filtrage numérique du courant. Ce dernier sera la base du calcul de la puissance. À la résonance, la charge se comporte comme un élément purement résistif et la puissance est directement proportionnelle au carré du courant efficace traversant la charge.

L'implémentation du filtre numérique, le calcul de la puissance à partir du courant efficace et la commande du système à une fréquence de 25 kHz justifient le choix du processeur. D'autres auteurs proposent aussi l'utilisation de ces dispositifs pour la commande de convertisseurs à haute fréquence [20]. Dans les figures 5.1 et 5.2 on détaille le schéma électrique du système avec les cartes de commande, les modules IGBT, le microcontrôleur, un capteur de courant et un conditionneur de signal.

Tableau 5.4 Caractéristiques du microcontrôleur dsPIC30F2010 utilisé dans la réalisation pratique

Broches	Mémoire de programme (octets / instructions)	Mémoire vive (octets)	Mémoire EEPROM (octets)	Temporisateur 16 bits	CAN 10 bits 500 kbps	Communication série (UART)
28	4K	512	1024	3	6 canaux	1

5.2.1 Fonctionnement du système

Le cœur du système de commande est le microcontrôleur dsPIC[®]. Il est chargé des fonctions suivantes :

- génération des signaux de contrôle de l'onduleur à partir d'une table de seize niveaux de modulation de densité d'impulsions;
- acquisition et filtrage numérique de l'intensité du courant dans la charge;
- calcul de la puissance fournie à la charge;
- asservissement (algorithme d'anticipation et commande par hystérésis);
- communication série avec un ordinateur (interface LabView[®]).

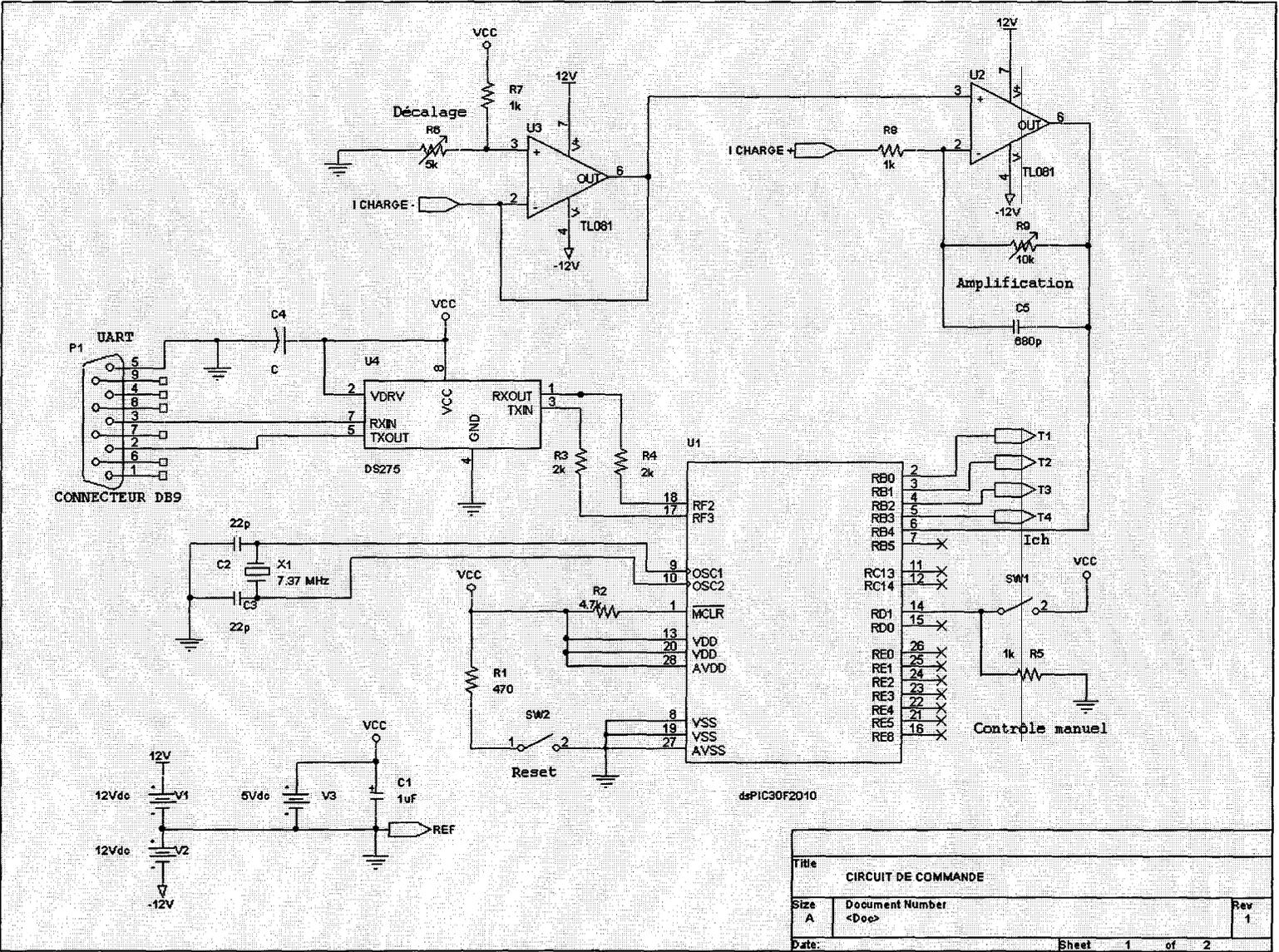
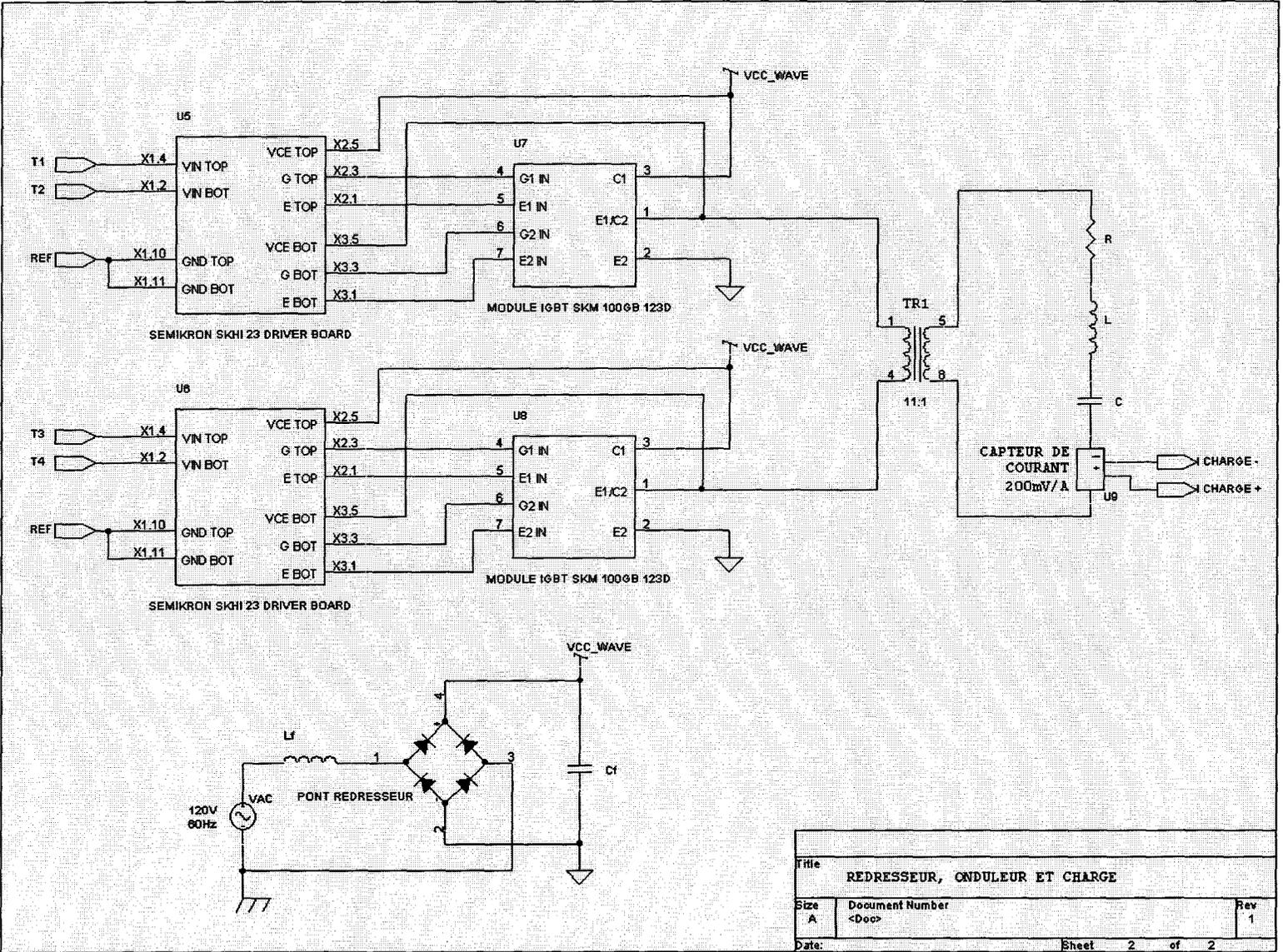


Figure 5.1 Schéma électrique du CRS commandé par MIDI (com-

mande)

Title		CIRCUIT DE COMMANDE	
Size	A	Document Number	<Doc>
Date:		Rev	1
		Sheet	1 of 2

Figure 5.2 Schéma électrique du CRS commandé par MIDI (circuit de puissance)



Title		
REDRESSEUR, ONDULEUR ET CHARGE		
Size	Document Number	Rev
A	<Doc>	1
Date:	Sheet 2 of 2	

5.2.2 Filtre numérique

Dans [8] Essadaoui détermine qu'un filtrage est nécessaire pour éliminer le bruit de haute fréquence qui est présent dans le courant de charge. Un filtre numérique implémenté dans le microcontrôleur réalise cette tâche. La configuration choisie est un filtre passe-bande à réponse impulsionnelle finie. Celui-ci offre de la stabilité et la facilité de calcul, face aux filtres à réponse impulsionnelle infinie. L'ordre du filtre est $G = 31$ et les 32 coefficients résultants sont calculés en utilisant Matlab[®]. Pour calculer les coefficients d'un filtre passe-bande, la fonction *fir1* est utilisée de la manière suivante :

$$B = \text{fir1}(G, [f_B \quad f_H]/(f_E/2)); \quad (5.1)$$

Où :

B	=	matrice des coefficients du filtre;	
G	=	ordre du filtre;	
f_B	=	fréquence de coupure basse;	(Hz)
f_H	=	fréquence de coupure haute	(Hz)
f_E	=	fréquence d'échantillonnage.	(Hz)

La bande passante du filtre est centrée sur 25 kHz (soit la fréquence de résonance du système). Les coefficients du filtre ont été calculés pour $f_B = 24$ kHz, $f_H = 26$ kHz et une fréquence d'échantillonnage de 100.6 kHz (quatre fois supérieure à la fréquence de résonance). Les coefficients ainsi obtenus (b_y) sont multipliés par 2^{16} et arrondis. Ceci facilite l'implémentation du filtre dans le microcontrôleur à 16 bits. Le tableau 5.5 présente les coefficients obtenus et la figure 5.3 montre la réponse normalisée du filtre.

Le courant calculé après filtrage est divisé par 2^{16} de manière à trouver sa valeur nominale (les coefficients avaient été multipliés par le même facteur). Les multiplications et les divisions par des puissances de deux sont facilement faites en utilisant des fonctions de décalage à gauche ou à droite. Le filtre défini selon (5.2) est facilement mis en œuvre en utilisant une boucle de programmation et des fonctions *mac* (*multiply-accumulate*).

$$i_{filtré}(t) = \frac{1}{2^{16}} \sum_{y=0}^G b_y \times i_{acquis}(t-y) \quad (5.2)$$

Avec :

$i_{filtré}$ = échantillon de courant après filtrage au temps t ; (A)

i_{acquis} = échantillon de courant acquis par le microcontrôleur. (A)

Tableau 5.5 Coefficients du filtre numérique à réponse impulsionnelle finie

Coefficient	b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7
Poids	325	-495	-509	920	1026	-1707	-1840	2733

Coefficient	b_8	b_9	b_{10}	b_{11}	b_{12}	b_{13}	b_{14}	b_{15}
Poids	2850	-3821	-3903	4478	4825	-5434	-5454	5672

Coefficient	b_{16}	b_{17}	b_{18}	b_{19}	b_{20}	b_{21}	b_{22}	b_{23}
Poids	5672	-5454	-5434	4825	4778	-3903	-3821	2850

Coefficient	b_{24}	b_{25}	b_{26}	b_{27}	b_{28}	b_{29}	b_{30}	b_{31}
Poids	2733	-1840	-1707	1026	920	-509	-495	325

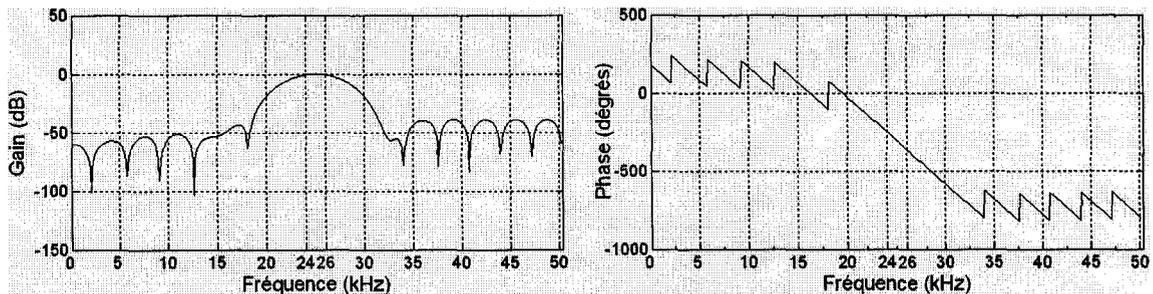


Figure 5.3 Réponse normalisée du filtre

5.3 Résultats expérimentaux

Dans cette section on fournit les oscillogrammes de différentes mesures faites pour vérifier le fonctionnement du système et que les résultats soient congrus avec ceux trouvés par simulation. On trouvera alors des relevés de la tension et du courant fournis par la source et ceux de la charge. Par la suite, on montrera les mesures de la puissance, le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique. On finalisera avec un relevé portant sur la commande en boucle fermée.

5.3.1 Relevés de la tension et du courant

Pour commencer on fournit les oscillogrammes des signaux de commande pour les transistors T1, T2, T3 et T4. Le relevé a été fait pour une séquence de modulation de 5/16 et il montre approximativement un cycle et demi de modulation (figure 5.4).

