

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

FILTRES POUR LE CONVERTISSEUR DIRECT DE
FRÉQUENCE

HAMID AZANI
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AOÛT 1998



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-37427-0

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

FILTRES POUR LE CONVERTISSEUR DIRECT DE
FRÉQUENCE

présenté par : AZANI, Hamid

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. OLIVIER, Guy

Ph.D., ing., président

M. ROY, Gilles

M.Sc.A., ing., membre et directeur de recherche

M. MAHSEREDJIAN, Jean

Ph.D., ing., membre et codirecteur de recherche

M. HOUNKPATIN, Éric

M.Sc.A., membre

À mon père et à ma mère

À ma belle mère

À la mémoire de mon beau-père

À mon épouse qui m'est très chère et aimable

À ma très chère fille *Rayane A.*

À tous mes frères et mes beaux-frères, à toutes mes soeurs et mes belles-soeurs et à
toute la famille

REMERCIEMENTS

J'aimerais adresser mes sincères remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, au bon accomplissement de ce mémoire.

Je voudrais donc remercier du plus profond de mon coeur les personnes suivantes:

✓ Mon directeur de recherche, monsieur Gilles ROY, pour tout le support qu'il m'apporte ainsi que sa patience, son ouverture d'esprit, sa compréhension et son assistance technique qui m'ont guidé et soutenu tout au long de mon cheminement.

✓ Mon codirecteur, monsieur Jean Mahseredjian, pour son appui technique et la possibilité qu'il m'a offerte de travailler sur une partie de ma recherche au sein de l'Institut de Recherche de l'Hydro-Québec (IREQ).

✓ Mon père, ma mère, mes frères et soeurs et toute la famille pour leurs encouragements et leurs compréhensions.

✓ Mon épouse bien aimée, pour son support moral ainsi que ses conseils bien ciblés.

✓ Le programme de bourses de la francophonie, pour son support financier et surtout pour la grande chance qu'il m'a réellement accordée afin d'approfondir et d'améliorer mes connaissances académiques et professionnelles.

Mes vives remerciements à M^{me} Micheline Roberge et à M^{me} Micheline Legault du programme de bourse de la francophonie, pour leurs compréhensions et leurs

supports moraux.

✓ Tous mes professeurs de l'École Polytechnique de Montréal.

RÉSUMÉ

Le présent travail fait partie d'un programme de recherche, mené à l'École Polytechnique de Montréal, visant l'amélioration des performances électriques du Convertisseur Direct de Fréquence (DFC) lorsque branché sur un réseau de distribution d'énergie électrique. Cette amélioration repose sur la conception d'un filtre pour les courants harmoniques, permettant la rencontre des normes en matière d'harmoniques injectés sur le réseau par le fonctionnement du convertisseur direct de fréquence.

Deux types de logiciels contribuent à cette conception. D'une part, le logiciel **MATLAB – SIMULINK** pour bâtir une structure convenable du filtre prenant en considération la présence de l'impédance du réseau électrique, et d'autre part le logiciel **E.M.T.P.** (Electromagnetic Transients Program) pour une validation de cette structure du filtre avec le modèle du convertisseur.

Après une bonne acquisition de connaissances sur **ENELMACH**, ce dernier étant un module intégré dans Simulink sur le PC et bâti par des étudiants de l'École Polytechnique de Montréal, cinq modèles complets de filtres ont été réalisés, validés et intégrés dans l'ensemble d'Enelmach sous le nom de **ENELV1_3**.

ABSTRACT

The present work has been done within a research program at École Polytechnique de Montréal, aiming to electrical performance improvement of the Direct Frequency Changer (DFC) when this apparatus is connected to the electrical system. The improvement technique relies on the appropriate design of passive power filters for minimizing the harmonic currents.

The study of five different types of power filters under the improved operation of the DFC is performed using two different softwares (MATLAB–SIMULINK and EMTP). The first one is used to build a suitable structure of the filter taking in account the electrical system impedance and, the second (EMTP) is applied to elaborate the simulation of the global DFC–model.

The five different passive power filter models developed in the MATLAB / SIMULINK environment are integrated into the ENELMACH tool box, which is a power application compatible with SIMULINK.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	<i>iv</i>
REMERCIEMENTS	<i>v</i>
RÉSUMÉ	<i>vii</i>
ABSTRACT	<i>viii</i>
TABLE DES MATIÈRES	<i>ix</i>
LISTE DES TABLEAUX	<i>xiii</i>
LISTE DES FIGURES	<i>xiv</i>
LISTE DES SYMBOLES	<i>xxi</i>
LISTE DES ANNEXES	<i>xxiii</i>
INTRODUCTION	<i>1</i>
CHAPITRE I	
RAPPELS THÉORIQUES ET MODÈLES NUMÉRIQUES DES CONVERTIS-	
SEURS DIRECTS	<i>7</i>
1.1 Convertisseurs statiques	<i>7</i>
1.1.1 Convertisseur indirect	<i>8</i>
1.1.2 Convertisseur direct	<i>8</i>
1.1.3 Matrice d'interrupteurs	<i>9</i>
1.2 Algorithmes de commande	<i>12</i>
1.2.1 Algorithme vectoriel	<i>12</i>
1.2.2 Algorithme scalaire	<i>15</i>
1.3 Le logiciel E.M.T.P.	<i>17</i>
1.3.1 Description de EMTP	<i>17</i>
1.3.2 Interaction TACS–EMTP	<i>18</i>

1.3.3 Modélisation de la commande scalaire dans EMTP	19
1.4 Représentation d'une ligne de transport de l'énergie en régime permanent	21
1.5 Montages étudiés	23
1.5.1 Circuit avec source idéale et interrupteurs idéaux	24
1.5.2 Circuit avec source idéale et interrupteurs réels	26
1.5.3 Effet de la stratégie de l'algorithme de commande scalaire sur le courant i_A	29
1.5.4 Circuit avec source réelle et interrupteurs réels	35
1.5.5 Sources de courants harmoniques	39
1.5.6 Filtrage et élimination des harmoniques	39
1.5.7 Compensation capacitive à l'entrée du CDF et les problèmes associés	42
CHAPITRE II	
ANALYSE DES FILTRES PASSIFS DE PUISSANCE	49
2.1 Impédance du filtre	50
2.2 Impédance composée	51
2.3 Filtre accordé ou résonnant	53
2.4 Filtre amorti du deuxième ordre	58
2.5 Filtre du troisième ordre et du type C	62
2.6 Résultats de simulation pour les filtres seuls	64
2.6.1 Circuit RLC série	65
2.6.2 Circuit RLC amorti du deuxième ordre	66
2.6.3 Circuits RLC du 3 ^{ième} ordre et du type C	66
2.7 Résultats de simulation des filtres en tenant compte de l'impédance $Z_s(j\omega)$	68
2.7.1 Fonction de transfert $H_{cds1}(j\omega)$ du filtre RLC série non-amorti avec $Z_s(j\omega)$	69

2.7.2 Fonction de transfert $H_{cds}(j\omega)$, filtre RLC amorti du 2 ^{ème} ordre avec $Z_s(j\omega)$	71
2.7.3 Fonction de transfert $H_{cds4}(j\omega)$ pour le filtre RLC amorti du type C avec $Z_s(j\omega)$	72
2.7.4 Fonction de transfert $H_{cds3}(j\omega)$ pour le filtre RLC du 3 ^{ème} ordre avec $Z_s(j\omega)$	73

CHAPITRE III

DÉVELOPPEMENT DES MODÈLES NUMÉRIQUES DES FILTRES DE

PUISSANCE	76
3.1 Logiciels de simulation (Matlab / Simulink)	76
3.2 Intérêt de la solution SIMULINK	77
3.3 Modèles développés	78
3.4 Technique nodale	80
3.4.1 Choix de la valeur du condensateur C_N	81
3.5 Modèle d'inductance	82
3.6 Modèle du condensateur	83
3.7 Modèle de la résistance	84
3.8 Modèles de filtres passifs bâtis dans ENELMACH version 1_3	86
3.9 Contenu des blocs de filtres	86
3.9.1 Modèle du filtre RC série	87
3.9.2 Modèle du filtre non-amorti du second ordre	88
3.9.3 Modèle du filtre RLC amorti de second ordre	89
3.9.4 Modèle du filtre RLC de type C	90
3.9.5 Modèle du filtre RLC amorti du troisième ordre	90
3.10 Résultats de simulation pour les filtres seuls	92

3.10.1 Validation du bloc de filtre RC	93
3.10.2 Validation du bloc de filtre RLC résonnant	95
3.10.3 Validation du bloc du filtre RLC amorti de deuxième ordre	97
3.10.4 Validation du bloc RLC amorti du type C	99
3.10.5 Validation du bloc RLC amorti du troisième ordre	102
3.11 Validation des blocs de filtres en tenant compte de l'impédance de la ligne	104
3.11.1 Validation de la fonction de transfert $H_{cds}(s)$ du bloc RC et $Z_s(s)$...	106
3.11.2 Validation du bloc RLC résonnant en tenant compte de $Z_s(s)$	106
3.11.3 Validation du bloc RLC amorti du deuxième ordre en tenant compte de $Z_s(s)$	107
3.11.4 Validation des systèmes RLC amortis du types C et du 3 ^{ième} ordre / réseau	111
3.12 Bloc des exemples sur les filtres passifs de puissance	114
CHAPITRE IV	
PERFECTIONNEMENT DU MODÈLE DU CDF	117
4.1 Le convertisseur CDF avec le filtre RLC résonnant	117
4.2 Le convertisseur (CDF) avec le filtre RLC amorti du deuxième ordre	122
4.3 Le convertisseur CDF avec le filtre RLC amorti du type C	125
4.4 Le convertisseur CDF avec le filtre RLC amorti du troisième ordre	127
CONCLUSION	135
BIBLIOGRAPHIE	137
ANNEXES	139

LISTE DES TABLEAUX

1.1	Valeurs des éléments du modèle d'interrupteur	11
1.2	Valeurs des éléments du circuit de la figure (1.14)	24
1.3	Valeurs des éléments du circuit de la figure (1.18)	27
1.4	Valeurs du courant fondamental de la ligne pour deux types de charge	29
1.5	Limites de courant de distorsion	41
1.6	Valeurs des éléments du circuit de la figure 1.25	44
2.1	Critères des filtres passifs	74
3.16.b	Tableau de valeurs du bloc RC	94
3.18.b	Tableau de valeurs du bloc RLC résonnant	96
3.20.b	Tableau de valeurs du bloc RLC amorti du 2 ^{ième} ordre	98
3.22.b	Tableau de valeurs du bloc RLC du type C	100
3.26.b	Tableau de valeurs du bloc RLC du 3 ^{ième} ordre	100
4.1	Résumé de l'étude comparative du modèle du (CDF) sans et avec les blocs de filtrage	133

LISTE DES FIGURES

1.1	Convertisseur indirect	8
1.2	Symbole d'un convertisseur direct de fréquence	9
1.3	Structure de la matrice d'interrupteurs de dimension $m \times n$	10
1.4	Modèle d'un interrupteur créé dans l'environnement d'EMTP	11
1.5	Caractéristique de l'écrêteur	12
1.6	Convertisseur connecté à une source idéale	13
1.7	Principe de synthèse de la tension de sortie (Algorithme vectoriel)	14
1.8	Illustration de l'interaction entre TACS et EMTP	18
1.9	Séquence de résolution dans EMTP	19
1.10	Schéma-bloc / Modélisation de la commande scalaire dans EMTP	20
1.11	Impédance ($Z=R+jX_L$) et admittance ($Y=j / X_C$) par unité de longueur d'une ligne de transport d'énergie	21
1.12	Circuit équivalent en Π de la ligne de transport d'énergie	22
1.13	Circuit équivalent ligne-neutre	23
1.14	Simulation du CDF (3*1) connecté à une source idéale	24
1.15	Allure de la tension synthétisée au port de sortie du CDF	25
1.16	Allure du courant de ligne i_A avec une charge purement ohmique	25
1.17	Spectre de fréquence du courant i_A avec une charge purement ohmique	26
1.18	Configuration du convertisseur direct de fréquence constitué d'une matrice de dimension 3*1	27
1.19	Courant dans la ligne i_A avec une charge ohmique-inductive connectée à un CDF réel	28
1.20	Signal de commande pour l'interrupteur s_1	30

1.21	Signal de commande pour l'interrupteur s_2	30
1.22	Signal de commande pour l'interrupteur s_3	30
1.23	Spectre de fréquence du courant i_A avec une charge ohmique-inductive connectée à un CDF réel	31
1.24	Séquence de temps d'activation des interrupteurs dans une période d'échantillonnage	32
1.25	Courant de ligne i_A pour un CDF réel et une charge ohmique-inductive ($R=10\Omega$ et $L=0,5\text{mH}$)	34
1.26	Spectre de fréquence pour le courant i_A avec $R = 10\Omega$ et $L = 0,5 \text{ mH}$	34
1.27	Convertisseur direct de fréquence connecté à une source réelle	35
1.28	Tension de la phase A au noeud N_1 par rapport au neutre	36
1.29	Courant i_{ch} dans la charge ohmique-inductive	37
1.30	Courant dans la ligne A avec un réseau réel	38
1.31	Représentation spectrale du courant i_A avec un réseau réel	39
1.32	Alimentation d'une charge non-linéaire par un réseau d'impédance Z_s	42
1.33	Représentation du convertisseur par une source idéale de courant	42
1.34	Connexion réalisée par un convertisseur direct entre une source de tension et une source de courant	43
1.35	Système réseau/convertisseur avec le filtre RC du premier ordre	45
1.36	Tension au noeud $N1$ avec $C = 0,2 \mu\text{F}$ et $R = 4,20 \Omega$	46
1.37	Courant de ligne i_A avec $C = 0,2 \mu\text{F}$ et $R = 4,20 \Omega$	47
1.38	Agrandi du courant i_A de la ligne avec condensateur de découplage	47
1.39	Spectre de fréquence pour i_A avec la capacité de découplage	48
2.1	Représentation de l'impédance du filtre	51
2.2	Représentation du système réseau / filtre	52

2.3	Filtre résonnant ou accordé a) Circuit RLC série b) Caractéristique idéale	53
2.4	Représentation graphique de l'impédance Z_f du filtre du second ordre	54
2.5	Représentation de l'impédance du filtre et celle du réseau	56
2.6	Diagramme de bode pour $H_{cds1}(s)$ avec $L_s > L_f$	57
2.7	Diagramme de bode pour $H_{cds1}(s)$ avec $L_s < L_f$	58
2.8	Filtre amorti du second ordre a) Schéma du circuit b) Caractéristique du circuit ..	58
2.9	Caractéristique du filtre résonnant amorti du second ordre	60
2.10	Impédance du réseau et celle du filtre de second ordre amorti	61
2.11	Diagramme de bode pour $H_{cds2}(s)$	62
2.12	Filtre à degré élevé (a) : Filtre du troisième ordre (b) : Filtre du type C (c) : Filtre du 3 ^{ième} ordre et impédance du réseau Z_s aux fréquences d'harmoniques (d) : Filtre du type C et Z_s à des fréquences autres que celle du réseau	63
2.13	Impédance du filtre RLC non-amorti du deuxième ordre. $R_f = 16m\Omega$, $L_f = 64\mu H$ et $C = 100\mu F$	65
2.14	Impédance du filtre amorti versus fréquence $R_f = 16m\Omega$, $L_f = 64\mu H$, $C = 100\mu F$ et $R_{bp} = 5\Omega$	66
2.15	Caractéristiques du filtre RLC	67
2.16	Caractéristiques ajustées du filtre RLC	69
2.17	Caractéristique de la fonction de transfert du système Réseau / Filtre pour $L_s > L_f$ et $L_s < L_f$	70
2.18	Caractéristique de la fonction de transfert $H_{cds2}(j\omega)$ pour le filtre RLC amorti du 2 ^{ième} ordre à la présence de l'inductance de source $Z_s(j\omega)$	71
2.19	Représentation de la fonction de transfert $H_{cds4}(j\omega)$ à la présence de l'impédance de la ligne	72
2.20	Caractéristique de la fonction de transfert $H_{cds3}(j\omega)$ du filtre amorti du 3 ^{ième}	

ordre avec la présence de l'impédance de source $Z_s(j\omega)$	73
3.1 Menu principal de SIMULINK	79
3.2 Menu de la librairie de Sources	79
3.3 Aspect extérieur et contenu du bloc “ Noeud ”	80
3.4 Bloc d'inductance et de son contenu	83
3.5 Bloc condensateur et son contenu	83
3.6 Bloc de la résistance et de son contenu	84
3.7 Menu principal d'ENELMACH version 1	85
3.8 Menu principal d'ENELMACH version 1.3	85
3.9 Menu principal des blocs de filtres passifs de puissance	87
3.10 Bloc du filtre RC du premier ordre et de son contenu	88
3.11 Aspect intérieur et extérieur du bloc de filtre RLC de 2 ^{ième} ordre	89
3.12 Aspect du bloc du filtre RLC amorti du 2 ^{ième} ordre et de son contenu	90
3.13 Aspect extérieur et contenu du bloc de filtre RLC type C	91
3.14 Aspect extérieur et contenu du bloc du filtre RLC amorti du 3 ^{ième} ordre	91
3.15 Circuit d'évaluation des blocs de filtres a) Circuit électrique b) Schéma bloc ...	93
3.16 Circuit d'évaluation du bloc RC a) Circuit électrique b) Tableau de valeurs c) Schéma bloc d) Boîte de dialogue	94
3.17 Impédance du filtre RC dans une échelle logarithmique	95
3.18 Circuit d'évaluation du bloc RLC résonnant a) Circuit électrique b) Tableau de valeurs c) Schéma bloc d) Boîte de dialogue	96
3.19 Impédance du bloc RLC résonnant	97
3.20 Circuit d'évaluation du bloc RLC amorti a) Circuit électrique b) Tableau de valeurs c) Schéma bloc d) Boîte de dialogue	98
3.21 Résultat de simulation du bloc RLC amorti superposé à celui donné par	

MATLAB	99
3.22 Circuit d'évaluation du bloc RLC amorti du type C a) Circuit électrique b) Tableau c) Schéma bloc d) Boîte de dialogue	100
3.23 Représentation de l'impédance du bloc RLC amorti du type C	101
3.24 Caractéristique ajustée du filtre RLC amorti du type C	101
3.25 Caractéristique de l'impédance du filtre RLC amorti du 3 ^{ième} ordre	102
3.26 Circuit d'évaluation du bloc RLC amorti du 3 ^{ième} ordre a) Circuit électrique b) Tableau de valeurs c) Circuit–bloc d) Boîte de dialogue	103
3.27 Circuit de validation des blocs à la présence de Z_s . a) Circuit électrique b) Schéma–bloc général	105
3.28 Circuit de validation du bloc RC en la présence de Z_s	107
3.29 Caractéristique de l'impédance équivalente du système RC / réseau	107
3.30 Circuit de validation du bloc RLC résonnant du 2 ^{ième} ordre en la présence de Z_s	108
3.31 Caractéristique de l'impédance équivalente du système RLC résonnant / réseau... ..	108
3.32 Circuit de validation du bloc RLC amorti du 2 ^{ième} ordre en la présence de Z_s	109
3.33 Caractéristique de l'impédance équivalente du système RLC amorti 2 ^{ième} ordre / réseau	109
3.34 Caractéristique réajustée de l'impédance équivalente du système RLC amorti 2 ^{ième} ordre / réseau	110
3.35 Circuit de validation du bloc RLC amorti du type C en la présence de Z_s	111
3.36 Caractéristique de l'impédance équivalente du système RLC amorti du type C / réseau	112
3.37 Circuit de validation du bloc RLC amorti du 3 ^{ième} ordre en la présence de Z_s ...	113
3.38 Caractéristique de l'impédance équivalente du système RLC amorti du 3 ^{ième} ordre / réseau	113

3.39	Menu principal du bloc des exemples sur les filtres	114
3.40	Exemples sur les filtres sans l'impédance de la ligne	115
3.41	Exemples sur les filtres avec l'impédance de la ligne	115
4.1	Filtre RLC résonnant utilisé pour absorber le courant harmonique injecté par le convertisseur (CDF) dans le réseau électrique	118
4.2	Tension à l'entrée du convertisseur (CDF)	118
4.3	Allure du courant de charge avec le filtre RLC résonnant du côté du réseau	119
4.4	Forme d'onde du courant de ligne i_A avec le filtre RLC résonnant	120
4.5	Agrandi du courant de ligne i_A	121
4.6	Spectre de fréquence du courant de ligne i_A	121
4.7	Application du CDF avec la présence du filtre RLC 2 ^{ième} ordre	123
4.8	Allure de la tension au noeud N_1 avec le filtre RLC amorti du second ordre	123
4.9	Forme d'onde du courant de ligne i_A avec le filtre RLC amorti du second ordre..	124
4.10	Spectre de fréquence du courant i_A avec le filtre RLC amorti du 2 ^{ième} ordre	124
4.11	Filtre RLC amorti du type C utilisé pour absorber le courant harmonique injecté par le CDF dans le réseau électrique	125
4.12	Tension à l'entrée du CDF avec le filtre RLC du type C	126
4.13	Allure du courant i_A avec le filtre RLC du type C	126
4.14	Spectre de fréquence du courant i_A avec le filtre du type C	127
4.15	Application du CDF avec la présence du filtre RLC du 3 ^{ième} ordre	128
4.16	Allure de la tension V_{N1} à l'entrée du CDF	129
4.17	Forme d'onde du courant de ligne i_A	129
4.18	Spectre de fréquence du courant de ligne i_A	130
4.19	Agrandi du courant i_A avec la présence du filtre RLC du 3 ^{ième} ordre	130

4.20	Circuit résonnant (impédance de la ligne et celle du bloc de filtrage)	131
4.21	Circuit résonnant (durée de court-circuit)	131

LISTE DES SYMBOLES

<i>CDF</i>	Convertisseur Direct de Fréquence
<i>DFC</i>	Direct Frequency Changer
<i>EMTP</i>	Electromagnetic Transients Program
<i>TACS</i>	Transient Analysis of Control System
<i>Dz</i>	Diode zener (Utilisée comme un élément non-linéaire)
<i>THD</i>	Total Harmonic Distorsion
<i>TDD</i>	Total Demand Distorsion
L_s	Inductance de la ligne
L_f	Inductance du filtre
L_{cc}	Inductance pour la limitation du courant de court-circuit entre les interrupteurs
L_{ch}	Inductance de la charge
C_f	Condensateur du filtre
C_2	Deuxième condensateur du filtre
R_s	Résistance de la ligne
R_f	Résistance du filtre
R_{bp}	Résistance de dérivation pour les filtres amortis
R_{on}	Résistance équivalente de l'interrupteur pendant la conduction
R_{off}	Résistance équivalente de l'interrupteur pendant le blocage
R_{ch}	Résistance de charge
Z_f	Impédance du filtre
Z_s	Impédance de la ligne
$H_{cds}(s)$	Fonction de transfert du système réseau / filtre

V_i	Tension au port d'entrée
V_o	Tension au port de sortie
f_i	Fréquence au port d'entrée
f_o	Fréquence au port de sortie
ca	Courant alternatif
cc	Courant continu
$S_{i,j}$	Interrupteur de la matrice (i : numéro de la ligne, j : numéro de la colonne)
S_d	Matrice d'interrupteurs
t_{min}	Temps minimal d'enclenchement d'un interrupteur
T_e	Période d'échantillonnage
Θ	Angle de décalage entre le système du port d'entrée et celui du port de sortie
t_i^k	Temps de conduction d'un interrupteur
ω_i	Fréquence angulaire au port d'entrée
ω_o	Fréquence angulaire au port de sortie
ω_n	Fréquence angulaire naturelle
ω_p	Fréquence angulaire créée par la résistance R_{bp} et C_f
PB	Bande passante
Q	Facteur de qualité du filtre
g	gain en tension du convertisseur
Δt	Pas d'intégration
I_h	Courant harmonique
I_s	Courant dans la ligne
I_f	Courant dans le filtre
I_{lf}	Courant fondamental de ligne
I_{nf}	Courant dans le filtre de rang n

LISTE DES ANNEXES

Annexe A1 : Détails de calcul des valeurs nominales de la charge	139
Annexe A2 : Détails de traçage des asymptôtes. Système filtre RLC résonnant / réseau	142
Annexe A3 : Fonction de transfert normalisée du filtre RLC amorti du 2 ^{ième} ordre	147
Annexe B1 : Programmes de simulation du circuit CDF sans les blocs de filtrage	149
Annexe B2 : Programmes sur MATLAB. Impédance du filtre et fonction de transfert du système réseau / filtre.	157
Annexe B3 : Programmes sur MATLAB utilisant le résultats obtenus par le biais de ENELMACH version 1.3	166
Annexe B4 : Programmes sur EMTP. Circuit de CDF intégrant les blocs de filtres RLC	177

INTRODUCTION

Mise en situation

Depuis plus d'une dizaine d'années, les chercheurs dans le domaine de l'électronique de puissance se sont intéressés à l'implantation des Convertisseurs Directs de Fréquence dans des applications industrielles. Cet intérêt a pour but de remplacer les convertisseurs indirects par des dispositifs plus performants qui permettraient d'éliminer les éléments de stockage d'énergie disposés à l'étage intermédiaire des convertisseurs indirects (RAMBAULT, SÉGUIER et BAUSSIÈRE, 1986).

Après plusieurs tentatives faites par des chercheurs pour la mise au point pratique des CDF, le savant mathématicien VENTURINI a développé au début des années quatre-vingt une technique désignée par " algorithme de Venturini " (VENTURINI, 1980) à l'École Polytechnique de Montréal, une nouvelle technique a été développée au laboratoire d'électronique de puissance sous le nom d'algorithme à commande scalaire (ROY et APRIL 1991). Cette dernière fut testée expérimentalement sur un prototype d'une puissance de l'ordre de 100VA et validée par voie de simulation.

Problématique

Le branchement sur le réseau du prototype réalisé à l'École Polytechnique, comme tout convertisseur d'électronique de puissance, génère des courants harmoniques et des résonances qui perturbent le réseau de distribution de l'énergie.

Par ailleurs l'application du convertisseur direct de fréquence doit permettre la rencontre des normes en matière de limitation des harmoniques.

Par conséquent, beaucoup de développement reste encore à faire au niveau de la conception pratique avant de retenir une version du CDF complète et prête à être commercialisée. Pour concevoir ce dispositif, une étude théorique approfondie sur les convertisseurs et les filtres de puissance ainsi qu'une analyse par voie de simulation s'avèrent nécessaire.

Objectifs du travail

Suite aux raisons décrites ci-dessus, nous devons concevoir des modèles de filtres de puissance par voie de simulation et procéder à une étude de la performance des différents modèles de filtres lorsque associés au CDF.

La réduction à un niveau acceptable de ces effets nuisibles ne peut cependant pas s'accomplir sans une étude détaillée des causes d'une part et d'autre part des moyens pouvant être mis en œuvre pour remédier à ces phénomènes.

Méthodologie du travail

L'approche adoptée pour mener à bon port la réalisation de ce mémoire peut être résumée comme suit :

Une étude bibliographique des convertisseurs directs CDF et spécifiquement des travaux récents présentés sous forme de mémoires ou d'articles.

Suite à la maîtrise du logiciel EMTP, ce dernier étant un outil reconnu dans l'étude des réseaux électriques, des simulations de cas déjà développées dans une étude récente seront effectuées afin d'aboutir au but visé qui est de bien assimiler la structure du CDF fondée dans l'environnement EMTP (IREQ, 1989). Après une étude détaillée sur les causes des courants harmoniques à la source et la technique de filtrage, on arrivera à la phase de conception et de validation des modèles de filtres dans un environnement informatique et académique.

À la fin, on parviendra à l'aspect de comparaison entre les résultats obtenus par voie de simulation du convertisseur direct de fréquence sans et avec filtrage.

Plan du mémoire

Ce mémoire est présenté sous forme de quatre chapitres. Le premier chapitre englobe cinq parties différentes. La première partie consiste en une présentation synthétique des principales familles de convertisseurs existants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les deux algorithmes de commande, à savoir l'algorithme vectoriel (algorithme de Venturini) et l'algorithme scalaire, sont mis en

valeur dans la deuxième partie de ce chapitre. Dans la troisième partie, on donne un aperçu du logiciel EMTP et de la modélisation de la commande scalaire dans l'environnement EMTP. Dans la quatrième partie, on donne une description du réseau de distribution de l'énergie électrique. Par la suite, on présente une étude détaillée de certaines configurations du montage du convertisseur direct de fréquence, à savoir les configurations idéales et réelles, tant de la source d'alimentation que du convertisseur CDF. Également, une présentation des sources de courants harmoniques ainsi que de la technique de filtrage feront l'objet de la cinquième et dernière partie de ce premier chapitre.

La présentation des différents types de filtres passifs de puissance qui ont été déjà proposés dans la littérature scientifique aux fins de filtrage d'harmoniques, et dont les caractéristiques pourraient être adaptées à l'opération d'un CDF, fait l'objet du deuxième chapitre. Cette présentation consiste en une détermination de l'impédance de chaque filtre seul et en tenant compte de l'impédance de la ligne. Elle consiste aussi en une présentation des résultats de simulations faites dans l'environnement MATLAB et celui d'ENELV1_3. Ce dernier étant le fichier de commande dans lequel sont intégrés les modèles de filtres de puissance.

Le troisième chapitre traite de la conception détaillée des filtres de puissance. On commence par une description du logiciel Matlab-Simulink servant d'outil de conception et de développement. On termine après, par une présentation

de l'ensemble des blocs de filtres conçus dans l'environnement ENELMACH version 1.3 sous le nom de ENELV1_3 ainsi que les résultats de simulation faite pour la validation de ces blocs de filtres passifs de puissance.

Dans le quatrième et dernier chapitre, on présente les résultats obtenus dans EMTP une fois les blocs de filtrage associés un par un au modèle du CDF. De même, à la fin de ce chapitre, on donne une étude comparative sous forme de tableau récapitulatif entre le résultat obtenu dans un travail antérieur (ERIC, 1995) et celui présenté dans le présent travail.

La conclusion passe en revue l'atteinte des objectifs mentionnés en début du présent travail, la réalisation accomplie, les travaux futurs et les recommandations.

À la fin de ce rapport, on donne une série d'annexes. Dans l'annexe A on présente les détails de calcul de valeurs des éléments de la charge (A1), la méthode utilisée pour le traçage du diagramme de bode pour le filtre RLC résonnant connecté à l'impédance de la source dans le cas où $L_s < L_f$ et $L_s > L_f$ (A2), puis vient l'annexe (A3), dans lequel on donne le détail de calcul de la forme normalisée de l'impédance du filtre RLC résonnant. L'annexe B englobe les différents programmes utilisés dans le cadre du présent travail pour l'accomplissement de ce projet. À l'annexe (B1), on donne certains programmes présentés dans un travail récent (ERIC, 1995) et qui ont servi pour présenter les résultats donnés au premier chapitre. Ces programmes représentent la simulation du CDF sans les filtres passifs de puissance. Les programmes utilisés sur MATLAB pour la

représentation des impédances des filtres ainsi que les fonctions de transfert du système filtre / réseau sont donnés à l'annexe (B2). À l'annexe (B3), on donne les programmes faits sur MATLAB à partir des résultats obtenus par ENELV1_3 pour la validation des blocs de filtres RLC passifs de puissance seuls et avec l'impédance de source. A la fin, les programmes faits pour la simulation du modèle du CDF intégrant les filtres RLC passifs de puissance, sont donnés à l'annexe (B4).

CHAPITRE I

Rappels théoriques et modèles numériques des convertisseurs directs

L'énergie électrique se présente sous deux formes, alternative ou continue, dont les caractéristiques essentielles sont la tension et la fréquence. Cependant, de nombreuses applications, comme les entraînements de machines électriques, nécessitent des alimentations spécifiques; de caractéristiques différentes de celles des sources qui les alimentent.

La conversion de l'énergie électrique consiste en une transformation de la forme et des caractéristiques de celle-ci afin de l'adapter aux applications rencontrées dans le monde de l'industrie moderne. Ces conversions, autrefois réalisées par des convertisseurs électromécaniques, principalement des machines tournantes, sont aujourd'hui effectuées par des convertisseurs statiques moins lourds et plus performants.

1.1 Convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est constitué d'un ensemble d'éléments électriques d'adaptation et de transformation entre un générateur et un récepteur. La structure des convertisseurs dépend de la réversibilité de l'énergie désirée et du mode de réglage du transfert de celle-ci. La conversion est dite **directe** si elle est faite sans étage intermédiaire apte à stocker temporairement de l'énergie et dans le

cas contraire, où elle est réalisée avec un étage intermédiaire, elle est dite **indirecte** (SÉGUIER).

1.1.1 Convertisseur indirect

Le convertisseur indirect est constitué par une association de convertisseurs simples et d'éléments tels qu'une inductance L et un condensateur C (MURAI et LIPO, 1988). L'association de ces deux éléments (L et C) forme ce qu'on appelle un étage intermédiaire et organe de stockage de l'énergie. La figure 1.1 montre une structure générale d'un convertisseur constitué d'un redresseur (conversion alternatif / continu), d'un onduleur (conversion continu / alternatif) et de l'étage intermédiaire de stockage de l'énergie.

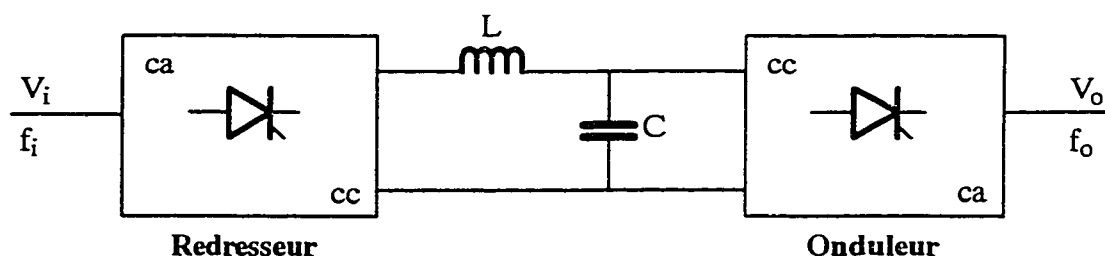


Figure 1.1 : Convertisseur indirect

À la sortie du convertisseur, on retrouve les caractéristiques tension et fréquence (V_o / f_o) qui peuvent être égales ou différentes de celles du port d'entrée.

1.1.2 Convertisseur direct

Le convertisseur direct de fréquence (CDF), donné à la figure 1.2, est basé sur une matrice d'interrupteurs interconnectés entre eux (ROY et RIBEIRO, 1996; DUGUY, 1988; BUI, 1993; REBEIRO, 1993 et ABOU-RIDA, 1995). Dans un tel dispositif, le transfert d'énergie s'effectue directement entre la source à l'entrée et la charge, cette dernière pouvant être aussi une autre source polyphasée dont les grandeurs, tension et fréquence, sont différentes de celles de l'entrée. Le convertisseur direct est un dispositif capable d'effectuer une conversion d'énergie entre deux systèmes complètement asynchrones.

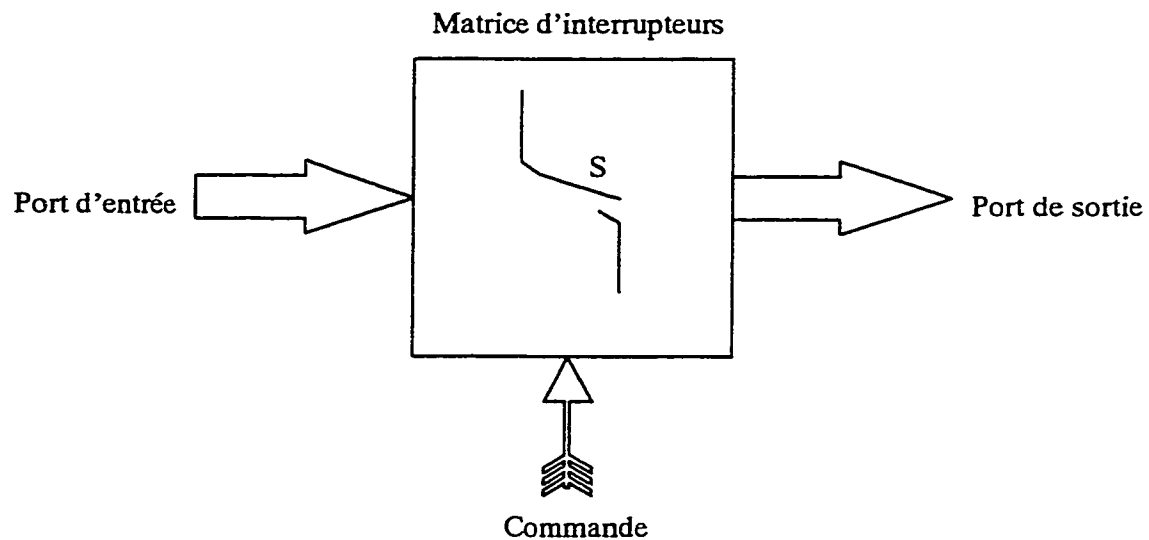


Figure 1.2 : Symbole d'un convertisseur direct de fréquence.

1.1.3 Matrice d'interrupteurs

La figure 1.3 représente une matrice S_d d'interrupteurs de dimension $m \times n$. Il s'agit d'un regroupement d'interrupteurs permettant de relier momentanément chacun

des signaux présents au port d'entrée à une des phases de sortie correspondante. Cette liaison se fait suivant un algorithme réalisant la synthèse d'une forme d'onde désirée. La commande idéale des interrupteurs est telle qu'elle évite d'une part les court-circuits entre les phases d'entrée et d'autre part, le circuit ouvert de la branche de sortie qui est connectée à la charge. Cette situation évite de causer des surtensions aux moments des commutations. De plus, à cause de l'asymétrie dans les temps d'enclenchement et d'ouverture réels, on impose un très court temps de court-circuit entre deux phases d'entrée d'une durée minimale t_{min} . Dans le cas de la simulation, ce temps est de l'ordre de la microseconde.

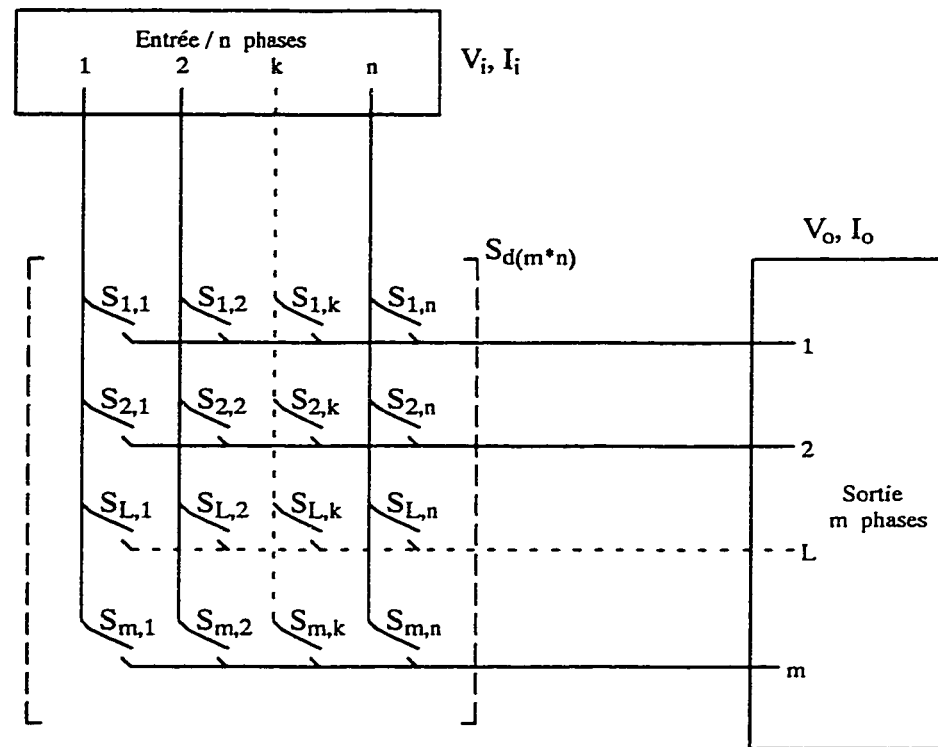


Figure 1.3 : Structure de la matrice d'interrupteurs de dimension $m \times n$

Pour limiter le courant de court-circuit, une inductance minimale placée en série avec chaque interrupteur est donc nécessaire. Afin de limiter les surtensions qui apparaissent lors de l'ouverture brusque des lignes inductives suite aux déclenchements des interrupteurs, on utilise un écrêteur qui sera connecté entre une borne de l'interrupteur et la terre. La figure 1.4 montre la configuration adoptée pour le modèle d'un interrupteur du circuit développé sous le logiciel E.M.T.P. (IREQ, 1989). Le modèle retenu pour la simulation est celui d'un interrupteur bidirectionnel idéal (type 13 dans la librairie d'EMTP) dont l'ouverture et la fermeture sont commandées par des signaux générés dans TACS (Transient Analysis of Control System). Si le signal de commande est supérieur à zéro, l'interrupteur ferme; il ouvre lorsque le signal est inférieur ou égal à zéro.

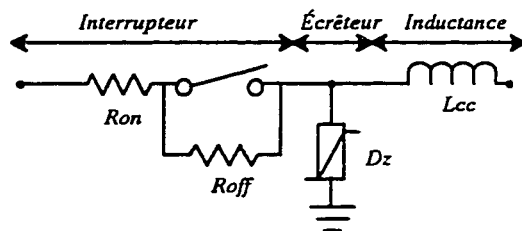


Figure 1.4 : Modèle d'un interrupteur créé dans l'environnement d'EMTP.

Tableau 1.1 : Valeurs des éléments du modèle d'interrupteur

R_{on}	$0,12\Omega$
R_{off}	$1\text{ M}\Omega$
L_{cc}	$8\text{ }\mu\text{H}$

L'écrêteur DZ, utilisé pour limiter les surtensions qui apparaissent lors de l'ouverture brusque des lignes inductives suite aux déclenchements des interrupteurs, est représenté par une diode zener quasi-idéale modélisée par quatre segments de droite. La figure 1.5 donne la caractéristique de cet écrêteur.

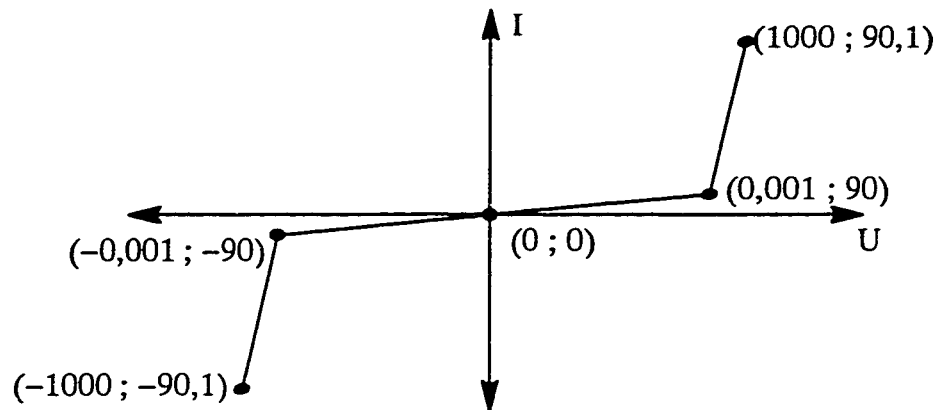


Figure 1.5 : Caractéristique de l'écrêteur

1.2 Algorithmes de commande

1.2.1 Algorithme vectoriel

L'idée de base, proposée par M. Venturini, est de concevoir un convertisseur pouvant faire varier la tension, la fréquence et la phase d'une onde sinusoïdale entre un port d'entrée et un port de sortie avec le meilleur rendement possible. Pour une matrice simplifiée de dimension (3*1), comme le montre la figure 1.6, on va analyser brièvement comment on obtient à la sortie une tension d'amplitude et de fréquence désirées.

Le système suivant représente l'ensemble de trois tensions équilibrées disponibles au port d'entrée du convertisseur.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_A = V_{in} * \cos(\omega_{in} * t) \\ v_B = V_{in} * \cos(\omega_{in} * t - 2 * \pi / 3) \\ v_C = V_{in} * \cos(\omega_{in} * t - 4 * \pi / 3) \end{array} \right. \quad (1.1)$$

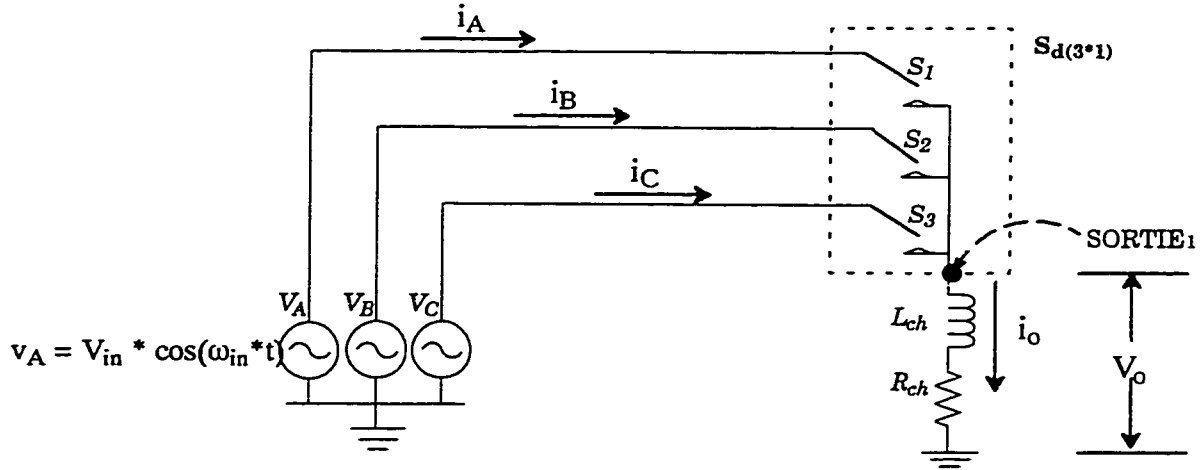


Figure 1.6 : Convertisseur connecté à une source idéale.

V_{in} étant la valeur crête de la tension d'entrée.

Le fondamental de la tension désirée à la sortie est donné par l'équation suivante:

$$v_o(t) = V_{omax} * \cos(\omega_o * t + \theta) \quad (1.2)$$

Si on considère le port d'entrée comme étant un système de trois vecteurs tournant à la pulsation ω_i , voir la figure 1.7, et si on veut obtenir au port de sortie un vecteur V_o tournant à la pulsation ω_o , alors la valeur moyenne, obtenue dans l'intervalle d'échantillonnage associé à une séquence k , est donnée par :

$$V_o^k = \frac{1}{T_e} * (V_A * t_1^k + V_B * t_2^k + V_C * t_3^k) \quad (1.3)$$

avec:

$$T_e = t_1^k + t_2^k + t_3^k \quad (1.4)$$

Après avoir décomposé et simplifié l'expression 1.3, en remplaçant les valeurs instantanées des tensions par leurs expressions, on aboutit au système 1.5 représentant les temps d'activation des interrupteurs S_1 , S_2 et S_3 . L'angle θ représente

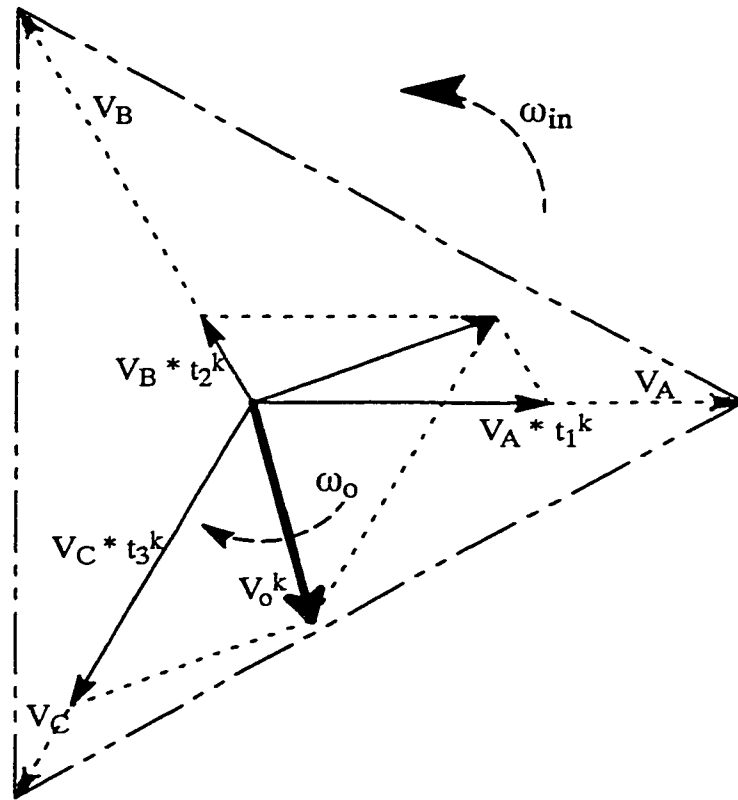


Figure 1.7 : Principe de synthèse de la tension de sortie (Algorithme vectoriel)

le déphasage entre le port d'entrée et le port de sortie. Les temps t^k correspondent aux temps discrétisés.

