

**UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

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

**COMME EXIGENCE PARTIELLE POUR L'OBTENTION D'UN  
DIPLÔME DE MAÎTRE ES SCIENCES APPLIQUÉES EN  
ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR  
SYLVAIN LAHAIE**

**ÉTUDE ET CONCEPTION D'UN BANC D'ESSAI:  
APPLICATION À L'ALIMENTATION DES  
ENTRAÎNEMENTS À VITESSE VARIABLE**

**NOVEMBRE 1994**

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.

## RÉSUMÉ

Ce mémoire de Maîtrise présente la conception d'un banc d'essai pour les Entraînements à Vitesse Variable (EVV) réalisé pour le Laboratoire des Technologies Électrochimiques et des Électrotechnologies (LTEE) d'Hydro-Québec. Il s'agit là d'un projet industriel de grande envergure échelonné sur deux années dont l'étude préliminaire a été menée à bien grâce à une collaboration étroite entre le LTEE et le Groupe de Recherche en Électronique Industrielle de l'Université du Québec à Trois-Rivières.

La conception prend comme point de départ la description des essais requis dans le document SC-610 de "l'Electric Power Research Institute" (EPRI). Elle repose également sur l'analyse des informations contenues dans la littérature scientifique et sur des travaux de simulation.

Ce travail couvre la partie du projet se rapportant aux simulations du banc d'essai appliquées aux tests décrits dans le document SC-610. Le simulateur est bâti dans l'environnement du logiciel MATLAB® et de son interface graphique SIMULINK®. Les éléments constituant le banc

---

® SIMULINK et MATLAB sont les logiciels (droits réservés) de "The MATH WORKS Inc."

d'essai pour l'étude des perturbations sur les EVV ont été modélisés avec ce simulateur.

La partie critique de la conception du banc d'essai se retrouve dans la section décrivant les tests d'immunité des EVV aux perturbations sur la forme d'onde de la source de tension. Pour cela, nous proposons un montage qui a pour objet de générer une forme d'onde de tension perturbée, à la fréquence du réseau, tout en ne nécessitant qu'une source électronique ayant une puissance réduite. Ce montage (appelé "générateur d'harmoniques de tension" (GHT)) et son circuit de commande constituent la principale innovation technique des travaux décrits de ce projet.

En plus de la conception du GHT, ce mémoire contribue au développement des modèles de simulation numérique qui seront, dans un premier temps, utiles à la conception du banc d'essai et par la suite, utilisés pour les tests de compatibilité des systèmes.

Ce travail présente également l'étude d'un filtre actif dont la configuration a inspiré la conception du GHT ainsi qu'un programme MATLAB sur la conception de filtres passifs accordés.

## **REMERCIEMENTS**

Mes remerciements vont vers mon directeur de recherche, le Professeur Venkatachari Rajagopalan. Son suivi, ses conseils éclairés et ses encouragements ont été pour moi des facteurs déterminants dans ma motivation de compléter ces études de deuxième cycle. Je lui suis infiniment reconnaissant pour sa confiance et ses encouragements soutenus. Au cours des années où j'ai eu le prévilège de le côtoyer j'ai découvert en lui un chercheur émérite d'une clairvoyance exceptionnelle.

Je remercie le chercheur post-doctoral Yao Ziwen, pour ses critiques et ses conseils prodigues au cours de ces derniers mois de travail. Sa gentillesse, sa disponibilité et sa compétence remarquable ont rendu le travail avec lui très agréable et enrichissant. Qu'il soit assuré de mon estime sincère.

Je remercie aussi les membres du corps professoral de la maîtrise en Électronique Industrielle. Qu'ils soient assurés de mon respect et de mon appréciation: Andrej Barwicz, Ahmed Cheriti, Jean-Luc Dion, Yves Dubé, André Jacob et Pierre Sicard.

Un grand merci à Madame Nicole Montour et Madame Marlène Tremblay, secrétaires au LTEE, pour leur gentillesse et pour n'avoir jamais refusé de me venir en aide tout au long de mes études de second cycle.

Je remercie la direction d'Hydro-Québec; spécialement M. Antoine Duchesne, chef du service d'Électrotechnologie au LTEE, de m'avoir permis et encouragé à faire mes études de maîtrise en électronique industrielle.

Finalement je désire remercier tout particulièrement M. André Charette, chercheur au LTEE, pour m'avoir constamment soutenu et encouragé durant ces années d'étude. Nos discussions ont permis, grâce à ses vastes connaissances en électronique industrielle et son esprit critique remarquable, de surmonter biens des problèmes rencontrés au cours de mon travail.

## TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ .....	I
REMERCIEMENTS .....	III
TABLE DES MATIÈRES .....	V
LISTE DES FIGURES.....	XI
LISTE DES TABLEAUX .....	XVII
LISTE DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS.....	XVIII
CHAPITRE 1:	
INTRODUCTION GÉNÉRALE .....	1
1.1 Cadre et motivation du projet.....	1
1.2 Simulation numérique du banc d'essai .....	2
1.3 Conception du banc d'essai.....	2
1.4 Description des sujets traités.....	3

CHAPITRE 2:	
ÉTUDE DES PERTURBATIONS ÉLECTRIQUES PRODUITES PAR LES EVV ET CONCEPTION DES FILTRES PASSIFS ACCORDÉS .....	5
2.1 Introduction.....	5
2.2 Notions de base sur les harmoniques et sur le calcul des filtres assisté par ordinateur.....	6
2.2.1 Perturbations de la forme d'onde de tension .....	6
2.2.2 Simulation des configurations les plus communes d'EVV.....	12
2.3 Réduction des harmoniques injectés sur le réseau.....	17
2.3.1 Généralités.....	17
2.3.2 Conception des filtres passifs accordés.....	19
2.3.2.1 Calcul des filtres dans le domaine fréquenciel.....	19
2.3.2.2 Description du programme de calcul de filtre.....	20
2.3.2.3 Critères de conception des filtres.....	21
2.3.2.4 Étapes de design des filtres.....	22
2.3.2.5 Organigramme du programme de calcul des filtres...	36
2.4 Exemple de calcul de filtres accordés .....	39
2.4.1 Critères de conception spécifiés .....	39
2.4.2 Résultats du calcul de filtre.....	39
2.4.3 Analyse des performances des filtres dans le domaine fréquenciel.....	40

2.4.4 Analyse des performances des filtres dans le domaine temporel.....	42
2.5 Conclusion .....	43
CHAPITRE 3:	
ÉTUDE D'UN FILTRE ACTIF.....	44
3.1 Introduction.....	44
3.2 Notions de base sur les filtres actifs.....	45
3.2.1 Configuration classique de filtres actifs .....	45
3.2.2 Combinaison de filtres actifs et passifs.....	46
3.3 Description d'un filtre actif relié en série avec des filtres passifs.....	48
3.3.1 Portée de l'étude.....	48
3.3.2 Description de la configuration du circuit.....	49
3.3.3 Description du circuit de contrôle.....	50
3.3.4 Analyse des performances du filtre actif .....	53
3.3.4.1 Problème de résonnance parallèle .....	53
3.3.4.2 Problèmes de résonnance série .....	56
3.3.5 Simulateur du filtre actif de Fujita et Akagi.....	59
3.3.5.2 Exemple de simulation d'un problème de résonnance parallèle.....	59

3.3.5.3 Exemple de simulation d'un problème de résonnance série.....	6 1
3.4 Conclusion .....	6 3
CHAPITRE 4:	
CONCEPTION D'UN GÉNÉRATEUR D'HARMONIQUES DE TENSION .....	6 4
4.1 Introduction.....	6 4
4.2 Étude des perturbations de la tension de ligne.....	6 5
4.2.1 Fluctuation de la fréquence de 60 Hz.....	6 6
4.2.2 Variation de l'amplitude:.....	6 6
4.2.3 Variation de la forme d'onde de tension: .....	6 9
4.2.4 Dissymétrie du système triphasé (déséquilibre des phases).....	7 1
4.3 Description du générateur d'harmoniques de tension .....	7 1
4.3.1 Tests d'immunité et utilité du GHT.....	7 1
4.3.2 Principe de fonctionnement du GHT .....	7 3
4.3.2.1 Transformation des harmoniques de courant en harmoniques de tension.....	7 3
4.3.2.2 Réglage de la tension harmonique de ligne.....	7 7
4.3.2.3 Utilité des filtres passifs accordés .....	7 8
4.4 Conception et analyse du GHT dans le domaine fréquentiel.....	7 8

4.4.1 Conception des filtres accordés utilisé par le GHT .....	78
4.4.1.1 Critères de conception des filtres du GHT:.....	79
4.4.1.2 Résultats du calcul des filtres du GHT.....	79
4.4.2 Analyse des performances du GHT dans le domaine fréquentiel.....	80
 4.5 Simulation numérique du GHT dans le domaine temporel.....	85
4.5.1 Simulation du GHT appliquée aux tests d'immunité .....	85
4.5.2 Simulation des tests d'immunité aux harmoniques de tension.....	85
4.5.3 Simulation des tests d'immunité aux encoches dans la forme de l'onde de tension .....	96
4.5.4 Simulation des tests d'immunité aux perturbations causées par la commutation de condensateurs .....	100
 4.6 Mode de réglage des harmoniques de tension.....	101
4.7 Conclusion .....	105
 CHAPITRE 5: CONCLUSION .....	107
 RÉFÉRENCES .....	109
 ANNEXE A: MODÈLES DE SIMULATIONS DES EVV.....	112

ANNEXE B:	
FICHIERS DU PROGRAMME DE CALCUL ET DE CONCEPTION DES FILTRES PASSIFS ACCORDÉS .....	116
ANNEXE C:	
SIMULATEUR DU FILTRE ACTIF DE FUJITA ET AKAGI.....	128
ANNEXE D:	
SIMULATEUR DU GHT .....	129
ANNEXE E:	
DÉTAIL DES SIMULATIONS DU GHT.....	134

## LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 Convertisseur CC/CA du point de vue des harmoniques de courant.....	7
Figure 2.2a Courant de ligne théorique d'un redresseur triphasé de 6 impulsions à charge inductive.....	8
Figure 2.2b Valeurs théoriques et typiques des harmoniques de courant produits par différents montages redresseurs.....	11
Figure 2.3 Schéma fonctionnel d'un EVV ayant uniquement un filtre capacitif comme lien en tension continue.....	13
Figure 2.4 Courant de ligne du circuit de la figure 2.3.....	13
Figure 2.5 Schéma fonctionnel d'un système d'alimentation d'un EVV dans lequel on utilise un filtre Lf-Cf.....	15
Figure 2.6 Schéma fonctionnel d'un système d'alimentation d'un EVV avec un filtre inductif du côté du réseau.....	15
Figure 2.7 Courant de ligne du circuit présenté à la figure 2.5....	16
Figure 2.8 Courant de ligne du circuit présenté à la figure 2.6....	17
Figure 2.9 Exemple de filtres passifs accordés.....	18
Figure 2.10 Représentation symbolique monophasée d'un convertisseur avec des filtres passifs accordés.....	22

Figure 2.11 Impédance caractéristique du réseau modèle a) [9] ....	24
Figure 2.12 Impédance caractéristique du réseau modèle b) [9]....	24
Figure 2.13 a Organigramme du programme de calcul des filtres.....	37
Figure 2.13 b Organigramme du programme de calcul des filtres (suite).....	38
Figure 2.14 Impédance individuelle des filtres .....	40
Figure 2.15 Impédance du système dans le plan complexe .....	41
Figure 2.16 Formes d'onde de tension et courant de ligne.....	41
Figure 3.1 Topologie d'un filtre actif relié directement au réseau.....	46
Figure 3.2 Combinaison d'un filtre actif relié en série avec la ligne et de filtres passifs accordés reliés en parallèle.....	47
Figure 3.3 Combinaison d'un filtre actif relié en série avec des filtres passifs, l'ensemble étant relié en parallèle avec la ligne.....	48
Figure 3.4 Filtres actifs et passifs accordés reliés en série l'un avec l'autre.....	50
Figure 3.5 Circuit monophasé équivalent de la figure 3.4 .....	54
Figure 3.6 Circuit équivalent du circuit monophasé pour ILh.....	55

Figure 3.7	Caractéristiques du filtre pour les courants harmoniques .....	55
Figure 3.8	Circuit équivalent du filtre actif pour Vsh.....	57
Figure 3.9	Caractéristiques de filtration en fonction de Vsh.....	58
Figure 3.10	Simulation d'un problème de résonnace parallèle.....	60
Figure 3.11	Simulation d'un problème de résonnance série.....	62
Figure 4.1	Exemple de test d'immunité aux creux de tension (Test I6) .....	67
Figure 4.2	Exemple de test d'immunité aux crêtes de tension (Test I7) .....	68
Figure 4.3	Schéma de base pour les tests d'immunité I6 et I7.....	68
Figure 4.4	Exemple de pollution de la tension de ligne par des harmoniques (Test I3, I4, I5).....	69
Figure 4.5	Exemple de test d'immunité aux encoches dans la forme d'onde de tension de ligne (Test I9) .....	70
Figure 4.6	Exemple de test d'immunité à la commutation des condensateurs (Test I8) .....	70
Figure 4.7	Représentation d'un problème de résonnance parallèle.....	74
Figure 4.8	Module de l'impédance Zsh vu du convertisseur.....	74

Figure 4.9 Forme d'onde de tension de ligne résultant du produit $Z_s * I_h$ tel que présenté à l'équation 4.1.....	74
Figure 4.10 Schéma fonctionnel du GHT.....	75
Figure 4.11 Circuit équivalent du GHT pour un harmonique.....	76
Figure 4.12 Module de l'impédance des composantes du GHT .....	80
Figure 4.13 Circuit équivalent monophasé du GHT.....	82
Figure 4.14 Fonction de transfert de la source électronique et du transformateur de distribution en fonction de $f$ .....	84
Figure 4.15 Génération d'harmoniques: combinaison #1 .....	88
Figure 4.16 Génération d'harmoniques: combinaison #2.....	88
Figure 4.17 Génération d'harmoniques: combinaison #3 .....	88
Figure 4.18 Génération d'harmoniques: combinaison #4 .....	89
Figure 4.19 Génération d'harmoniques: combinaison #5 .....	89
Figure 4.20 Génération d'harmoniques: combinaison #6.....	89
Figure 4.21 Circuit de réglage d'un harmonique de tension.....	91
Figure 4.22 Réponse dynamique du circuit de réglage pour l'exemple de la figure 4.15 ( $h_5=33$ volts et $0^\circ$ ).....	91
Figure 4.23 Formes d'onde pour $V_e = 0$ volt pour une charge de 600 kVA.....	93

Figure 4.24 Forme d'onde de courant et tension du système pour l'essai #6 de génération d'harmoniques de tension.....	94
Figure 4.25 Génération d'encoche de tension: essai #1.....	97
Figure 4.26 Génération d'encoche de tension: essai #2.....	97
Figure 4.27 Génération d'encoche de tension: essai #3.....	97
Figure 4.28 Génération d'encoche de tension: essai #4.....	98
Figure 4.29 Génération d'encoche de tension: essai #5.....	98
Figure 4.30 Génération d'encoche de tension: essai #6.....	98
Figure 4.31 Forme d'onde de courant et tension du système pour l'essai #6 de génération d'une encoche de tension.....	99
Figure 4.32 Exemple de forme d'onde de tension produite pour les tests d'immunité aux commutations de condensateurs.....	100
Figure 4.33 Schéma fonctionnel du contrôleur utilisé pour le réglage des harmoniques de tension.....	104
Figure A.1 Schéma SIMULINK d'un système d'alimentation d'un EVV avec onduleur "6 steps" dans lequel on utilise un filtre Lf-Cf .....	113
Figure A.2 Schéma SIMULINK d'un EVV à modulation MLI ayant uniquement un filtre capacitif comme lien en tension continue.....	114

Figure A.3	Schéma SIMULINK d'un système d'alimentation d'un EVV à modulation MLI avec un filtre inductif du côté du réseau.....	115
Figure B.1	Schéma SIMULINK du modèle simplifié d'un EVV vue du réseau de distribution.....	118
Figure B.2	Schéma SIMULINK du système d'alimentation triphasé avec des filtres passifs accordés et un EVV comme charge.....	119
Figure C.1	Schéma SIMULINK du système comprenant des filtres passifs accordés et un EVV comme charge.....	128
Figure D.1	Schéma de sortie du simulateur.....	130
Figure D.2	Schéma principal du simulateur.....	130
Figure D.3	Schéma principal du circuit de contrôle des harmoniques.....	131
Figure D.4	Schéma du circuit de contrôle pour un harmonique..	131
Figure E.1	Résultats de la superposition d'un harmonique.....	135

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Courant harmonique typique des redresseurs triphasés.....	9
Tableau 4.1	Combinaisons d'harmoniques utilisées pour les tests d'immunité.....	8 1
Tableau 4.2	Résultats des essais du GHT pour des exemples de génération d'harmoniques de tension.....	8 2
Tableau 4.3	Combinaisons d'encoches de tension utilisées pour les tests d'immunité I9.....	8 9
Tableau E.1	Résultats de simulation de superposition d'un harmonique.....	134

## LISTE DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS

$A_N, B_N$	Constante intermédiaire relative au calcul de $Q_{fN}$
BEEPSEVV	<u>B</u> anc d' <u>E</u> ssai pour l' <u>É</u> tude des <u>P</u> erturbations <u>S</u> ur les <u>E</u> ntraînements à <u>V</u> itesse <u>V</u> ariable
CA/CC	transformation d'un courant alternatif vers un courant continu
$C_f$	condensateur du filtre
$C_N$	Condensateur du filtre N
$C_{T\$}$	Valeur total des condensateurs à utiliser pour obtenir un coût minimum sur chacun des filtres
$DHTI_s$	Distorsion harmonique totale sur le courant de la source
$DHTV_{L-N}$	Distorsion Harmonique Totale sur la tension ligne-neutre
EPRI	Electric Power Research Institute
EVV	Entraînements à Vitesse Variable
$f_1$	fréquence fondamentale du réseau
$f_n$	fréquence de résonnance du filtre n
FP	Facteur de Puissance
GHT	Générateur d'Harmoniques de Tension

$h_0$	harmonique choisi pour le calcul de la fréquence de résonnance du filtre passe-haut
HP	horsepower
$i_{shu}, i_{shv}, i_{shw}$	composantes harmoniques du courant de la source des phases u, v et w
$i_{su}, i_{sv}, i_{sw}$	courants de la source des phases u, v et w
$I_h$	source de courant de l'harmonique h
$I_{hp}$	Courant total traversant le filtre passe-haut.
$I_{L\ eff}$	valeur efficace du courant de ligne
$I_{sh}$	courant harmonique h pénétrant dans la source
$I_l$	Valeur efficace du courant à la fréquence fondamentale
$I_5, I_7$	Courant traversant les filtres $L_5-C_5$ et $L_7-C_7$
$jX_{Ch}$	impédance complexe du condensateur $C_h$
$jX_{Lh}$	impédance complexe de l'inductance $L_h$
$J_C$	Coût des condensateurs en \$/kVAR
$J_L$	Coût des inductances en \$/kVAR
kVA	kilovoltampère
kVAR	kilovoltampère réactif
K	gain du circuit de réglage du filtre actif
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
p u	par unité "per unit"
$Q_{fN}$	Capacité du filtre N en VAR

$Q_n$	Facteur de qualité du filtre n
$Q_r$	puissance réactive requise
$Re X_{Im}$	plan complexe réel et imaginaire
$R_S$	partie résistive de l'impédance de la source
$S_n$	puissance nominale du transformateur
$V_{L-N \text{ eff}}$	tension efficace ligne-neutre
$V_{1C}$	composante fondamentale de la tension aux bornes du condensateur
$V_{1L}$	composante fondamentale de la tension aux bornes de l'inductance
$X_c$	inductance de commutation
$X_{L_S}$	partie inductive de l'impédance de la source
$Y_{fhN}$	admittance du filtre N
$Z_0$	impédance caractéristique du filtre
$Z_5$	impédance du filtre accordé à la 5 <sup>e</sup> harmonique
$Z_7$	impédance du filtre accordé à la 7 <sup>e</sup> harmonique
$Z_f$	impédance totale des filtres passifs
$Z_{ph}$	impédance du filtre passe-haut
$Z_s$	impédance de la source
$Z_{sh}$	impédance de la source à la fréquence de l'harmonique h
$\delta_n$	facteur d'incertitude sur la fréquence de résonnance

$\theta_m$	angle de l'impédance de la source
$\omega_1$	Pulsation de fréquence fondamentale (rad/s)

# CHAPITRE 1

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

### 1.1 CADRE ET MOTIVATION DU PROJET

Les travaux de recherches décrits dans ce mémoire de Maîtrise s'inscrivent dans le cadre d'un projet de conception d'un banc d'essai pour les Entraînements à Vitesse Variable (EVV) pour le Laboratoire des Technologies Électrochimiques et des Électrotechnologies d'Hydro-Québec (le LTEE d'H-Q).

Le laboratoire possède un banc d'essai pour la mesure du rendement des moteurs à induction et désire étendre sa fonctionnalité aux tests des EVV d'une puissance de 1 à 600 kVA (1 à 800 HP). Le banc d'essai a pour objet d'étudier les problèmes d'émission des courants harmoniques et de défaillance des EVV faces aux perturbations produites sur une ligne de distribution (test d'émission et d'immunité).

La conception prend comme point de départ la description des essais requis dans le document SC-610 de l'Electric Power Research Institute (EPRI). Ce document décrit une série de protocoles de tests sur les EVV de faible puissance<sup>[1]</sup>. Elle repose également sur l'analyse des informations contenues dans la littérature scientifique et sur des travaux de simulation.

## 1.2 SIMULATION NUMÉRIQUE DU BANC D'ESSAI

Ce travail couvre la partie du projet se rapportant aux simulations du banc d'essai appliquées aux tests décrits dans le document SC-610 [1]. Le simulateur utilisé est le logiciel SIMULINK [2], qui est l'interface graphique du programme MATLAB [3]. Le Groupe de Recherche en Électronique Industrielle (GREI) de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR) a mis au point deux librairies de données dans SIMULINK appelé SIMUSEC [4] et SEMALINK [5]. Ces librairies sont la base du simulateur SIMUSEP (Simulation des Systèmes en Électronique de Puissance) utilisé pour fin d'analyse temporelle de systèmes électroniques en commutation. Partant de ce simulateur nous nous proposons de développer les nouveaux modèles pour les éléments constituant le banc d'essai "BEEPSEVV" (Banc d'Essai pour l'Étude des Perturbations Sur les Entraînements à Vitesse Variable).

## 1.3 CONCEPTION DU BANC D'ESSAI

La partie critique de la conception et de la réalisation du banc d'essai se retrouve dans la section décrivant les tests d'immunité des EVV aux perturbations sur la forme d'onde de la source de tension. Le document SC-610 suggère d'utiliser une source électronique programmable raccordée directement à l'entrée de l'EVV pour effectuer ce type de test. En pratique, dû au coût des sources de puissance, cette façon de faire, bien que simple et élégante, n'est pas économiquement réalisable sur des EVV de plus de 100 kVA. Nous avons donc dû étudier des approches différentes pour créer un

système d'alimentation ayant les caractéristiques désirées mais pour un coût bien inférieur au montage suggéré par le document SC-610.

Pour cela, nous proposons le montage présenté au chapitre 4 qui a pour objet de générer une forme d'onde de tension perturbée, à la fréquence du réseau, tout en ne nécessitant qu'une source électronique d'une puissance réduite. Ce montage et son circuit de commande constituent la principale innovation technique des travaux décrits dans ce projet. En raison de ce mérite, ce "générateur d'harmoniques de tension" (GHT) fera l'objet d'une analyse plus approfondie.

En plus de la conception du GHT, ce mémoire a également comme objectif de développer des modèles de simulation numérique des composantes constituant le banc d'essai. Ces modèles seront, dans un premier temps, utiles à la conception du banc d'essai et par la suite, utilisés pour les tests de compatibilité des systèmes (tests se limitant à des simulations numériques d'une installation réelle<sup>[1]</sup>).

#### **1.4 DESCRIPTION DES SUJETS TRAITÉS**

Le chapitre 2 présente les calculs pertinents à la conception de filtres passifs accordés par le développement d'un programme MATLAB. Ce type de filtre est utilisé dans le montage du GHT et dans un montage classique afin de limiter la distorsion sur l'onde de tension pour les tests de rendement et d'émission des EVV.

Le chapitre 3 présente un type de filtre actif dont la configuration a inspiré la conception du GHT présenté au chapitre 4. On introduit dans ce chapitre la méthode de calcul utilisée par le circuit de réglage du GHT qui est le calcul des "puissances imaginaires instantanées" ("Instantaneous Imaginary Power" [6]). Nos résultats de simulation de ce dispositif sont confrontés aux résultats de mesure publiés par le concepteur de ce filtre. Ceci nous permet de valider notre modèle de simulation avec des mesures expérimentales.

Le chapitre 4 présente la conception du générateur d'harmoniques de tension qui sera utilisé pour les tests d'immunité des EVV. On y retrouve les modèles de simulation développés pour ce projet avec les résultats obtenus pour différentes perturbations typiques de l'onde de tension. On y présente également les solutions suggérées pour effectuer ou simuler les autres tests décrits dans le document SC-610.

Le chapitre 5 est une conclusion générale du mémoire. Les points importants de la conception du banc d'essai y sont résumés. Les simulations démontrent la faisabilité du projet de conception du GHT.

## CHAPITRE 2

### ÉTUDE DES PERTURBATIONS ÉLECTRIQUES PRODUITES PAR LES EVV ET CONCEPTION DES FILTRES PASSIFS ACCORDÉS

#### 2.1 INTRODUCTION

Les charges électriques non linéaire, telles que les entraînements à vitesse variable, qui utilisent des convertisseurs de fréquence à semi-conducteurs, sont la cause de la production de courants harmoniques. Ces courants peuvent se propager à l'intérieur du réseau électrique d'une usine et créer des perturbations à l'onde de tension. Ils sont également susceptibles de créer des interférences électromagnétiques par rayonnement ou d'engendrer d'autres problèmes reliés à la conduction directe de ces courants. Le banc d'essai qui sera implanté au LTEE couvre cet aspect du problème qu'est *l'émission des courants harmoniques* produits par les EVV.

L'étude des émissions de courants harmoniques a deux utilités pour le banc d'essai du LTEE. La première s'applique à la caractérisation des émissions de courants harmoniques, selon une procédure standard [1], pour évaluer les perturbations produites par différents convertisseurs. La seconde consiste à utiliser les résultats de cette étude afin de concevoir des filtres permettant de réduire l'amplitude de ces courants harmoniques en deçà des limites acceptables [7, 8]. Des filtres

accordés sont utilisés dans les deux cas et c'est pourquoi nous avons développé un programme de conception de filtres. Ce chapitre traite de la conception de ce programme.

Le chapitre débute par un bref rappel des notions de base sur les émissions de courants harmoniques avec les techniques envisageables pour leurs réductions. Nous abordons ensuite la conception des filtres passifs accordés à l'aide du calcul d'impédance dans le domaine fréquentiel. Nous verrons de quelle façon jumeler les modèles de simulation, dans le domaine temporel, à ce programme de calcul de filtres de manière à vérifier les performances du système en régime permanent ou transitoire avec des charges non linéaire et variable en amplitude.

## 2.2 NOTIONS DE BASE SUR LES HARMONIQUES ET SUR LE CALCUL DES FILTRES ASSISTÉ PAR ORDINATEUR

### 2.2.1 Perturbations de la forme d'onde de tension

Dans ce travail, on s'intéresse aux perturbations causées par les charges électroniques qui peuvent modifier la forme d'onde de tension d'alimentation du réseau électrique de distribution. Ces charges peuvent être assimilées à des générateurs de courants harmoniques dont les amplitudes sont pratiquement indépendantes de l'impédance du réseau d'alimentation. La figure 2.1 montre un convertisseur CA/CC représenté uniquement du point de vue des harmoniques de courant produits par le convertisseur du côté du réseau électrique.

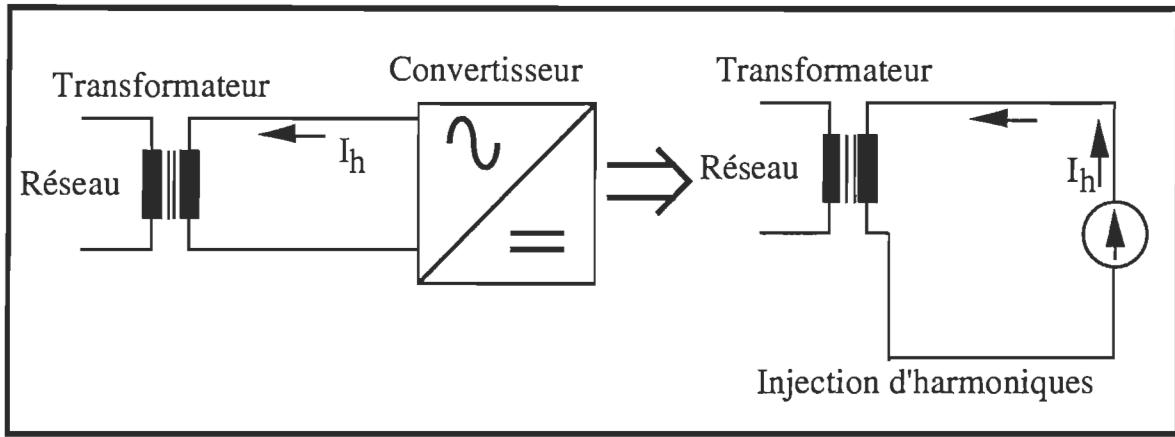


Figure 2.1: Convertisseur CC/CA du point de vue des harmoniques de courant

Les perturbations typiques des convertisseurs classiques sont bien connues. On les représente souvent comme des sources d'harmoniques de courant. Cette représentation provient d'une décomposition mathématique de forme d'onde, non sinusoïdale, en une somme de signaux sinusoïdaux appelée *série de Fourier* telle que présentée à l'équation 2.1.

$$f(t) = C_0 + \sum_{h=1}^{\infty} C_h \cos(h\omega_1 t + \theta_h) \quad (2.1)$$

où:  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ,  $f_1$  est la fréquence fondamentale

$h$  rang de l'harmonique

$C_0$  est la composante continue du signal

$C_h$  est l'amplitude maximale de l'harmonique  $h$

$\theta_h$  est le déphasage de l'harmonique  $h$

Par exemple, la figure 2.2a qui présente la forme d'onde idéale d'un convertisseur de courant à 6 impulsions peut être décomposée en une série de Fourier tel que défini par l'équation 2.2. Ces valeurs peuvent être utilisées pour la conception des filtres. Toutefois, dû à l'inductance de commutation  $X_C$  ou au déséquilibre des phases, il peut y avoir des différences importantes entre les valeurs idéalisées de ces formes d'onde et les valeurs mesurées sur un réseau complexe. Ainsi il est préférable d'utiliser des valeurs typiques de courant harmonique lorsque celles-ci sont disponibles. La figure 2.2b présente un graphique des valeurs typiques des courants de différents types de redresseurs ainsi que les courants harmoniques théoriques du redresseur à 6 impulsions. Ces données présentées au tableau 2.1, proviennent des normes IEEE 519-1992 [8] qui se veut un guide sur le contrôle des harmoniques et sur la compensation de la puissance réactive consommée par les convertisseurs de puissance.

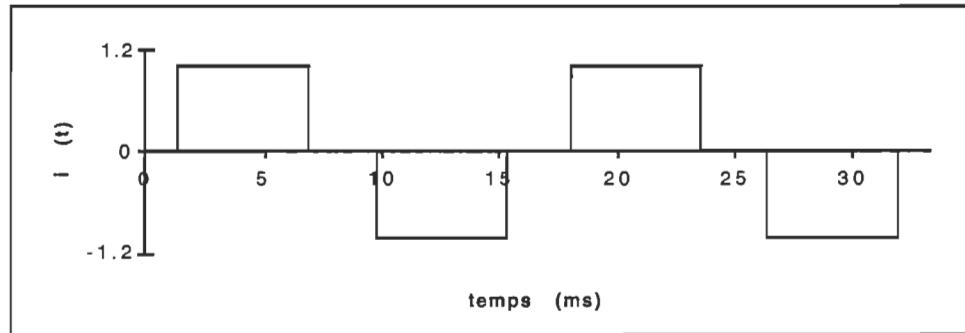


Figure 2.2a: Courant de ligne théorique d'un redresseur triphasé de 6 impulsions à charge inductive

Les données présentées au tableau 2.1 correspondent à des convertisseurs où le courant de charge est parfaitement lissé. Ces données sont utiles mais elles ne sont pas représentatives des EVV de faible ou de moyenne puissance qui utilisent généralement des filtres capacitifs sur le lien à tension continue. Dans ce cas, on fera appel à la mesure des courants ou à un simulateur fonctionnant dans le domaine temporel, afin d'évaluer de façon plus précise les amplitudes des courants harmoniques produits par l'EVV.

Tableau 2.1: Courant harmonique typique des redresseurs triphasés

Nombre d'Impulsions		Rang de l'harmonique							
		5	7	11	13	17	19	23	25
6	Théorique	.200	.143	.091	.077	.059	.053	.043	.040
	Typique	175	.110	.045	.029	.015	.010	.009	.008
12	Théorique	.000	.000	.091	.077	.059	.053	.043	.040
	Typique	.021	.014	.075	.059	.011	.009	.015	.011
18	Théorique	.000	.000	.000	.000	.059	.053	.043	.040
	Typique	.026	.016	.007	.004	.015	.010	.001	.001
24	Théorique	.000	.000	.000	.000	.000	.000	.043	.040
	Typique	.026	.016	.007	.004	.002	.001	.009	.008

$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \left[ \sin(\omega t + \phi_1) - \left( \frac{1}{5} \sin(5\omega t + \phi_5) \right) - \left( \frac{1}{7} \sin(7\omega t + \phi_7) \right) + \left( \frac{1}{11} \sin(11\omega t + \phi_{11}) \right) + \left( \frac{1}{13} \sin(13\omega t + \phi_{13}) \right) - (\dots) \right] \quad (2.2)$$

où:  $i(t)$  courant instantané théorique d'un redresseur idéal de 6 impulsions (Voir figure 2.2a)

$\omega$   $\omega = 2\pi f_1$ ,  $f_1$  est la fréquence fondamentale de 60 Hz

$h$  5, 7, 11, 13 : rang de l'harmonique

$I_1$  Valeur efficace du courant à la fréquence fondamentale

On peut noter que les amplitudes typiques des harmoniques sont en général plus faibles que leurs valeurs théoriques. Par contre, il n'y a pas d'annulation complète des harmoniques de rang plus faible lorsque l'on utilise des configurations de redresseur de 12, 18 ou 24 impulsions. Par exemple, pour un redresseur de 12 impulsions la 5e harmonique est théoriquement nulle alors que sa valeur typique est de 2.1 % du fondamental.

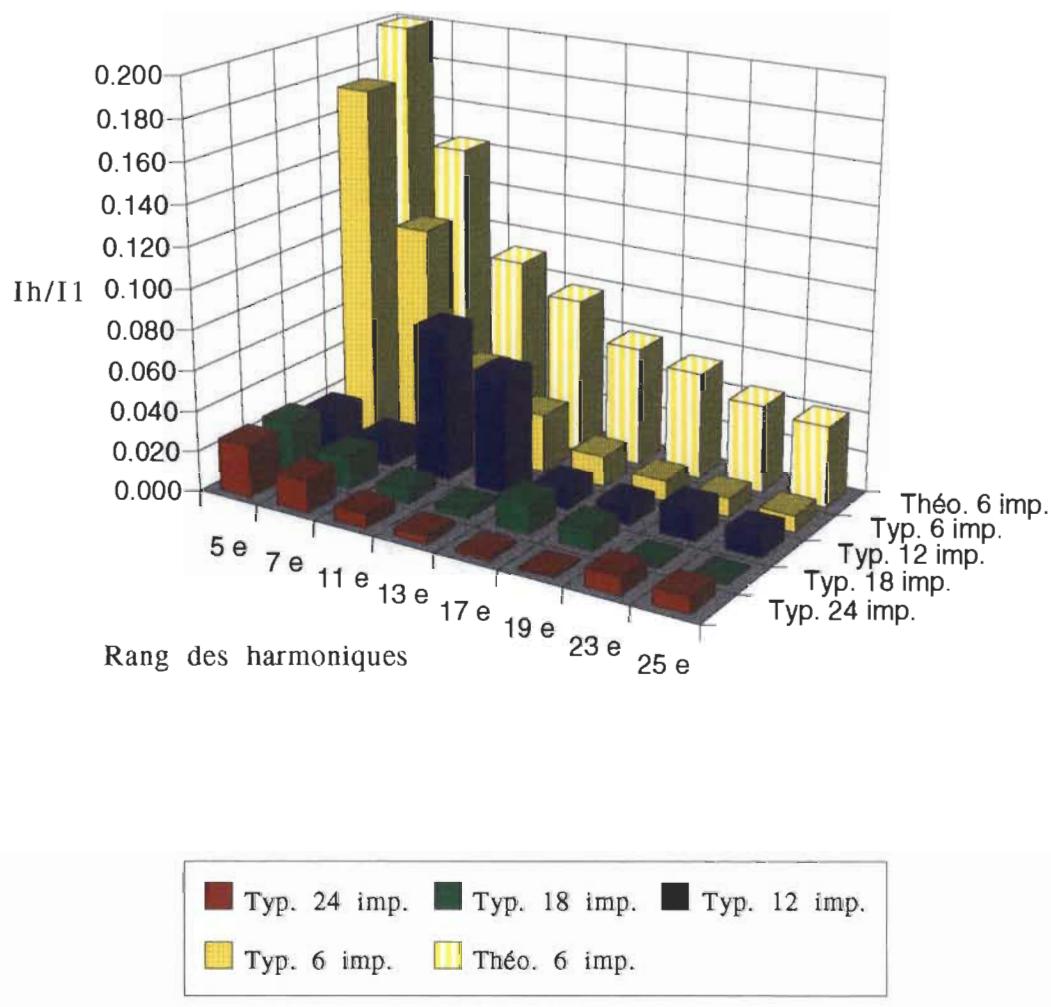


Figure 2.2b: Valeurs théoriques et typiques des harmoniques de courant produits par différents montages redresseurs

## 2.2.2 Simulation des configurations les plus communes d'EVV

Dans la gamme de puissances d'EVV étudiée pour ce projet, les convertisseurs les plus répandus utilisent un onduleur à commande de type Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) alimenté par un redresseur à diodes de 6 impulsions. Les différences les plus marquées entre les différents convertisseurs commerciaux se retrouvent au niveau du patron de commutation de l'onduleur (fréquence, algorithme de réglage, etc.) et selon le type de filtre utilisé pour produire le lien en tension continue.