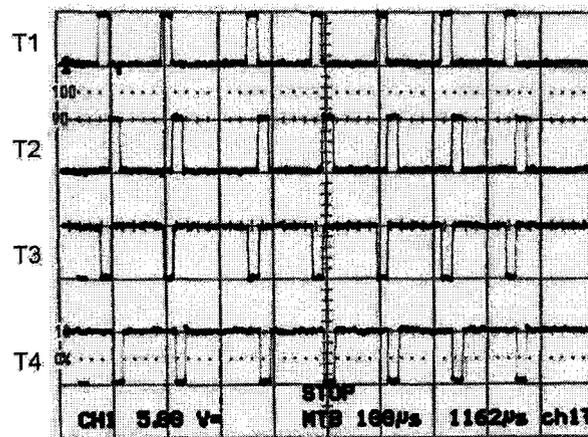


Figure 5.4 Signaux de commande (séquence 5)

La figure 5.5 montre les relevés de la tension et du courant dans la charge pour 4 séquences de modulation (1, 5, 8 et 16). On peut vérifier que le circuit résonant se comporte tel que prévu : la tension et le courant sont en phase, ce qui permet de faire la commutation des interrupteurs de puissance près du passage par zéro du courant (comparer avec la simulation de la figure 3.14).

Si on affiche les formes d'onde de la tension et du courant dans la charge pour un cycle de résonance, on trouve qu'effectivement le courant passe par zéro au moment de la commutation – figure 5.6 a). On observe aussi du bruit superposé dans les signaux, ce qui est normal car le système n'est pas parfait et on trouve des oscillations au moment de la commutation. On a utilisé le filtre numérique de l'oscilloscope pour obtenir le relevé b). Il permet de mieux apprécier la relation entre le courant et la tension, puisque le bruit a été enlevé.

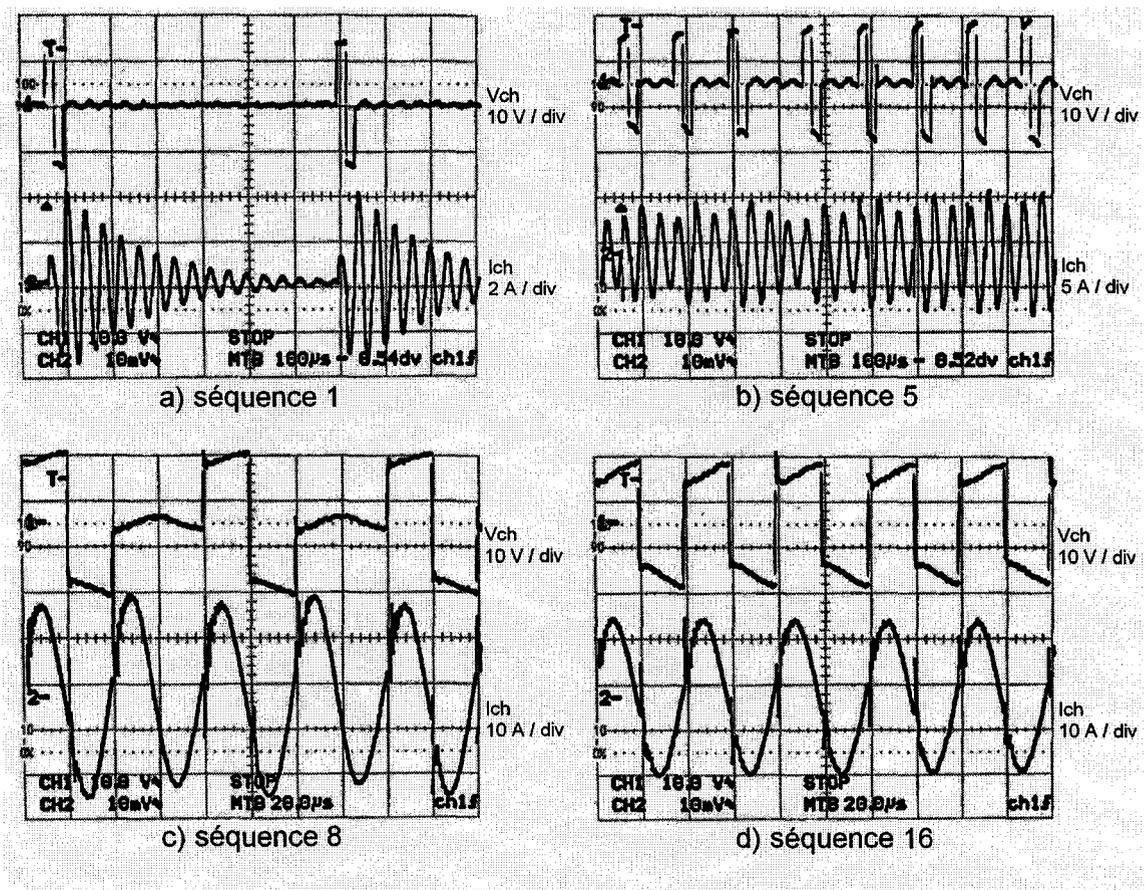


Figure 5.5 Tension et courant dans la charge pour différentes séquences de modulation

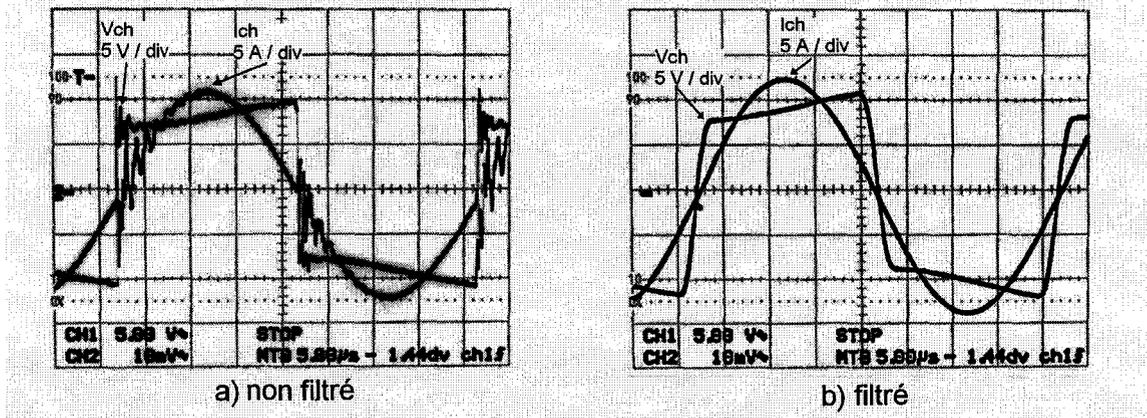


Figure 5.6 Tension et courant dans la charge pour un cycle résonnant (séquence 16)

Dans la figure 5.7 on peut apprécier les formes d'onde du courant et de la tension fournis par la source d'alimentation alternative. On offre cinq séquences de modulation (1, 5, 8, 13 et 16) qui permettent d'apercevoir l'évolution du courant. Plus on augmente la densité de modulation, plus le courant acquiert une allure sinusoïdale et moins il est bruité.

Les résultats montrés sont semblables à ceux obtenus par simulation (pour une comparaison avec la tension et le courant fournis par la source, se référer à la figure 3.16). La grosse différence est la présence de bruit dans tous les cas, ce qui était prévisible. Le système se comporte alors de la manière prévue.

Lorsqu'on a étudié le circuit par simulation, on a trouvé indispensable de montrer l'enveloppe à 120 Hz qui est présente dans les signaux de la charge (figure 3.17). Ceci avait permis d'établir que le calcul de la puissance moyenne doit se faire à tous les demi cycles du signal de 60 Hz fourni par le réseau (ou à un taux moins élevé). Si on faisait le calcul à des intervalles plus courts, on ne pourrait pas estimer de manière adéquate la puissance dans la charge. La figure 5.8 confirme la présence de cette enveloppe dans le courant traversant le circuit RLC série. Évidemment, on tiendra en compte ce phénomène au moment de faire le calcul de la puissance avec le microcontrôleur.

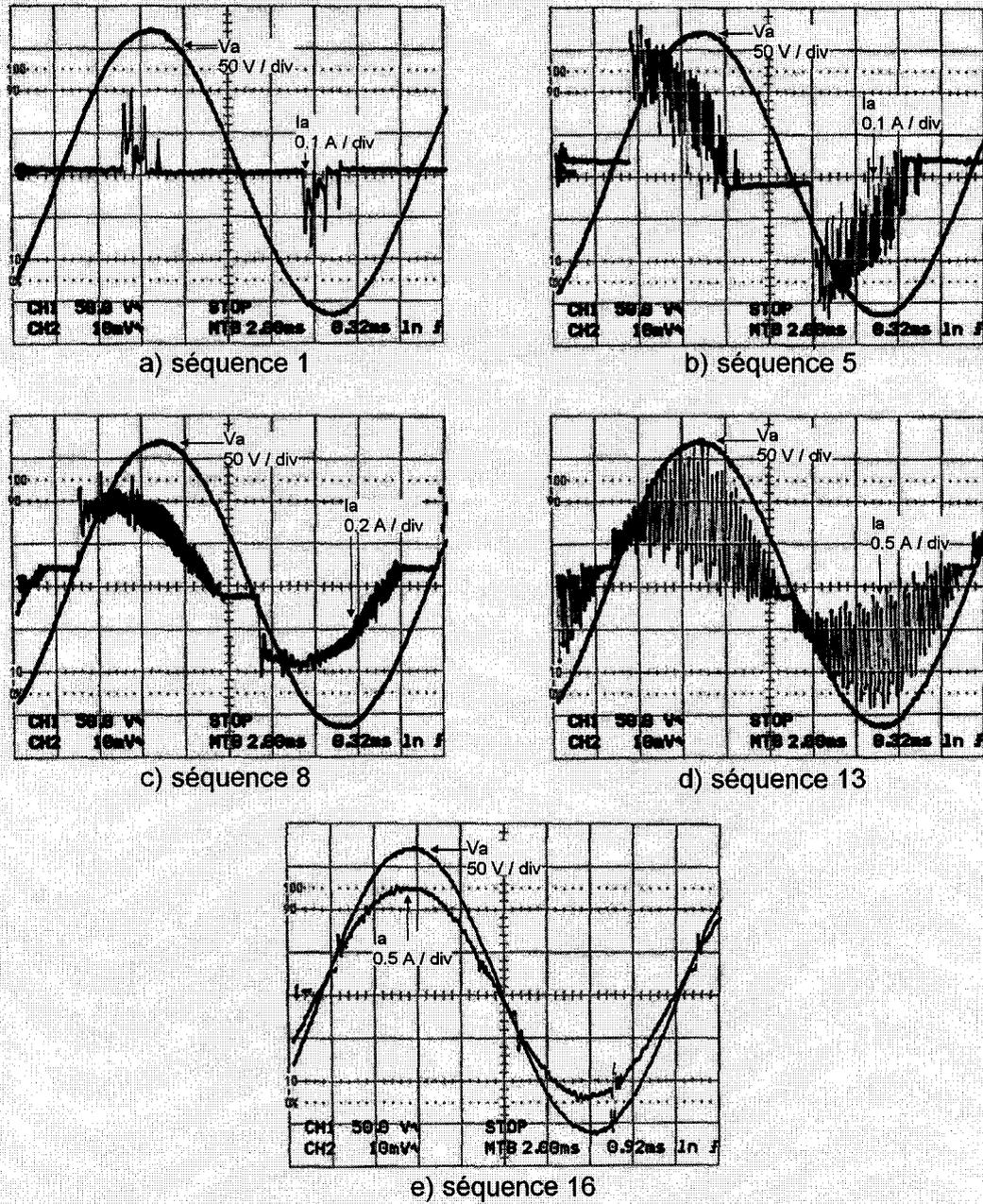


Figure 5.7 Tension et courant dans la source pour différentes séquences de modulation

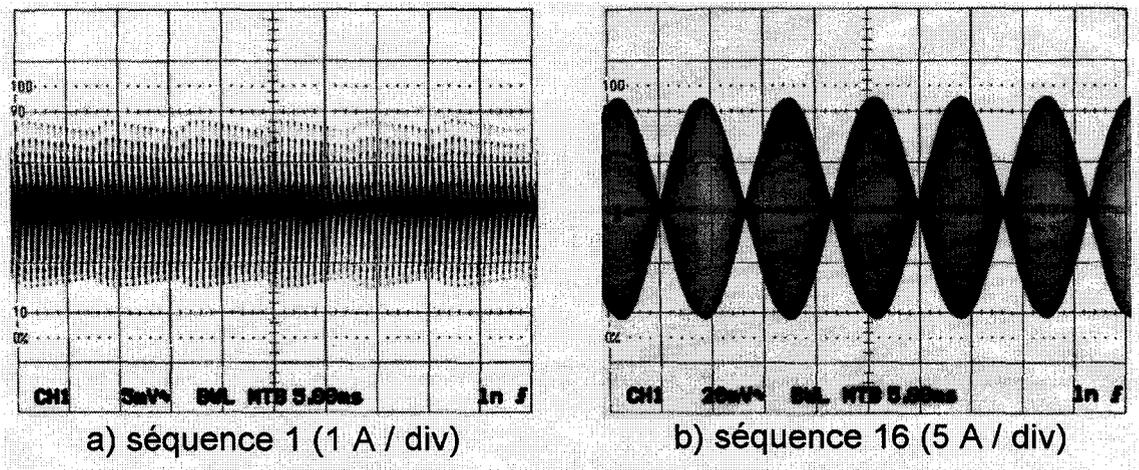


Figure 5.8 Enveloppe à 120 Hz présente dans le courant traversant la branche résonante

5.3.2 Appareil de mesure *Power Platform*[®] 4300

Il est important d'exposer sommairement les caractéristiques de l'appareil utilisé pour mesurer la puissance, le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique des tests sur banc d'essais. Ceci permettra de mieux comprendre les résultats recueillis et de pouvoir les comparer adéquatement à ceux obtenus par simulation.

On a utilisé le *Power Platform*[®] 4300 fabriqué par Dranetz-BMI. L'information ici présentée a été obtenue dans [38]. Lors des mesures de la tension et du courant, le canal « A » de l'appareil a été utilisé avec une sonde de courant *TR2500*. Les plus importantes caractéristiques sont les suivantes :

- tension efficace : 10 – 600 V;
- courant efficace : 1 – 500 A;
- fréquence du fondamental : 30 – 450 Hz;
- fréquence maximale : 3000 Hz;

- puissance active : le calcul est fait à partir de la moyenne du produit des échantillons de tension et de courant;
- puissance apparente : obtenue en multipliant la tension efficace par le courant efficace;
- facteur de puissance : se calcule à partir de la division de la puissance active par la puissance apparente;
- taux de distorsion harmonique : obtenu en faisant le quotient entre l'apport harmonique total et la valeur efficace du fondamental.