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_e}{3} * [1 + 2 * g * \cos ((\omega_o - \omega_{in}) * t + \Theta)] \\ t_2 = \frac{T_e}{3} * [1 + 2 * g * \cos ((\omega_o - \omega_{in}) * t + \Theta - \frac{4 * \pi}{3})] \\ t_3 = \frac{T_e}{3} * [1 + 2 * g * \cos ((\omega_o - \omega_{in}) * t + \Theta - \frac{2 * \pi}{3})] \end{cases} \quad (1.5)$$

g étant le gain du convertisseur et il est donné par la relation suivante :

$$\left(g = \frac{V_o}{V_{in}} \right) \quad (1.6)$$

Le gain g est limité à 0,5, mais on peut l'augmenter jusqu'à 0,87 et ce en procédant à une modulation homopolaire à l'entrée et à la sortie (ROY, DUGUY, MANIAS et APRIL, 1987).

1.2.2 Algorithme scalaire

En 1987, M. G. ROY et M. G.E. APRIL ont développé à l'École Polytechnique de Montréal une nouvelle technique de commande dite algorithme scalaire. Le principe de synthèse de cette loi consiste à considérer le port d'entrée comme étant un système à m tensions de phase à valeurs scalaires (tensions instantanées). Considérons encore le système donné par l'expression 1.1 représentant les tensions au port d'entrée.

Au port de sortie du convertisseur, la valeur instantanée de n'importe quelle tension de phase de sortie peut être exprimée par l'expression suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_o = \frac{1}{T_e} * [t_k * V_k + t_L * V_L + t_M * V_M] \\ \text{avec} \quad T_e = t_k + t_L + t_M \end{array} \right. \quad (1.7)$$

Les indices K-L-M peuvent être assignés à A, B ou C suivant les deux règles générales suivantes:

Règle N° 1: À chaque instant, la tension de phase d'entrée dont la polarité est différente des deux autres est assignée à M.

Règle N° 2: Parmi les deux tensions qui restent, on assigne l'indice K à la plus petite d'entre elles en valeur absolue. Alors, les temps t_k et t_L sont choisis de telle sorte que l'égalité suivante soit vérifiée:

$$\frac{t_k}{t_L} = \frac{V_k}{V_L} = \rho_{kL} \quad (1.8)$$

L'inégalité suivante fait que la règle N°2 soit toujours vérifiée dans une période d'échantillonnage lorsque dans celle-ci les deux tensions de même polarité permutent entre elles.

$$0 \leq \frac{V_k}{V_L} \leq 1 \quad (1.9)$$

Enfin le système d'expressions suivantes définit les temps d'activation des interrupteurs.

$$\left\{ \begin{array}{l} t_L = T_e * \frac{(V_o - V_M)}{(\rho_{kL} * V_K - (1 + \rho_{kL}) * V_M) + V_L} \\ t_k = \rho_{kL} * t_L \\ t_M = T_e - (\rho_{kL} + 1) * t_L \end{array} \right. \quad (1.10)$$

À partir de ce système, on en déduit qu'il est théoriquement possible de synthétiser n'importe quelle forme d'onde à partir d'autres formes d'ondes de nature différente.

1.3 Le logiciel E.M.T.P.

E.M.T.P. est un acronyme pour "*ElectroMagnetic Transients Program*" (IREQ, 1989). Il s'agit d'un programme de calcul utilisé pour simuler et analyser les phénomènes transitoires des réseaux électriques. Même s'il n'a pas été conçu pour résoudre des problèmes rattachés à l'électronique de puissance, il possède des modèles d'interrupteurs permettant de faire une approximation satisfaisante du comportement global d'un convertisseur statique.

1.3.1 Description de EMTP

EMTP est composé de deux parties; une partie dite "*réseau électrique*" et une partie appelée "*ressource d'outils fonctionnels*". La première partie donne la possibilité de définir tout le circuit avec ses impédances linéaires, éléments non-linéaires, transformateurs, interrupteurs commandés ou non et ses sources. La deuxième partie appelée TACS "*Transient Analysis of Control System*" contient des blocs pour fonctions de transfert, des limiteurs, diverses sources, des opérateurs arithmétiques et logiques, des fonctions algébriques élémentaires en FORTRAN et différents éléments de mesure.

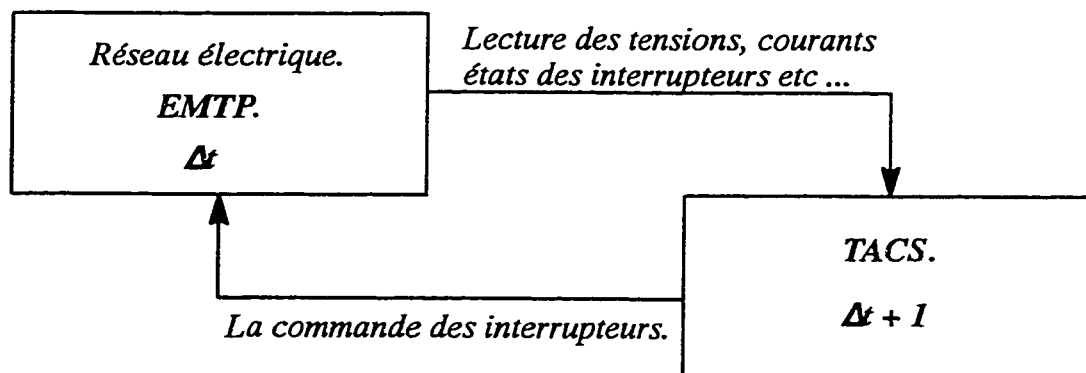


Figure 1.8 : Illustration de l'interaction entre TACS et EMTP

1.3.2 Interaction TACS-EMTP

Les composants du circuit décrit dans EMTP peuvent être modélisés comme un simple circuit équivalent Thévenin ou Norton. Les équations du système résultant peuvent être résolues par des techniques matricielles. EMTP et TACS sont deux programmes différents, avec différentes techniques de modélisation et différents algorithmes d'entrée. La figure 1.8 illustre l'interaction entre TACS et EMTP (LASSETER, FEHRIE et LEE, 1989). Les deux programmes sont activés séparément et alternativement. Premièrement, la solution de EMTP est avancée du temps $(t - \Delta t)$ à t , en se servant de la commande provenant de TACS qui est envoyée à l'instant $(t - \Delta t)$. La solution suivante de TACS est avancée de $(t - \Delta t)$ à t , utilisant le signal provenant de EMTP établi à t . Après, EMTP avance de t à $(t + \Delta t)$ utilisant la commande délivrée par TACS à l'instant t et ainsi de suite. La figure 1.9 donne la séquence de la résolution susmentionnée.

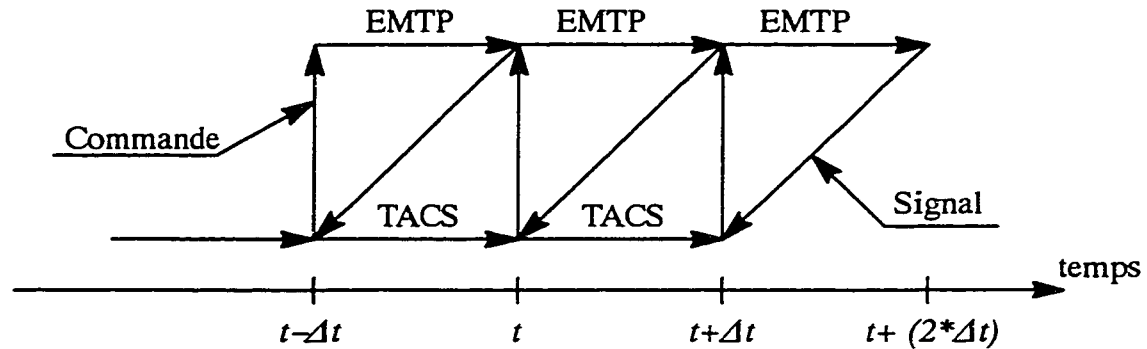


Figure 1.9 : Séquence de résolution dans EMTP

1.3.3 Modélisation de la commande scalaire dans EMTP

Le schéma bloc, donné par la figure 1.10, traduit les différentes opérations associées au principe de l'algorithme scalaire modélisé dans EMTP. Suite à une analyse détaillée présentée dans un travail de mémoire (ERIC, 1995), la procédure des opérations pendant une période d'échantillonnage se résume comme suit :

- ✓ *Lecture de l'état du circuit électrique à simuler*
- ✓ *Assignment des indices K , L et M à A , B et C à partir des règles générales imposées par la commande scalaire*
- ✓ *Calcul des temps t_k , t_L et t_M*
- ✓ *Attribution des temps t_k , t_L et t_M à t_1 , t_2 ou t_3*
- ✓ *Maintient des temps t_1 , t_2 ou t_3 pendant toute la période d'échantillonnage T_{ech}*
- ✓ *Allumage des interrupteurs selon les conditions actuelles des temps calculés*

Cette procédure est représentée par le schéma bloc de la figure 1.10.

Les nombres encadrés (65, 80, 90 et 99) représentent des codes de certaines fonctions

accomplies par le module TACS (IREQ, 1989) de EMTP.

Afin de justifier le choix du modèle du réseau de distribution de l'énergie, on a réalisé une courte analyse présentée à la section suivante.

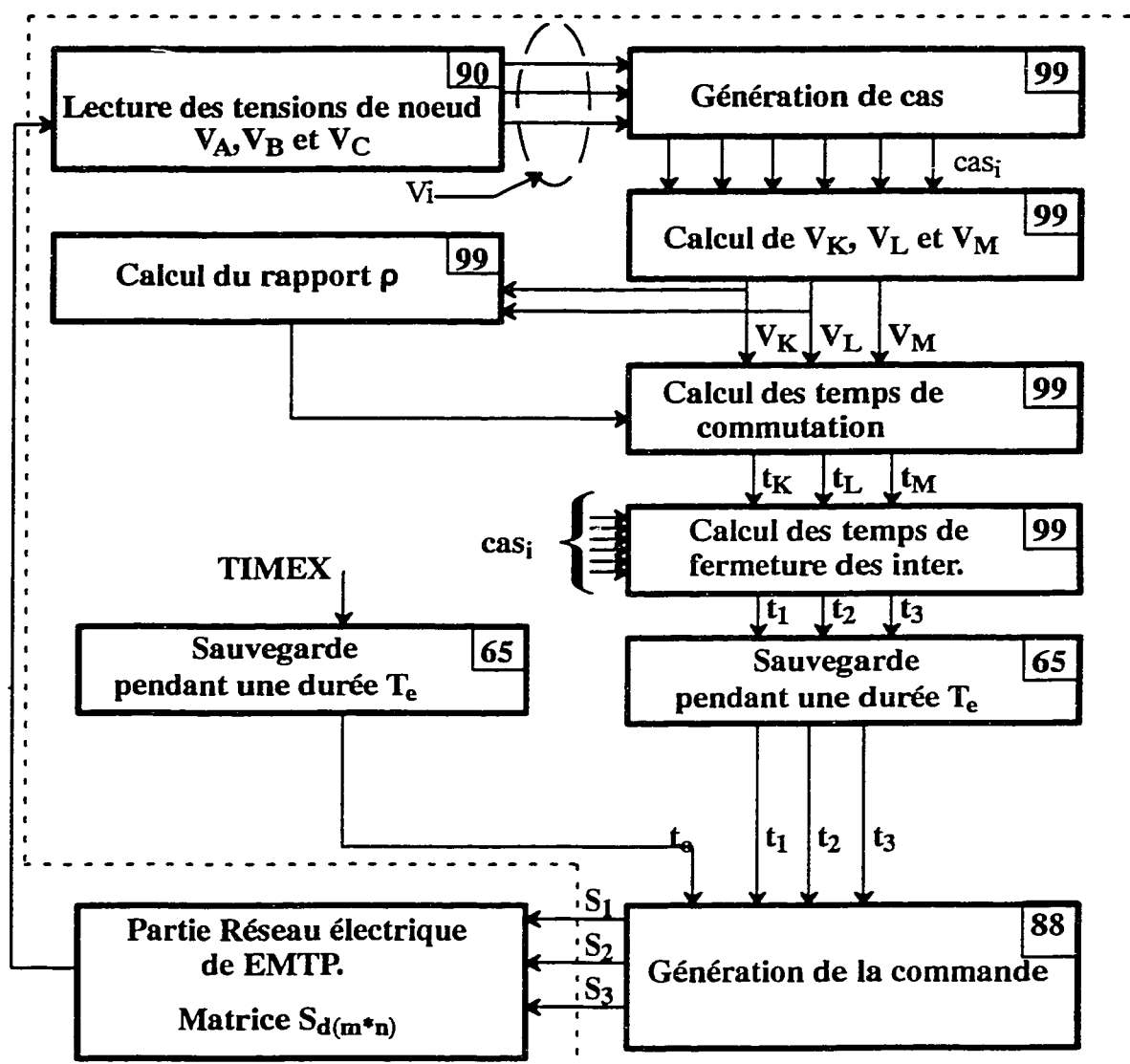


Figure 1.10 : Schéma-bloc / Modélisation de la commande scalaire dans EMTP.

Légende : $t_0 = t$ au début d'une séquence de durée T_e

1.4 Représentation d'une ligne de transport d'énergie en régime permanent

Tenant compte de l'effet capacitif d'une ligne de transport d'énergie, cette dernière peut être représentée par le modèle donné à la figure 1.11. Par unité de longueur, les paramètres de cette ligne sont les suivants: une résistance R , une réactance inductive X_L et une réactance capacitive X_C .

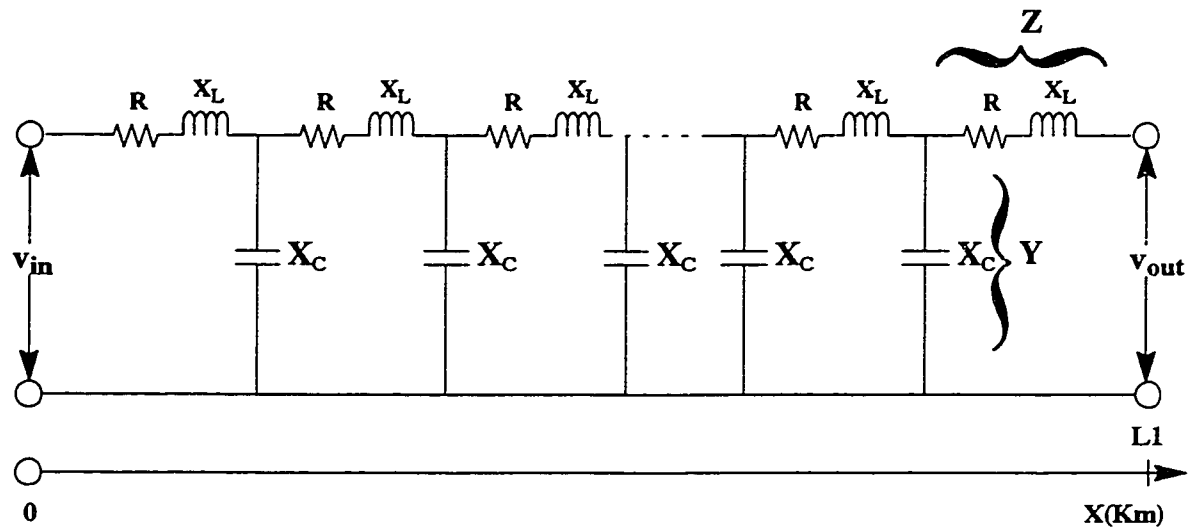


Figure 1.11 : Impédance ($Z = R + jX_L$) et admittance ($Y = j / X_C$) par unité de longueur d'une ligne de transport d'énergie.

En considérant cette ligne comme étant un nombre fini d'impédances en série (Z) et d'admittances en parallèle (Y), on peut représenter la ligne par le circuit équivalent en Π donné par la figure 1.12.

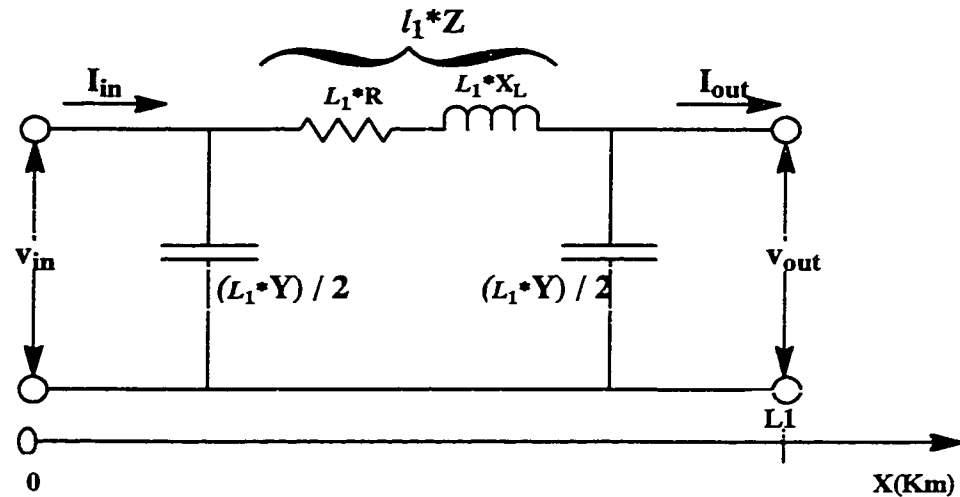


Figure 1.12 : Circuit équivalent en Π de la ligne de transport d'énergie.

Au niveau de l'application (réseau de distribution), l'effet capacitif est négligeable devant l'effet inductif de la ligne. Cependant, en tenant compte seulement de l'effet inductif de la ligne, on pourra représenter celle-ci par son inductance et sa résistance. La figure 1.13, montre le schéma équivalent d'une ligne courte adopté dans le cadre de notre simulation. Les paramètres de ce circuit sont définis comme suit :

R : Résistance de la ligne, exprimée en ohm par kilomètre.

X_L : Réactance inductive de la ligne, exprimée en ohm par kilomètre.

L_I : Longueur de la ligne, exprimée en kilomètre.

Notons que, dans le cadre de nos simulations, on tient compte de la

réactance du transformateur d'isolation dans l'impédance de la ligne. Le transformateur est placé entre le réseau et le système de conversion statique (CDF). Les valeurs retenues aux fins d'analyse numérique sont de l'ordre de $1.2\text{m}\Omega$ pour la résistance de la ligne et $32\mu\text{H}$ pour l'inductance de celle-ci. Ces valeurs sont déterminées par des mesures prises au laboratoire d'électronique de puissance sous une tension égale à 220V.

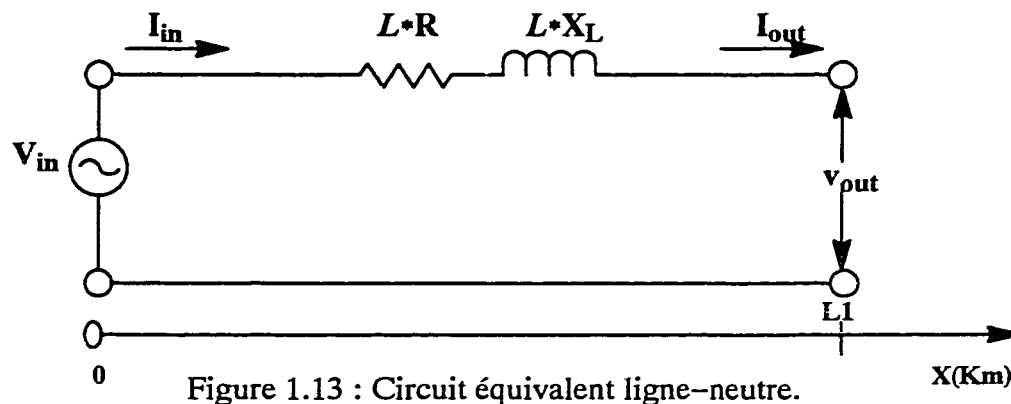


Figure 1.13 : Circuit équivalent ligne-neutre.

1.5 Montages étudiés

Dans cette partie du premier chapitre, nous présenterons quelques résultats de simulations présentés dans un mémoire de maîtrise (ERIC, 1995); les programmes utilisés permettant de dégager ces résultats sont donnés en annexes [B.1]. Cependant, pour vérifier en premier lieu la technique de la synthèse adoptée par l'algorithme scalaire, Le montage de la figure 1.14, avec une charge résistive seule, sera utilisé. Ce premier montage consiste en une représentation idéale de la source, sans impédance de la ligne, alimentant le convertisseur direct. Ce dernier étant constitué d'une matrice, d'interrupteurs idéaux, de dimension 3×1 . Dans le deuxième montage, la ligne gardera la même configuration qu'au premier montage mais, les

interrupteurs seront représentés par leur modèle réel et la charge sera de nature ohmique-inductive (RL). Le troisième montage dans cette partie adoptera des modèles réels pour la ligne et la matrice d'interrupteurs. En dernier lieu, le quatrième montage donnera une configuration réelle de tout le montage en plus d'un circuit capacitif de découplage servant de filtre du premier ordre pour les courants harmoniques. À côté de chaque montage, seront données les valeurs numériques des éléments utilisés pour la simulation.

1.5.1 Circuit avec source idéale et interrupteurs idéaux

La simulation du circuit de la figure 1.14 avec une charge purement ohmique, donne le résultat attendu qui vérifie les règles de la technique scalaire. Les figures 1.15 et 1.16 donnent respectivement l'allure de la tension à la sortie du convertisseur CDF au noeud SORTIE1 et le courant de ligne $i_A(t)$. On remarque qu'à chaque période d'échantillonnage T_{ech} , chacun des trois interrupteurs, de la matrice (3*1)

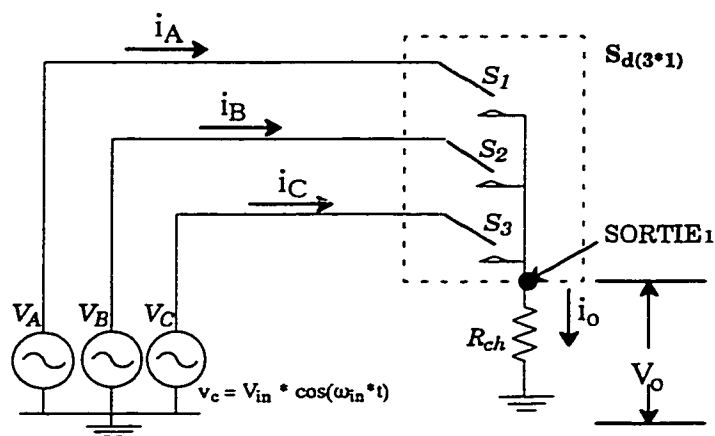


Tableau 1.2
valeurs des éléments du
circuit de la figure (1.14)

V_{in}	$60V_{rms}$
R_{ch}	10Ω

Figure (1.14) : Simulation du CDF (3*1) connecté à une source idéale.

reste connecté sur sa phase correspondante durant un temps spécifique conforme à la solution des expressions 1.10. De cette façon, séquence après séquence, la moyenne de la tension synthétisée suivra la forme d'onde de la tension de référence définie comme étant la tension de consigne. À la figure 1.17, est donné le spectre de fréquence du courant de ligne i_A .

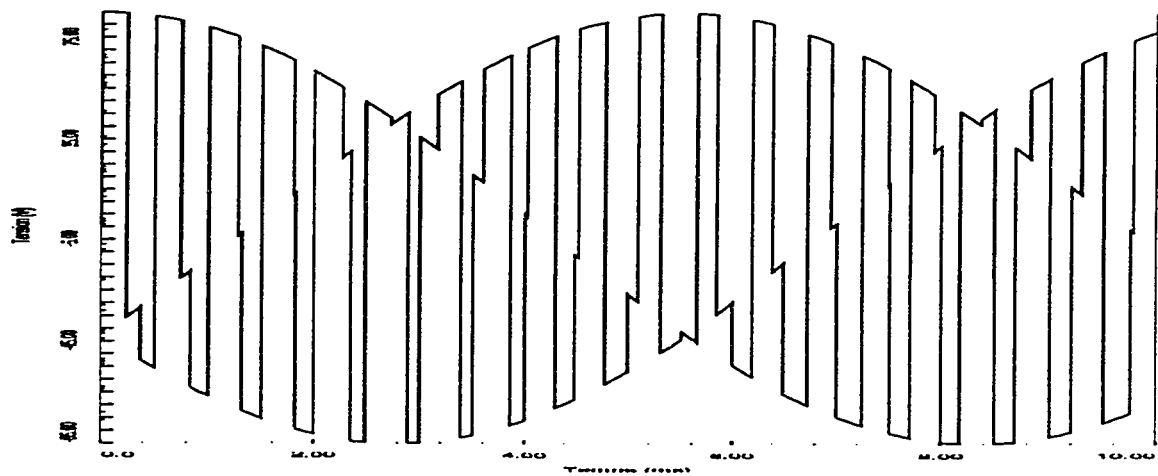


Figure 1.15 : Allure de la tension synthétisée au port de sortie du CDF.

1.5.2 Circuit avec source idéale et interrupteurs réels

Le circuit de la figure 1.18 est constitué d'une source idéale toujours sans impédance de ligne, qui alimente une charge monophasée de nature ohmique-inductive via un convertisseur direct de fréquence. Celui-ci, de sa part, est constitué d'une matrice d'interrupteurs de dimension 3×1 . La configuration adoptée

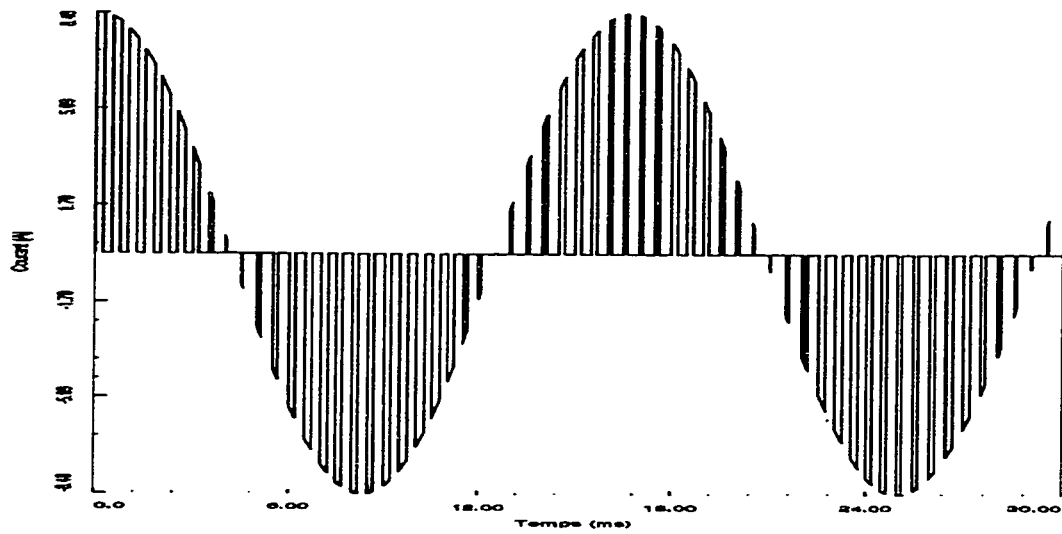


Figure 1.16 : Allure du courant de ligne i_A avec une charge purement ohmique.

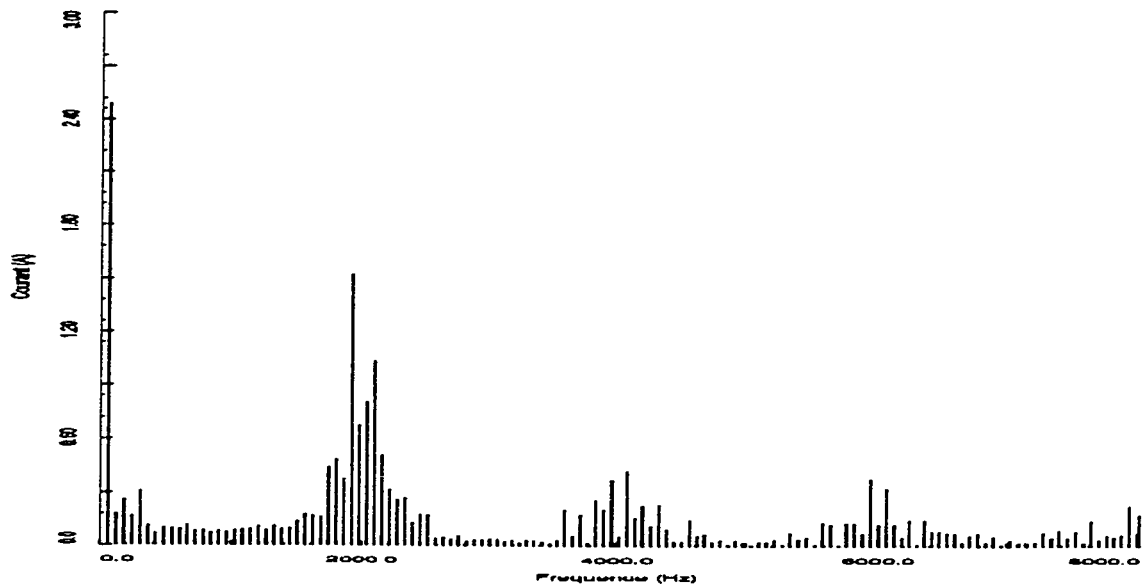


Figure 1.17 : Spectre de fréquence du courant i_A avec une charge purement ohmique pour chaque interrupteur est semblable à celle donnée à la figure 1.4. Les valeurs respectives de la tension et de la fréquence sont de l'ordre de 60V (valeur efficace), 60Hz à l'entrée et 13V (valeur efficace), 33Hz au port de sortie du CDF. Les valeurs des tensions sont choisies de telle sorte à avoir un gain inférieur à 0,5. La fréquence d'entrée est fixe et connue alors que celle de la sortie est choisie afin d'avoir un

fonctionnement asynchrone. Les courants i_A , i_B et i_C représentent respectivement les courants dans les lignes A, B et C. Le courant i_o est celui dans la charge ohmique-inductive et V_{out} est la tension aux bornes de cette charge.

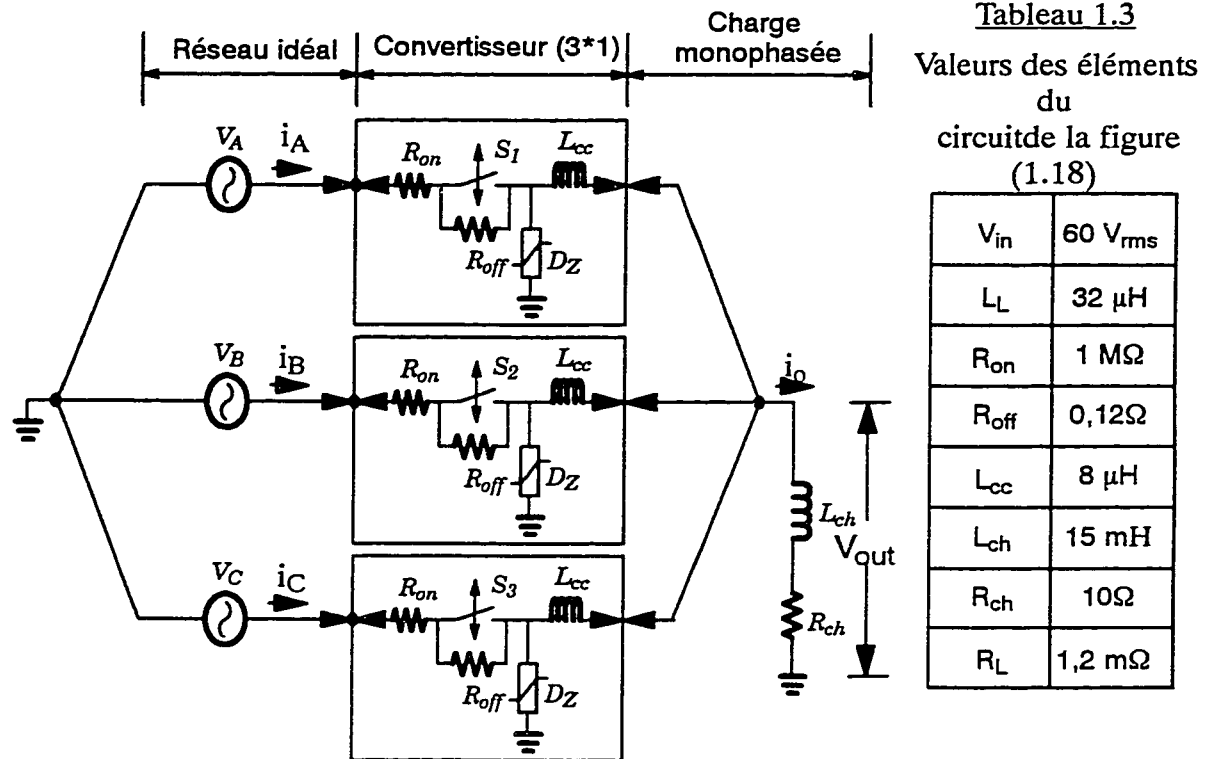


Figure 1.18 : Configuration du convertisseur direct de fréquence constitué d'une matrice de dimension 3*1.

Les éléments de l'impédance de la charge ($Z_{chN} = R_{chN} + j \cdot \omega_o \cdot L_{chN}$) pour laquelle le courant nominal I_N est considéré dix fois plus petit que le courant de court-circuit I_{cc} (ici on parle de courant de court-circuit à la présence de l'impédance du réseau et ce pour fin de calcul de l'impédance de la charge), auront comme valeurs nominales $R_{chN} = 1 \Omega$ et $L_{chN} = 1.5$ mH; (Pour la procédure de calcul de ces valeurs, voir annexe [A.1]). Le choix du facteur 10 ($\frac{I_{cc}}{I_L} = 10$) représente le cas où juste le

CDF est branché sur le réseau et aucun autre abonné n'est branché sur celui-ci. Cependant, pour fin de simulation, on considère une impédance de charge dix fois l'impédance nominale. Soient alors, $R_{ch} = 10\Omega$ et $L_{ch} = 15 \text{ mH}$.

Sur la base du modèle de la figure 1.18, en appliquant un système triphasé de tensions équilibrées au port d'entrée du convertisseur (CDF), la matrice étant de dimension (3×1) avec des interrupteurs réels, le courant de ligne aura la forme d'onde donnée à la figure 1.19. À partir de cet allure, on peut voir l'effet de la nature de la charge sur le courant de la ligne.

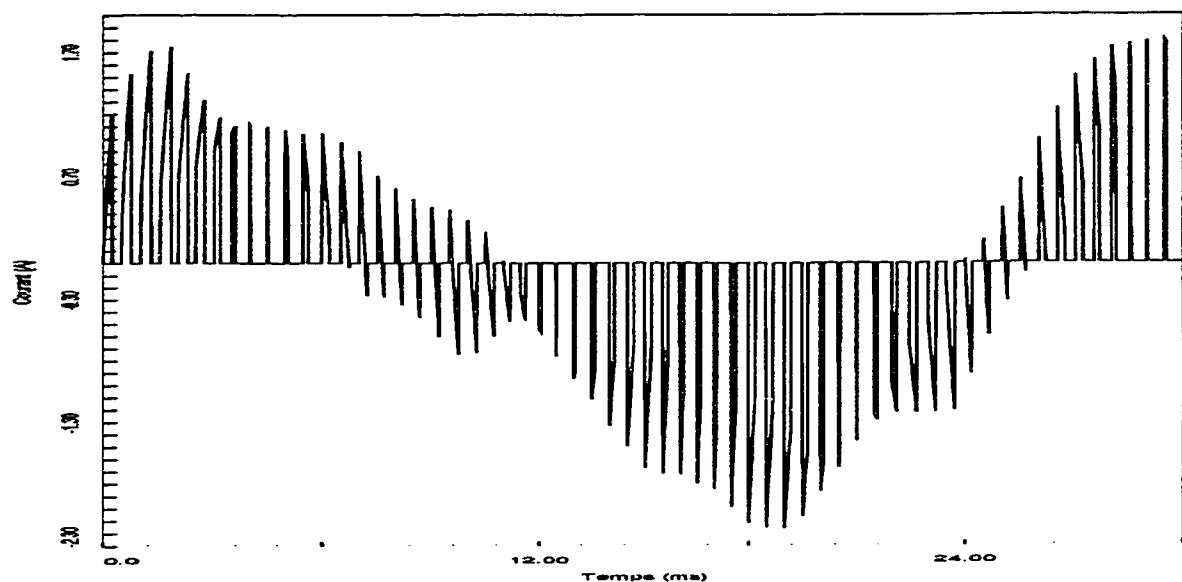


Figure 1.19 : Courant dans la ligne i_A avec une charge ohmique-inductive connectée à un CDF réel

Aux figures 1.20, 1.21 et 1.22 sont données respectivement les formes d'ondes des signaux de commande pour les interrupteurs s_1 , s_2 et s_3 de la matrice $M_d(3 \times 1)$. Les valeurs des éléments de l'impédance de la charge, de nature inductive,

ont été choisies afin d'avoir un bon facteur de qualité de la charge ($Q > 20$) à la fréquence d'échantillonnage. La décomposition en série de Fourier du signal de courant i_A , représenté sous forme spectrale donnée à la figure 1.23, montre clairement l'effet de la charge ohmique-inductive sur le courant de la ligne.

1.5.3 Effet de la stratégie de l'algorithme de commande scalaire sur le courant i_A

Le tableau 1.4 suivant, donne les valeurs des courants fondamentaux de la ligne A pour deux valeurs différentes d'une même charge comparées à celle d'une charge purement résistive. Celles-ci, nous permettent de dégager l'influence de la charge sur la technique scalaire. Les valeurs données au tableau 1.4 ont été déduites des spectres de fréquence donnés aux figures 1.17 et 1.23. D'après ce tableau, on remarque clairement la chute du courant fondamental de ligne en passant de 1pu à 0,083pu. Ces résultats approuvent l'effet de la technique de commande scalaire sur le courant i_A .

Tableau 1.4 : Valeurs du courant fondamental de la ligne pour deux types de charge

Charge	I_{1f} [A]	I_{1f} [pu]
$R = 10\Omega$	2,492	1,0
$R=10\Omega$ & $L=15\text{mH}$	0,21	0,083
$R=10\Omega$ & $L=0,5\text{mH}$	1,597	0,64

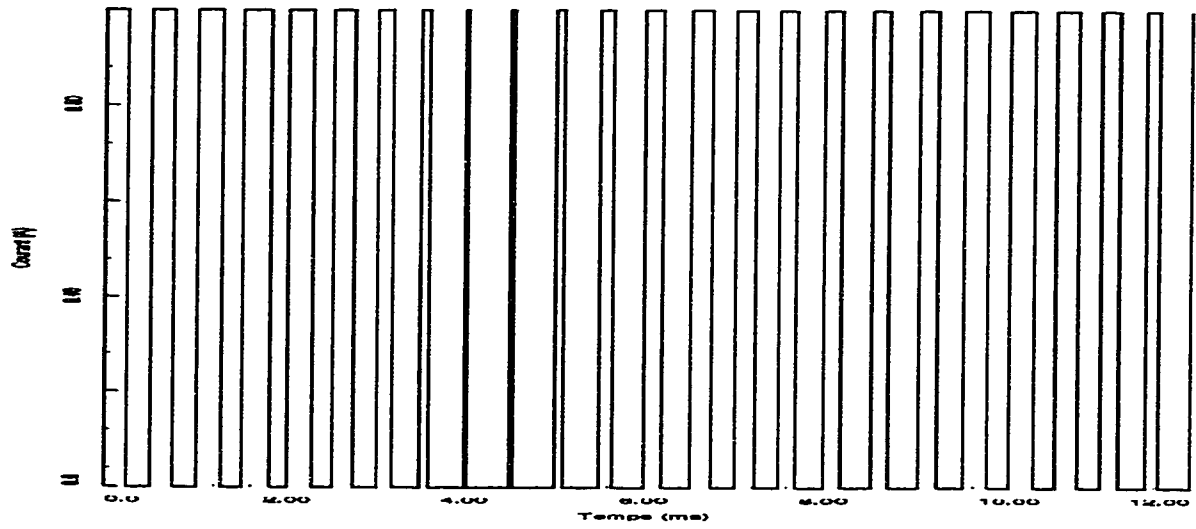


Figure 1.20 : Signal de commande pour l'interrupteur s_1

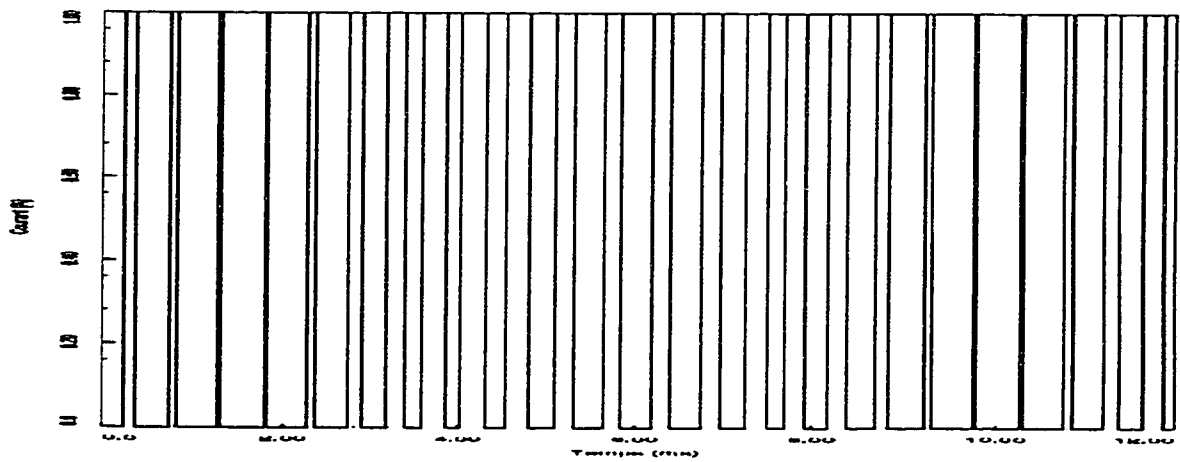


Figure 1.21 : Signal de commande pour l'interrupteur s_2

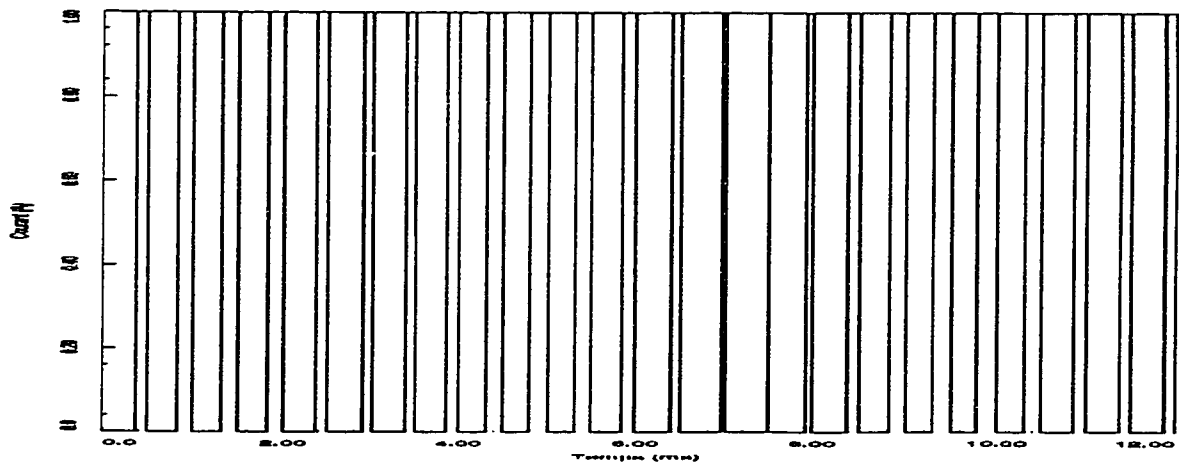


Figure 1.22 : Signal de commande pour l'interrupteur S_3

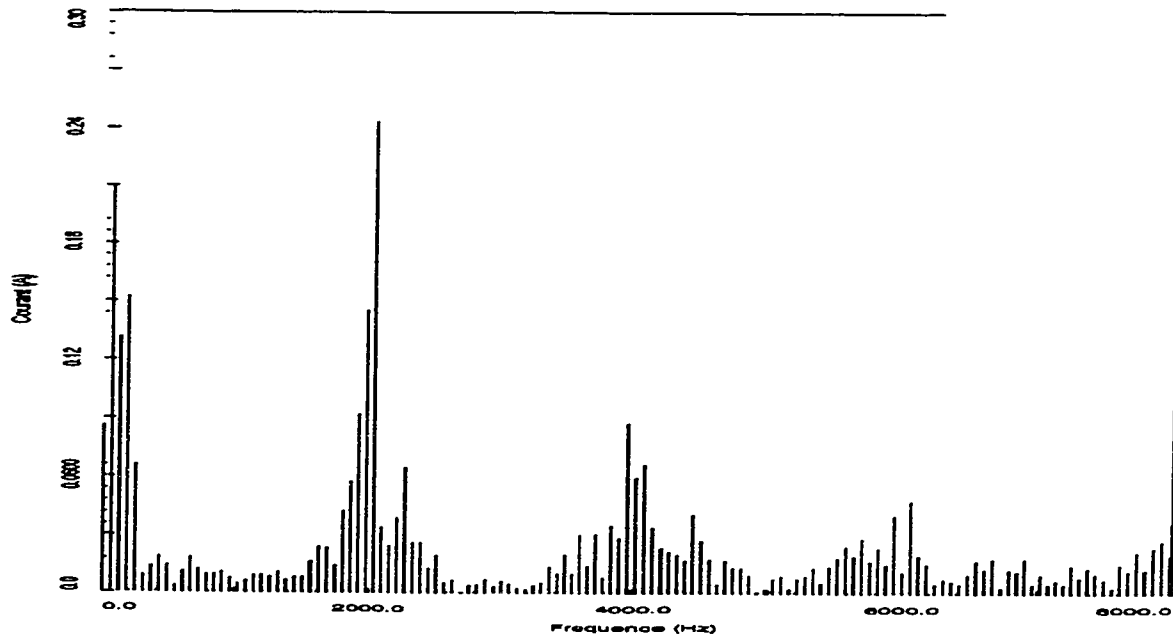


Figure 1.23 : Spectre de fréquence du courant i_A avec une charge ohmique-inductive connectée à un CDF réel

Pour bien comprendre ce phénomène, faisons l'analyse suivante :

Soient les hypothèses suivantes:

À l'entrée:

☞ Tension instantanée à l'entrée:

$$V_{in} = V_{imax} * \cos(\omega_{in}t)$$

$$\text{avec } V_{imax} = V_{rms} \sqrt{2}$$

$$= 60 * \sqrt{2} = 84,85V$$

☞ Fréquence à l'entrée:

$$f_{in} = 60 \text{ Hz.}$$

À la sortie:

☞ Tension instantanée à la sortie:

$$V_{out} = V_{oout} * \cos(\omega_{out}t)$$

$$\text{avec } V_{oout} = V_{rms} \sqrt{2}$$

$$= 13 * \sqrt{2} = 18,38V$$

☞ Fréquence à la sortie:

$$f_{out} = 33 \text{ Hz.}$$

Les valeurs des éléments de la charge sont données ci-après:

Résistance $R_{ch} = 10 \Omega$

Inductance $L_{ch} = 15 \text{ mH}$.

La constante de temps de la branche de la charge est dans ce cas égale à :

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{15 \text{ mH}}{10 \Omega} = 1,5 \text{ ms}$$

Sachant que dans le pire des cas, un seul interrupteur peut conduire durant $250 \mu\text{s}$ qui correspond à la moitié de la période d'échantillonnage T_e comme c'est montré à la figure 1.24. Vue l'inégalité suivante : $\tau \gg t_D$, le courant n'a pas assez de temps pour atteindre la référence qui est de l'ordre de $7,47 \text{ A}$. Cette valeur est calculée en supposant un seul interrupteur qui conduit et par conséquent la tension de source est appliquée directement aux bornes de la charge RL.