Dans ce chapitre, on s'intéresse aux harmoniques produits sur le réseau; comme celles-ci dépendent principalement du circuit redresseur nous étudierons et ferons la simulation numérique de différentes configurations de filtres utilisés par le circuit redresseur. La charge raccordée sera un EVV de 50 ou de 500 HP. Les simulations de l'EVV de 50 HP ont pour objet de vérifier les modèles utilisés par des mesures au laboratoire alors que les simulations de l'EVV de 500 HP permettent de vérifier les performances des filtres à la puissance nominale du banc d'essai. Cette démarche permet de montrer la méthode de calcul de filtre utilisé ainsi que de présenter les différents modèles d'EVV développés à cette fin. Ces modèles sont également utiles pour la conception du générateur d'harmoniques et pour les tests de compatibilité des systèmes.

La figure 2.3 présente le premier type d'EVV étudié. Il s'agit du cas où le filtre sur le lien à tension continue est complètement capacitif. Dans ce cas seule l'impédance du transformateur d'alimentation électrique limite l'appel de courant du condensateur  $C_f$ . Le modèle de simulation numérique SIMUSEC [14] de cette configuration est présenté en annexe. Les résultats de simulation sont présentés à la figure 2.4

Les principaux paramètres de simulation sont les suivants:

Source de tension: *Transformateur 575 V, 3Ph, Impédance de fuite de 5 %*

Filtre sur le lien en tension continue:  $C_f=2000 \mu F$

Charge: *Moteur à induction de 50 HP.*

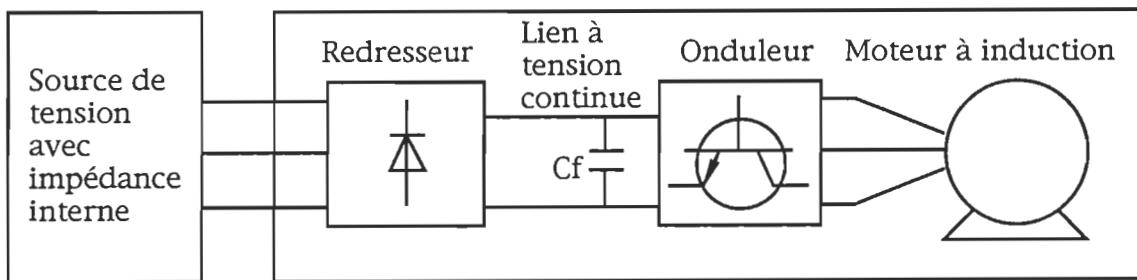


Figure 2.3: Schéma fonctionnel d'un EVV ayant uniquement un filtre capacitif comme lien en tension continue.

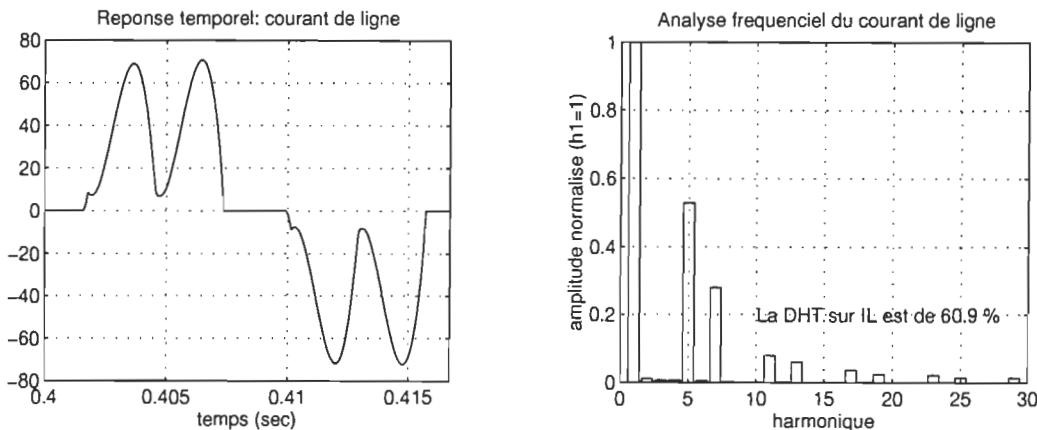


Figure 2.4: Courant de ligne du circuit de la figure 2.3

Pour cette topologie de circuit la forme d'onde du courant de ligne dépend de la valeur de  $C_f$  et de  $L_f$  ainsi que de la charge. Dans ce cas la façon la plus adéquate de calculer le contenu harmonique du courant de ligne est d'effectuer une simulation numérique du circuit dans le domaine temporel.

Les figures 2.5 et 2.6 présentent les deux autres configurations de redresseurs étudiés. Dans chacun des cas, on ajoute une inductance afin de limiter la crête du courant d'appel du condensateur. Cette inductance peut être placée soit sur le lien à tension continue, soit à l'entrée du redresseur du côté courant alternatif. Les nouveaux modèles SIMUSEP de ces configurations sont présentés respectivement aux figures A.2 et A.3 de l'annexe A. Les formes d'onde de courant, tirées des résultats de la simulation numérique, sont présentées aux figures 2.7 et 2.8. Dans ces configurations, le contenu harmonique de courant dépend du choix d'inductances utilisées: une faible valeur d'inductance nous rapproche des résultats de la figure 2.2 alors qu'une valeur élevée d'inductance procure le contenu harmonique d'un convertisseur de courant tel que présenté au tableau 2.1.

On utilise surtout la topologie capacitive (figure 2.2) pour les convertisseurs de faible puissance (<100 H.P.). Cette configuration, plus économique, permet d'obtenir la tension moyenne la plus élevée et requiert moins d'espace que les deux autres topologies. Les convertisseurs de grande puissance utilisent plutôt la configuration présentée à la figure 2.5 (avec filtre passe-bas LC). L'ajout de

l'inductance série sur le lien à courant continu réduit la distorsion sur la forme d'onde de courant. La topologie de la figure 2.6 correspond au cas où l'on ajoute un transformateur d'isolation à l'entrée de l'EVV à la topologie de la figure 2.3. Cet ajout devient nécessaire si l'EVV est relié à un transformateur présentant une faible impédance afin de limiter le courant tiré par le condensateur  $C_f$ . Le choix de la topologie à utiliser varie d'un fabricant à l'autre car les deux configurations procurent le même effet bénéfique sur la réduction des harmoniques de courant produites par l'EVV.

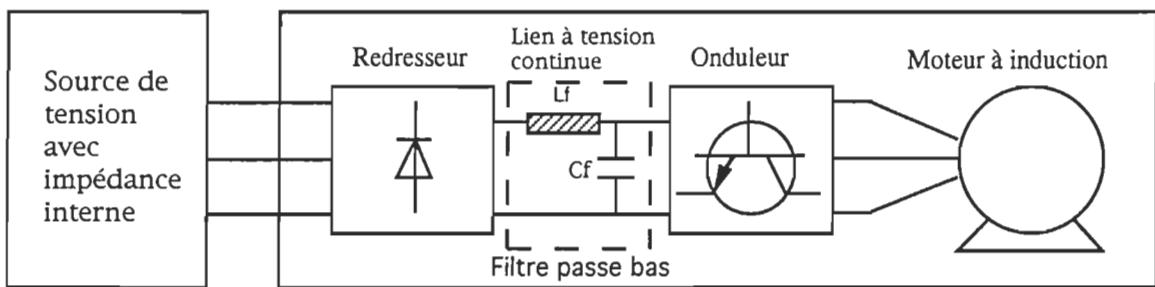


Figure 2.5: Schéma fonctionnel d'un système d'alimentation d'un EVV dans lequel on utilise un filtre Lf-Cf.

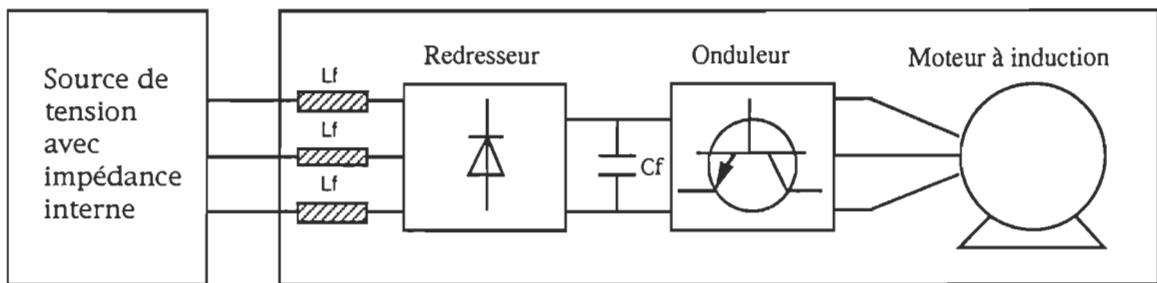


Figure 2.6: Schéma fonctionnel d'un système d'alimentation d'un EVV avec un filtre inductif du côté du réseau

L'analyse spectrale des formes d'onde de courant produites par les trois configurations étudiées et simulées, sera utilisée pour le calcul de filtres présenté à la section 2.3. La définition du calcul du taux de distorsion utilisé dans l'analyse spectrale est présentée à l'équation 2.3. Elle provient du guide IEEE Std 519-1992[8] qui aborde les notions importantes à la compréhension et à l'analyse des convertisseurs électroniques.

$$\text{Facteur de Distorsion} = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{50} \text{Amplitude des harmoniques}^2}{\text{Amplitude de la fondamentale}^2}} \quad (2.3)$$

Les paramètres de simulation des EVV présentés aux figures 2.5 et 2.6 sont les mêmes que l'exemple précédent sauf pour l'ajout des inductances  $L_1$  dans chaque phase.

Filtre sur le lien en tension continue [13]:  $C_f=2000 \mu F$ ,  $L_f=2 mH$

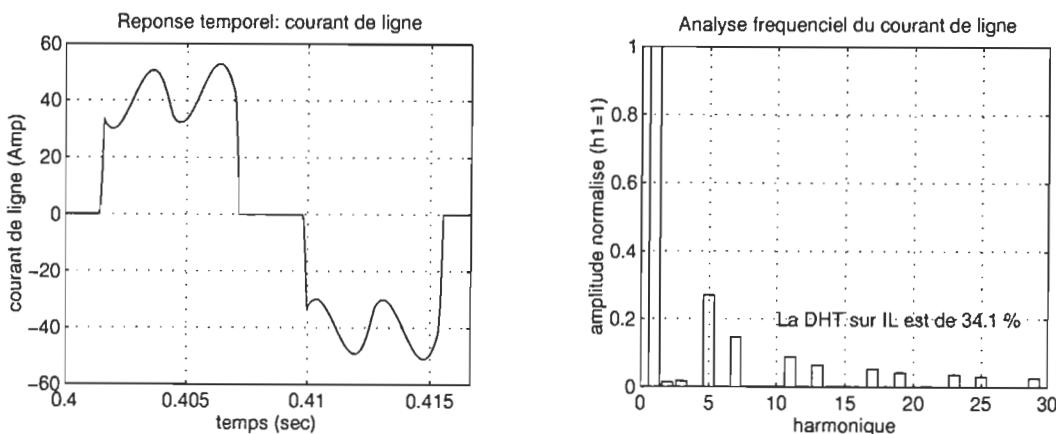


Figure 2.7: Courant de ligne du circuit présenté à la figure 2.5

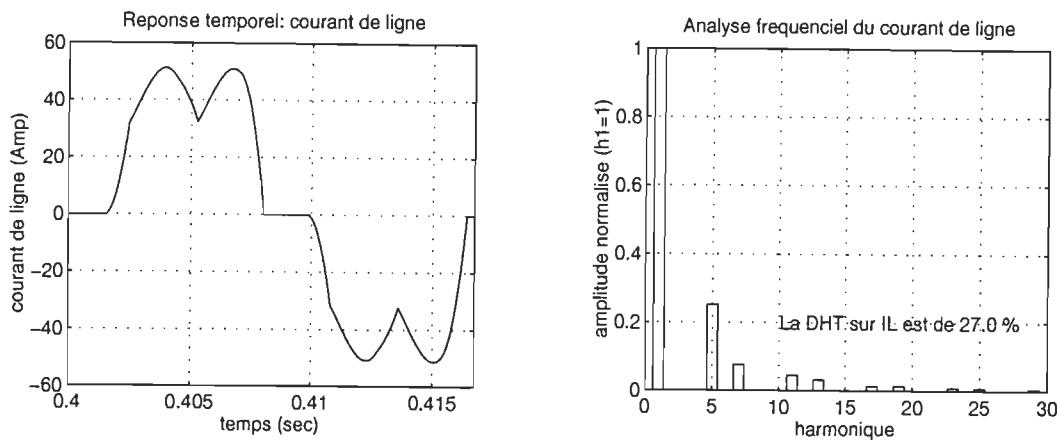


Figure 2.8: Courant de ligne du circuit présenté à la figure 2.6

### 2.3 RÉDUCTION DES HARMONIQUES INJECTÉS SUR LE RÉSEAU

#### 2.3.1 Généralités

Le taux d'harmoniques de courants injectés sur le réseau électrique de distribution peut être réduit de plusieurs façons.

La première méthode consiste à réduire les courants harmoniques à la source; par exemple, en utilisant des configurations du redresseur (groupement série ou parallèle) permettant l'annulation de certains courants harmoniques. On a vu par exemple, au tableau 2.1, qu'un redresseur de 12 impulsions permet de réduire considérablement les harmoniques de rangs 5 et 7. L'utilisation d'un transformateur d'isolation, dans certaines configurations, peut également avoir le même effet.

La seconde méthode consiste à utiliser des filtres afin de "trapper" les courants harmoniques (filtres passifs accordés) ou à les compenser par l'utilisation d'une seconde source de courants harmoniques jouant le rôle d'un filtre actif (Voir chapitre 3).

La figure 2.9 présente un montage utilisant une série de filtres passifs accordés disposés à l'entrée d'un redresseur triphasé. Ces filtres LC augmentent la capacité de court-circuit entre les lignes (à certaines fréquences) de manière à diminuer l'absorption des courants harmoniques par le réseau.

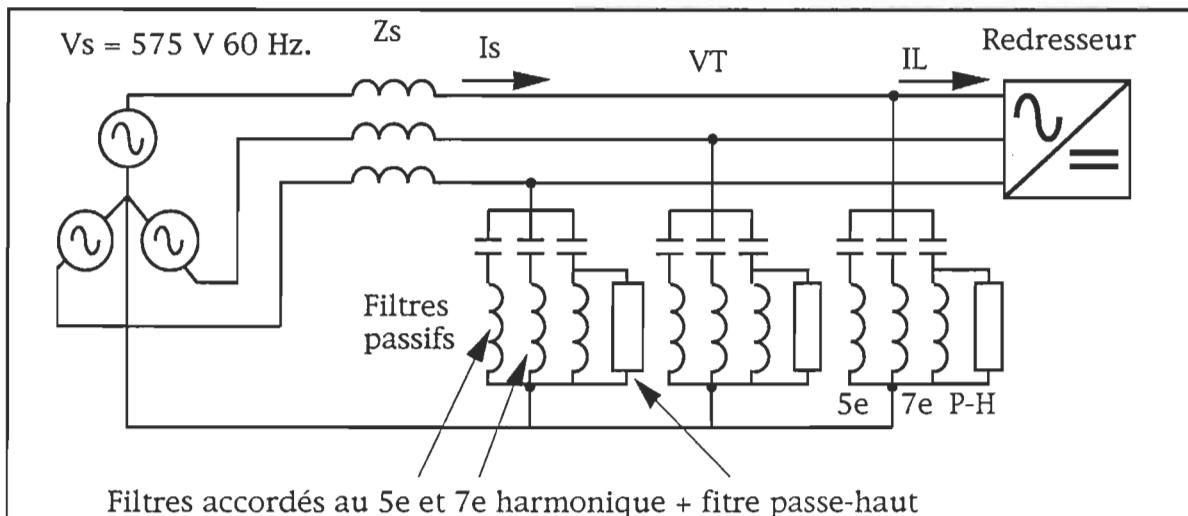


Figure 2.9: Exemple de filtres passifs accordés

Le principal inconvénient de ces filtres est que leurs caractéristiques sont fortement influencées par l'impédance de la source,  $Z_s$ .

- Les valeurs des éléments réactifs des filtres peuvent entrer en résonnance parallèle avec l'inductance de source et ainsi créer une amplification des courants harmoniques se transformant en pointe de tension.
- Les filtres peuvent entrer en résonnance série, avec les harmoniques produits par la source de tension et ainsi drainer des courants beaucoup plus grands que ceux prévus pour compenser les courants harmoniques produits par la charge non linéaire.

Les simulations numériques, dans le domaine temporel, permettent de déceler ce type de problèmes. L'utilisation de filtres actifs raccordés en série avec les filtres passifs élimine ces inconvénients. Ces filtres sont présentés au chapitre 3 avec un exemple de problème de résonnance série et de résonnance parallèle.

### 2.3.2 Conception des filtres passifs accordés

#### 2.3.2.1 Calcul des filtres dans le domaine fréquentiel

Habituellement, le calcul des filtres se fait uniquement dans le domaine fréquentiel, en régime établi et stable. On associe alors l'impédance des inductances et des condensateurs aux représentations complexes  $jX_L$  et  $-jX_C$  selon les équations 2.4 et 2.5. En général, on

représente les résistances R par une impédance réelle et constante sur la plage de fréquence étudiée.

$$j X_{L_h} = j 2\pi(h f_1) L \quad (2.4)$$

$$-j X_{C_h} = \frac{1}{j 2\pi(h f_1) C} \quad (2.5)$$

où: h est le rang de l'harmonique étudié de 1 à 50,  
 $f_1$  est la fréquence fondamentale de l'onde de tension,  
 $-jX_{C_h}$  et  $jX_{L_h}$  sont les impédances complexes du condensateur C et de l'inductance L en régime sinusoïdal établi à la fréquence harmonique  $h*f_1$ .

Le calcul des filtres utilise la théorie de superposition. Pour chacun des 50 premiers harmoniques, on calcule un circuit dans le domaine fréquentiel et on en déduit les tensions et les courants produits par une source de courant harmonique. L'onde de tension ou de courant peut ensuite être reconstituée dans le domaine temporel par la sommation des harmoniques en utilisant l'équation 2.1.

### 2.3.2.2 Description du programme de calcul de filtre

Nous avons développé un programme pour la conception de filtre dans le langage de programmation MATLAB fourni à l'annexe B. Ce programme est simple car le langage MATLAB manipule directement les nombres complexes utilisés par les équations 2.4 et 2.5. De plus, il

utilise les données de simulation du système provenant du logiciel SIMULINK qui est l'interface graphique de MATLAB. Le logiciel SIMULINK calcul les courants harmoniques produits par l'EVV, selon les modèles présentés aux annexes A et B, puis le logiciel MATLAB fait le calcul des filtres. Finalement, on vérifie les performances de ces filtres dans le domaine temporel à l'aide du modèle présenté à la figure B1. Les données transitent d'une façon naturelle d'un programme à l'autre puisqu'elles proviennent du même langage de base. L'utilisation conjointe de ces deux programmes, dans le domaine fréquentiel et temporel, constitue un avantage important par rapport à la méthode classique de conception de filtres.

#### 2.3.2.3 Critères de conception des filtres

Pour ce projet les critères de conception des filtres dépendent du but qu'on définit. Nous avons mentionné à la section 2.1 que ce programme servirait à deux applications distinctes. La première va aux tests d'émission et de rendement des EVV sur le banc d'essai. Dans ce cas, le document SC-610 précise que l'on doit respecter une distorsion harmonique totale (DHT) maximale de 1 % pour l'onde de tension à l'entrée du redresseur. Le calcul des filtres tient compte de ce critère qui est en fonction de la charge mise sous essai et de l'impédance du transformateur d'alimentation électrique utilisé. La seconde application est de fournir des recommandations aux clients d'Hydro-Québec sur le choix de filtres à utiliser afin de réduire l'émission des harmoniques de courant. Cela demande une conception

qui minimise le coût des installations tout en limitant l'amplitude des courants harmoniques à un niveau acceptable selon la norme IEEE Std 519-1992[8]. De plus, ce type de filtre est souvent utilisé afin de corriger le facteur de puissance de l'usine; ainsi le programme tient également compte de ce critère de conception.

#### 2.3.2.4 Étapes de design des filtres

Les étapes de conception des filtres sont énumérées aux points 1 à 10 présentés dans cette sous-section. Elles consistent à calculer, en valeurs réelles, les éléments du circuit équivalent monophasé de la source de courant harmonique de la figure 2.9 en fonction de la plage de fréquences étudiées afin de répondre aux critères de design.

La figure 2.10 présente l'ajout de filtres accordés au circuit de la figure 2.1. Ces filtres permettent de minimiser le courant  $I_{sh}$  pénétrant dans la source  $V_s$  et ainsi diminuer la distorsion de la tension de ligne  $V_{th}$  ( $V_{th} = I_{sh} Z_{sh}$ ).

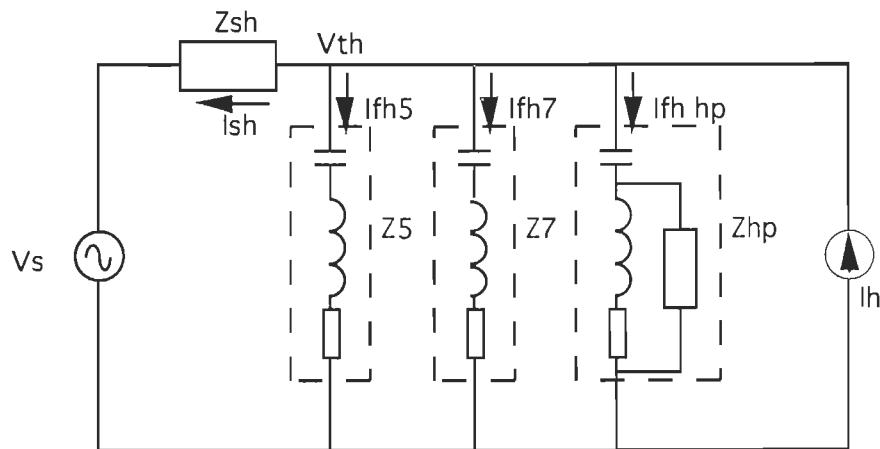


Figure 2.10: Représentation symbolique monophasée d'un convertisseur avec des filtres passifs accordés.

### Étape 1 - Déterminer l'impédance de la source

On représente l'impédance de la source  $Z_s$  sous forme d'un angle  $\theta_m$  constant. Ceci correspond à une inductance pure reliée en série avec une résistance dont la valeur augmente de façon linéaire avec la fréquence  $f$  ( $Z_s = R + j X_{Ls}$ , où  $R = k f R_S$ ). Cette valeur n'est habituellement pas disponible mais, en première approximation, pour les transformateurs de capacité supérieure à 500 kVA, la valeur de  $X_{Ls}$  est au moins 5 fois plus grande que celle de la résistance  $R_S$ ; soit  $\theta_m > 78^\circ$ . La figure 2.11 montre cette représentation simplifiée (modèle a) de l'impédance du réseau. La figure 2.12 présente un modèle (b) plus complet mais plus difficile à implanter dans un simulateur, car il nécessite de connaître  $R_1$ ,  $R_2$  et l'angle  $\theta_m$ . Nous avons décidé de choisir le modèle de la figure 2.11 dans notre programme car il permet de calculer facilement un facteur de qualité optimal des filtres en fonction des variations des paramètres du système (Voir l'étape 8)

Dans cette étape du calcul, on doit également spécifier la puissance du transformateur  $S_{nom}$  en kVA, son impédance  $Z_s$  en p.u., sa tension ligne-neutre  $V_{l-n}$  et la fréquence fondamentale du réseau  $f_l$ . Ces données sont disponibles sur la plaque signalétique du transformateur.

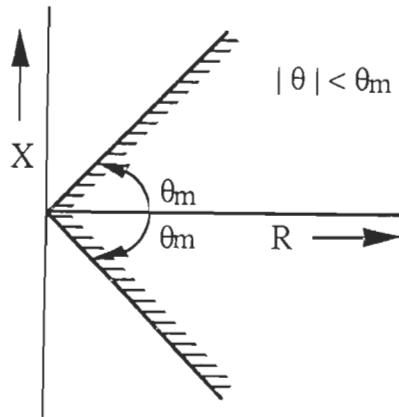


Figure 2.11: Impédance caractéristique du réseau modèle a) [9]

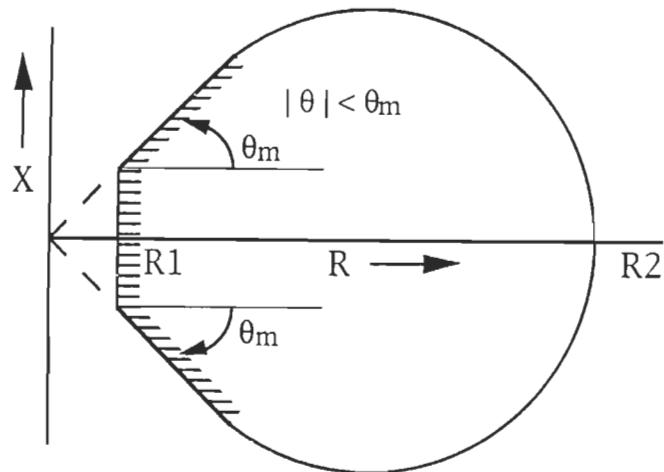


Figure 2.12: Impédance caractéristique du réseau modèle b) [9]

Étape 2 - Caractériser la charge en terme de courants harmoniques

La caractérisation de la charge peut se faire des deux façons suivantes:

La première est de fournir au programme un vecteur avec le contenu normalisé des courants harmoniques mesurés (amplitude et phase), la valeur du courant de ligne, et le facteur de puissance de la charge. Le

vecteur des courants harmoniques peut également être calculé par le programme dans le cas général de l'équation 2.2.

La seconde façon de procéder consiste à utiliser les données provenant de la simulation du système (EVV+Transformateur+autres composants du système) dans le domaine temporel selon les modèles fournis à l'annexe A (modèle A.1, A.2 ou A.3). Dans ce cas, le programme lit les résultats de simulation sauvegardés dans un fichier MATLAB et fait l'analyse spectrale nécessaire au calcul des filtres. Les données en entrée proviennent de la simulation numérique du modèle SIMUSEP correspondant à l'EVV et au moteur raccordé au banc d'essai. Un bon choix de configuration d'EVV est disponible et présenté à l'annexe A.

### Étape 3 - Calculer la puissance réactive à corriger

À partir du facteur de puissance calculé ou défini par l'utilisateur, on calcule la puissance réactive qui corrige le facteur de puissance du convertisseur à l'aide de l'équation (2.6).

$$Q_r = S\sqrt{1 - FP^2} \quad (2.6)$$

où: FP est le facteur de puissance,

FP varie entre 0.9 et 0.95 pour un redresseur  
6 impulsions à diode.

FP vaut 0.82 pour un redresseur 6 impulsions à thyristor  
avec  $\alpha = 30^\circ$ .

$S = V_{L-N \text{ eff}} * I_{L \text{ eff}}$ , est la puissance apparente

monophasée en VA

$V_{L-N\ eff}$  est la tension efficace ligne-neutre

$I_{L\ eff}$  est le courant de ligne

$Q_r$  est la puissance réactive requise en VAR

On utilise cette valeur de  $Q_r$  dans le cas où l'on s'intéresse à la correction du facteur de puissance en priorité sur la diminution des courants ou tensions harmoniques.

Étape 4 - Calculer la valeur totale du condensateur à utiliser

Comme première approximation, on calcule la valeur de condensateur  $C_T$  à utiliser pour fournir la puissance réactive capacitive  $Q_r$  à la fréquence fondamentale  $f_1$  selon l'équation (2.7).

$$C_T = Q_r / \omega_1 V_{1C}^2 \quad (2.7)$$

où:  $Q_r$  est la puissance réactive capacitive requise en VAR

$V_{1C}$  est la tension aux bornes du condensateur

Étape 5 - Distribuer cette valeur de  $C_T$  sur les filtres requis

Pour cette application nous avons choisi de distribuer cette valeur totale de capacité sur trois filtres parallèles accordés aux 5<sup>e</sup> et 7<sup>e</sup> harmoniques et à un filtre passe-haut centré sur le 11<sup>e</sup> harmonique.

$$C_T = C_5 + C_7 + C_{HPF} \quad (2.8)$$

L'équation (2.8) comporte une infinité de combinaisons possibles. Nous avons choisi de distribuer la puissance réactive totale des condensateurs en fonction de l'amplitude des courants harmoniques traversant chacun des filtres et selon une procédure de minimisation du coût des filtres [12] présentée aux équations 2.9 à 2.19.

La puissance réactive capacitive totale du filtre (tenant compte de la composante fondamentale de la tension de ligne et de l'harmonique de courant traversant le filtre) est donnée par l'équation 2.9

$$Q_c = V_{1C}^2 \omega_1 C + \frac{I_h^2}{h \omega_1 C} = Q_f + \frac{V_1^2 I_h^2}{h Q_f} \quad (2.9)$$

où:

$Q_C$  = Puissance réactive capacitive totale du filtre (VAR)

$V_{1C}$  = Tension de fréquence fondamentale aux bornes du condensateur (Volt)

$\omega_1$  = Pulsation de fréquence fondamentale =  $2\pi * 60$  (rad/s)

$C$  = Valeur du condensateur (Farad)

$I_h$  = Courant de l'harmonique 'h' traversant le filtre

$h$  = Rang de l'harmonique auquel le filtre est accordé

$Q_f = V_1^2 \omega_1 C$  = Capacité du filtre pour la fréquence fondamentale  $f_1$  (VAR)

On détermine la puissance réactive inductive totale du filtre ( $Q_L$ ) en fonction de la valeur du filtre  $S_f$  selon les équations 2.10 à 2.14.

$$Q_L = \frac{V_{1L}^2}{\omega_1 L} + I_h^2 h \omega_1 L \quad (2.10)$$

À la fréquence de résonnance ( $h*f_1$ ) les valeurs de L et de C sont liées par l'équation 2.11:

$$L = \frac{1}{(\omega_1 * h)^2 C} \quad (2.11)$$

En remplaçant la valeur de L de l'équation 2.11 dans l'équation 2.10, on détermine l'équation 2.12:

$$Q_L = h^2 V_{1L}^2 \omega_1 C + \frac{I_h^2}{h \omega_1 C} \quad (2.12)$$

La tension  $V_{1L}$  due à la fréquence fondamentale exprimée en fonction de la tension  $V_{1C}$  est donnée par l'équation 2.13:

$$V_{1L} = \frac{V_{1C}}{h^2} \quad (2.13)$$

Finalement la puissance réactive inductive totale du filtre en fonction de la valeur du filtre  $Q_f$  est déterminée en remplaçant la tension  $V_{1L}$  de l'équation 2.13 dans l'équation 2.12.

$$Q_L = \frac{V_{1C}^2 \omega_1 C}{h^2} + \frac{I_h^2}{h \omega_1 C} = \frac{Q_f}{h^2} + \frac{I_h^2 V_{1C}^2}{h Q_f} \quad (2.15)$$

Dans les équations (2.10) à (2.15):

$Q_L$  = Puissance réactive inductive totale du filtre (VAR)

$V_{1L}$  = Tension de fréquence fondamentale aux bornes de l'inductance (Volt)

$L$  = Valeur de l'inductance du filtre (Henry)

Le coût total du filtre est donné par l'équation 2.16 (si on néglige le coût de la résistance du filtre).

$$Coût_{total} = J_C Q_c + J_L Q_L \quad (2.16)$$

où:

$J_C$  = Le coût unitaire du condensateur du filtre (\$/kVAR)

$J_L$  = Le coût unitaire de l'inductance du filtre (\$/kVAR)

Les équations 2.9, 2.15 et 2.16 permettent de calculer le coût total du filtre selon l'équation 2.17.

$$Coût_{total} = S_f \left( J_C + \frac{J_L}{h^2} \right) + \left[ \frac{I_h^2 V_{IC}^2}{h S_f} \right] (J_C + J_L) \quad (2.17)$$

$$Coût_{total} = A \times S_f + \frac{B}{S_f} \quad (2.18)$$

où:

$$A = \left( J_C + \frac{J_L}{h^2} \right)$$

$$B = \left[ \frac{I_h^2 V_{IC}^2}{h} \right] (J_C + J_L)$$

Le coût minimal du filtre est obtenu lorsque la dérivée de l'équation 2.18 est égale à zéro. On détermine alors la valeur du filtre  $Q_f$  avec l'équation 2.19.

$$Q_{f_{\min}} = \sqrt{\frac{B}{A}} \quad (2.19)$$

On applique les équations 2.18 et 2.19 pour chacun des filtres sélectionnés afin de minimiser leur coût individuel. Afin de simplifier les calculs nous avons traité chacun des filtres de façon individuelle en supposant que l'harmonique de courant  $I_{h5}$  passe uniquement par le filtre  $L_5C_5$ , que  $I_{h7}$  passent par  $L_7C_7$  et que tous les autres courants de haute fréquence passent par  $L_{hp}C_{hp}$ .

$$A_5 = J_C + \frac{J_L}{5^2} \quad (2.20)$$

$$B_5 = \frac{I_5^2 V_{1C}^2}{5} (J_C + J_L) \quad (2.21)$$

$$Q_{f5} = \sqrt{\frac{B_5}{A_5}} \quad (2.22)$$

$$C_5 = \frac{Q_{f5}}{V_{1f5}^2 \omega_1} \quad (2.23)$$

$$A_7 = J_C + \frac{J_L}{7^2} \quad (2.24)$$

$$B_7 = \frac{I_7^2 V_{1C}^2}{7} (J_C + J_L) \quad (2.25)$$

$$Q_{f7} = \sqrt{\frac{B_7}{A_7}} \quad (2.26)$$

$$C_7 = \frac{Q_{f7}}{V_{1f7}^2 \omega_1} \quad (2.27)$$

$$I_{hp} = \sum_{h=11}^{h=50} I_h \quad (2.28)$$

$$A_{hp} = J_C + \frac{J_L}{11^2} \quad (2.29)$$

$$B_{hp} = \frac{I_{11}^2 V_{1C}^2}{11} (J_C + J_L) \quad (2.30)$$

$$Q_{fhp} = \sqrt{\frac{B_{hp}}{A_{hp}}} \quad (2.31)$$

$$C_{hp} = \frac{Q_{f7}}{V_{1,hp}^2 \omega_1} \quad (2.32)$$

$$Q_{fT} = Q_{f5} + Q_{f7} + Q_{fhp} \quad (2.33)$$

$$C_{Ts} = C_5 + C_7 + C_{hp} \quad (2.34)$$

où:

$J_C$  Coût des condensateurs en \$/kVAR

$J_L$  Coût des inductances en \$/kVAR

$C_N$  Condensateur du filtre N

$Q_{fN}$  Capacité du filtre N en VAR

$A_N, B_N$  Constante intermédiaire relative pour le calcul de  $S_{fN}$

$I_5, I_7$  Courant traversant les filtres  $L_5-C_5$  et  $L_7-C_7$

$I_{hp}$  Courant total traversant le filtre passe-haut.

$C_{Ts}$  Valeur total des condensateurs à utiliser pour obtenir un coût minimum sur chacun des filtres (farad).

Si on a pas de contingence sur la correction du facteur de puissance de l'installation on utilisera ces valeurs de  $C_5$ ,  $C_7$  et  $C_{hp}$  comme valeurs initiales de filtre, sinon on augmentera la capacité total de l'installation de façon proportionnelle sur chacun des filtres selon les équation 2.35 à 2.37.

$$C_5 = C_T \cdot \frac{S_{f5}}{S_{fT}} \quad (2.35)$$

$$C_7 = C_T \cdot \frac{S_{f7}}{S_{fT}} \quad (2.36)$$

$$C_{hp} = C_T \cdot \frac{S_{fhp}}{S_{fT}} \quad (2.37)$$

Étape 6 - Calculer les inductances accordées à ces valeurs de condensateur

$$L_5 = \frac{1}{(2\pi f_1 \cdot 5)^2 C_5} \quad (2.34)$$

$$L_7 = \frac{1}{(2\pi f_1 \cdot 7)^2 C_7} \quad (2.35)$$

$$L_{hp} = \frac{1}{(2\pi f_1 \cdot 11)^2 C_{hp}} \quad (2.36)$$

Étape 7 - Calculer le facteur d'incertitude [9] sur la fréquence de résonnance des filtres

Ce calcul présenté à l'équation 2.37 dépend:

- a) des dérives thermiques,
- b) des fluctuations de la fréquence fondamentale  $f_1$ ,
- c) de la précision des spécifications des valeurs de  $L$  et  $C$ .

$$\delta_n = \frac{\Delta f_n}{f_n} + \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L_n}{L_n} + \frac{\Delta C_n}{C_n} \right) \quad (2.37)$$

où:  $f_n$  Est la fréquence de résonnance du filtre n.  $\left( f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C_n}} \right)$ ;

$C_n$  Est le condensateur du filtre n;

$L_n$  Est l'inductance du filtre n;

$\delta_n$  Est le facteur d'incertitude sur la fréquence de résonnance qui représente la variation de la fréquence de coupure

#### Étape 8 - Calculer le facteur de qualité des filtres

Ce calcul présenté à l'équation (2.38) optimise l'admittance des filtres de manière à minimiser le taux d'harmonique sur la tension [9].

$$Q_n = \frac{1 + \cos \theta_{sn}}{2 \delta_n \sin \theta_{sn}} \quad (2.38)$$

où:  $Q_n$  Est le facteur de qualité du filtre n ( $Q = \frac{X_L}{R}$ )

$\theta_{sn}$  Est l'angle de l'impédance de la source (voir figure 2.11)

$\delta_n$  Est le facteur d'incertitude sur la fréquence de résonnance

$n = 5, 7$  ou  $11$ .

Normalement un facteur de qualité élevé est utilisé afin de réduire les pertes. Dans ce cas, l'utilisateur peut imposer pour le calcul une valeur supérieure à celle suggérée par l'équation 2.27 dans l'étape d'analyse des performances des filtres.

L'utilisation d'un filtre actif, en série avec les filtres passifs accordés, permet également d'augmenter le facteur de qualité des filtres. L'analyse de cette configuration particulière fait l'objet du chapitre 3.