5.3.3 Mesure de la puissance, du facteur de puissance et du taux de distorsion harmonique

En ce qui concerne la puissance fournie à la charge, le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique, les tableaux 5.6, 5.7 et 5.8 montrent une comparaison entre les résultats obtenus par simulation et ceux obtenus en pratique. D'autre part, la figure 5.9 montre l'évolution de la puissance par rapport à l'indice de modulation. Elle est comparée avec le tracé obtenu par simulation. On constate que les deux courbes ont des caractéristiques similaires.

Les simulations permettent d'approximer le comportement des systèmes de puissance du fait que les modèles sur lesquels les simulateurs sont basés ne correspondent pas exactement à la réalité. Dans un monde réel s'ajoutent des facteurs comme le bruit, l'utilisation de composants qui ne sont pas parfaits, des phénomènes de résonance, la température, etc. En plus, l'appareil de mesure est limité à une fréquence de 3000 Hz et d'après (3.11), (3.12), (3.13), (3.15) et (3.18), il faut tenir en compte tout le spectre pour le calcul des variables mesurées (puissance, facteur de puissance et taux de distorsion harmonique). Or, le système étudié fonctionne à une fréquence proche de 25 kHz et l'appareil de mesure néglige donc une grande quantité d'information. Ceci pourrait être la principale cause de l'écart entre les résultats obtenus en pratique et ceux obtenus par

simulation. Malgré cela, les simulations ont permis de faire une première évaluation des principales caractéristiques du convertisseur.

D'autre part, on remarque que la puissance suit une évolution similaire pour la pratique et pour la simulation (toujours une courbe d'allure quadratique). À l'aide des données obtenues, on trouve que le convertisseur est assez efficace car il subit en moyenne des pertes équivalentes à 3.6 W ou 1.9 % de la puissance à pleine charge (comparer à 0.42 % obtenu lors des simulations).

Tableau 5.6 Comparaison entre la puissance obtenue par simulation et celle obtenue en pratique

	1	2	3	4	5	6	7	8
P_A (W) simulation	4.3	13.3	22.7	35.0	51.3	77.8	106.1	120.9
P_A (W) pratique	2.1	5.5	9.7	15.1	22.4	31.4	41.7	53.1
P_{ch} (W) simulation	3.1	12.1	21.8	34.3	50.3	76.3	105.4	120.4
P_{ch} (W) pratique	1.6	4.9	9.0	14.7	21.2	29.4	39.2	50.6
	9	10	11	12	13	14	15	16
P_A (W) simulation	132.6	147.3	158.3	164.4	173.9	181.2	192.7	198.2
P_A (W) pratique	66.0	79.6	95.9	111.8	127.8	147.2	164.6	196.0
P_{ch} (W) simulation	131.3	146.1	157.3	163.3	172.1	180.1	191.0	197.4
P_{ch} (W) pratique	62.0	75.9	89.7	106.0	122.3	141.1	162.3	181.9

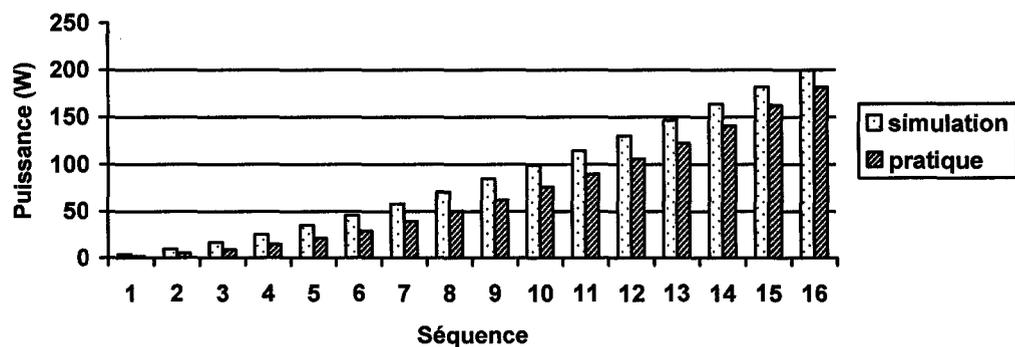


Figure 5.9 Évolution de la puissance fournie à la charge par rapport à la séquence de modulation

Tableau 5.7 Comparaison entre le facteur de puissance obtenu par simulation et celui obtenu en pratique

	1	2	3	4	5	6	7	8
f_p simulation	0.45	0.42	0.53	0.63	0.67	0.64	0.74	0.82
f_p pratique	0.55	0.64	0.71	0.79	0.86	0.92	0.95	0.97
	9	10	11	12	13	14	15	16
f_p simulation	0.82	0.78	0.78	0.86	0.78	0.89	0.86	1.00
f_p pratique	0.98	0.99	0.99	1	1	1	1	1

Tableau 5.8 Comparaison entre le taux de distorsion harmonique obtenu par simulation et celui obtenu en pratique

	1	2	3	4	5	6	7	8
TDH simulation	1.7	1.9	1.5	1.2	1.1	1.2	0.9	0.7
TDH pratique	1.37	0.94	0.65	0.45	0.30	0.19	0.13	0.09

	9	10	11	12	13	14	15	16
TDH simulation	0.7	0.8	0.8	0.6	0.8	0.5	0.6	0.1
TDH pratique	0.07	0.05	0.046	0.036	0.035	0.031	0.028	0.027

5.3.4 Asservissement de puissance avec le contrôleur à hystérésis et l'algorithme d'anticipation

Le système d'asservissement utilisé pour faire la réalisation pratique possède des caractéristiques similaires que celui présenté dans le chapitre 3. On n'approfondira plus sur le fonctionnement de ce module.

Les mesures de puissance qui ont été faites à partir de chaque séquence de modulation (de 1 à 16) ont servi pour la réalisation de la commande par hystérésis avec l'algorithme d'anticipation. Le tableau 5.9 présente les seuils qui ont été établis pour la détermination *a priori* de la séquence de modulation à partir de la puissance de consigne. Ces seuils correspondent à l'interpolation des mesures réalisées.

On montre pour finaliser les relevés de la puissance fournie à la charge par rapport à celle de consigne (figure 5.10). La puissance moyenne qui est affichée est obtenue de la manière suivante :

- le microcontrôleur calcule la puissance moyenne fournie à la charge à chaque soixantième de seconde;
- il réalise ensuite la moyenne sur seize échantillons, ce qui fait que la puissance moyenne affichée a été calculée à tous les seize soixantièmes de seconde ($16/60^e$ s).

Les courbes de la figure 5.10 ont été obtenues en utilisant une interface réalisée avec le logiciel LabView®. Elle permet de faire la communication avec le microcontrôleur afin d'afficher la puissance fournie à la charge et de sélectionner la puissance de consigne qui par la suite est envoyée au microcontrôleur. Pour la comparaison avec les résultats de simulation, se référer à la figure 3.20. On constate que la réponse est similaire à celle obtenue lors des simulations. Le temps de réponse du système est très bon, le contrôle suit à la perfection les changements de puissance de consigne. Lorsque celle-ci est constante, on peut observer que la puissance dans la charge oscille autour d'elle de manière assez symétrique.

Le déphasage qu'on observe entre les deux signaux (P_{con} et P_{ch}) est dû à ce que la communication entre l'interface graphique réalisée avec LabView® et le microcontrôleur se réalise à tous les 67 ms. (Cet écart est identifiable dans les relevés de la figure 5.10.)

Tableau 5.9 Seuils de puissance utilisés par l'algorithme d'anticipation

Séquence	1	2	3	4	5	6	7	8
Seuil (W)	< 3	< 7	< 12	< 18	< 25	< 34	< 45	< 56
Séquence	9	10	11	12	13	14	15	16
Seuil (W)	< 69	< 83	< 98	< 114	< 132	< 152	< 172	< 200

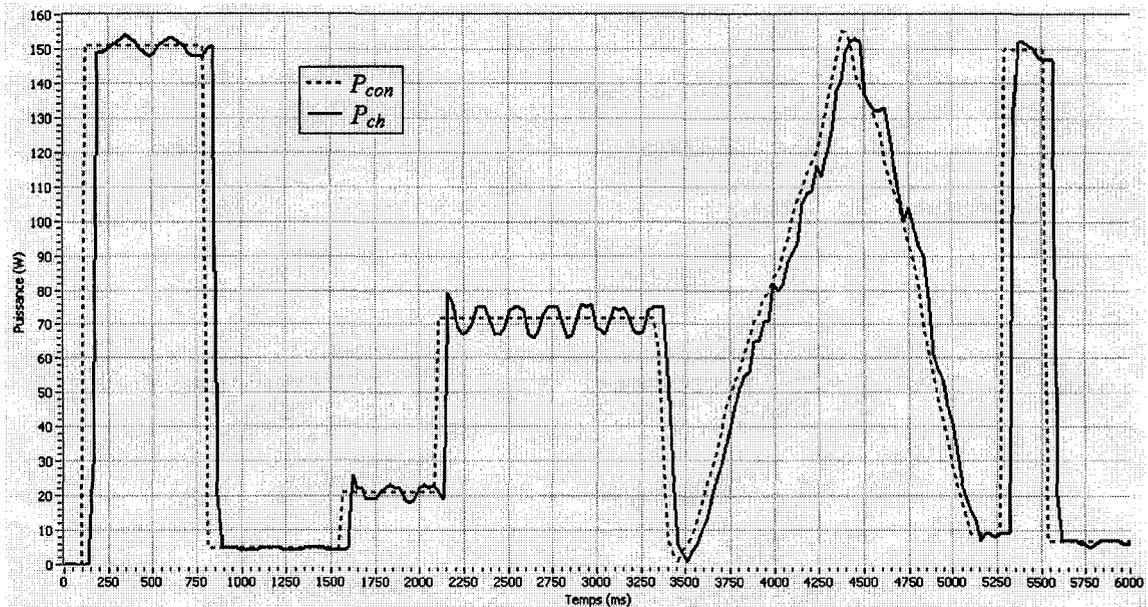


Figure 5.10 Puissance de consigne et puissance fournie à la charge pour le système en boucle fermée

5.4 Comparaison des résultats avec d'autres travaux

Il y a peu de publications qui permettent de comparer la caractéristique du facteur de puissance contre la puissance fournie à la charge. Dans un premier temps, on comparera les techniques MDI étudiées dans ce mémoire avec d'autres méthodes par MDI. Sandali *et al.* fournissent des résultats de simulation pour diverses techniques basées sur la MDI [32]. La figure 5.11 montre l'évolution du facteur de puissance en fonction de la puissance fournie à la charge pour les résultats obtenus par simulation en utilisant la MDI non homogène à 16 niveaux (chapitre 3) et pour ceux obtenus en utilisant les algorithmes génétiques (chapitre 4). En outre, les résultats publiés dans [32] sont aussi affichés. Les points saillants sont les suivants :

- les séquences obtenues par AG notoirement affichent un meilleur facteur de puissance que les autres techniques de modulation de densité d'impulsions;
- la MDI non homogène présente des caractéristiques irrégulières;

- en général, la MDI non homogène offre des meilleures performances lorsque la puissance fournie à la charge est basse;
- un filtrage accru permet d'améliorer le facteur de puissance.

Il est aussi raisonnable de comparer les résultats pratiques avec d'autres travaux qui utilisent d'autres techniques. La figure 5.12 montre une comparaison avec la technique d'autopilotage pour onduleur à résonance [39], avec le contrôle de la fréquence [40] et avec le contrôle du cycle [41]. Toutes les techniques présentées sont adéquates pour faire la commande de convertisseurs à résonance. D'après les relevés, on constate que la technique présentée par Calleja est celle qui a les pires performances : une très courte plage d'opération et un facteur de puissance très défavorable face aux autres techniques. Malgré cela, c'est la seule qui a été proposée pour le chauffage par induction.

Par contre, Tanavade et Suryawanshi proposent des convertisseurs dont l'utilisation est destinée à la conversion ca / cc. Les topologies qu'ils utilisent sont compliquées car elles font appel à trois étages de conversion : ca / cc, puis cc / ca et encore ca / cc. Le convertisseur résonant réalise la conversion cc / ca. La technique de contrôle de la fréquence offre les meilleures performances, avec un facteur de puissance proche de l'unité dans toute la plage d'opération. La commande par contrôle du cycle offre des caractéristiques similaires, avec un facteur de puissance minimum de 0.95.

Pour finir, la MDI non homogène à 16 niveaux (résultats pratiques présentés dans ce chapitre) offre un compromis entre le facteur de puissance et la plage d'opération, qui est la plus étendue. Le facteur de puissance est bas dans la plage d'opération à faible puissance. Par contre, cette technique permet de fournir à la charge des puissances si basses que deux pour cent de la puissance à pleine charge (les autres techniques vont seulement jusqu'à dix pour cent).