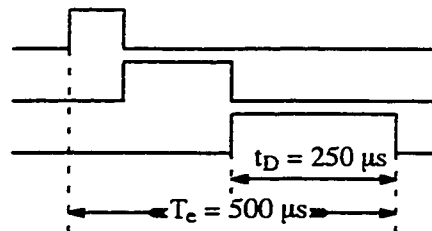


Figure 1.24 : Séquence de temps d'activation des interrupteurs dans une période d'échantillonnage

Soit l'expression suivante donnant le module de l'impédance de charge:

$$|Z|_{60\text{Hz}} = \sqrt{R^2 + (\omega * L)^2} = 11,49 \Omega.$$

$$\Rightarrow I_{\text{ref}} = \frac{V_{\text{max}}}{|Z|_{60\text{Hz}}} = \frac{85,84 \text{ V}}{11,49 \Omega} = 7,5 \text{ A}.$$

La tension aux bornes de la charge est:

$$\Rightarrow (R * I_{\text{max}}) = 10 \Omega * 1,6 \text{ A} = 16 \text{ V}$$

$$\text{avec } I_{\text{max}} = \frac{V_{0_{\text{max}}}}{|Z|} = \frac{13 * \sqrt{2}}{11,5 \Omega} = 1,6 \text{ A}$$

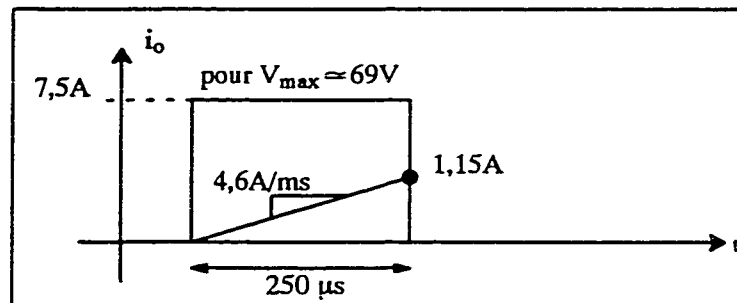
La pente de montée du courant est donnée par :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{\max} - R * I_{\max}}{L} = \frac{84,85V - 16V}{15mH} = 4,6 \text{ A/ms.}$$

Sous cette condition le courant atteindra à $t = 250 \mu s$ la valeur suivante:

$$i = t * \frac{di}{dt} = 250 \mu s * 4,6 \text{ A/ms} = 1,15 \text{ A}$$

Ceci appui le résultat donnée à la figure 1.19



Cependant, pour atteindre la référence, on doit chercher une valeur pour l'inductance L de la charge qui assurera un courant fondamental peu affecté par la commande. Pour cette raison cherchons à atteindre la valeur de $7,5A$ à $t = 50 \mu s$. La valeur de L sera de l'ordre de :

$$L = \frac{V_{\max}}{di/dt} = \frac{69 \text{ V}}{(7,5A/50\mu s)} = 0,5 \text{ mH}$$

Le circuit de la figure 1.18 simulé avec la valeur de $L = 0,5 \text{ mH}$ donne le résultat du courant de la ligne et son spectre de fréquence est donnés respectivement aux figures 1.25 et 1.26.

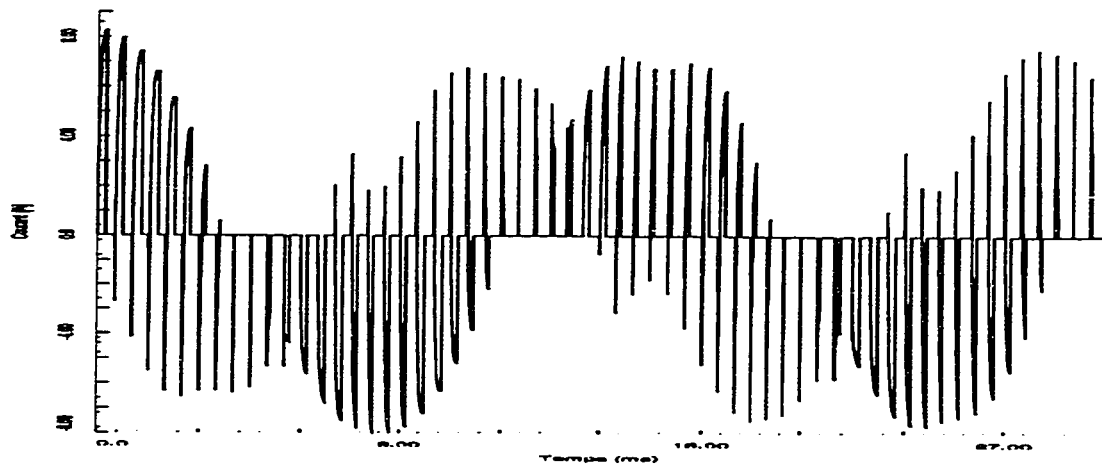


Figure 1.25 : Courant de ligne i_A pour un CDF réel et une charge ohmique-inductive ($R = 10\Omega$ et $L = 0,5\text{mH}$)

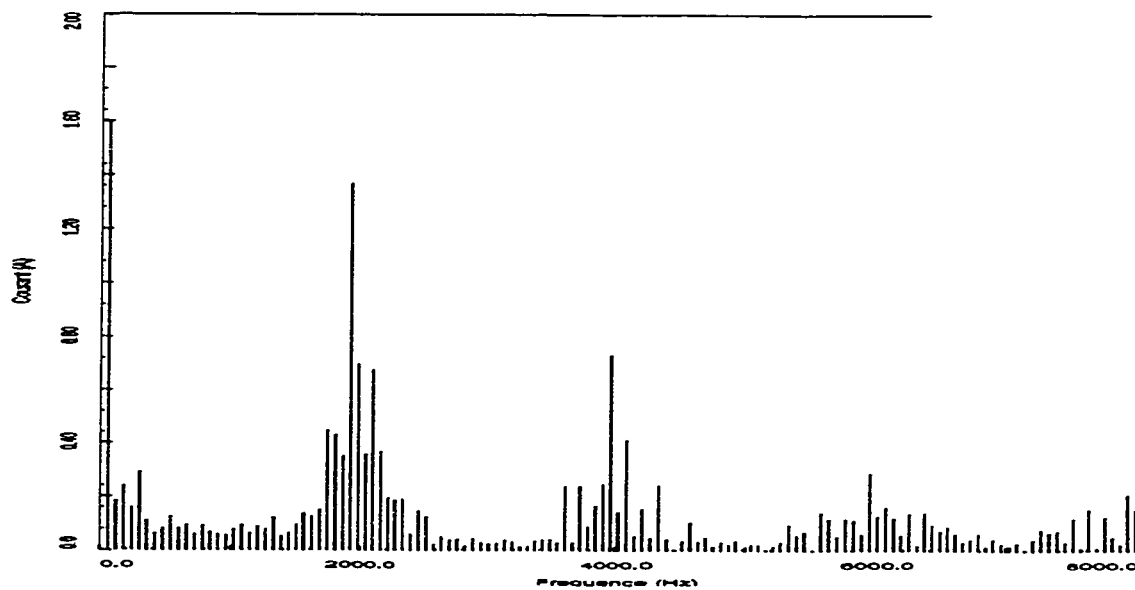


Figure 1.26 : Spectre de fréquence pour le courant i_A avec $R = 10\Omega$ et $L = 0,5 \text{ mH}$

Même si ce résultat est un peu satisfaisant, il ne représente pas la réalité rencontrée dans l'industrie (i.e. moteur asynchrone...). La plupart des charges étant de nature fortement inductives. Pour cette raison, on a supposé une valeur de charge 10

fois plus élevée que la charge nominale Z_N . Pour tout le reste, les résultats des simulations seront donnés pour une valeur de l'inductance de l'ordre de 15mH.

1.5.4 Circuit avec source réelle et interrupteurs réels

L'ajout de l'inductance L_s et de la résistance R_s de la source, figure 1.27, fait qu'aux noeuds N_1 , N_2 et N_3 , situés en amont des interrupteurs s_1 , s_2 et s_3 , des pics de tension apparaissent à chaque commutation. À la figure 1.28 on

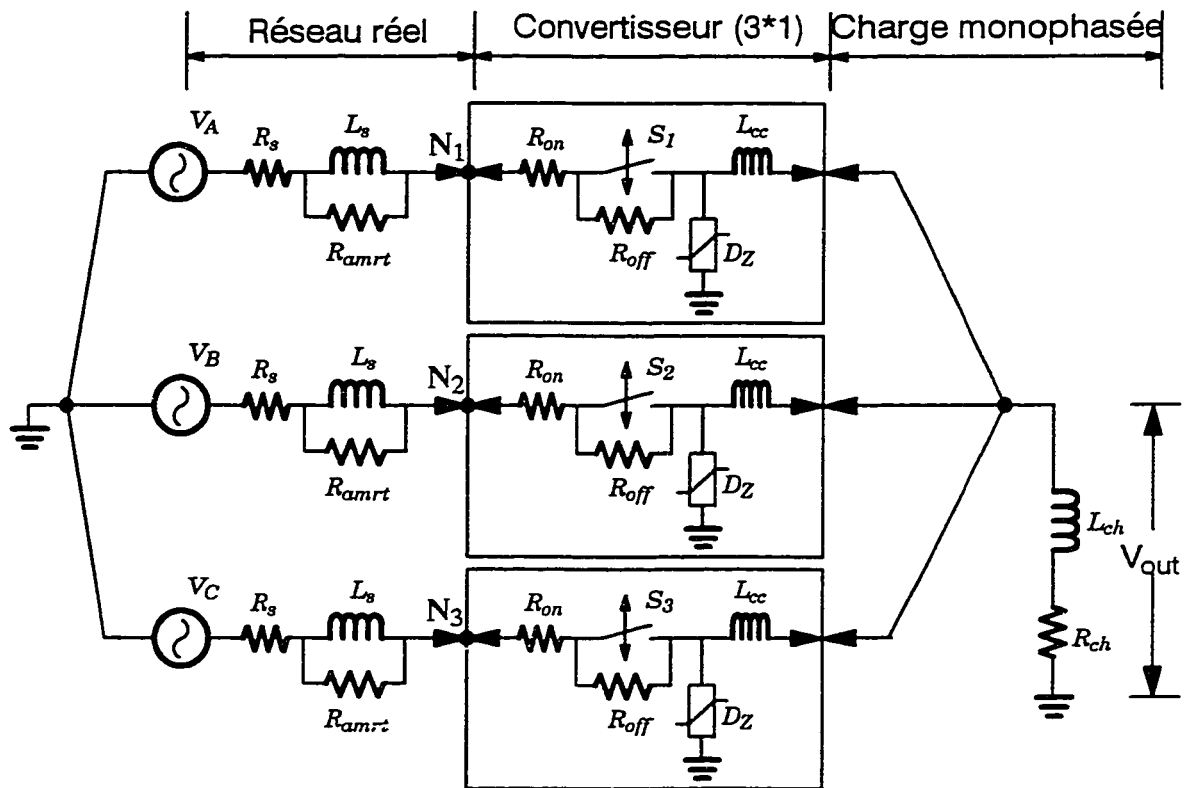


Figure 1.27 : Convertisseur direct de fréquence connecté à une source réelle montre l'allure de la tension de la phase A au noeud N_1 par rapport au neutre. Ces pics sont générés d'une part à l'ouverture des interrupteurs pendant que le courant i_A circule dans la ligne inductive et d'autre part par la fermeture de ceux-ci qui

force un courant dans cette ligne égale au courant de la charge i_o . Cette fermeture provoque alors des pics de tension dont l'ordre de grandeur est donné par l'expression suivante:

$$U = L_s * \frac{di_o}{dt} = L_s * \frac{i_o}{\Delta t} \quad (1.11)$$

avec Δt est le pas d'intégration utilisé par la méthode d'intégration dans le logiciel de simulation EMTP.

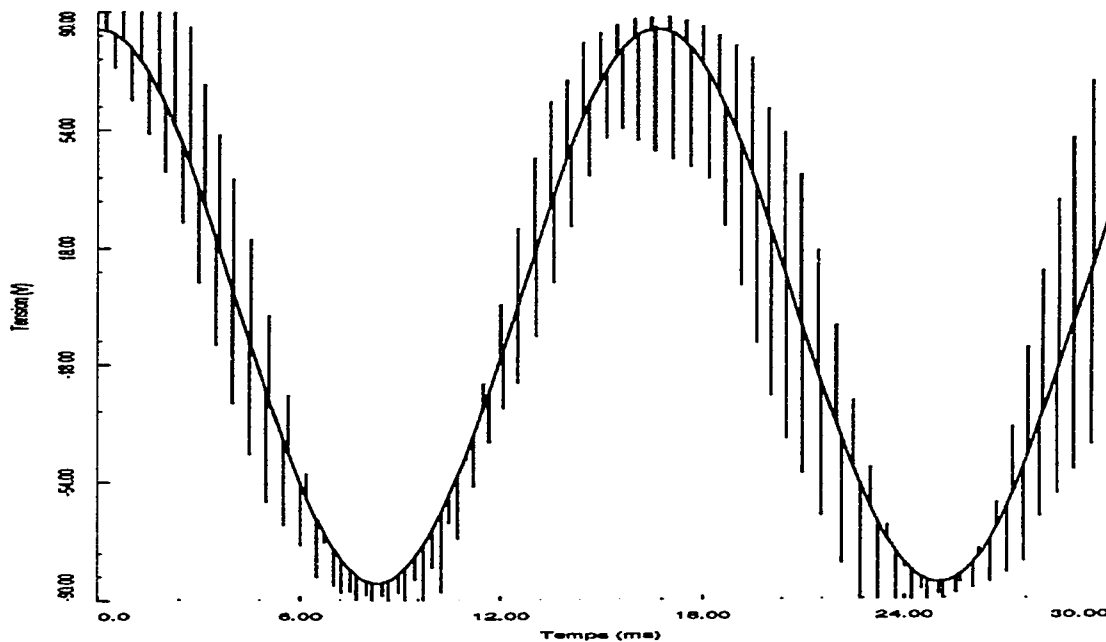


Figure 1.28 : Tension de la phase A au noeud N_1 par rapport au neutre.

D'après l'expression 1.11, on remarque clairement que le niveau des pics de tension est proportionnel à la valeur de l'inductance de la ligne L_s de même qu'à la valeur du courant de charge i_o . Pour des raisons de stabilité numérique,

l'intégration de l'amortisseur R_{amrt} s'avère nécessaire au niveau de la réactance de la ligne. Le courant dans la charge $i_o(t)$ formé par des portions d'exponentiel est donné à la figure 1.29. Afin d'évaluer la grandeur des courants harmoniques injectés dans le réseau, on présente respectivement aux figures 1.30 et 1.31 le courant dans la ligne i_A et son contenu spectral. Au niveau de celui-ci, on remarque la présence de la fréquence d'échantillonnage de 2kHz ainsi que ses multiples avec en plus ou en moins la fréquence du réseau. Si on voit clairement ce spectre de fréquence, on en

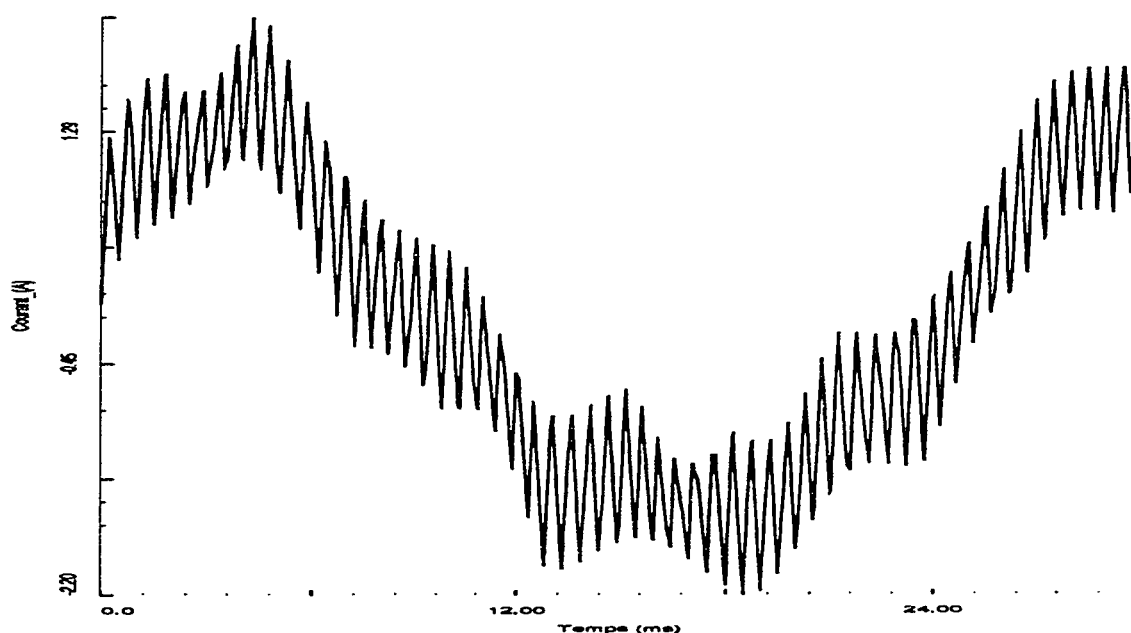


Figure 1.29 : Courant i_{ch} dans la charge ohmique-inductive

déduira facilement l'apparition des harmoniques au niveau de faibles fréquences même si la fréquence perturbatrice principale (2kHz) est loin ou beaucoup plus grande que celle du fondamental. Ce phénomène est une chose inattendue vue qu'il n'y a pas un déséquilibre au niveau de la ligne ou bien au niveau du circuit qui à son tour pourrait

générer un courant homopolaire qui fait apparaître des harmoniques aux basses fréquences.

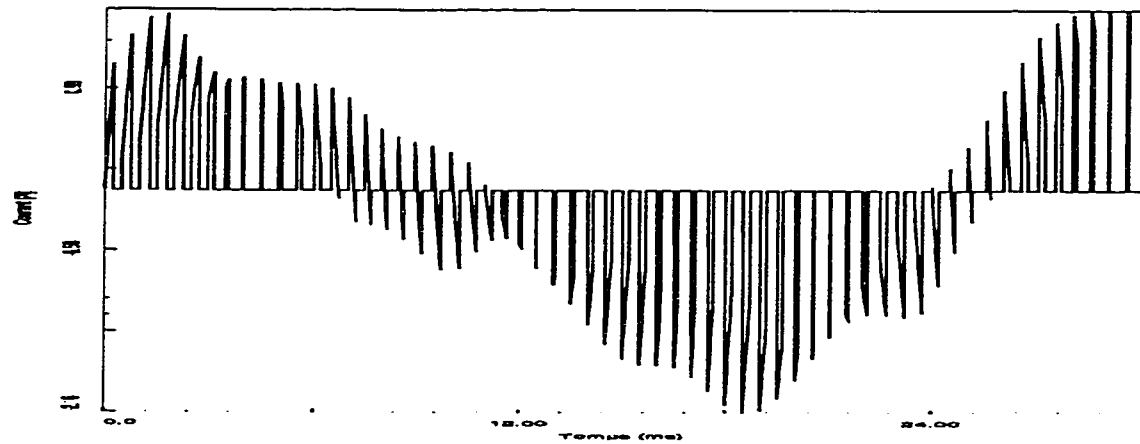


Figure 1.30 : Courant dans la ligne A avec un réseau réel

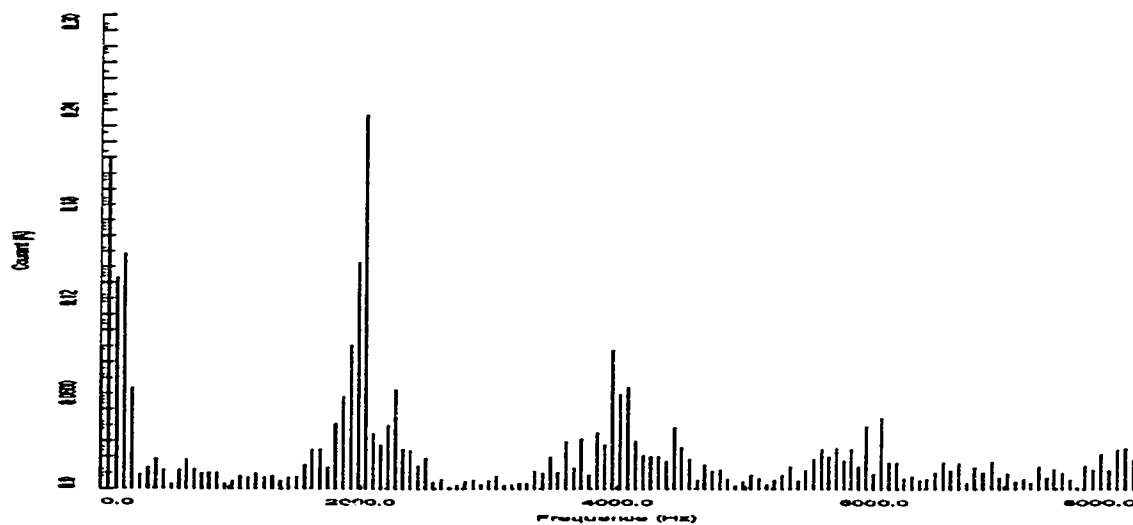


Figure 1.31 : Représentation spectrale du courant i_A avec un réseau réel

1.5.5 Sources de courants harmoniques

La déformation ou la distorsion de l'onde électrique dans un réseau, est appelée perturbation harmonique. Cette perturbation est due pour une large part aux charges alimentées par des équipements électroniques formant ainsi des charges non-linéaires. Ces charges sont de plus en plus dans le monde industriel. Dans une moindre mesure, le réseau lui même contribue à cette perturbation par le biais de la saturation des transformateurs .

Dans le monde industriel également, l'électronique de puissance apporte une très grande souplesse sur le plan de la conversion de l'énergie et du réglage de la vitesse. Ces applications utilisent des interrupteurs électroniques (diodes, thyristors, transistors) dont les temps de commutation peuvent se situer entre quelques μ s et quelques dizaines de ms. Ces équipements de forte puissance rejettent par leur opération sur le réseau des courants harmoniques importants.

Le CDF est à l'origine de courants harmoniques injectés sur le réseau qui sont causés par un processus de commutation à une fréquence de l'ordre de 2kHz. Il est alors nécessaire de prévoir un filtre de puissance adéquat pour minimiser les perturbations sur le réseau.

1.5.6 Filtrage et élimination des harmoniques

L'élimination des harmoniques a pour but d'éviter ou de limiter la pénétration sur le réseau de courants harmoniques susceptibles de créer à leur tour

des tensions harmoniques importantes. Plusieurs méthodes, les unes passives les autres actives, sont utilisées pour réduire à un niveau acceptable les courants harmoniques. La norme IEEE 519 définit les niveaux admissibles pour différentes situations (IEEE, 1992). Idéalement, la distorsion harmonique causée par une seule charge non-linéaire doit être limitée à chaque endroit du réseau de distribution de l'énergie. Le tableau (1.5) donné ci-après, donne une liste des valeurs limites des courants harmoniques pour des systèmes de distribution pour des tensions de 120V jusqu'à 69kV. Le rapport (I_{sc} / I_L) représente le quotient entre le courant de court-circuit et le courant demandé par la charge. Le symbole **TDD** (Total Demand Distorsion) représente la distorsion harmonique totale admissible. D'après le tableau (1.5), on remarque qu'au fur et à mesure que le courant demandé par la charge est important, la TDD exigée par la norme IEEE 519 est très petite et par conséquent beaucoup plus sévère. Dans le cadre de notre application, on a supposé un courant de charge dix fois plus faible que le courant de court-circuit. Par conséquent, la distorsion harmonique totale TDD est limitée à 5.0%.

Supposons un générateur de tension sinusoïdale (réseau de distribution) à 60Hz qui alimente une charge non-linéaire. L'impédance $Z=R_s+j\omega L_s$ représente l'impédance équivalente associée au réseau et aux connexions du transformateur. La figure 1.32 donne la structure de ce montage. La charge non-linéaire est constituée d'un dispositif utilisant des composants électroniques (semi-conducteurs) pour

Tableau 1.5 : Limites de courant de distorsion

Distorsion harmonique totale
du courant en pour-cent du courant de ligne

	Rang de l'harmonique					
$\left(a = \frac{I_x}{I_L}\right)$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD %
$a < 20$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < a < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < a < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < a < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
$a > 1000$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

convertir l'énergie. Alors, à la fréquence d'échantillonnage f_{ech} , ce montage (figure 1.32) aura une nouvelle représentation donnée à la figure 1.33. Aux fréquences harmoniques, le générateur est maintenant remplacé par un court-circuit, car il ne fournit pas de puissance à d'autres fréquences que celle du réseau, soit 60Hz. L'impédance interne du générateur est négligeable par rapport à celle du réseau. Le convertisseur, étant un élément de génération de courants harmoniques, est remplacé par une source idéale de courant. Ce schéma montre en plus un filtre disposé en parallèle avec l'impédance du réseau : ce circuit de très faible impédance sert à shunter une partie du courant provenant du convertisseur aux fréquences supérieures à celle du réseau. De cette façon, le réseau sera protégé des perturbations harmoniques.

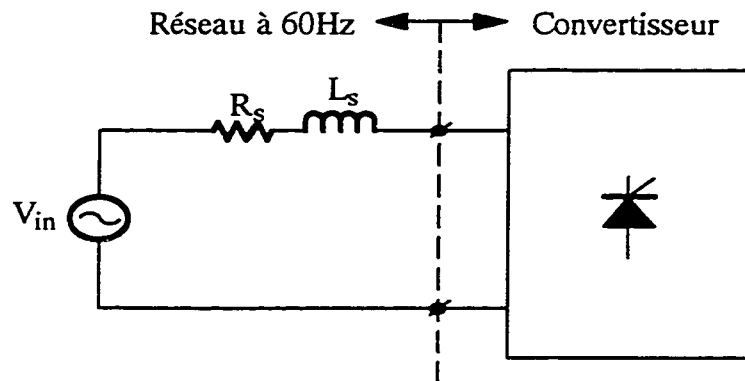


Figure 1.32 : Alimentation d'une charge non-linéaire par un réseau d'impédance Z_s

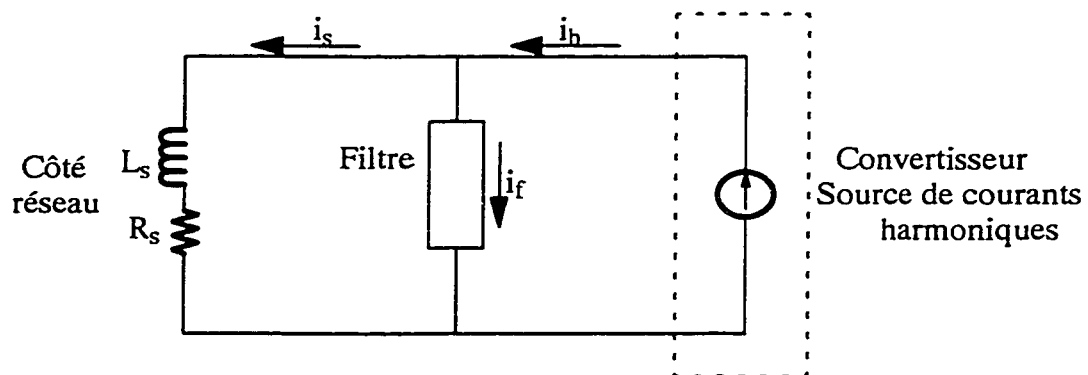


Figure 1.33 : Représentation du convertisseur par une source idéale de courant

1.5.7 Compensation capacitive à l'entrée du CDF et les problèmes associés

Comme le convertisseur direct opère à toutes fins pratiques sur une source de courant (i.e charge fortement inductive), son entrée doit représenter une source de tension plus ou moins idéale. La figure 1.34 présente un montage type réel de raccordement au réseau d'un convertisseur direct. Le montage donné à la figure 1.18

montre exactement le cas de la figure 1.34 mais, comme on peut le constater, la source à l'entrée du CDF est purement idéale. Afin d'entamer une étude du comportement réel du convertisseur branché sur le réseau, la ligne de distribution doit être représentée par son modèle réel (figure 1.27). L'intégration de l'impédance de la ligne inhibe la caractéristique de source de tension à l'entrée du convertisseur. L'allure de la forme d'onde de la tension donnée à la figure 1.28 témoigne ce changement. Dans le tableau (1.6), figurent les valeurs des éléments du circuit des figures 1.27 et 1.35 :

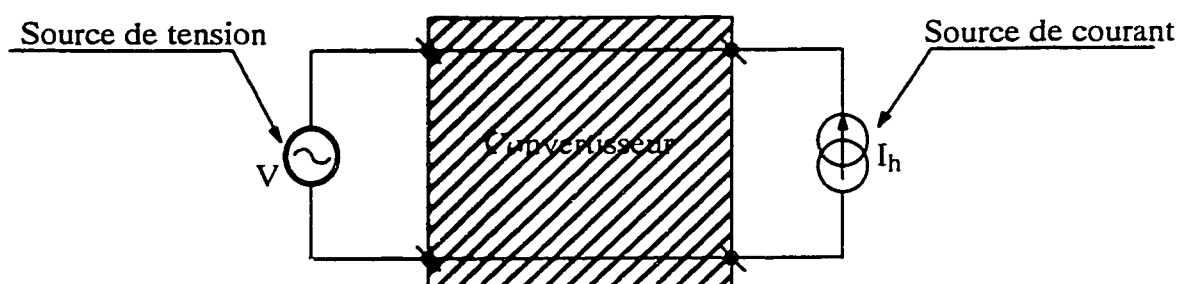


Figure 1.34 : Connexion réalisée par un convertisseur direct entre une source de tension et une source de courant

Dans le but de porter remède à ce problème, le branchement d'un condensateur de compensation C_T s'avère nécessaire. Pour le cas d'une source triphasée, les condensateurs seront branchés en triangle (Δ), comme le montre la figure 1.35. Chaque compensateur C_r est en fait constitué d'un condensateur C et d'une résistance R . Cette dernière représente la résistance d'amortissement pour minimiser le phénomène de la résonance créée par la capacité C_r et l'inductance L_s .

Tableau (1.6) : Valeurs des éléments du circuit de la figure 1.27

Description	Valeur	Symbole
Tension efficace	60 V	V_{rms}
Résistance de la ligne	1,2 mΩ	R_L
Inductance de la ligne & transformateur.	32 μH	L_L
Capacité de découplage	0,2 μF	C
Résistance d'amortissement pour C	4,2 Ω	R_{c_amort}
Résistance d'amortissement pour L_L	64 Ω	R_{L_amort}
Résistance directe de l'interrupteur	0,12 Ω	R_{on}
Résistance inverse de l'interrupteur	1 MΩ	R_{off}
Inductance de court-circuit	8 μH	L_{cc}
Résistance d'amortissement pour L_{cc}	100 Ω	R_{cc}
Résistance de la charge	10 Ω	R_{ch}
Inductance de la charge	15 mH	L_{ch}

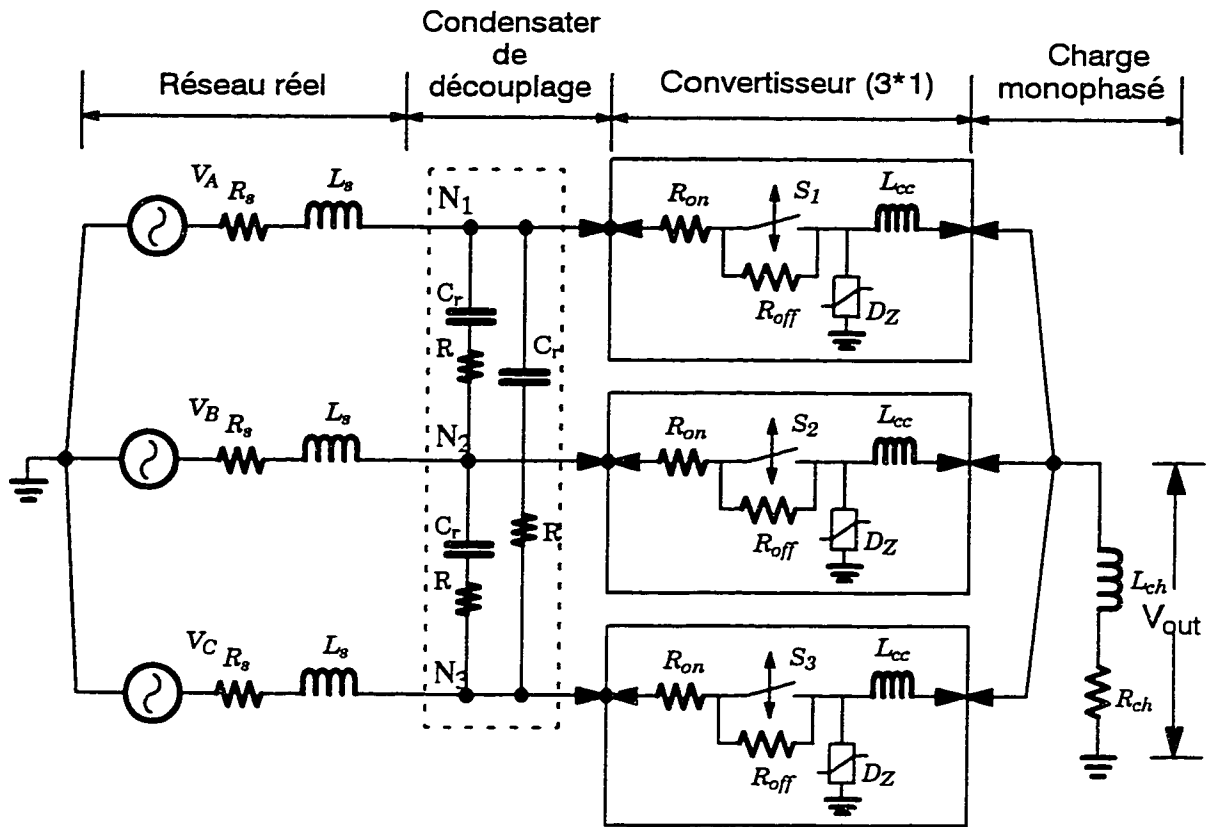


Figure 1.35 : Système réseau/convertisseur avec le filtre RC du premier ordre

Sur la base de ce montage, les résultats de simulation sont donnés aux figures 1.36, 1.37, 1.38 et 1.39. À la figure 1.36, on remarque que dû au fait d'ajouter le condensateur C_r , les pics de tension dûs à l'imposition du courant dans l'inductance de la ligne à chaque commutation sont réduits. Cette réduction est due à la compensation apportée par le condensateur C_r aux variations brusques de tension liées à l'inductance de la ligne L_s . À ce niveau, le but fixé au début de ce paragraphe (1.5.7) est presque réalisé.

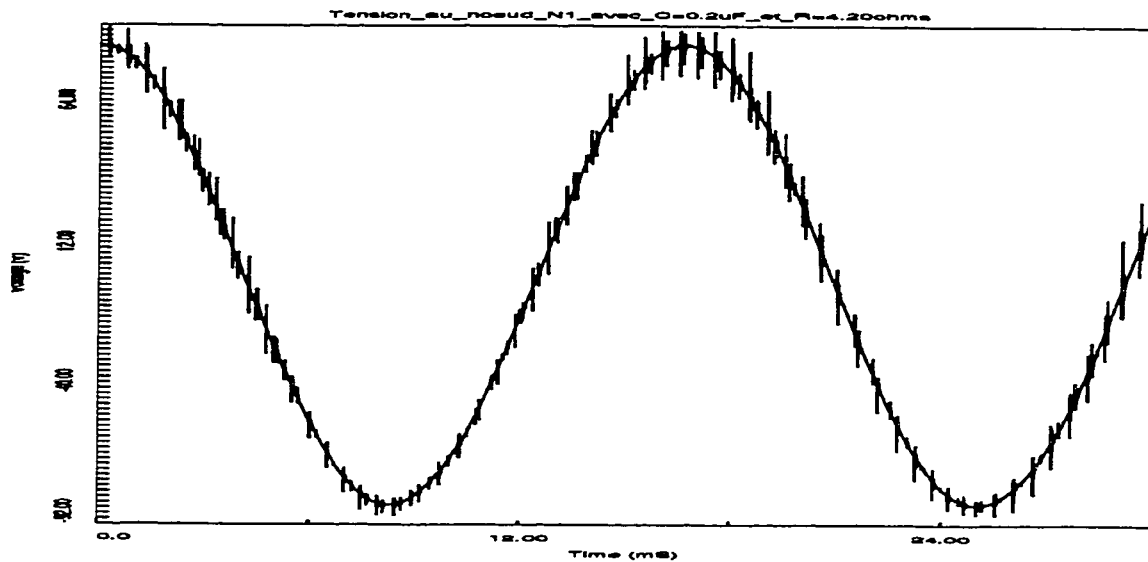


Figure 1.36 : Tension au noeud N1 avec $C = 0,2 \mu\text{F}$ et $R = 4,20 \Omega$

Malheureusement, la présence de la capacité avec l'inductance de la ligne provoque un phénomène de résonance qui se manifestent par des oscillations sur les courants de ligne qu'on peut observer aux figures 1.37 et 1.38. Ces oscillations sont provoquées par le circuit résonnant formé par l'inductance de ligne L_L et le condensateur C_r . Un agrandi du courant de la ligne et de la commande de l'interrupteur correspondant superposés, est donné à la figure 1.38. Cet agrandi montre que la résonance provoquée au niveau du courant de la ligne est un phénomène oscillatoire de fréquence assez élevée, de l'ordre de 17,63 kHz, causé par de la petite valeur de la capacité C ; la résistance d'amortissement R_{amot} amortit quand même assez bien ce régime oscillatoire. Afin de juger l'effet de l'ajout de cette capacité, on a refait l'analyse spectrale de ce courant de ligne i_A (figure 1.39). D'après ce spectre, l'amplitude du courant i_A a doublé en passant de 1,264A à 2,725A et celles

des harmoniques ont aussi augmenté. La distorsion harmonique totale THD a pratiquement augmenté de presque 14% (de THD = 168% à THD = 195%).

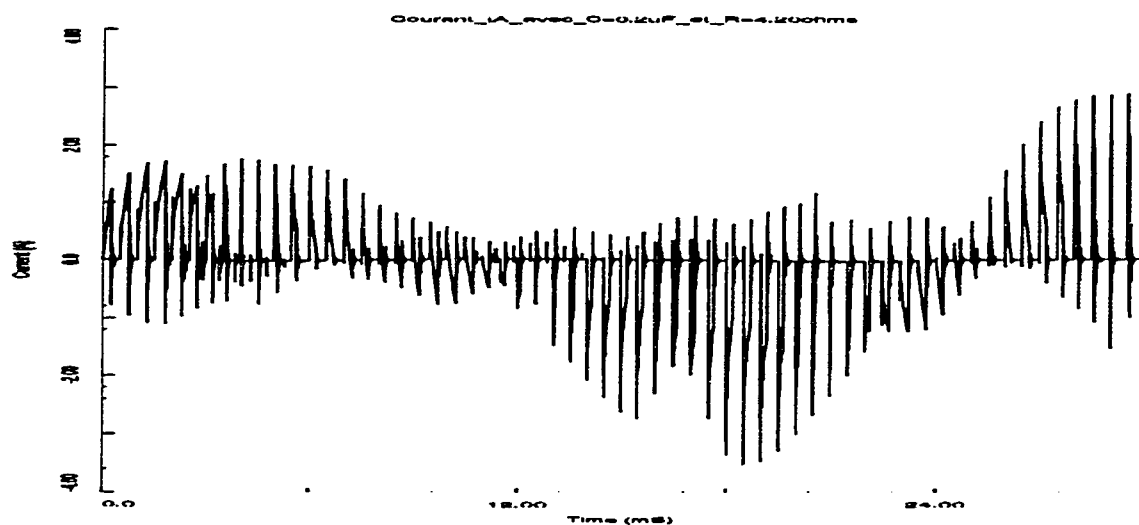


Figure 1.37 : Courant de ligne i_A avec $C = 0,2 \mu\text{F}$ et $R = 4,20 \Omega$

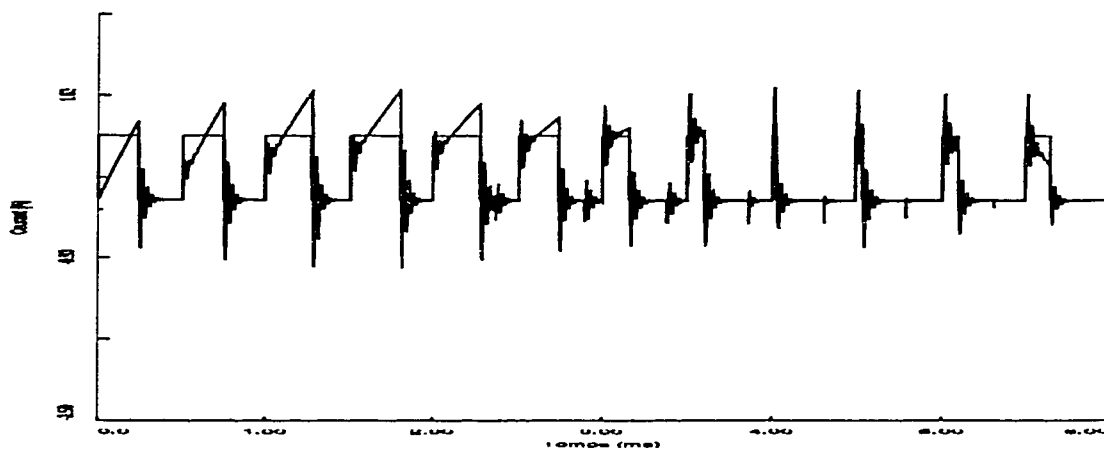


Figure 1.38 : Agrandi du courant i_A de la ligne avec condensateur de découplage

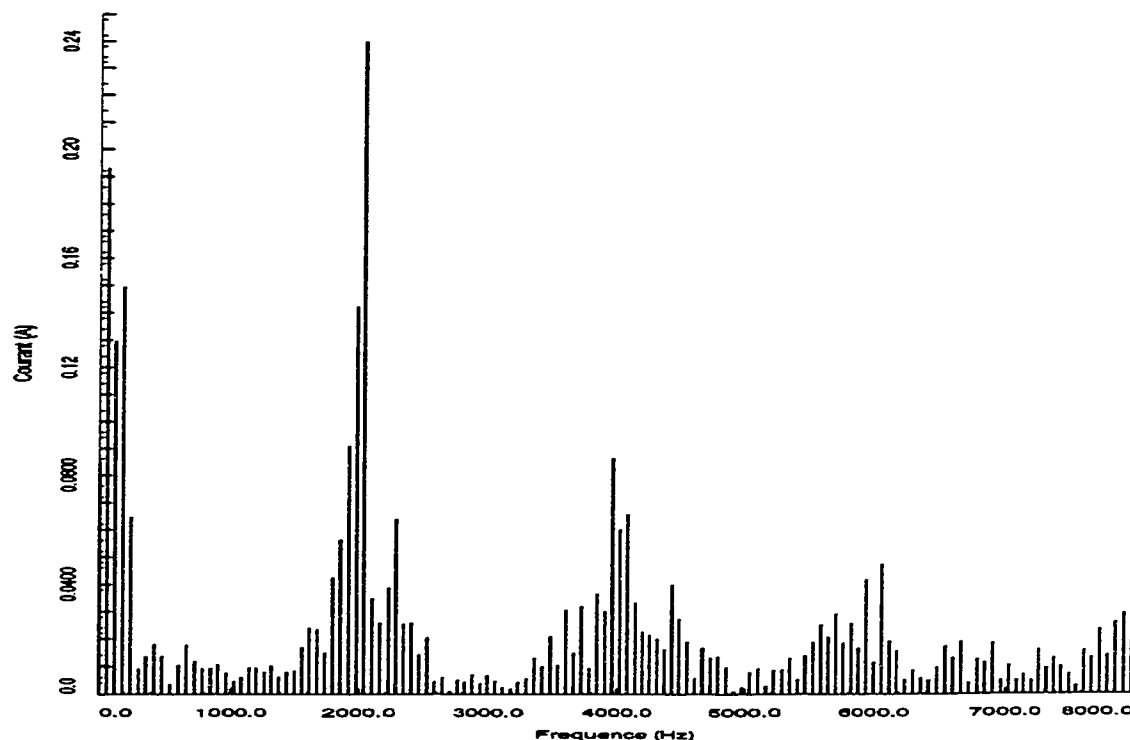


Figure 1.39 : Spectre de fréquence pour i_A avec la capacité de découplage

La compensation capacitive à l'entrée du CDF crée donc un phénomène de résonance avec le réseau dont il va falloir étudier une solution.

Une étude sur les filtres de puissance s'avère nécessaire. Le prochain chapitre fera l'objet d'une étude sur les différents filtres de puissance à savoir les filtres accordés, les filtres amortis du 2^{ième} ordre et ceux du 3^{ième} ordre et les filtres de type C.

CHAPITRE II

Analyse des filtres passifs de puissance

Un filtre passif est un filtre qui ne contient que des éléments passifs à savoir une inductance, une capacité et une résistance. Le filtre idéal est un dispositif servant à l'élimination des courants harmoniques injectés dans le réseau de distribution de l'énergie. Par contre, le filtre réel ou pratique s'il ne permet pas de réduire à une valeur nulle la perturbation harmonique sur le réseau, il tente de la réduire à un niveau tout au moins conforme à la norme IEEE – 519 (IEEE Std 519–1992). Dans ces conditions, les performances d'un filtre dépendront de l'impédance du réseau et de la conception du filtre : sa taille et son facteur de qualité. La taille du filtre est déterminée à partir de sa puissance réactive et sa dissipation misent en jeu. La puissance réactive est associée au condensateur et à l'inductance du filtre tandis que la dissipation est associée à la résistance de celui-ci. En d'autres mots, la capacité du filtre dépend du courant efficace qui le traverse (le fondamental et les harmoniques). Aux expressions 2.1 et 2.2 sont données respectivement les formules correspondantes à la puissance réactive Q et à la dissipation P pour un filtre de courants harmoniques. Le facteur de qualité définit la bande passante du filtre.

Dans le présent chapitre, l'étude est faite pour un système monophasé mais appliquée à un système triphasé. Cependant, les impédances ainsi que l'étude

des filtres seront basées sur des circuits équivalents à une seule phase.

$$Q_n = X_n * I_{nf}^2 \quad (2.1)$$

$$P_n = R_n * I_{nf}^2 \quad (2.2)$$

Dans le présent chapitre, une étude sera faite de quelques configurations de filtres passifs à savoir un filtre accordé à une fréquence unique, des filtres du 2^{ème} et 3^{ème} ordre et un filtre de type C (JAMES, 1997).

2.1 Impédance du filtre

L'impédance du filtre $Z_f(s)$ est un élément principal, par lequel commence la conception d'un filtre. Elle est définie comme étant une impédance dans le domaine fréquentiel. Comme c'est montré à la figure 2.1, si en général la branche du filtre est définie à ses bornes, alors $Z_f(s)$ peut être exprimée comme suit :

$$Z_f(s) = \frac{V_f(s)}{I_f(s)} \quad (2.3)$$

Avec $Z_f(s)$, $V_f(s)$ et $I_f(s)$ représentent respectivement l'impédance complexe, la tension de phase et le courant du filtre dans le domaine fréquentiel. Comme c'est mentionné à l'introduction du présent chapitre, l'étude est faite pour des systèmes simples (phase / neutre), dans ce cas, $Z_f(s)$ est considérée être une impédance équivalente par phase si un système triphasé est utilisé. Si les branches du filtre sont connectées en triangle (Δ), alors il ne faut pas confondre les impédances ligne-ligne et

ligne-neutre quand l'expression 2.3 est utilisée . Pour des systèmes triphasés équilibrés , l'expression 2.4 sert pour la transformation étoile-triangle (Y - Δ) .

$$Z_Y = \frac{1}{3} Z_{\Delta} \quad (2.4)$$

avec Z_Y est l'impédance du système en étoile et Z_{Δ} est celle du système en triangle.