Étape 9 - Calculer la valeur de résistance parallèle du filtre passe-haut

Un filtre passe-haut est utilisé pour réduire l'émission des harmoniques d'ordre supérieur à 11. Les valeurs de l'inductance et de la capacité du filtre ont été calculées à l'étape 7; la valeur de la résistance parallèle est donnée par les équations 2.39 et 2.40.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{hp}}{C_{hp}}} \quad (2.39)$$

$$R = \sigma Z_0 \quad (2.40)$$

Les valeurs suivantes peuvent être choisies

$$0.5 < \sigma < 2$$

$$\text{et } h_0 \leq \sqrt{2} h_{\min}$$

où:  $Z_0$  est l'impédance caractéristique du filtre

$h_{\min}$  est la plus petite valeur d'harmonique à être filtrée  
(ici  $h_{\min}=11$ )

$h_0$  est l'harmonique choisi pour le calcul de la fréquence  
de résonnance du filtre  $L_{hp}C_{hp}$

Étape 10 - Vérification du respect des critères de conception

Le premier critère de conception, qui est la correction du facteur de puissance, a été rempli à l'étape 3. Si l'utilisateur désire plutôt limiter le taux d'harmonique de courant ou de tension sur la ligne il est possible que la capacité de filtres installés soit insuffisante. On calcule

alors les courants harmoniques pénétrant dans la source et les tensions harmoniques de ligne à l'aide des équations 2.41, 2.42 et 2.43 selon le circuit équivalent monophasé présenté à la figure 2.10.

Impédance totale des filtres à la fréquence de l'harmonique h:

$$|Z_{fh_T}| = \frac{1}{|Y_{fh_5} + Y_{fh_7} + Y_{fh_{hp}}|} \quad (2.41)$$

Courant harmonique pénétrant dans la source à la fréquence de l'harmonique h:

$$I_{sh} = \frac{I_h |Z_{fh_T}|}{|Z_{fh_T} + Z_{sh}|} \quad (2.42)$$

Tension harmonique de ligne  $V_{Th}$  à la fréquence de l'harmonique h:

$$V_{Th} = I_{sh} |Z_{sh}| \quad (2.43)$$

où:  $I_h$  Source de courant de l'harmonique h

$Y_{fhN}$  Admittance du filtre N (5, 7 ou hp) à la fréquence de l'harmonique h ( $Y_{fhN}=1/Z_{fhN}$ )

$Z_{sh}$  Impédance de la source à la fréquence de l'harmonique h

$I_{sh}$  Courant harmonique h pénétrant dans la source

On calcul les distorsions harmoniques totales de courant et de la tension avec les équations 2.44 et 2.45 tirées de l'équation 2.2.

$$FD_{I_s} = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{50} I_{S_h}^2}{I_{S_1}^2}} \quad (2.44)$$

$$FD_{V_T} = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{50} V_{T_h}^2}{V_S^2}} \quad (2.45)$$

L'utilisateur du programme peut spécifier un taux de distorsion maximum sur  $I_S$  et sur  $V_T$ . Si ces conditions ne sont pas respectées le programme augmente la valeur de  $C_T$  calculée à l'étape 4. L'augmentation de  $C_T$  a pour effet de diminuer l'impédance des filtres et ainsi de réduire les courants harmoniques pénétrant dans la source (eq. 2.42) et la distorsion sur la tension de ligne (eq. 2.43). On refait les étapes 5 à 10 jusqu'à ce que les courants pénétrant dans la source  $I_{SHT}$  et la distorsion sur l'onde de tension  $V_T$  respectent les critères de design.

### 2.3.2.5 Organigramme du programme de calcul des filtres

La figure 2.13 présente l'organigramme du programme de calcul de filtre. On y retrouve les étapes de conception de 1 à 10 énumérées à la section précédente ainsi que les étapes d'analyse qui seront abordées aux sections 2.3.2.7 et 2.3.2.8.

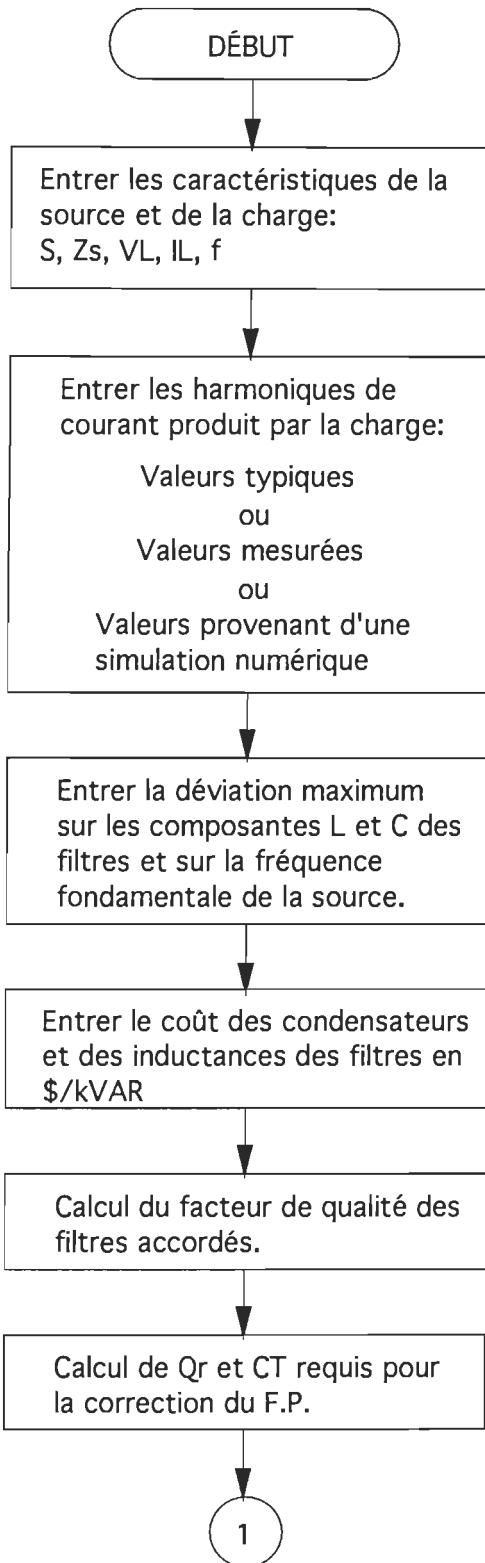


Figure 2.13 a : Organigramme du programme de calcul des filtres

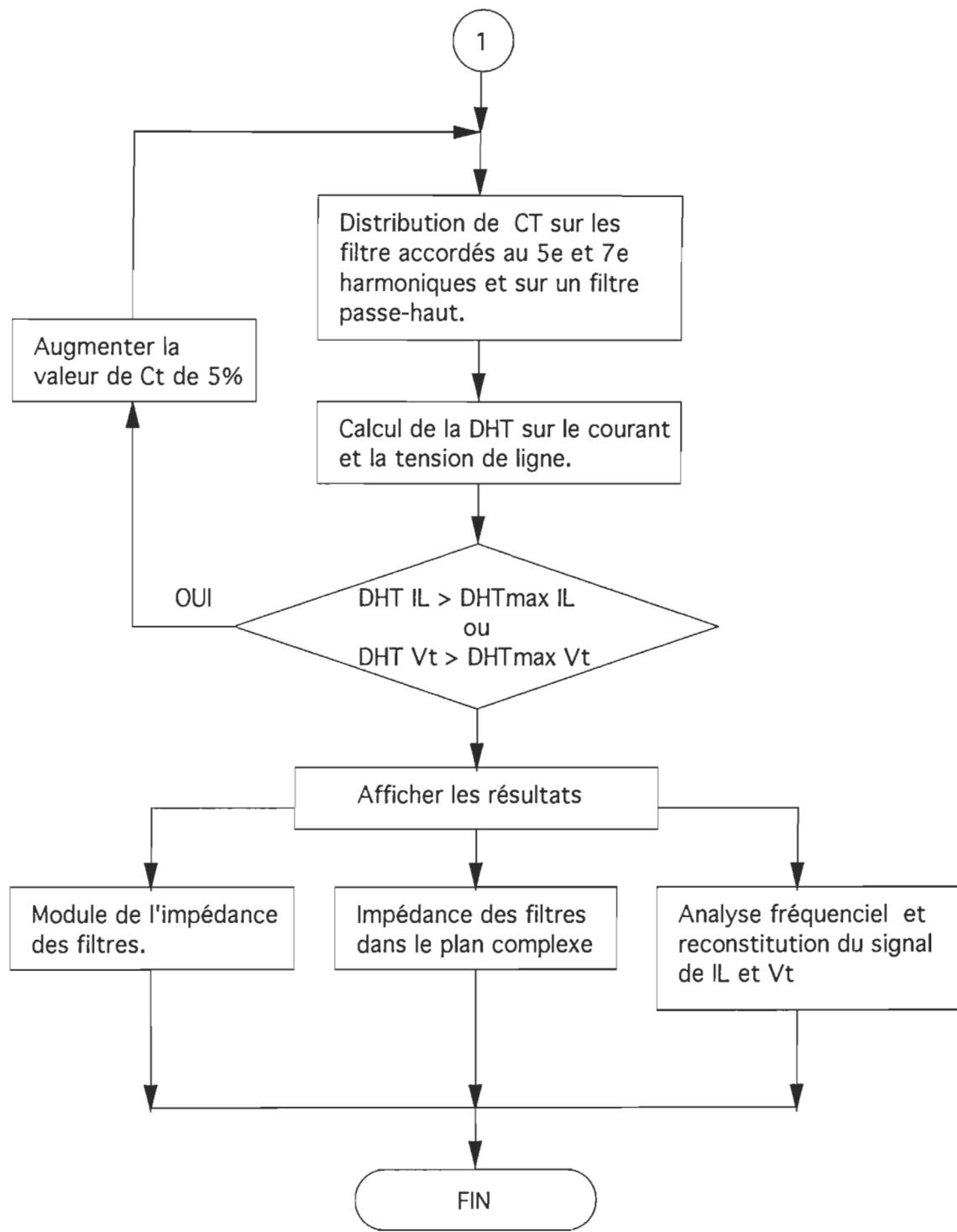


Figure 2.13 b: Organigramme du programme de calcul des filtres  
(suite)

## 2.4 EXEMPLE DE CALCUL DE FILTRES ACCORDÉS

### 2.4.1 Critères de conception spécifiés

Puissance du transformateur (Snom): *500 kVA*

Impédance du transformateur (Zs): *0.05 pu (0.0086+j0.0492 pu)*

Tension de phase (Vp): *575/ $\sqrt{3}$  Volts*

Courant de charge (IL): *400 Ampères*

Fréquence fondamentale (f1): *60 Hertz*

Facteur de puissance (FP): *0.9*

Distorsion maximum sur VL (DHT<sub>VL</sub>) *5 %*

Distorsion maximum sur Is (DHT<sub>Is</sub>) *15 %*

Le courant de charge est représenté par le contenu harmonique typique d'un convertisseur de courant de 6 impulsions.

### 2.4.2 Résultats du calcul de filtre

Filtre accordé au 5e harmonique: *C<sub>5</sub>=354  $\mu F$ , L<sub>5</sub> = 0.8 mH, Q<sub>5</sub>=15*

Filtre accordé au 7e harmonique: *C<sub>7</sub>=180  $\mu F$ , L<sub>7</sub> = 0.8 mH, Q<sub>7</sub>=15*

Filtre passe-haut: *C<sub>ph</sub>=270  $\mu F$ , L<sub>ph</sub> = 0.22 mH, R<sub>ph</sub>=1.1  $\Omega$*

Distorsion harmonique totale:

- sur la tension ligne-neutre: *DHTV<sub>L-N</sub> = 4 %,*

- sur le courant de la source: *DHT<sub>Is</sub> = 14 %,*

Puissance réactive totale installée: *Q<sub>Tfilter</sub> = 100 kVAR*

L'annexe E donne le listage du programme FILTRE.m

### 2.4.3 Analyse des performances des filtres dans le domaine fréquentiel

Le programme de calcul de filtre présente l'analyse des performances des filtres, dans le domaine fréquentiel, avec trois séries de courbes. La figure 2.14 montre l'amplitude de l'impédance individuelle des filtres. La seconde courbe (figure 2.15) présente l'impédance totale du système (filtre + transformateur) dans un plan complexe (Re X Im) et en fonction de la fréquence. Cette courbe permet de visualiser les pôles du circuit correspondant aux fréquences de résonnance série et parallèle du système. La figure 2.16 présente une reconstitution des formes d'onde de tension ( $V_{L-N}$ ) et de courant de ligne ( $I_L$ ) à partir de l'analyse fréquentielle obtenue par le programme de calcul de filtre. On présente également à la figure 2.16 une comparaison de cette reconstitution du signal avec les résultats de simulation numérique provenant du simulateur SIMUSEP qui effectue ses calculs directement dans le domaine temporel (Ce simulateur est présenté à l'annexe A).

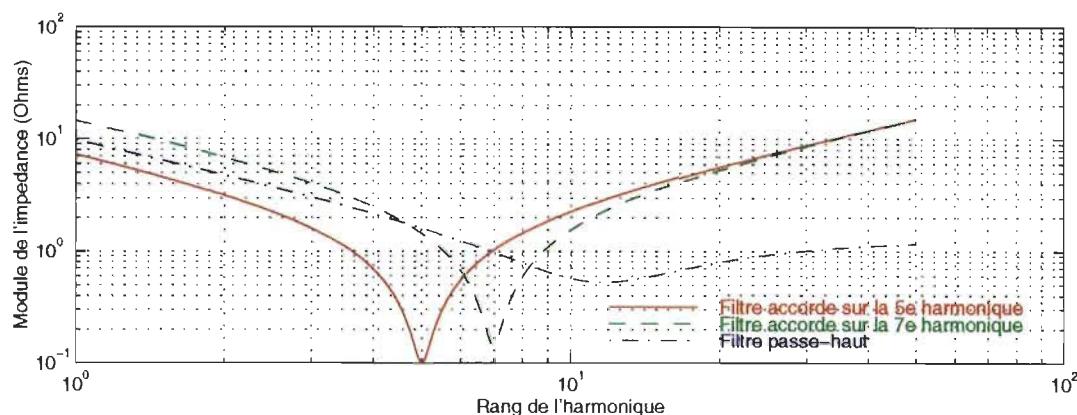


Figure 2.14: Impédance individuelle des filtres

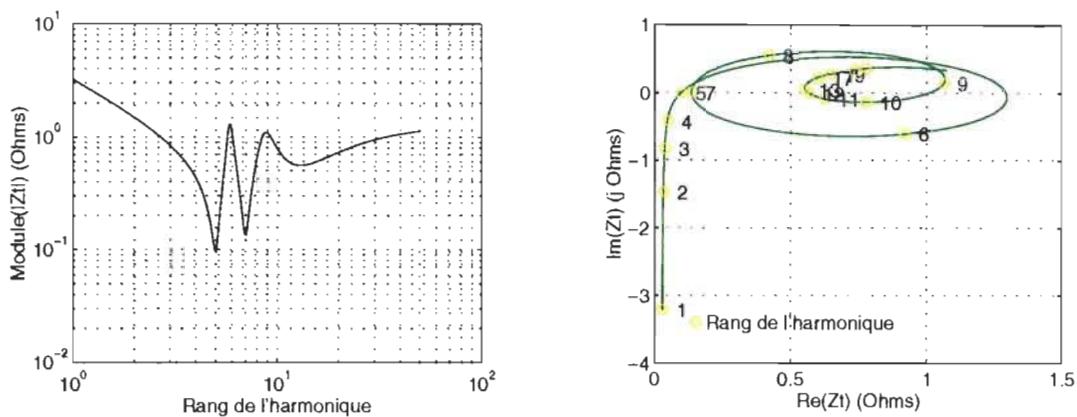


Figure 2.15: Impédance du système dans le plan complexe

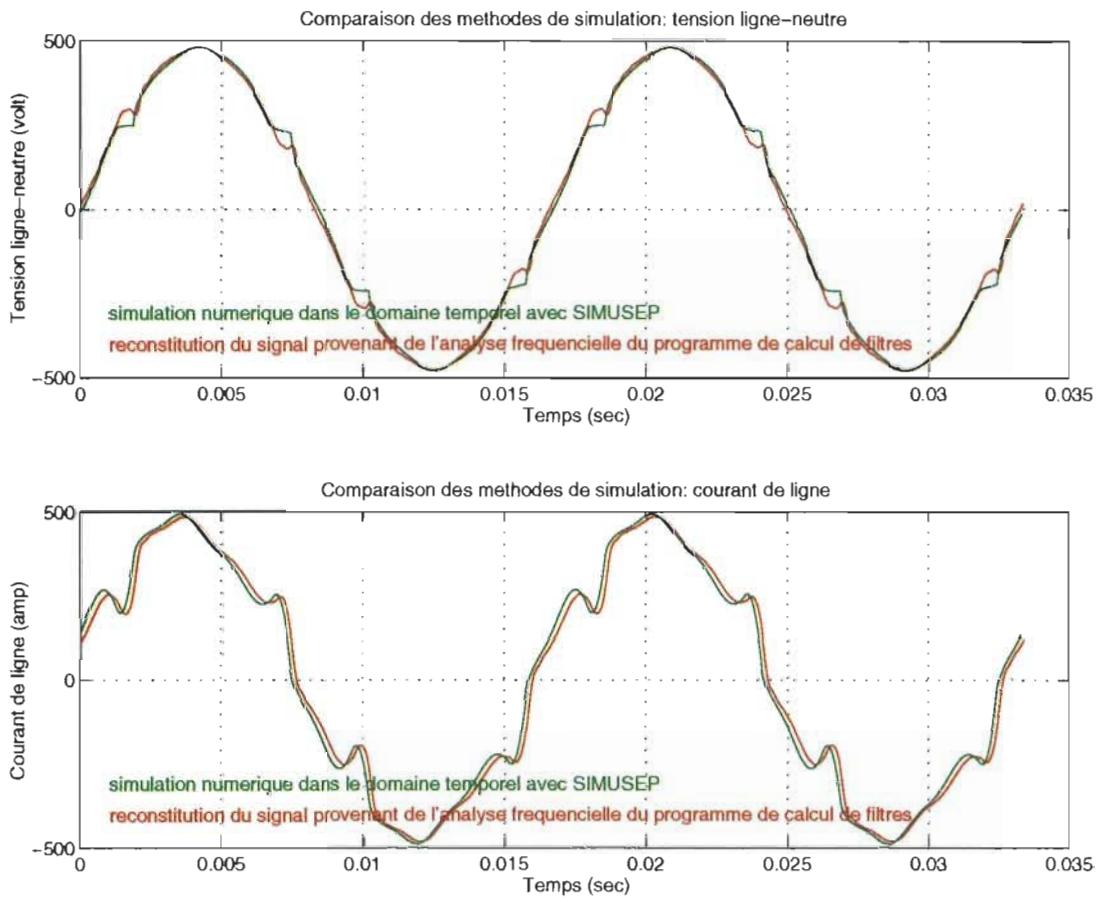


Figure 2.16: Formes d'onde de tension et courant de ligne

#### 2.4.4 Analyse des performances des filtres dans le domaine temporel

La dernière étape du calcul de filtre consiste à vérifier ses performances en utilisant le simulateur SIMUSEP dans le domaine temporel. À partir des modèles numériques fournis en annexe on introduit les valeurs calculées du filtre et on fait une simulation jusqu'à ce que le régime permanent soit atteint. On récupère ensuite les données dans MATLAB afin d'en faire une analyse spectrale. À ce niveau du travail, il est possible de vérifier l'effet d'une multitude de perturbations au système telles que:

- déviation en fréquence de la source ( $f_{moy} +/- 1 \%$ ),
  - variation de l'impédance de la source ( $Z_{moy} +/- 0.02 \text{ pu}$ ),
  - variation brusque de la charge (0-100 %),
  - déviation des valeurs de C et L des filtres ( $C_{moy}$  et  $L_{moy} +/- 3 \%$ ),
  - ajout d'un deuxième EVV sur le transformateur,
- etc...

Si les filtres répondent correctement à ces différentes variables du système, les valeurs recommandées par le programme seront retenues. Sinon, on modifie les critères d'entrée du programme de manière à corriger la situation.

## 2.5 CONCLUSION

Nous avons vu, dans ce chapitre, comment les EVV perturbent la forme d'onde de tension de ligne du réseau électrique de distribution par l'injection d'harmoniques de courant sur celui-ci. Des modèles de simulation ont été développés afin de reproduire ces effets avec un calculateur numérique. Nous avons également développé un programme de calcul de filtres qui a comme particularité d'être couplé à un programme de simulation, dans le domaine temporel, pour obtenir les paramètres électriques de calcul et afin de vérifier ses performances en régime dynamique.

Un exemple de calcul de filtre a été fait et des mesures sur un EVV de 60 HP ont permis de valider les résultats de simulation des modèles SIMUSEP. Cette mesure fera partie des essais de mise en service du futur BEEPSEVV.

# CHAPITRE 3

## ÉTUDE D'UN FILTRE ACTIF

### 3.1 INTRODUCTION

Les filtres actifs sont des dispositifs électroniques utilisés pour réduire l'émission des harmoniques de courants produits par les charges non linéaires.

Leur étude est motivée par le projet de conception du générateur d'harmonique de tension (GHT) pour le banc d'essai pour EVV du LTEE. Ce projet prend comme base bibliographique la littérature scientifique sur les filtres actifs [10-14] qui, de par leur configuration et leur principe de fonctionnement, sont les dispositifs qui se rapprochent le plus du GHT. L'étude des filtres actifs intéresse également le LTEE, en tant que projet de recherche potentiel, puisque des essais pourraient être menés à bien à des frais raisonnables, en utilisant les mêmes équipements qui serviront au GHT.

Le chapitre débute par un bref rappel des notions de base sur les filtres actifs. Puis, nous étudions un système composé de filtres actifs et passifs reliés en série l'un avec l'autre. Cette configuration est particulièrement intéressante puisqu'elle ressemble beaucoup à celle du GHT. De plus, elle permet d'éliminer les inconvénients inhérents

aux filtres passifs accordés utilisés seuls. Finalement, on présente les résultats de simulation de cas types de problèmes de filtres passifs entrant en résonnance série ou parallèle avec l'impédance de la source.

### **3.2 NOTIONS DE BASE SUR LES FILTRES ACTIFS**

#### **3.2.1 Configuration classique de filtres actifs [10]**

Les filtres actifs injectent sur la ligne des harmoniques de courant de même amplitude que la charge non linéaire mais en opposition de phase avec ceux-ci. Les effets perturbants de ces deux sources d'harmoniques s'annulent l'un l'autre et le courant tiré par le réseau de distribution devient sinusoïdal.

Contrairement aux filtres passifs accordés ces filtres ont l'avantage d'avoir des performances indépendantes de l'impédance du réseau de distribution. Dans certains cas ils sont également utilisés pour corriger le facteur de puissance de l'installation.

Il est toutefois difficile de construire des filtres actifs de grande capacité en courant ayant une bande passante élevée (bande passante requise à l'élimination des harmoniques de rang élevé). De plus, les coûts d'installation et d'opération des filtres actifs sont élevés.

La figure 3.1 présente un exemple de filtre actif.

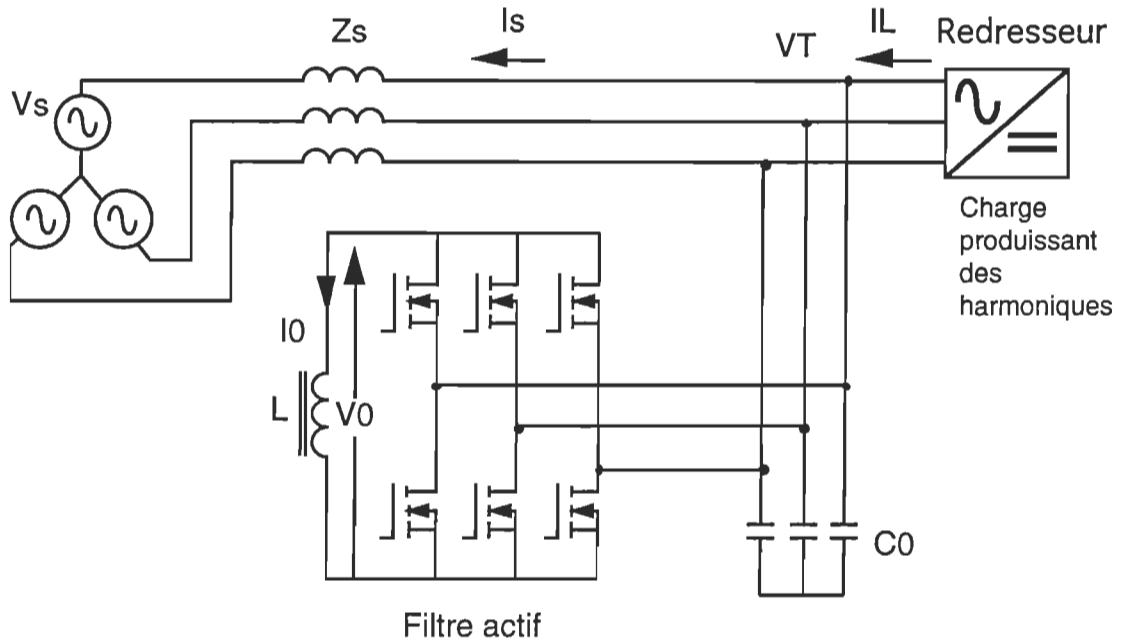


Figure 3.1: Topologie d'un filtre actif relié directement au réseau

### 3.2.2 Combinaison de filtres actifs et passifs<sup>[11]</sup>

Ce dispositif se veut un compromis entre les filtres passifs accordés et les filtres actifs. On a vu au chapitre 2 que les performances des filtres passifs, utilisés pour réduire l'émission des harmoniques de courant, sont dépendantes de l'impédance du réseau. L'objet de ce nouveau type de filtre est d'éliminer cet inconvénient en utilisant un circuit électronique de puissance réduite (typiquement le circuit électronique ne fournit que 1 à 2 % de la puissance réactive de la charge car 98 % de la puissance réactive est fournie par les filtres passifs).

Les auteurs de ce nouveau dispositif<sup>[11]</sup> ont étudié deux configurations différentes de filtres. Dans sa première version le filtre actif est

disposé en série avec la ligne (figure 3.2) alors que dans sa dernière publication l'auteur place le filtre actif en série avec les filtres passifs accordés (figure 3.3). Les deux configurations procurent les performances recherchées mais la configuration de la figure 3.3 possède certains avantages du point de vue de l'isolation électrique et de la puissance nécessaire du filtre actif.

Ce système possède les avantages des filtres actifs classiques mais ne nécessite qu'une faible partie de la capacité en courant de ces derniers. L'analyse et la modélisation de ce dispositif, présentées à la section 3.3, ont été utilisées lors de la conception du GHT. Cette étude devrait mener à un projet de recherche au LTEE utilisant les équipements du banc d'essai EVV.

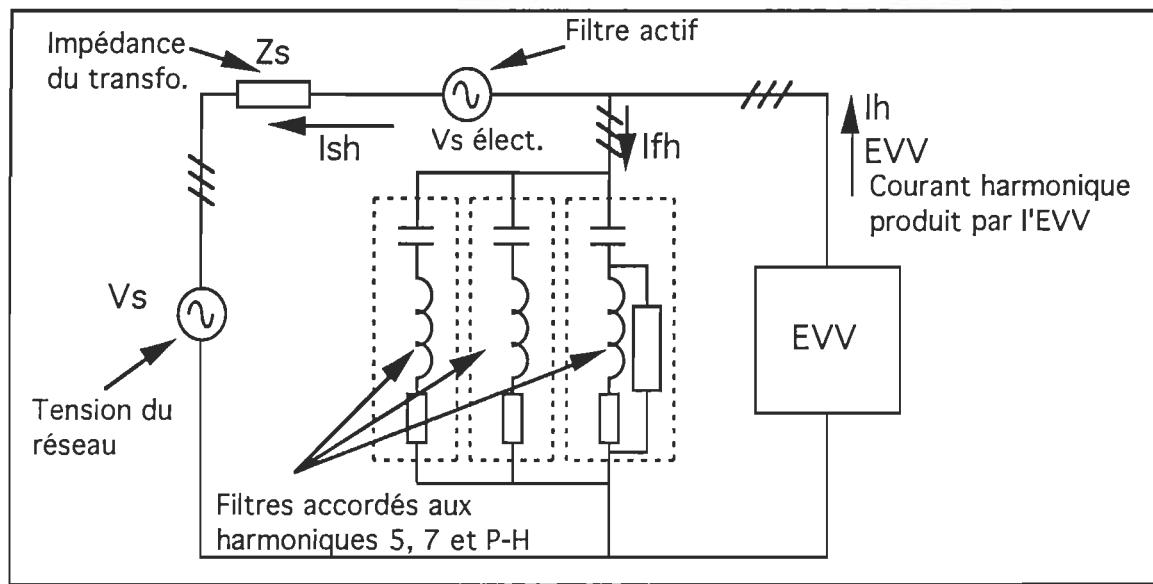


Figure 3.2: Combinaison d'un filtre actif relié en série avec la ligne et de filtres passifs accordés reliés en parallèle.

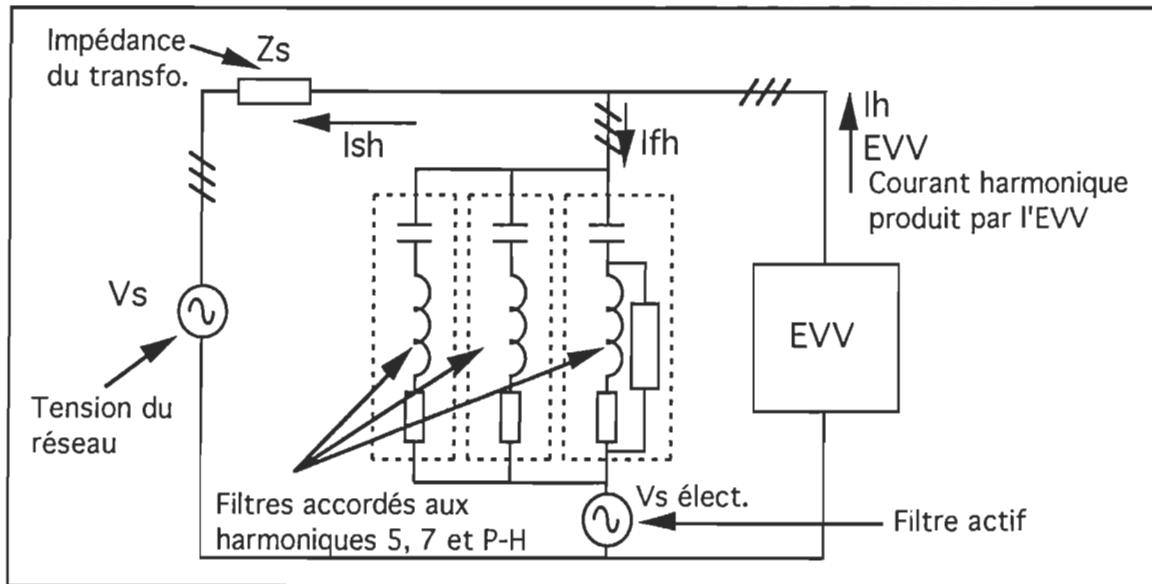


Figure 3.3: Combinaison d'un filtre actif relié en série avec des filtres passifs, l'ensemble étant relié en parallèle avec la ligne.

### 3.3 DESCRIPTION D'UN FILTRE ACTIF RELIÉ EN SÉRIE AVEC DES FILTRES PASSIFS

#### 3.3.1 Portée de l'étude

Dans cette section nous étudions le filtre actif développé par Fujita et Akagi [6] et nous le comparons au système utilisant uniquement des filtres passifs. Les expressions analytiques des courants harmoniques circulant dans la source et dans les filtres sont développées dans chacun des cas afin de démontrer les caractéristiques de filtration des deux systèmes. De plus, le circuit de contrôle, la source de tension et la charge sont simulés à l'aide du simulateur SIMUSEP. Les résultats de simulation sont comparés à ceux présentés dans la publication de Fujita et d'Akagi afin de vérifier notre méthode de simulation.

Les résultats sont présentés en grandeur réelle de manière à faciliter leur comparaison avec les résultats expérimentaux publiés. L'impédance de base du système est de 2 ohms et la fréquence fondamentale utilisée est de 50 Hz.

### 3.3.2 Description de la configuration du circuit

Le système étudié est présenté à la figure 3.4. Il est composé de filtres actifs et passifs reliés en série l'un avec l'autre et ayant comme objet de filtrer les harmoniques produits par une charge non linéaire.

Des filtres passifs accordés au 5e et 7e harmonique ainsi qu'un filtre passe-haut sont installés sur chacune des trois phases.

Le filtre actif est composé de six MOSFET commutés à une fréquence de 20 kHz en modulation de largeur d'impulsion. Un filtre passe-bas ( $L_R, C_R$ ) permet de filtrer les hautes fréquences venant de l'onduleur produisant ainsi une source de tension raccordée en série avec les filtres passifs.

Typiquement le filtre actif ne requiert que 1 à 2 % de la puissance apparente de la charge perturbante.

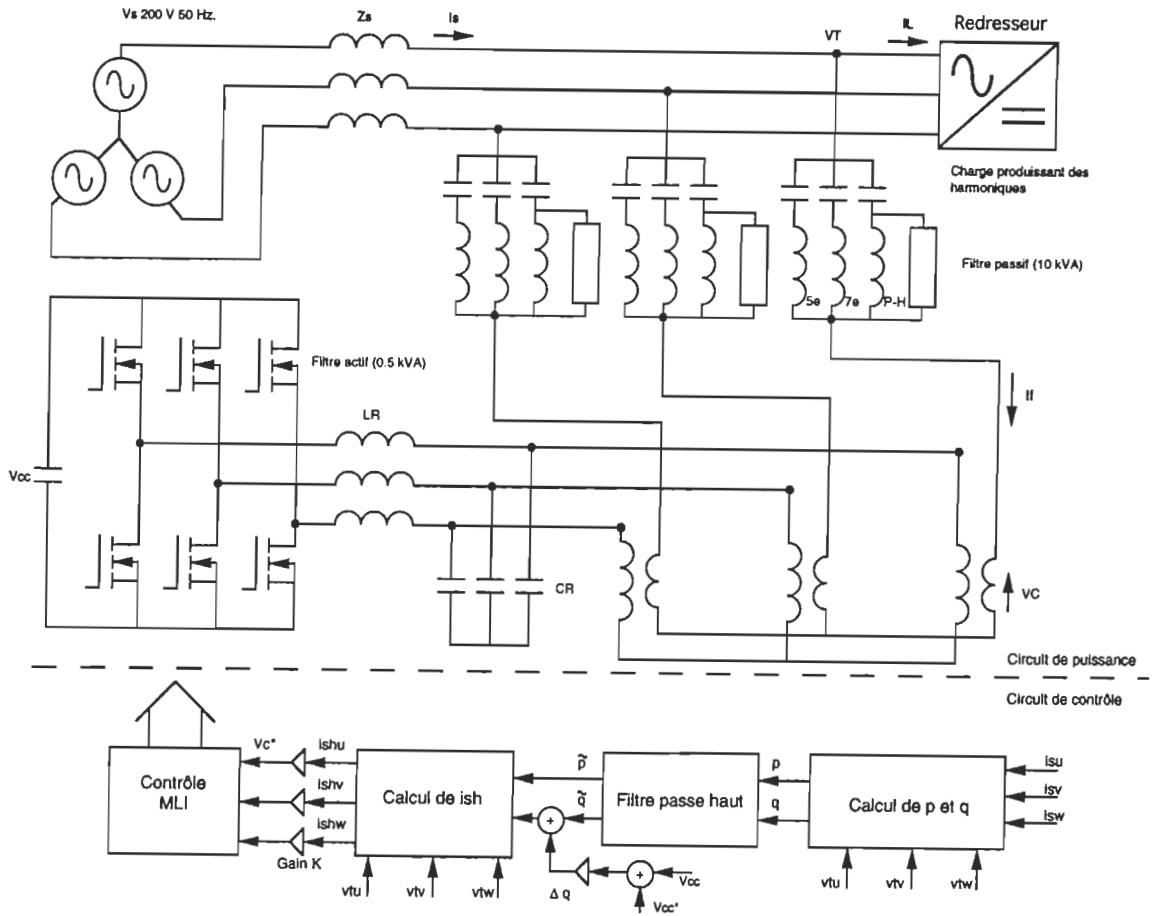


Figure 3.4: Filtres actifs et passifs accordés reliés en série l'un avec l'autre.

### 3.3.3 Description du circuit de contrôle

Le circuit de contrôle est présenté à la figure 3.4. Les courants de ligne de la source,  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$ ,  $i_{sw}$ , sont mesurés et le circuit de contrôle en isole les composantes harmoniques,  $i_{shu}$ ,  $i_{shv}$ ,  $i_{shw}$  en appliquant un calcul permettant de déduire les valeurs instantanées de puissance active  $p$  et puissance réactive  $q$ .

Les composantes continues de  $p$  et de  $q$  (puissances active et réactive moyennes totales) sont filtrées pour ne conserver que les composantes alternatives soit  $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$ . De la transformation inverse de  $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  il en résulte les courants harmoniques  $ish_u$ ,  $ish_v$  et  $ish_w$  injectés dans la source.

Les équations (3.1), (3.2) et (3.3) présentent la transformation des courants et tensions de lignes en puissances actives et réactives instantanées [6]

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} is_\alpha \\ is_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} is_u \\ is_v \\ is_w \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} is_\alpha \\ is_\beta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

où:  $e_\alpha$  est la composante directe de la tension de ligne,  
 $e_\beta$  est la composante en quadrature de la tension de ligne,  
 $is_\alpha$  est la composante directe du courant de source,  
 $is_\beta$  est la composante en quadrature du courant de source.

L'équation (3.4) présente la transformation inverse de  $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  en courants harmoniques de source après avoir filtré leur composante continue avec un filtre passe-haut ayant une fréquence de coupure de 10 Hz.

$$\begin{bmatrix} ish_u \\ ish_v \\ ish_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Les courants harmoniques sont ensuite amplifiés d'un facteur K et sont appliqués comme signal de commande de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Après démodulation du filtre  $L_R$ - $C_R$  une tension  $V_{c^*} = K I_{sh}$  est appliquée en série avec les filtres passifs.

En plus, notons que le circuit de commande permet de bâtir la tension continue aux bornes du condensateur du circuit onduleur. Un circuit sommateur agit sur la composante  $q$  du signal, permettant d'introduire une composante continue de puissance réactive (à la fréquence fondamentale) sur le circuit de commande du modulateur d'impulsion. Les courants provenant de la source de tension peuvent ainsi passer de façon contrôlée à travers les filtres passifs et bâtir la tension continue désirée ( $V_{cc^*}$ ).

Cette tension est bâtie via les diodes antiparallèles sur les MOSFET et asservie par la composante  $\Delta q = V_{cc^*} - V_{cc}$  à l'entrée du module de calcul des courants harmoniques  $ish$ .

### 3.3.4 Analyse des performances du filtre actif

Le but de cette configuration de filtre actif est d'éliminer les problèmes inhérents aux filtres passifs utilisés seuls. Dans cette section on analyse les performances du circuit pour le système de filtre passif avec et sans circuit actif pour des conditions de résonnance série et parallèle avec l'impédance du réseau. Une simulation, dans le domaine temporel, reproduit les résultats expérimentaux du concepteur de ce filtre pour un problème de résonnance série.