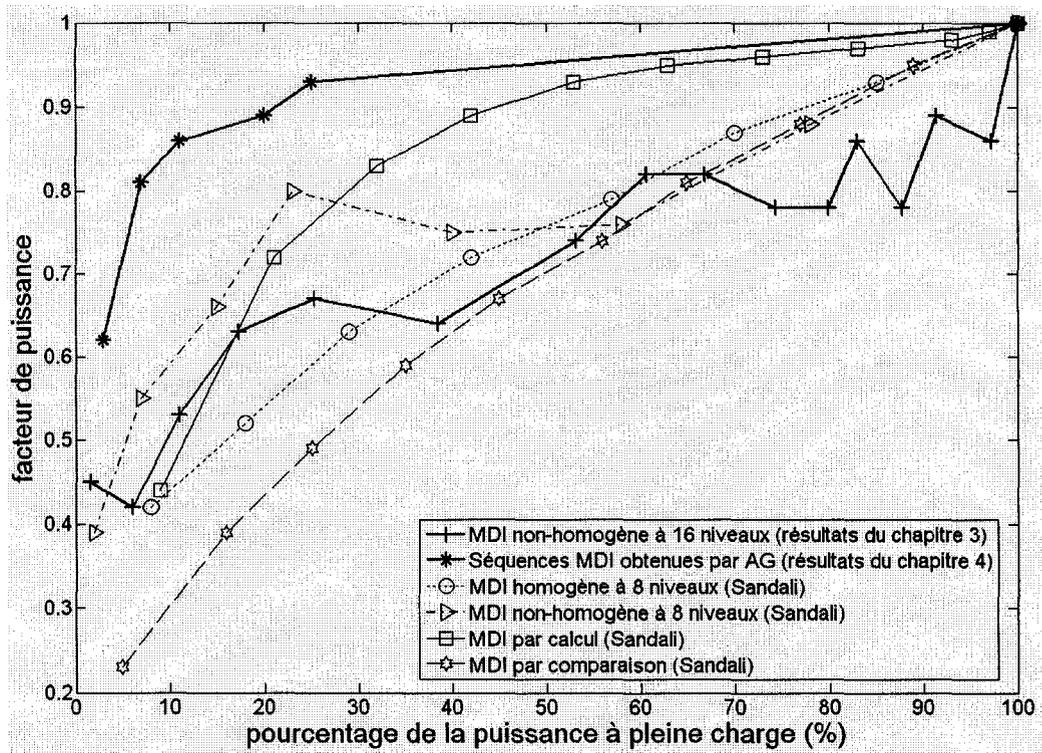


Figure 5.11 Comparaison avec d'autres techniques MDI

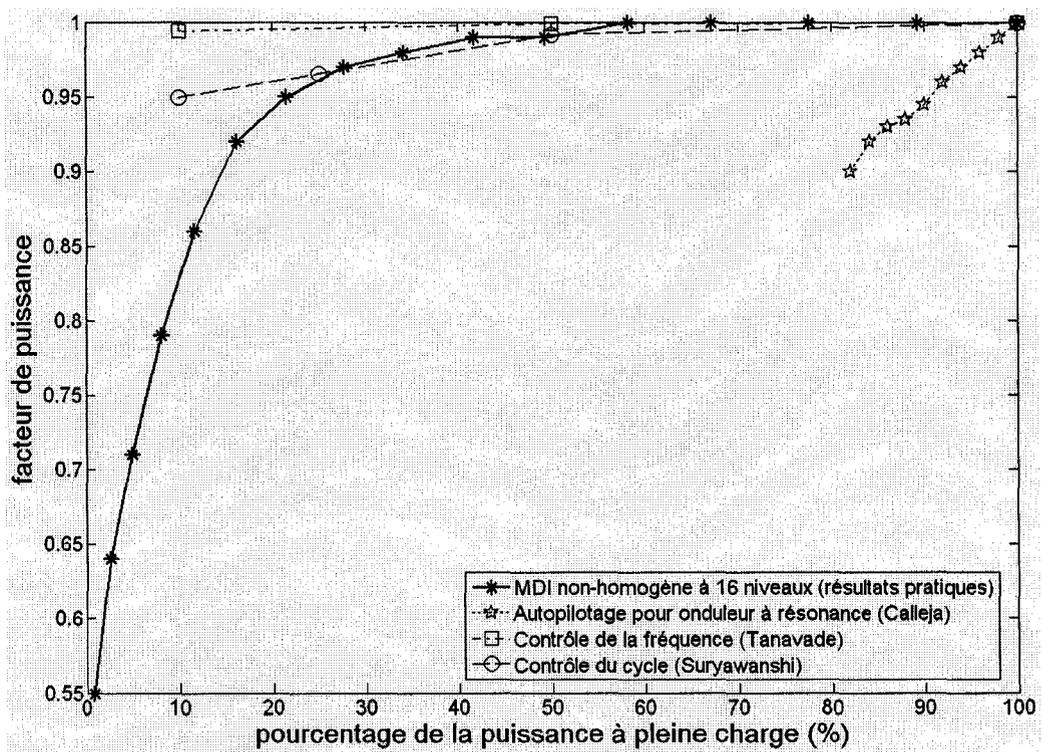


Figure 5.12 Comparaison avec d'autres techniques de modulation

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a fourni des relevés et des mesures faites sur banc d'essais démontrant le comportement réel du système proposé (le CRS commandé par MDI avec asservissement de puissance par contrôleur à hystérésis). On a constaté dans tous les cas que ce comportement est proche à celui obtenu par simulation. Bien que les simulateurs n'utilisent que des modèles approximatifs des convertisseurs, les résultats obtenus ont permis de faire une première étude du système. On remarque l'obtention de meilleures performances en pratique (fp et TDH) et que la puissance de sortie mesurée en pratique est plus basse que celle obtenue par simulation. Ces résultats peuvent être attribués à l'appareil de mesure utilisé qui a une bande en fréquence limitée à 3000 Hz. Il faudrait utiliser un appareil de mesure avec une bande passante supérieure à 50 kHz pour pouvoir obtenir des mesures plus convenables.

D'autre part, on s'est assuré d'avoir un courant résonant dans la charge (branche RLC) qui est en phase avec les ondes de tension appliquées à ses bornes. Par ailleurs, la résistance équivalente du circuit à la fréquence de résonance était de 74Ω et ceci a pu être constaté lors des mesures prises (on parle de la résistance vue par l'onduleur, qui prend en compte le facteur du transformateur de haute fréquence utilisé pour accoupler la charge). Ce sont justement ces conditions qui permettent de faire la commutation des interrupteurs au passage par zéro du courant.

Malgré que le système est basé sur la commutation douce, on a pu reconnaître la présence d'oscillations à haute fréquence dans les oscillogrammes du courant traversant la charge et ce, au moment de la commutation. Ceci indique que la réalité du système est loin d'être parfaite : lors du changement d'état des interrupteurs de puissance il y a quand même des contraintes qui produisent des effets indésirables.

En ce qui concerne le système en boucle fermée, il répond très rapidement aux changements de la puissance de consigne et il est capable de suivre l'évolution de celle-ci pour des transitions de type « échelon » mais aussi lorsqu'il s'agit d'une pente.

Les seuls aspects qui auraient besoin d'être améliorés sont le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique qui sont faibles lorsqu'on utilise les séquences de modulation plus basses. Ce besoin avait été décelé lors des simulations. L'utilisation de séquences de modulation « optimales » pourrait aider à corriger ces défauts et il serait pertinent dans un futur travail de recherche d'évaluer le convertisseur en utilisant des séquences de modulation obtenues par AG.

Pour finir, la comparaison avec d'autres techniques de modulation présentes dans la littérature a permis d'identifier que la MDI utilisant des séquences de modulation obtenues par AG est beaucoup plus performante que d'autres méthodes basées sur la MDI.

Chapitre 6 - Conclusion Générale

Le long de ce mémoire on a étudié les convertisseurs à résonance, en particulier ceux comportant des charges RLC série et commandés par la technique de modulation de densité d'impulsions. Après avoir précisé l'importance de l'électronique de puissance dans la conception de convertisseurs d'énergie efficaces et peu polluants, on a établi les paramètres qui devraient être respectés pour faire le design de convertisseurs de puissance répondant aux demandes de cette première décennie du 21^e siècle (haut rendement, peu polluants et contrôle numérique, entre autres).

Par la suite, une étude des convertisseurs à résonance série a permis de dévoiler le comportement de ceux-ci. On a aussi démontré que la technique de commande par modulation de densité d'impulsions est adéquate pour faire leur commande car elle permet de faire la commutation douce des interrupteurs avec un bon facteur de puissance. Ce système fonctionne à fréquence fixe et permet de contrôler la puissance fournie à la charge à l'aide d'un nombre de séquences de modulation prédéfini.

On a par la suite présenté une commande par hystérésis avec un algorithme d'anticipation qui permet de contrôler de manière efficace la puissance fournie à la charge par le convertisseur.

Les résultats obtenus par simulation et ceux recueillis sur banc d'essais ont permis de corroborer les propriétés du système. On a ainsi établi qu'une faiblesse de la commande par modulation de densité d'impulsions est que l'utilisation des premières séquences de modulation entraîne un faible facteur de puissance et un taux de distorsion harmonique élevé. L'utilisation d'un algorithme génétique a permis de générer des séquences de modulation de densité d'impulsions faisant face à ce problème. On a constaté grâce aux simulations que l'algorithme a été capable de trouver des séquences de modulation qui produisaient des facteurs de puissance plus élevés avec des taux de distorsion plus faibles que ceux obtenus en utilisant les séquences non homogènes à 16 niveaux.

L'écart observé entre les résultats obtenus par simulation et ceux obtenus sur banc d'essais peut être dû à plusieurs raisons. Du bruit, des effets thermiques et des pertes négligées par le simulateur peuvent être à l'origine de ces différences. Mais il est bien possible que l'appareil de mesure utilisé en soit la cause principale (fréquence limitée à 3000 Hz). Pour de futurs travaux, il serait recommandable d'utiliser un autre appareil de mesure dont la bande de fréquences soit plus ample (au moins 50 kHz).

De manière globale, on a réussi à faire la conception d'un convertisseur de puissance qui possède les performances mentionnées auparavant. En utilisant des éléments de filtrage ayant de faibles valeurs (condensateurs, bobines), on a réussi à créer un système dont le coût et le volume seraient moindres par rapport à d'autres convertisseurs qui ont besoin d'un filtrage accru. D'autre part, on a démontré que les pertes énergétiques dans ce convertisseur sont faibles et que le facteur de puissance et le taux de distorsion harmonique sont généralement bons, comparés à d'autres techniques présents dans la littérature. En plus, la commande du système est entièrement numérique et se fait à partir d'un microcontrôleur et un capteur de courant avec un amplificateur opérationnel servant comme conditionneur de signal (et encore une fois, ces composants ne coûtent pas cher et sont peu encombrants). Tout ceci est conforme aux buts de design qu'on avait proposé au début de ce travail de recherche.

Cependant, l'utilisation de la stratégie de commande par MDI dont les séquences de modulation seraient établies à l'aide d'algorithmes génétiques reste à implanter sur banc d'essais. Il serait convenable de développer un système qui puisse faire la mise au point des séquences de modulation en temps réel. Pour ce, on aurait besoin d'un ordinateur pouvant gérer l'algorithme génétique et d'un banc d'essais pouvant lui communiquer le facteur de puissance et taux de distorsion harmonique obtenus pour les séquences qui ont été établies par l'AG. Ceci permettrait de faire la mise au point des séquences, qui seraient complètement adaptées au système du fait que les mesures seraient réelles et non obtenues par simulation. Une fois le système développé, il pourrait être utilisé pour générer des séquences de modulation pour des convertisseurs ayant des caractéristiques différentes (fréquence de commutation, charge, éléments de filtrage).

Bibliographie

- [1] B. K. Bose, "Energy, Environment, and Advances in Power Electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, pp. 688-701, 2000.
- [2] R. Redl, P. Tenti, et J. D. van Wyk, "Power Electronics' Polluting Effects," *IEEE Spectrum*, pp. 33-39, mai 1997.
- [3] M. M. Morcos et J. C. Gómez, "Electric Power Quality, The Strong Connection With Power Electronics," *IEEE power and energy magazine*, pp. 18-25, septembre / octobre 2003.
- [4] C. E. Mullett, "A 5-Year Power Technology Roadmap," Power Technology Roadmap from APEC 2004 Workshop, *Power Sources Manufacturers Association*, 2004.
- [5] H. Fujita et H. Akagi, "Control and Performance of a Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Corona Discharge Process," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 3, p. 621-627, mai / juin 1999.
- [6] H. Fujita et H. Akagi, "Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW, 450 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 2, p. 279-286, mars / avril 1996.
- [7] J. Essadaoui, P. Sicard, E. Ngandui, et A. Chériti, "Power Inverter Control for Induction Heating by Pulse Density Modulation with Improved Power Factor," *Congrès Canadien en Génie Électrique et Informatique*, Canada, mai 2003.
- [8] J. Essadaoui, *Commande d'un onduleur de puissance destiné au chauffage par induction par la modulation de densité d'impulsion avec amélioration du facteur de puissance*, Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois-Rivières, 2003.

-
- [9] M. Orfeuil, *Electrothermie industrielle*, Dunod, Paris, 1981.
- [10] J. P. Ferrieux et F. Forest, *Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance*, Masson, Paris, 1994.
- [11] Fairchild Semiconductor, “Induction Heating System Topology Review,” *Discrete Application, Power Device Division, Fairchild Semiconductor*, AN9012, juin 2000.
- [12] M. T. Aydemir *et al.*, “Utilization of a Series Resonant DC Link for a DC Motor Drive,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 5, p. 949-958, septembre / octobre 1993.
- [13] B. K. Bose, “Recent Advances in Power Electronics,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, p. 2-16, janvier 1992.
- [14] K. Shenai, R. S. Scott, et B. J. Baliga, “Optimum Semiconductors for High-Power Electronics,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 36, no. 9, p. 1811-1823, septembre 1989.
- [15] J. Baliga, “The Future of Power Semiconductor Device Technology,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 6, p. 822-832, juin 2001.
- [16] G. Majumdar, “Future of Power Semiconductors,” *2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, p. 10-15, Aachen, Germany, 2004.
- [17] L. Allay, J. P. Dubois, J. Lafargue, et R. Le Goff, *Physique appliquée, électricité – électronique*, Nathan, 1987.
- [18] Y. Chéron, *La commutation douce, dans la conversion statique de l’énergie électrique*, *Technique et Documentation*, Lavoisier, Paris, 1989.

-
- [19] K. Fujita, L. Gamage, H. Muraoka, T. Ahmed, et M. Nakaoka, "High Efficient Series Resonant High Frequency Inverter with ZCS-Pulse Density Modulation for Copy Machine Fixing Roller in Office Information and Automation Applications," *Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, vol. 1, p. 114-119, novembre 2003.
- [20] N. S. Bayindir, O. Kukrer, et M. Yakup, "DSP-Based PLL-Controlled 50-100 kHz 20 kW High-Frequency Induction Heating System for Surface Hardening and Welding Applications," *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 150, no. 3, p. 365-371, mai 2003.
- [21] A. Shenkman, B. Axelrod, et Y. Berkovich, "Single-switch AC-AC converter with high power factor and soft commutation for induction heating applications," *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 148, pp. 469-474, novembre 2001.
- [22] A. Sandali, A. Chériti, P. Sicard, et K. Al-Haddad, "Application of PDM Control to a Multilevel AC/AC Converter with Self Power Factor Correction," *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004.
- [23] A. Sandali, P. Sicard, et A. Chériti, "Power Factor Improvement of an AC/AC Converter by Association of PDM Control and Passive Filtering," *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2002.
- [24] A. Sandali, A. Cheriti, P. Sicard, et H. Benkaci Ali, "PDM Control Applied to an AC/AC Converter with Three-Phase Diode Rectifier," *32nd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, novembre 2005.
- [25] E. Elbuluk, D. Zinger, et T. Lee, "Performance of MCT's in a Current-Regulated AC/AC PDM Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, p. 49-56, janvier 1996.