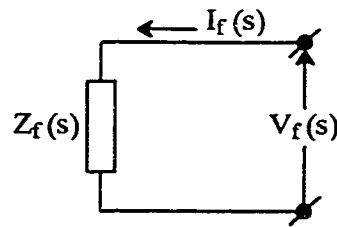


Figure 2.1 : Représentation de l'impédance du filtre

2.2 Impédance composée

Après la configuration du filtre et la connaissance de son impédance $Z_f(s)$, cette dernière peut être connectée au réseau afin d'en déduire l'impédance composée $Z_{fs}(s)$ du système réseau / filtre. L'impédance $Z_{fs}(s)$ est donnée par l'expression 2.6 suivante :

$$Z_{fs}(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{V(s)}{I_f(s) + I_s(s)} \quad (2.5)$$

$$\Rightarrow Z_{fs}(s) = \frac{1}{\frac{1}{Z_r}(s) + \frac{1}{Z_s}(s)} \quad (2.6)$$

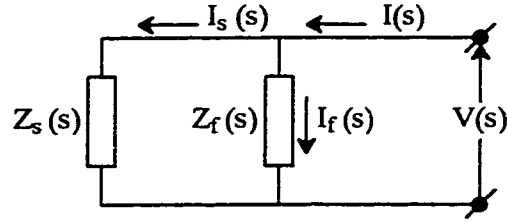


Figure 2.2 : Représentation du système réseau / filtre

À partir de la représentation du diviseur de courant donnée à la figure 2.2, deux expressions d'impédance peuvent être déduites. Si on se réfère à la figure 2.2, $H_{cds}(s)$ représente le quotient du courant $I_s(s)$ injecté au réseau sur le courant $I(s)$ injecté par le convertisseur ou en général par n'importe quelle source de courants harmoniques. Alors que $H_{cdf}(s)$ est le quotient du courant $I_f(s)$ dans le filtre sur le courant injecté $I(s)$. Soient alors les expressions suivantes :

$$\begin{cases} H_{cdr}(s) = \frac{I_s(s)}{I(s)} = \frac{Z_f(s)}{Z_f(s) + Z_r(s)} \\ H_{cdf}(s) = \frac{I_f(s)}{I(s)} = \frac{Z_r(s)}{Z_f(s) + Z_r(s)} \end{cases} \quad (2.7)$$

La première équation du système 2.7 est très utile pour la détermination de la limite du courant de distorsion harmonique en accord avec la norme IEEE-519. Les limites de ce courant imposées par cette norme peuvent être utilisées en conjonction avec le courant harmonique censé être injecté par le convertisseur pour calculer le

rapport minimal de l'impédance équivalente du diviseur de courant désiré, afin de rencontrer les limites imposées.

2.3 Filtre accordé ou résonnant

Il s'agit d'un filtre du deuxième ordre. Il consiste en une combinaison série d'une inductance d'une capacité et d'une petite résistance d'amortissement. La figure 2.3.a montre la configuration de ce type de filtre. La valeur de la résistance d'amortissement peut être considérée comme incluant les valeurs de la résistance R_c associée aux pertes diélectriques du condensateur C_f et principalement de la résistance R_{ind} associée à l'enroulement de l'inductance L_f . Ce type de filtre est généralement utilisé pour éliminer une seule fréquence harmonique. Cette fréquence, expression 2.8, est appelée fréquence d'accord.

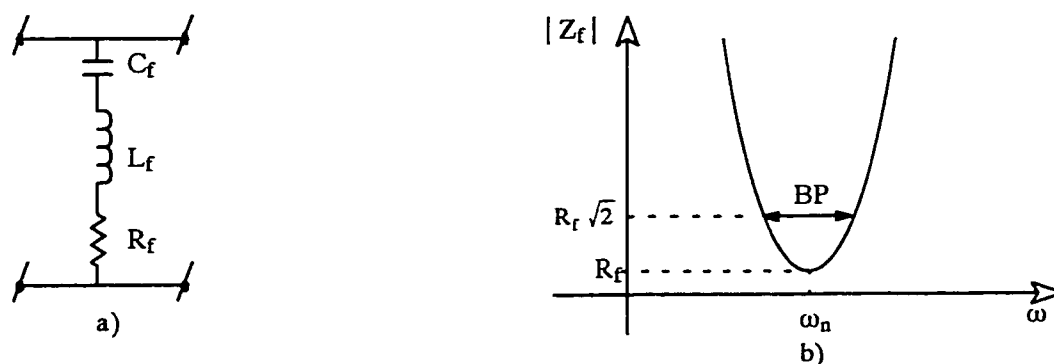


Figure 2.3 : Filtre résonnant ou accordé. a) circuit RLC série.
b) caractéristique idéale

À la figure 2.3.b, est donnée la caractéristique du module de l'impédance $|Z_f|$ en fonction de la fréquence angulaire ω .

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.8)$$

D'après le schéma de la figure 2.3.a, l'impédance complexe du circuit RLC série est donnée par l'expression suivante :

$$Z_{f1}(j\omega) = R_f + j \left(\omega L_f - \frac{1}{\omega C_f} \right) \quad (2.9)$$

Aux basses fréquences, le filtre est dominé par la capacité et, par conséquent fournit de la puissance réactive au réseau. Pour les hautes fréquences, le filtre devient inductif

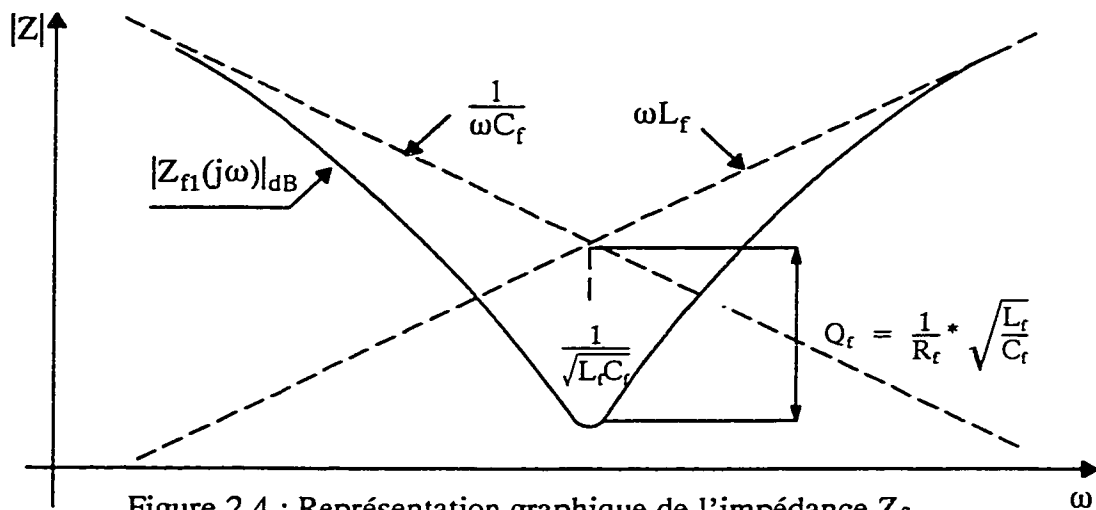


Figure 2.4 : Représentation graphique de l'impédance Z_f du filtre du second ordre

et fournit une faible atténuation pour les distorsions à hautes fréquences. À la fréquence de résonance, la réactance capacitive égale la réactance inductive et l'impédance du filtre devient éventuellement résistive. Ainsi, plus la résistance est petite, plus l'atténuation est importante, comme le montre la figure 2.4. Mais, des limites pratiques existent pour le choix de la valeur de cette résistance; pour des applications de réseau, des facteurs de qualité compris entre 10 et 50 ($10 \leq Q \leq 50$) sont conseillés afin de limiter la sensibilité du filtre surtout aux variations de température. En plus, un bon choix de ce facteur permet de réduire l'interaction ou l'influence entre les filtres accordés branchés en cascade pour différentes fréquences. Ce facteur de qualité est défini comme étant le rapport de la réactance inductive X_L ou capacitive X_C sur la résistance R_f ($R_f = R_C + R_{ind} = R_{additionnelle}$). Soit alors la relation donnée par l'expression (2.10) suivante :

$$Q = \frac{X_o}{R_f} \quad (2.10)$$

Un autre paramètre important pour le dimensionnement du filtre est sa bande passante BP. Cette bande de filtrage est définie par un domaine limité par les fréquences auxquelles la réactance du filtre et la résistance sont égales. En d'autres termes, quand l'angle de l'impédance est égale à 45° et son module est égale à $R_f \sqrt{2}$, voir figure 2.3.b. La bande passante est reliée au facteur de qualité par la relation suivante:

$$Q = \frac{\omega_n}{BP} \quad (2.11)$$

avec ω_n est la fréquence angulaire de coupure en radians par seconde.

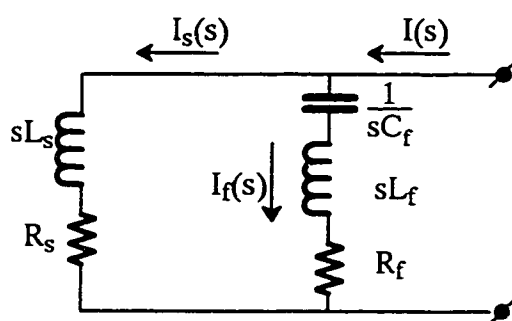


Figure 2.5 : Représentation de l'impédance du filtre et celle du réseau

La fonction de transfert $H_{cds1}(s)$ du système réseau / filtre peut être évaluée aux basses et hautes fréquences afin de déterminer les asymptotes conduisant au traçage approximatif de $H_{cds1}(s)$ dans le domaine fréquentiel. Pour le circuit de la figure 2.5 on considère une impédance du côté réseau de nature inductive mise en parallèle avec l'impédance du filtre du deuxième ordre. Par la suite, deux cas vont être considérés. Un premier cas où l'impédance de la ligne est supérieure à celle du filtre $L_s > L_f$ et un deuxième cas où $L_s < L_f$.

D'après le circuit de la figure 2.5, la fonction de transfert du système réseau / filtre est donnée par les expressions 2.12 et 2.13 suivantes :

$$H_{cds1}(j\omega) = \frac{R_f + j\omega L_f + \frac{1}{j\omega C_f}}{(R_s + R_f) + j\omega(L_s + L_f) + \frac{1}{j\omega C_f}} \quad (2.12)$$

$$H_{cds1}(s) = \frac{s^2(L_f * C_f) + s(R_f * C_f) + 1}{s^2((L_s + L_f) * C_f) + s((R_f + R_s) * C_f) + 1} \quad (2.13)$$

Les figures 2.6 et 2.7 montrent respectivement les diagrammes de Bodes de fonction de transfert $H_{cds1}(s)$ pour les deux cas ($L_s > L_f$) et ($L_s < L_f$). Pour les détails de traçage de ces courbes voir annexe (A2).

À partir des figures (2.6) et (2.7), on peut remarquer l'effet de la valeur de l'inductance de la ligne par rapport à celle du filtre. Pour une inductance L_s de la ligne de valeur plus petite que celle du filtre, l'atténuation de courants harmoniques à hautes fréquences est moins importante que si L_s était plus grande que L_f . Par contre, si pour une fréquence bien déterminée le niveau de filtrage de ces courants harmoniques est atteint, le cas où $L_s < L_f$ est plus intéressant que l'autre cas ($L_s > L_f$) car le filtre devient plus sélectif.

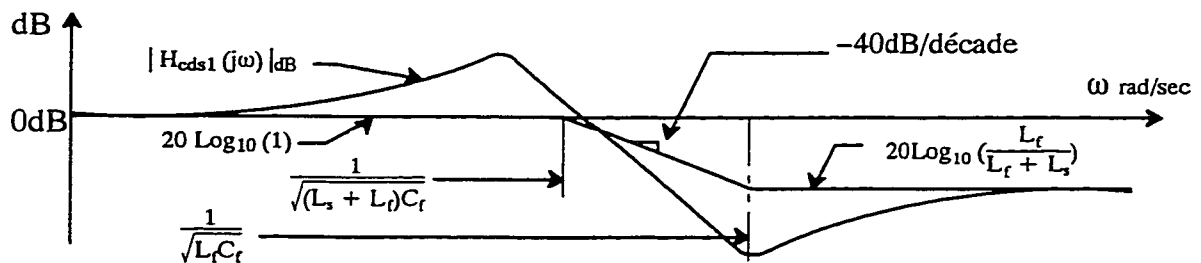


Figure 2.6 : Diagramme de bode pour $H_{cds1}(s)$ avec $L_s > L_f$

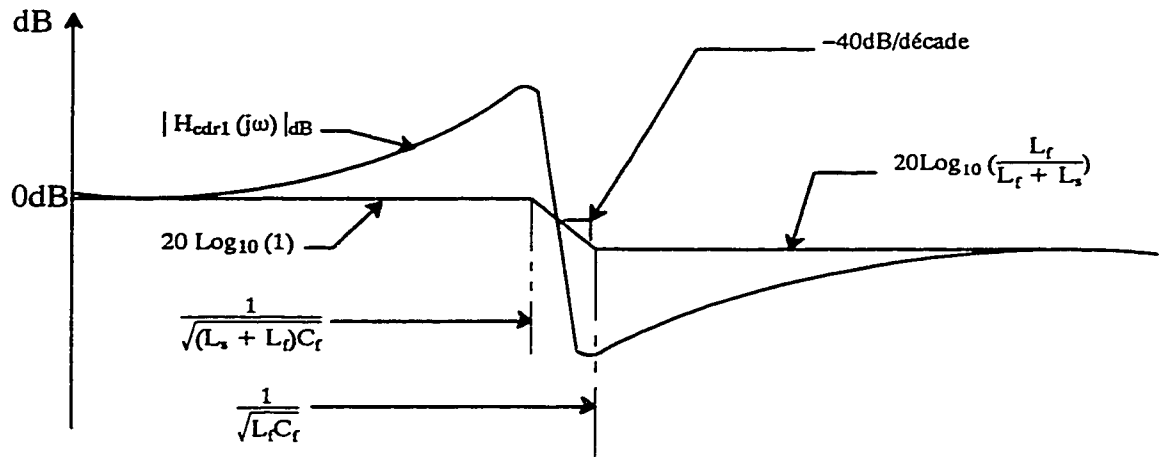


Figure 2.7 : Diagramme de bode pour $H_{cds1}(s)$ avec $L_s < L_f$

2.4 Filtre amorti du deuxième ordre

Il s'agit d'une autre configuration de filtre amorti du second ordre. Cette configuration consiste en l'insertion d'une résistance R_{bp} d'amortissement en parallèle avec l'inductance L_f et la résistance R_f , comme le montre la figure (2.8.a). L'impédance de ce type de filtre est donnée par l'expression suivante :

$$Z_{f2}(s) = \frac{1}{s * C_f} + \frac{(s * L_f + R_f) * R_{bp}}{s * L_f + (R_f + R_{bp})} \quad (2.14)$$

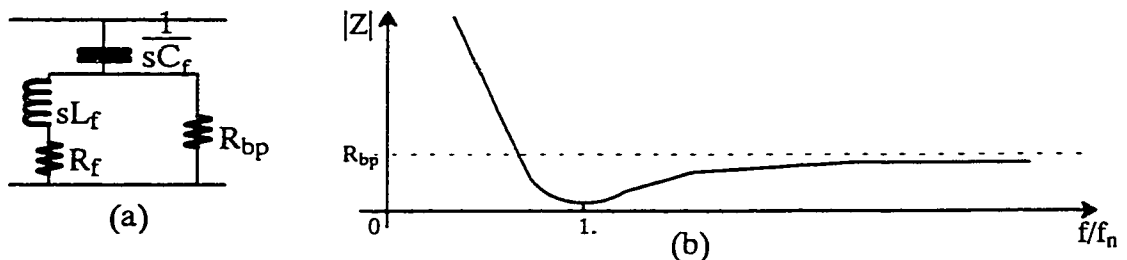


Figure 2.8 : Filtre amorti du second ordre . a) schéma du circuit
b) caractéristique du circuit

Cette expression peut être écrite sous sa forme normalisée donnée par 2.15 suivante :

$$Z_{f2}(s) = \frac{A}{s * (1 + \frac{s}{\omega_p})} * (1 + (\frac{s}{\omega_o}) * \frac{1}{Q_{bp}} + (\frac{s}{\omega_o})^2) \quad (2.15)$$

avec : "A" comme coefficient de la fonction de transfert du filtre qui est égal à $\frac{1}{C_f}$. Ce type de filtre admet une fréquence de coupure ω_o et une fréquence ω_p (Voir la liste des symboles) ainsi qu'un facteur de qualité Q_{bp} . Les formules suivantes identifient les éléments de l'équation donnée par l'expression 2.15. Pour le détail de calcul voir annexe (A3).

$$\omega_o = \sqrt{\frac{(R_f + R_{bp})}{(R_{bp} * L_f * C_f)}} \quad \text{si } R_f \ll R_{bp} \text{ alors : } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f * C_f}} \quad (2.16)$$

$$\omega_p = \frac{R_f + R_{bp}}{L_f} \quad \text{si } R_f \ll R_{bp} \text{ alors : } \omega_p = \frac{R_{bp}}{L_f} \quad (2.17)$$

$$Q_{bp} = \frac{(R_f + R_{bp})}{R_f * R_{bp} * C_f + L_f} * \frac{1}{\omega_o} \quad (2.18)$$

À la figure 2.9, on donne la caractéristique asymptotique du filtre résonnant amorti du second ordre. La principale application de ce type de filtre est de produire une atténuation pour les harmoniques à hautes fréquences. La valeur de la résistance série R_f est typiquement choisie en se basant sur le facteur de qualité du filtre résonnant du second ordre non amorti. Celle de la résistance R_{bp} est choisie en se basant sur la réponse désirée à hautes fréquences et calculée à partir du facteur

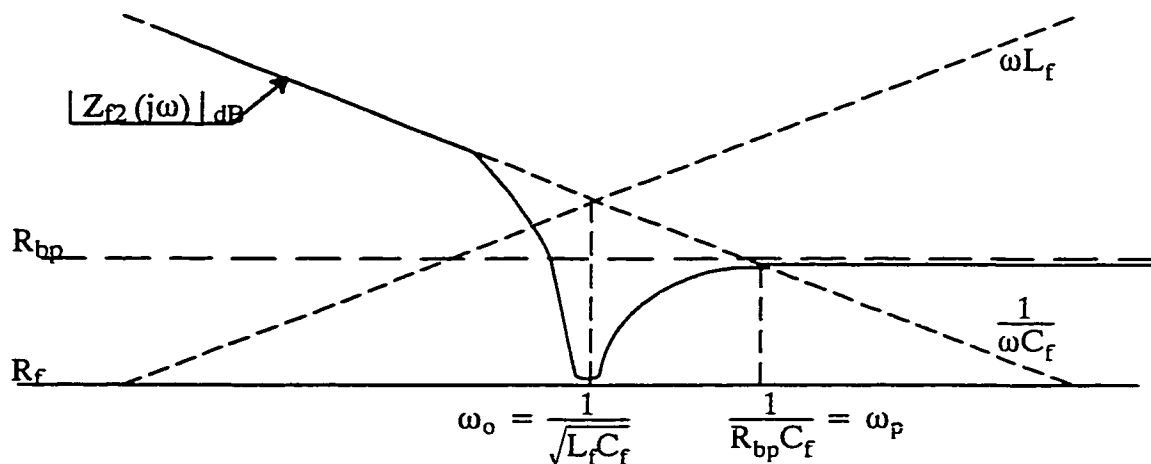


Figure (2.9) : Caractéristique du filtre résonnant amorti du second ordre.

de qualité Q_{bp} , donné par l'expression 2.18. Une grande valeur du facteur Q_{bp} , produit beaucoup d'atténuation à la fréquence de la résonance série et moins d'atténuation à hautes fréquences; par contre, une petite valeur de ce facteur, entraîne un effet contraire au premier.

La fonction de transfert $H_{cds2}(s)$ de l'ensemble réseau / filtre peut être déduite à partir du circuit de la figure 2.10 et la représentation asymptotique de celle-ci dans le domaine fréquentiel est donnée à la figure 2.11. À partir de cette représentation on peut remarquer l'amélioration apportée par ce type de filtre sur celui résonnant série non amorti. Cette amélioration consiste en une atténuation de 20dB/dec des harmoniques à hautes fréquences contrairement au filtre de la figure 2.3 qui maintient un niveau constant d'atténuation des hautes fréquences.

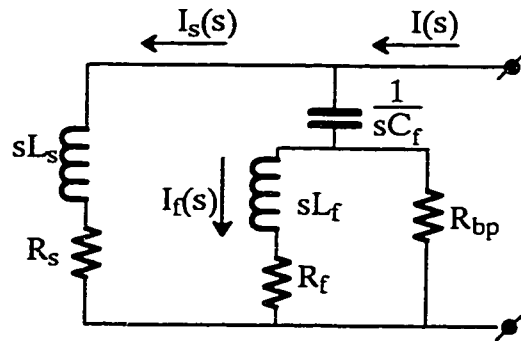


Figure 2.10 : Impédance du réseau et celle du filtre du second ordre amorti

L'expression suivante donne la fonction de transfert $H_{cds2}(s)$ en supposant une résistance R_s négligeable du réseau :

$$H_{cds2}(s) = \frac{s^2 * N_1 + s * N_2 + N_3}{s^3 * D_1 + s^2 * D_2 + s * D_3 + D_4} \quad (2.19)$$

avec:

$$N_1 = L_f * C_f * R_{bp}$$

$$N_2 = R_f * R_{bp} * C_f + L_f$$

$$N_3 = R_f + R_{bp}$$

$$D_1 = L_f * L_s * C_f$$

$$D_2 = (R_f + R_{bp}) * L_s * C_f + (L_f * C_f * R_{bp}) + (L_f * C_f * R_s)$$

$$D_3 = (R_s * R_{bp} * C_f) + L_f + [C_f * R_f * (R_{rs} + R_{bp})]$$

$$D_4 = R_f + R_{bp}$$

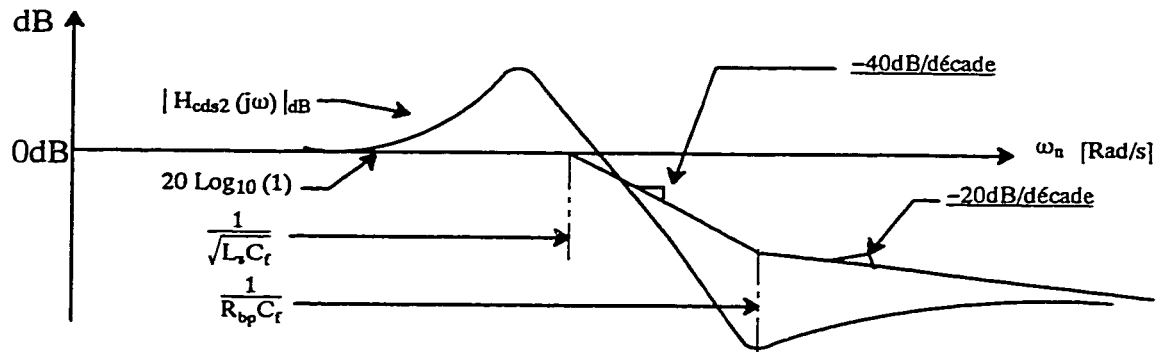


Figure 2.11 : Diagramme de bode pour $H_{cds2}(s)$

2.5 Filtre du troisième ordre et du type C

Dans le but de réduire les pertes ($R_{bp} * I_{bp}^2$) à la fréquence du fondamental, l'ajout d'une capacité C_2 en série avec la résistance R_{bp} est une solution possible. Avec cet ajout, le filtre devient du troisième ordre. La figure 2.12.a montre la configuration de ce type de filtre. À la figure 2.12.b, est montré une autre variante du filtre du troisième ordre, le filtre du type C. Ce dernier est conçu en branchant maintenant la capacité C_2 en série avec l'inductance L_f . L'ajout de la capacité C_2 ne produit pas une augmentation significative des performances du filtre en terme de filtrage mais elle permet de diminuer les pertes causées à la fréquence du fondamental dans la résistance R_f .

Les impédances de ces filtres $Z_{f3}(s)$ et $Z_{f4}(s)$ et leurs fonctions de transfert $H_{fs3}(s)$ et $H_{fs4}(s)$ à la présence de l'impédance du réseau données aux figures 2.12.a, 2.12.b, 2.12c et 2.12d sont données respectivement par les expressions (2.20), (2.21), (2.22) et (2.23) suivantes :

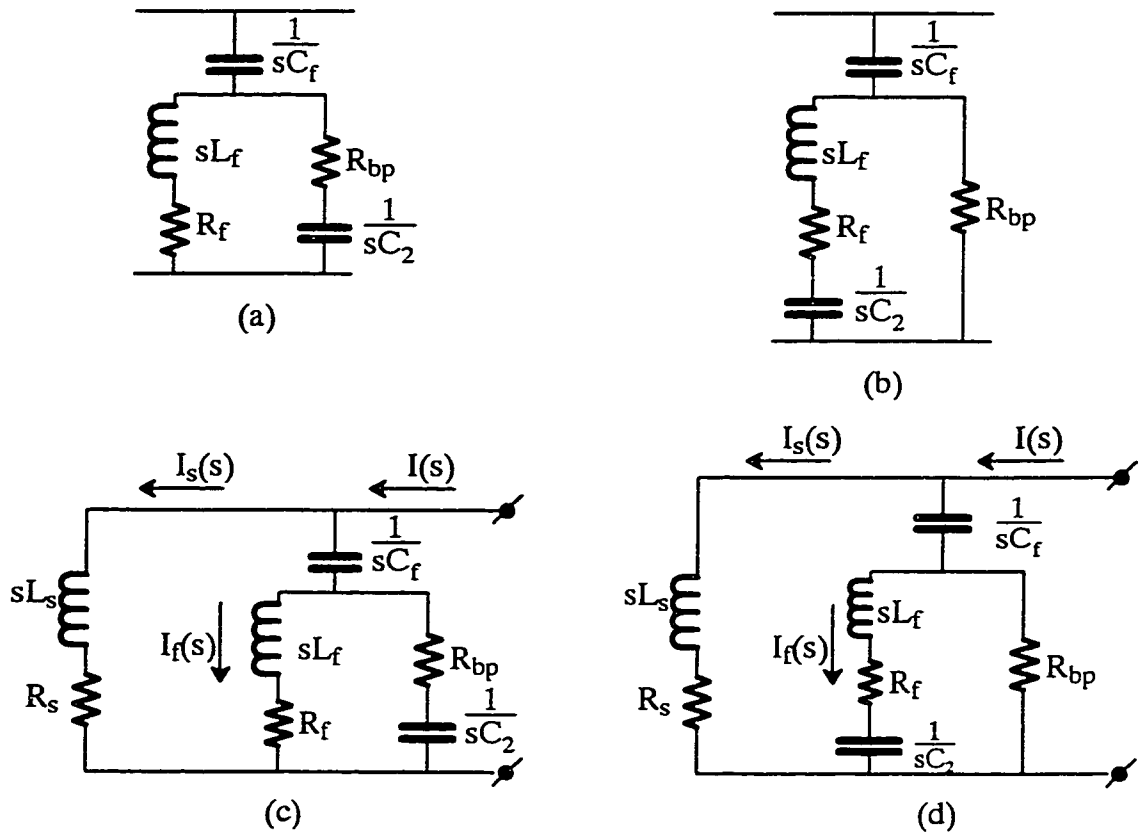


Figure 2.12 : Filtre à degré élevé. (a) : filtre du troisième ordre.
 (b) : filtre du type C, (c) filtre du 3^{ième} ordre et impédance du réseau Z_s aux fréquences d'harmoniques, (d) : filtre du type C et Z_s à des fréquences autres que celle du réseau

$$Z_B(s) = \frac{s^3 (L_f C_f R_{bp} C_2) + s^2 (L_f C_2 + L_f C_f + R_f C_f R_{bp} C_2) + s (R_f C_2 + R_{bp} C_2 + R_f C_f) + 1}{s C_f (s^2 (L_f C_2) + s (R_f C_2 + R_{bp} C_2) + 1)} \quad (2.20)$$

$$Z_{B4}(s) = \frac{s^3 (L_f C_f R_{bp} C_2) + s^2 (L_f C_2 + C_2 R_{bp} C_f R_f) + s ((R_f + R_{bp}) C_2 + R_{bp} C_f) + 1}{s C_f (s^2 (L_f C_2) + s ((R_f + R_{bp}) C_2 + 1))} \quad (2.21)$$

$$H_{\text{cds3}} = \frac{s^3 * (T_0 * T_3) + s^2 * (T_5 + T_0 + (T_1 * T_3)) + s * (T_1 + T_3 + T_9) + 1}{s^4 * A + s^3 * B + s^2 * C + s * D + 1} \quad (2.22)$$

$$H_{\text{cds4}} = \frac{s^3 * (T_4 * T_3) + s^2 * (T_6 + (T_1 * T_3)) + s * (T_1 + T_2 + T_3) + 1}{s^4 * A + s^3 * B + s^2 * C + s * D + 1} \quad (2.23)$$

avec :

$$\begin{aligned} A &= T_0 * T_6 \\ B &= (T_0 * T_3) + (T_4 * T_9) + (T_4 * T_3) + (T_4 * T_7) \\ C &= [T_6 + T_0 + (T_1 * T_3) + T_4 + (T_1 * T_7) + (T_1 * T_3)] \\ D &= (T_1 + T_3 + T_8 + T_9) \end{aligned}$$

$T_0 = (L_f * C_f)$	$T_2 = (R_p * C_f)$	$T_4 = (L_s * C_f)$	$T_6 = (L_s * C_2)$	$T_8 = (R_s * C_f)$
$T_1 = (R_f * C_f)$	$T_3 = (R_p * C_2)$	$T_5 = (L_f * C_2)$	$T_7 = (R_s * C_2)$	$T_9 = (R_f * C_2)$

2.6 Résultats de simulation pour les filtres seuls

Sur la base des modèles de circuits présentés dans ce présent chapitre, nous allons donner des résultats des simulations faites pour évaluer les filtres passifs de puissance. En premier lieu, les résultats obtenus pour les impédances des branches de filtres seuls, puis en second lieu, on produit les résultats obtenus en tenant compte de la présence de l'impédance de la ligne. Les programmes générés dans l'environnement MATLAB permettant d'obtenir ces caractéristiques sont donnés en annexe (B2).

2.6.1 Circuit RLC série

Le circuit simulé est celui donné à la figure 2.3.a. Le résultat donné à la figure 2.13 vérifie celui présenté dans la littérature (figure 2.3.b). Les valeurs des composants du filtre sont calculées afin d'avoir un facteur de qualité $Q = 20$ ainsi qu'une résonance série réglée à 2kHz. Cette fréquence de résonance correspond à la fréquence d'échantillonnage à laquelle opèrent les interrupteurs de la matrice du CDF.

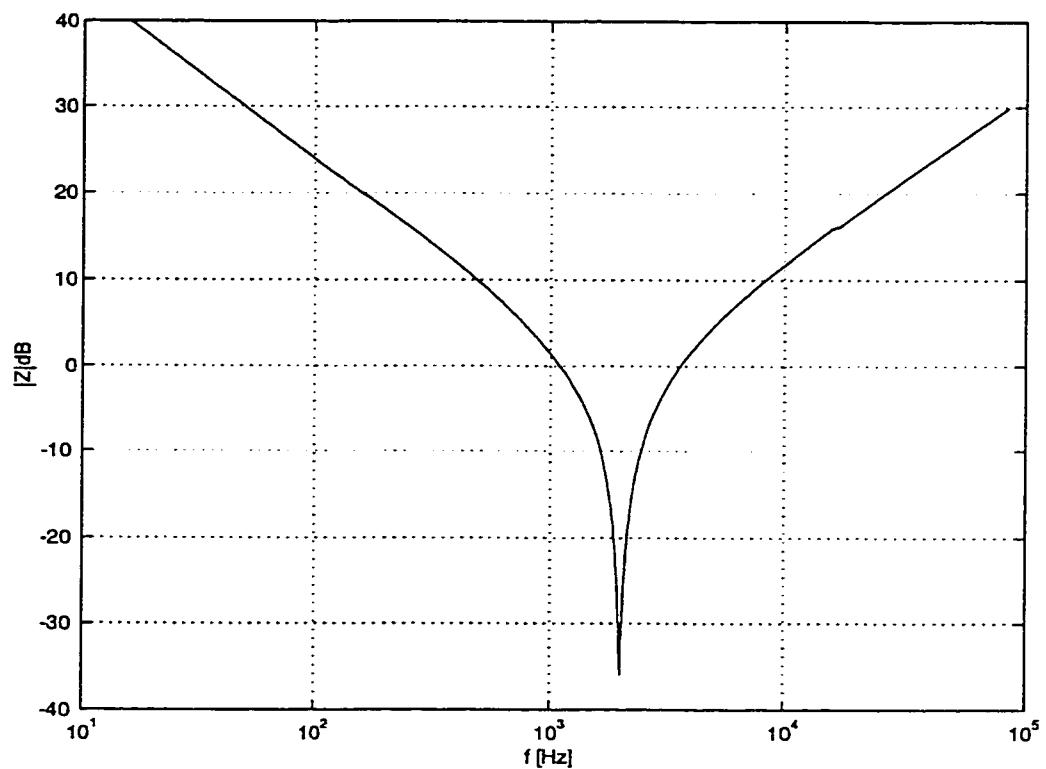


Figure 2.13 : Impédance du filtre RLC non-amorti du deuxième ordre .
 $R_f = 16 \text{ m}\Omega$, $L_f = 64 \text{ }\mu\text{H}$ et $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$

2.6.2 Circuit RLC amorti du deuxième ordre

Le circuit en question est celui donné à la figure 2.8.a. D'après le résultat de simulation présenté à la figure 2.14, on peut remarquer clairement la contribution de la résistance R_{bp} à l'amélioration des performances du filtre en terme de filtrage des courants harmoniques à hautes fréquences.

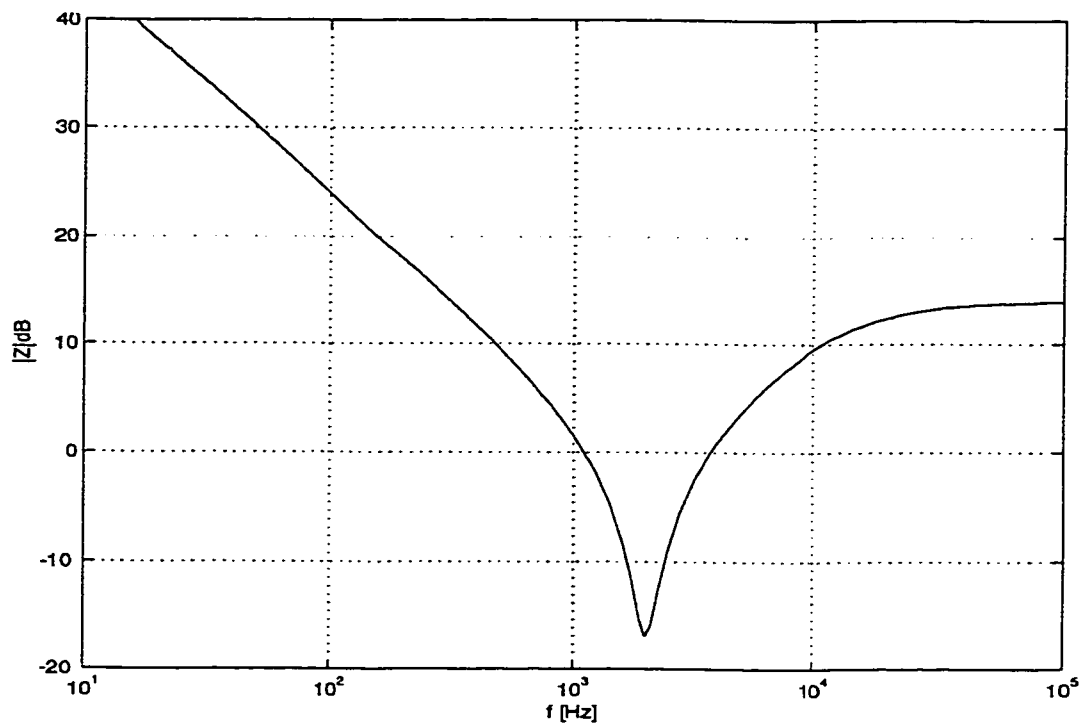


Figure 2.14 : Impédance du filtre amorti versus fréquence
 $R_f = 16 \text{ m}\Omega$, $L_f = 64 \text{ }\mu\text{H}$, $C_f = 100 \text{ }\mu\text{F}$ et $R_{bp} = 5 \text{ }\Omega$

2.6.3 Circuits RLC du 3^{ième} ordre et du type C

En se basant sur les expressions des impédances $Z_{f2}(s)$, $Z_{f3}(s)$ et $Z_{f4}(s)$ données respectivement par (2.14), (2.20) et (2.21) représentant ainsi les branches des filtres donnés aux figures 2.8, 2.12a et 2.12b, on donne à la figure 2.15 le

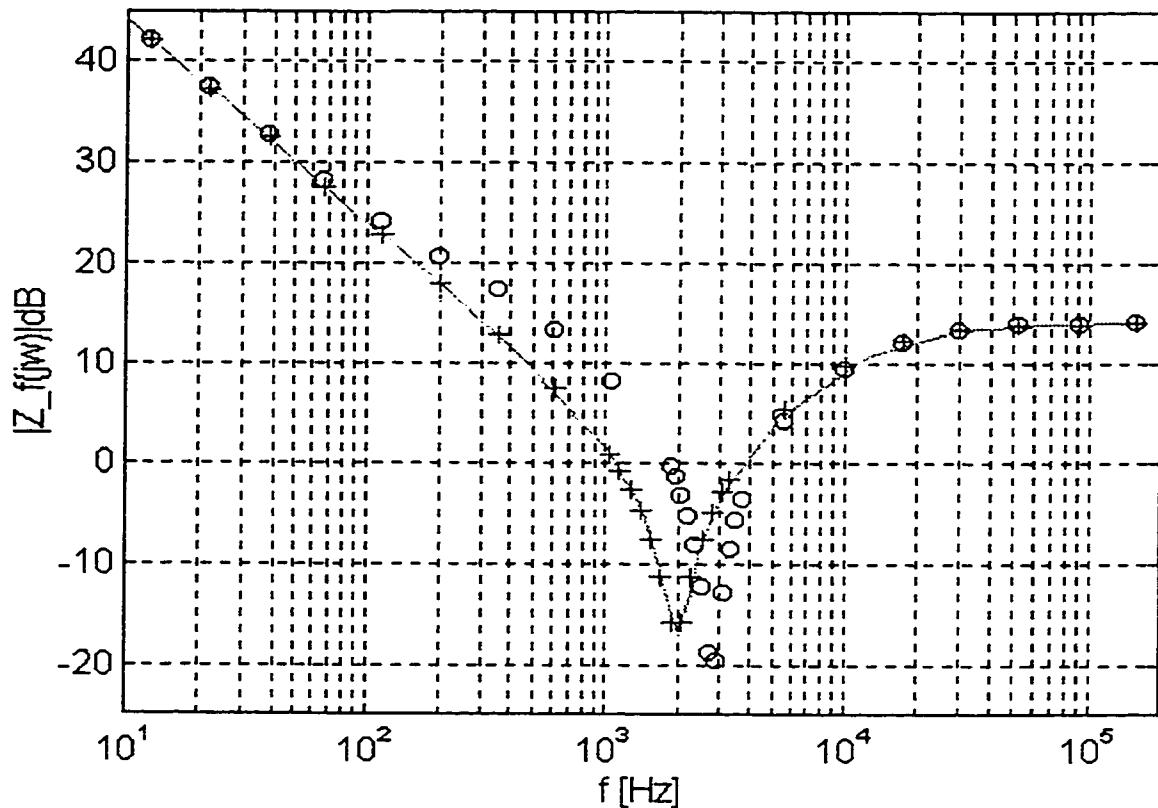


Figure 2.15 : Caractéristiques du filtre RLC.

— : RLC amorti du deuxième ordre: $R_f=16\text{m}\Omega$, $L_f=64.\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$.

+ : RLC amorti du troisième ordre: $R_f=16\text{m}\Omega$, $L_f=64\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$, $C_2=100\mu\text{F}$
et $R_{bo}=5\Omega$

o : RLC du type C. $R_f=16\text{m}\Omega$, $L_f=64\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$, $C_2=2500\mu\text{F}$ et $R_{bp}=5\Omega$

résultat de simulation obtenu pour chacun de ces trois filtres .

Pour des valeurs identiques des éléments de filtrage, les filtres RLC du deuxième ordre, du troisième ordre et du type C présentent le même comportement vis-à-vis la valeur d'impédance et par conséquent la considération en puissance à la fréquence du réseau. Par contre, à la fréquence d'échantillonnage, considérée comme étant la fréquence de coupure, on observe un décalage ou une translation de

la caractéristique du filtre RLC du type C. Pour celui-ci la fréquence de coupure est devenue égale à 1,5 fois celle choisie pour répondre au cahier de charge. Cependant, afin d'apporter certaines corrections menant au réajustement de la caractéristique en question, nous avons procédé au redimensionnement de la valeur de la capacité C_2 dans le but de créer une résonance série avec L_f à la fréquence du fondamental et par conséquent adapter parfaitement la fréquence de coupure du filtre RLC du type C à 2 kHz. À la figure 2.16, on présente la version modifiée de la caractéristique du filtre en question superposée à celles des filtres du 2ième et 3ième ordre. La valeur calculée de la capacité C_2 permettant le réajustement sus-mentionné semble être assez élevée, chose qui nous permet dès lors le rejet de ce type de filtre et à adopter les deux autres types à savoir le filtre du 2ième ordre et celui du 3ième ordre. Pour le reste de notre étude, on va, de toute les façons, évaluer le filtre du type C en présence de l'impédance de la ligne.

2.7 Résultats de simulation des filtres en tenant compte de l'impédance $Z_f(j\omega)$

Afin d'étudier par voie de simulation le comportement des filtres présentés dans les paragraphes précédents en la présence de l'impédance de la ligne, on a écrit des programmes pour MATLAB permettant d'évaluer ces filtres en présence de l'impédance $Z_s(s)$ de la source. Ces programmes sont donnés à l'annexe (B3). Les figures qui vont suivre, donnent les résultats de ces simulations.

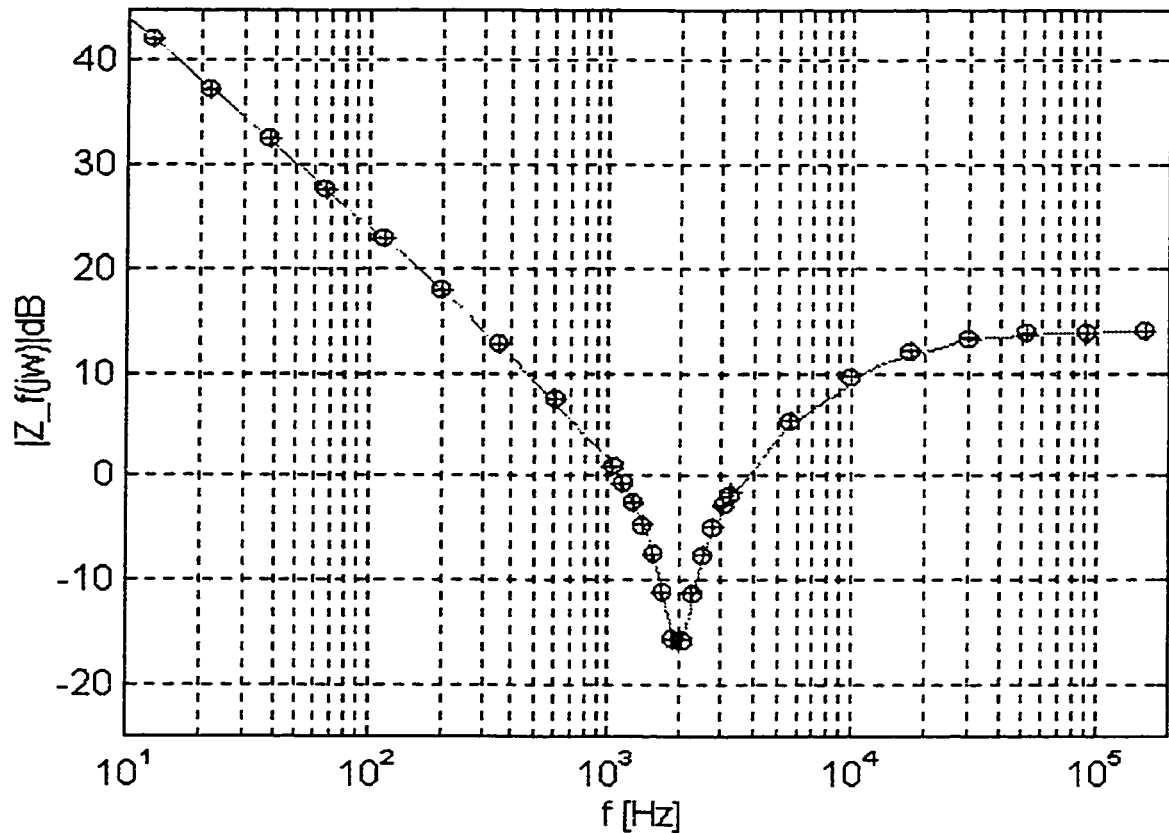


Figure 2.16 : Caractéristiques ajustées du filtre RLC.

- : RLC amorti du deuxième ordre: $R_f=16\text{m}\Omega$, $L_f=64\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$.
- + : RLC amorti du troisième ordre: $R_f=16\text{m}\Omega$, $L_f=64\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$, $C_2=100\mu\text{F}$ et $R_{bo}=5\Omega$
- o : RLC du type C. $R_f=16\text{m}\Omega$, $L_f=64\mu\text{H}$, $C_f=100\mu\text{F}$, $C_2=110\text{mF}$ et $R_{bp}=5\Omega$

2.7.1 Fonction de transfert $H_{cds1}(j\omega)$ du filtre RLC série non amorti avec $Z_s(j\omega)$

Un choix est à faire entre les cas où $L_s < L_f$ et $L_s > L_f$ pour le dimensionnement de la valeur de l'inductance du filtre L_f . D'après les caractéristiques données à la figure 2.17 on aperçoit que, l'atténuation des courants harmoniques injectés au réseau à hautes fréquences est plus considérable pour une petite

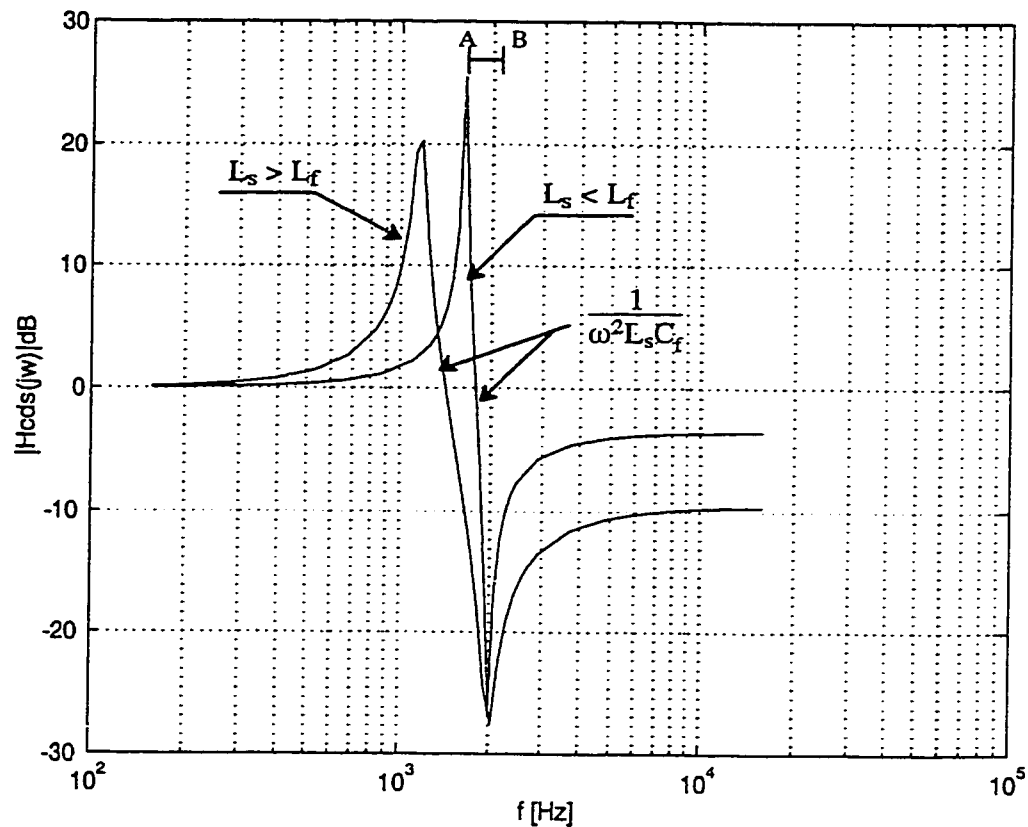


Figure 2.17 : Caractéristique de la fonction de transfert du système Réseau / Filtre pour $L_s < L_f$ et $L_s > L_f$

valeur de L_f que pour une valeur de L_f plus grande que celle de L_s . De même, la pente $\frac{1}{\omega^2 L_s C_f}$ est plus escarpée pour les cas où $L_s < L_f$ que pour l'autre cas. Donc, pour des fréquences appartenant au segment $[A, B]$, les courants harmoniques correspondants risquent d'être amplifiés. Ceci permet de sélectionner à ce point le filtre RLC série non amorti avec $L_s > L_f$. Cependant, afin de s'assurer que cette condition soit toujours valide, il faut prévoir l'ajout d'une certaine quantité d'inductance à celle de la ligne ou bien prendre en considération celle du ou des transformateurs abaisseurs branchés sur la ligne.