#### 3.3.4.1 Problème de résonnance parallèle

Le circuit équivalent monophasé du circuit de la figure 3.2 est présenté à la figure 3.3. Lorsque le filtre actif n'est pas activé ( $K=0$ ), les courants harmoniques de charge ( $I_{L_h}$ ) sont distribués entre l'impédance totale des filtres passifs  $Z_f$  et l'impédance de source  $Z_s$  selon l'équation (3.5).

$$I_{S_h} = \frac{Z_f}{Z_s + Z_f} I_{L_h} \quad (3.5)$$

Si la source a une impédance faible ( $Z_s \approx 0$ ) ou si  $|Z_f| > |Z_s|$  une grande partie des courants harmoniques seront absorbés par la source. De plus une résonance parallèle, à certaines fréquences entre  $Z_s$  et  $Z_f$ , peut survenir et créer un phénomène d'amplification des courants harmoniques de source.

Lorsque le filtre actif est mis en opération et asservi comme une source de tension,  $V_c = K * I_{sh}$ , celui-ci bloque le passage des courants harmoniques à l'intérieur de la source  $V_s$ .

$$\begin{aligned}
 I_{sh} &= \frac{Z_f}{Z_s + Z_f} I_{L_h} - \frac{K I_{sh}}{Z_s + Z_f} \\
 I_{sh} \left( 1 + \frac{K}{Z_s + Z_f} \right) &= \left( \frac{Z_f}{Z_s + Z_f} \right) I_{L_h} \\
 I_{sh} &= \left( \frac{Z_f}{K + Z_s + Z_f} \right) I_{L_h} \tag{3.6}
 \end{aligned}$$

On observe que, du point de vue analytique, le filtre agit comme une résistance pure de valeur  $K$ . Le circuit de la figure 3.4 peut être redessiné comme le circuit équivalent de la figure 3.5 que décrit l'équation 3.6.

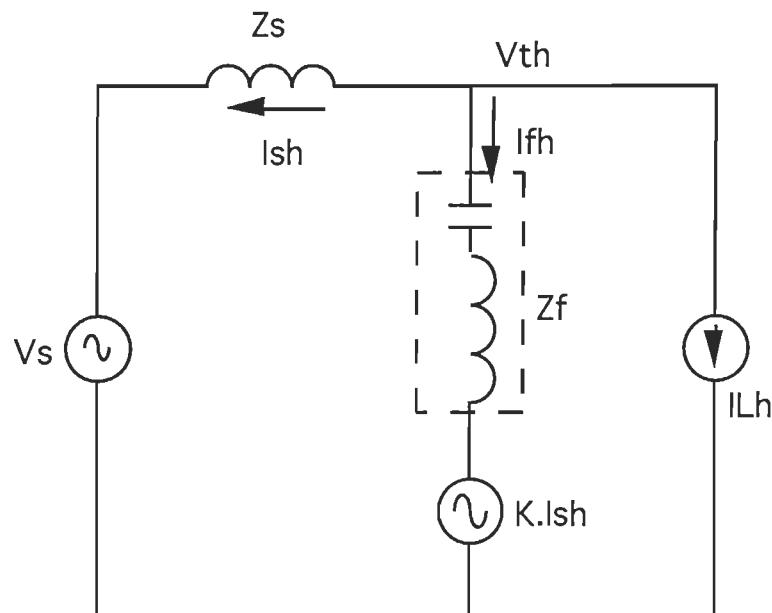


Figure 3.5: Circuit monophasé équivalent de la figure 3.4

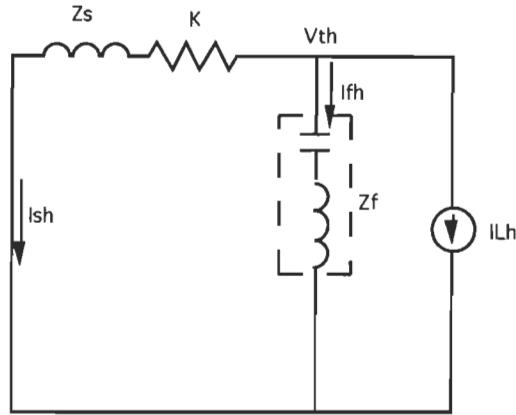


Figure 3.6: Circuit équivalent du circuit monophasé pour  $I_{Lh}$

La figure 3.7 montre les caractéristiques de filtration du système avec et sans le filtre actif pour  $Z_s=0.02$  pu. On observe que sans le filtre actif il existe une résonnance parallèle, près du 4<sup>e</sup> harmonique, entre le filtre et l'impédance de source. Ainsi, si la charge produit un quatrième harmonique de courant, dû à un déséquilibre des phases ou autre, ce courant sera amplifié d'un facteur important et produira des perturbations de la forme d'onde de tension (résonnance parallèle). Avec le filtre actif ( $K=2$ ), ce problème est éliminé.

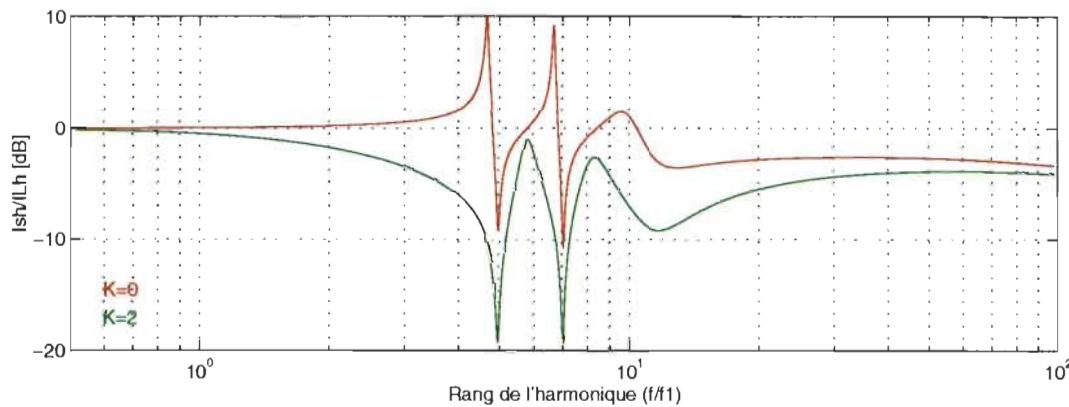


Figure 3.7: Caractéristiques du filtre pour les courants harmoniques

### 3.3.4.2 Problèmes de résonnance série

Un autre problème communément rencontré dans l'utilisation des filtres passifs est l'apparition de résonnance série entre l'impédance de source et l'impédance du filtre passif. Examinons par exemple le cas où la charge ne produirait pas de courant harmonique ou serait débranchée mais que la source de tension  $V_s$  ne serait pas parfaitement sinusoïdale. Dans ce cas, celle-ci produirait des courants harmoniques selon l'équation (3.7)

$$\begin{aligned} I_{s_h} &= \frac{V_{s_h} - K I_{s_h}}{Z_s + Z_f} \\ I_{s_h} \left( 1 + \frac{K}{Z_s + Z_f} \right) &= \frac{V_{s_h}}{Z_s + Z_f} \\ I_{s_h} &= \frac{V_{s_h}}{Z_s + Z_f + K} \end{aligned} \tag{3.7}$$

Le filtre actif est alors perçu par la source de tension harmonique comme une résistance pure de valeur  $K$  en série avec les filtres accordés. La figure 3.8 présente le circuit équivalent monophasé décrivant l'équation 3.7.

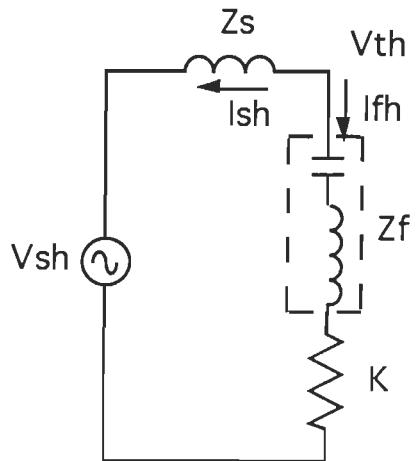


Figure 3.8: Circuit équivalent du filtre actif pour  $V_{sh}$

La figure 3.9 montre les caractéristiques de filtration du système avec et sans le filtre actif en fonction des harmoniques de tensions  $V_{sh}$  produites par la source. On observe que sans le filtre actif il existe une résonnance série près du 4<sup>e</sup> harmonique, entre le filtre et l'impédance de source (pour  $Z_s=0.02$  pu). Ainsi, si la source de tension produit une quatrième和谐 de tension de seulement 1 %, cette tension résultera en une augmentation du courant harmonique à l'intérieur du filtre d'environ 20 % si le filtre actif est absent ( $K=0$ ) et de seulement 1 % si celui-ci est branché ( $K=2$ ). Le filtre actif permet de régler les problèmes de résonnance série créés par les filtres passifs seuls.

On présente à la section 3.3.6 deux exemples de simulation numérique du filtre actif dans le domaine temporel. Le premier exemple reproduit des conditions de résonnance série et le deuxième exemple, un problème de résonnance parallèle. Les résultats obtenus confirment les performances du filtre telles qu'elles ont été analysées dans le domaine fréquentiel.

Les caractéristiques idéales du filtre sont atteintes lorsque l'on choisit K égal à l'infini. On obtient alors:

$$I_{sh} = 0,$$

$$V_{Th} = 0,$$

$$V_C = Z_F * I_{Lh} + V_{sh}.$$

Cependant, en réalité, un gain K trop élevé peut causer des problèmes d'instabilité. Les simulations numériques ont démontré que pour le circuit mis à l'essai (figure 3.4) avec un gain supérieur à 2.5 le filtre actif devient instable et engendre ou amplifie les perturbations de haute fréquence.

Les caractéristiques du système présentées aux figures 3.7 et 3.9 ont été simulées selon la formulation analytique des équations 3.6 et 3.7 dans le domaine fréquentiel avec le logiciel de calcul MATLAB. Le fichier de simulation des filtres est fourni à l'annexe B. La valeur de base de l'impédance pour cet exemple est de  $2 \Omega$ .

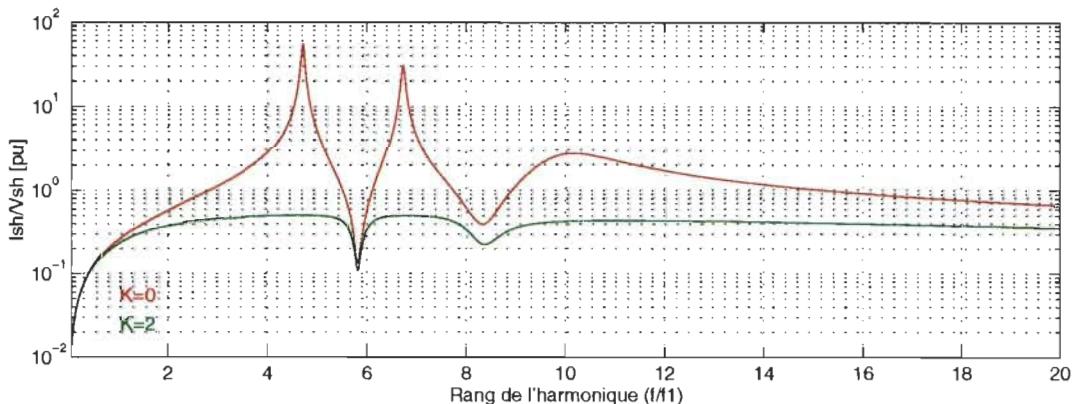


Figure 3.9: Caractéristiques de filtration en fonction de Vsh

### 3.3.5 Simulateur du filtre actif de Fujita et Akagi [6]

Le circuit de contrôle du système, tel que décrit par les équations 3.1 à 3.4, a été simulé dans le domaine temporel avec le logiciel SIMULINK. Le schéma fonctionnel de ce simulateur et les paramètres de simulation sont présentés à l'annexe C.

#### 3.3.5.2 Exemple de simulation d'un problème de résonnance parallèle

Les problèmes de résonnance parallèle surviennent lorsque l'impédance de la source entre en résonnance parallèle avec l'impédance des filtres accordés tels que présentés à la figure 3.10. Les harmoniques de courant produits par la charge à cette fréquence de résonnance sont alors amplifiés par les filtres au lieu d'être atténués. Cela peut même aller jusqu'à perturber la forme de l'onde de tension et générer des problèmes de résonnance série sur les transformateurs reliés sur le même lien en tension.

Nous avons reproduit le problème de résonnance parallèle décrit dans l'article de Fujita et Akagi<sup>[6]</sup> afin de démontrer les performances du filtre actif dans le domaine temporel avec un exemple réel.

La figure 3.10 présente les résultats de simulation du circuit de la figure 3.4.

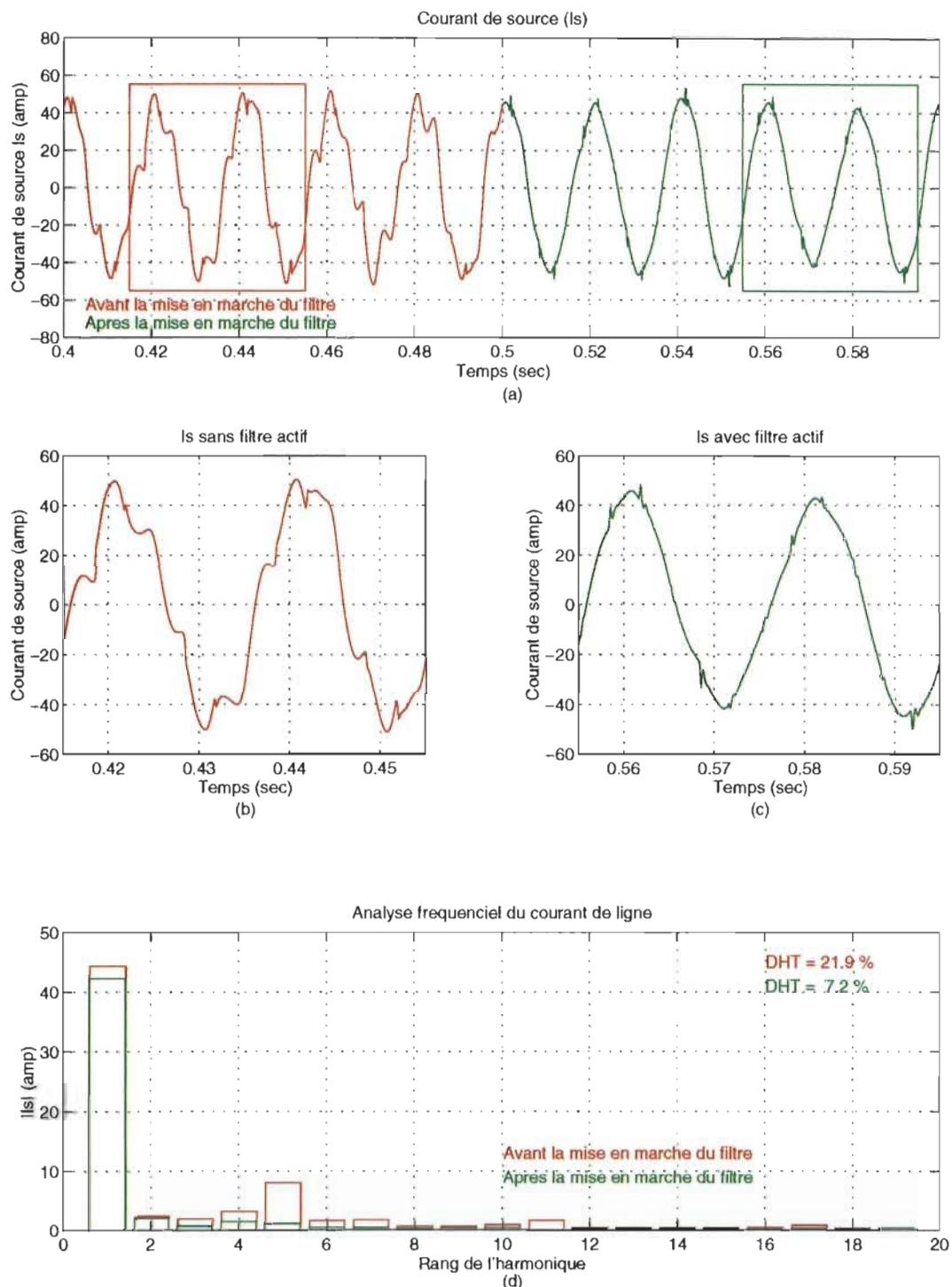


Figure 3.10: Simulation d'un problème de résonnance parallèle

### 3.3.5.3 Exemple de simulation d'un problème de résonnance série

Les problèmes de résonnance série surviennent lorsque la source de tension n'est pas parfaitement sinusoïdale et qu'un harmonique de tension entre en résonnance série avec l'impédance d'un filtre accordé. Il apparaît alors un courant harmonique de source même si la charge ne produit pas d'harmonique de courant.

La figure 3.11 présente les résultats de simulation lorsque la source de tension possède une 4e harmonique de tension ayant 1% de l'amplitude de la fondamentale. Il apparaît alors une distorsion harmonique totale de 9 % du courant tiré par la source. Lorsque le filtre actif entre en action cette distorsion est réduite à 1 %.

Les conditions de simulation pour le problème de résonnance parallèle présenté à la figure 3.10 et pour le problème de résonnance série présenté à la figure 3.11 sont les suivantes:

Source de tension: *Transformateur 200 V 3Ph, 50 Hz 20 kVA 0.02 pu*

Filtre au 5e, 7e et passe-haut:

$$C_5=340 \mu F, L_5=1.2 mH, Q_5 = 15$$

$$C_7=170 \mu F L_7=1.2 mH, Q_7 = 15$$

$$C_{ph}=300 \mu F, L_{ph}=0.26 mH, R_{ph}= 3 \Omega$$

Charge pour la figure 3.10:

*Moteur de 20 HP allimenté par un EVV en MLI à 20 Hz.*

Charge pour la figure 3.11:

*Résistance triphasée de 2 Ohms relié en étoile (20 kW )*

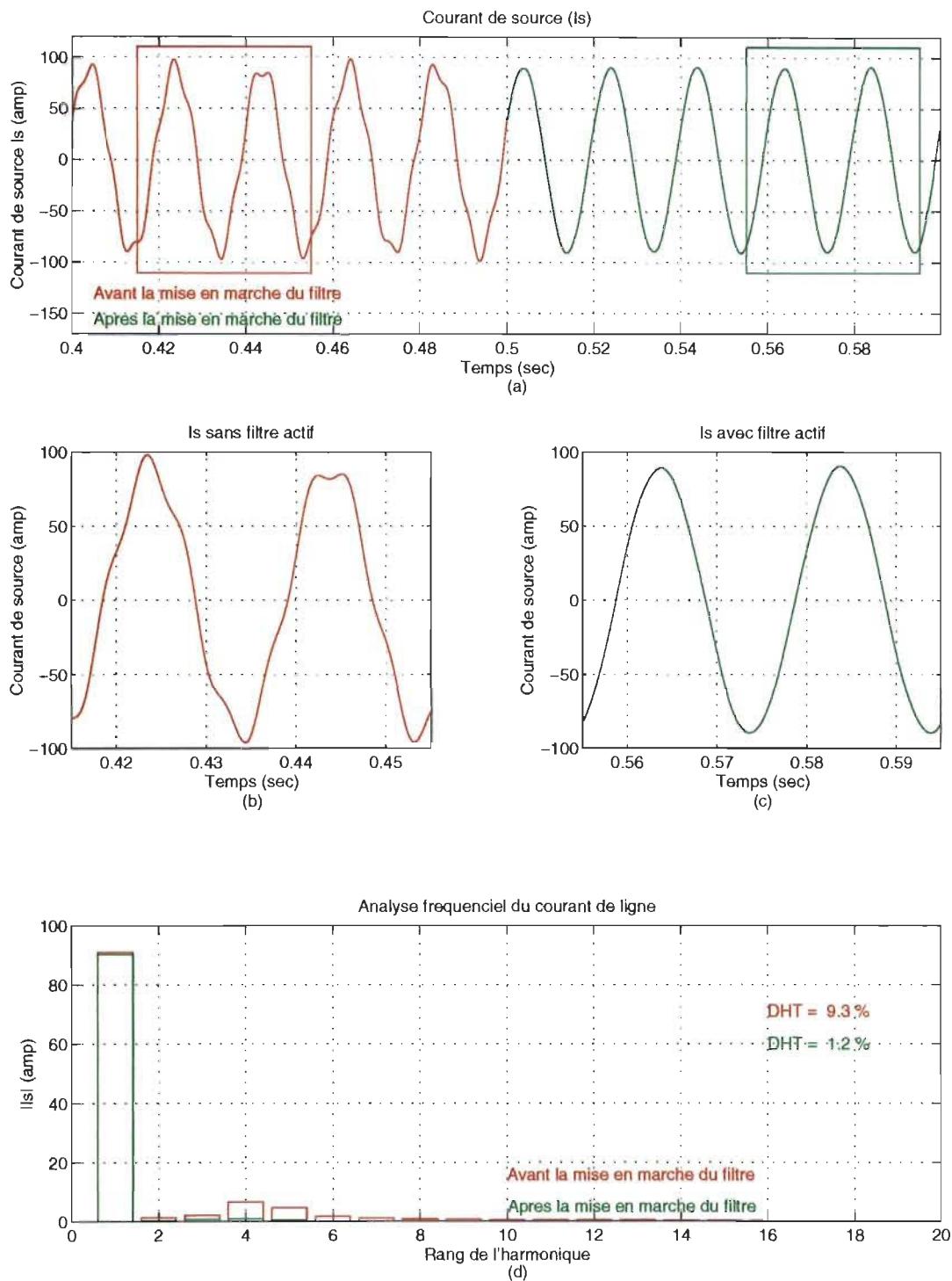


Figure 3.11: Simulation d'un problème de résonnance série

### 3.4 CONCLUSION

Il est difficile de juger des performances réelles de ce système uniquement avec les données fournies dans la publication. Les simulations numériques du système, avec un circuit de réglage utilisant strictement les équations développées dans la publication, ont fait ressortir certains problèmes affectant les performances du filtre. Lorsque la tension de ligne n'est pas parfaitement sinusoïdale, la reconstitution des signaux de commande par la méthode des puissances imaginaires instantanées passe par des points de calcul singuliers (lors d'une inversion matricielle). Cela nuit aux performances du filtre mais n'empêche pas le fonctionnement car ces discontinuités sont atténuées par la bande passante limitée du filtre. L'auteur de l'article n'aborde pas ce problème et ne spécifie pas si un traitement numérique est appliqué pour rendre la commande plus robuste.

L'idée de base, qui est de rendre les performances des filtres passifs accordés indépendantes de l'impédance du réseau et de la distorsion existante sur la forme d'onde de tension, est excellente. Une étude plus poussée, par des simulations numériques et avec la source électronique qui sera utilisée par le GHT, nous permettrait d'évaluer le potentiel réel de ce type de filtre.

## CHAPITRE 4

### CONCEPTION D'UN GÉNÉRATEUR D'HARMONIQUES DE TENSION

#### 4.1 INTRODUCTION

La qualité de l'onde de tension distribuée par le réseau n'est pas toujours parfaite. Certains de ces défauts de qualité sont susceptibles d'influencer le fonctionnement d'appareils électroniques, tels que les EVV, qui y sont particulièrement sensibles. La susceptibilité de ces équipements nécessite de prendre des dispositions pour limiter soit ce que l'on peut définir comme étant une source de pollution, soit les inconvénients dus à cette pollution.

Dans ce chapitre on aborde le problème de compatibilité électromagnétique entre le réseau d'alimentation électrique et les EVV. Le traitement du sujet comportera trois parties distinctes. Soit:

- 1 - L'étude des perturbations susceptibles d'affecter la forme d'onde fournie par le réseau (harmoniques, surtensions, sous-tensions, fautes, etc.).
- 2 - La conception d'une source permettant de produire des formes d'onde de tension harmonique du 60 Hz appelé "le Générateur d'Harmoniques de Tension" (GHT).

3 - La simulation numérique du fonctionnement du GHT utilisé afin de reproduire des perturbations typiques de la forme d'onde de tension.

Tout comme le filtre actif présenté au chapitre 3, le GHT utilise un calcul des puissances imaginaires instantanées pour la transformation des tensions de ligne en leurs composantes harmoniques réelles et imaginaires. Toutefois, la similitude apparente entre les deux systèmes s'arrête là. Le principe de fonctionnement, l'utilité et la mise en œuvre des deux dispositifs sont totalement différents et ne doivent pas être confondus. Le GHT n'est pas un filtre actif et n'est pas utilisé pour réduire l'émission des harmoniques de courant ou la correction du facteur de puissance. Il agit sur la forme de l'onde de tension qui peut être réglée avec un taux d'harmonique quelconque; incluant un THD de 0 % correspondant à une onde de tension sinusoïdale.

#### 4.2 ÉTUDE DES PERTURBATIONS DE LA TENSION DE LIGNE

Les défauts à la qualité de la tension peuvent se manifester sous différentes formes et affecter les quatre paramètres définissant les caractéristiques du système de distribution électrique qui sont: la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde (sinusoïdale) et la symétrie des systèmes triphasés (égalité des modules des tensions et de leurs déphasages relatifs). Il existe donc quatre possibilités distinctes de perturbations et leurs combinaisons éventuelles. Elles seront développées aux paragraphes 4.2.1 à 4.2.4 ci-dessous en fonction des tests d'immunité prévus dans le document SC-610 [1].

#### 4.2.1 Fluctuation de la fréquence de 60 Hz

Elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles telles que les défauts graves en réseau au niveau de la production et du transport. L'étude de ce type de perturbation ne comporte donc pas d'intérêt particulier et n'est pas couvert par les tests décrits dans le document SC-610 [1].

#### 4.2.2 Variation de l'amplitude:

Il ne s'agit pas de variations lentes de tension qui sont corrigées par les régulateurs de charge des transformateurs, mais de variations rapides de tension, ou de creux de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques ou isolés soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non.

Le document SC-610 présente quatre tests d'immunité se rapportant aux variations de l'amplitude de l'onde de tension. Les deux premiers, I<sub>1</sub> et I<sub>2</sub> vérifient le fonctionnement de l'EVV lorsque l'amplitude de l'onde de tension, en régime établi, est inférieure ou supérieure à la tension nominale du réseau. Ces tests peuvent être réalisés en utilisant un variac triphasé déjà existant sur le banc d'essai moteur. Les deux autres tests I<sub>6</sub> et I<sub>7</sub> correspondent à des baisses ou des montées de tension momentanées telles que présentées aux figures 4.1 et 4.2. Ces variations de tension sont trop rapides pour être exécutées par le variac qui possède une constante de temps mécanique assez grande (environ 6 volts/sec). Pour reproduire ce type de perturbation, on

compte utiliser une source de tension électronique triphasée reliée en série avec la tension de ligne fournie par le transformateur. La figure 4.3 présente le schéma fonctionnel suggéré pour ces tests. La réalisation de ces tests ne présente pas de problème technique particulier et ne fera pas l'objet d'une analyse plus approfondie dans ce travail.

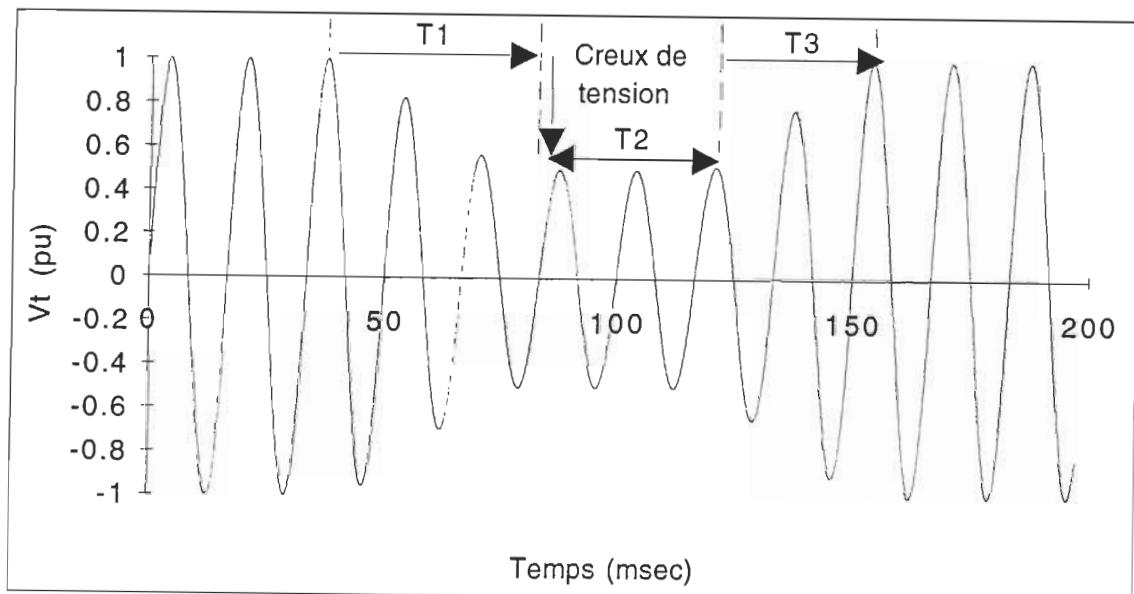


Figure 4.1 Exemple de test d'immunité aux creux de tension (Test I6)

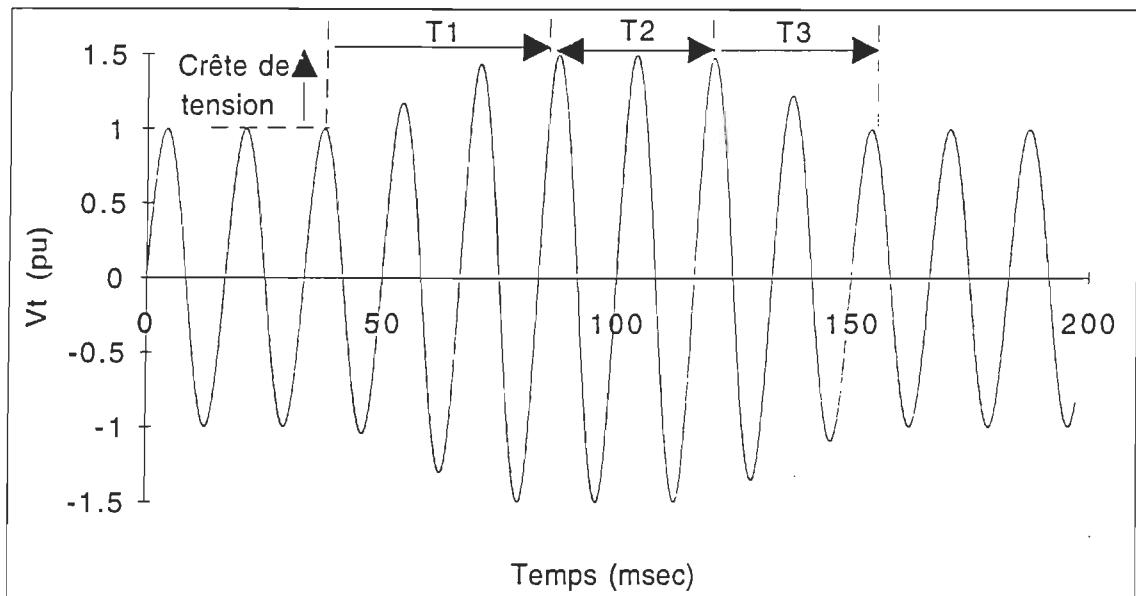


Figure 4.2 Exemple de test d'immunité aux crêtes de tension (Test I7)

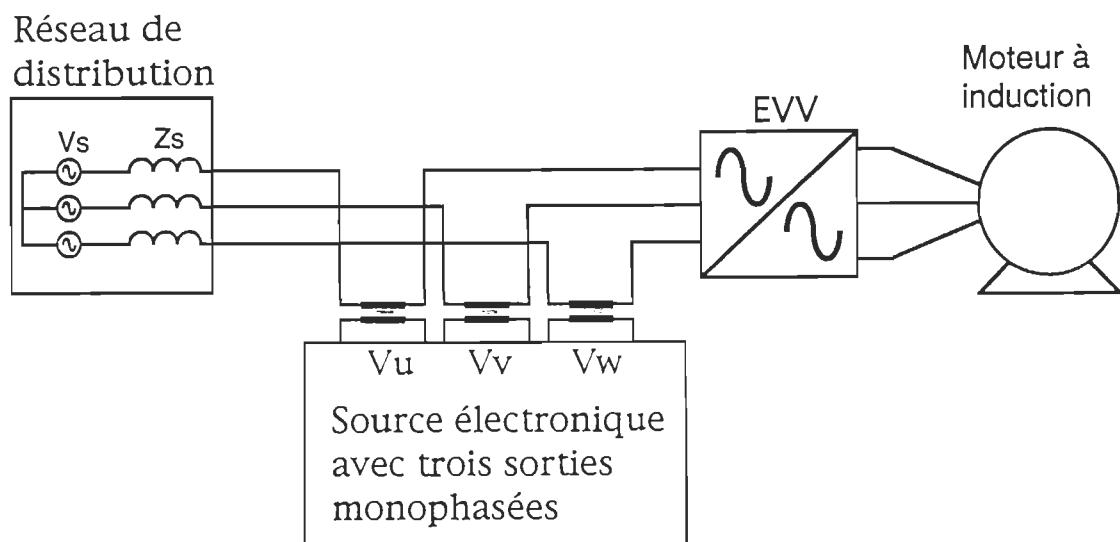


Figure 4.3: Schéma de base pour les tests d'immunité I6 et I7

#### 4.2.3 Variation de la forme d'onde de tension:

Cette onde n'est plus sinusoïdale et elle peut être représentée par une onde fondamentale à 60 Hz associée souvent à des harmoniques de fréquences multiples du 60 Hz, mais aussi, parfois, à des ondes de fréquences quelconques de valeurs supérieures ou inférieures à 60 Hz.

Le document SC-610 présente cinq tests d'immunité de ce type. Trois d'entre eux traitent des harmoniques de tension d'entrée en régime établi et deux autres tests en régime transitoire sur les perturbations créées par la commutation des condensateurs et sur des encoches dans la forme d'onde de tension de ligne. Ces cinq tests font l'objet de la section 4.3.

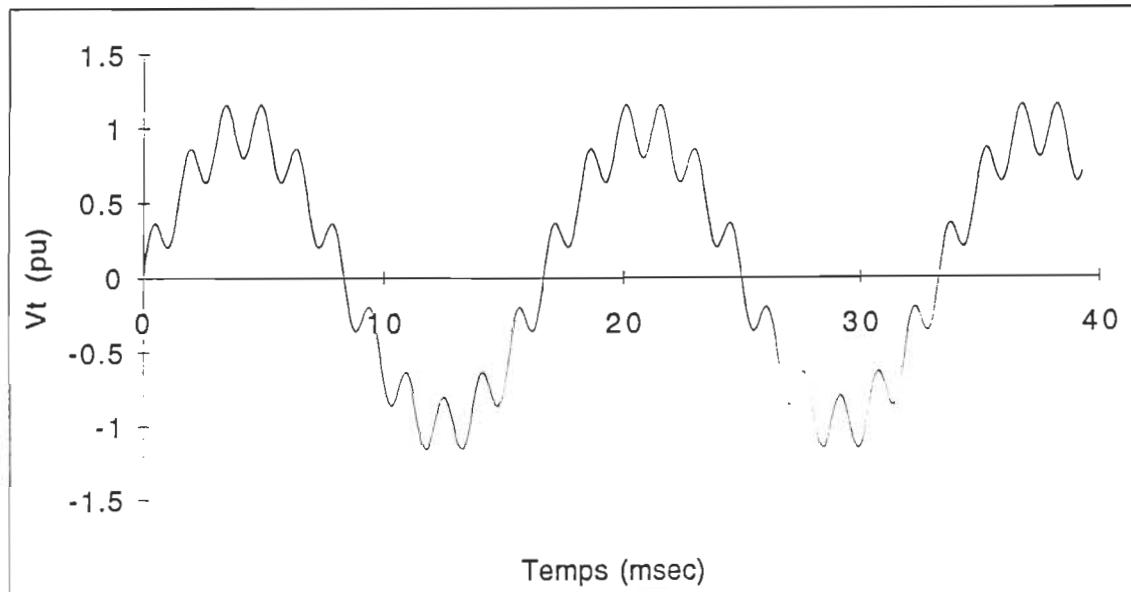


Figure 4.4 Exemple de pollution de la tension de ligne par des harmoniques (Test I3, I4, I5)

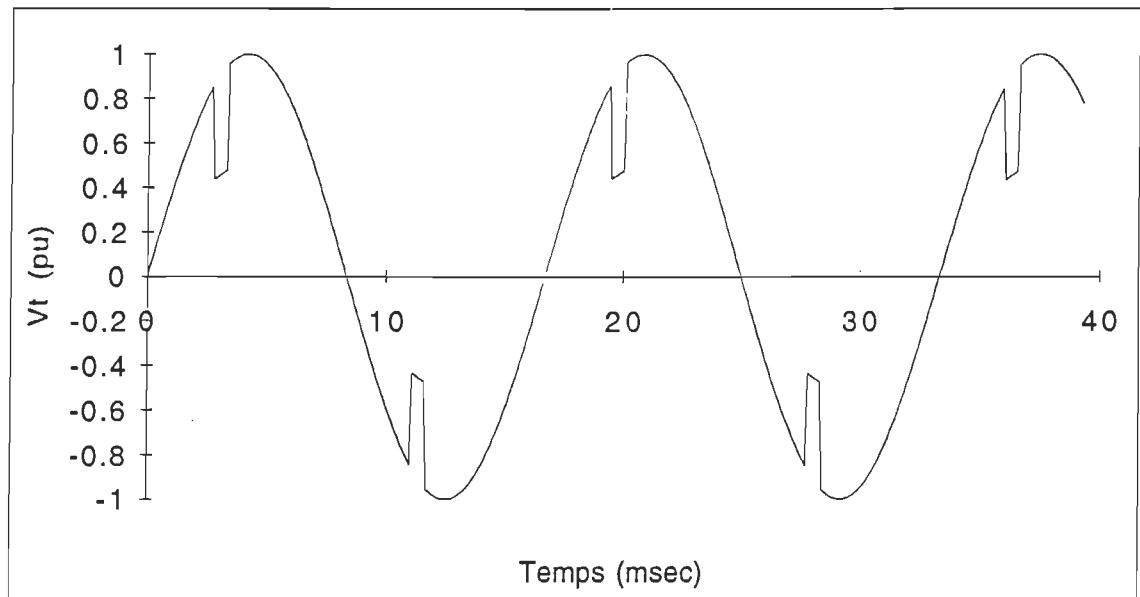


Figure 4.5 Exemple de test d'immunité aux encoches dans la forme d'onde de tension de ligne (Test I9)

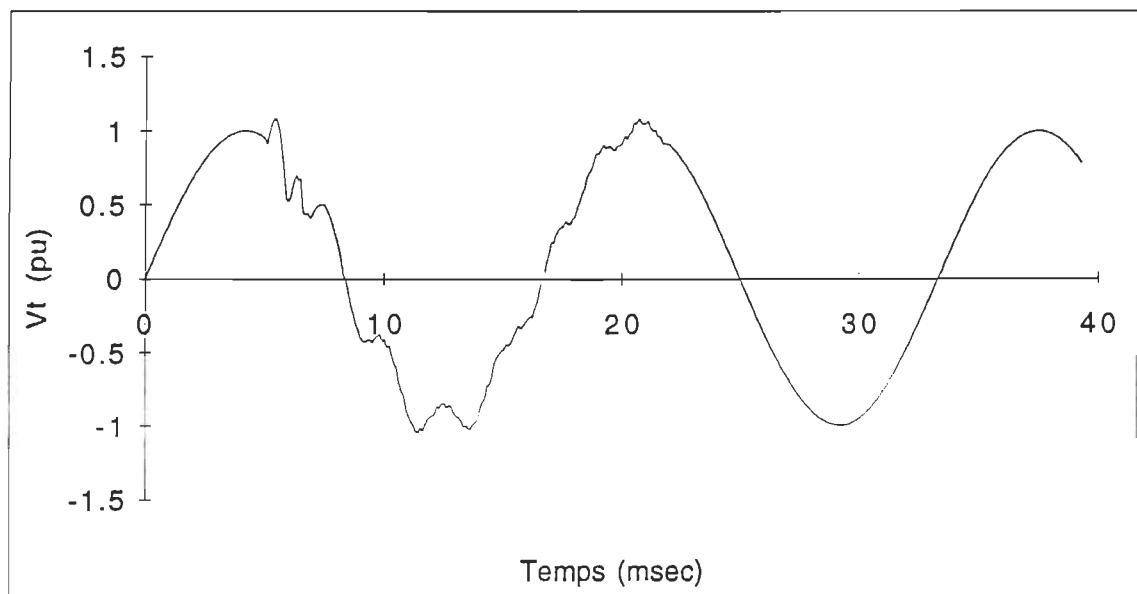


Figure 4.6 Exemple de test d'immunité à la commutation des condensateurs (Test I8)

#### 4.2.4 Dissymétrie du système triphasé (déséquilibre des phases)

Ce type de problème peut être reproduit à l'aide du montage de la figure 4.3. Toutefois, ce type de défaut ne fait pas parti des tests d'immunité décrits par le document SC-610 et ne sera donc pas étudié dans ce travail.