-
- [26] O. Koudriavtsev, S. Wang, Y. Konishi, et M. Nakaoka, "A Novel Pulse-Density-Modulated High-Frequency Inverter for Silent-Discharge-Type Ozonizer," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, p. 369-378, mars / avril 2002.
- [27] H. Calleja et R. Ordoñez, "Improved Induction-Heating Inverter with Power Factor Correction," *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, p. 1132-1137, 1999.
- [28] H. Calleja et J. Pacheco, "Power Distribution in Pulse-Density Modulated Wave-Forms," *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, p. 1457-1462, 2000.
- [29] J. M. Corrêa, E. D. Hutto, F. A. Farrett, et M. G. Simões, "A Fuzzy-Controlled Pulse Density Modulation Strategy for a Series Resonant Inverter with Wide Load Range," *Power Electronics Specialists Conference 2003*, vol.4, p. 1650-1655, juin 2003.
- [30] B. Ozpineci, J. O. P. Pinto, et L. M. Tolbert, "Pulse-Width Optimization in a Pulse Density Modulated High Frequency AC-AC Converter Using Genetic Algorithms," *IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 3, p. 1924-1929, 2001.
- [31] A. Sandali, A. Chériti, et P. Sicard, "Simple PDM Pattern Generation for an AC/AC Resonant Converter," *IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, novembre 2002.
- [32] A. Sandali, A. Cheriti, et P. Sicard, "Comparison of the Various PDM Control Modes," *IEEE International Conference on Industrial Technology*, décembre 2004.

-
- [33] J. Arrillaga, D. A. Bradley, et P. S. Bodger, *Power System Harmonics*, John Wiley & Sons, Norwich, 1985.
- [34] C. Chiarelli, L. Malesani, S. Pirondini, et P. Tomasin, "Single-Phase, Three Level, Constant Frequency Current Hysteresis Control For Ups Applications," *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, vol. 4, p. 180-185, septembre 1993.
- [35] M. Amat et G. Yahiaoui, *Techniques Avancées pour le traitement de l'information – Réseaux de neurones, logique floue, algorithmes génétiques*, Cépaduès-Éditions, Toulouse, 1996.
- [36] Semikron innovation + service, *Power Electronics*, Semikron International, Nürnberg, 1999.
- [37] Microchip, *dsPIC30F2010 Datasheet, 28-pin High-Performance Digital Signal Controllers*, Microchip Technology Inc., 2004.
- [38] Dranetz-BMI, *Power Platform[®] 4300 – TASKCard[®] PQLite User's Guide*, Revision B, Dranetz-BMI, mai 2002.
- [39] H. Calleja et R. Ordoñez, "Control Circuit for an Induction Heating Inverter with Active PFC," *29th Annual IEEE PESC*, vol. 1, p. 485-490, mai 1998.
- [40] S. S. Tanavade, M. A. Chaudhari, H. M. Suryawanshi, et K. L. Thakre, "Design of Resonant Converter for High Power Factor Operation and Optimum Losses in Magnetic Components," *35th Annual IEEE PESC*, vol. 3, p. 1818-1822, juin 2004.
- [41] H. M. Suryawanshi et S. G. Tarnekar, "Improvement of Power Factor Using Modified Series-Parallel Resonant Converter," *Power Quality*, p. 103-109, 1998.

Annexes

Annexe 1 Schémas de simulation du CRS (Simulink®)