2.7.2 Fonction de transfert $H_{cds2}(j\omega)$, filtre RLC amorti du 2^{ième} ordre avec $Z_s(j\omega)$

Alors que l'atténuation des courants harmoniques à hautes fréquences reste constante avec le filtre non amorti du 2^{ième} ordre, le filtre RLC amorti du 2^{ième} ordre offre une atténuation de 40dB/dec. Le résultat donné à la figure 2.18 montre le progrès apporté par l'ajout de la résistance R_{bp} aux éléments du filtre RLC non amorti du deuxième ordre.

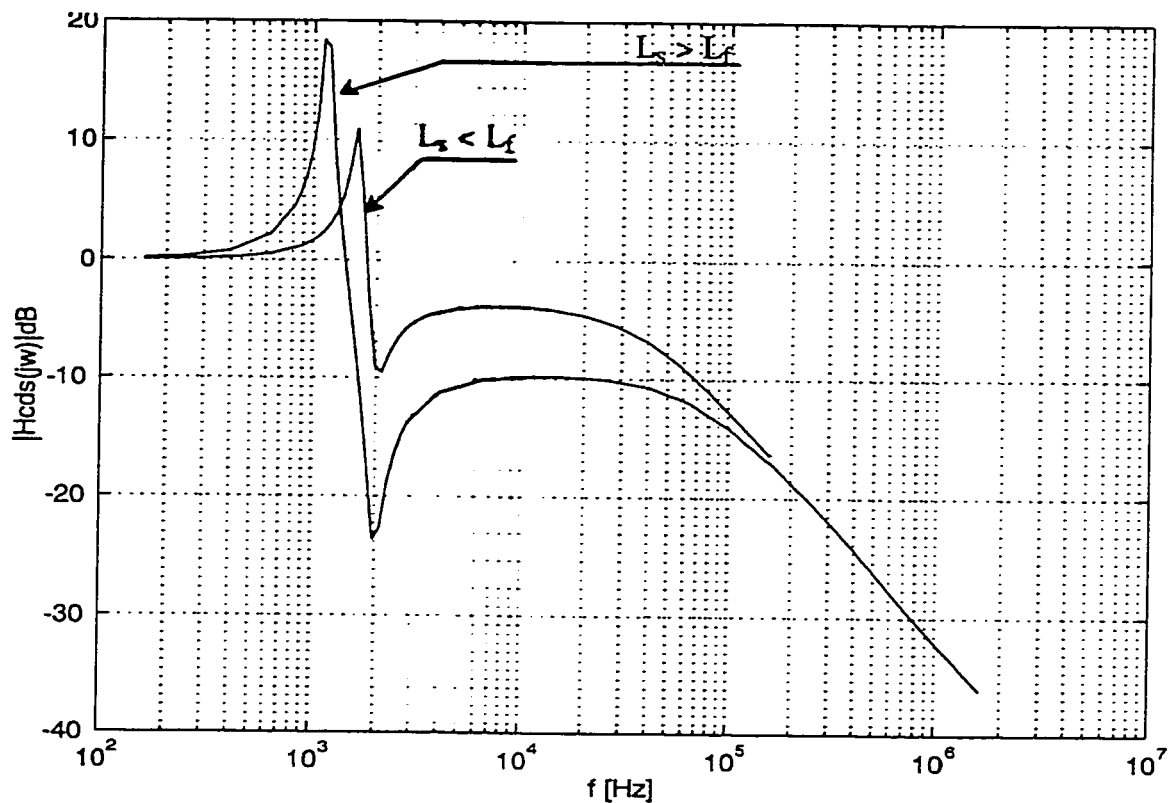


Figure 2.18: Caractéristique de fonction de transfert $H_{cds2}(j\omega)$ pour le filtre RLC amorti du 2^{ième} ordre en la présence de l'inductance de source $Z_s(j\omega)$

2.7.3 Fonction de transfert $H_{cds4}(j\omega)$ pour le filtre RLC amorti du type C avec $Z_s(j\omega)$

À la figure 2.16, on montre la caractéristique du filtre de type C seul qui indique bien le filtrage des harmoniques à partir de la fréquence d'échantillonnage égale à 2kHz. Cependant, avec la présence de l'impédance de la ligne, l'action de ce type de filtre est très affectée. Comme il est montré à la figure 2.19, la fréquence de coupure est devenue maintenant égale à 20kHz au lieu de 2kHz.

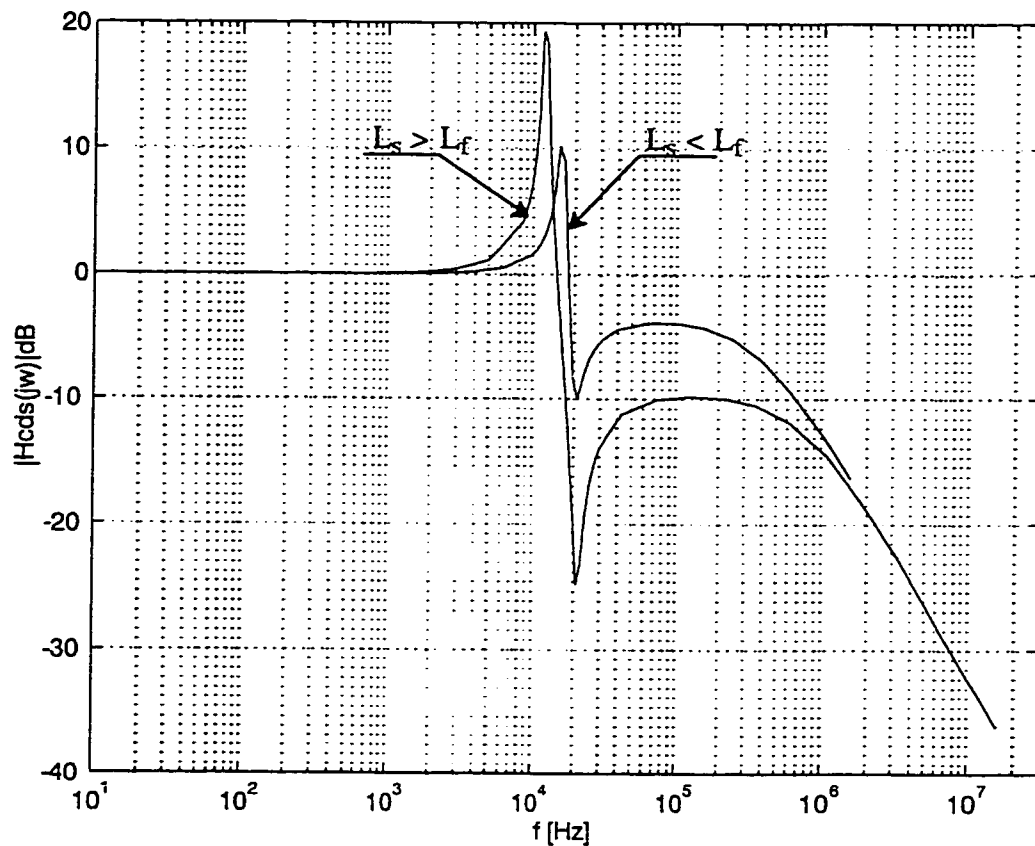


Figure 2.19 : Représentation de la fonction de transfert $H_{cds4}(j\omega)$ en la présence de l'impédance de la ligne

2.7.4 Fonction de transfert $H_{cds3}(j\omega)$ pour le filtre RLC du 3^{ième} ordre avec $Z_s(j\omega)$

L'objectif qu'on s'était assigné au début de cette étude, réduction du courant harmonique injecté au réseau à la fréquence d'échantillonnage ainsi que l'atténuation des courants harmoniques à hautes fréquences, semble être atteint en optant pour le filtre amorti du 3^{ième} ordre. La caractéristique donnée à la figure 2.20 témoigne de cette déduction.

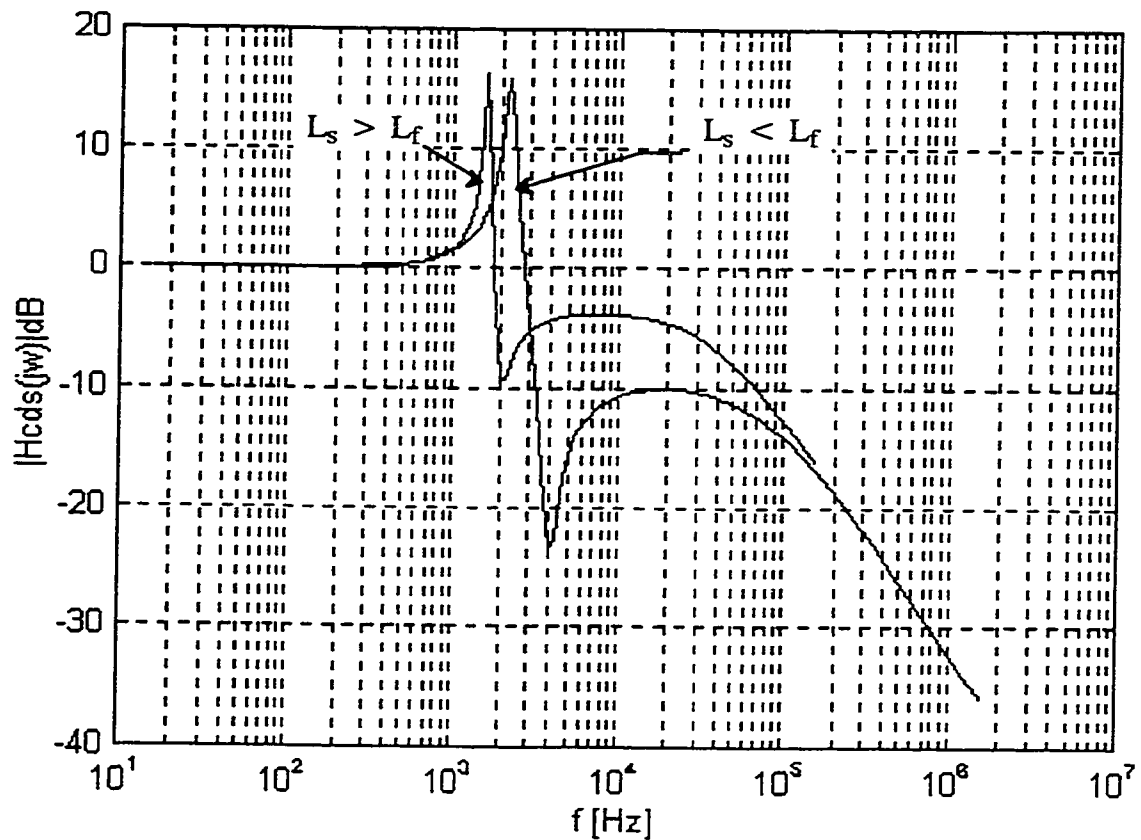
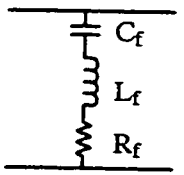
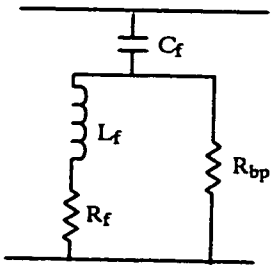
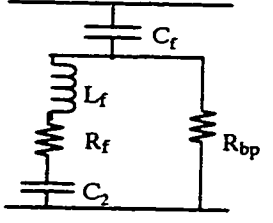
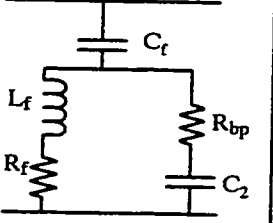


Figure 2.20 : Caractéristique de la fonction de transfert $H_{cds3}(j\omega)$ du filtre amorti du 3^{ième} ordre avec présence de l'impédance de source $Z_s(j\omega)$

Tableau 2.1 : Critères des filtres passifs

Type du filtre	Critères	Observations
 RLC série résonnant	✓ Offre une assez importante atténuation à la fréquence de coupure. ✓ laisse passer les harmoniques de basses et hautes fréquences	✓ Ce type de filtre est conseillé pour une seule fréquence de coupure
 RLC amorti du 2^{ème} ordre	✓ Offre une atténuation aux harmoniques à hautes fréquences en plus de la fréquence de coupure et ce, suivant un choix optimum de valeurs des résistances R_f et R_{bp}. ✓ Laisse passer les harmoniques à basses fréquences.	✓ Ce type de filtre est conseillé pour l'atténuation des harmoniques à hautes fréquences.
 RLC de type C	✓ Offre une atténuation à très hautes fréquences. ✓ Son fonctionnement est influencé par la présence de l'impédance de la ligne	✓ Ce type de filtre est conseillé pour des applications à très hautes fréquences.
 RLC amorti du 3^{ème} ordre	✓ Offre une atténuation à hautes fréquences. ✓ Son fonctionnement est moins influencé par la présence de l'impédance de la ligne	✓ Ce type de filtre est conseillé pour des applications nécessitant moins de pertes au fondamental.

Afin de donner une vision globale sur certains critères des filtres étudiés au cours de ce chapitre, le tableau (2.1) récapitulatif, offre ces différents critères servant pour le choix d'une configuration, d'un des filtres passifs susmentionnés, adaptée à une application bien spécifiée.

D'après les critères donnés dans ce tableau, et pour une certaine application bien définie, on peut sélectionner une configuration de filtre parmi celles qui y figurent. Pour notre application, le filtre RLC amorti du 3^{ième} ordre semble être le candidat à suggérer.

Une validation, dans l'environnement ENELMACH de SIMULINK, des modèles de filtres étudiés et simulés dans l'environnement MATLAB fera l'objet du troisième chapitre.

CHAPITRE III

Développement des modèles numériques des filtres de puissance

Ce chapitre présente la principale contribution faite dans le cadre de ce projet de mémoire au laboratoire de l'électronique de puissance de l'École Polytechnique de Montréal. Cette contribution consiste en une conception et intégration de modèles de filtres de puissance dans un environnement informatique pour l'étude des circuits de puissance.

Avant d'entamer les paragraphes touchant de plus près la contribution sus-mentionnée, on fait une brève présentation du logiciel MATLAB / SIMULINK et son module spécialisé ENELMACH utilisé pour fin de conception et d'analyse des circuits de puissance.

3.1 Logiciel de simulation (Matlab / Simulink)

Le mot MATLAB " *matrix laboratory* " est composé de deux parties, MAT. pour matrice et LAB. pour laboratoire . MATLAB est un environnement pour des calculs et des visualisations numériques à haute performance. Il s'agit aussi d'un logiciel à caractère mathématique très répandu dans les milieux académique et industriel.

Un des outils le plus intéressant de MATLAB est l'application SIMULINK qui constitue en fait un modèle intégré dans MATLAB. Ce modèle est un logiciel

qui aide à simuler facilement et avec une grande souplesse des systèmes linéaires et non-linéaires.

3.2 Intérêt de la solution SIMULINK

Dans la cadre des applications de l'électronique de puissance, le filtrage des courants harmoniques semble être de plus en plus un domaine très répandu tant dans le monde industriel que dans le monde académique. Toutefois, pour répondre aux exigences de certaines applications industrielles, de même que pour s'adapter aux besoins actuels de l'enseignement, un apprentissage théorique s'avère nécessaire et l'utilisation de la simulation numérique apparaît comme une exigence majeure. L'utilisation d'un logiciel spécialisé dédié à la modélisation des systèmes d'entraînement des machines électriques et par conséquent de l'électronique de puissance devient un appui fort pour une bonne compréhension de la matière et pour la validation des résultats pratiques.

L'existence dans la section d'Électronique et Énergie de l'École Polytechnique de Montréal d'une infrastructure informatique, offre un environnement fiable à l'implantation d'outils de travail dans le domaine d'étude de filtrage de courants harmoniques injectés, par des applications de l'électronique de puissance, dans le réseau électrique.

Dans ce contexte, MATLAB et implicitement SIMULINK se prêtent très bien à la description de branches de filtrage à partir de leurs fonctions de transfert.

Les éléments existants dans la librairie de SIMULINK et notamment dans ENELMACH permettent de façon simple de bâtir et de simuler de manière satisfaisante les blocs de filtres passifs.

Donc, dans le choix de l'environnement SIMULINK aux fins de la présente étude, un élément d'importance qui a été considéré fut les travaux antérieurs du groupe de recherche au laboratoire de l'électronique de puissance de l'École Polytechnique de Montréal (GHEORGHE, 1995). Le fait que ces produits proviennent d'un milieu académique, ils possèdent alors une certaine qualité vis-à-vis l'apprentissage et la compréhension pour les étudiants, spécialement au point de vue didactique.

Toutes ces remarques se sont constituées comme l'élément décisif qui nous a orienté vers le choix de la solution SIMULINK.

3.3 Modèles développés

SIMULINK est un outil dédié à l'étude des systèmes dynamiques. Il fonctionne sous les environnements XWINDOWS de UNIX et WINDOWS de MS-DOS. Les figures 3.1 et 3.2 présentent respectivement le menu principal de SIMULINK et un exemple d'une de ses librairies de base, ici est présentée la librairie de " Sources ".

À partir des éléments de base contenus dans les divers librairies de SIMULINK, une autre librairie a été créée et dédiée aux entraînements à vitesse variable et à l'électronique de puissance (GHEORGHE, 1995). Dans ce qui suit, nous allons présenter

les modèles des éléments passifs utilisés pour la construction des modèles de filtres de puissance.

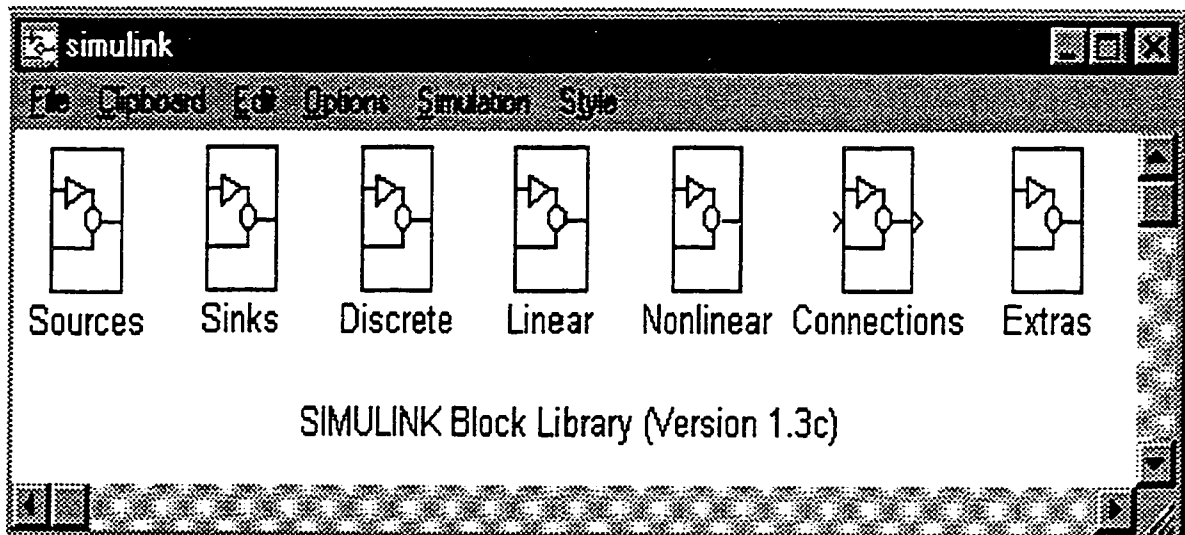


Figure 3.1 : Menu principal de SIMULINK

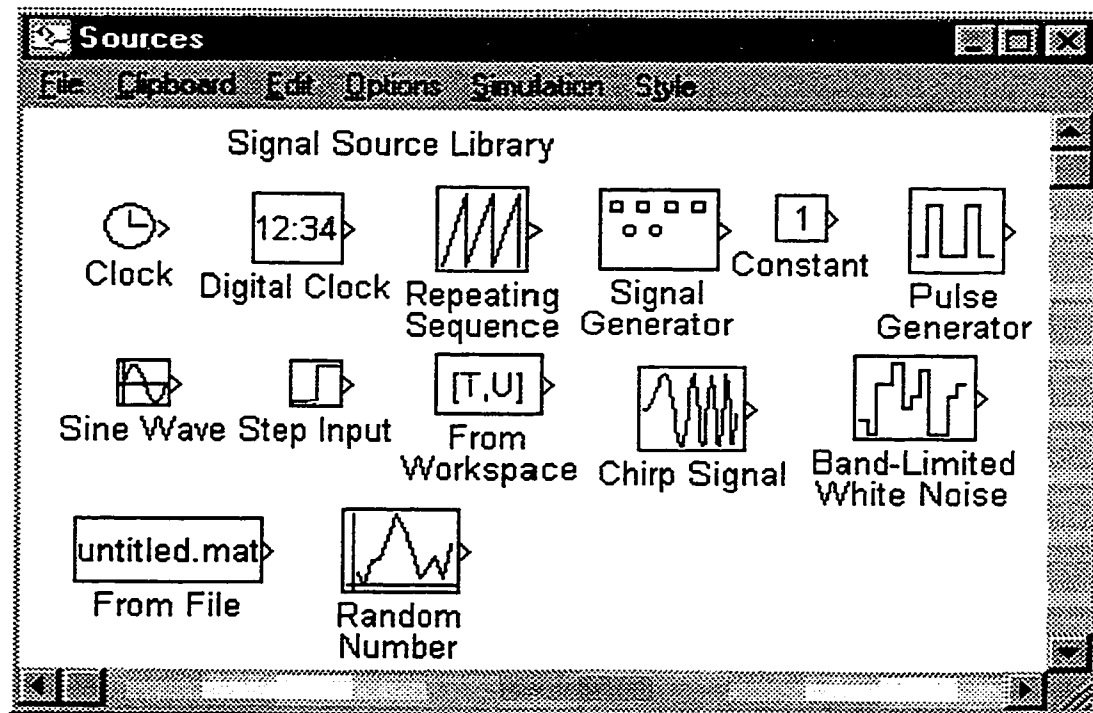


Figure 3.2 : Menu de la librairie de Sources

3.4 Technique nodale

Afin de maintenir la topographie d'un certain circuit, il est préférable que tous les modèles des éléments soient développés de la même manière. Cependant, dans la technologie des noeuds, un certain principe est considéré pour la représentation de tous les éléments. Ce principe consiste à fixer les entrées de ces éléments comme étant des entrées en tension et les sorties sont en courant. Dans une telle situation, le problème qui se manifeste était de réaliser le couplage entre ces éléments. La solution repose sur l'insertion d'un condensateur de faible capacité à la sortie d'un élément. Ce condensateur sert alors d'intégrateur de courant produisant ainsi une tension de sortie qui pourra servir à alimenter le bloc d'un autre élément. La figure 3.3 donne l'aspect extérieur et le contenu du bloc de noeud bâti à partir d'un condensateur noté C_N .

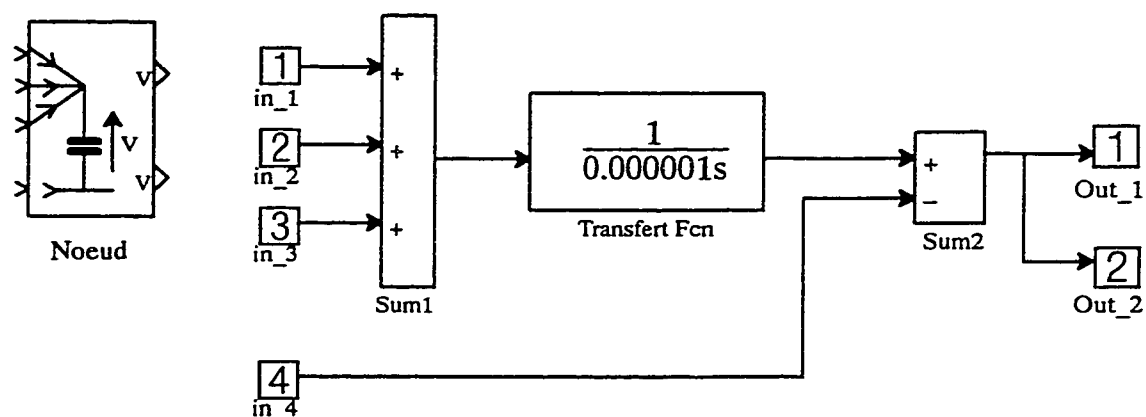


Figure 3.3 : Aspect extérieur et contenu du bloc “ Noeud ”

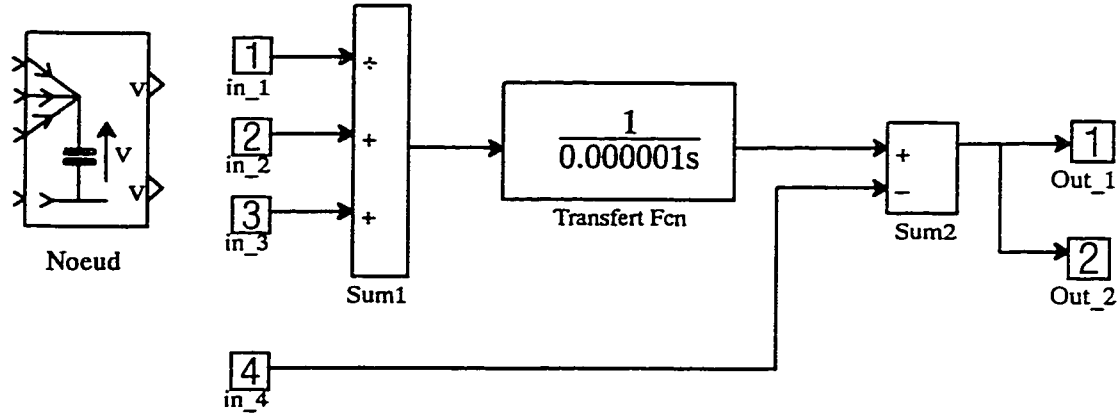


Figure 3.3 : Aspect extérieur et contenu du bloc “ Noeud ”

$$Q = \int \sum I dt \quad (3.2)$$

Avec $\sum I$ représente la somme des courants qui entrent dans le noeud. Donc à partir des expressions (3.1) et (3.2) on peut écrire :

$$V = \frac{1}{C_N} * \int \sum I dt \quad (3.3)$$

$$\Rightarrow V(s) = \frac{1}{sC_N} * \sum I(s) \quad (3.4)$$

Avec V est la tension d'un noeud référée à la tension du noeud de référence V_0 .

Néanmoins, la valeur de la capacité utilisée est liée aux petites constantes de temps du circuit modélisé. À partir de l'expression (3.3), on obtient :

$$C_N = \frac{I}{(V * f)} \quad (3.5)$$

D'après la formule (3.5), la valeur de la capacité est fonction de la fréquence par laquelle

fonctionne le circuit. Pour de faibles fréquences (i.e. fréquences inférieures ou égales au kilohertz), on suggère un ordre de grandeur de $1\mu\text{F}$ comme valeur de la capacité du condensateur C_N du Noeud. Par contre, pour des fréquences trop élevées, il faut prendre soin de diminuer les capacités des noeuds.

3.5 Modèle d'inductance

Afin de tenir compte des oscillations causées par les condensateurs des noeuds à la présence d'une inductance, une mise en parallèle d'une résistance R_{amort} avec l'inductance faisant part du circuit devient comme nécessaire. Dans ces conditions, la loi d'ohm appliquée aux bornes de cet élément donne l'expression suivante :

$$V_L(s) = Z_{\text{eq}}(s) * I(s) \quad (3.6)$$

avec :

$$Z_{\text{eq}}(s) = \frac{sL * R_{\text{amort}}}{sL + R_{\text{amort}}} \quad (3.7)$$

La valeur de la résistance R_{amort} est choisi de telle façon que les oscillations soient amorties dans un court temps sans que les résultats de la simulation soient influencés de façon mesurable. La figure 3.4 montre le schéma du bloc correspondant à une inductance.

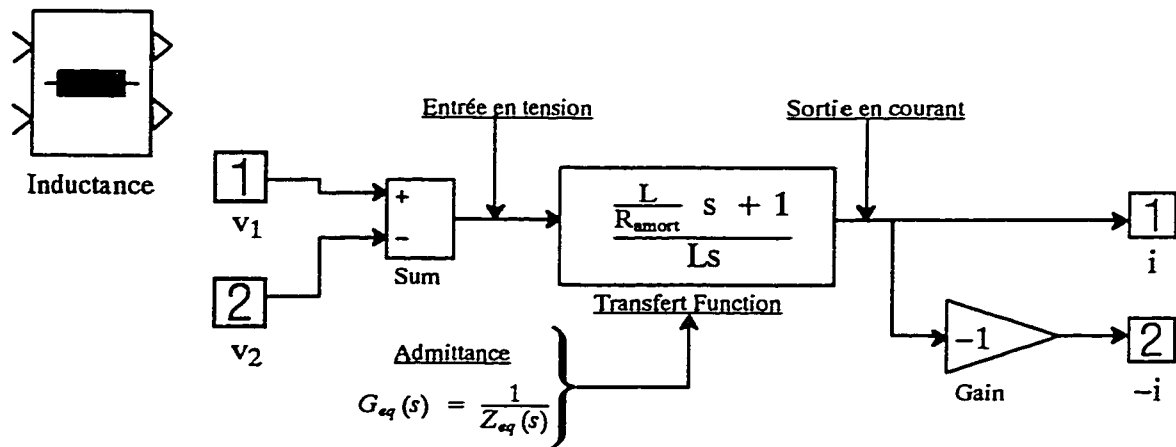


Figure 3.4 : Bloc d'inductance et son contenu

3.6 Modèle du condensateur

Pour des raisons de stabilité numérique, on place en série avec le condensateur C une résistance R_{st_nm} de très faible valeur (i.e. $R_{st_nm} \approx 10^{-4}$).

La figure 3.5 donne la représentation du bloc et de son contenu.

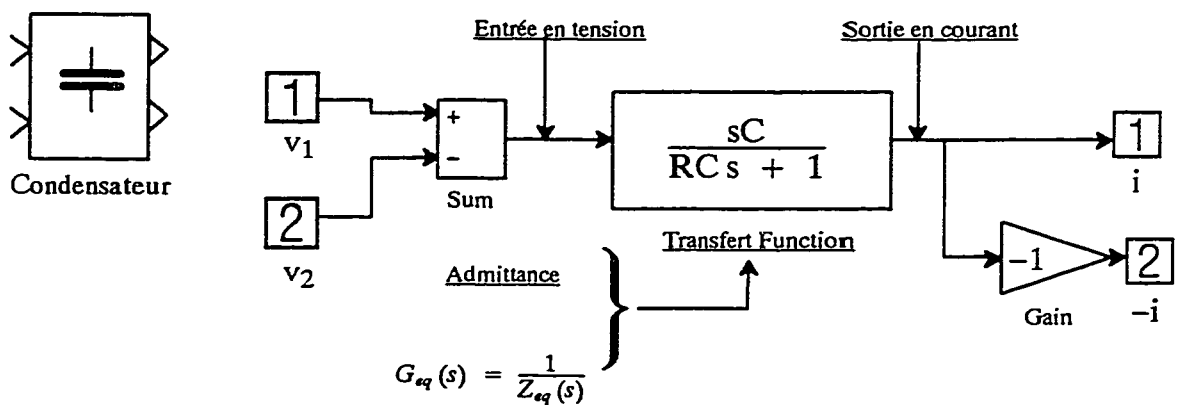


Figure 3.5 : Bloc du condensateur et son contenu

3.7 Modèle de La résistance

Une résistance est tout simplement modélisée par un bloc de gain. Ce dernier correspond à la valeur de la résistance R . La figure 3.6 donne la configuration de cet élément.

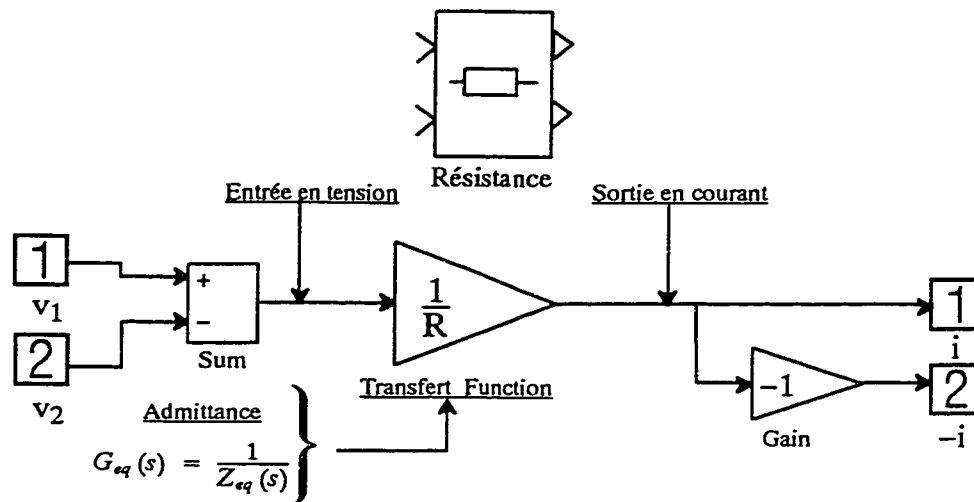


Figure 3.6 : Bloc de la résistance et son contenu

Avant d'arriver aux modèles de filtres, il est pertinent de mentionner que la procédure globale de masquage se trouve décrite en détails (Math Works inc., 1992). En plus, les modèles de filtres créés seront intégrés dans ENELV1_3. Ce dernier est un fichier de commande bâti dans l'environnement MATLAB et se trouve dans le sous-répertoire TOOLBOX. Pour lancer ce programme, il suffit de taper le mot ENELV1_3 dans la ligne de commande de MATLAB. Afin d'avoir une idée générale sur l'aspect d'ENELMACH et d'ENELV1_3, on présentons respectivement aux figures 3.7 et 3.8 le menu principal de ce fichier de commande avant et après insertion des blocs de filtres. Le premier menu donné à la figure 3.7 représente

la version originale d'ENELMACH et celui de la figure 3.8 décrit la deuxième version numérotée 1_3. Ces deux versions existent toutes les deux dans le même répertoire.

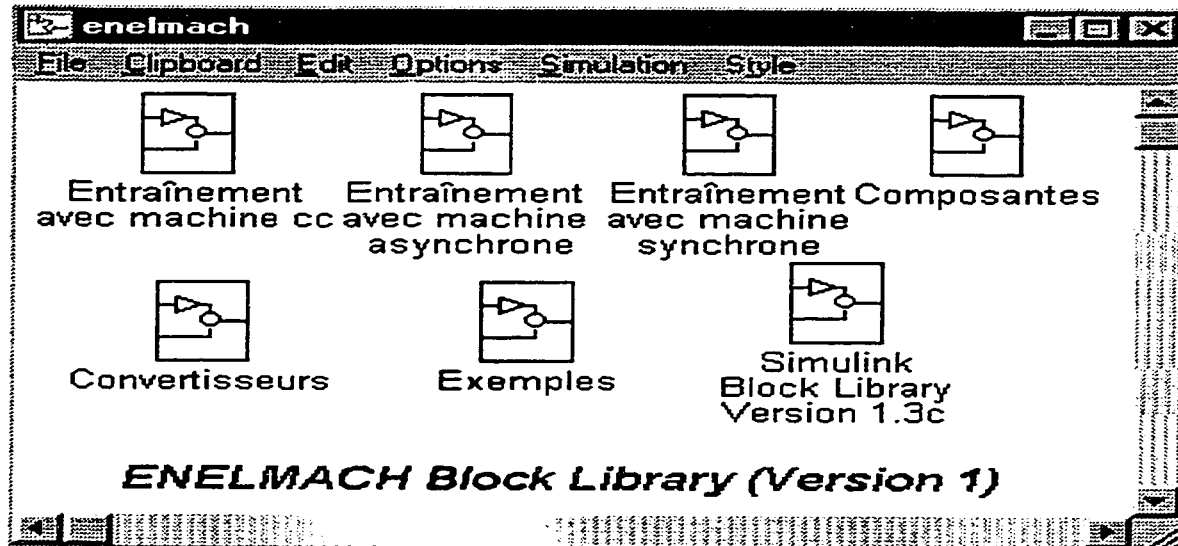


Figure 3.7 : Menu principal d'ENELMACH version 1

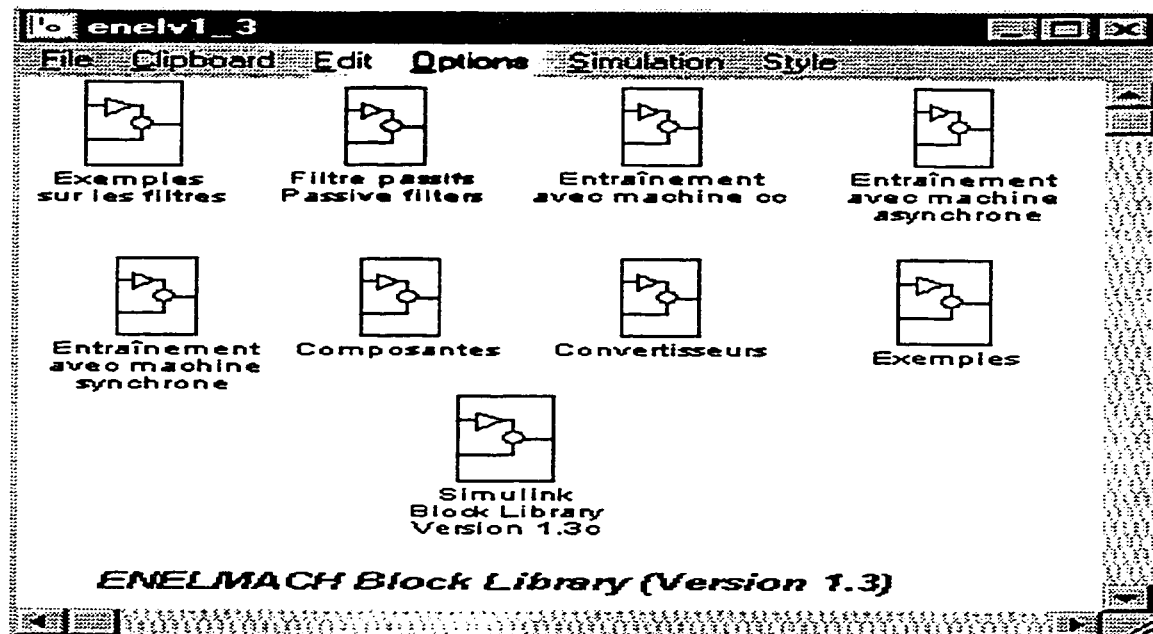


Figure 3.8 : Menu principal d'ENELMACH version 1.3

3.8 Modèles de filtres passifs bâtis dans ENELMACH version 1_3

Six modèles de filtres sont conçus et bâtis dans ENELMACH version 1_3. Ces modèles sont; le filtre du 1^{er} ordre du type RC séries, les filtres du 2^{ième} ordre tels que les filtres RLC non-amortis et amortis et les filtres du 3^{ième} ordre à savoir le filtre RLC amorti du 3^{ième} ordre et de type C. Dans les paragraphes qui seront donnés par la suite, nous allons présenter le bloc de chacun de ces filtres seul, testé et validé dans l'environnement MATLAB / SIMULINK, en dernier lieu, une étude de ces blocs de filtres en la présence de l'impédance de source terminera cette étude dans l'environnement sus-mentionné. En ce qui concerne la conception de ces filtres, la connaissance de l'impédance de chacun de ces filtres aidera à bâtir chaque bloc correspondant. Pour accéder aux blocs de filtres, un double clique sur le bloc "Filtres passifs" permet d'ouvrir la fenêtre correspondante. À la figure 3.9, est présenté le menu principal de ce bloc.

3.9 Contenu des blocs de filtres

Avant de présenter les résultats de simulation obtenus lors de la validation des filtres, on va mettre en valeur le contenu de chacun des filtres du menu donné à la figure 3.9.

3.9.1 Modèle du filtre RC série

Comme le filtre RC introduit des oscillations de résonance dues à la présence de l'inductance de la ligne, ce type de filtre ne fut pas jugé convenable pour son application avec le Convertisseur Direct de Fréquence CDF. Mais, pour des raisons académiques, ce filtre du 1^{er} ordre sera joint à la librairie des filtres qui sera bâtie et intégré dans le fichier de commande ENELV1_3. À la figure 3.10 on montre le schéma bloc du filtre RC ainsi que son contenu.

Rappelons que l'expression de l'impédance des filtres est donnée par :

$$Z_f(s) = \frac{U_f(s)}{I_f(s)} \quad (3.8)$$

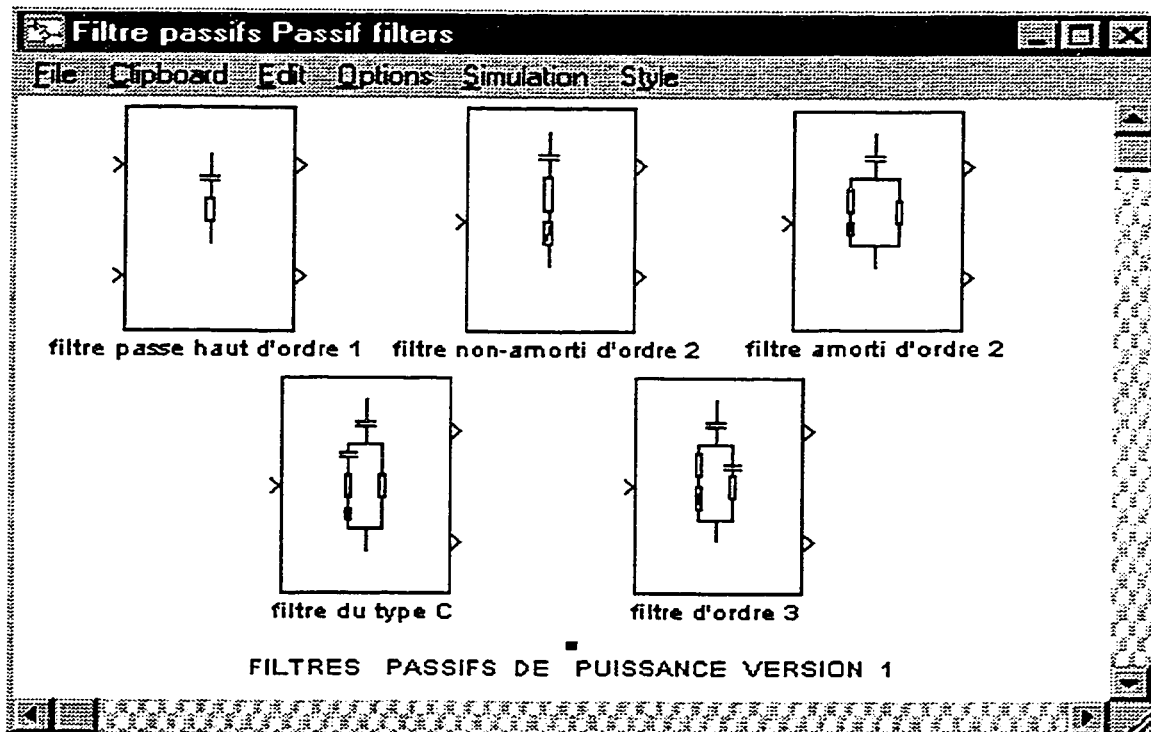


Figure 3.9 : Menu principal des blocs de filtres passifs de puissance

Toutefois à l'intérieur du bloc, l'expression du filtre est normalisée sous forme d'admittance:

$$Y_f(s) = \frac{1}{Z_f(s)} = \frac{I_f(s)}{U_f(s)} \quad (3.9)$$

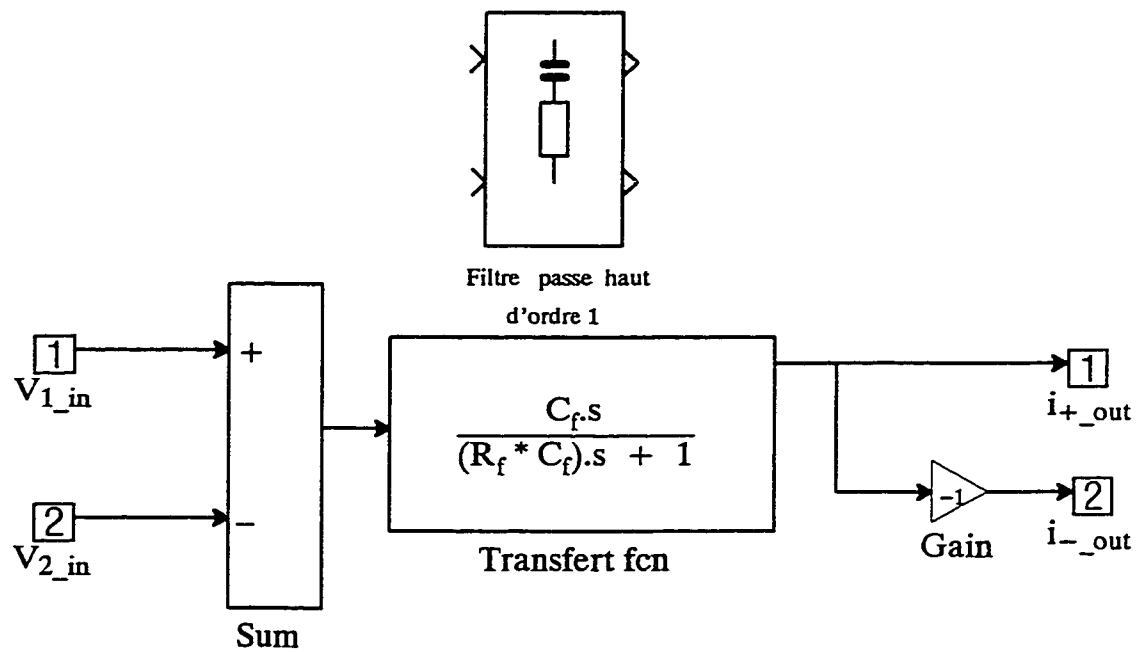


Figure 3.10 : Bloc du filtre RC du premier ordre et de son contenu

3.9.2 Modèle du filtre RLC non-amorti du second ordre

On présente à la figure 3.11 les aspects extérieur et intérieur du bloc représentant le filtre RLC non-amorti du 2^{ième} ordre. L'admittance Y_f de ce bloc de filtre est calculée selon la relation donnée par l'expression 3.9.

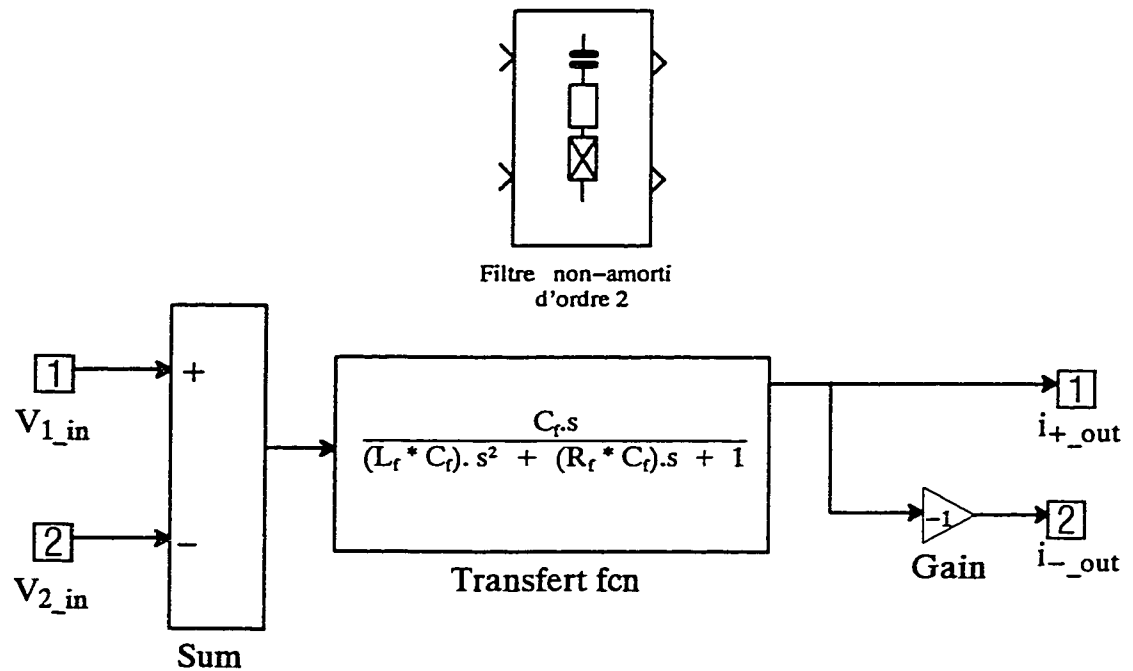


Figure 3.11 : Aspect intérieur et extérieur du bloc de filtre RLC du 2^{ième} ordre

3.9.3 Modèle du filtre RLC amorti de second ordre

Une deuxième solution, après celle du filtre non amorti du 2^{ième} ordre proposée pour remédier au problème principal causé par le filtre passe-haut RC avec la présence de l'impédance de source, permet de détourner l'inconvénient offert par le filtre RLC non amorti. Cette solution résulte du filtre RLC amorti du second ordre. On présente le bloc correspondant à ce filtre ainsi que son contenu à la figure 3.12.