### 4.3 DESCRIPTION DU GÉNÉRATEUR D'HARMONIQUES DE TENSION (GHT)

#### 4.3.1 Tests d'immunité et utilité du GHT

Les défauts de la forme d'onde de tension décrits aux paragraphes 4.2.1 à 4.2.4 sont causés par différents types de perturbations du réseau de distribution. Par exemple:

Un court-circuit ligne-neutre sur le réseau produira une baisse de tension momentanée jusqu'à ce que les contacteurs d'isolation entrent en opération.

La commutation de groupes de condensateurs perturbera la forme d'onde de tension pour quelques cycles.

Un problème de résonnance parallèle, entre les condensateurs de correction du facteur de puissance et l'impédance du réseau, produira une amplification des courants harmoniques générant des harmoniques de tension sur la ligne de distribution.

Ces problèmes peuvent créer des défaillances des EVV pouvant résulter en des manoeuvres intempestives du système de commande électronique (pouvant être dues au décalage du passage par zéro ou à la crête de l'onde résultante de tension) et des claquages dus à des surtensions de la valeur crête.

Les tests d'immunité consistent à vérifier en laboratoire le comportement des EVV lors de ces perturbations du réseau. Il n'est évidemment pas réaliste de tenter de recréer les causes des perturbations mais il est possible de recréer leurs effets, c'est-à-dire la déformation de l'onde de tension de ligne.

Une source électronique, ayant une bande passante suffisante, peut être utilisée à cette fin, toutefois dû au coût élevé des sources cette solution n'est pas économiquement viable pour tester des EVV d'une puissance supérieure à 150 kVA. Pour les tests d'EVV de 150 à 600 kVA nous avons développé un système consistant en une mise en parallèle d'une source électronique et du réseau de distribution. Cette configuration prend avantage du fait que toutes les formes d'onde qui doivent être reproduites ont comme point commun d'avoir une fréquence fondamentale fixée à celle du réseau de 60 Hz. De plus, l'amplitude de la fondamentale de la plupart de ces formes d'onde demeure constante lors du test. Nous avons appelé ce dispositif le "générateur d'harmonique de tension" (GHT). Celui-ci permet de régler l'amplitude et la phase des 60 premiers harmoniques de tension (sauf la composante continue). Il est donc possible de reproduire les formes

d'onde requises par les tests d'immunité en passant par une analyse spectrale des formes d'ondes et une reconstitution du signal dans le domaine temporel par une sommation des harmoniques selon l'équation générale 2.1.

#### 4.3.2 Principe de fonctionnement du GHT

##### 4.3.2.1 Transformation des harmoniques de courant en harmoniques de tension

Afin de comprendre le fonctionnement du GHT il peut s'avérer utile de rappeler comment les harmoniques de tension peuvent être produites de façon naturelle sur le réseau de distribution. La figure 4.7 présente le schéma fonctionnel monophasé d'un système composé d'une charge non linéaire reliée à un transformateur de distribution ayant un condensateur de correction du facteur de puissance.

La figure 4.8 présente l'impédance  $Z_s$  en fonction de la fréquence. On a choisi, dans cet exemple, une valeur de condensateur qui entre en résonnance parallèle avec l'impédance interne de la source. À cette fréquence (11e harmonique) l'impédance  $Z_s$  devient très grande et le produit "harmonique de courant" et "impédance de source" donnera naissance à des harmoniques de tension de forte amplitude ( $V_{t11} = I_{11} * Z_{s11}$ ). La figure 4.9 illustre la tension de ligne de ce système lorsqu'il alimente un convertisseur de courant typique (ayant une 11e harmonique d'amplitude A1/11).

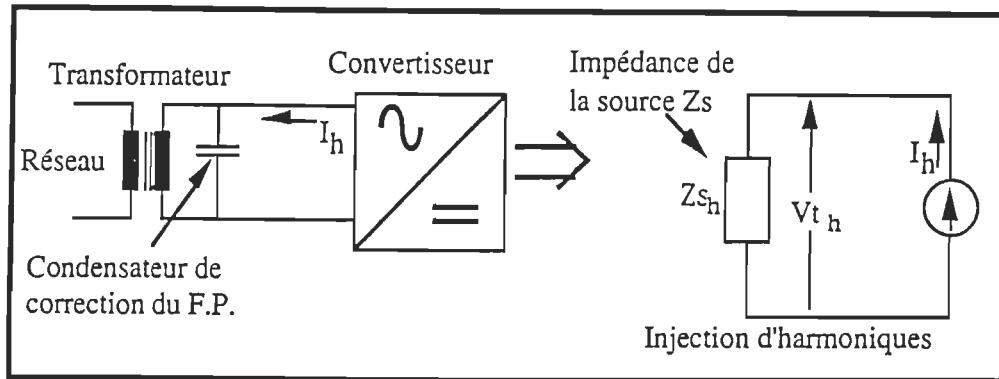


Figure 4.7: Représentation d'un problème de résonnance parallèle.

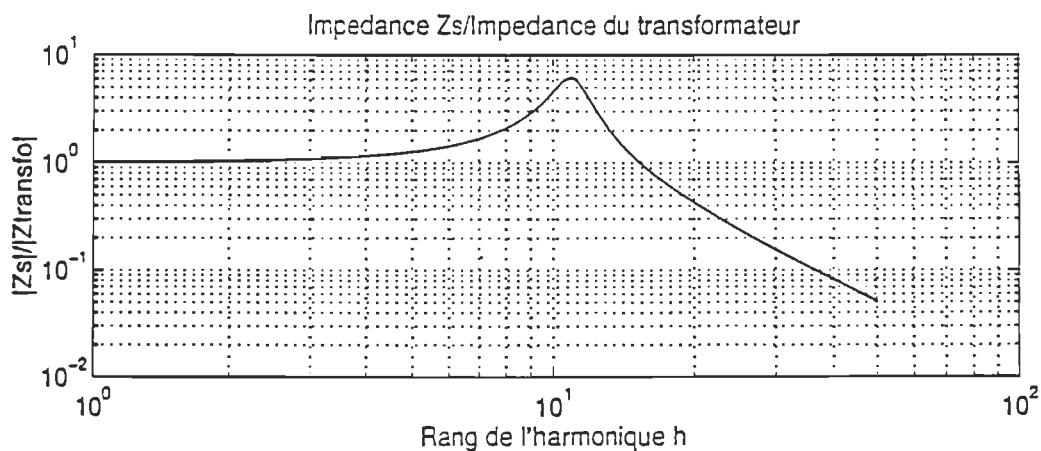


Figure 4.8: Module de l'impédance  $Z_{sh}$  vu du convertisseur.

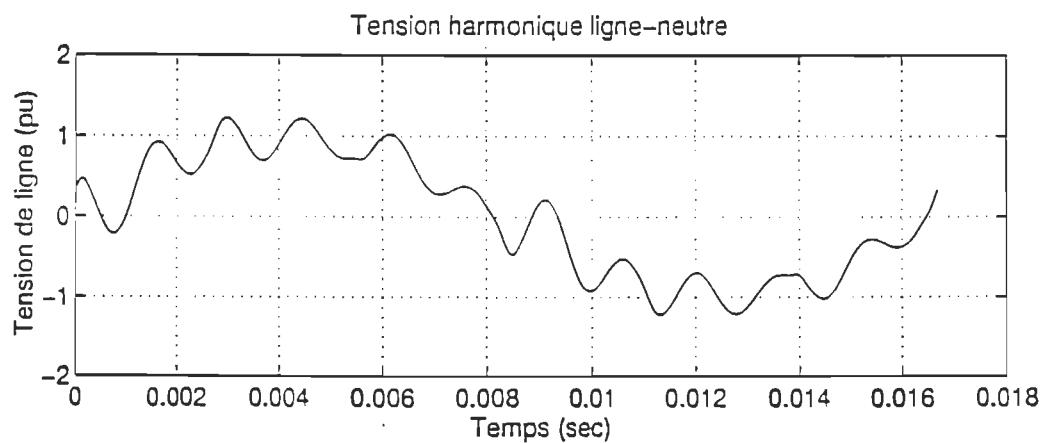


Figure 4.9: Forme d'onde de tension de ligne résultant du produit  $Z_s * I_h$  tel que présenté à l'équation 4.1.

$$V_t(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cos(h\omega_1 t + \theta_h) * Z_{sh} \quad (4.1)$$

Le GHT utilise un principe similaire. Un filtre accordé à la fréquence fondamentale est ajouté à la sortie du transformateur de distribution de manière à produire une impédance élevée pour tous les harmoniques de courant ( $Z_{sh} \gg Z_{base}$ ). Une source de tension électronique reliée à la charge au travers de filtres passifs permet de régler l'amplitude et la phase des harmoniques de courant qui produiront la tension harmonique de ligne désirée  $V_{th}$  ( $V_{th} = I_h * Z_{sh}$ ).

La figure 4.10 présente le circuit complet du GHT.

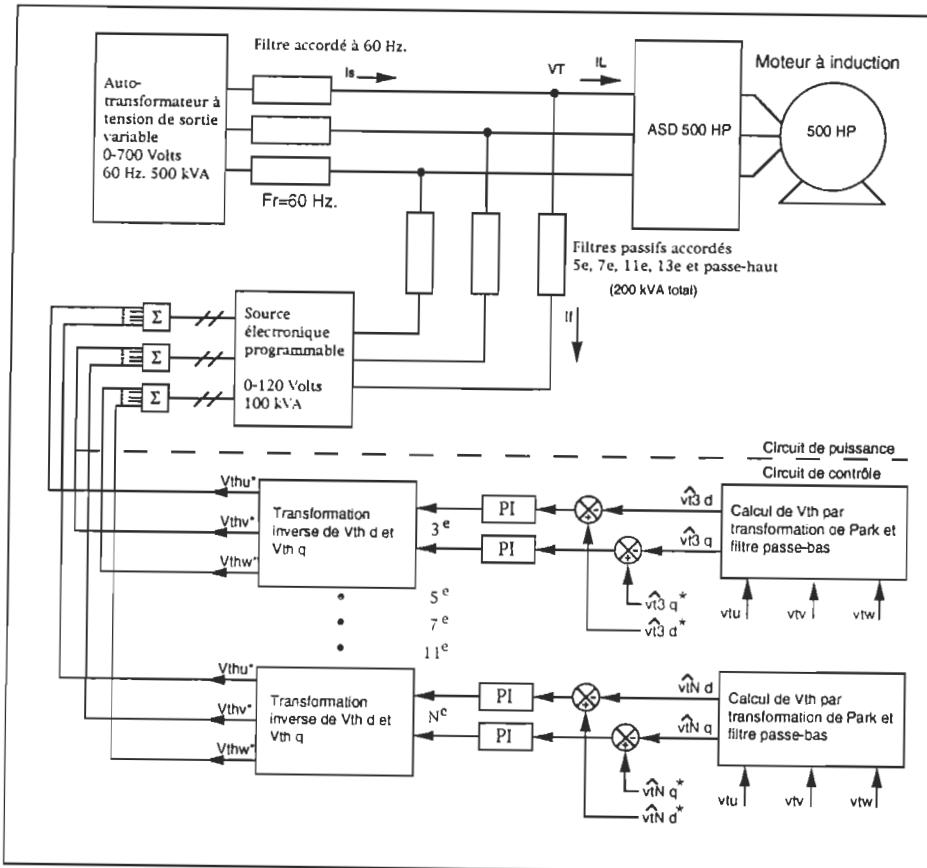


Figure 4.10: Schéma fonctionnel du GHT

La figure 4.11 présente le circuit équivalent monophasé simplifié pour la fréquence fondamentale et pour un harmonique  $h$ . L'équation 4.2 montre le principe de fonctionnement simplifié du GHT.

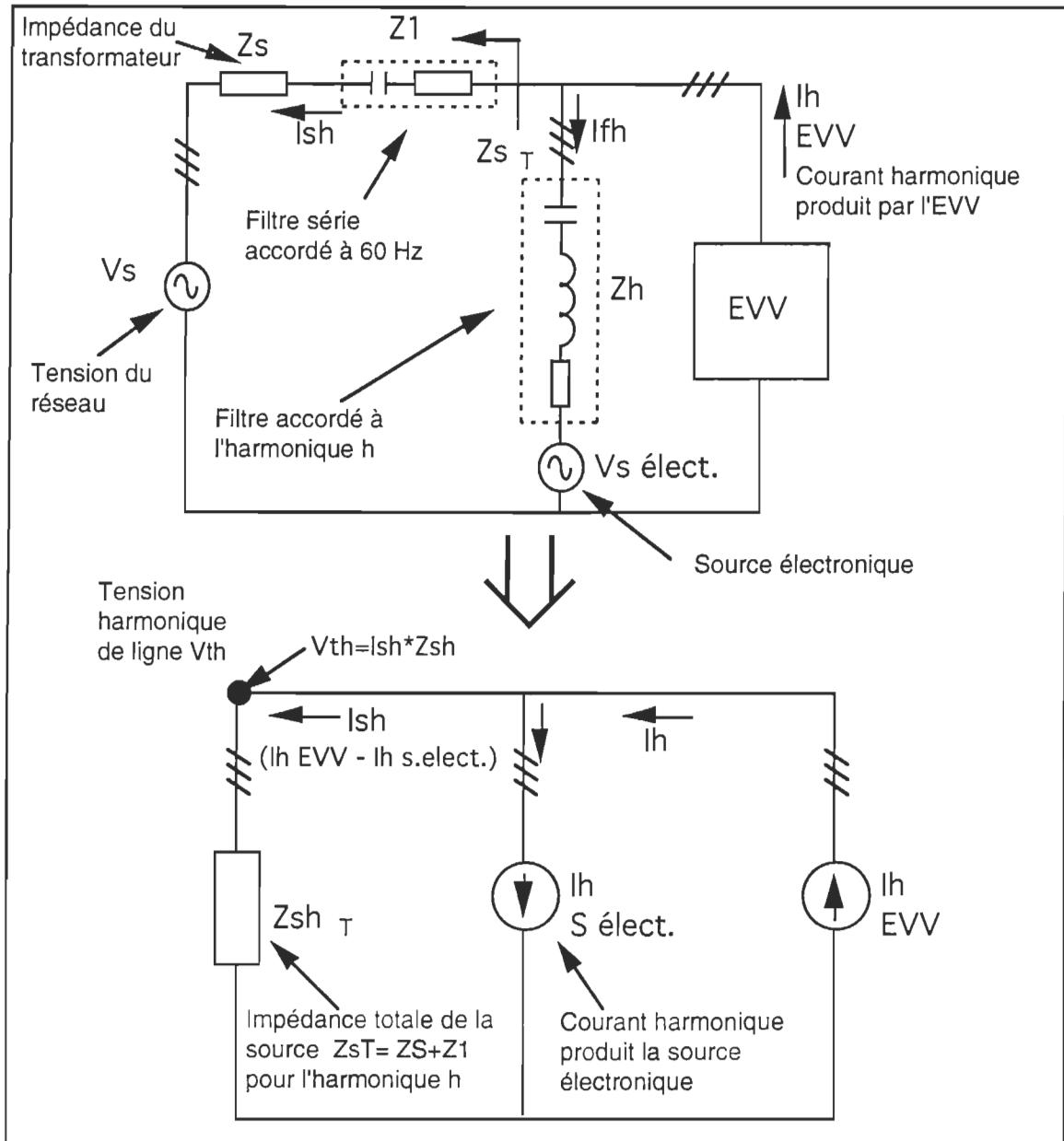


Figure 4.11: Circuit équivalent du GHT pour un harmonique.

$$Vt(t) = V_1 \sin(\omega_1 t) + \sum_{n=2}^{50} \left( I_{ch_n} \sin(n\omega_1 t + \phi_{ch_n}) - I_{se_n} \sin(n\omega_1 t + \phi_{se_n}) \right) * |Z_{s_n}| \quad (4.2)$$

Le réglage des courants harmoniques injectés sur la ligne est complètement contrôlé par la source de tension et cela avec environ 25 % des kVA requis par l'EVV. Ainsi une source de 150 kVA possède suffisamment de puissance pour tester des EVV jusqu'à 600 kVA.

#### 4.3.2.2 Réglage de la tension harmonique de ligne

Le réglage de la tension de sortie de la source électronique est fait en fonction des harmoniques de tension à l'entrée de l'EVV. On utilise la théorie des puissances imaginaires instantanées<sup>[6]</sup> comme instrument de calcul des tensions harmoniques et pour le calcul de déphasage des différents signaux de tension. Cette technique de calcul est rapide et peut facilement être adaptée à une boucle d'asservissement de type Proportionnel et Intégral (PI).

Nous avons sélectionné un contrôleur qui permet d'imposer un poids élevé sur la consigne dans le calcul de son signal de sortie. De plus une fenêtre de saturation du signal de sortie a été ajoutée afin d'éviter des dépassements excessifs de la tension de sortie. Les détails de ce circuit de réglage sont abordés à la section 4.5.

#### 4.3.2.3 Utilité des filtres passifs accordés

Vus du réseau de distribution, les filtres accordés aux fréquences harmoniques reliés en série avec la source électronique sont perçus comme une impédance élevée. Cela a l'avantage de limiter le passage du courant de fréquence fondamentale dans la source électronique. Une source électronique de 140 volts ligne-neutre est alors suffisante pour produire le niveau de tension harmonique que l'on doit superposer à l'onde de fréquence fondamentale. De plus ces filtres ont une impédance capacitive ayant comme effet bénéfique non négligeable de corriger le facteur de puissance de l'installation.

### 4.4 CONCEPTION ET ANALYSE DU GHT DANS LE DOMAINE FRÉQUENCIEL

#### 4.4.1 Conception des filtres accordés utilisés par le GHT

Nous avons utilisé une version modifiée du programme de conception de filtres passifs accordés qui a été présentée au chapitre 2. Un filtre accordé à 60 Hz a été ajouté en série avec l'impédance de la source  $Z_s$  du transformateur afin de bloquer le passage des harmoniques de courant qui seront déviés vers le GHT via les filtres parallèles accordés. Les critères de conception de ces filtres sont présentés à la section 4.4.1.1 suivante et les résultats de calcul sont présentés à la section 4.4.1.2.

#### 4.4.1.1 Critères de conception des filtres du GHT

Puissance du transformateur ( $S_n$ ):	2500 kVA
Impédance du transformateur ( $Z_s$ ):	0.1 pu
Filtre en série avec $Z_s$ :	$C_1=1000 \mu F, L_1=7.04 mH, Q_1=30$
Tension de phase ( $V_p$ ):	$575/\sqrt{3} Volts$
Courant de charge ( $I_L$ ):	600 Ampères
Fréquence fondamentale ( $f_1$ ):	60 Hertz
Facteur de puissance (FP):	0.9
Distorsion maximum sur $V_L$ (DHT $V_L$ )	3 % @ 600 Amp.

Le courant de charge est représenté par le contenu harmonique typique d'un convertisseur de courant de 6 impulsions.

#### 4.4.1.2 Résultats du calcul des filtres du GHT

Filtre accordé au 5e harmonique:	$C_5=780 \mu F, L_5=0.36 mH, R_5=0.03 \Omega$
Filtre accordé au 7e harmonique:	$C_7=400 \mu F, L_7=0.36 mH, R_7=0.05 \Omega$
Filtre accordé au 11e harmonique:	$C_{11}=200 \mu F, L_{11}=0.29 mH, R_{11}=0.06 \Omega$
Filtre accordé au 13e harmonique:	$C_{13}=300 \mu F, L_{13}=0.09 mH, R_{13}=0.03 \Omega$
Filtre passe-haut:	$C_{ph}=260 \mu F, L_{ph} = 0.094 mH, R_{ph}=0.8 \Omega$
Distorsion harmonique totale:	
- sur la tension ligne-neutre:	$DHTI_L = 2.9 \%,$
- sur le courant de la source:	$DHTV_{L-N} = 0.2 \%,$
Puissance réactive totale installée:	$Q_{T\text{filtre}} = 174 \text{ kVAR}$
Filtre accordé à la fondamentale:	$C_1=3000 \mu F, L_1=2.26 mH, R_1=0.02 \Omega$
	$Q_{T\text{filtre}} = 3*Xc_1*IL^2 = 425 \text{ kVAR}$

#### 4.4.2 Analyse des performances du GHT dans le domaine fréquentiel

La figure 4.12 présente l'amplitude des impédances du GHT (définies par les équations 4.13 à 4.16) en fonction de la fréquence. L'impédance du système, aux fréquences harmoniques caractéristiques d'un redresseur triphasé, est inférieure à celle du transformateur de distribution utilisé seul. On observe toutefois une résonnance parallèle très prononcée à une fréquence de 105 Hz. Cette fréquence ne fait pas partie de la zone d'intérêt du GHT et sera évitée afin de ne pas créer de surtension de ligne. Des résonnances parallèles apparaissent également autour du 6e harmonique et entre le 8e et 9e harmonique. Ces résonnances parallèles ne causent pas de réel problème puisqu'elles ne sont pas à des fréquences caractéristiques du redresseur et ne sont pas très prononcées.

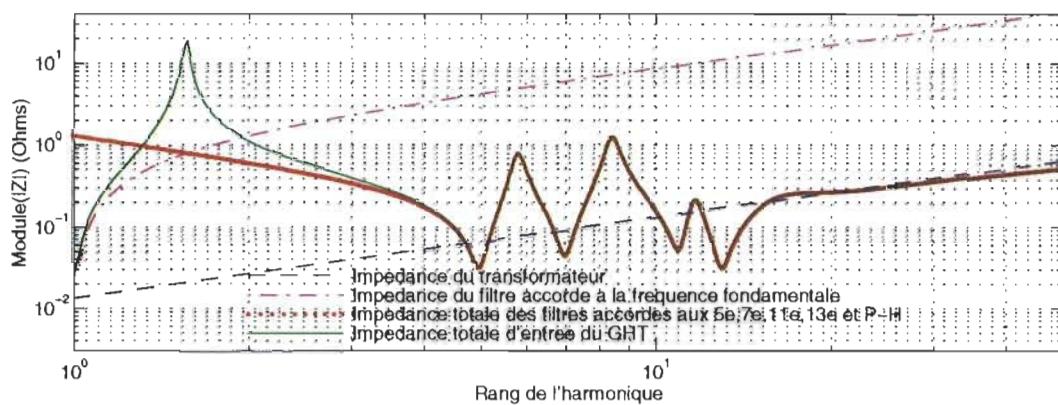


Figure 4.12: Module de l'impédance des composantes du GHT

$$Z_s(f) = R_s * \frac{f}{f_1} + j2\pi f L_s \quad (4.3)$$

$$Z_l(f) = R_l + j \left( 2\pi f L_l - \frac{1}{2\pi f C_l} \right) \quad (4.4)$$

$$Z_{f_T}(f) = \frac{1}{\frac{1}{Zf_5(f)} + \frac{1}{Zf_7(f)} + \frac{1}{Zf_{11}(f)} + \frac{1}{Zf_{13}(f)} + \frac{1}{Zf_{p-h}(f)}} \quad (4.5)$$

$$Z_{GHT}(f) = \frac{1}{\frac{1}{Z_l(f) + Z_s(f)} + \frac{1}{Z_{f_T}(f)}} \quad (4.6)$$

$Z_s(f)$ : est l'impédance du transformateur de distribution en fonction de la fréquence.

$Z_l(f)$  est l'impédance du filtre accordé à 60 Hz en série avec l'impédance du transformateur.

$Z_{f_T}(f)$  est l'impédance totale des filtres passifs accordés aux 5e, 7e, 11e, 13e harmonique et passe-haut

$Z_{GHT}$  est l'impédance totale du GHT vue de la charge.

$$Z_n(f) = R_n + j \left( 2\pi f L_n - \frac{1}{2\pi f C_n} \right) \quad Z_{p-h}(f) = \frac{1}{\frac{1}{R_{p-h}} + \frac{1}{j2\pi f L_{p-h}}} + \frac{1}{j2\pi f C_{p-h}}$$

$R_n$  est la résistance en série avec le filtre  $L_n \cdot C_n$  pour  $n=5, 7, 11, 13$ .

Les équations 4.3 à 4.8 font référence à la figure 4.13.

Comme nous l'avons déjà mentionné le GHT a pour objet de faire la sommation de la tension provenant du réseau de distribution ( $V_s$ ) et la tension d'une source électronique ( $V_e$ ) afin de produire une tension de ligne ( $V_t$ ) dont le contenu harmonique est programmable.

La figure 4.13 présente le circuit équivalent du GHT pour la fréquence fondamentale et pour les fréquences harmoniques. Les rapports  $V_s/V_t$  et  $V_s/V_e$  présentées aux équations 4.7 et 4.8 sont déduites de ce circuit. À la fréquence fondamentale et pour sa charge nominale l'EVV est remplacé par une impédance  $Z_{charge}=0.52+j0.19$  ohms, soit une charge triphasée consommant une puissance de 600 kVA avec un facteur de puissance de 0.9. Pour les harmoniques, l'EVV est considéré comme une source de courant avec une très grande impédance d'entrée.

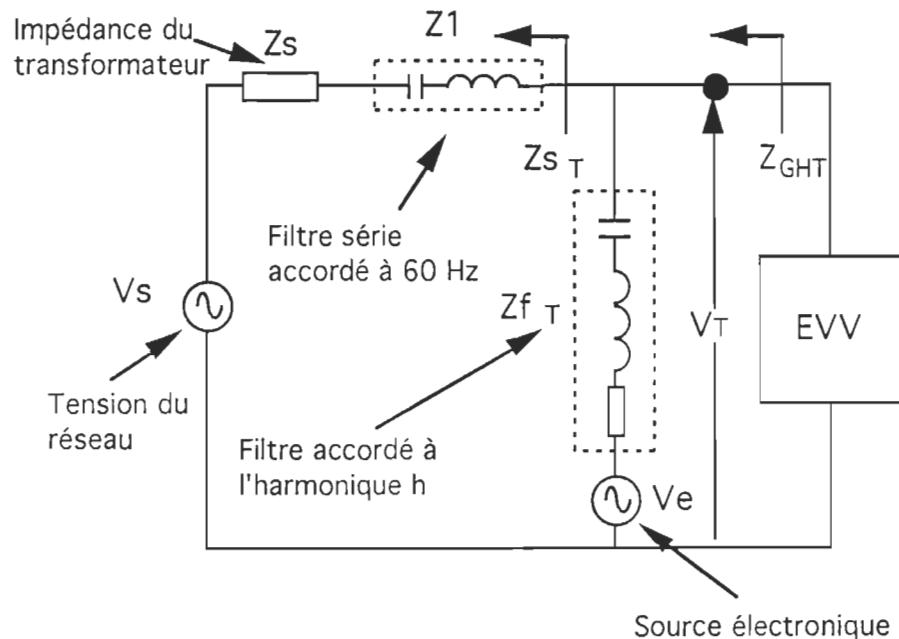


Figure 4.13: Circuit équivalent monophasé du GHT

$$V_t(60) = V_s(60) * \frac{\left( \frac{1}{\frac{1}{Zf_T(60)} + \frac{1}{Zcharge}} \right)}{Zs_T(60) + \left( \frac{1}{\frac{1}{Zf_T(60)} + \frac{1}{Zcharge}} \right)} \quad (4.7)$$

$$V_t(f) = V_e(f) \frac{Zs_T(f)}{Zs_T(f) + Zf_T(f)} \quad (4.8)$$

où:  $Z_{ST}(f)$  est l'impédance de source totale  $Z_l(f) + Z_s(f)$  (eq. 4.3 et 4.4).

$Zf_T(f)$  est l'impédance totale des filtres en fonction de  $f$  (eq. 4.5) .

$Z_{charge} = 0.52+j0.19$  ohms

À l'équation 4.7 si  $(Zf(60) \parallel Z_{charge}) \gg Z_{ST}$  alors:  $\frac{V_t}{V_s} \approx 1$  et

à l'équation 4.8 si  $Z_{ST}(f) \gg Zf_T(f)$  alors:  $\frac{V_t}{V_e} \approx 1$ ;

qui sont les caractéristiques idéales recherchées pour le GHT.

La figure 4.15 présente les rapports  $Vt(60)/Vs(60)$  et  $Vt(f)/Ve(f)$  obtenues avec le choix de filtres présentés au paragraphe 4.4.1.2. Notons que le transformateur de distribution a une fréquence fixe et que la source électronique fonctionne à une fréquence variable.

Le rapport  $Vt(60)/Vs(60)$  a un module de 0.97 avec un angle de phase de  $-0.4^\circ$ . Ceci correspond à une chute de tension de 3% avec un déphasage nul. La fonction de transfert  $Vt(f)/Ve(f)$  varie de 0.92 à 1.08 dans la plage de fréquences de la source électronique avec des variations du déphasage compris entre 0 et  $10^\circ$ . Si on examine cette fonction de transfert pour les fréquences harmoniques d'intérêt (5, 7, 11, 13, 17, 19, ...) on note des variations de moins de 2 % autour de la valeur unité et de moins de  $1^\circ$  de déphasage.

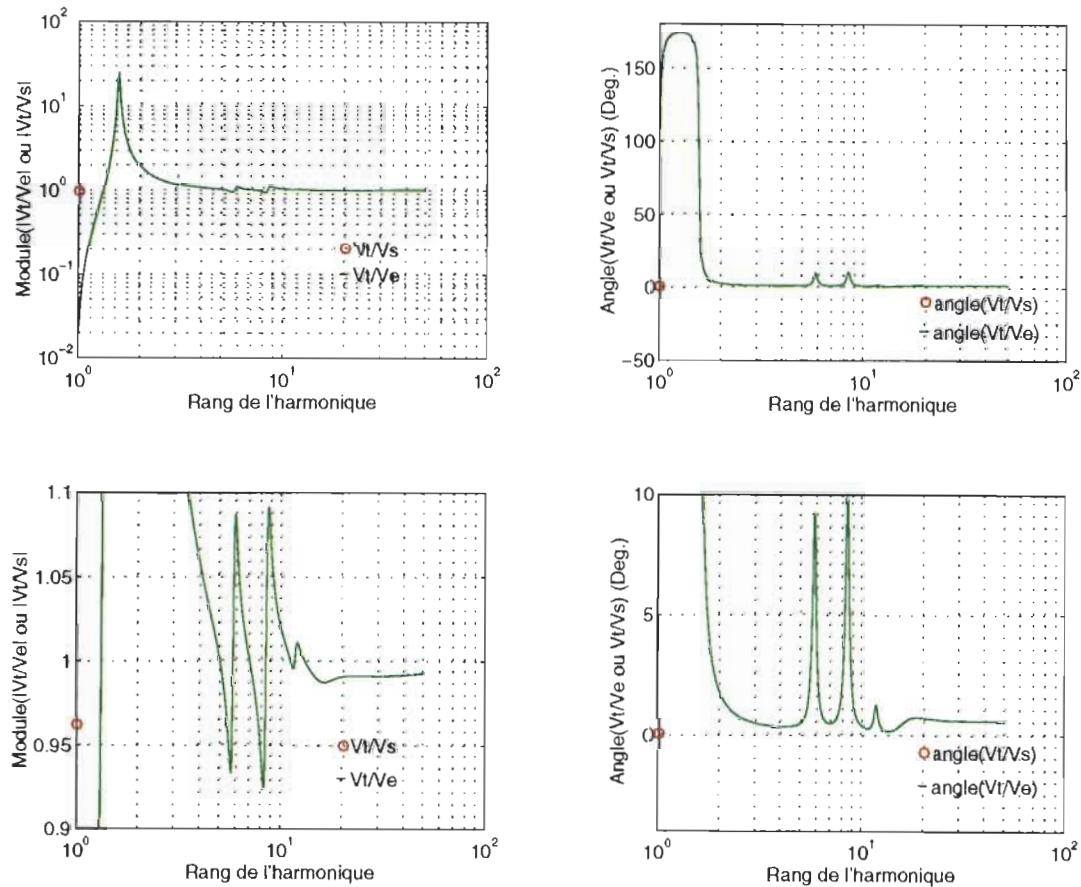


Figure 4.14: Fonction de transfert de la source électronique et du transformateur de distribution en fonction de  $f$ .

Ces résultats démontrent que le GHT se comporte réellement comme deux sources de tension indépendantes produisant une tension de ligne  $V_T(t)=V_S(t)+V_e(t)$  si on assume un fonctionnement à 60 Hz pour  $V_S$  et à plus de 180 Hz pour  $V_e$ . Une simulation de ce dispositif, dans le domaine temporel, est toutefois nécessaire afin de valider ces résultats car la charge (l'EVV) est non linéaire et l'analyse fréquentielle peut être inadéquate dans ces conditions.

## 4.5 SIMULATION NUMÉRIQUE DU GHT DANS LE DOMAINE TEMPOREL

### 4.5.1 Simulation du GHT appliquée aux tests d'immunité

Le GHT a pour objet principal d'effectuer les tests d'immunité des EVV décrits dans le document SC-610 d'EPRI. On présente, dans cette section, l'analyse des performances du GHT lorsqu'il est utilisé pour reproduire chacun de ces tests. Dans chacun des exemples de tests nous comparerons son comportement en boucle ouverte avec celui en mode de régulation de type proportionnel et intégral (PI). Le simulateur utilisé est présenté à l'annexe D

### 4.5.2 Simulation des tests d'immunité aux harmoniques de tension

Ces tests sont décrits dans le document SC-610 comme les tests d'immunité de premier niveau (les plus importants) identifiés par les abréviations  $I_3$ ,  $I_4$  et  $I_5$ . Le document suggère un test où le client spécifie l'amplitude et la phase de différentes combinaisons d'harmoniques de tension procurant une distorsion harmonique totale

(DHT) de 10%. Le tableau 4.1 présente les combinaisons d'harmoniques qui ont été choisies afin de vérifier le comportement du GHT.

Tableau 4.1: Combinaisons d'harmoniques utilisées pour les tests d'immunité [1]

Combinaison #	5e	7e	11e	13e	17e	DHT
Harm. 1	33 V, 0°	0 V	0 V	0 V	0 V	10 %
Harm. 2	0 V	33 V, 180°	0 V	0 V	0 V	10 %
Harm. 3	0 V	0 V	33 V, 180°	0 V	0 V	10 %
Harm. 4	0 V	0 V	0 V	33 V, 0°	0 V	10 %
Harm. 5	0 V	0 V	0 V	0 V	33 V, 0°	10 %
Harm. 6	66 V, 0°	47 V, 180°	30 V, 180°	25 V, 0°	0 V	27%

Les résultats de ces tests sont présentés aux figures 4.15 à 4.21 sous la forme d'une analyse fréquentielle des signaux de tension obtenus pour le test en boucle ouverte et en mode de régulation, comparés aux valeurs désirées. On présente également les formes d'ondes désirées et obtenues dans chacun des cas et les formes d'ondes de tension et courant du système pour la combinaison #6 avec comme charge un EVV de 600 kVA. Les résultats de ces simulations ainsi que d'autres combinaisons d'harmoniques sont présentés en détail à l'annexe F. Le tableau 4.2 résume les résultats obtenus pour différentes combinaisons mises à l'essai.

Tableau 4.2: Résultats de simulation du GHT pour des exemples de génération d'harmoniques de tension

Combinaison #	$V_T^*$	$V_{T\text{ bo}}$	Err $V_{T\text{bo}}$	$V_{T\text{bf}}$	Err $V_{T\text{bf}}$
Harm. 1 ( $H_5$ )	33 V, 0°	33.9 V, 5°	2.5%, 5°	32.4 V, 9°	-1.7 %, 9°
Harm. 2 ( $H_7$ )	33 V, 180°	33.5 V, 194°	1.5 %, 14°	32.7 V, 181°	-0.9%, 1°
Harm. 3 ( $H_{11}$ )	33 V, 180°	31.8 V, 198°	-3.6%, 18°	32.8 V, 201°	-0.6 %, 21°
Harm. 4 ( $H_{13}$ )	33 V, 0°	32.1 V, 18°	-2.7 %, 18°	33.0 V, 6°	0.0 %, 6°
Harm. 5 ( $H_{17}$ )	33 V, 0°	29.5 V, 17°	-11 %, 17°	32.9 V, 32°	-0.3 %, 32°
Harm. 6 ( $H_5 + H_7 + H_{11} + H_{13}$ )	66 V, 0°	64.5 V, 4°	2.3 %, 4°	66.4 V, 8°	0.6 %, 8°
	47 V, 180°	43.2 V, 186°	8.1 %, 6°	46.9 V, 181°	0.2 %, 1°
	30 V, 180°	28.5 V, 191°	5.0 %, 11°	29.9 V, 197°	0.3 %, 17°
	25 V, 0°	22.2 V, 12°	11.2%, 12°	24.5 V, 3°	2.0 %, 3°

Où:  $V_T^*$ : Valeur désirée de tension de ligne de l'harmonique h.