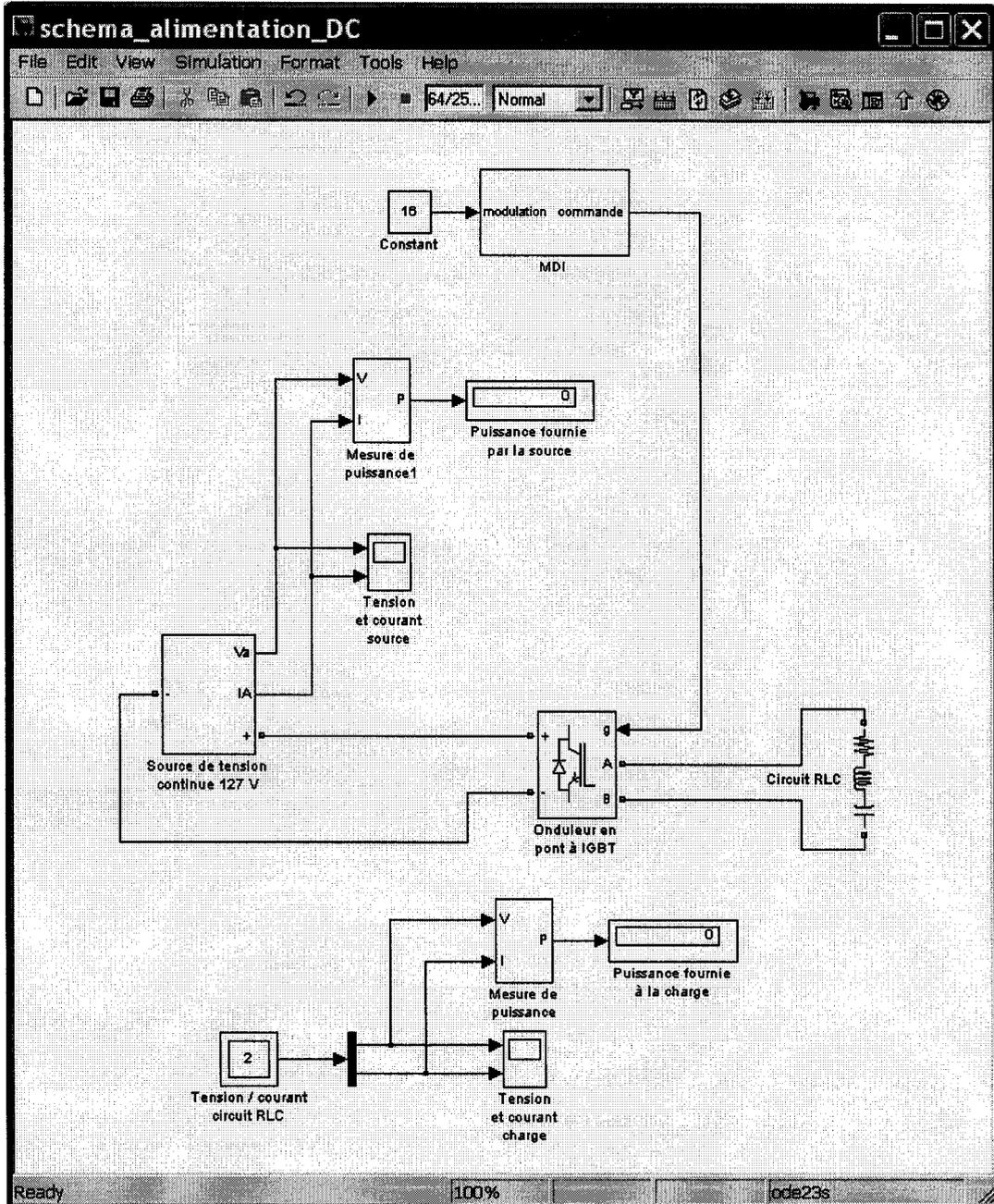


Figure A.1 CRS avec commande par MDI et alimentation continue

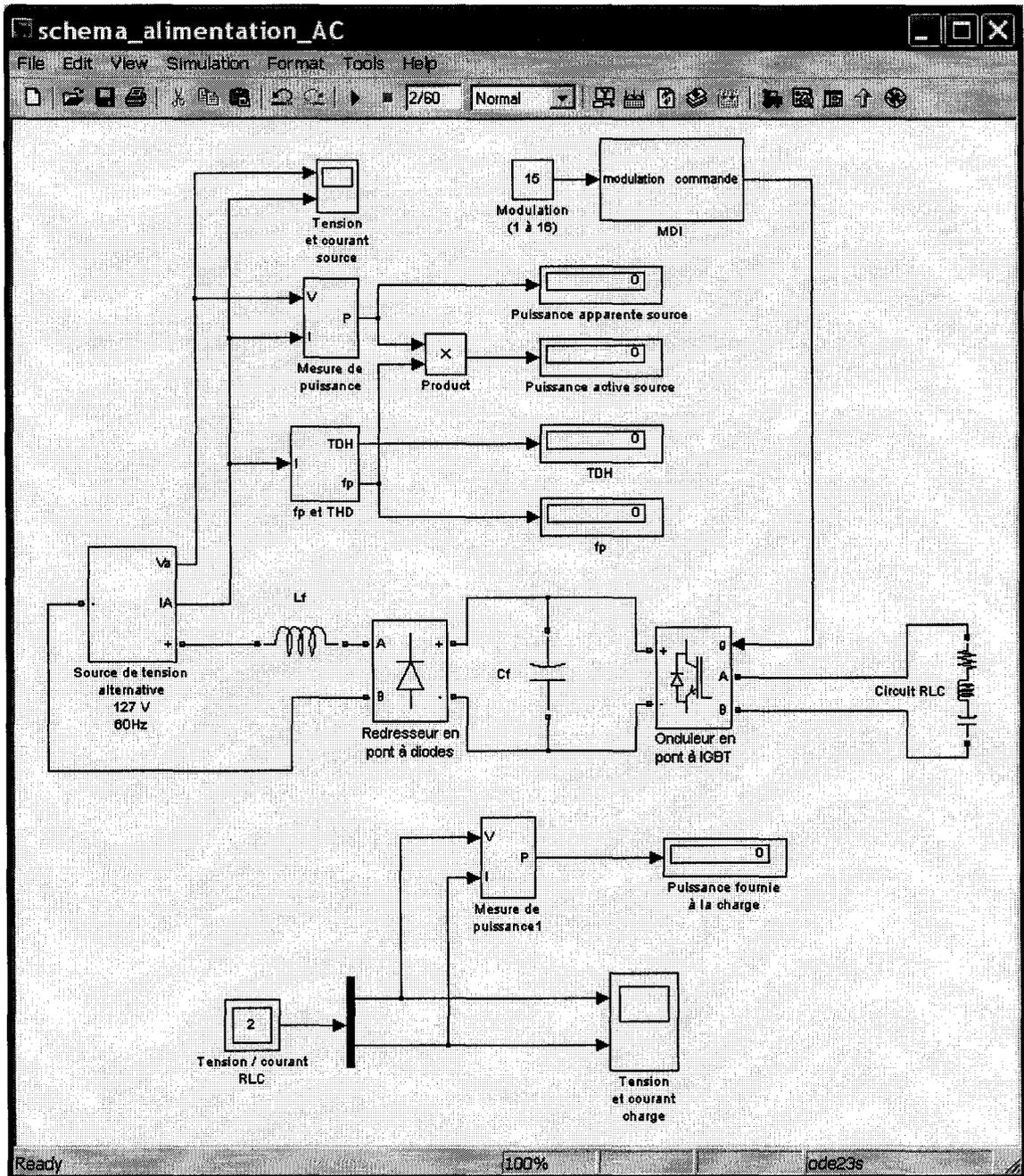


Figure A.2 CRS avec commande par MDI et alimentation alternative

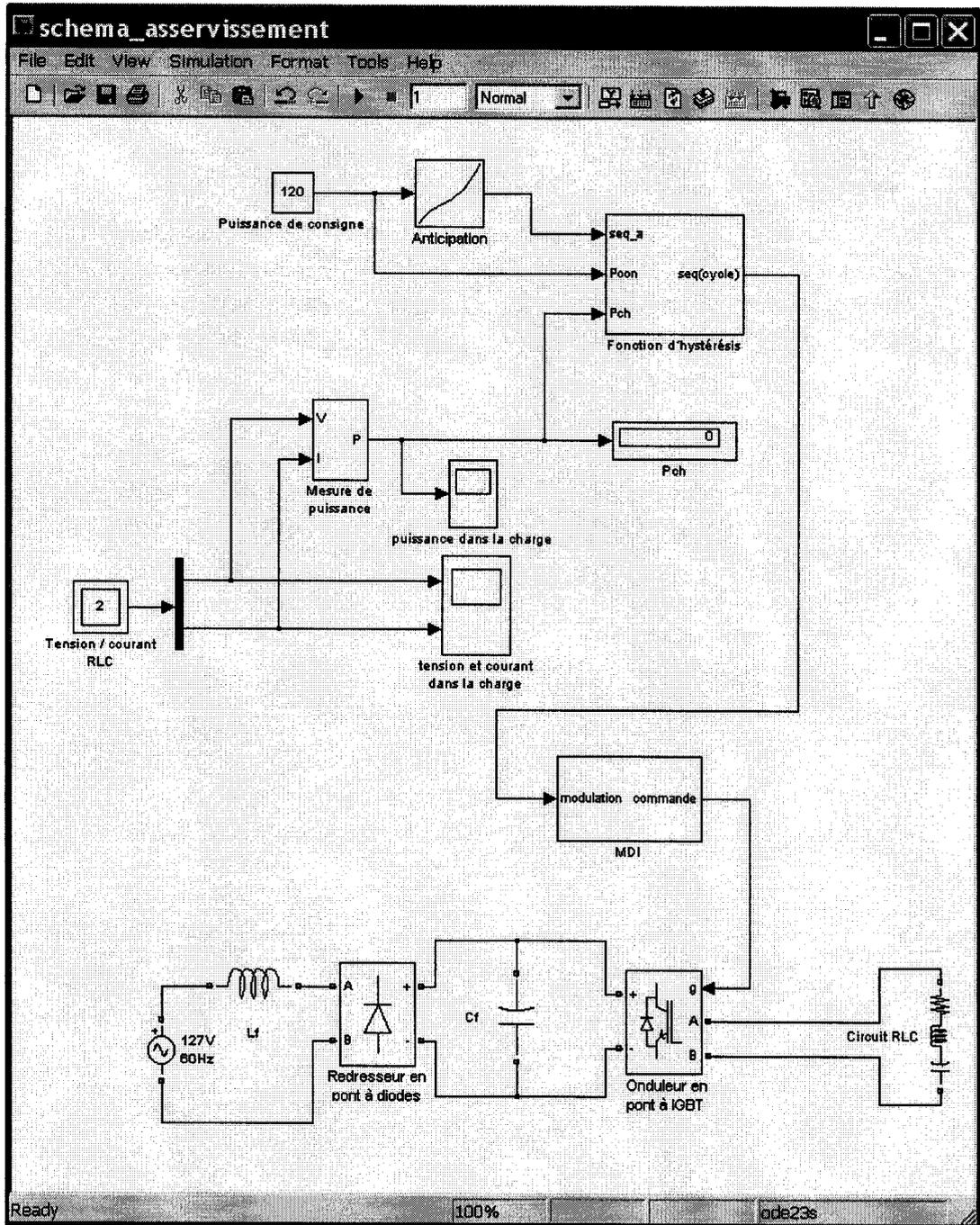


Figure A.3 CRS avec commande par MDI et contrôle de puissance par hystérésis

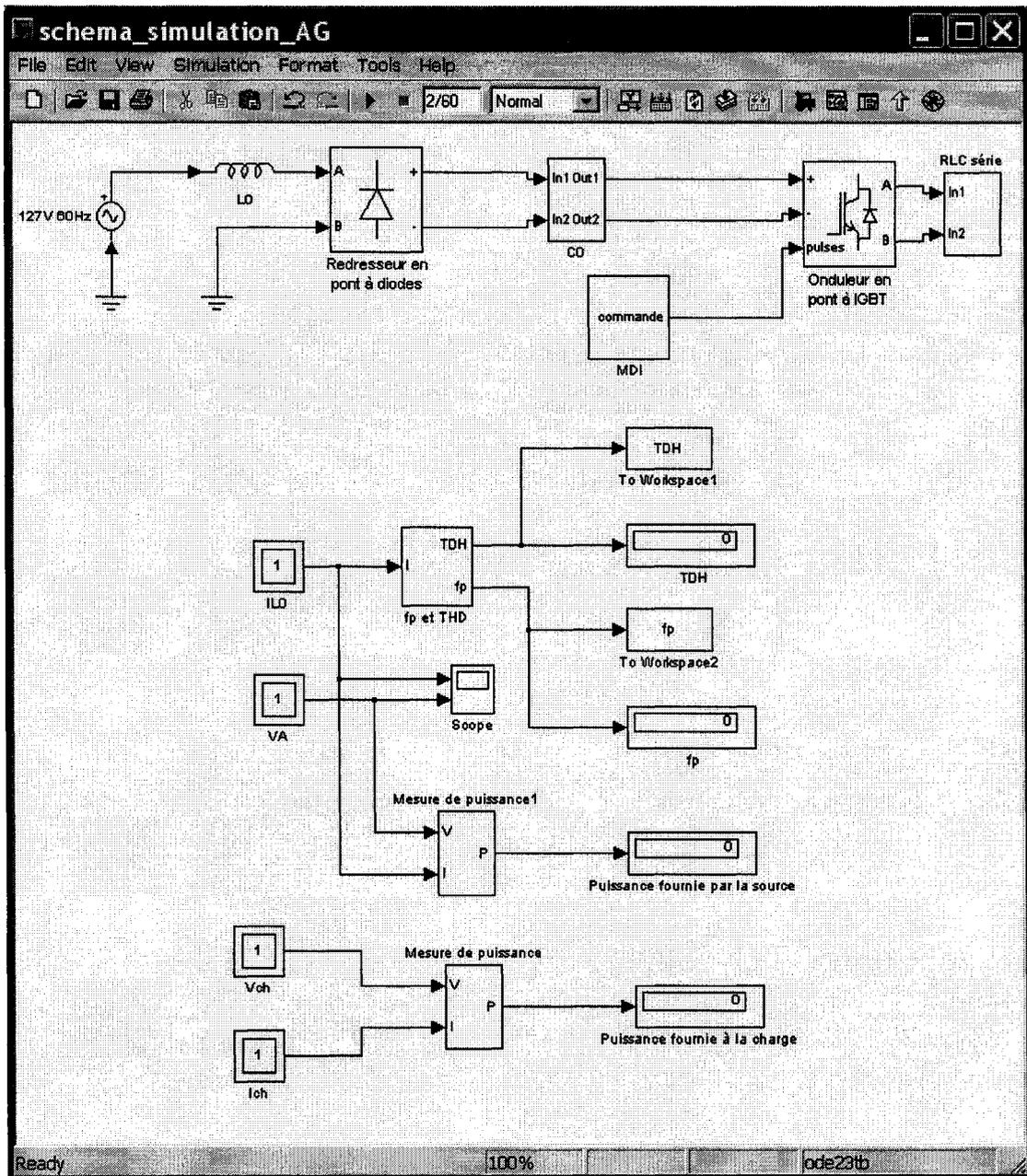


Figure A.4 CRS avec commande par MDI utilisé avec l'algorithme génétique

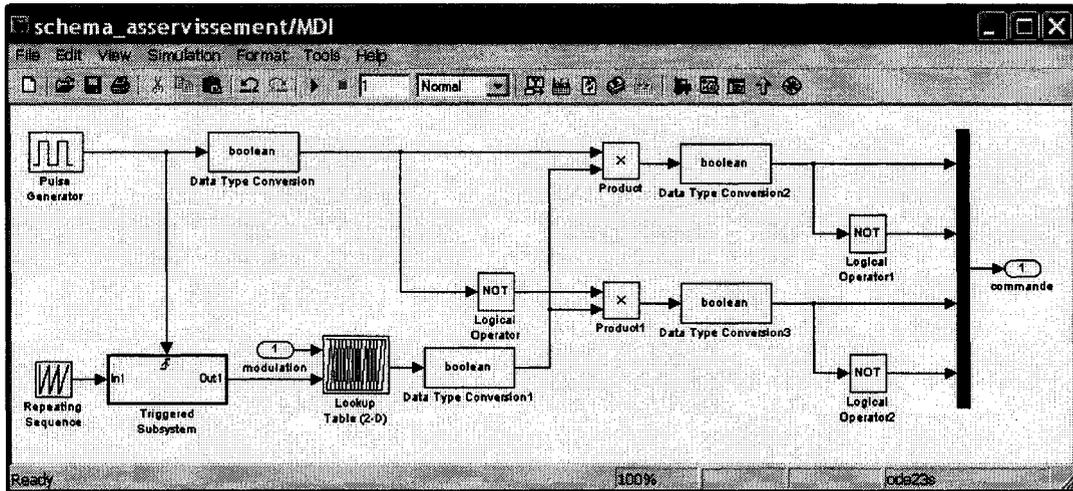


Figure A.5 Bloc de commande par MDI

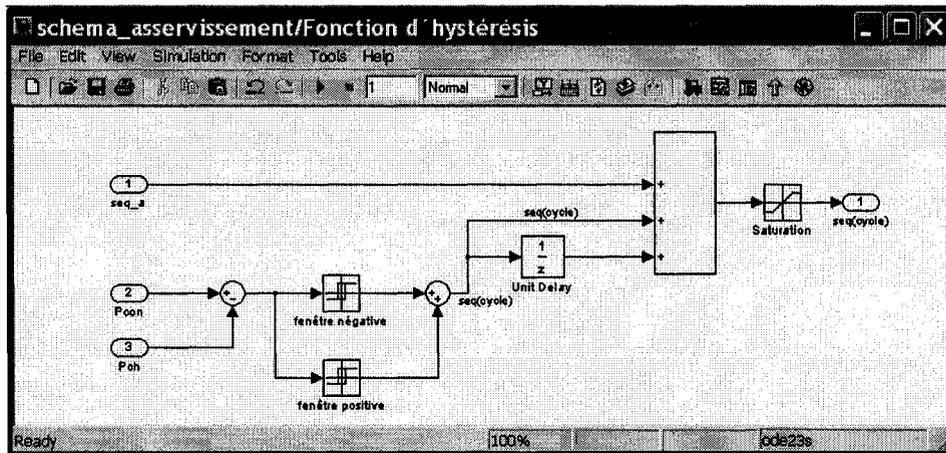


Figure A.6 Bloc du contrôleur à hystérésis

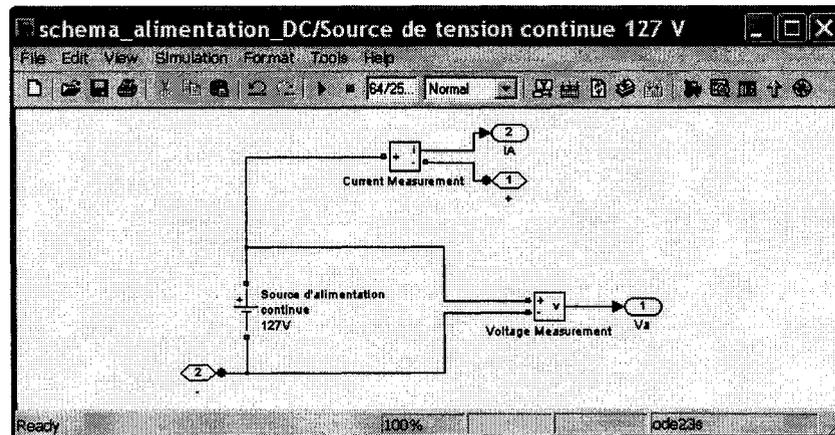


Figure A.7 Bloc source de tension continue

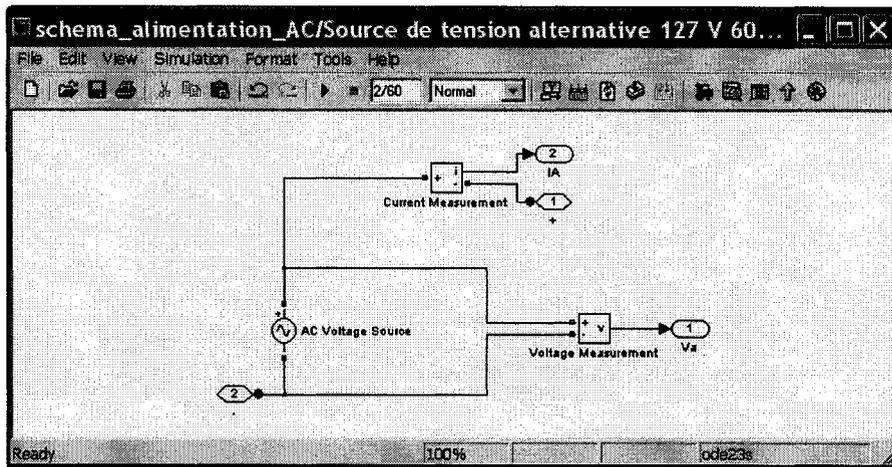


Figure A.8 Bloc source d'alimentation alternative

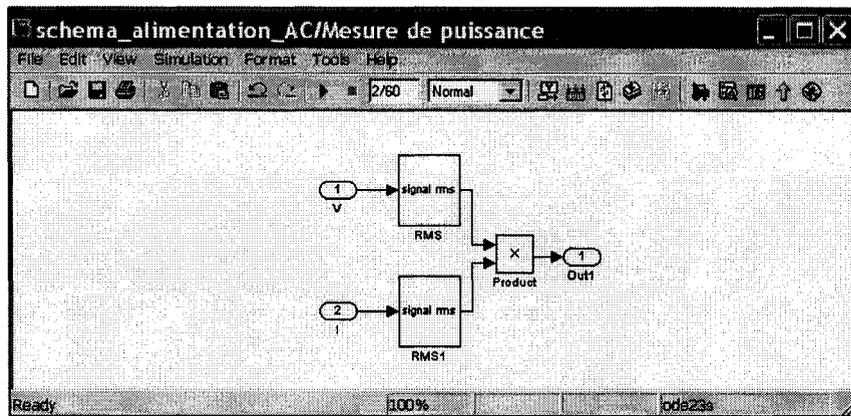


Figure A.9 Bloc de mesure de puissance apparente

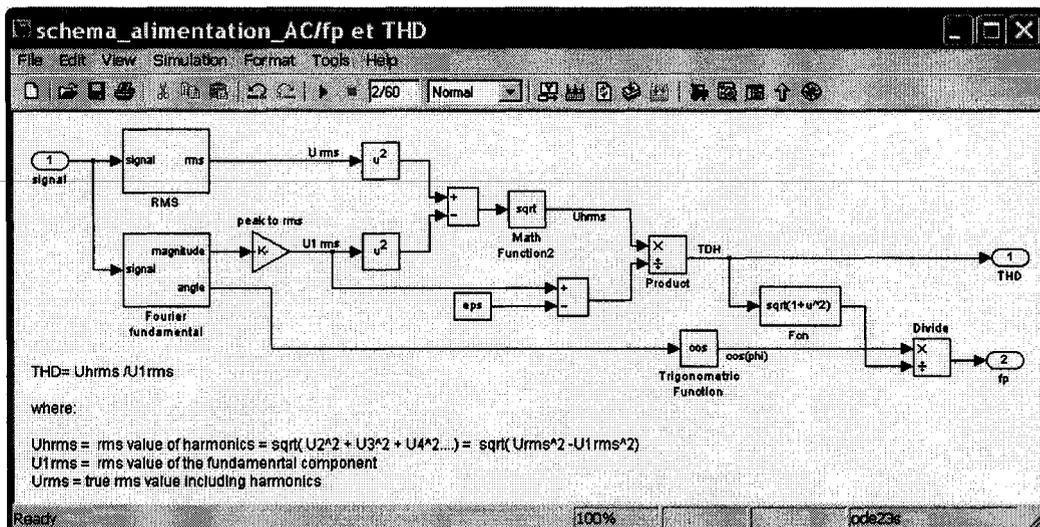


Figure A.10 Bloc de mesure du fp et du TDH

Annexe 2 Programme de l'algorithme génétique (Matlab®)

```
% Demian Pimentel
% Université du Québec à Trois-Rivières
% Ce programme utilise un algorithme génétique pour la génération
% de séquences de modulation de densité d'impulsions présentant un
% faible taux de distorsion harmonique et un facteur de puissance
% proche de 1.

clear

%Initialisation
tableAG = zeros(1,133);
reussite = 0;

%Paramètres
m = 20; %taille de la population
n = 133; %longueur des chaînes (bits)
o = 8; %numéro d'impulsions dans la chaîne ( 1 < o < n)
fpdesire = 0.95; %facteur de puissance cible
TDHdesire = 0.21; %taux de distorsion harmonique cible
%q = 1; %nombre de gènes (paramètres)

%APPLICATION DE L'ALGORITHME GÉNÉTIQUE

%1. Population initiale (m individus, n bits)
P = zeros(1,n,m); % "m" vecteurs de longueur "n"
for cont = 1:m
    for cont2 = 1:o
        position = 1 + round((n-1)*rand(1));
        while P(1,position,cont) == 1
            position = 1 + round((n-1)*rand(1));
        end
        P(1,position,cont) = 1;
    end
end
Pi = P;

for cont = 1:m/2
    tableAG = P(1,:,cont);
    sim MDIAlgoGv2 %simulation (Simulink), retourne le fp et TDH obtenus pour la séquence correspondante
    TDHvalue(cont) = TDH
    fpevalue(cont) = fp
end

for iteration = 1:500

    %2. Évaluation de chaque individu
    for cont = (m/2 + 1):m
        tableAG = P(1,:,cont);
        sim MDIAlgoGv2 %simulation (Simulink), retourne le fp et TDH obtenus pour la séquence correspondante
        fpevalue(cont) = fp % équation (4.1)
        TDHvalue(cont) = TDH % équation (4.2)
        fonct_selfp = fpevalue(cont) - fpdesire;
        fonct_selTDH = TDHvalue(cont) - TDHdesire;
        % Critères d'arrêt atteints?
        if (fonct_selfp>0)&(fonct_selTDH<0) % équation (4.3)
            reussite = 1;
            break
        end
    end
end
if reussite == 1
    break
end
end
```

```

%4 Génération de la nouvelle population
clear Pn fpevaluen TDHevaluen

% Efface les m/4 éléments les plus faibles - pour le fp
for cont = 1:3*m/4
    [cmax,imax]=max(fpevalue); %trouve l'élément avec le fp plus élevé
    Pn(1,cont)=P(1,imax); %élément plus fort est le premier de la nouvelle population
    fpevaluen(cont) = fpevalue(imax); %actualise fp
    TDHevaluen(cont) = TDHevalue(imax); %actualise TDH
    fpevalue(imax) = -1;
end

P = Pn;
fpevalue = fpevaluen;
TDHevalue = TDHevaluen;
clear Pn fpevaluen TDHevaluen

% Efface les m/4 éléments les plus faibles - pour le TDH
for cont = 1:2*m/4
    [cmin,imin]=min(TDHevalue); %trouve l'élément avec le TDH moins élevé
    Pn(1,cont)=P(1,imin); %élément plus fort est le premier de la nouvelle population
    fpevaluen(cont) = fpevalue(imin); %actualise TDH
    TDHevaluen(cont) = TDHevalue(imin); %actualise TDH
    TDHevalue(imin) = 255;
end

%5 Modification de la nouvelle population (mutations)
Pm = Pn;
for cont = 1:m/2
    effacer = 1 + round( 7 * rand(1) );
    a = 0;
    for cont2 = 1:n
        if Pm(1,cont2,cont) == 1
            a = a + 1;
            if effacer == a
                Pm(1,cont2,cont) = 0;
            end
        end
    end
    position = 1 + round( (n-1)*rand(1) );
    while Pm(1,position,cont) == 1
        position = 1 + round( (n-1)*rand(1) );
    end
    Pm(1,position,cont) = 1;
end

%6. Nouvelle population
iteration
P = Pn;
P(:,11:20) = Pm;
fpevalue = fpevaluen
TDHevalue = TDHevaluen

end

% à la fin de l'algorithme, le programme affiche les paramètres suivants:
iteration    % indique l'itération à laquelle la convergence s'est faite
cont        % indique la séquence qui a produit les conditions d'arrêt
TDH(cont)  % indique le taux de distorsion harmonique de la séquence
fp(cont)   % indique le facteur de puissance de la séquence

% "cont" est un compteur qui contient l'indice de l'élément le plus performant
% Si iteration = 500, l'algorithme n'a pas convergé et on devra pourtant le relancer.
% Si l'algorithme ne converge pas après 2 ou 3 essais, il faudra ajuster
% les paramètres cibles (changer fp et/ou TDH).

```

Annexe 3 Programmes du microcontrôleur dsPIC®

A3.1 Boucle principale en langage C

```

/*****
 *
 *   Demian Pimentel
 *   Université du Québec à Trois-Rivières
 *   MDiv1.c
 *   28/01/2005
 *   Autres fichiers requis: p30F2010.gld, libpic30.a
 *   Outils :   MPLAB GL -> 6.00
 *             Compiler -> 1.10
 *             Assembler -> 1.10
 *             Linker -> 1.10
 *
 *   Dispositifs compatibles:
 *   dsPIC30F2010
 *   dsPIC30F3010
 *   dsPIC30F4012
 *   dsPIC30F3011
 *   dsPIC30F4011
 *   dsPIC30F5015
 *   dsPIC30F6010
 *****/

#include "p30F2010.h"

/***** CONFIGURATION GLOBALE *****/
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16);
_FWDT(WDT_OFF);
_FBORPOR(FBOR_ON & BORV_27 & PWRT_16 & MCLR_EN);
_FGS(CODE_PROT_OFF);

/* Constantes */

#define periode_TMR1 293;          /* 293 = cycle de 50.31kHz */
#define periode_moyenne 1676;    /* 1676, min = 64, 3354 = 2 cycles 60Hz*/

/* Variables globales */

unsigned long int moyenne_labview __attribute__((aligned));
unsigned int pointeur_mdi;
unsigned int index_mdi;
unsigned int modulation_mdi;
unsigned int inc_puissance;
unsigned int puissance_consigne;
unsigned int cycle_moyenne;
unsigned int anti_rebonds;
unsigned int moyenne;
unsigned int puissance_moyenne;
unsigned int fin_cycle;
unsigned int cycle_labview;
unsigned int n_hys;
unsigned int pointeur_moyenne;
unsigned int puissance;

/***** FIN DE LA CONFIGURATION GLOBALE *****/

/***** ROUTINE PRINCIPALE *****/

int main ( void )
{
    /* Appel aux routines d'initialisation */

    init_var();          /* variables */
    init_ports();       /* ports E/S */
    init_dsp();         /* module DSP */
    init_ADC();         /* convertisseur A/N */
    init_TMR1();        /* temporisateur 1 */
    init_UART();        /* communication série RS232 */
    init_modulo();      /* mémoire tampon circulaire pour algorithme FIR */

```

```

init_coeff_fir();          /* charger coefficients du filtre dans la mémoire de données */
pointeur_mdi = init_PSV(); /* initialiser pointeur de données dans la mémoire du programme */
TICONbits.TON = 1;        /* activer timer 1 */

/* Boucle infinie : faire le contrôle de la puissance de consigne et envoyer l'état du système à Labview */
while(1)
{
    /* pour faire le contrôle de la table a partir du bouton poussoir */
    /* si l'entrée RDI = 1 et la variable anti_rebonds = 200, incrément de la puissance_consigne */
    if ( PORTDbits.RDI == 1 )
    {
        anti_rebonds++;
        if ( anti_rebonds == 200 )
        {
            LATDbits.LATD0 = 1;
            inc_puissance++;
            anti_rebonds = 0;
            if ( inc_puissance == 30000 ) /* 300 <= puissance < 29999 */
            {
                inc_puissance = 300;
            }
            puissance_consigne = inc_puissance;
        }
    }
    LATDbits.LATD0 = 0;

    /* si le calcul de la moyenne est terminé (routine_filtre_fir), alors...*/