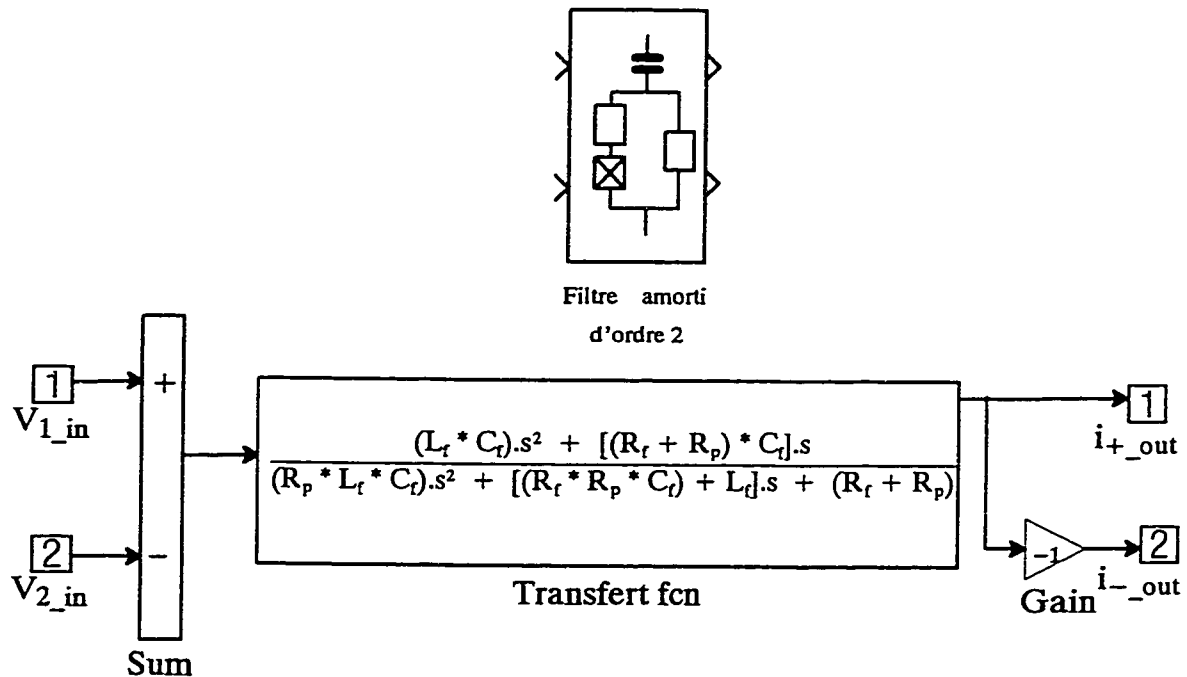


Figure 3.12 : Aspect du bloc du filtre RLC amorti du 2^{ème} ordre et de son contenu

3.9.4 Modèle du filtre RLC de type C

L'aspect extérieur et le contenu de ce bloc sont présentés à la figure 3.13. Le filtre RLC de type C est représenté par son admittance Y_f déduite à partir de l'expression (3.9).

3.9.5 Modèle du filtre RLC amorti du troisième ordre

L'aspect extérieur et la structure interne de ce type de filtre sont présentés à la figure 3.14.

Comme on peut le constater, les blocs de filtres ont la même structure interne. Celle-ci est constituée de l'admittance $Y_f(s)$. Cette admittance est considérée en fait

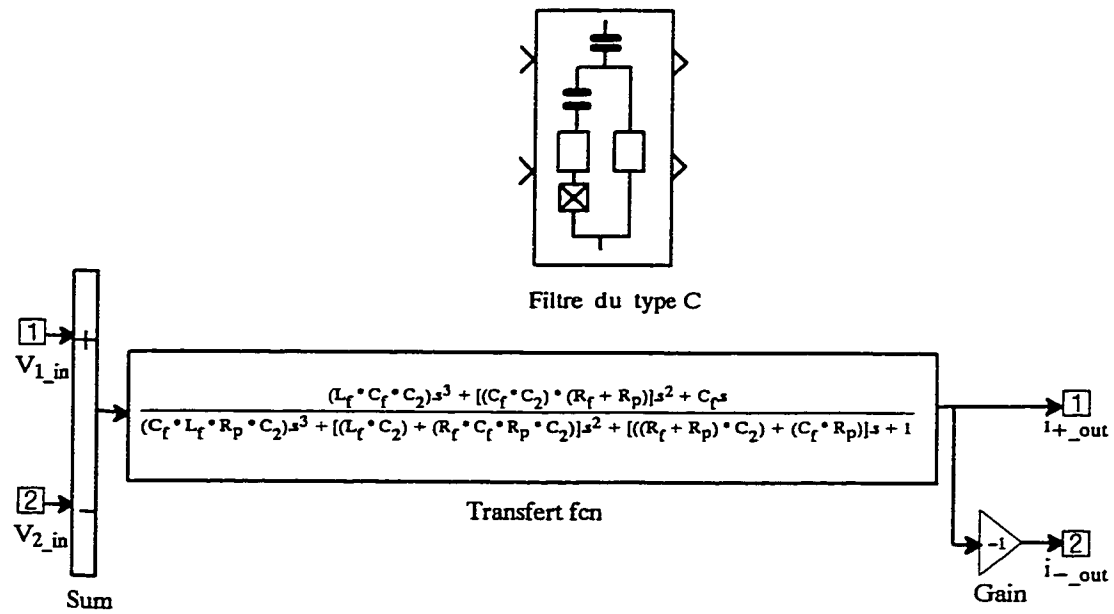


Figure 3.13 : Aspect extérieur et contenu du bloc de filtre RLC type C

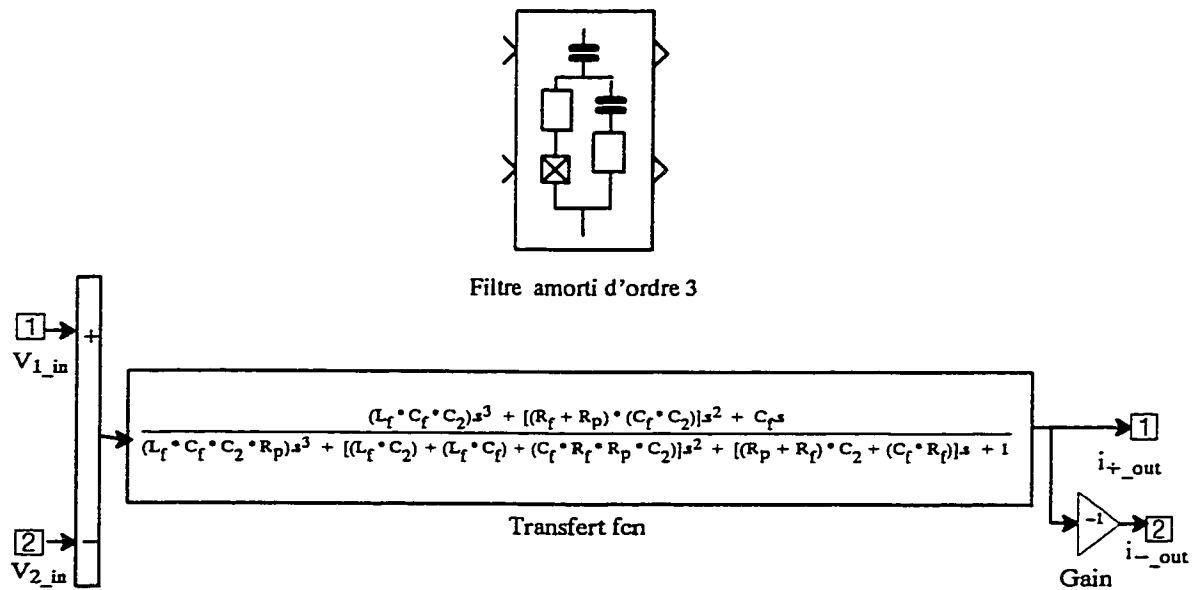


Figure 3.14: Aspect extérieur et contenu du bloc du filtre RLC amorti du 3^{ème} ordre

comme étant le coeur de cette topologie et pour chaque bloc elle représente le filtre correspondant. Elle est constituée aussi de deux entrées regroupées par un sommateur et d'une sortie directe et une autre inverse.

3.10 Résultats de simulation pour les filtres seuls

Sur la base des cinq modèles de circuits regroupés en blocs de filtres du menu principal donné à la figure 3.9, on va présenter les résultats obtenus par voie de simulation dans l'environnement SIMULINK comparés à ceux obtenus par MATLAB.

Pour valider ces blocs de filtres, les résultats attendus doivent correspondre exactement à ceux obtenus par MATLAB et bien évidemment à ceux qu'on peut retrouver dans la littérature scientifique. La méthode utilisée, pour réaliser les simulations avec SIMULINK, a été de créer un vecteur d'impédance Z_f du filtre à partir du vecteur de fréquence f . À chaque valeur de la fréquence, on doit déterminer la valeur de la tension U_f appliquée aux bornes du bloc de filtre et le courant I_f qui en résulte. Pour cette raison, chaque circuit d'essai aura la structure donnée à la figure 3.15. Ce circuit consiste en une mise en cascade d'un bloc de tension sinusoïdale d'amplitude 2V, d'une résistance r de valeur 2Ω afin d'avoir à la sortie un courant d'amplitude 1A (cette valeur du courant est choisie arbitrairement), du bloc "Noeud" servant pour la conversion courant / tension et du bloc du filtre. Des boucles respectives en tension et en courant complètent le circuit. Les

tableaux donnant le résultat de chacune des manipulations faite au niveau de chaque bloc de filtre sont donnés en annexe [B3]. Les fenêtres, donnant accès au changement et au contrôle des valeurs des éléments de filtrage, accompagnent chacun des circuits d'évaluation correspondant.

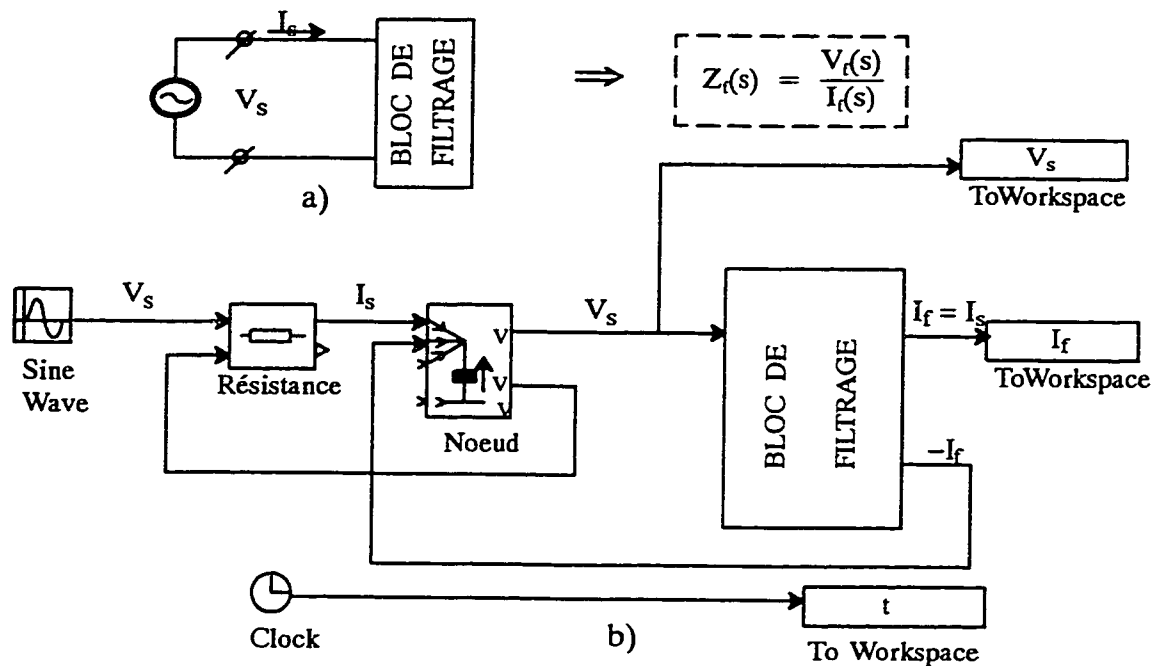


Figure 3.15 : Circuit d'évaluation des blocs de filtres
a) circuit électrique b) schéma bloc

3.10.1 Validation du bloc de filtre RC

À partir du circuit bloc de la figure 3.15.b, on construit le circuit de la figure 3.16. En appliquant la formule donnée par l'expression (2.1) et en faisant varier la valeur de la fréquence, on aboutira à la fin au vecteur d'impédance représentant le filtre. Par la suite, on représente, à l'aide d'un graphique avec une échelle logarithmique, le vecteur impédance associé au filtre. Le résultat de cette

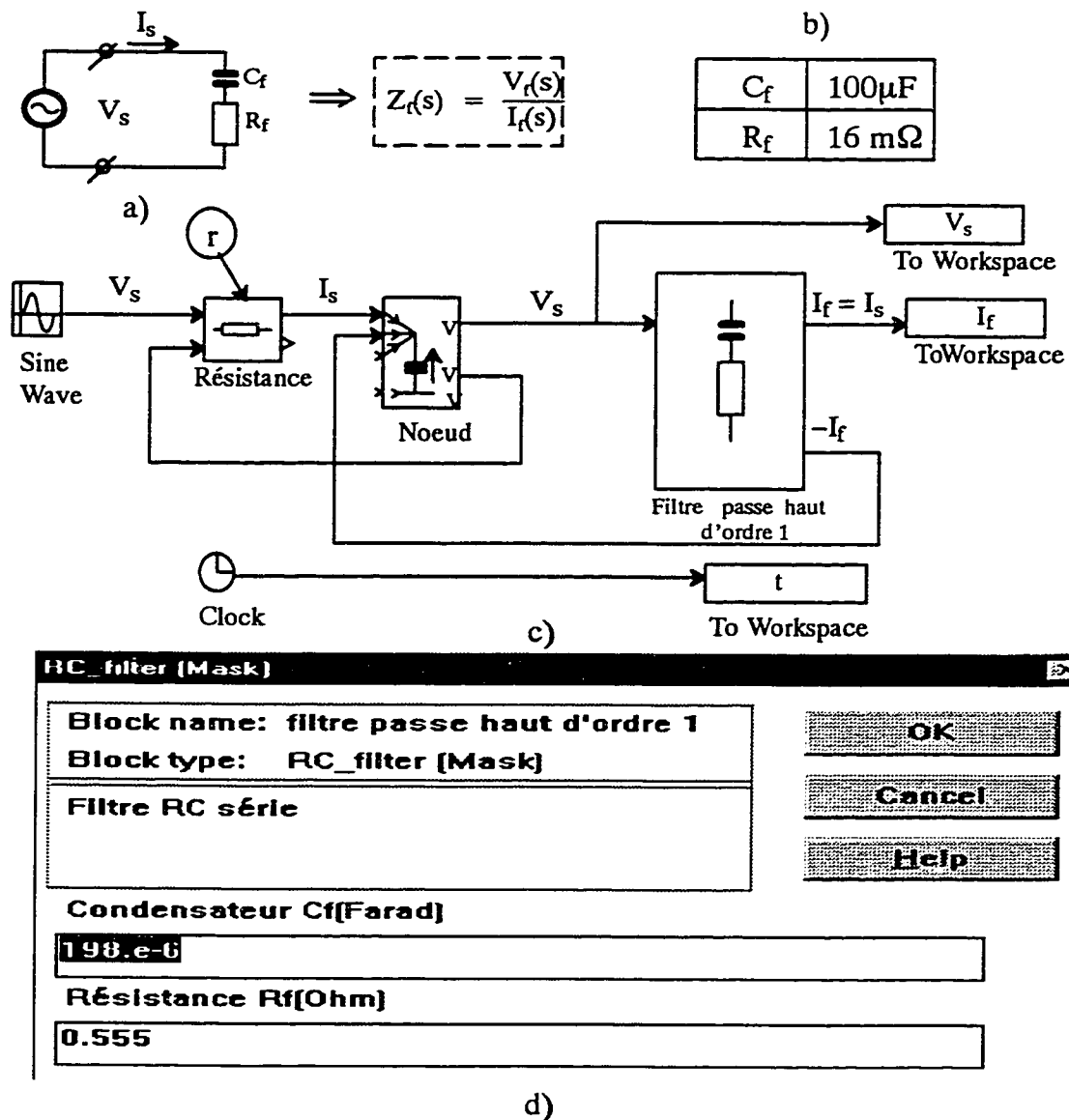


Figure 3.16 : Circuit d'évaluation du bloc RC
 a) circuit électrique b) tableau de valeurs du bloc RC c) schéma bloc
 d) boîte de dialogue

manipulation est donné à la figure 3.17. Également, à la figure 3.17 on présente le résultat obtenu dans l'environnement MATLAB pour le même bloc. D'après ce résultat, on observe que les deux caractéristiques se superposent point par point d'où l'on peut déduire la validité du bloc en question.

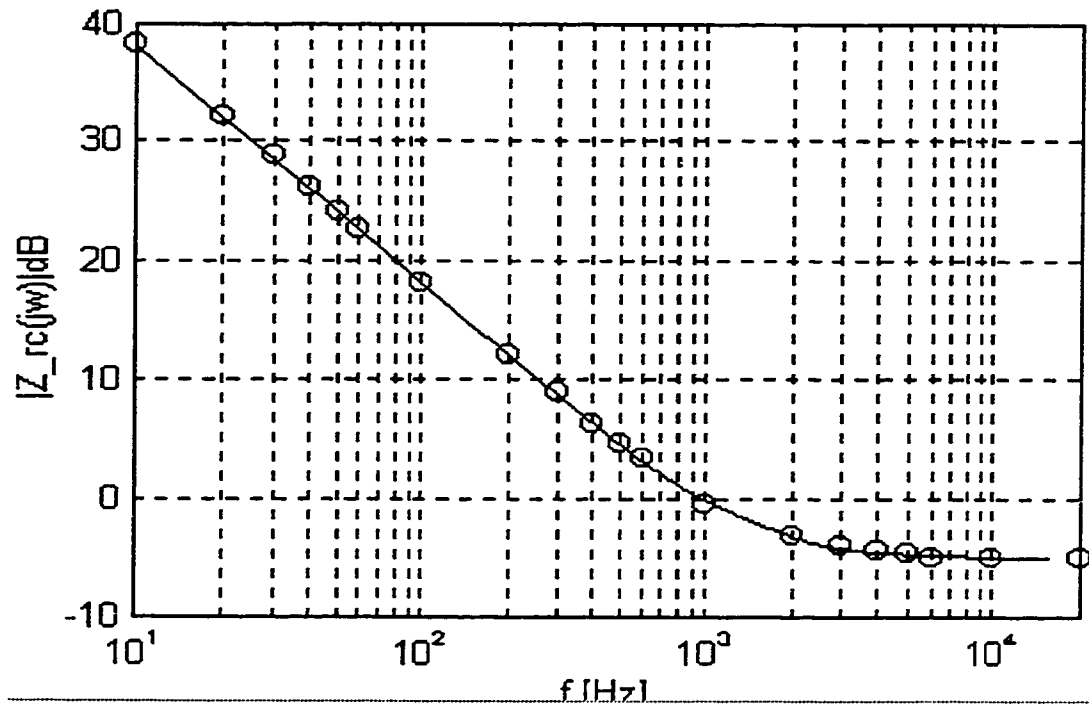


Figure 3.17 : Impédance du filtre RC dans une échelle logarithmique

Légende :

— Réponse donnée par MATLAB

o Réponse donnée par le bloc construit dans ENELV1_3

3.10.2 Validation du bloc de filtre RLC résonnant

La figure 3.18 montre l'aspect du circuit bloc utilisé pour fin de validation du bloc RLC non-amorti du 2^{ième} ordre. Le but est toujours de construire un vecteur d'impédance Z_f pouvant représenter le filtre correspondant. Dans le résultat donné à la figure 3.19, on constate une légère différence aux alentours de la fréquence de résonance (correspondant à la fréquence d'échantillonnage du CDF) entre les deux solutions données par MATLAB et par le bloc du filtre construit dans ENELMACH version 1_3. La simulation du bloc RLC résonnant démontre que le calcul de

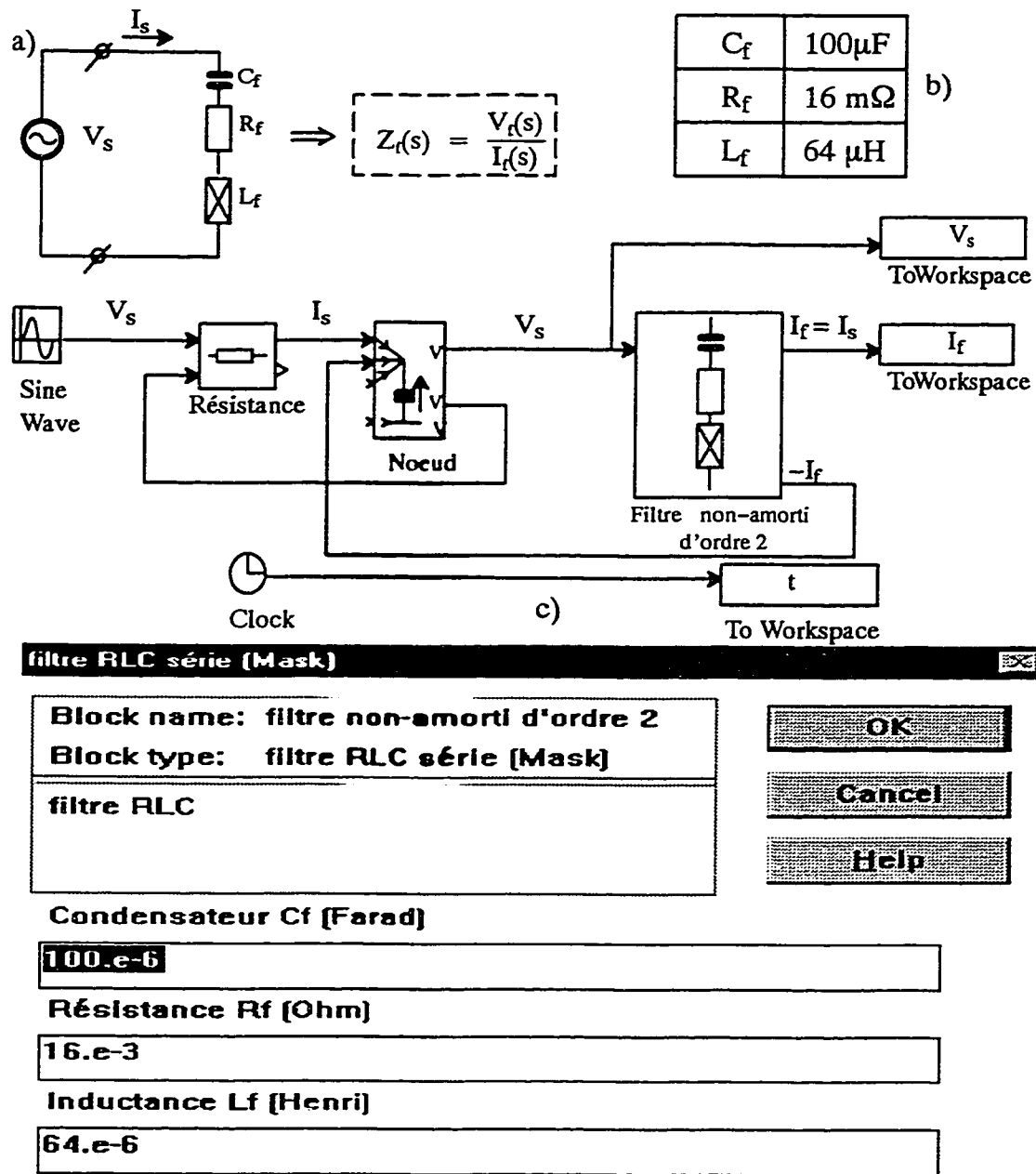


Figure 3.18 : Circuit d'évaluation du bloc RLC résonnant
a) circuit électrique b) tableau de valeurs du bloc RLC résonnant
c) Schéma bloc d) Boîte de dialogue

l'impédance du filtre fait point par point est belle est bien accordée sur la fréquence de résonance qui est la fréquence d'échantillonnage f_e du CDF. Par contre

le calcul fait par MATLAB version 4 donne la résonance à une fréquence légèrement supérieure à 2kHz. Ceci peut être expliqué du fait que cette version de MATAB ne permet pas de calculer un nombre suffisant de points avec la commande BODE qu'on trouve dans le " Signal Processing TOOLBOX ". Cependant, le résultat présenté à la figure 2.13 donne une résolution plus fine car elle était faite par MATLAB version 5 sur IBM qui nous a permis d'avoir un plus grand nombre de points de calcul et par conséquent une présentation plus fidèle de la caractéristique de l'impédance du filtre RLC résonnant du deuxième ordre.

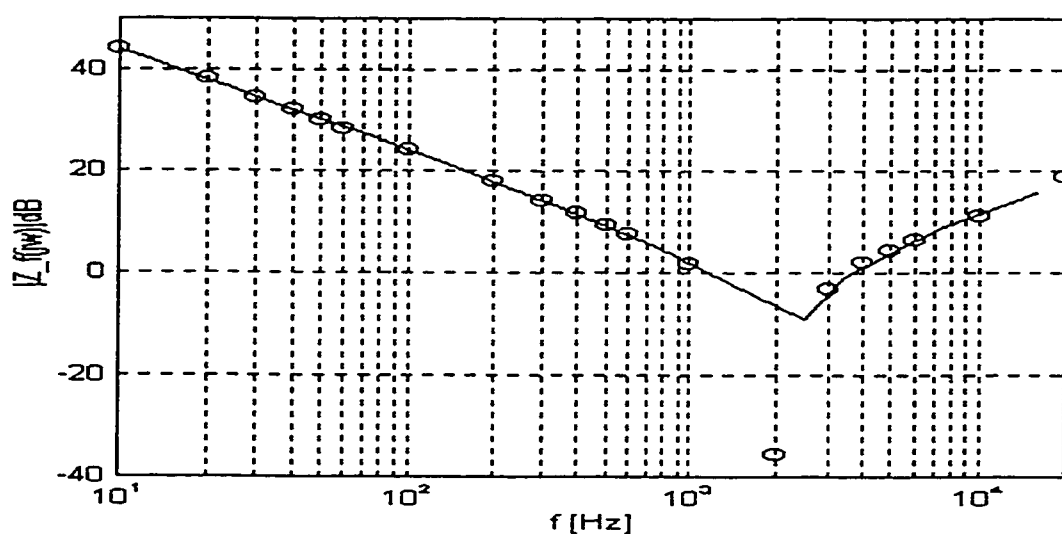


Figure 3.19 : Impédance du bloc RLC résonnant

Légende : — Réponse donnée par MATLAB
 o Réponse donnée par ENELV1_3

3.10.3 Validation du bloc du filtre RLC amorti du deuxième ordre

Sur la base du circuit de la figure 3.20, indiquant le montage utilisé

pour fin d'évaluation du bloc de filtre RLC amorti du deuxième ordre, on présente à la figure 3.21 le résultat obtenu par voie de simulation du même bloc de filtrage.

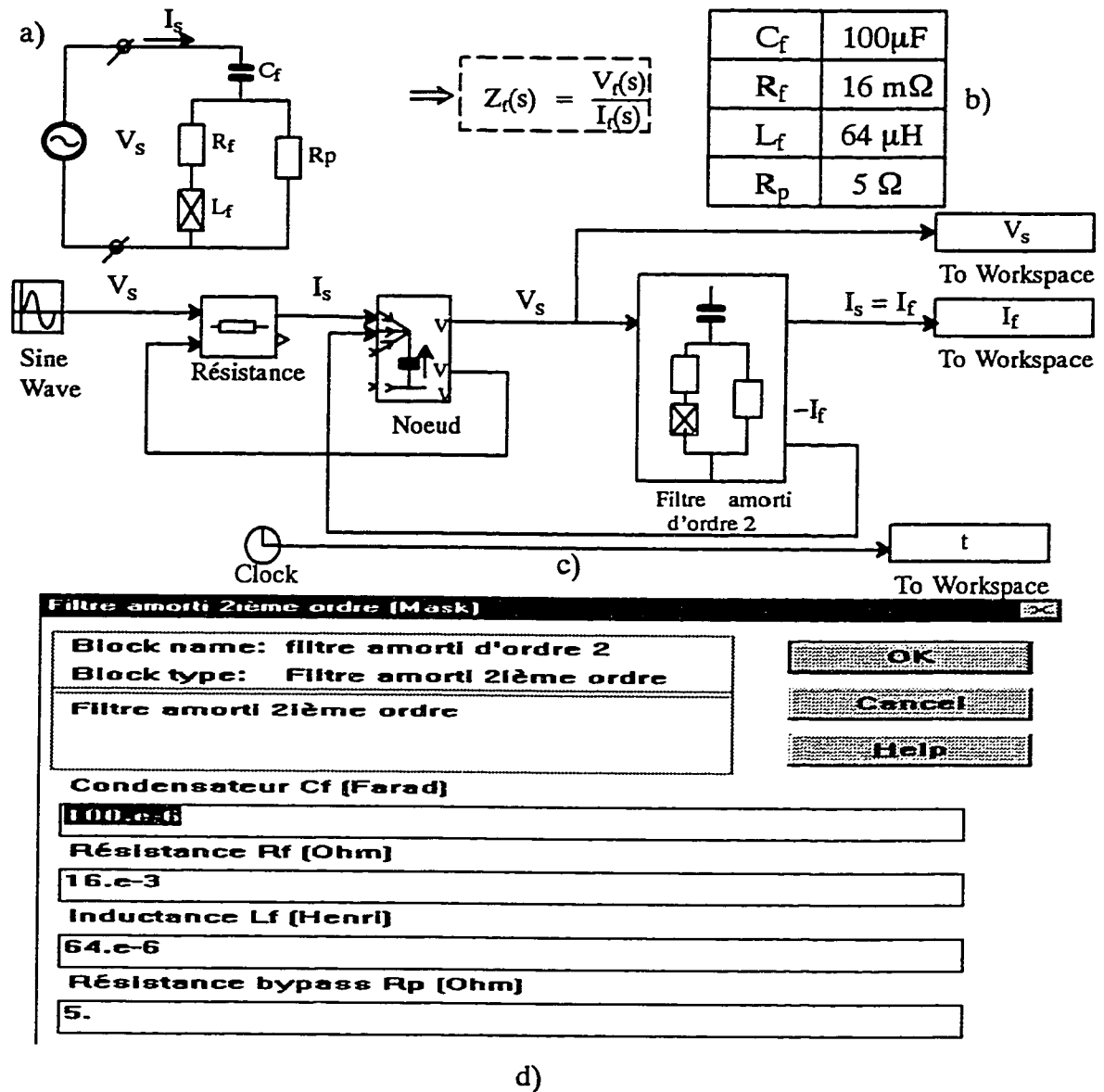


Figure (3.20) : Circuit d'évaluation du bloc RLC amorti
a) circuit électrique b) tableau de valeurs du bloc RLC amorti du 2^{ème} ordre c) schéma bloc d) boîte de dialogue

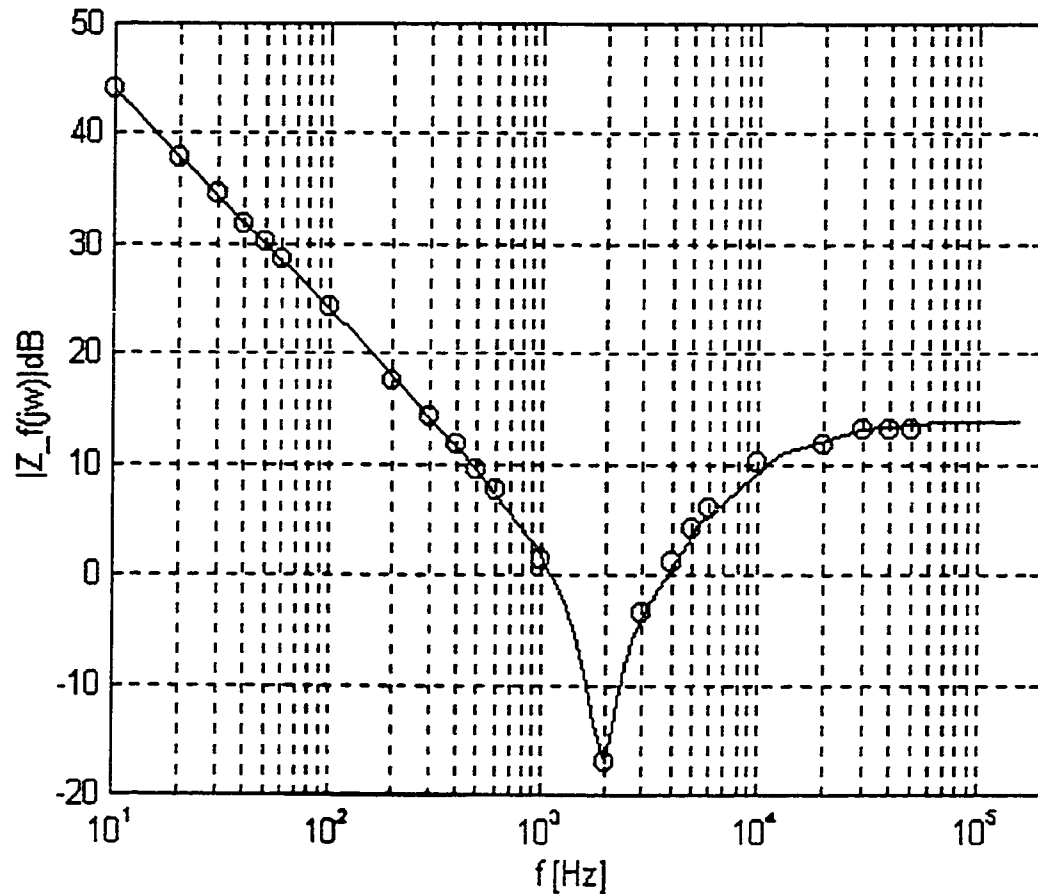


Figure 3.21 : Résultat de simulation du bloc RLC amorti superposé à celui donné par MATLAB

3.10.4 Validation du bloc RLC amorti du type C

Les figures 3.22, 3.23 et 3.24 montrent respectivement le circuit de la validation du bloc RLC amorti du type C et le résultat de simulation obtenu dans SIMULINK superposé à celui offert par MATLAB, pour deux cas de choix de la valeur de la capacité C_2 . Le tableau obtenu lors de la manipulation du circuit de la figure 3.22 ainsi que les programmes réalisés dans MATLAB menant aux résultats indiqués aux la figures 3.23 et 3.24 sont fournis en annexe [B3].

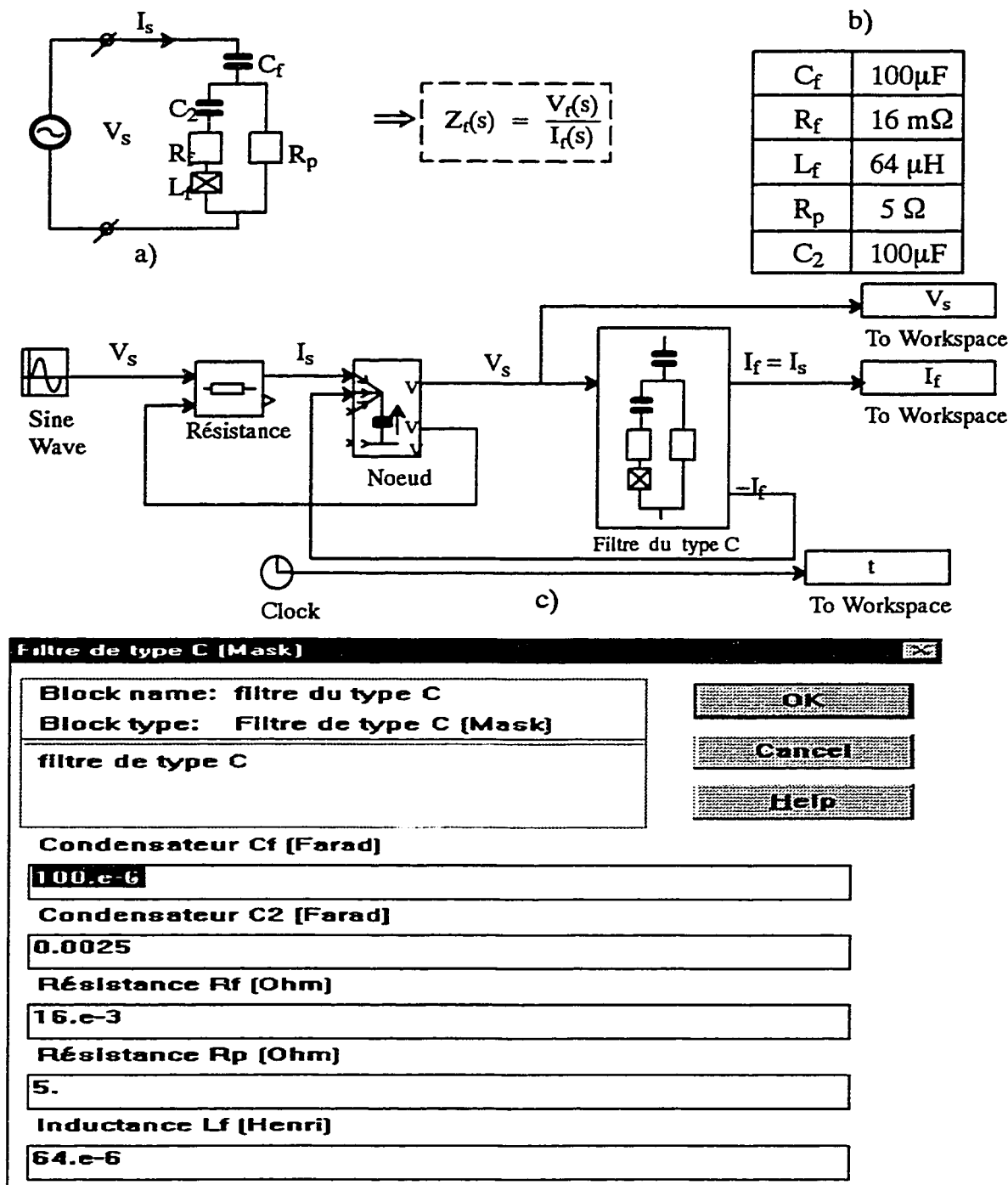


Figure 3.22 : Circuit d'évaluation du bloc RLC amorti du type C
a) circuit électrique b) tableau de valeurs du bloc RLC du type C
c) schéma bloc d) boîte de dialogue

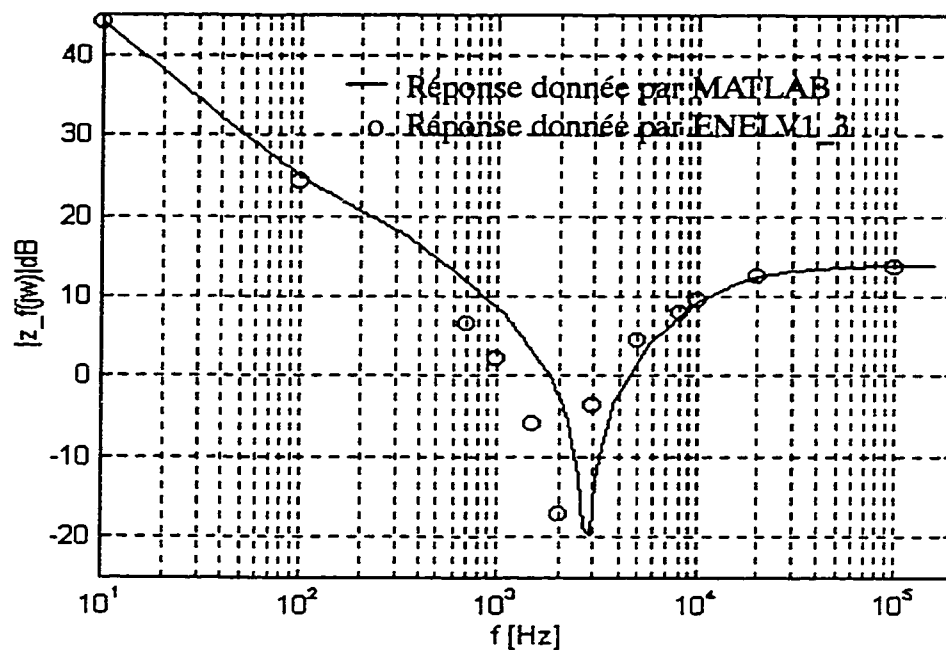


Figure 3.23 : Représentation de l'impédance du bloc RLC amorti du type C

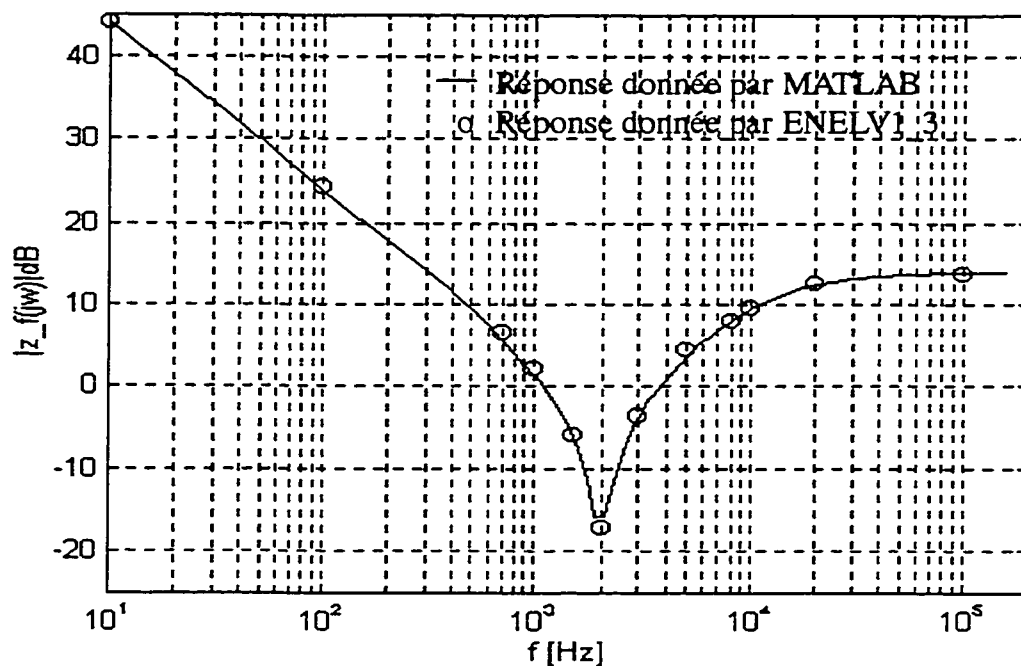


Figure 3.24 : Caractéristique ajustée du filtre RLC amorti du type C

À la figure 3.23, on remarque une légère différence entre le résultat donné par MATLAB et celui donné par ENELV1_3, bien que les valeurs utilisées lors de la simulation de l'impédance du filtre RLC amorti du type C sont les mêmes que celles utilisées lors de l'évaluation du même bloc dans l'environnement ENELV1_3. Cette différence est causée par la présence de la capacité des noeuds, mentionnée au circuit de la figure 3.22.c. Alors, pour corriger la caractéristique de l'impédance du filtre RLC du type C donnée à la figure 3.23, on a modifié la valeur de la capacité C_2 . La conséquence de ce réajustement est illustrée à la figure 3.24. Cependant, le résultat obtenu et montré à la figure 3.24 est satisfaisant sauf que la valeur utilisée pour C_2 , qui est de l'ordre de 110mF, semble être inadmissible car cette valeur est assez élevée.

3.10.5 Validation du bloc RLC amorti du troisième ordre

Le résultat montré à la figure 3.25 est le résultat de la manipulation du circuit donné à la figure 3.26.

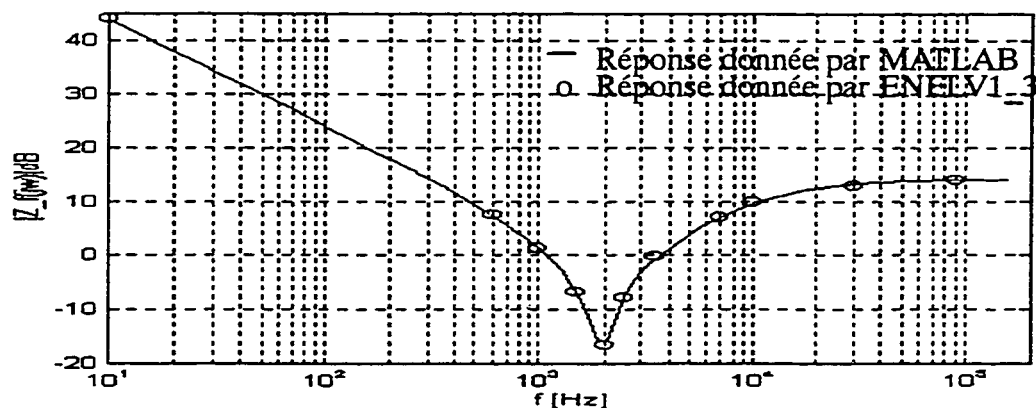


Figure 3.25 : Caractéristique de l'impédance du filtre RLC amorti du 3^{ème} ordre

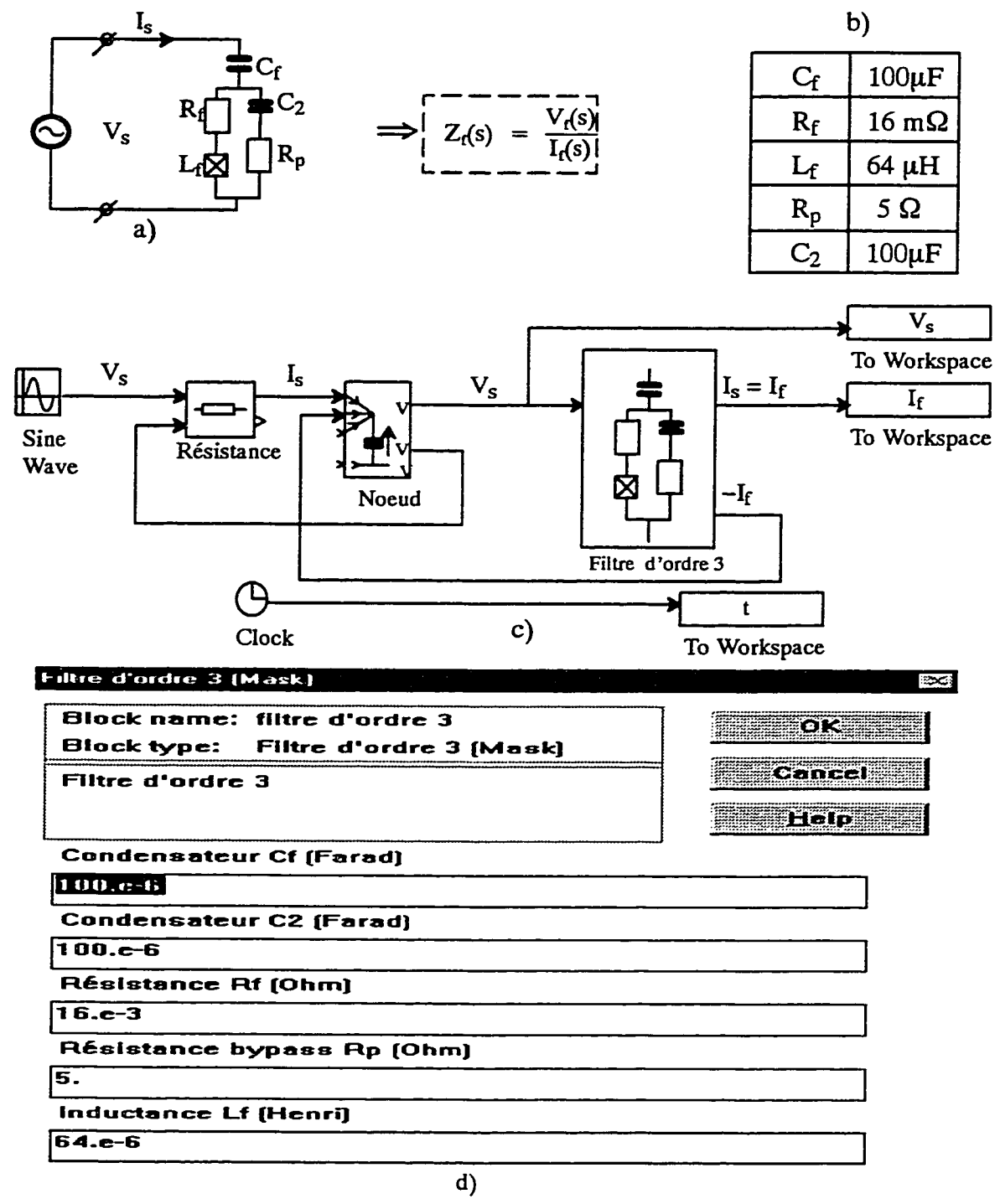


Figure 3.26 : Circuit d'évaluation du bloc RLC amorti du 3^{ème} ordre
a) circuit électrique b) tableau de valeurs du bloc RLC du 3^{ème} ordre c)
circuit bloc d) boîte de dialogue

D'après le résultat donné à la figure 3.25, on constate que ce type de filtre, filtre du troisième ordre, présente une meilleure performance devant celui du filtre du type C. La valeur utilisée pour le condensateur C_2 est très petite par rapport à celle utilisée pour le réajustement du filtre du type C.