$V_{T\text{ bo}}$ : Valeur de tension de ligne de l'harmonique h obtenue avec le test en boucle ouverte.

Err  $V_{T\text{bo}}$ : Erreur sur l'amplitude et la phase de l'harmonique que l'on désire imposer en boucle ouverte.

$V_{T\text{bf}}$ : Valeur de tension de ligne de l'harmonique h obtenue avec le test en boucle fermée (mode de régulation proportionnel et intégral).

Err  $V_{T\text{bf}}$ : Erreur sur l'amplitude et la phase de l'harmonique que l'on désire imposer en boucle fermée.

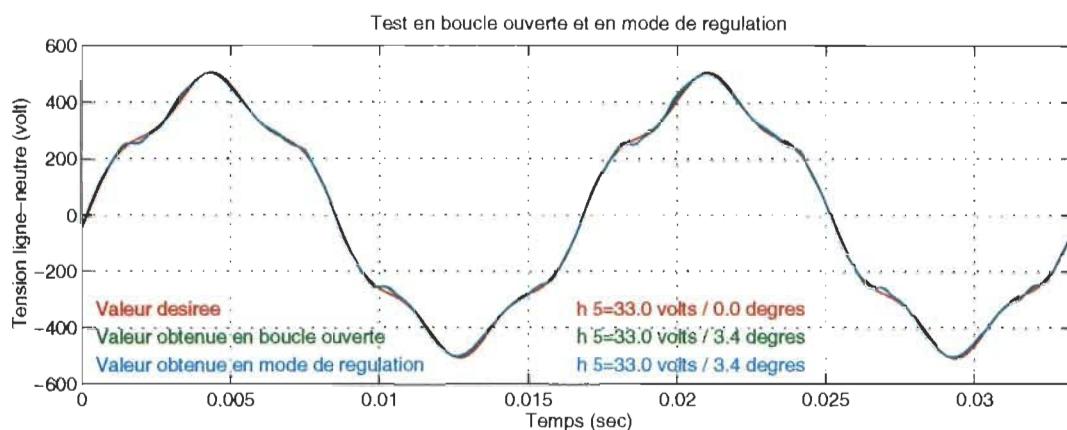


Figure 4.15: Génération d'harmoniques de tension: combinaison #1

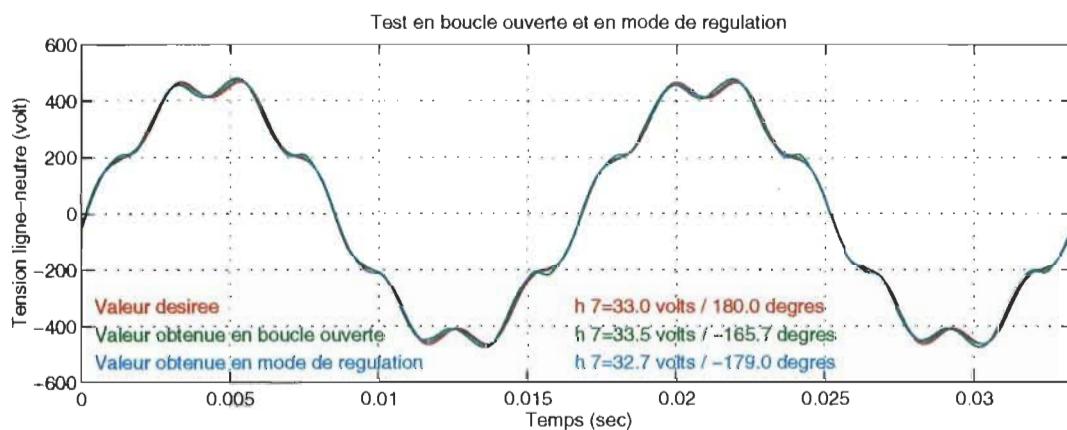


Figure 4.16: Génération d'harmoniques de tension: combinaison #2

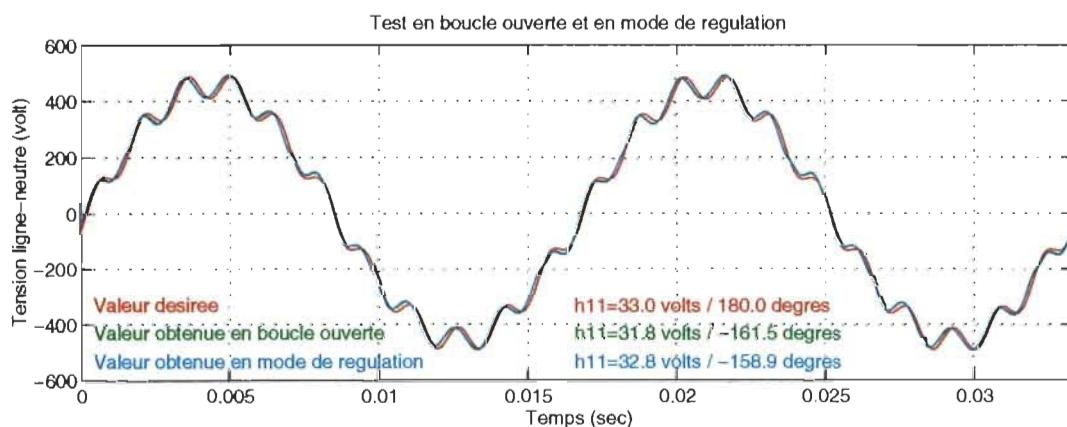


Figure 4.17: Génération d'harmoniques de tension: combinaison #3

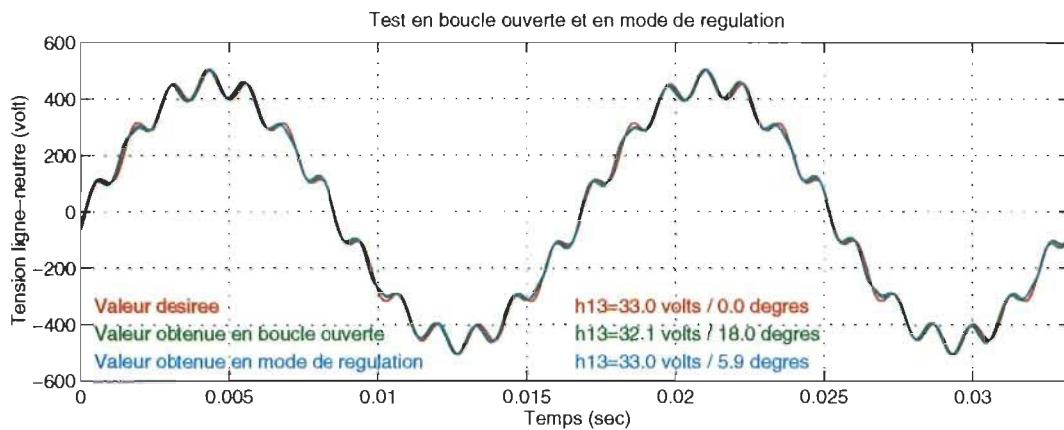


Figure 4.18: Génération d'harmoniques de tension: combinaison #4

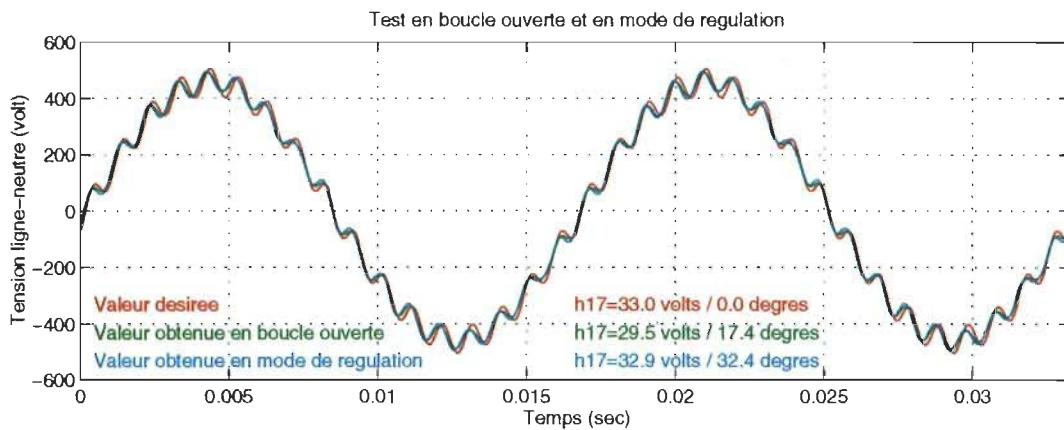


Figure 4.19: Génération d'harmoniques de tension: combinaison #5

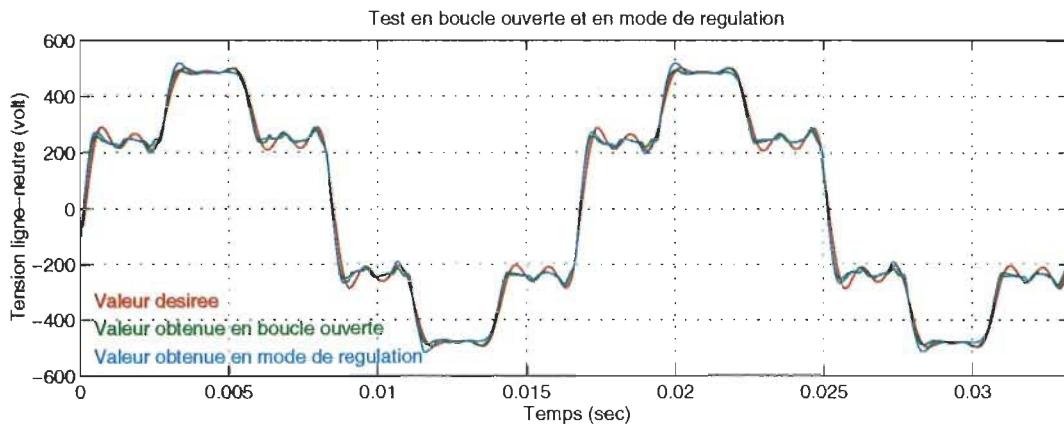


Figure 4.20: Génération d'harmoniques de tension: combinaison #6

La figure 4.21 présente le circuit de réglage du GHT pour un harmonique de tension. Le réglage de l'amplitude et de la phase de l'harmonique nécessite une transformation de coordonnées polaires (module et phase) vers un système de coordonnées rectangulaires (axe direct et en quadrature de la tension selon une transformation de Park). C'est pourquoi nous présenterons les résultats de simulation sous ces deux formes.

La figure 4.22 présente la dynamique de ce circuit de régulation pour la génération d'un harmonique de tension (combinaison #1 de la figure 4.15). Ces caractéristiques dynamiques dépendent essentiellement des paramètres choisis pour les deux régulateurs de type PI (régulateurs utilisés pour régler les composantes désirées, directe et en quadrature, de la tension harmonique). Elles dépendent également des caractéristiques du filtre passe-bas utilisé (filtre Butterworth du 4e ordre dont la fréquence de coupure est de 20 Hz) afin de séparer l'harmonique désiré des autres harmoniques et de la fondamentale.

Pour cet exemple on observe un dépassement de 17% sur la consigne d'amplitude et cela pour une durée de 0.03 seconde. De plus, il faut 0.3 seconde au circuit afin de réduire à zéro l'erreur sur la consigne d'amplitude. Si un tel dépassement s'avérait inacceptable pour certains essais, il pourrait facilement être évité en modifiant les paramètres des régulateurs PI qui comprennent chacun un circuit d'antidépassement (voir figure 4.33) qui n'était pas actif pour cet exemple.

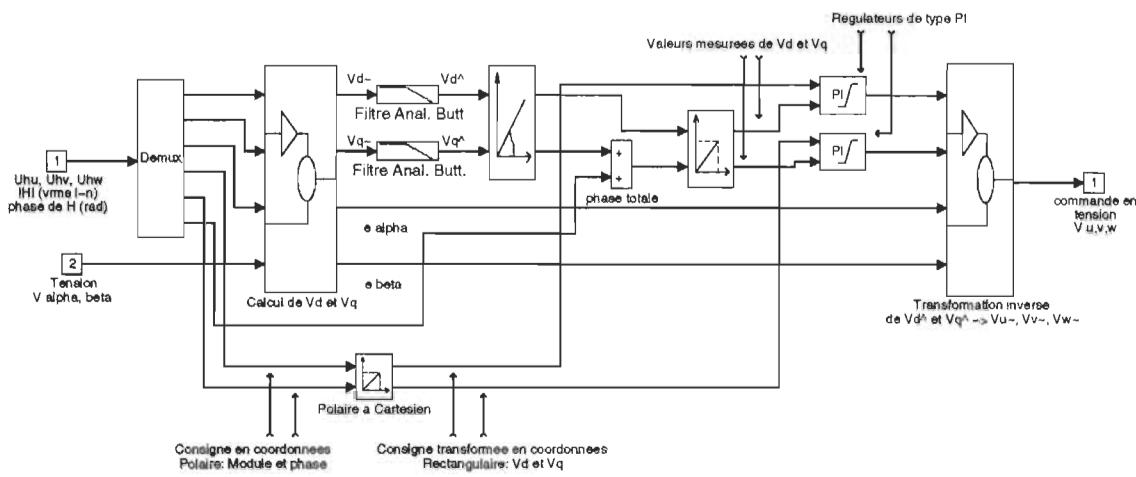


Figure 4.21: Circuit de réglage d'un harmonique de tension

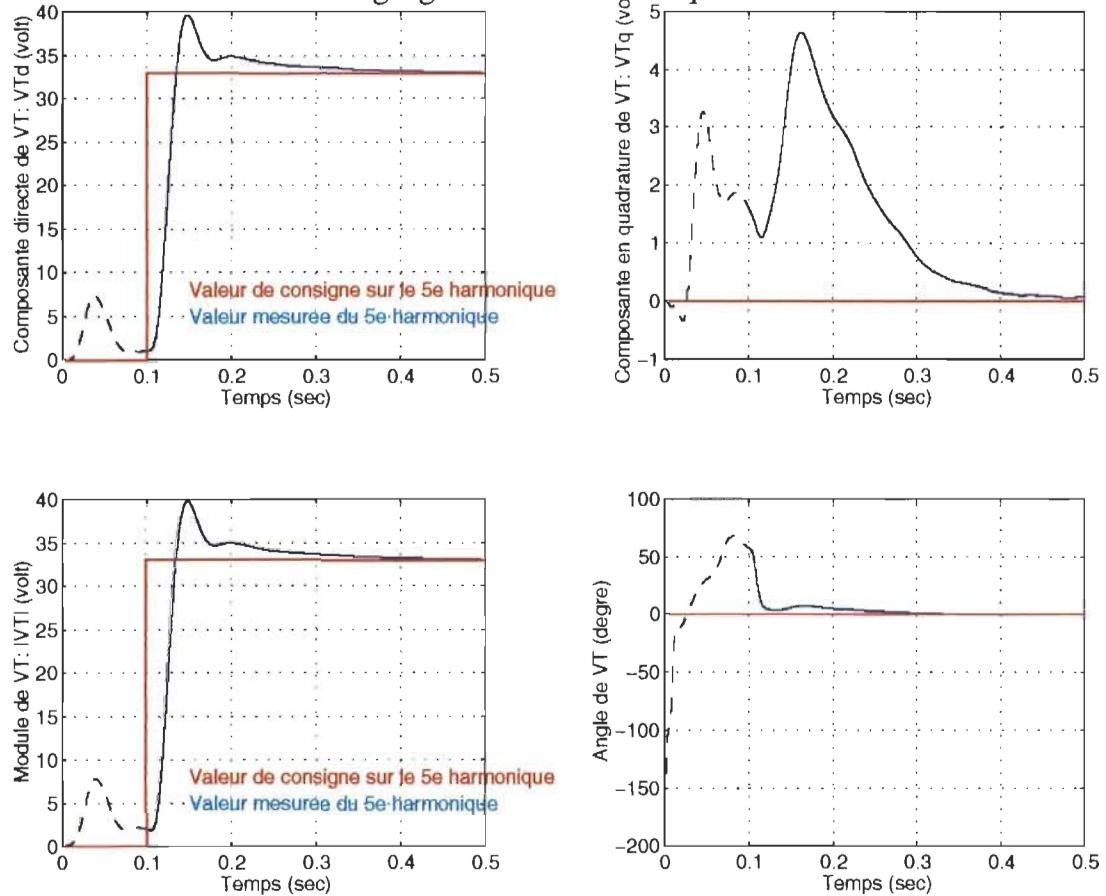


Figure 4.22: Réponse dynamique du circuit de réglage pour l'exemple de la figure 4.15 ( $h_5=33$  volts et  $0^\circ$ )

La figure 4.23 présente les formes d'onde de tension ligne-neutre et de courant de ligne lorsque la source électronique n'est pas en action pour une charge de 600 kVA. Cette charge correspond à la puissance maximum que le frein moteur du banc d'essai peut absorber et qui deviendra ainsi la puissance maximum du banc d'essai pour EVV.

Les courbes des figures 4.15 à 4.20 sont des résultats de simulation pour un EVV de 500 HP, ce qui correspond à la limite maximum actuelle du banc d'essai moteur lorsqu'il est raccordé à un autotransformateur de 500 kVA. Pour le futur banc d'essai pour EVV, on remplacera l'autotransformateur par un transformateur de distribution de 2.5 MVA ce qui permettra de tester des EVV de 600 kVA.

La figure 4.24 présente les formes d'onde de tension et courant pour l'exemple de la combinaison #6 de production d'harmoniques sur un EVV de 600 kVA. Dans cet essai on impose une DHT de près de 30 %; ce qui est trois fois supérieur aux recommandations contenues dans le document SC-610. Notons également que dans cet exemple les harmoniques de courant qui doivent être fournies par la source électronique sont en opposition de phase avec les courants harmoniques produits par la charge. Les puissances mises en jeu dans cet exemple correspondent donc au pire cas (puissance maximum nécessaire, DTH maximum et phase des harmoniques en opposition avec celles produites par la charge) que l'on pense rencontrer lors des essais réels.

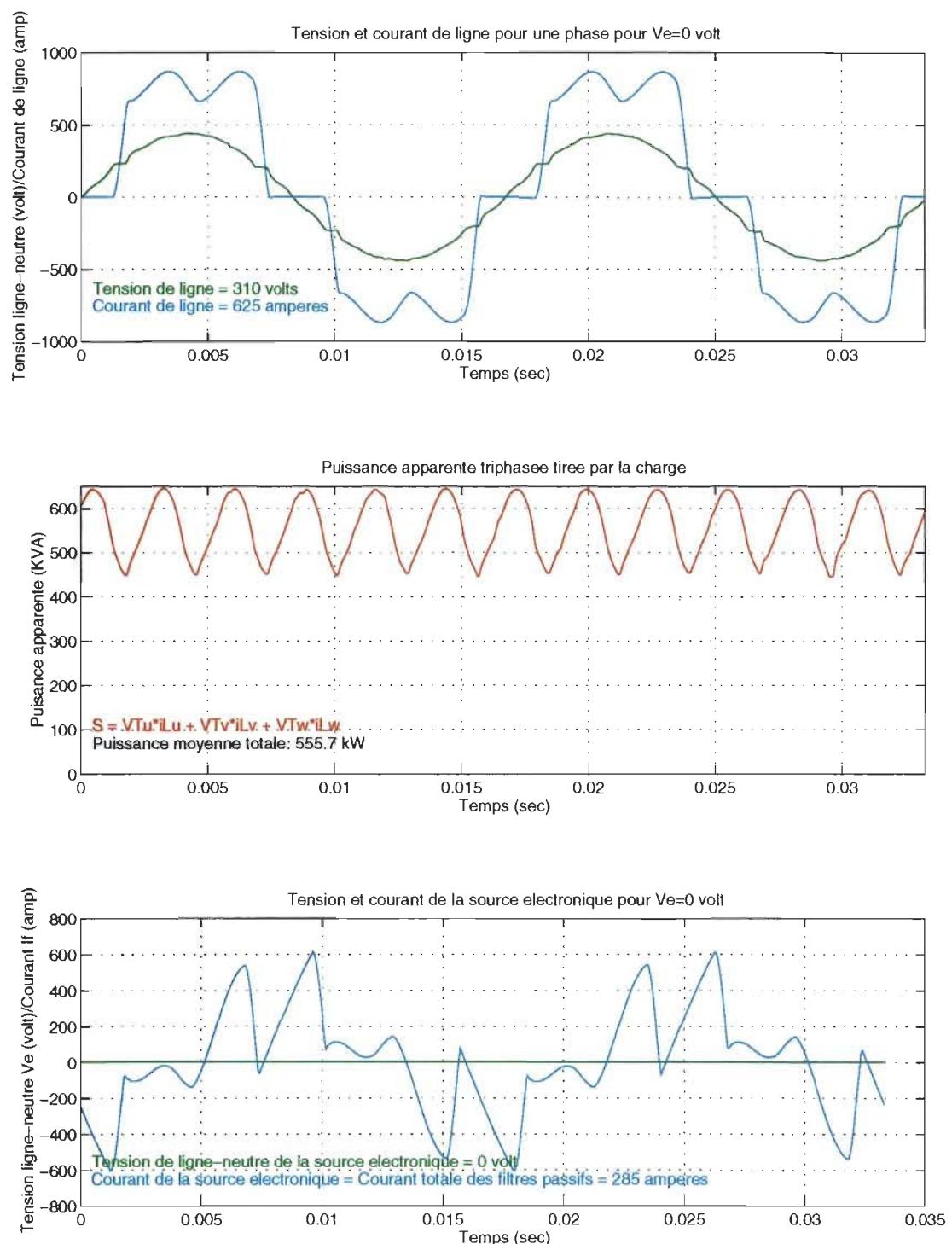


Figure 4.23: Formes d'onde pour  $V_e = 0$  volt pour une charge de 600 kVA

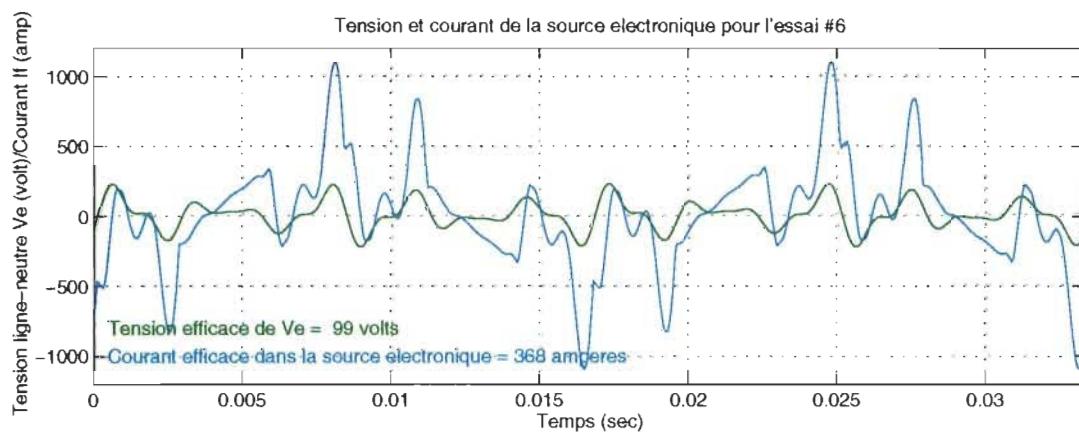
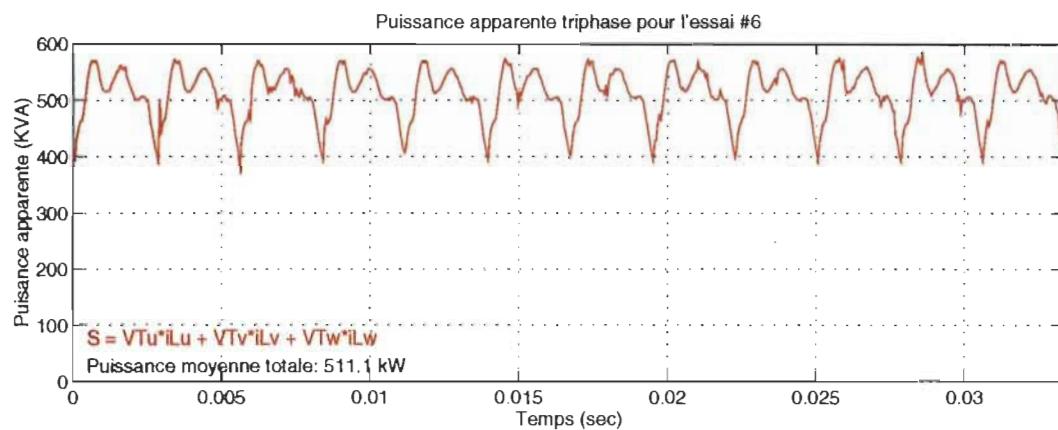
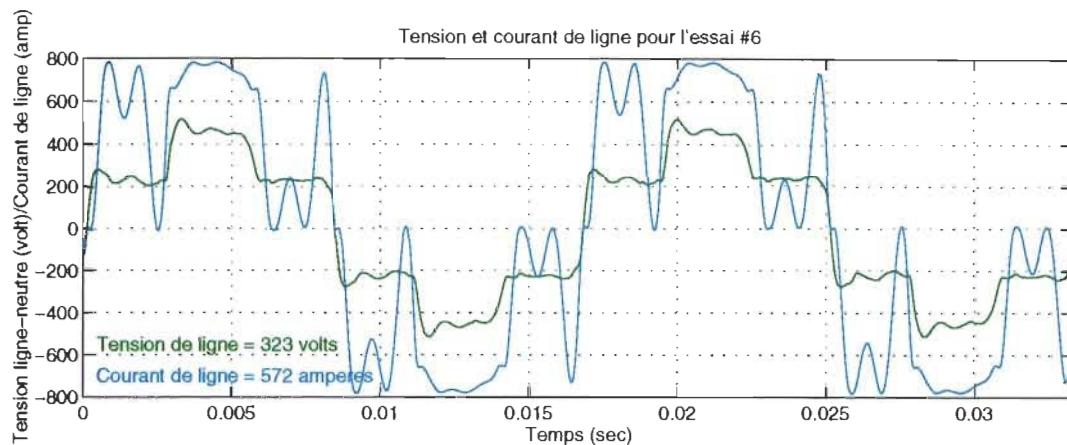


Figure 4.24: Forme d'onde de courant et tension du système pour l'essai #6 de génération d'harmoniques de tension.

Les résultats présentés au tableau 4.2 confirment que le fonctionnement du système s'approche des caractéristiques idéales recherchées. L'erreur sur l'amplitude des harmoniques, en boucle ouverte, est inférieure à 4 % jusqu'à la 13e harmonique et augmente à 11 % pour les harmoniques de rang supérieur à 17. Le système de correction en boucle fermée, avec un réglage de type proportionnel et intégral, diminue l'erreur sur l'amplitude des harmoniques de tension imposées à moins de 2% sur toute la plage de fréquence utile de 180 à 3000 Hz (Voir l'annexe F pour le détail des résultats).

L'erreur sur le déphasage des harmoniques dépend principalement de la précision de la synchronisation entre l'onde de tension sortant du transformateur de distribution et le signal envoyé à la source électronique. Une erreur de déphasage temporel se traduit par une erreur de phase amplifiée par le rang de l'harmonique qui est imposé. Ce problème est aussi valable pour le circuit de réglage avec rétroaction car dans les deux cas nous avons noté une erreur de phase de 5 à 20° jusqu'à la 13e harmonique et de 10 à 32° à partir de la 17<sup>e</sup> harmonique.

Le courant efficace traversant la source électronique est de 370 ampères avec des crêtes de 1000 ampères. La tension efficace de la source est de 99 volts avec des crêtes à 200 volts. Si l'on tient compte que celle-ci peut fournir des crêtes de courant de 2.5 fois son courant nominal, la puissance minimum requise pour cet exemple sera de 160 kVA @140 volts l-n et 380 ampères.

#### 4.5.3 Simulation des tests d'immunité aux encoches dans la forme de l'onde de tension ("Response to Voltage-Notching")

Ce test de deuxième niveau (test souhaitable mais non reconnu comme test de base indispensable) est décrit dans le document SC-610 comme le test d'immunité I9. Le document suggère d'imposer des encoches de tension d'une largeur de 10 à 30 degrés centrées autour de 60 degrés de phase et dont la profondeur est augmentée progressivement jusqu'à ce qu'il y ait défaillance de l'EVV sous test. Le tableau 4.3 présente les combinaisons qui ont été choisies afin de vérifier le comportement du GHT. Les résultats de ces tests sont présentés aux figures 4.24 à 4.30 sous la forme de courbes comparatives, dans le domaine temporel, entre les valeurs désirées et les valeurs obtenues.

Tableau 4.3: Combinaisons d'encoches de tension utilisées pour les tests d'immunité I9.

Combinaison #	Largeur de l'encoche (deg)	Profondeur de l'encoche (volt)	Début de l'encoche (deg)
Enc 1	10°	100 V	50 °
Enc 2	10°	200 V	50 °
Enc 3	10°	300 V	50 °
Enc 4	20°	100 V	40 °
Enc 5	20°	200 V	40 °
Enc 6	20°	300 V	40 °

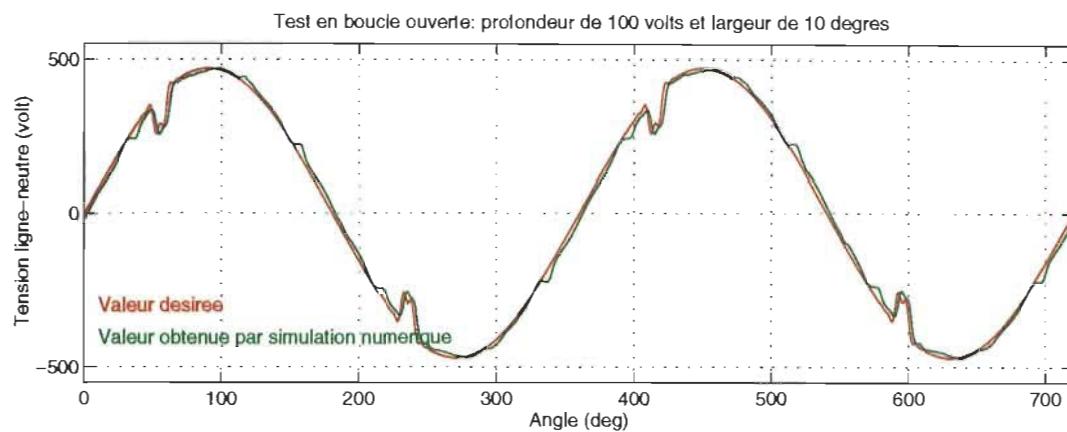


Figure 4.25: Génération d'encoche de tension: essai #1

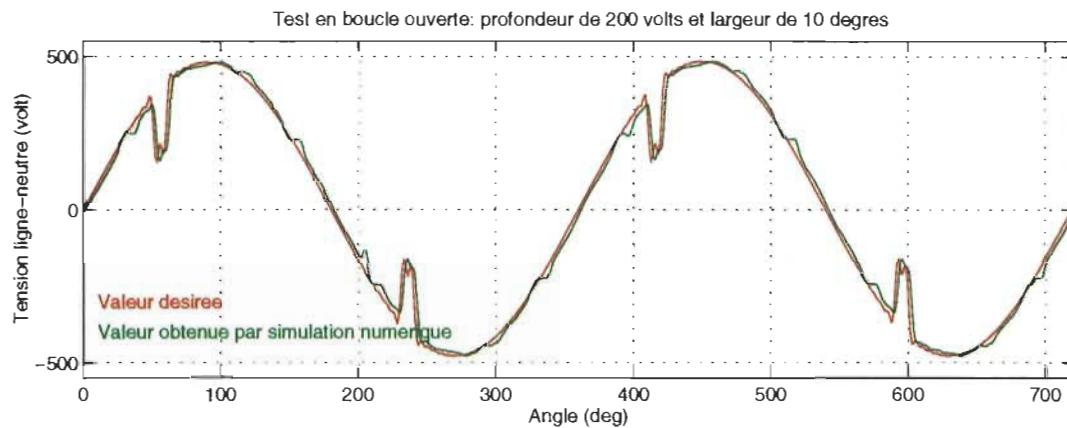


Figure 4.26: Génération d'encoche de tension: essai #2

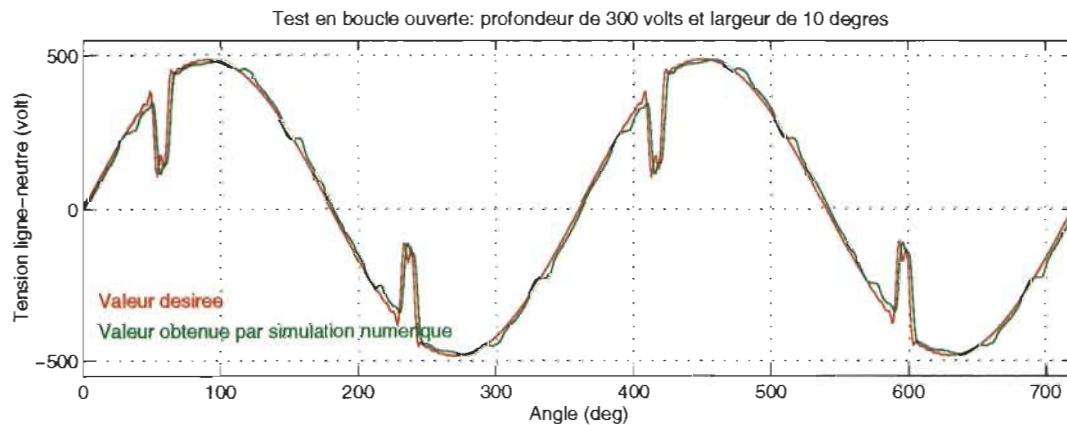


Figure 4.27: Génération d'encoche de tension: essai #3

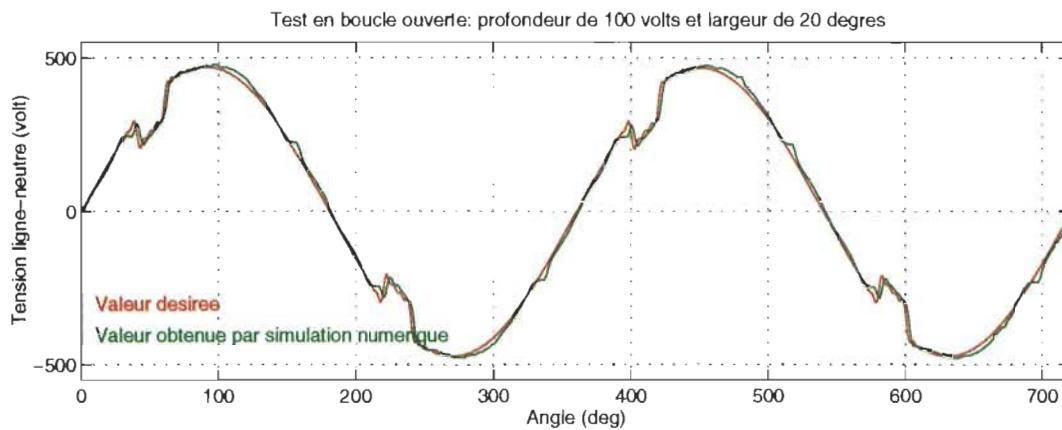


Figure 4.28: Génération d'encoche de tension: essai #4

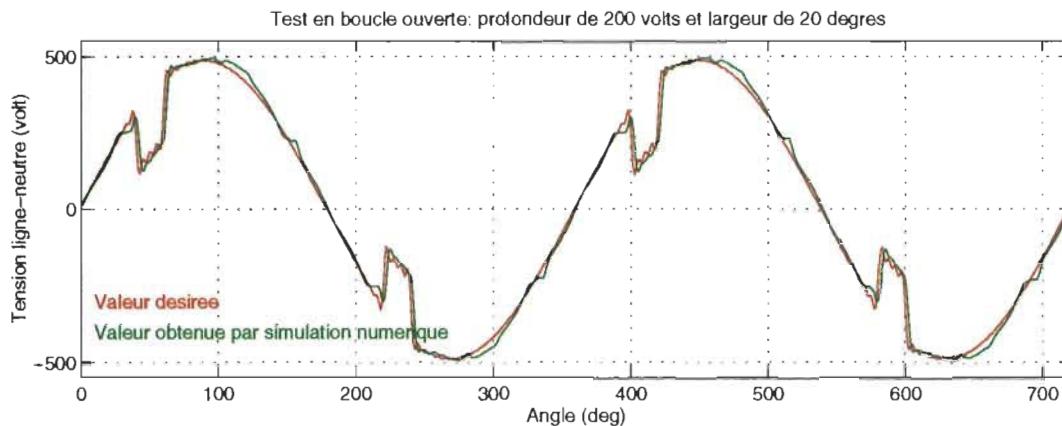


Figure 4.29: Génération d'encoche de tension: essai #5

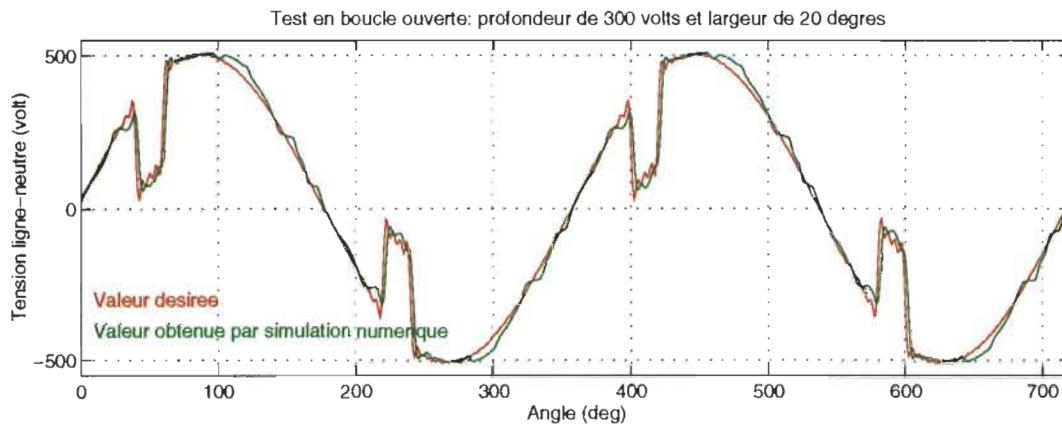


Figure 4.30: Génération d'encoche de tension: essai #6

La figure 4.31 présente les formes d'ondes de tension et courant pour l'essai #6 de production d'une encoche dans l'onde de tension pour une charge de 350 kVA. Le courant efficace de la source électronique est dans ce cas de 274 ampères avec des crêtes de 500 ampères et la tension crête de la source électronique est de 190 volts. La puissance minimum requise pour cet exemple sera donc de 126 kVA @ 140 volts ligne-neutre et 300 ampères.