    /* envoyer les résultats à Labview et ré-initialiser compteur */
    if ( fin_cycle == 1 )
    {
        cycle_labview++;
        moyenne_labview = moyenne_labview + puissance;
        if ( cycle_labview == 16 ) /* 52 */
        {
            moyenne_labview = moyenne_labview / 16 ; /*moyenne sur 16 échantillons*/
            envoyer_donnees();
            moyenne_labview = 0;
            cycle_labview = 0;
        }
        fin_cycle = 0;
    }

    /* pour faire le contrôle de la puissance a partir de Labview */
    /* si une donnée a été reçue (port série), elle correspond à la nouvelle puissance_consigne */
    if ( U1STAbits.URXDA == 1 )
    {
        inc_puissance = U1RXREG;
        if ( ( inc_puissance < 160 ) && ( inc_puissance > 0 ) )
        {
            inc_puissance = inc_puissance * 193;
            puissance_consigne = inc_puissance;
        }
    }
}

}

}

/*****/
/***** FIN DE LA ROUTINE PRINCIPALE *****/
/*****/

/*****/
/**** ROUTINE D'INTERRUPTION DU TEMPORISATEUR 1 *****/
/*****/

void __attribute__((__interrupt__)) _T1Interrupt(void)
{
    ADCON1bits.SAMP = 1;          /* commencer conversion AD */

    /* envoyer les nouveaux signaux de commande à l'onduleur (PORTB) */
    /* selon l'indice de modulation sélectionné par la routine d'asservissement */
    PORTB = lecture_mdi(pointeur_mdi+index_mdi+32*modulation_mdi);

    /* si cycle_moyenne contient un nombre pair, augmenter l'indice de modulation */
    if (pair(cycle_moyenne) == 1)
    {
        index_mdi++;
    }

    /* l'indice de modulation peut prendre les valeurs entières de 0 à 31 */
    if (index_mdi == 32)
    {
        index_mdi = 0;
    }

    /* appel à la sous-routine qui filtre le signal du courant qui est lu par le convertisseur AN, */
    /* calcule la puissance moyenne dans la charge et fait l'asservissement du système */
    filtre_fir();
    IFS0bits.T1IF = 0;          /* effacer TMR1 IF */

    return;
}

/*****/
/***** FIN DE LA ROUTINE D'INTERRUPTION *****/
/*****/

```

```

/*****
/***** SOUS ROUTINES *****/
/*****

void init_var(void)          /* Initialisation des variables */
{
    pointeur_mdi = 0;
    index_mdi = 0;
    modulation_mdi = 0;
    inc_puissance = 386;
    puissance_consigne = 386;
    cycle_moyenne = periode_moyenne;
    anti_rebonds = 0;
    moyenne = 0;
    puissance_moyenne = 0;
    fin_cycle = 0;
    moyenne_labview = 0;
    cycle_labview = 0;
    n_hys = 0;
    pointeur_moyenne = 16;
    puissance = 0;
}

void init_ports(void)       /* Initialisation des ports de E/S */
{
    TRISB = 0;              /*PORTB = sorties */
    TRISC = 0;              /*PORTC = sorties */
    TRISD = 0;              /*PORTD = sorties */
    TRISE = 0;              /*PORTE = sorties */
    TRISBbits.TRISB4 = 1;   /*PORTB.4 = entree, pour ADC */
    TRISDbits.TRISD1 = 1;   /*PORTD.1 = entree, pour bouton poussoir */
}

void init_dsp(void)        /* Initialisation du DSP */
{
    ACCAL = 0;
    ACCAH = 0;
    ACCAU = 0;
    ACCBL = 0;
    ACCBH = 0;
    ACCBU = 0;
    CORCONbits.IF = 1;     /* Multiplications de réels */
}

void init_ADC(void)        /* Initialisation du CAN */
{
    ADCON1bits.FORM = 1;    /* sortie du convertisseur : réel signé */
    ADCON1bits.SSRC = 7;    /* auto convert */
    ADCON3bits.SAMC = 1;    /* temps d'acquisition = 1 TAD */
    ADCON3bits.ADCS = 9;    /* TAD = 170ns, conversion (TADx13) = 2.21us 452ksp/s */
    ADCHSbits.CH0SA = 4;    /* RB4 (AN4) = entrée du CAN */
    ADCON1bits.ADON = 1;    /* Activer CAN */
}

void init_TMR1(void)       /* Initialisation du temporisateur 1 */
{
    TMR1 = 0;
    PR1 = periode_TMR1;    /* effacer registre du temporisateur 1 */
    T1CONbits.TCS = 0;      /* établir période du TMR1 */
    IPC0bits.T1IP = 4;      /* horloge interne */
    IFS0bits.T1IF = 0;      /* niveau de priorité */
    IEC0bits.T1IE = 1;      /* effacer bit de signalisation de l'interruption */
    SRB0bits.IPL = 3;       /* Activer interruptions */
}

void init_UART(void)       /* Initialisation de la communication série */
{
    U1MODEbits.UARTEN = 1;
    U1STA = 0;
    U1BRG = 767;            /* Vitesse: 767 = 2400kbps */
    U1STABits.UTXEN = 1;    /* Activer transmission */
}

/*****
/***** FIN DES SOUS ROUTINES *****/
/*****

```



```

;.....
;Début des sous-routines
;.....

; Cette sous routine fait l'asservissement du système à partir de la puissance de consigne
_asservissement:
    mov             _puissance_consigne,W0
    mov             #29529,W1
    cp              W0,W1
    bra             LTU,_p_non_max
    mov             #15,W0
    bra             _seq_finale
; si puissance_consigne > 29529, alors ...
; saturer la modulation et finir l'asservissement

    _p_non_max:
    mov             #psvoffset(table_anticipation),W1 ; W1 pointeur table anticipation
    mov             #-1,W2 ; Préparation du compteur de séquence: ...
; W2= séquence selon la puissance ...
; de consigne (n_ant)

    _inc_seq:
    dec2           W1,W1 ; Préparation du pointeur
    inc            W2,W2 ; W2
    inc2          W1,W1
    mov            [W1],W3 ; W3 = puissance table anticipation
    sub            W3,W0,W3 ; comparer W3 à la puissance de consigne
    bra            LTU,_inc_seq

    mov            _puissance_moyenne,W1

    lsr            W0,#5,W3 ; W3 = delta = Pc/32 = Pc * 3.125%
    lsr            W3,#1,W4 ; W4 = delta / 2

    sub            W0,W1,W0 ; W0 = erreur(t) = P consigne - P moyenne

    mov            #1,W5 ; W5 = delta_n_hys (valeur initiale, à vérifier)
    mov            _n_hys,W6 ; W6 = n_hys(t-1)

    sub            W0,W3,W1 ; erreur(t) >= delta ?
    bra            GE,_fin ; oui, fin (delta_n_hys = 1)

    sub            W4,W0,W1 ; erreur(t) > delta/2 ?
    bra            GE,_erreur_neg ; non, vérifier condition suivante

    mov            #1,W1 ; oui, alors...
    cpsq          W6,W1 ; n_hys(t-1) = 1 ?
    mov            #0,W5 ; non, changer valeur de delta_n_hys (=0)
    bra            _fin ; oui, fin (delta_n_hys = 1)

    _erreur_neg:
    mov            #0,W5 ; valeur de delta_n_hys, à vérifier
    neg           W4,W4 ; W4 = - delta / 2
    sub            W0,W4,W1 ; erreur(t) >= - delta / 2 ?
    bra            GE,_fin ; oui, fin (delta_n_hys = 0)

    neg           W3,W3 ; W3 = - delta
    sub            W3,W0,W1 ; erreur(t) > - delta ?
    bra            GE,_err_inf_delta ; non, alors erreur <= -delta

    mov            #-1,W1 ; oui, alors...
    cpsne        W6,W1 ; n_hys(t-1) = -1 ?
    mov            #-1,W5 ; non, changer valeur de delta_n_hys (= -1)
    bra            _fin ; oui, fin (delta_n_hys = 0)

    _err_inf_delta:
    mov            #-1,W5 ; delta_n_hys = -1

    _fin:
    add            W6,W5,W0 ; n_hys(t) = n_hys(t-1) + delta_n_hys
    mov            W5,_n_hys ; sauvegarder n_hys(t)
    add            W2,W0,W0 ; séquence = n_ant + n_hys

    btss         W0,#15 ; séquence < 0 ?
    bra            _test_pos ; non, verification suivante
    clr          W0 ; oui, alors séquence = 0
    bra            _seq_finale

    _test_pos:
    mov            #15,W1
    sub            W1,W0,W1 ; séquence > 15 ?
    bra            GEU,_seq_finale ; non, aller à la fin
    mov            #15,W0 ; oui, alors séquence = 15

    _seq_finale:
    mov            W0,_modulation_mdi

return

; initialisation de la mémoire circulaire pour le filtre numérique
_init_modulo:
    mov            #Buffer_fir,W0 ; X modulo - donnees acquises par le CAN
    mov            W0,XMODSRT
    add            #63,W0 ; End address : 0x0800? + buffer length (bytes) - 1
    mov            W0,XMODEND
    mov            #Buffer_fir,W8

    mov            #Coeff,W0 ; Y modulo - donnees de la moyenne de la puissance
    mov            W0,YMODSRT
    add            #63,W0 ; End address : 0x0980? + buffer length (bytes) - 1
    mov            W0,YMODEND
    mov            #Coeff,W10