3.11 Validation des blocs de filtres en tenant compte de l'impédance de la ligne

Dans cette dernière partie de ce présent chapitre, on va de nouveau valider les blocs de filtres présentés au menu de la figure 3.9 en tenant compte de l'impédance inductive de la ligne . Les circuits qui figureront ci-après constitueront le bloc principal des exemples d'application des filtres de puissance . Ce bloc sera intégré par la suite dans le fenêtre d'ENELV1_3 donnée par la figure 3.8. De même, on présente en annexe [B3], les tableaux et les programmes qui servent de preuve pour la validation de ces blocs de filtres seuls et avec la présence de l'impédance de la ligne.

Pour la validation des blocs de filtres avec la présence de l'impédance Z_s de la ligne, on a procédé au branchement en parallèle de l'impédance du bloc du filtre avec celle de la ligne. À cet ensemble, on a appliqué un signal de courant sinusoïdal d'amplitude 1A dont on varie la fréquence on obtient alors la fonction de transfert $H_{cds}(s)$ dont la formule est donnée par l'expression suivante :

$$H_{cds}(s) = \frac{I_s(s)}{I_h(s)} = \frac{Z_f(s)}{Z_f(s) + Z_s(s)} \quad (3.10)$$

On présente à la figure 3.27 le schéma bloc général utilisé pour fin

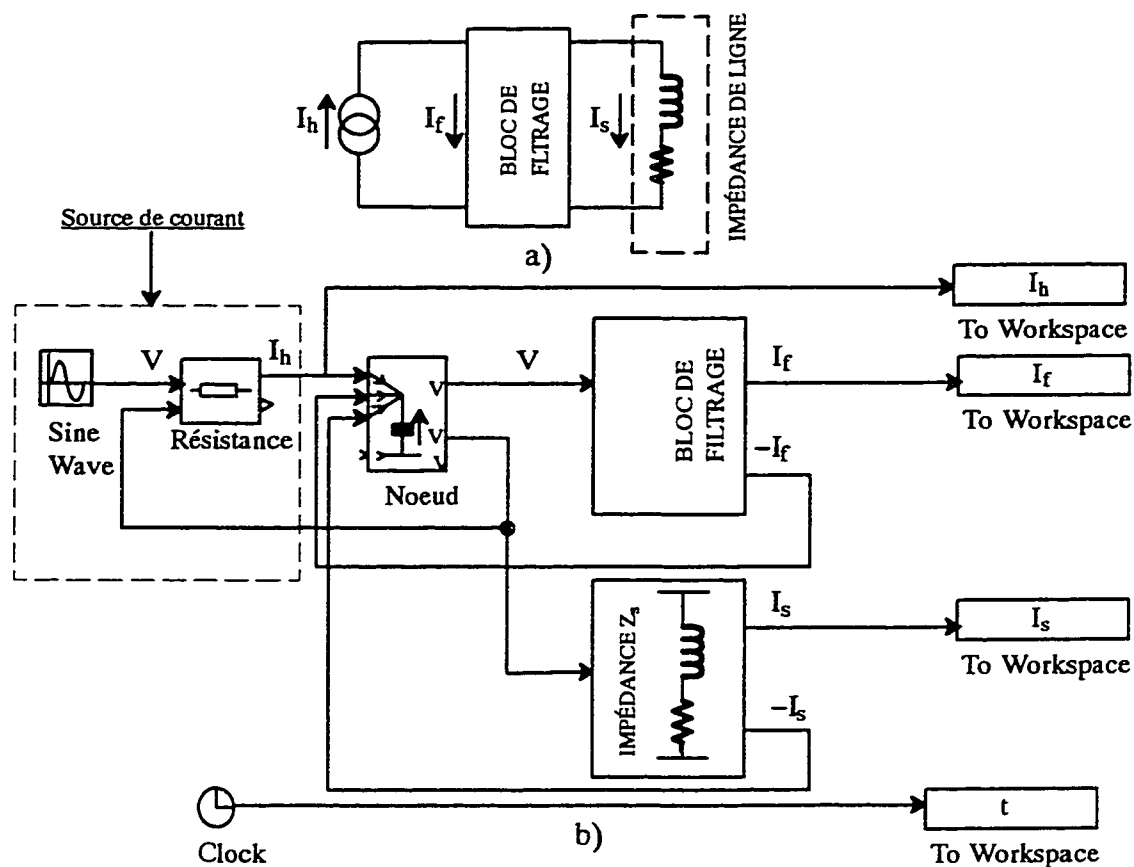


Figure 3.27 : Circuit de validation des blocs à la présence de Z_s .
a) circuit électrique b) schéma bloc général

de validation des blocs de filtres en tenant compte de l'impédance de la ligne. Par la suite, on présente, pour chaque filtre, le circuit correspondant accompagné du résultat de simulation lui est appliquée.

Comme on peut le remarquer, la source de courant est construite à partir d'un bloc de tension et d'une résistance mis en cascade. D'autre part, un seul bloc de noeud est utilisé pour alimenter en tension les blocs de filtrage et d'impédance de source. À partir de ces blocs et celui du noeud, on utilise des boucles en courant afin de vérifier en

tout temps la loi de KIRCHOFF, pour notre circuit, donnée par l'expression suivante:

$$I_h = I_f + I_s \quad (3.11)$$

Les valeurs des éléments de l'impédance de la ligne sont égales à $R_s=1,2m\Omega$ et $L_s=32\mu H$. Ces valeurs resteront constantes pour tous les circuits qui vont servir pour la validation des blocs de filtres à la présence de cette impédance de ligne.

3.11.1 Validation de la fonction de transfert $H_{cds}(s)$ du bloc RC et $Z_s(s)$

En remplaçant le bloc de filtrage du schéma bloc de la figure 3.27 par celui de la figure 3.10, on aura pour résultat le circuit de la figure 3.28. De la même façon, en faisant varier la fréquence f de la source de courant, on obtiendra la caractéristique de la fonction de transfert $H_{cds}(s)$ en fonction de la fréquence f . Le tableau contenant les amplitudes des courants I_h et I_s ainsi que le programme écrit dans MATLAB menant au traçage de cette courbe sont donnés en annexe [B3]. La figure 3.29 donne le résultat de la caractéristique du circuit de la figure 3.28.

3.11.2 Validation du bloc RLC résonnant en tenant compte de $Z_s(s)$

La figure 3.30 montre le circuit utilisé pour la validation du filtre RLC résonnant du deuxième ordre en tenant compte de la présence de l'impédance Z_s de la ligne.

La simulation du circuit de la figure 3.30, conduit au résultat de la figure 3.31.

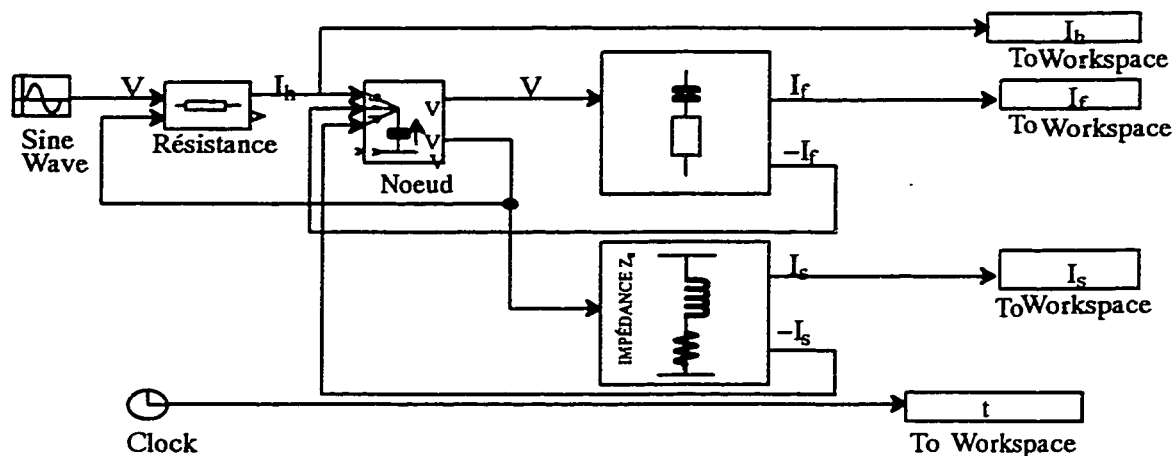


Figure 3.28 : Circuit de validation du bloc RC à la présence de Z_s .

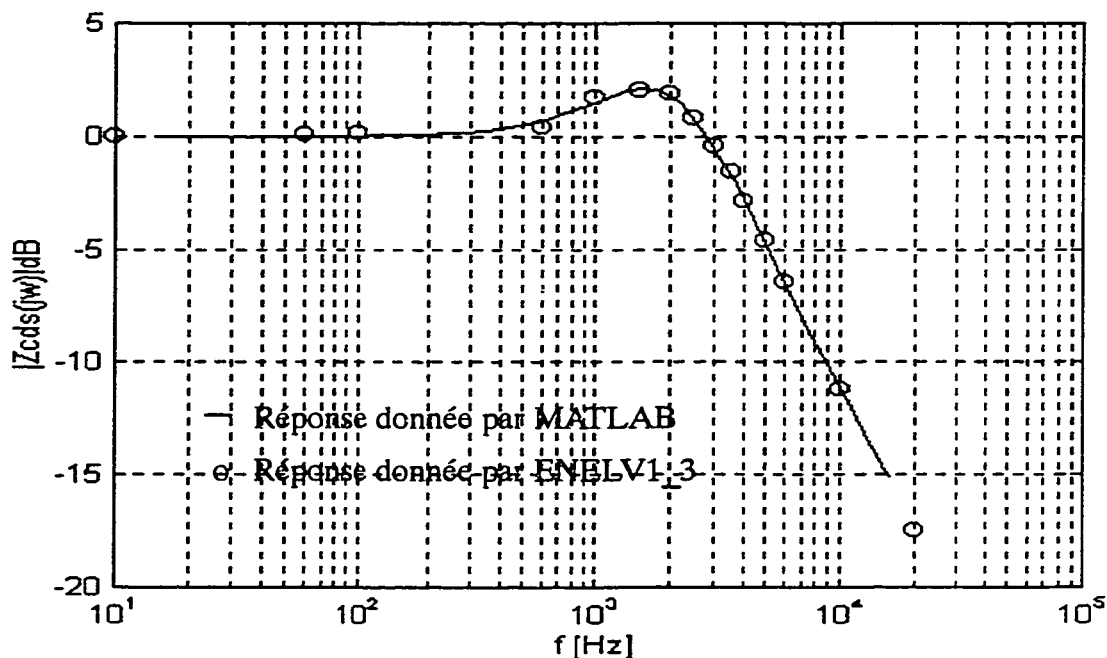


Figure 3.29 : Caractéristique de la fonction de transfert du système RC / réseau

3.11.3 Validation du bloc RLC amorti du deuxième ordre en tenant compte de $Z_s(s)$

Les figures 3.32 et 3.33 illustrent respectivement le circuit de la validation du bloc RLC amorti du deuxième ordre connecté à l'impédance Z_s de la ligne et la caractéristique de la fonction de transfert du système filtre / réseau.

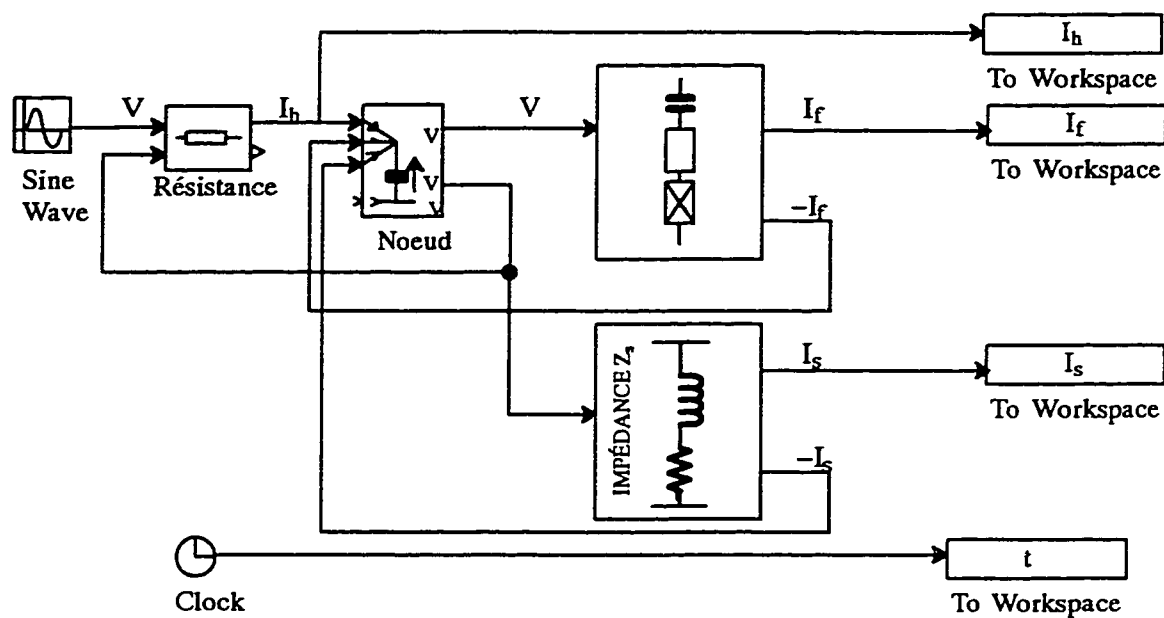


Figure 3.30 : Circuit de validation du bloc RLC résonnant du 2^{ième} ordre à la présence de Z_s .

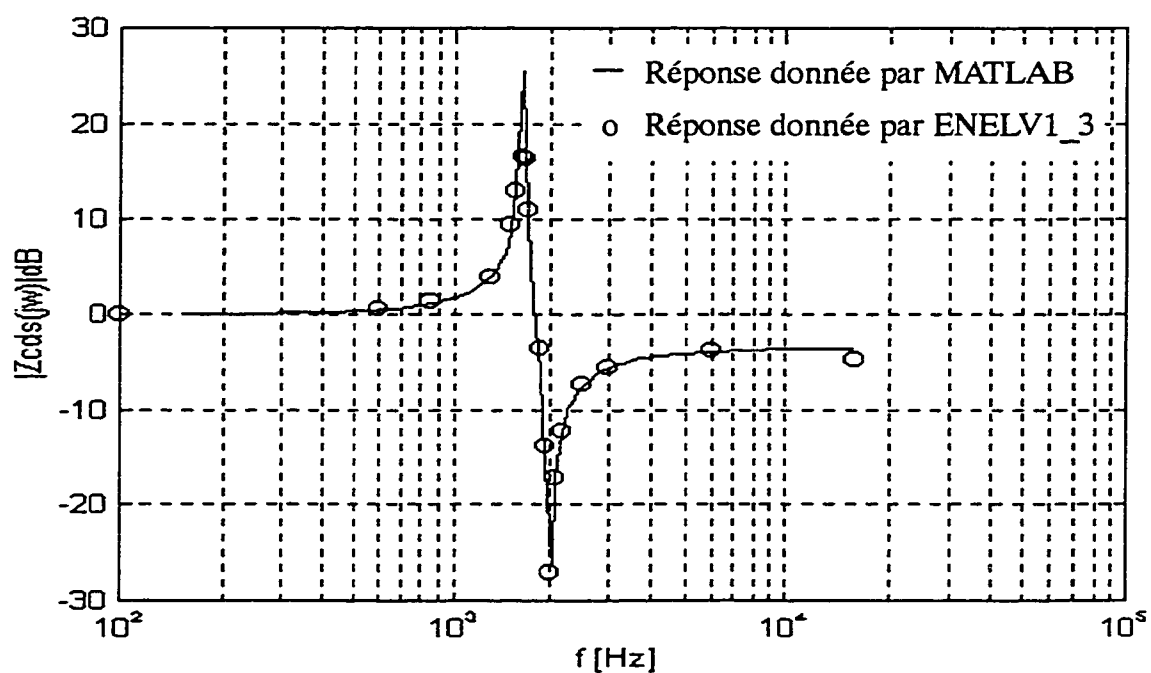


Figure 3.31 : Caractéristique de la fonction de transfert du système RLC résonnant / réseau

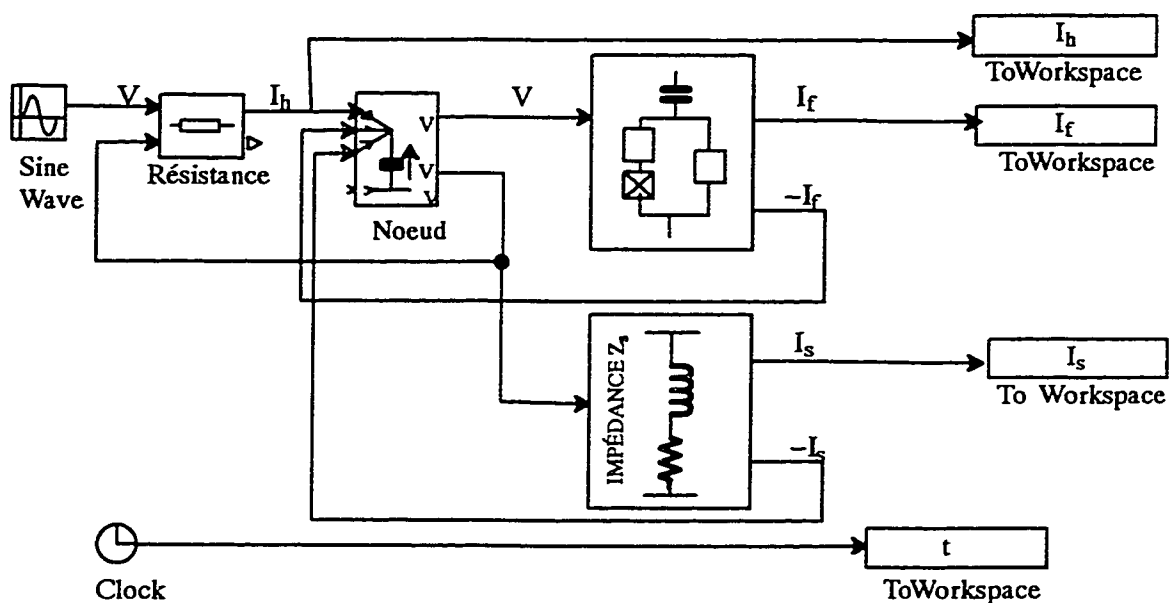


Figure 3.32 : Circuit de validation du bloc RLC amorti du 2^{ème} ordre à la présence de Z_s .

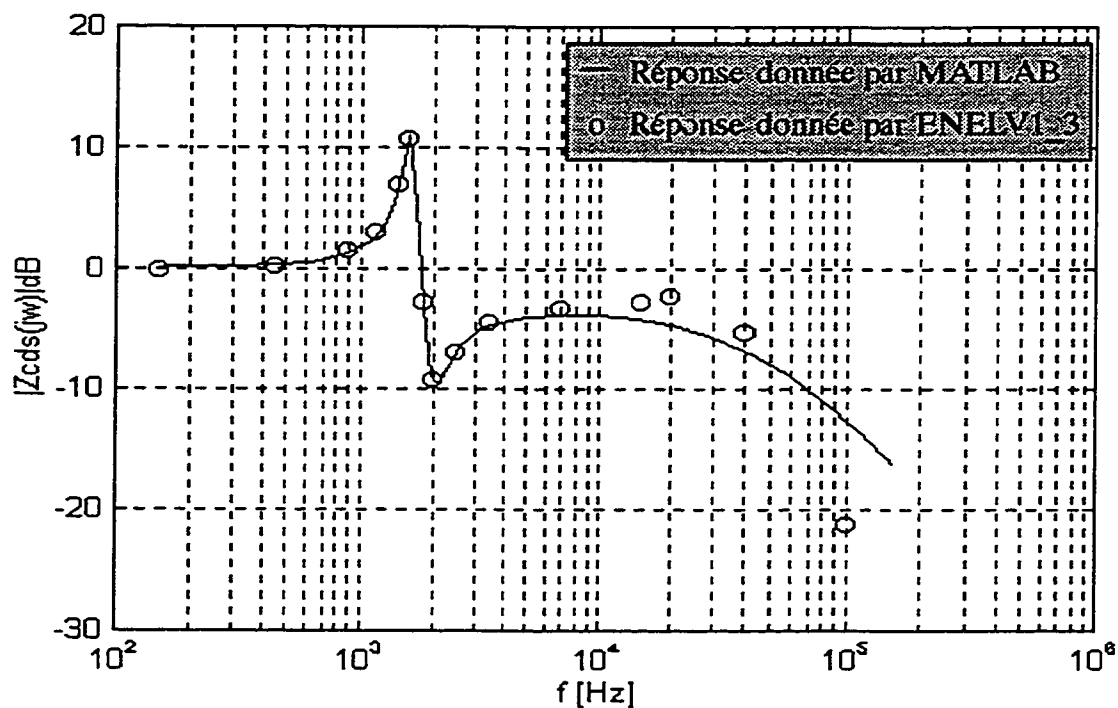


Figure 3.33 : Caractéristique de la fonction de transfert du système RLC amorti 2^{ème} ordre / réseau

D'après la caractéristique donnée à la figure 3.33, on voit bien une différence entre les deux réponses et ce à hautes fréquences. Ceci est dû à la capacité du noeud C_N utilisée au montage de la figure 3.32. Pour réajuster la réponse donnée par ENELV1_3, on a agit sur la valeur de C_N en la réduisant au fur et à mesure que la fréquence f augmente. À la figure 3.34, on montre la caractéristique réajustée de la fonction de transfert $H_{cds}(s)$ du bloc de filtrage RLC amorti du deuxième ordre. Également, sur la même figure sont montrées les valeurs des capacités réglées pour les quatre dernières fréquences utilisées dans ENELV1_3 et appartenant à la région qui montre la différence entre les deux courbes de la figure 3.33.

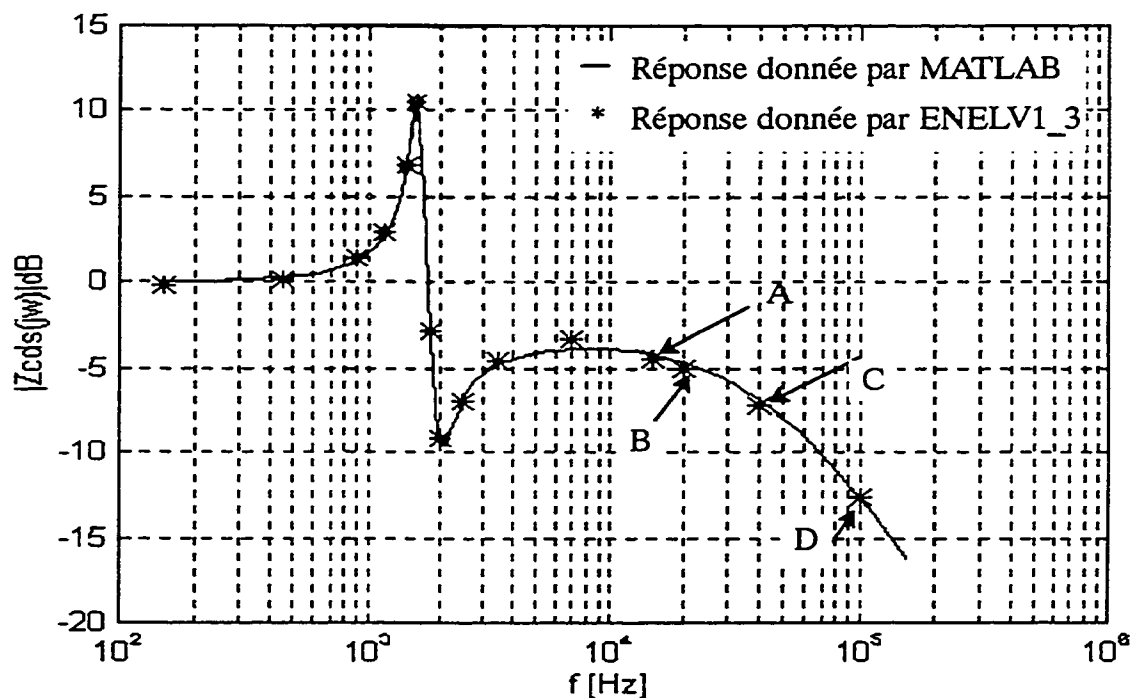


Figure 3.34 : Caractéristique réajustée de la fonction de transfert du système RLC amorti 2^{ième} ordre / réseau
Capacité C_N : A=10.7 μ F , B=6 μ F , C=1.5 μ F , D=0.2 μ F

3.11.4 Validation des systèmes RLC amortis du type C et du 3^{ème} ordre / réseau

Dans ce paragraphe, on donne une présentation des circuits de validation des blocs de filtres RLC amortis de type C et du troisième ordre ainsi que les résultats qui en découlent. Aux figures 3.35, 3.36, 3.37 et 3.38, on montre ces circuits ainsi que les résultats correspondants.

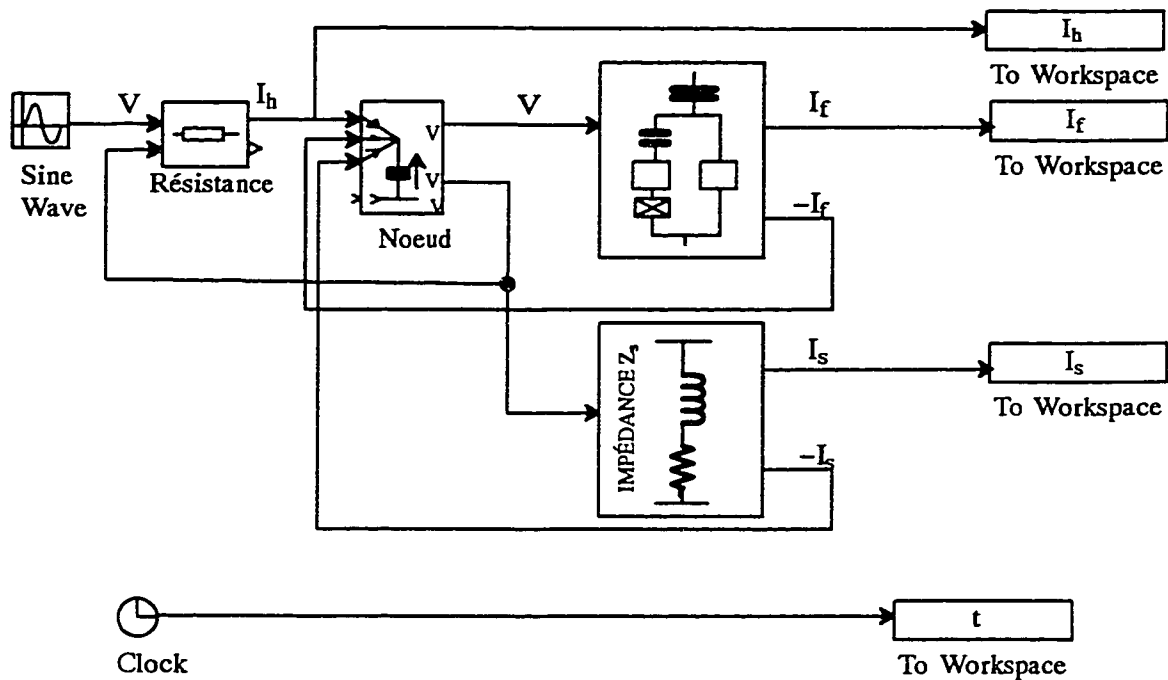


Figure 3.35 : Circuit de validation du bloc RLC amorti du type C à la présence de Z_s .

Comme pour le cas précédent, en fixant la valeur de la capacité du noeud C_N tout en faisant varier la fréquence d'alimentation, on remarque que le résultat obtenu pour la validation du système RLC amorti du type C/réseau, est affecté par la valeur de

C_N surtout au niveau des hautes fréquences, ceci est montré à la figure 3.36. Par contre, pour le circuit de la figure 3.37, on constate qu'en tenant compte de la valeur de la capacité C_N le résultat obtenu par ENELV1_3 coïncide avec celui donné par MATLAB. La figure 3.38 donne la caractéristique corrigée de la fonction de transfert $H_{cds}(s)$ du système RLC amorti du troisième ordre / réseau.

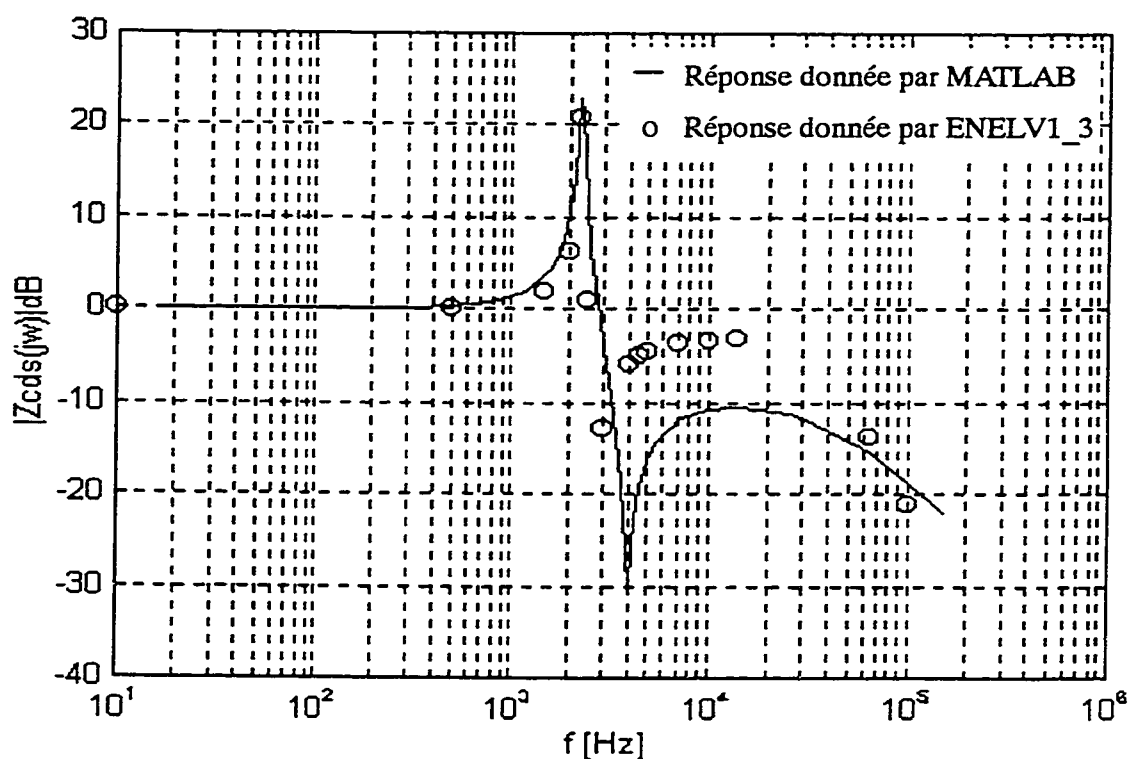


Figure 3.36 : Caractéristique de la fonction de transfert du système RLC amorti du type C / réseau

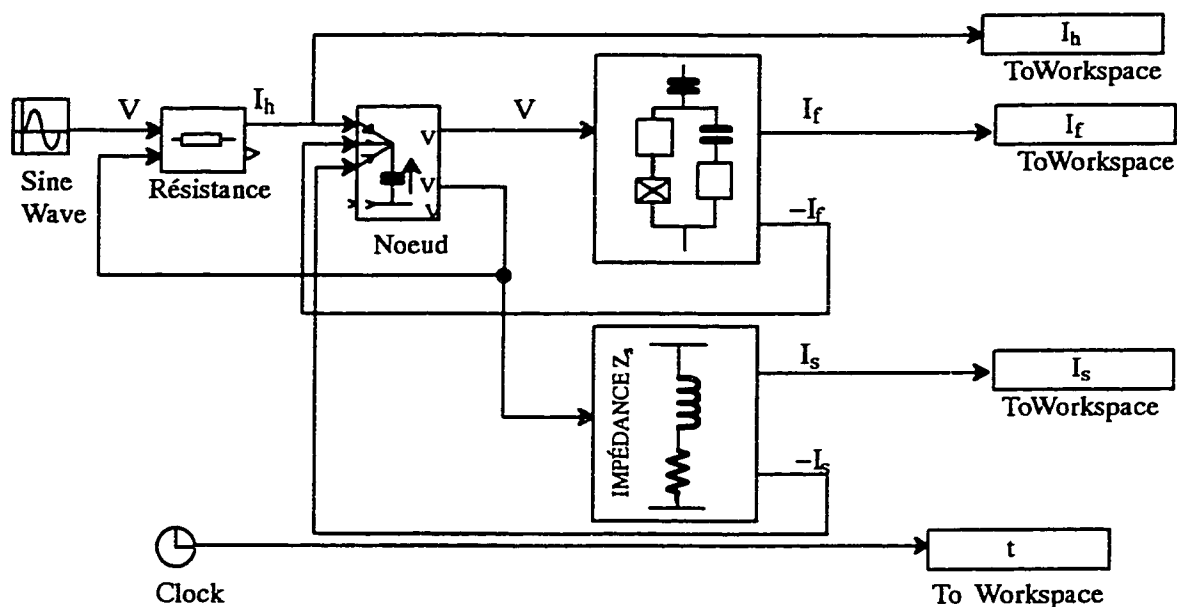


Figure 3.37 : Circuit de validation du bloc RLC amorti du 3^{ème} ordre à la présence de Z_s .

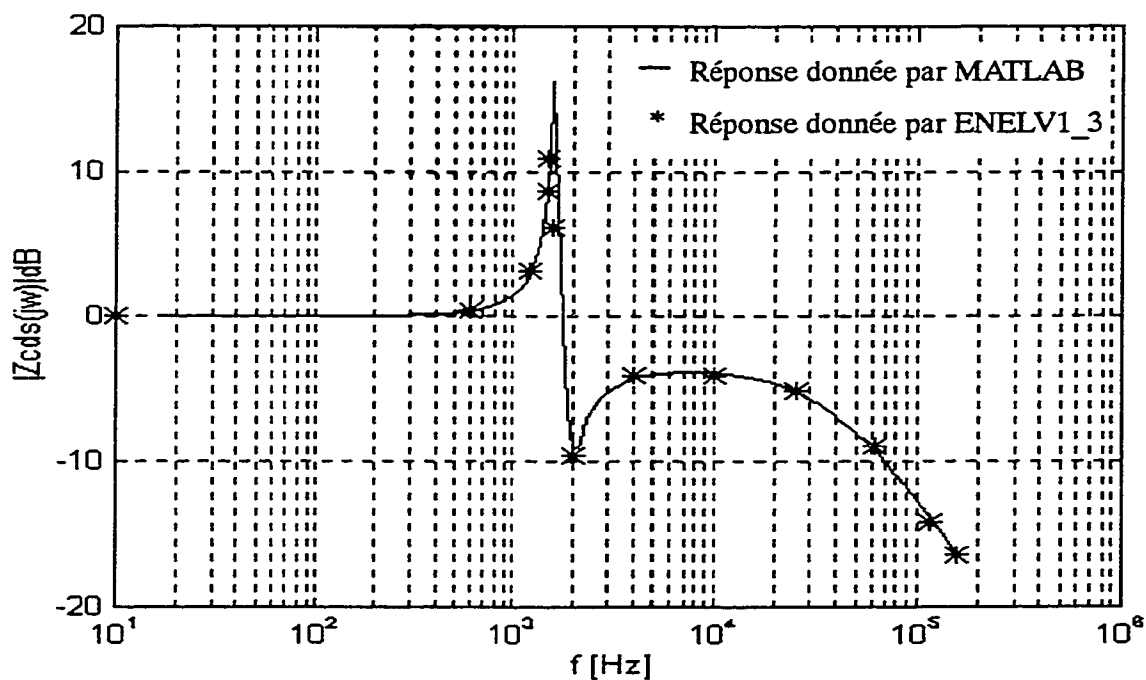


Figure 3.38 : Caractéristique de la fonction de transfert du système RLC amorti du 3^{ème} ordre / réseau

3.12 Bloc des exemples sur les filtres passifs de puissance

Pour fin académique, nous avons créer un bloc contenant tout les circuits de validation des blocs de filtrage seuls et avec l'impédance inductive de la ligne. Ce bloc accompagne celui crée pour les filtres passifs de puissance et se trouvent dans le menu principal de ENELV1_3. La figure 3.39 montre le contenu du bloc des exemples sur les filtres étudiés dans ce présent travail. Ce bloc est partagé en deux sous-ensembles. En exerçant un double cliquer sur l'un ou l'autre de ces sous-ensembles, il apparaît la fenêtre du menu principal des exemples sur les filtres. Aux figures 3.40 et 3.41, on présente le contenu de ces deux sous-ensembles.

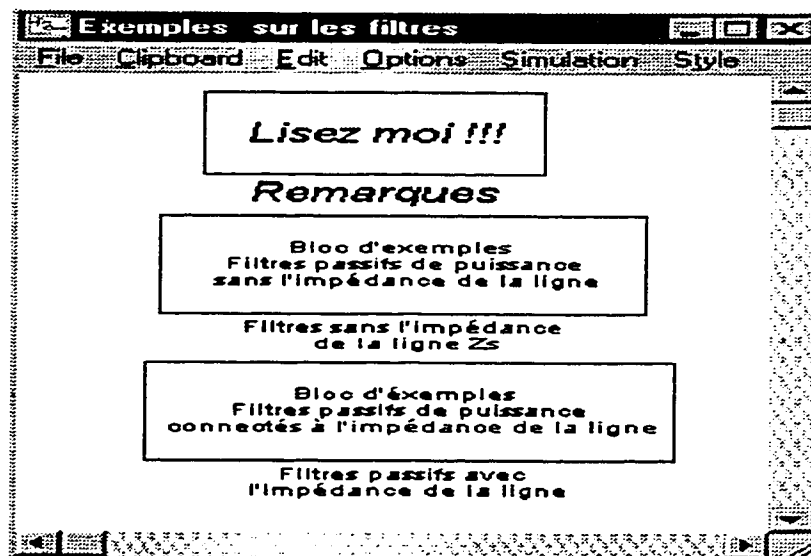


Figure 3.39 : Menu principal du bloc des exemples sur les filtres

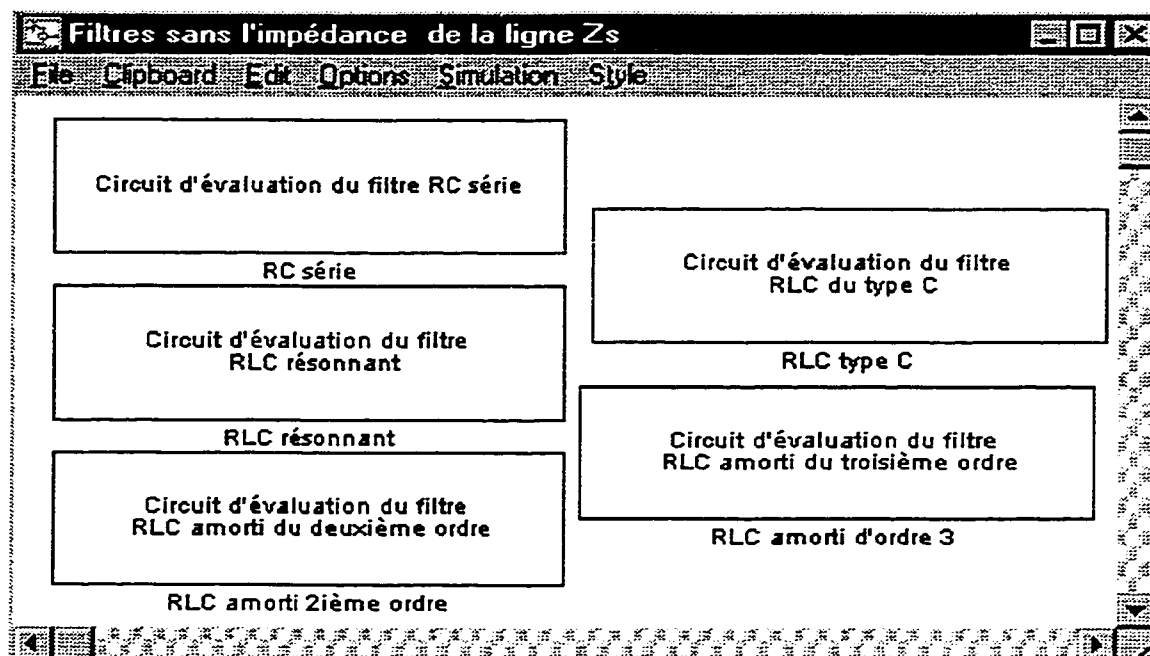


Figure 3.40 : Exemples sur les filtres sans l'impédance de la ligne

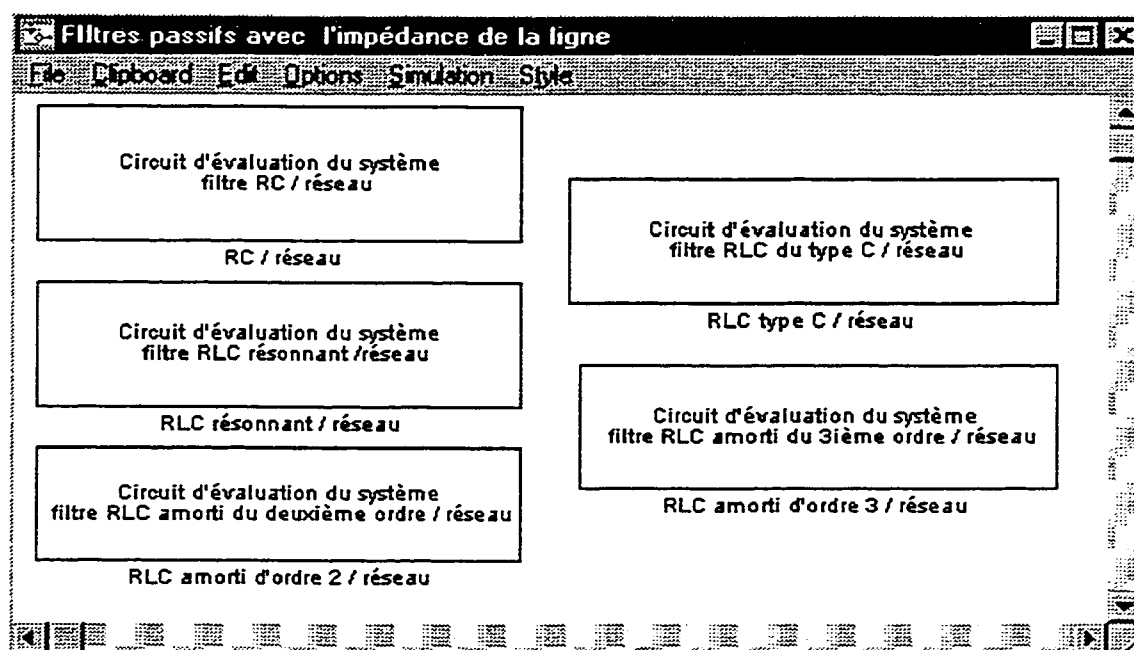


Figure 3.41 : Exemples sur les filtres avec l'impédance de la ligne

Sur la présentation de ces circuits et résultats, se termine l'exposé sur la validation des blocs de filtrage, seuls et avec l'impédance de la ligne. Dans le quatrième et dernier chapitre, on y présente les résultats d'une étude comparative entre l'opération de la nouvelle version du Convertisseur Direct de Fréquence (CDF) intégrant les différents types de filtre RLC réalisés dans ce présent travail et celle obtenue dans des travaux d'études antérieures où faisait défaut une véritable méthode de réduction des harmoniques.

CHAPITRE IV

Perfectionnement du modèle du CDF

Afin de pouvoir observer le changement apporté au convertisseur direct de fréquence (CDF), on présente ce quatrième et dernier chapitre au cours duquel sera donné le circuit du (CDF), incluant les filtres passifs de puissance étudiés précédemment, utilisé pour fin de simulation ainsi que les résultats qui en découlent. Également, dans ce présent chapitre, il sera question d'une analyse comparative entre le résultat obtenu lors de la simulation du (CDF) sans et avec le filtre RC du premier ordre faite dans un travail précédent (ERIC, 1995) et ceux obtenus lors de l'intégration de chacun des filtres passifs de puissance dont les blocs ont été bâtis dans ENELV1_3. Les programmes qui ont mené aux résultats donnés dans les paragraphes qui vont suivre, sont donnés en annexe [B4].