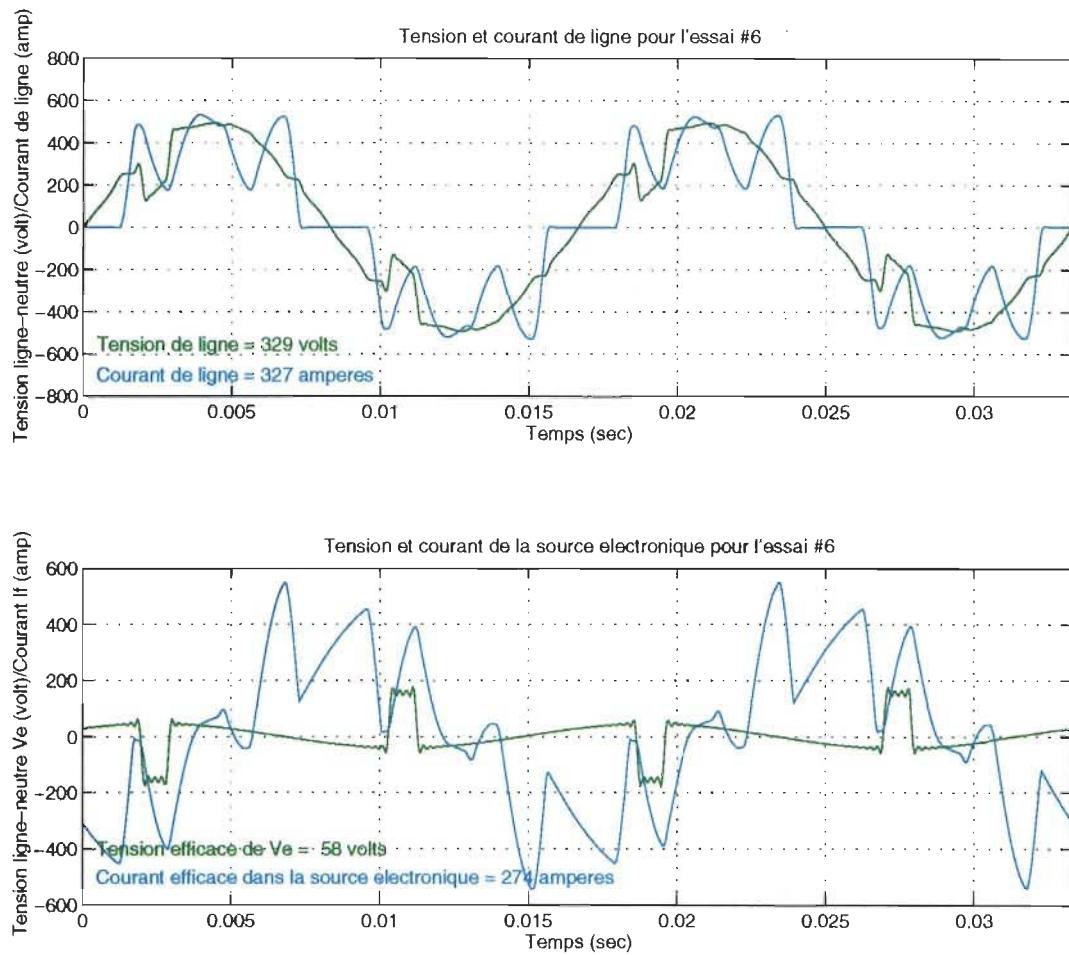


Figure 4.31: Forme d'onde de courant et tension du système pour l'essai #6 de génération d'une encoche de tension.

#### 4.5.4 Simulation des tests d'immunité aux perturbations causées par la commutation de condensateurs ("Response to transients from capacitor switching")

Ce test de deuxième niveau est décrit dans le document SC-610 comme le test d'immunité I<sub>g</sub>. Le document est incomplet en ce qui concerne la définition de la forme d'onde de tension à imposer. Nous avons alors choisi de superposer à l'onde de tension de ligne une sinusoïde de 11e harmonique atténué sur une période de 33 msec car la forme d'onde résultante est similaire à celle présentée dans le document SC-610. Les résultats de simulation obtenus sont présentés à la figure 4.32.

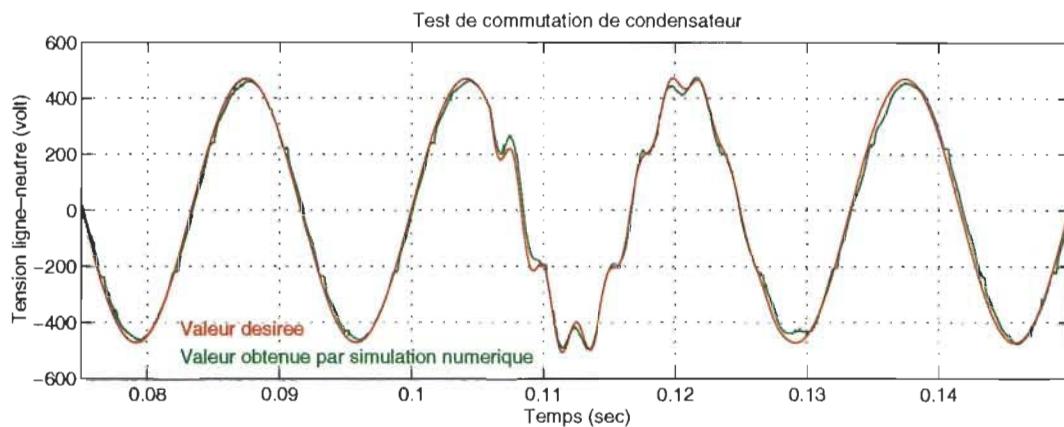


Figure 4.32: Exemple de forme d'onde de tension produite pour les tests d'immunité aux commutations de condensateurs

#### 4.6 MODE DE RÉGLAGE DES HARMONIQUES DE TENSION

Il a été démontré aux sections 4.5 et 4.6 que le GHT agit comme une source de tension harmonique. On pourrait régler l'amplitude et la phase des harmoniques de tension en boucle ouverte en utilisant un simple générateur d'onde arbitraire comme signal de commande toutefois cette façon de faire comporte certains inconvénients:

- L'erreur sur le réglage de l'amplitude et de la phase des harmoniques d'ordre supérieur à 17 est importante (>10%);
- la réponse des filtres au régime transitoire peut entraîner des dépassements si la consigne est appliquée trop brusquement;
- ce système requiert un calculateur ou un circuit électronique pour synchroniser le signal du générateur avec la tension fournie par le transformateur.

Ainsi il est recommandé d'utiliser une boucle de régulation pour chacun des harmoniques qui doivent être réglés. Nous proposons de mesurer ces harmoniques en transformant l'onde de tension triphasé dans un système de coordonné biphasé selon les équations 4.9 à 4.12. On obtient alors une composante directe et en quadrature de  $V_T$  dont les parties continues sont les valeurs réelles et imaginaires de l'onde de tension harmonique de  $V_T$ . On utilise un filtre passe-bas afin d'éliminer la partie alternative du signal de mesure et on compare ces valeurs mesurées avec les valeurs cibles  $V_T^*d$  et  $V_T^*q$ . Les valeurs cibles proviennent d'un changement de coordonné polaire (Amplitude\*

et phase\*) à un système de coordonné rectangulaire ( $V_{T\text{réel}}^*$ ,  $V_{T\text{imag.}*}$ ).

$$\begin{bmatrix} V_{u \text{ réf.}} \\ V_{v \text{ réf.}} \\ V_{w \text{ réf.}} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \sin(h * \omega_1 * t) \\ \sin(h * \omega_1 * t - 2\pi/3) \\ \sin(h * \omega_1 * t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{d \text{ réf.}} \\ V_{q \text{ réf.}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{u \text{ réf.}} \\ V_{v \text{ réf.}} \\ V_{w \text{ réf.}} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Tu} \\ V_{Tv} \\ V_{Tw} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{d \text{ réf.}} & V_{q \text{ réf.}} \\ -V_{q \text{ réf.}} & V_{d \text{ réf.}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

où:  $h$  est le rang de l'harmonique à mesurer,  
 $\omega_1$  est la pulsation fondamentale de l'onde de tension  
 $(\omega_1=2\pi*60)$ ,  
 $\hat{d}$  est la composante continue de  $d$ ,  
 $\hat{q}$  est la composante continue de  $q$ ,

$W_1$  est la pulsation fondamentale de l'onde de tension ( $2\pi*60$ ),  
 $V_{Tu,v,w}$

L'équation (4.13) présente la transformation inverse de  $d$  et  $q$  en une tension harmonique de ligne après avoir filtré leur composante

alternative avec un filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure de 10 Hz pour obtenir  $\hat{d}$  et  $\hat{q}$ .

$$\begin{bmatrix} V_{Tu} \\ V_{Tv} \\ V_{Tw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d \text{ réf.}} & V_{q \text{ réf.}} \\ -V_{q \text{ réf.}} & V_{d \text{ réf.}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Étant donné que le système à régler possède une fonction de transfert proche de l'unité nous avons utilisé une circuit de réglage qui comporte un poids important (~0.8-0.9) sur la consigne ainsi qu'un circuit de limitation sur le signal de sortie du contrôleur. Ceci permet d'obtenir un réglage rapide et évite les dépassemens excessifs qui pourraient survenir en régime transitoire. Les valeurs de chaque harmonique sont réglées individuellement par deux contrôleurs PI de ce type. Le schéma fonctionnel du régulateur est présenté à la figure 4.33. et sa fonction de transfert est donnée par les équations 4.14 à 4.16.

$$e = (y_{pc} - y) \quad (4.14)$$

$$P = K * (b * y_{pc} - y) \quad (4.15)$$

$$dI/dt = (K/T_i) * e + 1/(T_t(v-u)) \quad (4.16)$$

$$v = \text{saturation}(P + I) \quad (4.17)$$

où:  $e$ : erreur entre la valeur mesurée "y" et la consigne "y<sub>pc</sub>",

P: est la partie "Proportionnel" du contrôleur

K: est le gain proportionnel du contrôleur

b: est le poids sur la consigne de la composante proportionnelle,

I: est la partie "Integral" du contrôleur,

Ti: est le temps d'intégration de la partie "Integral" du contrôleur,

Tt: est le temps d'intégration du circuit d'anti-dépassement du contrôleur,

u: est la sortie du contrôleur écrêté à une valeur minimum et maximum de saturation

v: est la sortie du contrôleur

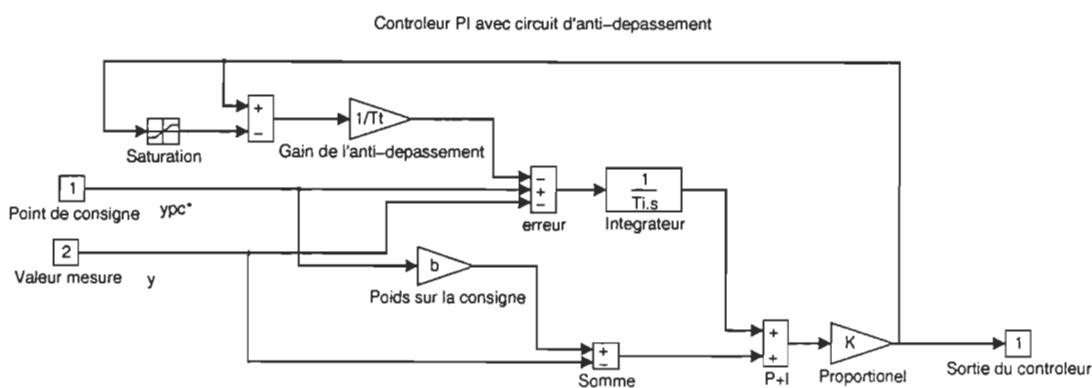


Figure 4.33: Schéma fonctionnel du contrôleur utilisé pour le réglage des harmoniques de tension.

Ce circuit a été utilisé pour le réglage des harmoniques de tension présenté à la section 4.5.2. Il permet de régler rapidement l'amplitude de l'harmonique désiré avec une précision acceptable (err<10%) après 16 msec. et avec une erreur quasi nulle (<2% ) après 0.2 sec et cela sur toute la plage de fréquence étudiée (300-3000 Hz.)

#### **4.7 CONCLUSION**

Nous avons vu dans ce chapitre le principe de fonctionnement, l'utilité et la conception du GHT. Ses performances ont été établies à partir d'un modèle simplifié dans le domaine fréquenciel puis vérifiée par des exemples concrets avec des simulations numériques dans le domaine temporel. Nous avons choisi et calculé les principales parties constituant le GHT et suggéré l'installation de filtres passifs accordés série et parallèle. La puissance suggérée de la source électronique est de 150 kVA @140 volts avec un facteur de crête répétitif (cress factor) de 2.5. La somme de ces composantes constitue un GHT devant pouvoir tester l'immunité des EVV d'une puissance de 600 kVA et moins. La faisabilité du GHT a été confirmée par des résultats de simulation qui sont fort encourageants tant au niveau des performances en mode de régulation qu'en boucle ouverte.

La suite des travaux consiste à optimiser le design du GHT. On devrait pouvoir diminuer d'environ de moitié le courant de fréquence fondamentale pénétrant dans les filtres passifs accordés. Ce résultat pourrait être obtenu soit en diminuant le nombre de kVAR des filtres

passifs soit en utilisant le GHT afin de limiter le passage de ces courants de fréquence fondamentale. Dans le premier cas, la distorsion harmonique totale, lorsque le GHT ne fonctionne pas, s'en trouverait augmentée mais il serait facile de compenser cet effet avec le circuit de réglage du GHT ajusté au point de consigne 0 volts pour toutes les harmoniques désirées. Dans le deuxième cas, il serait possible d'utiliser une version modifiée du filtre actif présentée au chapitre 3 afin d'obtenir cet effet en réglant la valeur de  $\Delta q$  qui minimise le courant de 60 Hz pénétrant dans les filtres passifs et la source électronique.

Il serait également souhaitable de diminuer le nombre de kVAR du filtre disposé en série avec le transformateur de distribution de manière à diminuer le coût du GHT. Nous devrons également étudier plus en détail, par des simulations numériques, les effets des fluctuations de la fréquence fondamentale du réseau et des perturbations sur la lecture des signaux de tension de ligne. Les travaux en ce sens et sur d'autres détails connexes vont se poursuivre jusqu'à la mise à l'essai d'une maquette de 200 kVA prévue pour la fin de l'année 1994.

## **CHAPITRE 5**

### **CONCLUSIONS**

Ce mémoire présente la conception d'un banc d'essai permettant de vérifier l'immunité aux perturbations de la forme d'onde de tension de ligne. Il s'agit d'un projet industriel d'envergure réparti sur deux ans. Dans ce cas une étude préliminaire approfondie, par des simulations numériques du système était nécessaire puisque ce type de banc d'essai n'a jamais été réalisé pour des niveaux de puissance aussi élevée (600 kVA). Cette étude a été réalisée et menée à bien grâce à une collaboration étroite entre le LTEE et le GREI de l'UQTR.

Dans ce travail, nous avons élaboré la partie du projet se rapportant aux simulations du banc d'essai appliquées aux tests décrits dans le document SC-610 d'EPRI. Nous avons également présenté une étude des filtres actifs et passifs par des simulations numériques et le développement d'un programme de conception de filtres passifs accordés. Des modèles de simulation des EVV ont été développés. Ces modèles qui ont été forts utiles à la conception du GHT, pourront être utilisés pour les tests de compatibilité des systèmes décrits dans le document SC-610.

Le programme de calcul de filtres qui a été présenté au chapitre 2 a comme particularité d'être couplé à un programme de simulation, dans le domaine temporel, pour obtenir les paramètres électriques de calcul et afin de vérifier ses performances en régime dynamique. Cette technique de conception est très avantageuse par rapport au calcul dans le domaine fréquenciel puisqu'elle permet de vérifier les performances des filtres en régime transitoire ou déséquilibré sur des systèmes pouvant être très complexes à étudier par d'autres méthodes de calcul.

L'étude du filtre actif présenté au chapitre 3 a été utile afin de vérifier notre technique de simulation dont les résultats ont pu être comparés à ceux publiés par le concepteur de ce filtre [10]. Nous avons détecté certaines faiblesses du circuit de réglage qui devront être éliminé si on décide d'incorporer ce filtre au GHT afin de minimiser les courants de fréquence fondamentale pénétrant dans la source électronique. Ces travaux font partie de la suite du projet qui se terminera avec la mise en service d'une maquette du banc d'essai prévue pour la fin de l'année 1994. D'ici là, nous tenterons d'améliorer le design actuel du GHT de manière à minimiser le coût des équipements et de la mise en service.

Les performances du GHT ont été établies dans le domaine fréquenciel puis vérifiés par des exemples concrets avec des simulations numériques dans le domaine temporel. Les simulations ont démontré la faisabilité du projet ainsi que les limites de fonctionnement du GHT.

## RÉFÉRENCES

- [1]. Alexander Domijan and Ernesto Embriz-Santander, "SYSTEM COMPATIBILITY SC-610 ADJUSTABLE SPEED DRIVES USED IN LOW-VOLTAGE AC POWER SYSTEMS", Florida Power Affiliate & Power Electronics Consortium University of Florida, Gainesville FL 32611, January. 1994.
- [2]. SIMULINK®, Dynamic System Simulation Software, "SIMULINK User's Guide for the X Window System", MATHWORKS Inc.24 Prime Park Way, Natick, Mass., Dec. 1993
- [3]. MATLAB®, High-Performance Numeric Computation and Visualization Software, "MATLAB Reference Guide", MATHWORKS Inc.24 Prime Park Way, Natick, Mass., Oct. 1992
- [4]. A. Ba-Razzouk, K. Debebe, V. Rajagopalan, Conception assistée par ordinateur des systèmes d'entraînement des machines électriques, à l'aide du "logiciel SEMALINK", Rapport de recherche, UQTR, décembre 1992.
- [5]. A. Ba-Razzouk, A. Pitet, V. Rajagopalan, Technique de conception assistée par ordinateur des systèmes électroniques de puissance à l'aide du logiciel SIMULINK (logiciel SIMUSEC), Rapport de recherche,

UQTR, mars 1993.SEMALINK, Simulation des système en électronique de ,

- [6]. Hirofumi Akagi, Yoshira Kanazawa, and Akira Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp.625-630, May./June. 1984,.
- [7]. Wilsun W.Xu, "A Practical Harmonic Guideline for Adjustable Speed Drive Applications", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 7, no. 1, pp.427-433, January. 1992,.
- [8]. *IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation for Static Power Converters*, IEEE Std. 519-1981, New York, 1981.
- [9]. HVDC Power Transmission Systems, Technology and System Interactions, K.R. Padiyar, John Wiley & Sons, pp145-158,.1990.
- [10]. C.E. Lin, M.T. Tsai, Y.S. Shiao and C.L. Huang, "An Active Filter for Reactive and Harmonic Compensation Using Voltage Source Inverter", *IEEE International Conference on Advances in Power System Control Operation and Management*, November 1991, Hong Kong, pp.588-593.

[11]. Hideaki Fujita and Hirofumi Akagi, "A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power Systems-Series Connection of Passive and Active Filters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp.1020-1025, Nov./Dec. 1991.,

[12]. Ali Moshref, "*SYSTEM MODELING FOR HARMONIC STUDIES*", CYME International Inc., CEA-CYME Workshop on Power System Harmonics, Montréal, 1989.

[13]. Richard W. Y. Cheung, "*VARIABLE SPEED DRIVE AND POWER SYSTEM COMPATIBILITY*", Association Canadienne de l'électricité, Rapport # 9133U860, ONTARIO HYDRO TECHNOLOGIES, Toronto, Ontario, Décembre 1993.

[14]. S. Lahaie, Z. Yao, V. Rajagopalan, "Guide d'utilisation du logiciel SIMUSEP", Chaire de recherche industrielle Hydro-Québec-CRSNG, UQTR, décembre 1994

## ANNEXE A

### MODÈLES DE SIMULATION DES EVV

On présente dans cette annexe une description sommaire des modèles de simulation des EVV qui ont été utilisés pour la conception du banc d'essai. Les modèles ont été développés avec le logiciel de simulation Simulink version 1.3 sur une station de travail de Hewlett Packard. Bien que cela n'ait pas été vérifié les fichiers, fournis sur disquette, devraient être compatibles sur PC pour la même version de Simulink.

On présente aux figures A.1, A.2 et A.3 trois exemples de modèles d'EVV qui ont été utilisés ou développés pour ce projet. Dans chacun des cas on peut distinguer six parties différentes:

- 1 Une source de tension avec son impédance interne
- 2 Un redresseur à diode triphasé
- 3 Le circuit de filtre sur le lien à tension continue ou du côté réseau
- 4 Un onduleur triphasé
- 5 Le circuit de commande de l'onduleur qui utilisera une modulation par largeur d'impulsion (MLI) ou une commande "six steps"
- 6 Un modèle dq d'un moteur à induction

Il est possible de varier les paramètres de chacune de ces parties du circuit et de faire différentes combinaison de configuration de manière à simuler de nombreux types d'EVV raccordés sur des alimentations électriques différentes.

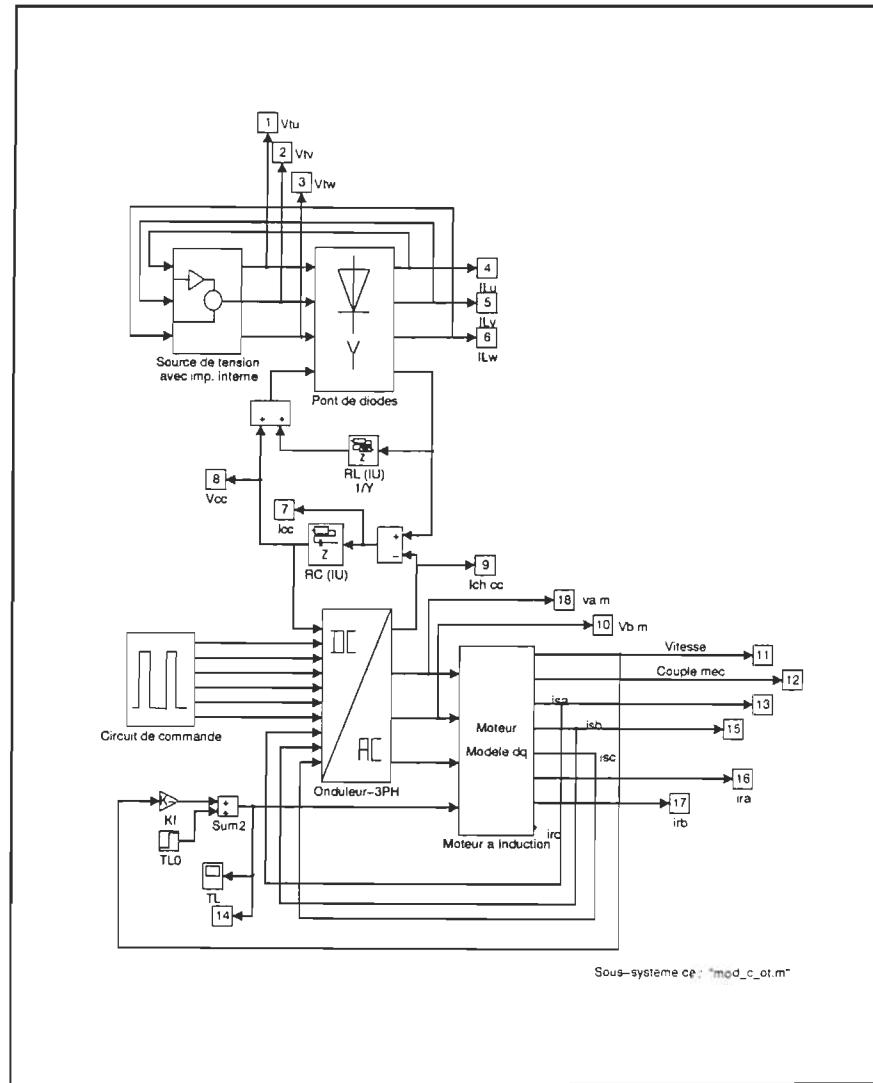


Figure A.1: Schéma SIMULINK d'un système d'alimentation d'un EVV avec onduleur "6 steps" dans lequel on utilise un filtre  $L_f-C_f$ .

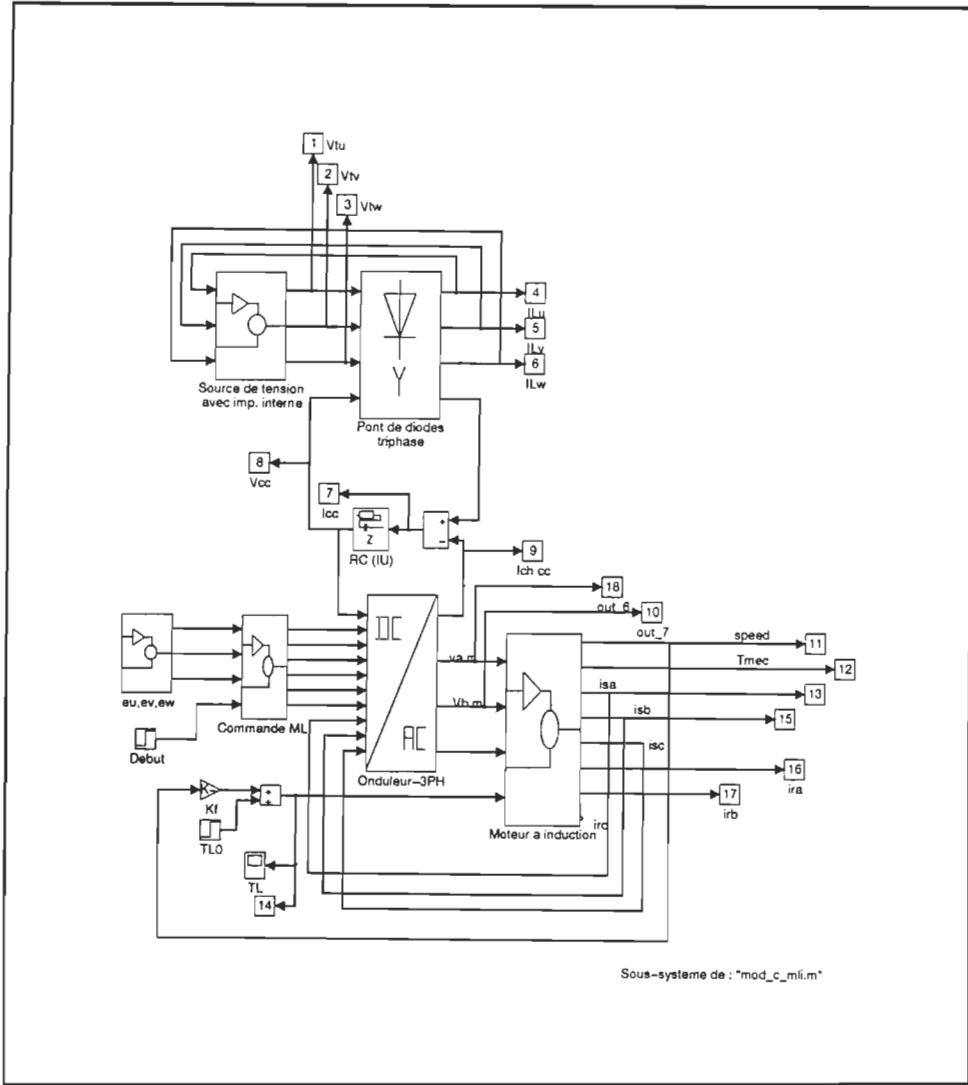


Figure A.2: Schéma SIMULINK d'un EVV à modulation MLI ayant uniquement un filtre capacitif comme lien en tension continue.

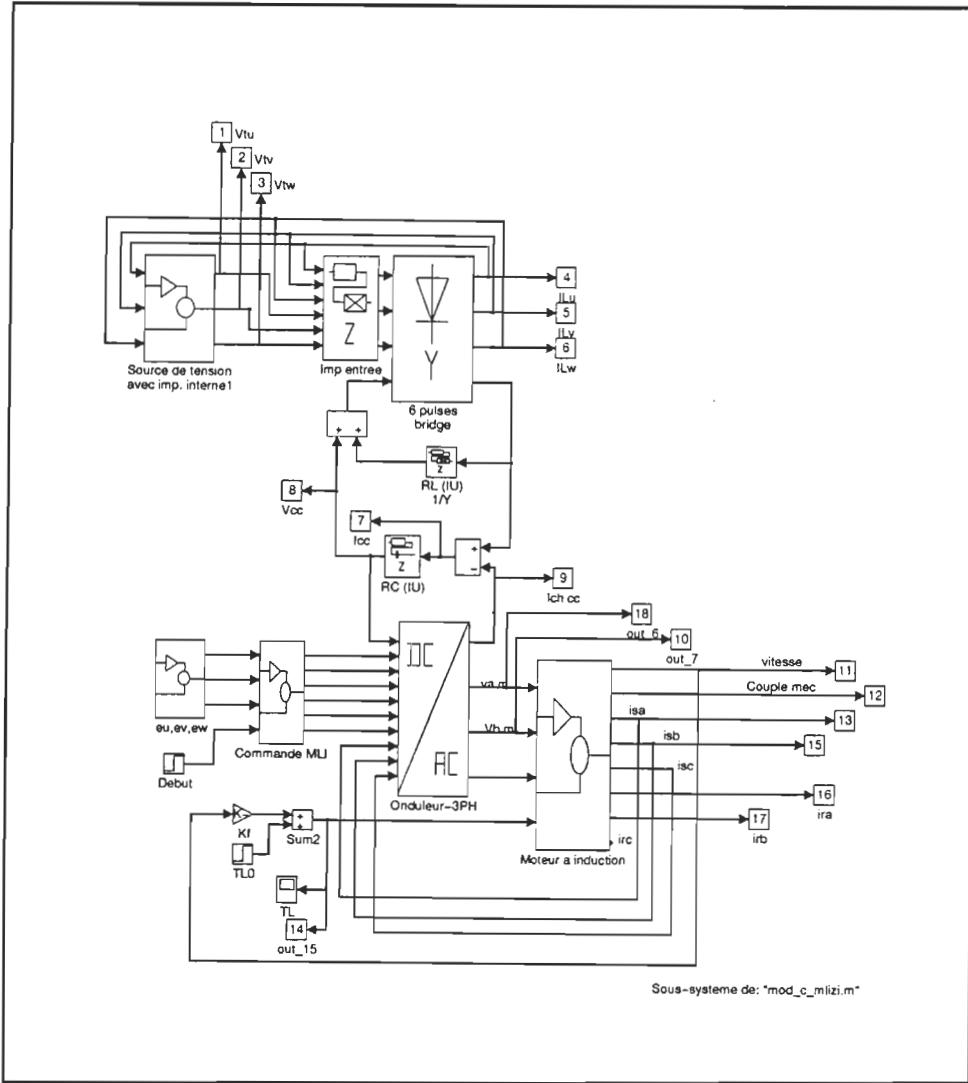


Figure A.3: Schéma SIMULINK d'un système d'alimentation d'un EVV à modulation MLI avec un filtre inductif du côté du réseau.

## ANNEXE B

### FICHIERS DU PROGRAMME DE CALCUL ET DE CONCEPTION DES FILTRES PASSIFS ACCORDÉS

#### B.1 PRÉSENTATION DU PROGRAMME DE CALCUL DE FILTRES PASSIFS

On présente dans cette annexe le programme de calcul de filtres passif accordés. Le programme a été développé avec le logiciel de calcul Matlab version 4.2 sur une station de travail de Hewlett Packard série 700. Ce programme est fournit sur une disquette compatibles sur PC pour la même version de Matlab.

L'entrée des données ne se fait pas de façon interactive; on doit éditer le fichier "fpassif.m" et modifier les paramètres du système aux endroits qui ont été identifiés clairement dans le programme par des lignes de commentaires avec points d'intérogation "%??????????????".

Ces paramètres sont:

1- Les paramètres électrique du système

la puissance du transformateur de distribution ( $S_{nomT}$ ) en kVA,

l'impédance du transformateur de distribution ( $Imp$ ) en "pu",

la tension efficace ligne-neutre du réseau ( $V_p$ ) en volt,

Le courant de ligne à pleine charge ( $I_L$ ) en ampère,

La fréquence du réseau  $f_1$  (60 Hz),

## 2- Les spécifications désirées

Le facteur de puissance désiré ( $F_{pr}$ ) sans unité de 0 à 1,

La distortion harmonique maximum sur la tension (DHTv) en %,

La distortion harmonique maximum sur le courant (DHTi) en %,

## 3 - Les déviations possibles des valeurs des filtre ou du système causés par des dérives thermiques ou par la tolérance des spécifications du fabriquant

La déviation maximum de la fréquence du réseau ( $\Delta f_1$ ) en %,

La déviation maximum des valeurs des condensateurs utilisé par les filtres accordés ( $\Delta C$ ) en % ,

La déviation maximum des valeurs des condensateurs utilisé par les filtres accordés ( $\Delta C$ ) en % ,

Et de façon très optionnelle le coût relatif des condensateurs et inductances des filtres

Le coût des condensateurs des filtres ( $J_C$ ) en \$/kVAR,

Le coût des inductances des filtres ( $J_L$ ) en \$/kVAR,

Note: Les paramètres électrique du système n'ont pas à être entrés par l'utilisateur si on procède tout d'abord à une simulation numérique dans le domaine temporel. Cette simulation est faite à partir des modèles SIMULINK présentés à l'annexe A. Elle doit être suivie d'une analyse fréquenciel des résultats avec le programme "analyse.m"

fourni sur la même disquette que le programme de calcul de filtre. Ces paramètres font alors partie du modèle et doivent être spécifiés dans le bloc "source de tension avec impédance interne" et pour le modèle de l'EVV complet (Moteur de la bonne puissance et de charge adéquate). Il est également possible d'utiliser un modèle simplifié de la charge produisant à peu près les mêmes formes d'onde de courant de ligne. Ce modèle présenté à la figure B.1 permet de modifier facilement l'amplitude de la charge en jouant sur la valeur de l'impédance de charge "Zcharge RL (UI)"

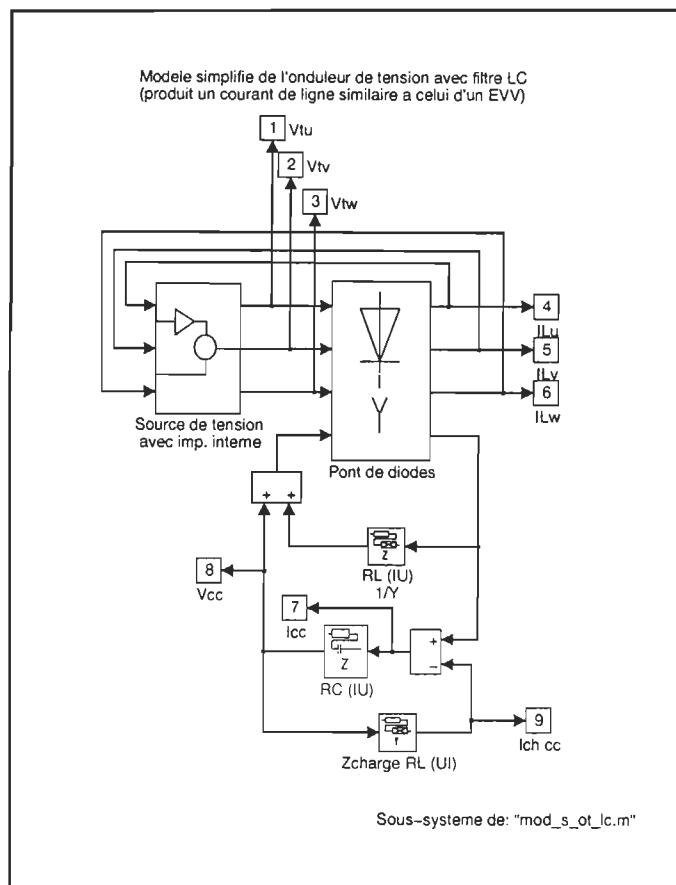


Figure B.1: Schéma SIMULINK du modèle simplifié d'un EVV vue du réseau de distribution

Les valeur obtenues après l'exécution du programme peuvent être réintroduites dans le modèle du système incluant des filtres passifs accordés tel que présenté à la figure B.2. Il est alors possible de vérifier l'effet d'une multitude de perturbations au système telles que:

- déviation en fréquence de la source,
- variation de l'impédance de la source,
- variation brusque de la charge,
- déviation des valeurs de C et L des filtres,
- ajout d'un deuxième EVV sur le transformateur,
- etc.

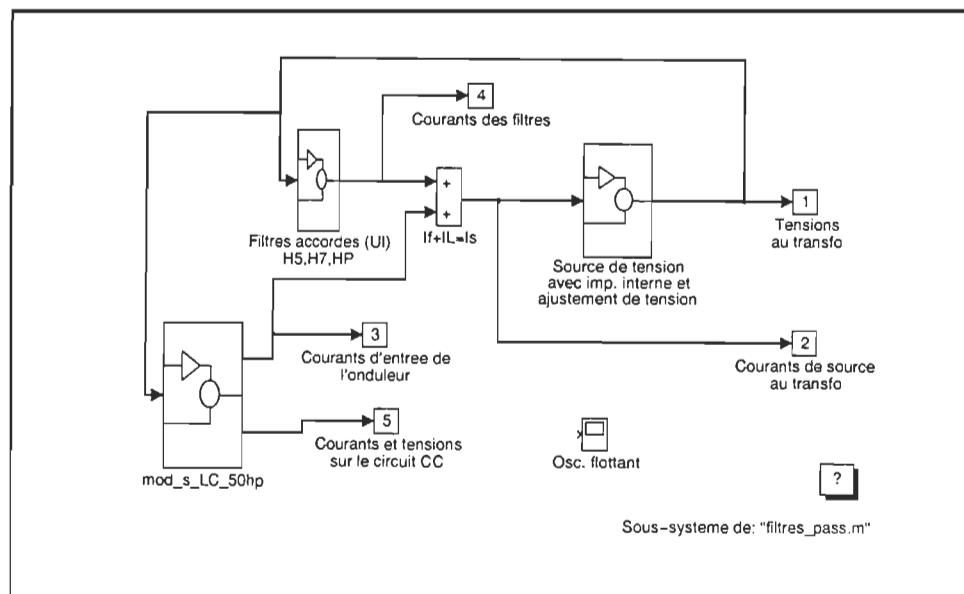


Figure B.2: Schéma SIMULINK du système d'alimentation triphasé avec des filtres passifs accordés et un EVV comme charge.