```

```

mov          #0x8008,W0          ; Enable X AGU & Y AGU modulo - pointer : W8 & W10 (0xC0A8)
mov          W0,MODCON
nop

return

; initialisation des coefficients du filtre numérique
_init_coeff_fir:
bset        CORCON,#PSV          ; Activer "Program Space Visibility"

; Charger Buffer_fir "Coeff" avec les coefficients du filtre
mov          #psvpage(FIR_coefficients),W0      ; W0 - pointe à la table des ...
                                                    ; coefficients du filtre numérique

mov          W0,PSVPAG
mov          #psvoffset(FIR_coefficients),W0
repeat      #31                  ; Charger les 32 coefficients
mov          [W0++],[W10++]

return

; initialisation du "Program Space Visibility" pour avoir accès aux données stockées dans la mémoire de programme
_init_PSV:
bset        CORCON,#PSV
mov          #psvpage(table_MDI),W0
mov          W0,PSVPAG
mov          #psvoffset(table_MDI),W0

return

; accès à la table des séquences de modulation
_lecture_mdi:
mov.b       [W0],W0

return

; si W0 est pair, la fonction = 1 et si W0 est impair, la fonction = 0
_pair:
btsc        W0,#0x0
bra         _impair
mov         #1,W0
return

_impair:
mov         #0,W0

return

; filtre numérique
_filtre_fir:
btss        ADCON1,#DONE          ; Attendre la fin de la CAN
bra         _filtre_fir

mov         ADCBUF0,W6            ; Obtenir donnée
mov         W6,[W8--]            ; Enregistrer la donnée dans la mémoire tampon

mov         #Coeff,W11           ; W10 : pointe aux coefficients du filtre numérique
mov         [W11++],W7           ; Charger W7 avec le premier coefficient du filtre ...
                                    ; numérique et pointer au coefficient qui suit

clr         A

repeat      #31
mac         W6*W7,A,[W8]--=2,W6,[W11]+=2,W7

mov         ACCAH,W6              ; Calculer puissance efficace
mac         W6*W6,B,[W8]+=4,W6    ; calculer courant efficace^2 et préparer ...
                                    ; pointeurs W8 pour cycle suivant

mov         _cycle_moyenne,W0
dec         W0,W0                 ; W0 = cycle_moyenne
mov         W0,_cycle_moyenne
cp          W0,#0
btss        SR,#Z
bra         _NoResetMoyenne

mov         #periode_moyenne,W0   ; Réinitialiser compteur du cycle de la ...
                                    ; moyenne (100.6kHz / 60Hz = 1676)

mov         W0,_cycle_moyenne
sftac      B,#10                 ; division par 2^11
sftac      B,#2
mov         ACCBL,W1              ; Puissance moyenne en W1
clr         B

mov         W1,_puissance

mov         _pointeur_moyenne,W2; le pointeur oscille entre les valeurs ...
                                    ; 16,15,14,...,3,2,1,16,15...

dec         W2,W2                 ; W0 = cycle_moyenne
btss        SR,#Z
bra         _NoResetPointeurMoyenne
mov         #16,W2                ; on calcule la moyenne sur les 16 derniers échantillons...
                                    ; moyenne = [moyenne(t)+moyenne(t-1)+...+moyenne(t-15)]/16

_NoResetPointeurMoyenne:
mov         W2,_pointeur_moyenne
dec         W2,W2                 ; le pointeur prendra les valeurs 15,14,...,3,2,1,15,14...
sl         W2,W2                  ; multiplication par 2 (accès a des mots de 16 bits), ...
                                    ; donc 30,28,26,...4,2,30,28,26...

mov         #Buffer_moyenne,W3
add         W3,W2,W2              ; W2 pointeur à la section de la mémoire tampon de la ...

```

```

mov          W1,[W2]          ; moyenne qui gardera la nouvelle donnee
                                ; calculer moyenne sur 16 cycles ...
                                ; (chq cycle = 1676 impulsions)

repeat      #15              ; moyenne*16 = moyenne(t) + moyenne(t-1) + ...
                                ; + moyenne(t-14) + moyenne(t-15)
add         [W3+],B          ; W3 pointeur au buffer moyenne, B = moyenne*16

sftac      B,#4              ; division par 16 : moyenne = B/16
mov        ACCBH,W1
clr        B
mov        W1,_puissance_moyenne
mov        #1,W1
mov        W1,_fin_cycle
rcall     _asservissement

return     _NoResetMoyenne:

; Routine pour envoyer des données à l'interface LabView (puissance de consigne, puissance moyenne)
_envoyer_donnees:
    btsc    U1STA,#UTXBF      ; Attendre la fin de la transmission précédente
    bra     _envoyer_donnees
    mov     #0xFF,W0          ; Envoyer caractère de début de séquence ...
                                ; de transmission (FF)
    mov     W0,U1TXREG        ; Écrire le caractère dans le registre de transmission

_envoyer_moyenne_lsb:
    btsc    U1STA,#UTXBF      ; Attendre la fin de la transmission précédente
    bra     _envoyer_moyenne_lsb
    mov     _moyenne_labview,W0 ; Envoyer l'octet de plus faible poids de la ...
                                ; puissance moyenne
    mov     W0,U1TXREG        ; Écrire le caractère dans le registre de transmission

_envoyer_moyenne_msb:
    btsc    U1STA,#UTXBF      ; Attendre la fin de la transmission précédente
    bra     _envoyer_moyenne_msb
    lsr     W0,#8,W0          ; Envoyer l'octet de plus fort poids de la ...
                                ; puissance moyenne
    mov     W0,U1TXREG        ; Écrire le caractère dans le registre de transmission

_envoyer_consigne_lsb:
    btsc    U1STA,#UTXBF      ; Attendre la fin de la transmission précédente
    bra     _envoyer_consigne_lsb
    mov     _puissance_consigne,W0 ; Envoyer la puissance de consigne ...
                                ; (la division par 193 donne un octet)
    mov     #193,W2
    repeat #17
    div.u   W0,W2
    mov     W0,U1TXREG        ; Écrire le caractère dans le registre de transmission

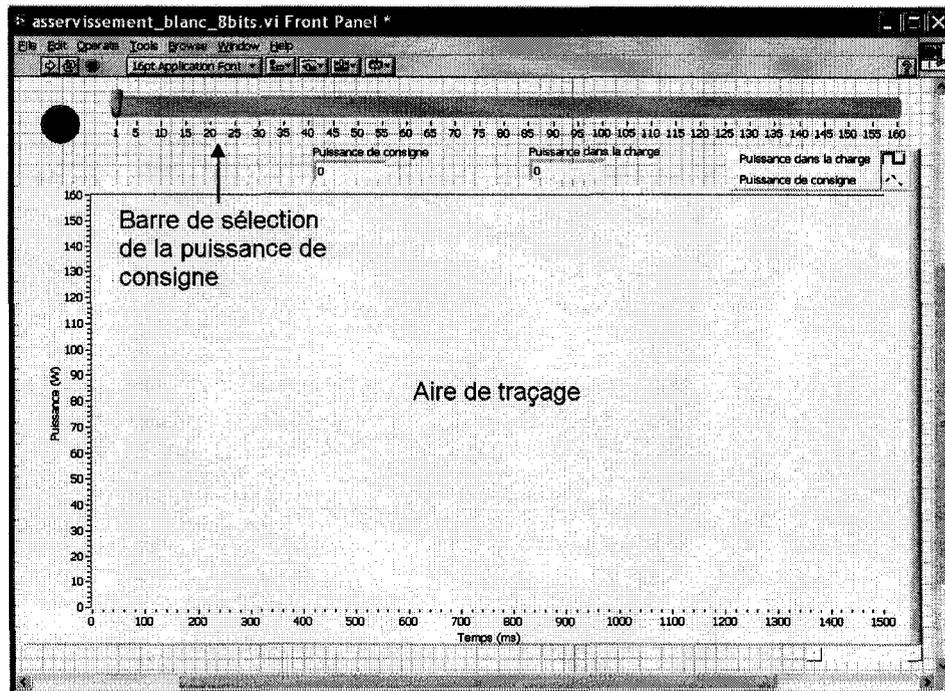
return

; Routine pour obtenir le modèle inverse du système (algorithme d'anticipation)
_inverse:
    mov     #psvoffset(table_anticipation),W1 ; W1 pointeur table anticipation
    mov     #-1,W2
    dec2    W1,W1             ; Préparation du compteur de séquence (W2)
                                ; Préparation du pointeur
    _inc_seq3:
    inc     W2,W2             ; W2 = sequence selon la puissance de consigne (n_ant)
    inc2    W1,W1
    mov     [W1],W3           ; W3 = puissance table anticipation
    sub     W3,W0,W3
    bra     N,_inc_seq3
    mov     W2,W0             ; résultat en W0, séquence selon ...
                                ; l'algorithme d'anticipation

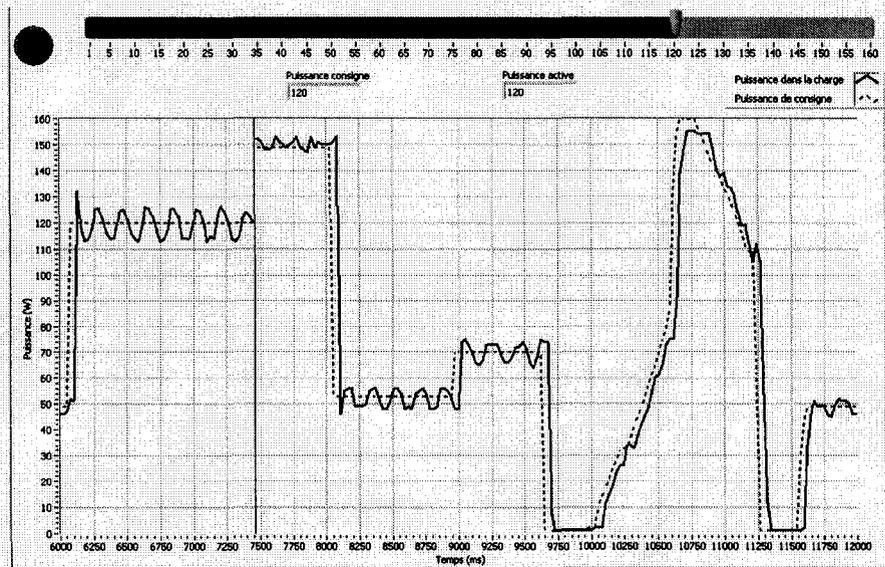
return

```

Annexe 4 Schémas de l'interface développée en LabView®



a) modèle



b) en fonctionnement

Figure A.11 Interface graphique

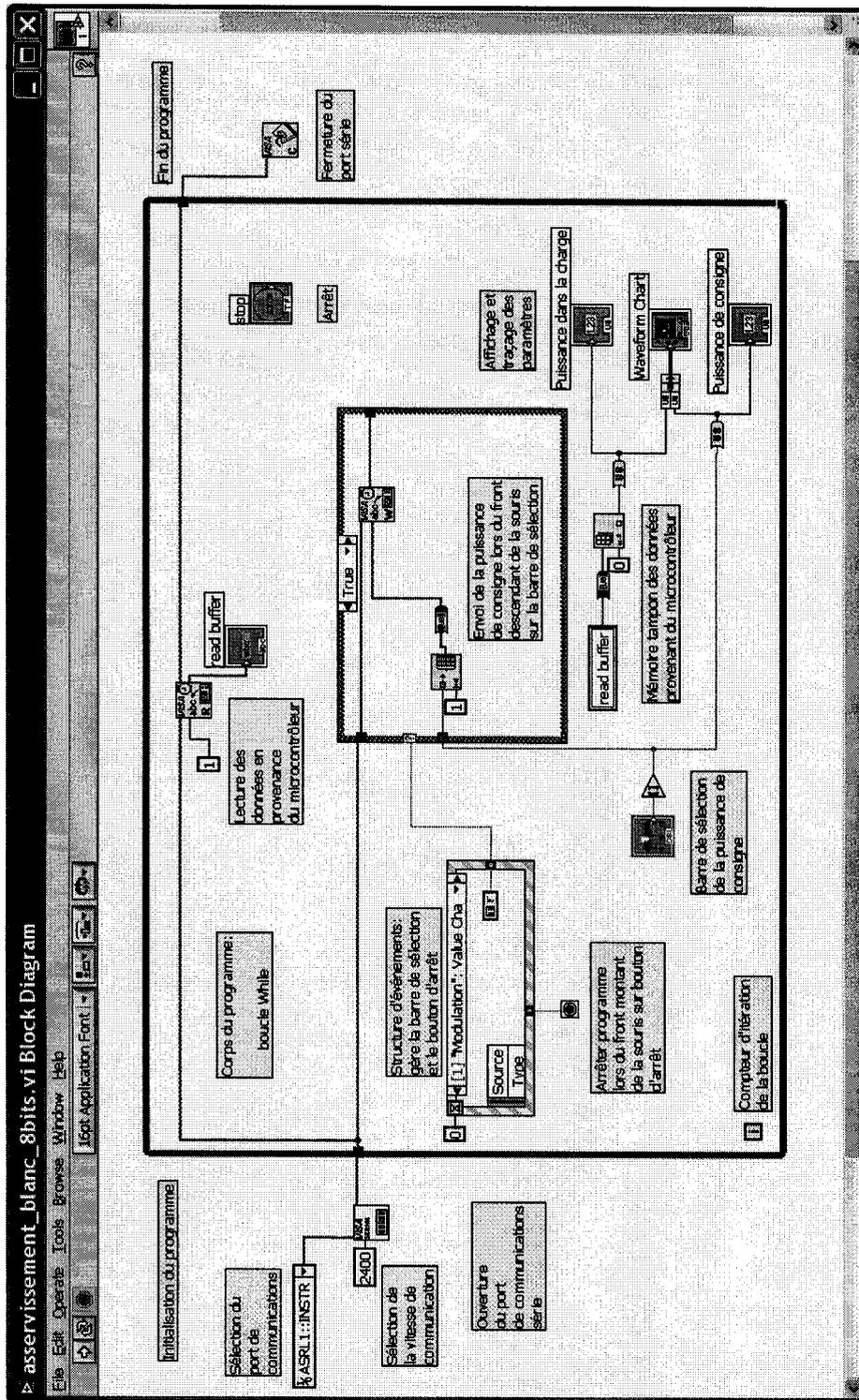


Figure A.12 Diagramme de programmation