## B.2 LISTAGE DU PROGRAMME DE CALCUL DE FILTRES PASSIFS

Le listage complet du programme de calcul de filtres passifs est présenté ci-dessous. Le programme est également disponible sur une disquette fourni en annexe.

```
% Programme Matlab de calcul de filtres accordes
% Par Sylvain Lahaie, mars 94
%
% Exemple pour trois filtres accordes sur h5, h7 et h11+HPF
% Reference
%     1- "POWER SYSTEM HARMONICS", J.Arrillaga,D.A. Brandley, P.S.Bodger,
%         Edition WILEY, Chap. 10, pp. 296-304
%     2- "HVDC Power Transmission Systems", K.R. Padiyar, Edition WILEY, pp.146-156
%
% Les donnees necessaire au programme doivent etre incorpore a l'interieur du code matlab
% aux endroits ou il y a des "???""
%
% Etape 1
% Entrer la frequence fondamentale et la puissance du transformateur pour calculer
% l'impedance de la source a cette frequence
%
% Note:      Habituellement ont associe l'impedance du transfo comme ayant un angle
%            de phase constant en fonction de la frequence.
%            Pour les transfo de 500 kVA et plus Xp est au moins 5 fois plus
%            grand que Rp (78 deg)
%
% Exemple:    S transfo= 20 kVA, 5 pu., Vp=200 volts 3ph, phi=60 degré
%
% Zsec = 200^2/20000 * 0.05;
%        = 0.1 ohms avec un angle de 60 degrés.
%
%*****
%
% Entrez les donnees suivantes:
% -Puissance nominale du transformateur en KVA (Snom),
% -son impedance en pu. (Imp)
% -angle de phase du transfo en degré, (phi_d)
% -tension de ligne-neutre en volt, (Vp)
% -frequence fondamentale en Hz. (f1_h)
% -taux de distortion maximum acceptable sur la tension en %
% -taux de distortion maximum acceptable sur le courant en %
%
% ???????????????????
%
% SnomT = 500;
% Imp = 0.05;
% phi_d = 80;
% Vp = 575/(3^0.5);
% IL = 400;
% f1 = 60;
```

```

DHTv = 5;
DHTi = 15;
% ??????????????????????

Zs = (Vp^2 * Imp * 3 / (SnomT*1000) ) * ( cos( phi_d * pi/180) + i*(sin( phi_d * pi/180)));

%*****%
%
% Les filtres accordees peuvent etre utilise afin de corriger le facteur de puissance
% de la charge dont ont veut minimiser les harmoniques c'est pourquoi ont peut specifier
% le nombre de kVA inductif que l'on veut corriger. Ce calcul suppose que l'on connait
% bien la nature de la charge.
%
% Exemple pour un redresseur a diode de 6 impulsions le facteur de puissance est de 0.955
% et les courants harmoniques sont les suivants

if exist('fftii')==1
    Snom=S/1000;
    Ih(1:101)=fftii(2:102);
    vvh(1:101)=fftv(2:102);
else
    p = 6;
    Snom = 3 * Vp*IL/3^0.5/(1000);

% Valeurs typique normalisee des harmoniques
% d'un convertisseur de courant

    Ih(101)=0;

    Ih(1)= -0.156446710 -0.987686400*i ;
    Ih(5)= 0.148064310 +0.140184420*i ;
    Ih(7)= 0.104431590 +0.061761586*i ;
    Ih(11)= -0.074166240 +0.011678924*i ;
    Ih(13)= -0.050942974 +0.024151776*i ;
    Ih(17)= 0.015149245 -0.033635810*i ;
    Ih(19)= 0.003102993 -0.028864241*i ;
    Ih(23)= 0.011650275 +0.014390335*i ;
    Ih(25)= 0.012733232 +0.007425433*i ;
    Ih(29)= -0.008581318 +0.003990703*i ;
    Ih(31)= -0.005080063 +0.005990499*i ;
    Ih(33)= 0.000006860 -0.000051163*i ;
    Ih(35)= -0.002413420 -0.005663730*i ;
    Ih(37)= -0.004146078 -0.003746264*i ;
    Ih(41)= 0.004986067 -0.001296043*i ;
    Ih(43)= 0.003816915 -0.002830746*i ;
    Ih(47)= -0.000177053 +0.004197943*i ;
    Ih(49)= 0.001228466 +0.003579645*i ;

% Valeurs en grandeur reel
k=0;

```

```

for n=2:50
    k = (abs(Ih(n)))^2 + k;
end
k=1+k^0.5;
Ih(1:50)=IL/k*Ih(1:50);

end

% Calcul du courant RMS dans le condensateur du filtre passe-haut

It_hp=0;
for n=11:50
    It_hp = It_hp + (abs(Ih(n)))^2;
end
It_hp=It_hp^0.5;
%
% Entrez le facteur de puissance de la charge et le facteur de puissance requis (Fpr)
% ou impose le nombre total de kVA requis (Qr) des filtres a f1

% ??????????????????????????????????
if exist('Fp') == 0
    Fp = 0.9;
end
Fpr = 1.0;
Qr = Snom*1000*(1.0 -Fp^2)^0.5;
% ??????????????????????????????

Qrr = Qr;

% ****
%
% Le calcul du facteur de qualite des filtres depend de la stabilité de la fréquence
% fondamentale et des valeurs de C et L en fonction du temps et des dérivés thermiques.
% On doit spécifier ces paramètres
% Exemple:
%     Déviation de la fréquence = 1 % = delta F1 / F1
%     Dérivé thermique causant une variation de la valeur de C de 2 % = delta C / C0
%     Dérivé thermique causant une variation de la valeur de L de 3 % = delta L / L0
% ****
%
% Entrez la variation de F1, C et L en %

% ??????????????????????
df1      = 2.0;
dC       = 2.0;
dL       = 2.0;
% ??????????????????????

% ****
%
% Le calcul des filtres donnent une infinité de combinaisons possibles.

```

```

% On peut tenter de faire le design afin de minimiser le cout des filtres
% Entrez le cout des condensateurs utilises en $/kVar (JC) et
% le cout de inductance en $/kVAR (JL)

% ??????????????????????????????????????????

JC = 0.6;
JL = 0.4;

% ??????????????????????????????????????????
%
% ****
%
% Debut des calculs
%
% Calcul de C total pour fournir l'energie reactive voulue a la frequence F1 pour une phase.
% et distribuer sur les trois filtres.

W1 = 2*pi*f1;
Ls = imag(Zs)/W1;
Rs = real(Zs);

Ct = Qr/(3*W1*Vp^2);

Drss=100; Drssi=100;

while (Drss > DHTv/100 | Drssi > DHTi/100 ),

% Clacul des derives thermiques et frequencielle

dT = (df1 + 0.5 * ( dC + dL )) / 100 ;

% Clacul du facteur de qualite optimum.

phi = phi_d * pi/180;
Q = (1+cos(phi))/(2*dT*sin(phi));

% calcul iteratif pour tenter de distribuer la capacite total selon un critere d'economie
% ce calcul debute avec les valeurs initial du courant de ligne.

I5=Ih(5); I7=Ih(7); I11=It_hp;
Zs5 = Zs*5; Zs7=Zs*7; Zs11=Zs*11;

A5 = JC + JL/25;
B5 = ((abs(I5))^2 * (abs(Vp))^2)/5 * ( JC + JL );
Qf5 = ( B5 / A5 )^0.5;

A7 = JC + JL/49;
B7 = ((abs(I7))^2 * (abs(Vp))^2)/7 * ( JC + JL );
Qf7 = ( B7 / A7 )^0.5;

```

```

Qf11=0;
for n=11:50
A11 = JC + JL/n^2;
    B11 = ((abs(Ih(n)))^2 * (abs(Vp))^2)/n * ( JC + JL );
    Qf11 = ( B11 / A11 )^0.5 + Qf11;
end

Qt = Qf5 + Qf7 + Qf11;
CC5= Qf5/(Vp*Vp*120*pi);
CC7= Qf7/(Vp*Vp*120*pi);
CC11= Qf11/(Vp*Vp*120*pi);
CCt=CC5+CC7+CC11;

if CCt > Ct
    Ct=CCt;
end

C5 = Qf5 /Qt * Ct;
C7 = Qf7 /Qt * Ct;
C11 = Qf11/Qt * Ct;

% Calculer l'impedance correspondant a ces capacite pour les harmoniques 5,7 et 11.

L5 = 1 / ( (W1*5)^2 * C5 );
L7 = 1 / ( (W1*7)^2 * C7 );

% Pour le filtre passe-haut ont choisit h0 < 1.41*hmin (ici hmin=11 h0max=15.5)

h0 = 11;
L11 = 1 / ( (W1*h0)^2 * C11);

% Calcul des resistances serie total des branches 5 et 7

R5 = W1*5*L5 / Q;
R7 = W1*7*L7 / Q;
R11 = W1*h0*L11 / 30;

% Calcul de la resistance parallele du filtre passe-haut
% m = L / ( R^2 * C )   ou: "m" est compris entre 0.5 et 2 ([1] p.308)
% m = 0.5;
Rhp = ( L11/(C11*m) )^0.5;

% Calcul du taux de distortion sur la tension

Ifht=0; Drss=0; Drssi=0;
for h=1:50
    Z5 = R5 + i*( W1*h*L5 - ( 1/(W1*h*C5) ) );
    Z7 = R7 + i*( W1*h*L7 - ( 1/(W1*h*C7) ) );
    Z11 = 1/( 1/Rhp + 1/(R11+i*W1*h*L11) ) + 1/( i*W1*h*C11 );
    Zfh = 1/ (1/Z5 + 1/Z7 + 1/Z11);
    Zsh=Zs*h;

```

```

if h==1
    Vh(1)=-Vp*i-Ih(1)*Zs;
    Ifh(1) = -Vh(1)/Zfh;
    %fh(1) = Vp*i/Zfh
else
    Ifh(h) = Ih(h) * Zsh / ( Zsh + Zfh );
    Vh(h) = -Ih(h) / ( 1/Zsh + 1/Zfh );
    Drss = Drss + abs(Vh(h))^2;
    Drssi= Drssi+ abs( Ih(h)-Ifh(h) )^2;
end
Ifht = Ifht + abs(Ifh(h))^2;
end

Ifht = Ifht^0.5;
DF = (Drss/Vp^2)^0.5;
Drss = Drss^0.5 / Vp;
Drssi = Drssi^0.5 / abs( Ih(1)-Ifh(1) );

Ct = Ct*1.05;
end

% affichage des resultats

f5=1/(2*pi*(L5*C5)^0.5);
f7=1/(2*pi*(L7*C7)^0.5);
f11=1/(2*pi*(L11*C11)^0.5);
R5 = W1*5*L5/Q;
R7 = W1*7*L7/Q;
Qr = (C5+C7+C11) * (3*W1*Vp^2);

s1 = sprintf(' L5= %5.3f mH C5= %5.1f uf R5 = %5.3f ohms (Q=%2d) Fr= %d Hz\n',
L5*1000, C5*1e6, R5, round(Q), round(f5));
s2 = sprintf(' L7= %5.3f mH C7= %5.1f uf R7 = %5.3f ohms (Q=%2d) Fr= %d Hz\n',
L7*1000, C7*1e6, R7, round(Q), round(f7));
if(L11 > 0.1e-3),
s3 = sprintf(' Lph=%5.3f mH Cph=%5.1f uf Rph = %5.1f ohms Fr= %d Hz\n\n',
L11*1000,C11*1e6, Rhp, round(f11));
else
s3 = sprintf(' Lph=%5.2f uH Cph=%5.1f uf Rph = %5.1f ohms Fr= %d Hz\n\n',
L11*1e6,C11*1e6, Rhp, round(f11));
end
s4 = sprintf(' Le nombre de kVAR requis pour obtenir Fp = %2.1f est de %3.1f kVar\n', Fpr,
round(Qrr/100)/10 );
s5 = sprintf(' Le nombre de kVAR intalle est de %2.1f kVar\n', round(Qr/100)/10 );
s6 = sprintf(' La distortion harmonique sur la tension est: DHTv=%3.2f\n', Drss*100 );
s7 = sprintf(' La distortion harmonique sur le courant est: DHTi=%3.2f\n', Drssi*100 );
s8 = sprintf(' Le courant total dans les filtres est de %4.1f amp. RMS\n', Ifht );

Resultat = sprintf('%s%s%s%s%s%s%s',s1,s2,s3,s4,s5,s6,s7,s8)

% Calcul de l'impedance des filtres

```

```

ind = 1;
for f=f1:1:3000
    Z5(ind) = R5 + i*( 2*pi*f*L5 - ( 1/(2*pi*f*C5)) );
    Z7(ind) = R7 + i*( 2*pi*f*L7 - ( 1/(2*pi*f*C7)) );
    Zh(ind) = 1/( 1/Rhp + 1/(R11+(i*2*pi*f*L11)) ) + 1/( i*2*pi*f*C11 );

    Zt(ind) = 1/ ( 1/Z5(ind) + 1/Z7(ind) + 1/Zh(ind) );
    ff(ind)=f;
    ffh(ind)=f/f1;
    ind = ind+1;
end
figure(1)
clf
subplot(2,1,1);
loglog(ffh,abs(Z5),'r', ffh, abs(Z7),'g', ffh, abs(Zh),'b' )
xlabel('Rang de l''harmonique')
ylabel('Module de l''impedance (Ohms)')
%title('Impedance des filtres accordes 5, 7 et passe-haut')
grid
subplot(2,1,2);
axis([2,100,2,10])
axis off
text(2,9,s1);
text(2,8,s2);
text(2,7,s3);
text(2,6,s4);
text(2,5,s5);
text(2,4,s6);
text(2,3,s7);
drawnow

% press any key to continue
figure(2)
clf

subplot(2,2,1);
loglog(ffh,abs(Zt),'b' )
ylabel('Module(|Zt|) (Ohms)')
xlabel('Rang de l''harmonique')
%title('Impedance vue par la charge en fonction de la frequence')
grid
subplot(2,2,2);
plot(real(Zt),imag(Zt),'g' )
xlabel('Re(Zt) (Ohms)')
ylabel('Im(Zt) (j Ohms)')
% title('Impedance vue par la charge dans le plan complexe')
grid
hold on;
pos=axis;
indice = 1;

```

```

for test_bode=1:1:50
    if (abs(Ih(test_bode)) > abs(0.01*Ih(1)) | test_bode < 13 )
        while (~ffh(indice) == test_bode) & (indice < size(ffh,2))
            indice = indice+1;
        end
    end
    if(ffh(indice) == test_bode)
        plot( real(Zt(indice)),imag(Zt(indice)), 'o' )
        if test_bode < 23
            text( real(Zt(indice))+pos(2)/30,imag(Zt(indice)),sprintf('%d',test_bode) )
        end
    end
end
pos=axis;
plot( pos(1)+pos(2)/10,pos(3)+(pos(4)-pos(3))/10,'o' )
text( pos(1)+pos(2)/10+pos(2)/40,pos(3)+(pos(4)-pos(3))/10,'Rang de l''harmonique' )
t=0:1/(f1*4000):2/f1;
h=1:1:50;
Vh(1)=-Vp*i+Ih(1)*Zs;
for x=1:1:8001
    v_t(x)=1.4142*sum(abs(Vh(1:50)).*cos(W1*h*t(x)+angle(Vh(1:50))));
    i_t(x)=1.4142*sum(abs(Ih(1:50)-Ifh(1:50)).*cos(W1*h*t(x)+angle(Ih(1:50)-Ifh(1:50))));
end
hold on
%subplot(2,1,2)
%title('Impedance vue par la charge en fonction de la frequence ou dans le plan compexe')

figure(3)
clf
subplot(2,2,1)
plot(t,v_t,'g')
title('tension harmonique ligne-neutre')
xlabel('temps (sec)')
ylabel('tension (volt)')
s=sprintf('Le THD V l-n est de %4.2f %%',Drss*100);
text(0.1*max(t),0.7*max(v_t),s)

subplot(2,2,2)
plot(t,i_t,'g')
title('courant harmonique de ligne')
xlabel('temps (sec)')
ylabel('courant (amp)')
s=sprintf('Le THD IL est de %4.2f %%',Drssi*100);
text(0.1*max(t),0.7*max(i_t),s)

subplot(2,2,3)
hv_t=fft(v_t(1:4001));
bar(abs(hv_t(2:50))/abs(hv_t(2)), 'r')
subplot(2,2,4)
hi_t=fft(i_t(1:4001));
bar(abs(hi_t(2:50))/abs(hi_t(2)), 'r')

```

## ANNEXE C

### SIMULATEUR DU FILTRE ACTIF DE FUJITA ET AKAGI<sup>[11]</sup>

On présente dans cette annexe le simulateur que nous avons développé du filtre actif de Fujita et Akagi<sup>[11]</sup>. La figure C.1 présente le schéma SIMULINK du simulateur. Dans cet exemple la charge du redresseur triphasé est très inductive. On obtient alors les mêmes formes d'onde de courant que celles présentées dans l'article de Fujita.

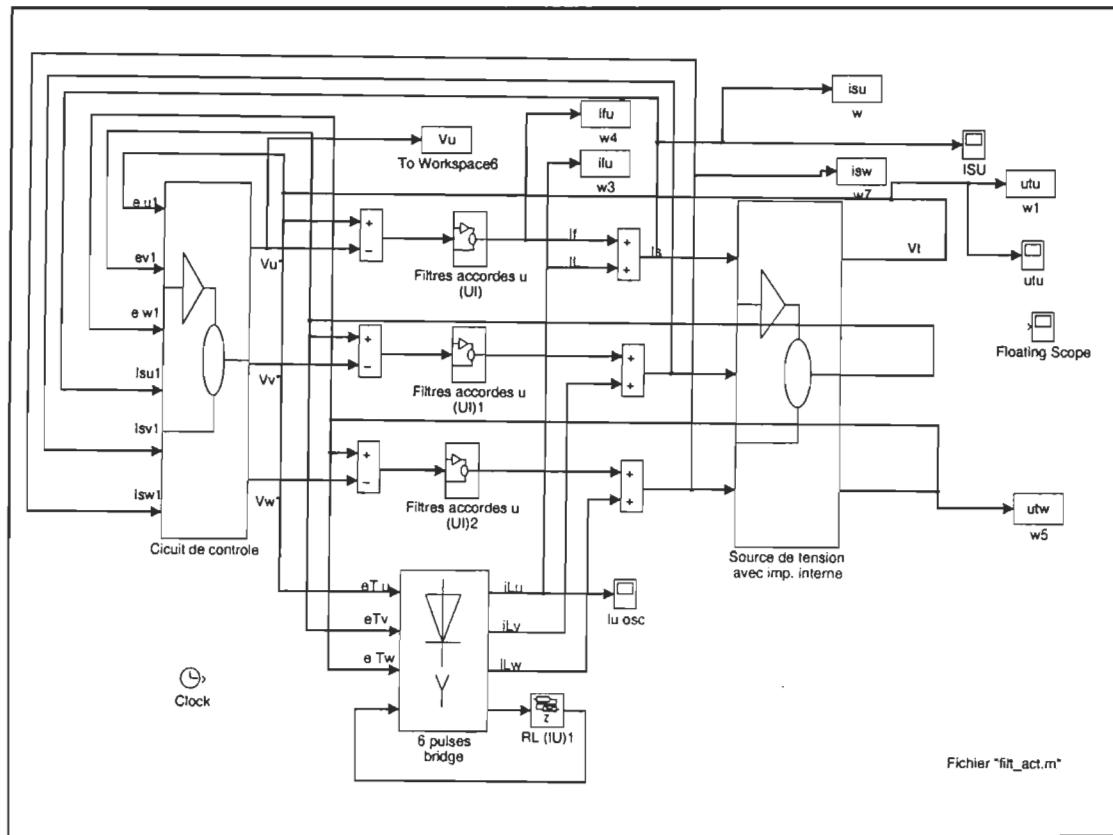


Figure C.1: Schéma SIMULINK du système comprenant des filtres passifs accordés et un EVV comme charge.

## ANNEXE D

### SIMULATEUR DU GHT

On présente dans cette annexe une description sommaire du simulateur du GHT. Le simulateur a été développé sur une station de travail avec la version Matlab 4.2 et Simulink 1.3. Les fichiers devraient être compatibles sur PC pour la même version de Simulink bien que les temps de simulation risque d'être excessif pour ce type de machine puisque le modèle qui a été développé est très complexe.

On présente à la figure D.1 le schéma de sortie du simulateur. On peut observer que tous les paramètres importants du système sont sauvegardés dans un fichier pour analyse ultérieure. Si on ouvre le bloc "Simulateur" on découvre le schéma de la figure D.2. Celui-ci est composé de cinq blocs principaux:

- 1 Le circuit de contrôle (figure D.3 et D.4)
- 2 Les filtres accordés au 5<sup>e</sup>, 7<sup>e</sup> et passe-haut
- 3 Les filtres accordés à la fréquence fondamentale
- 4 La source de tension qui est un autotransformateur triphasé motorisé
- 5 La charge qui est le modèle d'EVV présenté à l'annexe A ou un modèle simplifié comme celui de la figure B1.

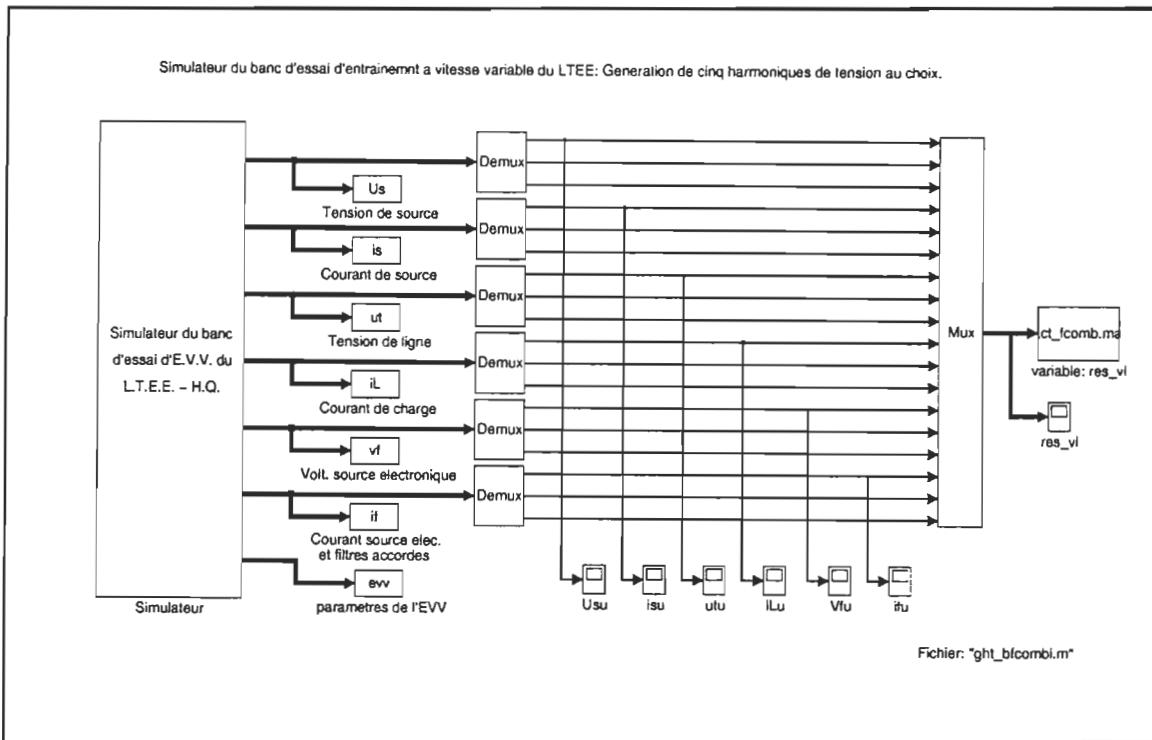


Figure D.1: Schéma de sortie du simulateur

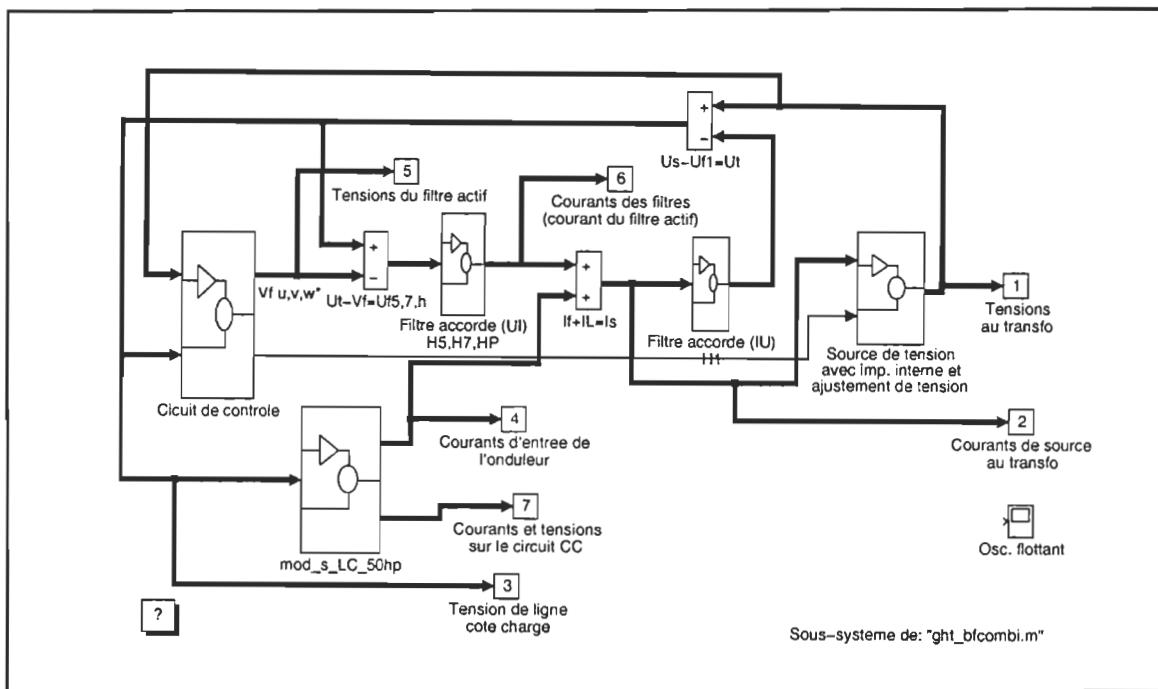


Figure D.2: Schéma principal du simulateur

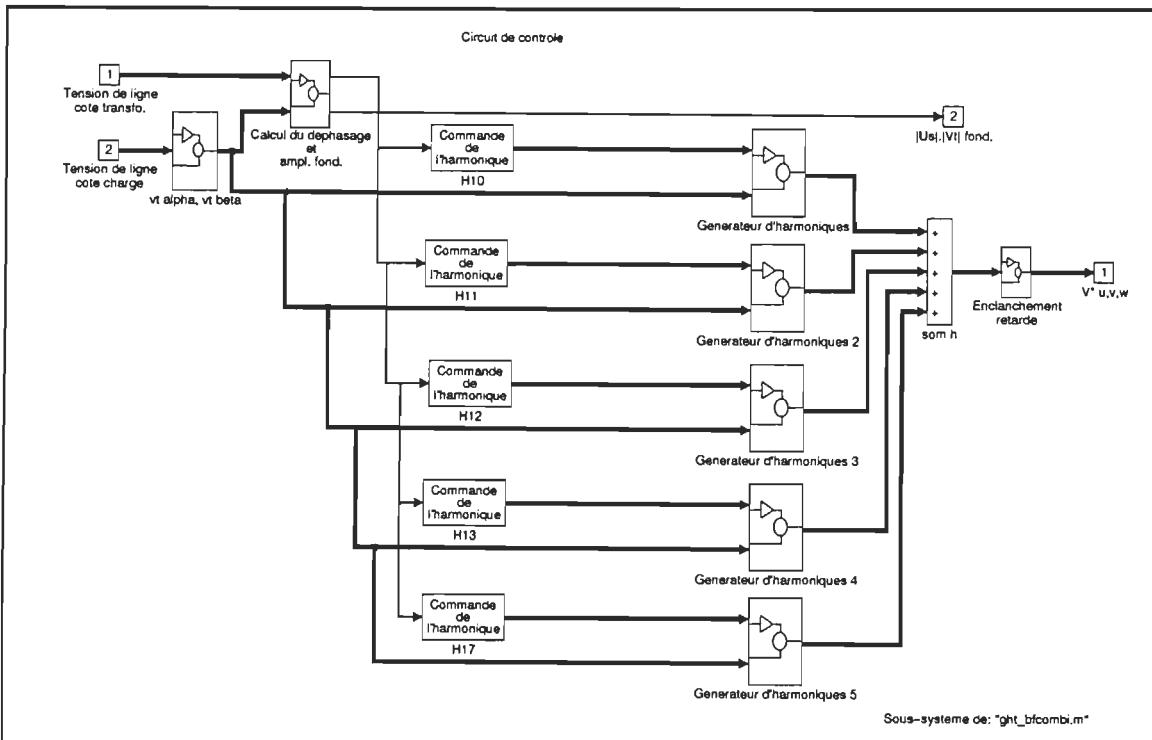


Figure D.3: Schéma principal du circuit de contrôle des harmoniques

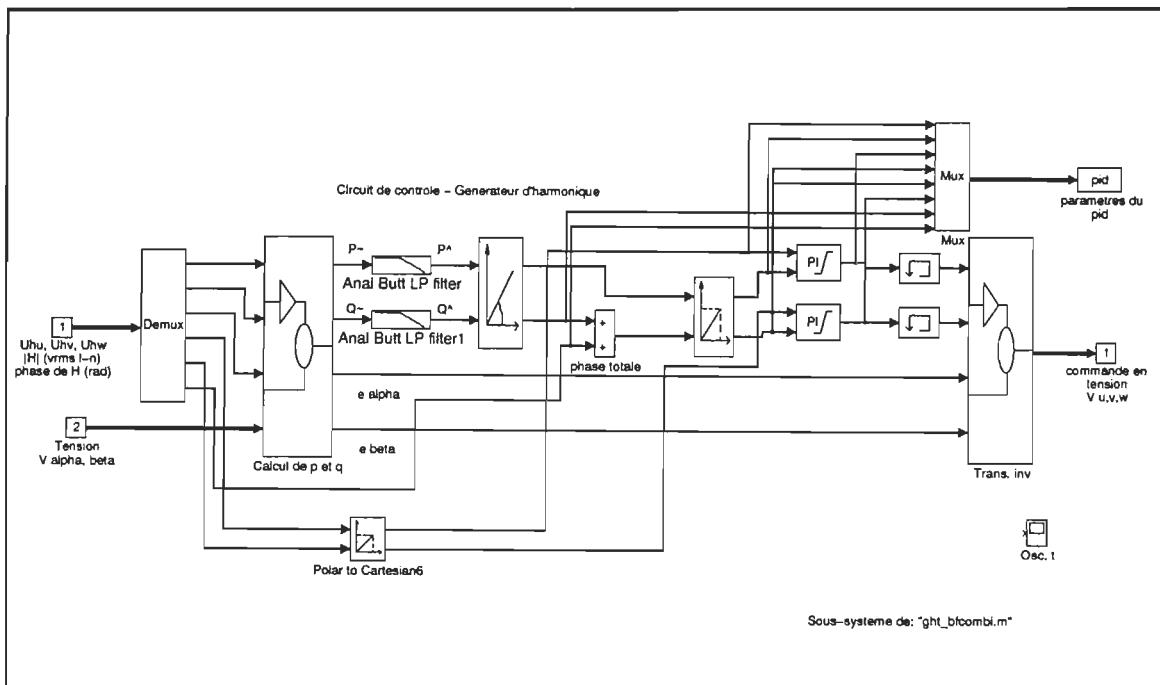


Figure D.4: Schéma du circuit de contrôle pour un harmonique

Il est à noter que les lignes à trait larges désignent plusieurs lignes multiplexés (habituellement 3 lignes pour le réseau triphasé).

Chacun de ces blocs peuvent être modifiés de manière à simuler différents systèmes. Une librairie de modèle d'EVV a été faite afin de pouvoir modifier rapidement notre modèle de simulation en "couplant" l'ancien bloc et en "collant" le nouveau bloc provenant de la librairie. Le même principe s'applique au circuit de contrôle qui sera choisi en fonction du test d'immunité que l'on désire exécuter.

Les modèles d'EVV disponibles sont:

1- Modèle simplifié avec:

filtre  $L_f-C_f$  sur le lien à tension continue:

50, 100, 200, 400, 800 HP

filtre  $C_f$  sur le lien à tension continue:

50, 100, 200, 400, 800 HP

filtre  $L_e$  à l'entrée et condensateur  $C_f$  sur le lien à tension continue:

50, 100, 200, 400, 800 HP

2- Modèle complet avec:

filtre  $L_f-C_f$  sur le lien à tension continue:

Modèle MLI et "six steps" 50, 100, 200, 400, 800 HP

filtre  $C_f$  sur le lien à tension continue:

Modèle MLI et "six steps" 50, 100, 200, 400, 800 HP

filtre  $L_e$  à l'entrée et condensateur  $C_f$  sur le lien à tension continue:

Modèle MLI et "six steps" 50, 100, 200, 400, 800 HP

Les modèles disponibles de circuit de commande sont:

Modèle pour les tests de commutation de condensateurs

Modèle pour les tests de génération d'encoche de tension

Modèle pour les tests de génération d'harmonique:

En boucle ouverte pour une séquence de 5 harmoniques appliqués successivement

En boucle ouverte pour l'addition de 5 harmoniques différentes

En mode de régulation pour l'addition de 1, 4 et 9 harmoniques différentes

Des fichiers d'analyse, écrit en langage Matlab, ont également été développés afin de faire l'analyse fréquenciel des signaux de sortie.

## ANNEXE E

### DÉTAIL DES SIMULATIONS DU GHT

On présente dans cette annexe quelques résultats supplémentaires des simulations présentés au chapitre 4 sur la superposition d'harmoniques de tension

Le tableau E.1 présente les essais de superposition d'un harmonique de tension procurant une DHT de 10 % sur la tension.

Tableau E.1: Résultats de simulation de superposition d'un harmonique

H	V *	Vbo	Vreg	err bo	err bf
5	33	33.9	33.0	-2.7	0.0
7	33	33.5	32.7	-1.5	0.9
11	33	31.8	32.8	3.6	0.6
13	33	32.1	33	2.7	0
17	33	29.5	32.9	10.6	0.3
19	33	29.9	32.9	9.4	0.3
23	33	25.9	32.7	21.5	0.9
31	33	28.3		14.2	
35	33	27.9	33.02	15.5	-0.1
41	33	27.7	33.01	16.1	0
43	33	27.9	33.28	15.5	-0.8
47	33	28.5	33	13.6	0
49	33		32.98		0.1

La figure E.1 présente les résultats du tableau E1 de façon graphique.

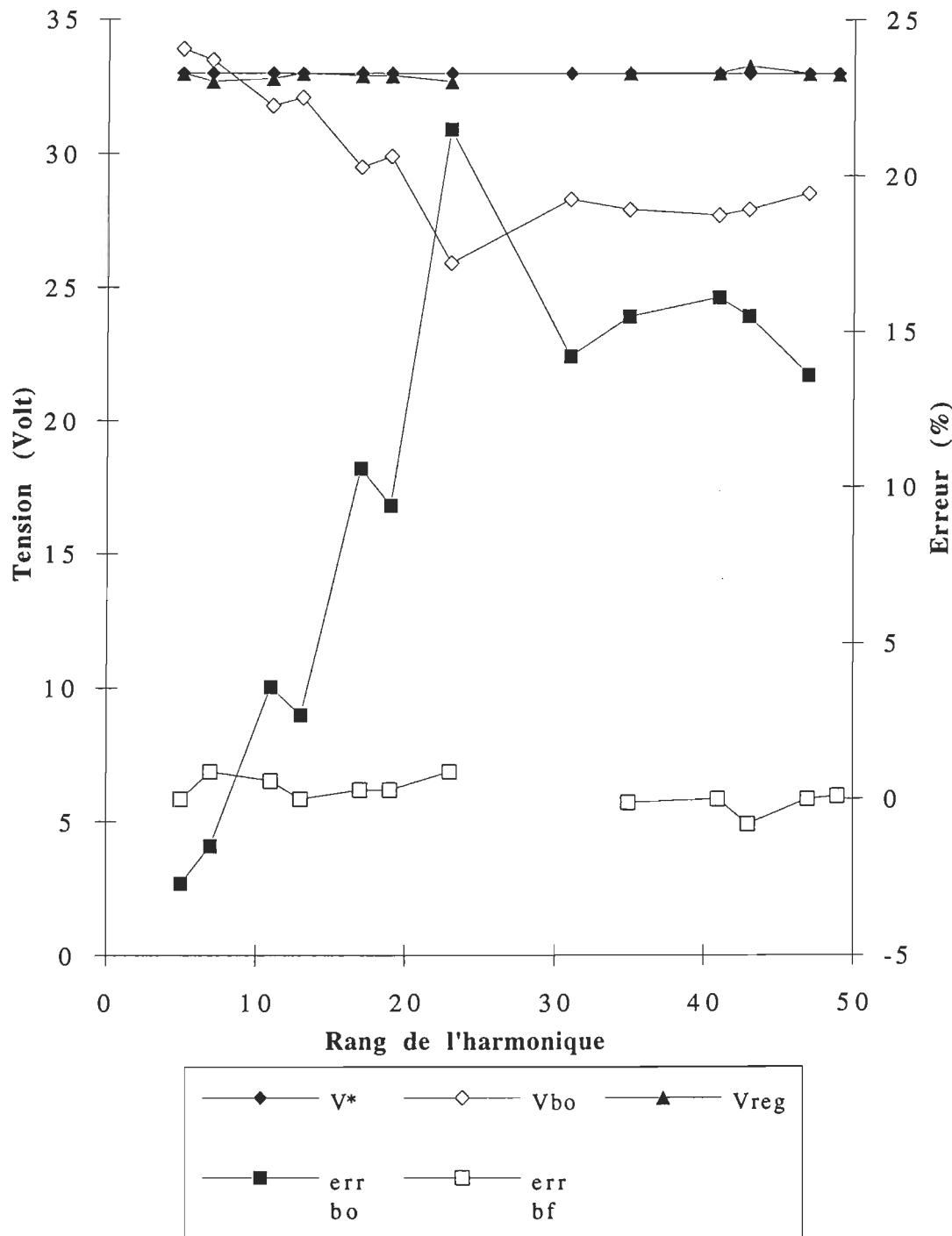


Figure E.1: Résultats de la superposition d'un harmonique