4.1 Le convertisseur CDF avec le filtre RLC résonnant

Le circuit de la figure 4.1 montre l'architecture du montage utilisé pour simuler le convertisseur direct de fréquence (CDF) intégrant le filtre RLC résonnant du second ordre. Comme c'est montré au montage de la figure 4.1, les blocs de filtrage sont connectés en étoile. Les valeurs des éléments du circuit (figure 4.1), utilisées dans la simulation figurent à coté de chaque élément correspondant. Sur la base de simulation de ce circuit, on montre à la figure 4.2 l'allure de la tension

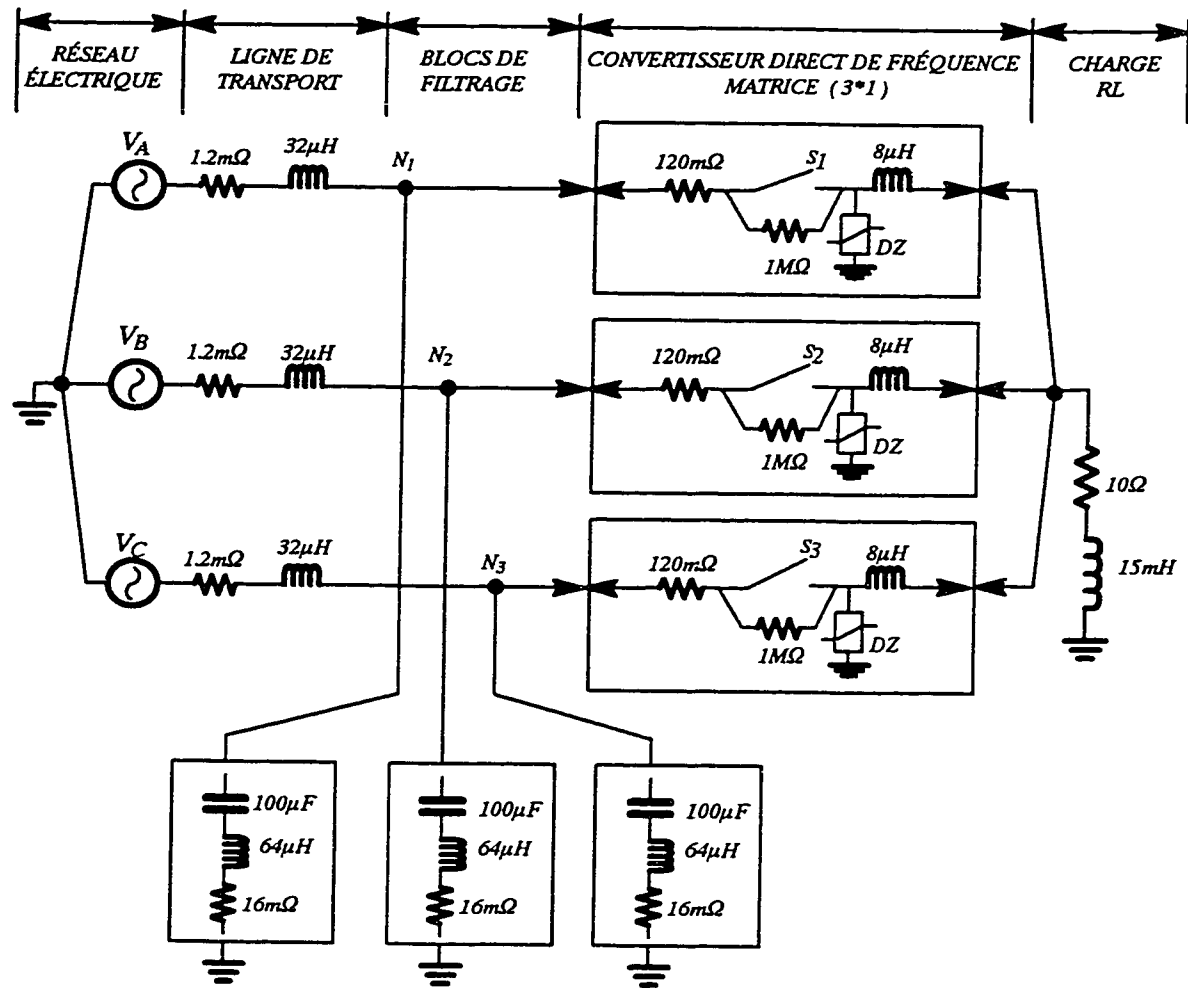


Figure 4.1 : Filtre RLC résonnant utilisé pour absorber le courant harmonique injecté par le convertisseur (CDF) au réseau électrique

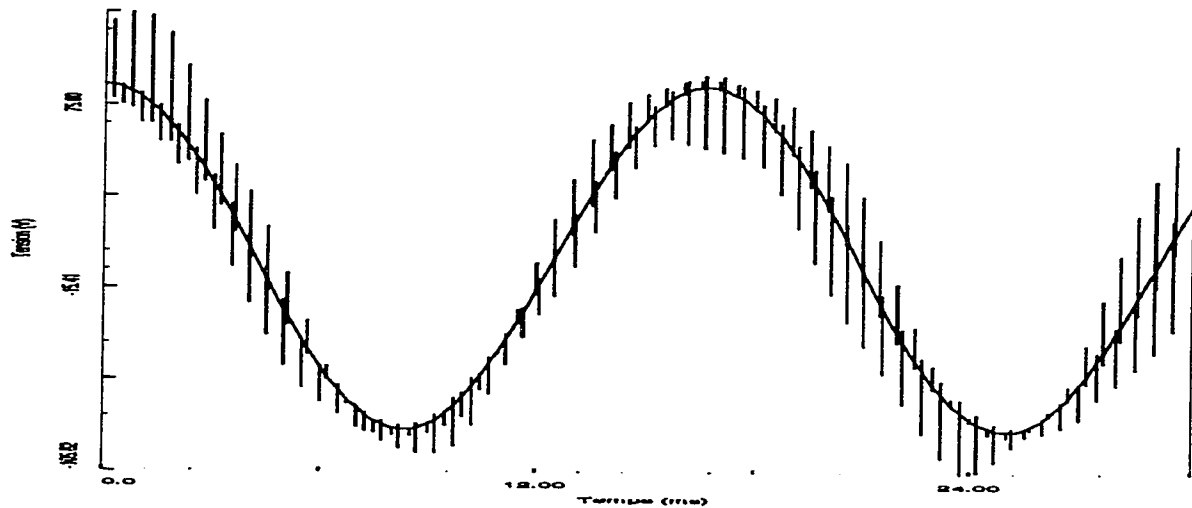


Figure 4.2 : Tension à l'entrée du convertisseur (CDF)

relevée au noeud N_1 . Sur cette forme d'onde, se manifestent toujours les pics de tension. Ces derniers sont dûs d'une part à l'ouverture des interrupteurs de la matrice de conversion du (CDF), ouverture durant laquelle le courant de la ligne i_A continue à circuler dans la ligne inductive et d'autre part à la fermeture de ces interrupteurs qui, maintenant imposent dans cette ligne un courant égale à celui demandé par la charge. À la figure 4.3, on donne la forme d'onde du courant de charge i_o .

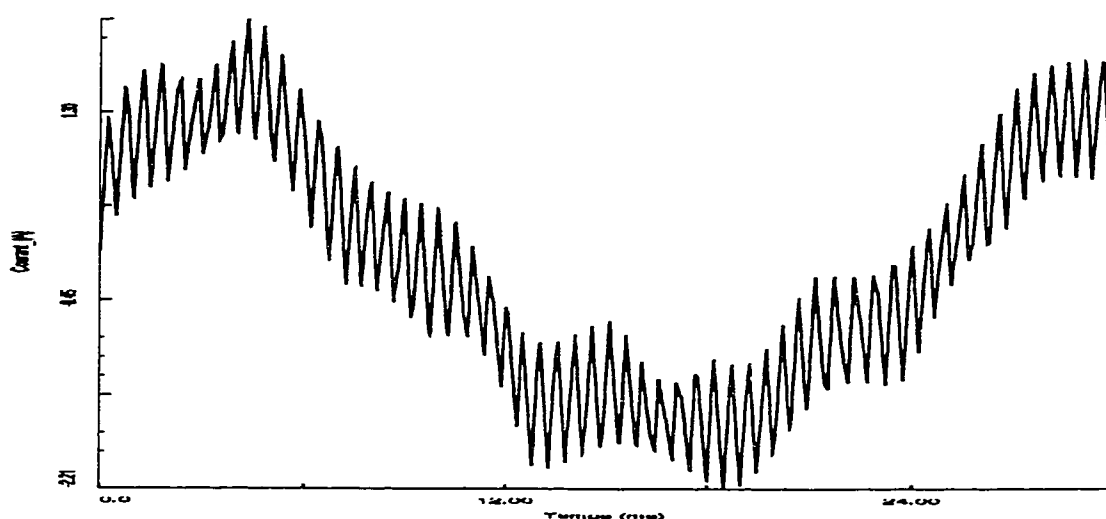


Figure 4.3 : Allure du courant de charge avec RLC résonnant du côté du réseau

La forme d'onde du courant de ligne i_A est donnée à la figure 4.4. Si on voit cette allure, on peut en déduire l'effet de l'ajout du filtre du bloc de RLC résonnant du second ordre et ce, en comparant ce résultat à celui donné à la figure 1.30 pour un montage du CDF sans l'élément de filtrage et à la forme d'onde donnée à la figure 1.37 pour un circuit du (CDF) utilisant un filtre RC du premier ordre.

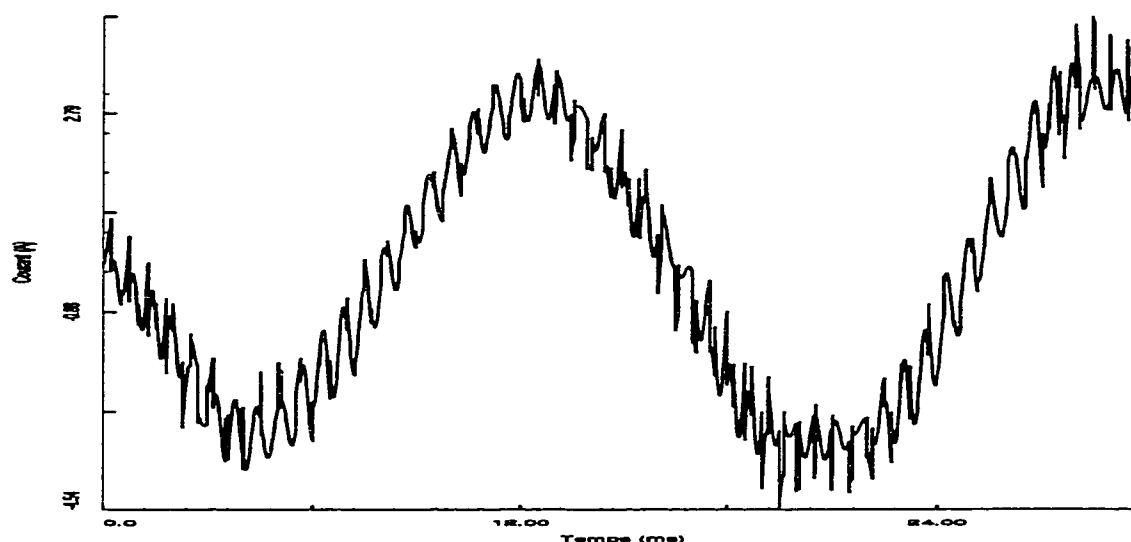


Figure 4.4 : Forme d'onde du courant de ligne i_A avec le filtre RLC résonnant

Un agrandi de ce courant est donné à la figure 4.5. D'après cet agrandi, la résonance qui se manifestait à la présence du filtre RC du premier ordre (figure 1.38) est amortie d'une façon considérable lors du branchement du filtre RLC résonnant. Pour bien distinguer la différence (amélioration apportée par l'intégration de ce type de filtre), on montre à la figure 4.6, sous forme de spectre de fréquence, le courant de ligne i_A . Cette décomposition en série de Fourier est faite par le logiciel EMTP lui-même.

À partir de ce spectre, on peut voir l'effet du filtre sur le courant fondamental, à 60 Hz, et le courant harmonique à la fréquence d'échantillonnage ainsi que les courants harmoniques d'ordre élevé. La distorsion harmonique totale THD est réduite depuis 166.5% pour le montage sans filtre et 195% pour le montage

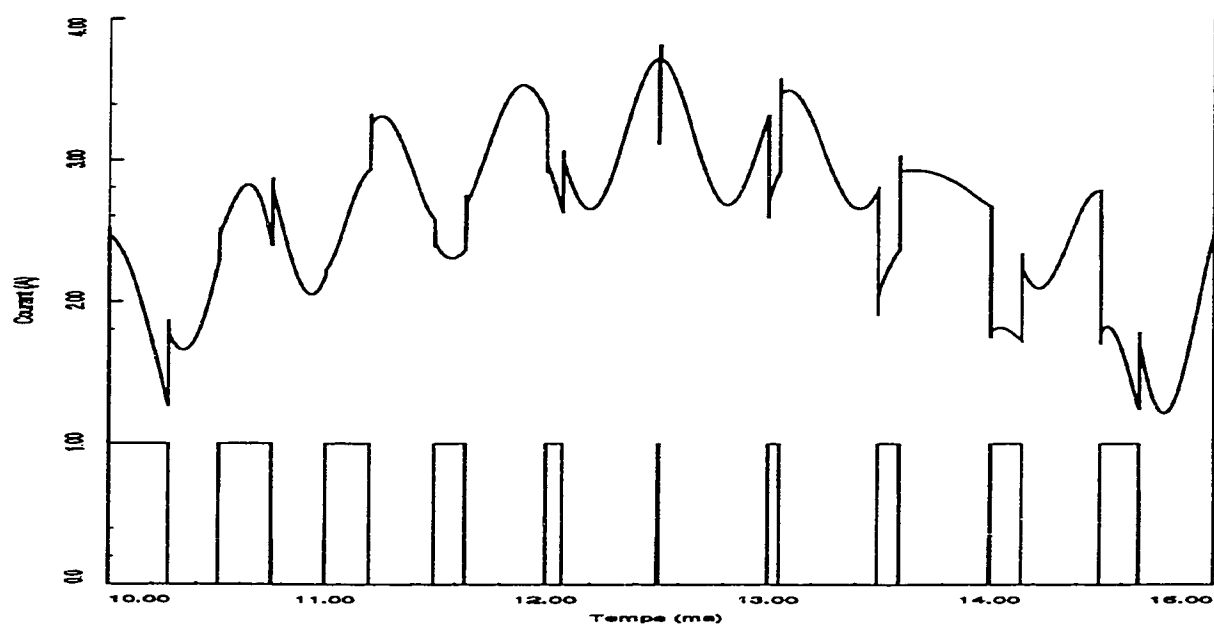


Figure 4.5 : Agrandi du courant de ligne i_A de la phase A

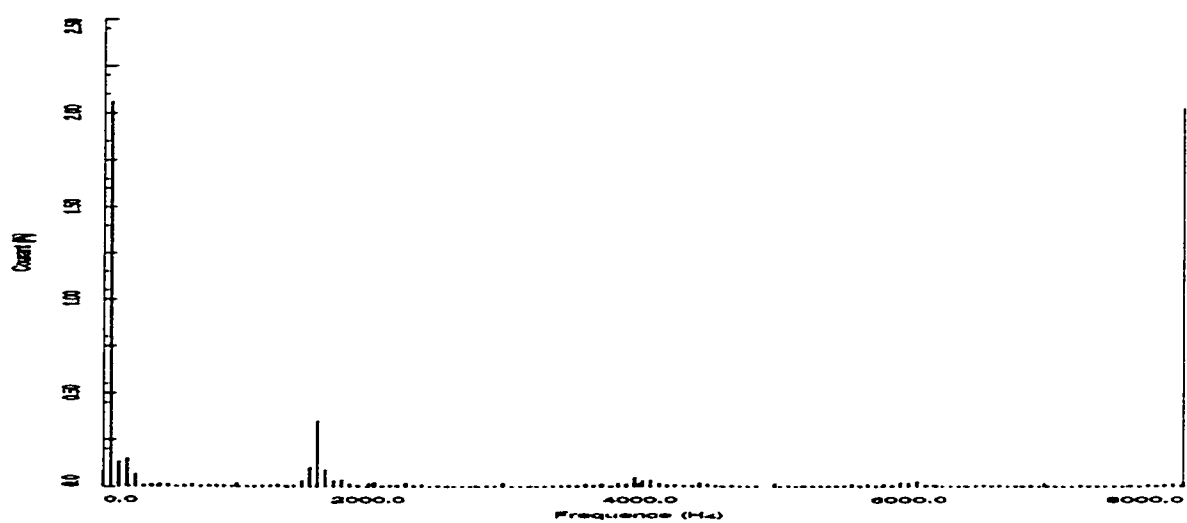


Figure 4.6 : Spectre de fréquence du courant de ligne i_A

avec le filtre RC du premier ordre jusqu'à 19.9% pour notre application incluant le filtre RLC résonnant. Par conséquent, le courant fondamental a passé de 0.21A (sans filtre) à 0.19A avec le filtre RC et il a atteint 2.1A avec la présence de ce type de filtre (RLC résonnant).

4.2 Le convertisseur CDF avec le filtre RLC amorti du deuxième ordre

Pour voir encore l'impact des filtres passifs de puissance sur le fonctionnement du CDF, on a simulé le circuit de la figure 4.7. Dans ce dernier, on remplace les blocs de filtre RLC résonnant de la figure 4.1 par ceux du filtre RLC amorti du deuxième ordre. Le résultat de simulation est donné aux figures mentionnées ci-après. On montre à la figure 4.8 l'allure de la tension V_{N1} au noeud N_1 . D'après cette allure, on note la réduction de l'amplitude des pics de tension. La forme d'onde du courant de charge n'a pas changé à la présence de chacun des filtres étudiés ; cependant, dans le reste de cette étude on donnera juste les allures de la tension au noeud N_1 , le courant de ligne i_A et le spectre de fréquence de ce dernier . La forme d'onde du courant i_A obtenue en simulant le circuit de la figure 4.7 est montré à la figure 4.9, son spectre de fréquence est représenté à la figure 4.10. D'après le résultat obtenu à l'aide du logiciel EMTP, on peut dire que le filtre RLC amorti du second ordre apporte peu d'amélioration par rapport à celui du type résonnant du second ordre mais beaucoup par rapport aux résultats donnés en obtenu et montré dans un travail précédent (ERIC, 1995). On voit aussi que la distorsion harmonique totale du courant du côté de la ligne A (THD_A), passe de 195% pour le filtre RC du premier ordre à 19.9% avec le filtre RLC résonnant proposé dans le présent travail et passe à 11.9% avec le filtre RLC amorti du 2^{ième} ordre proposé également dans le présent travail de mémoire.

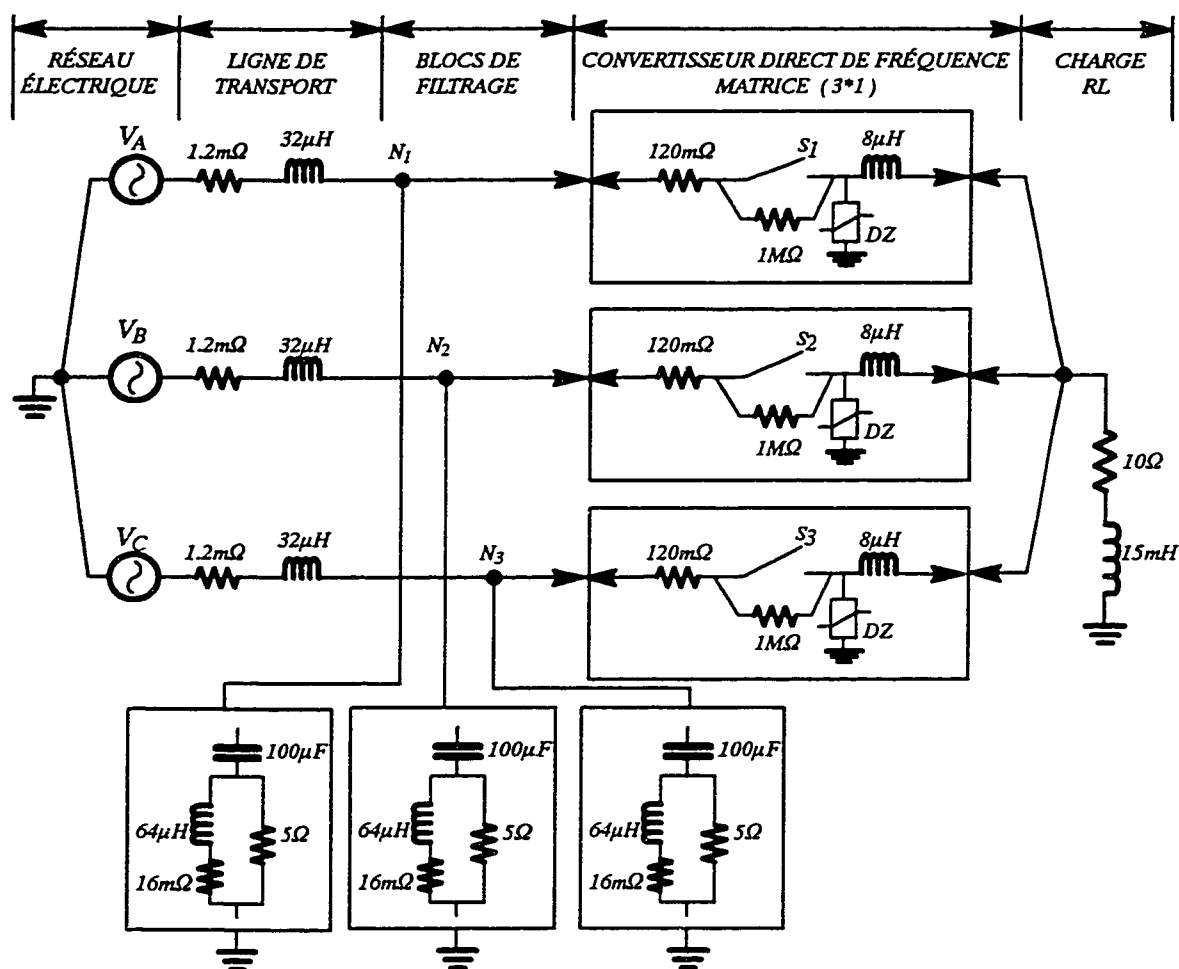


Figure 4.7 : Application du CDF avec la présence du filtre RLC 2^{ième} ordre

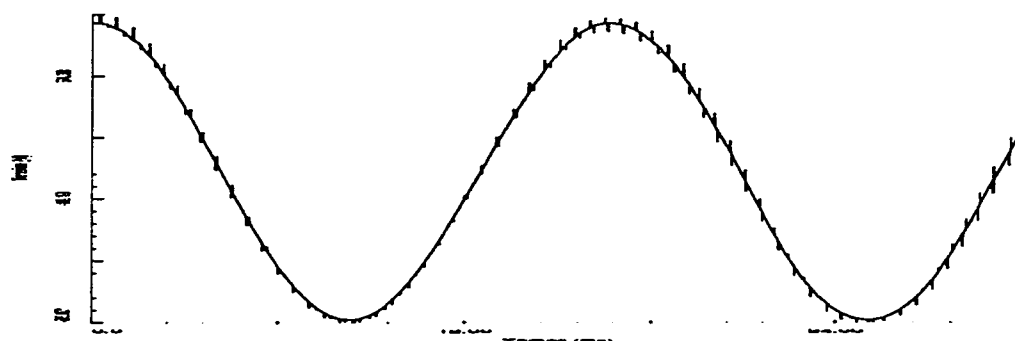


Figure 4.8 : Allure de la tension au noeud N_1 avec le filtre RLC amorti du second ordre

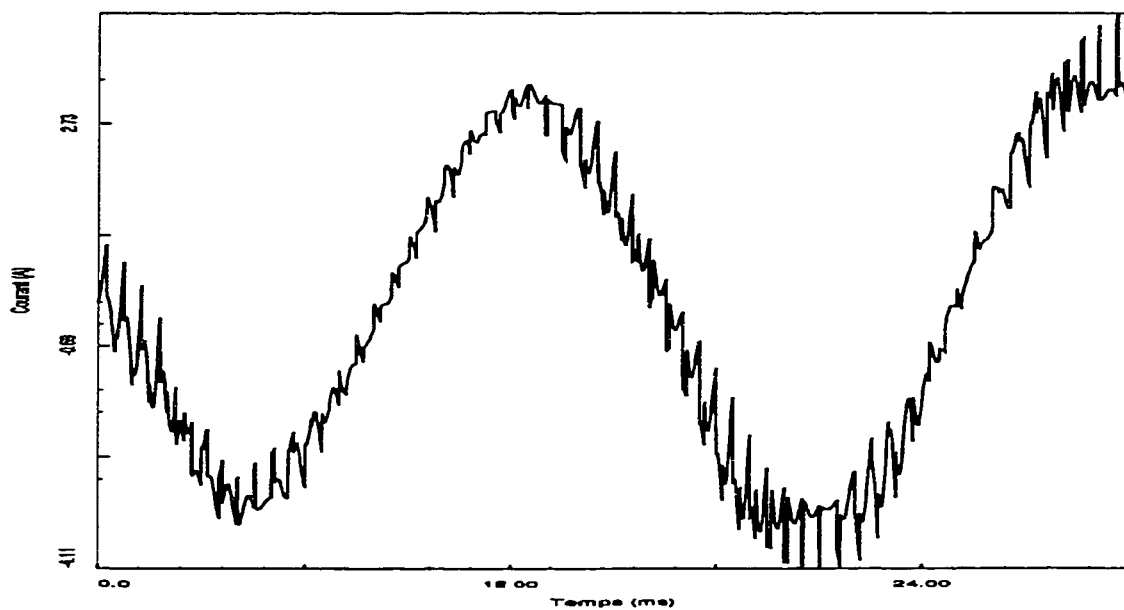


Figure 4.9 : Forme d'onde du courant de ligne i_A avec le filtre RLC amorti du second ordre

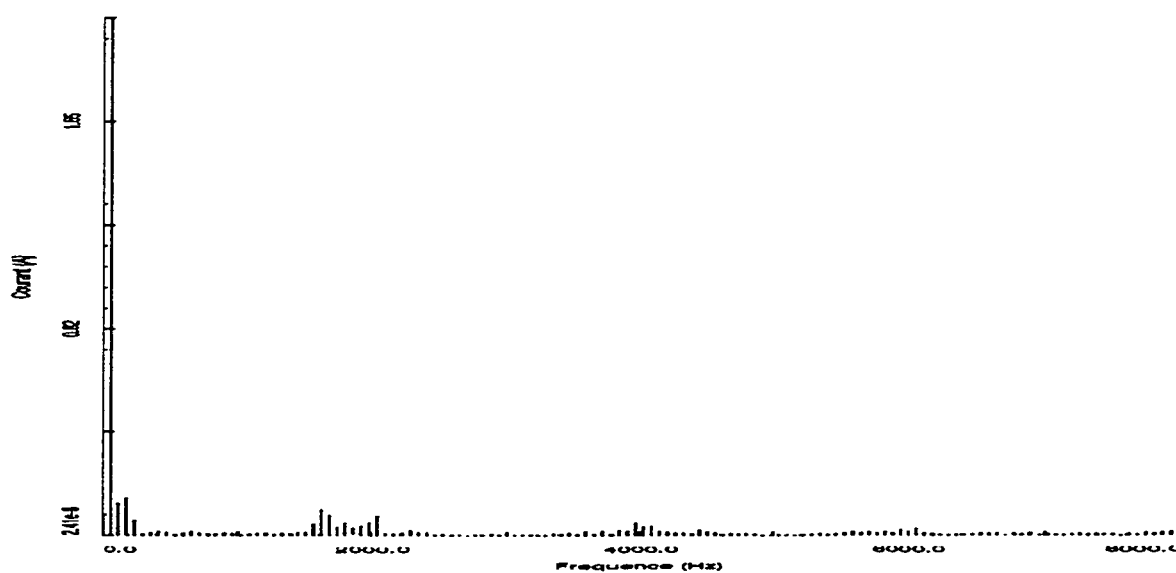


Figure 4.10 : Spectre de fréquence du courant i_A avec le filtre RLC amorti du 2^{ième} ordre

4.3 Le convertisseur CDF avec le filtre RLC amorti du type C

Le montage de la figure 4.11, montre le circuit utilisé pour simuler le convertisseur direct de fréquence CDF. Dans ce montage on introduit le filtre RLC amorti du type C afin de réduire l'amplitude du courant harmonique généré à la fréquence d'échantillonnage et ses multiples. Aux figures 4.12, 4.13 et 4.14 on donne respectivement l'allure de la tension au port d'entrée du CDF, la forme d'onde du courant de ligne i_A et le spectre de fréquence de ce dernier. Selon ces graphiques,

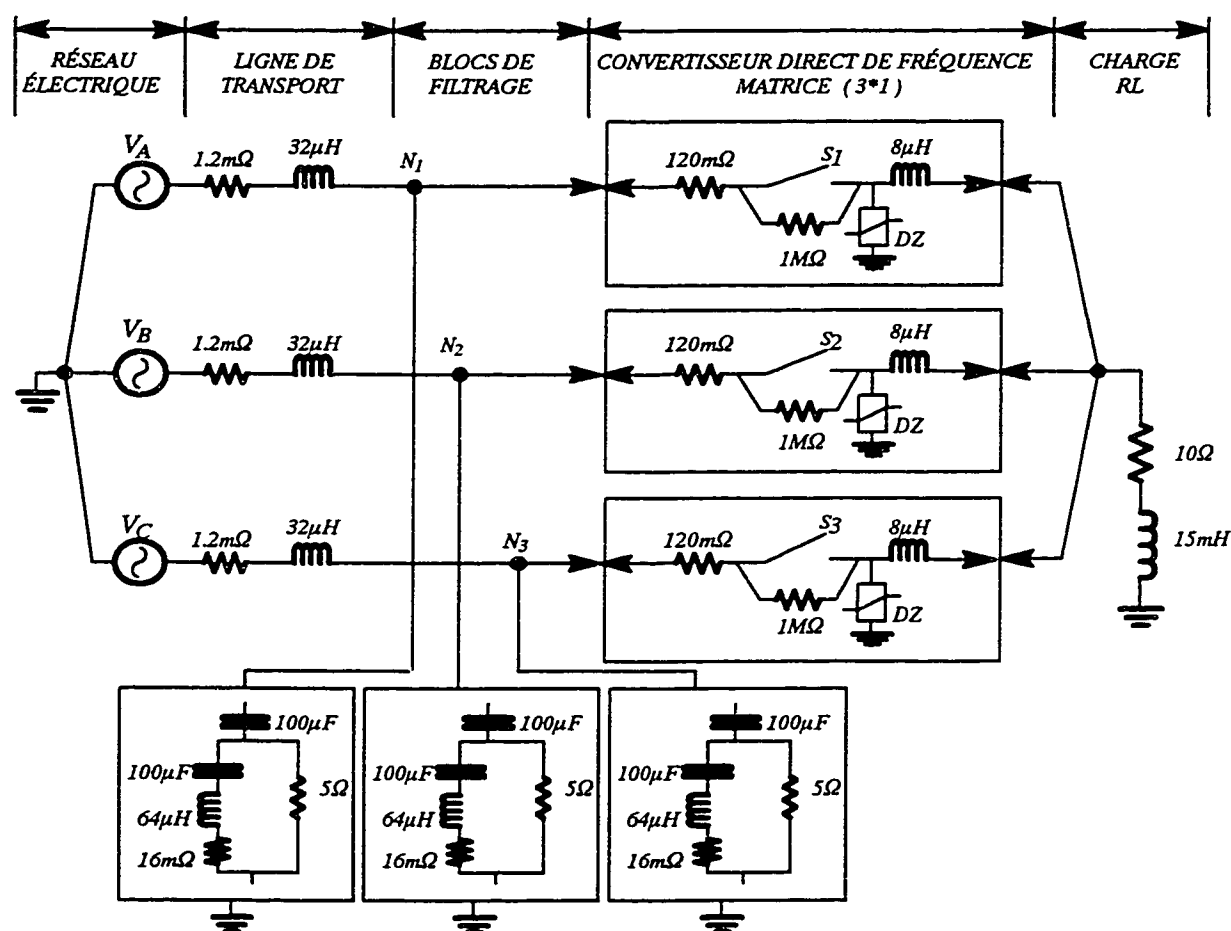


Figure 4.11 : Filtre RLC amorti du type C utilisé pour absorber le courant harmonique injecté par le CDF au réseau électrique

on remarque qu'avec une valeur égale à $100\text{ }\mu\text{F}$ pour la capacité C_2 , on obtient un résultat un peu perturbé par rapport à celui donné avec les filtres RLC résonnant et amorti du second ordre. Avec ce type de filtre, l'amplitude du courant fondamental a diminué et il a atteint la valeur de 1.96A et par conséquent, la THD a augmenté jusqu'à 42.7% .

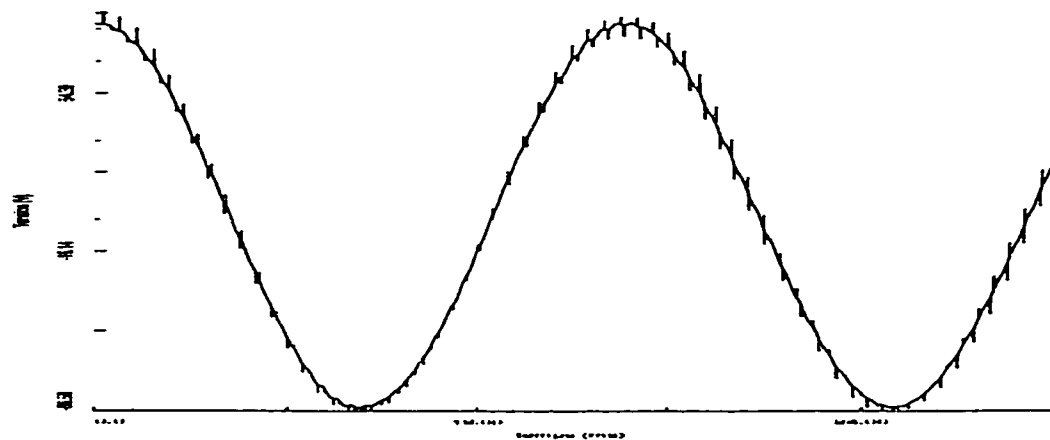


Figure 4.12 : Tension à l'entrée du (CDF) avec le filtre RLC du type C

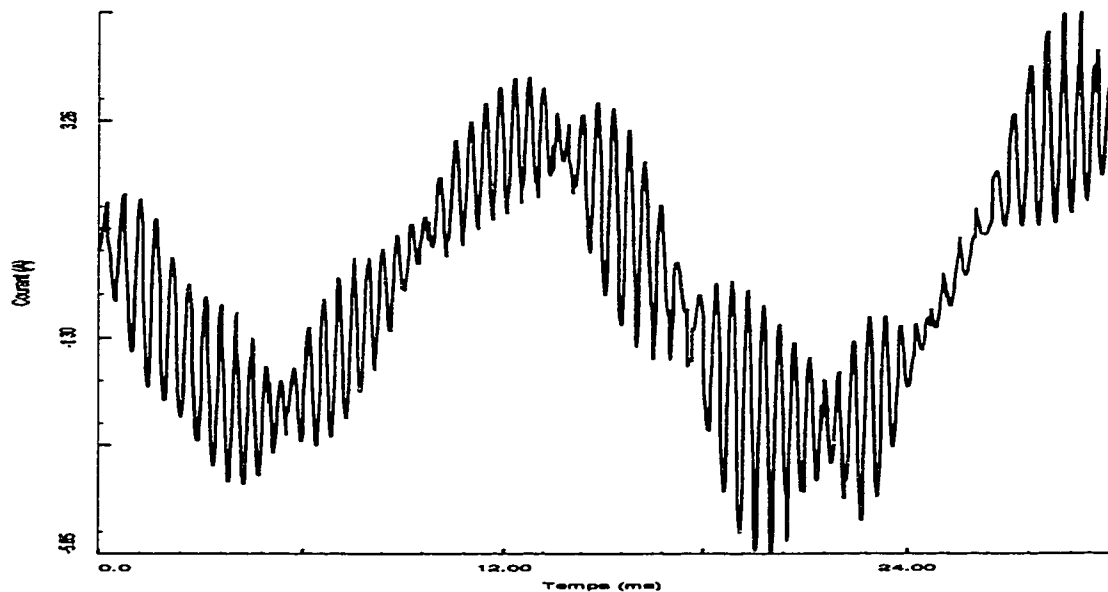


Figure 4.13 : Allure du courant i_A avec le filtre RLC du type C

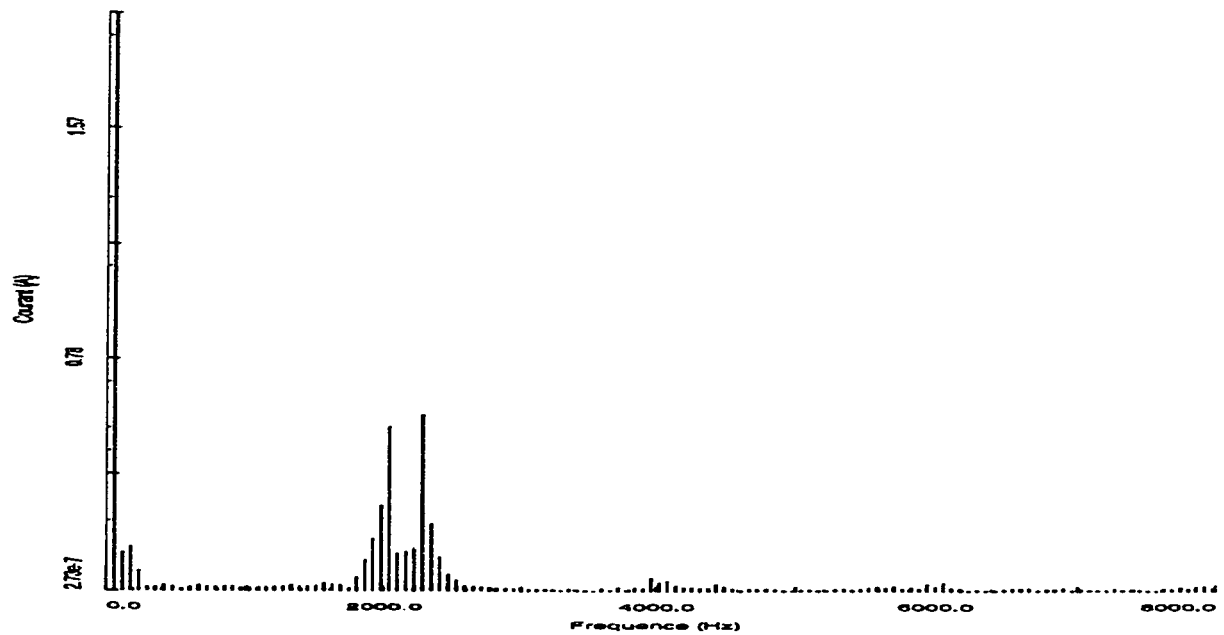


Figure 4.14 : Spectre de fréquence du courant i_A avec le filtre du type C

4.4 Le convertisseur CDF avec le filtre RLC amorti du troisième ordre

Le montage de la figure 4.15, montre le circuit global du modèle du CDF utilisé pour fin de simulation, incluant le cinquième et dernier bloc de la bibliothèque des filtres donnée à la figure 3.9. Sur la base de cette simulation, on donne respectivement aux figures 4.16, 4.17 et 4.18 la forme d'onde de la tension disponible au port d'entrée, l'allure du courant de ligne i_A et son spectre de fréquence. Cette simulation va nous permettre d'évaluer le fonctionnement du modèle du CDF avec la présence du filtre RLC amorti du troisième ordre.

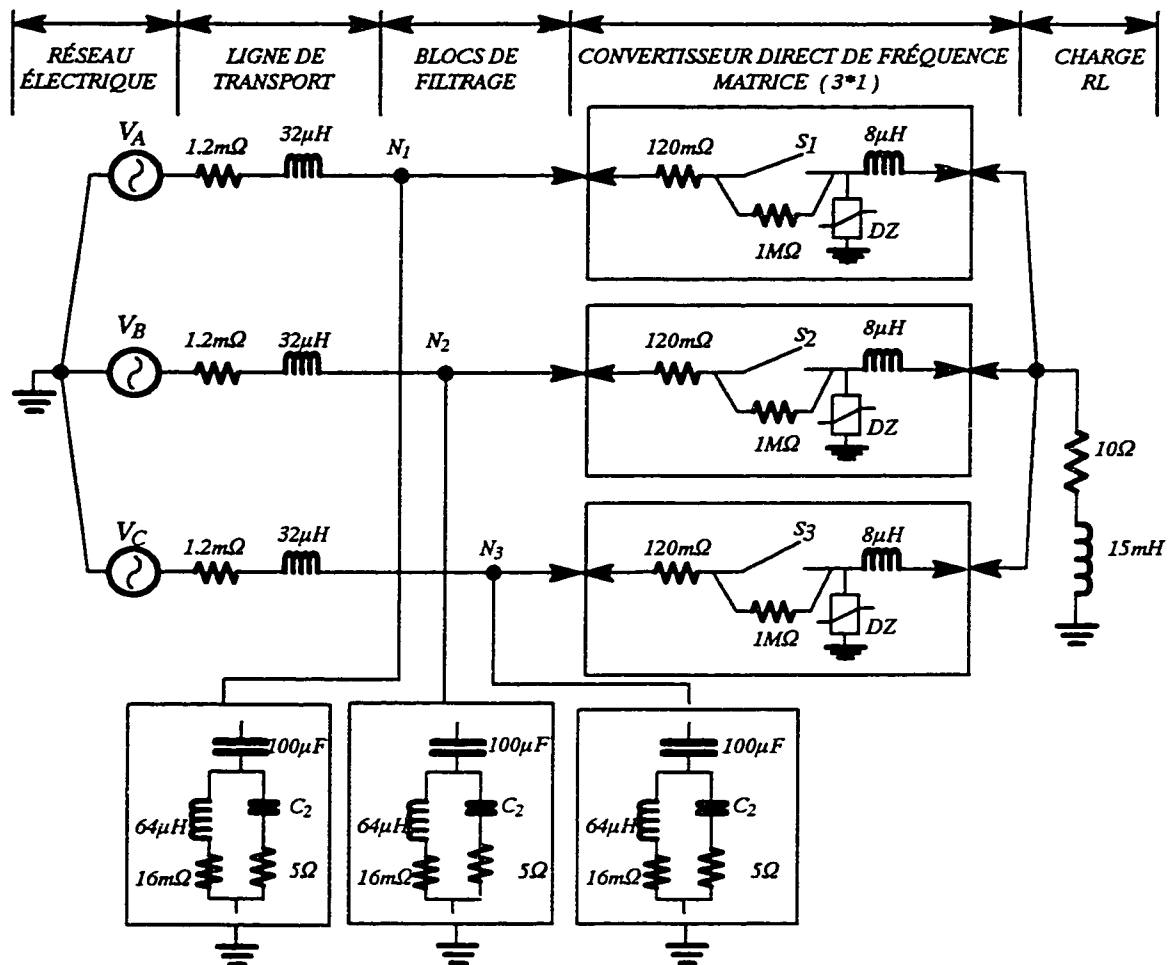


Figure 4.15 : Application du (CDF) avec la présence du filtre RLC du 3^{ème} ordre

À la figure 4.16, on présente l'allure de la tension à l'entrée du convertisseur direct de fréquence (CDF). D'après cette allure, on voit que les pics de tension ont été amorti. Comme elle est présentée à la figure 4.17, la forme d'onde du courant de ligne i_A retrouve presque sa forme sinusoïdale même s'il y a présence de l'impédance de la ligne. Le spectre de fréquence du courant i_A tel que présenté à la figure 4.18, montre la conséquence de l'intégration du filtre RLC d'ordre 3 dans le modèle du (CDF). De même,

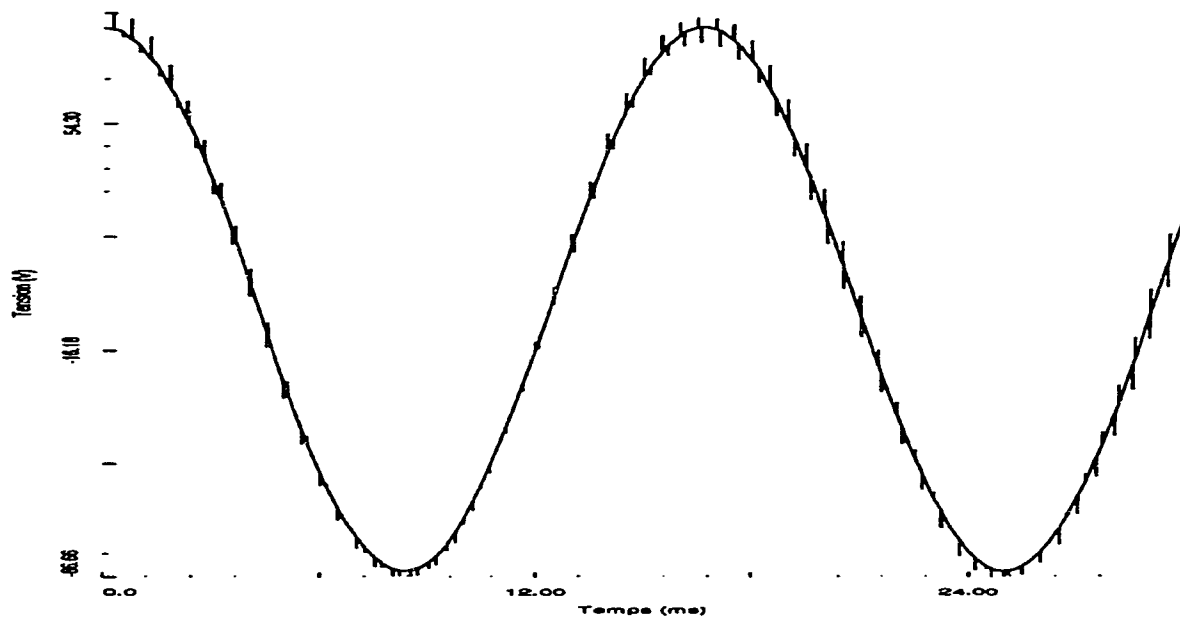


Figure 4.16 : Allure de la tension V_{N1} à l'entrée du (CDF)

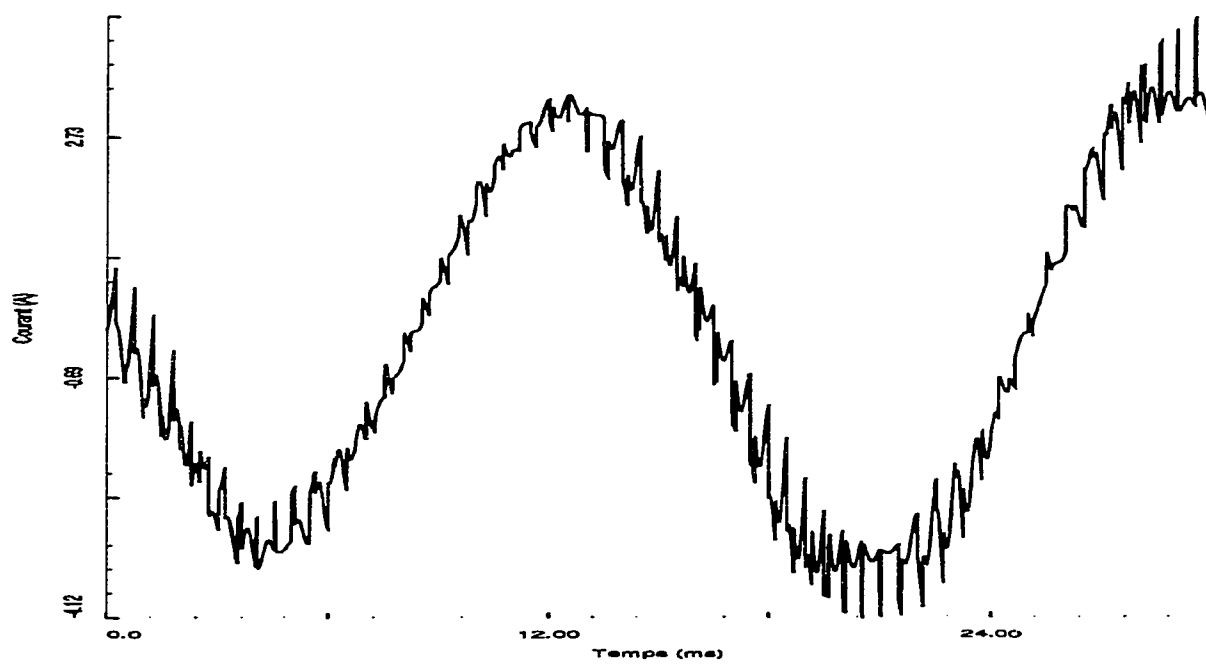


Figure 4.17 : Forme d'onde du courant de ligne i_A

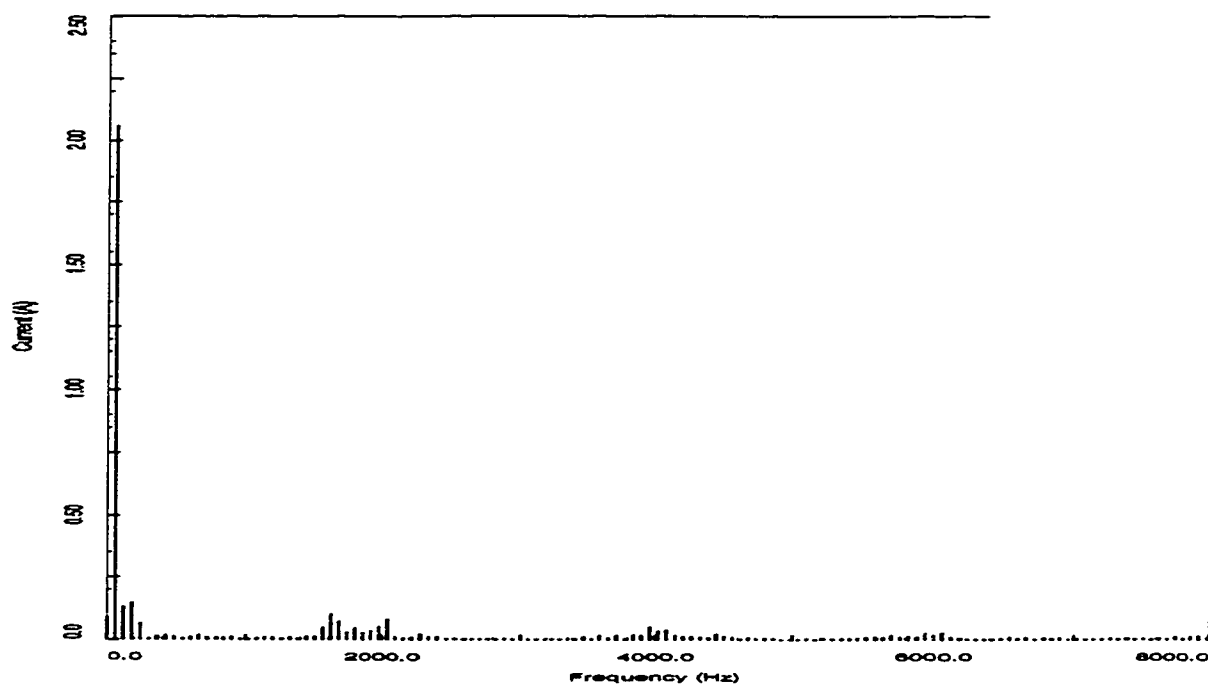


Figure 4.18 : Spectre de fréquence du courant de ligne i_A

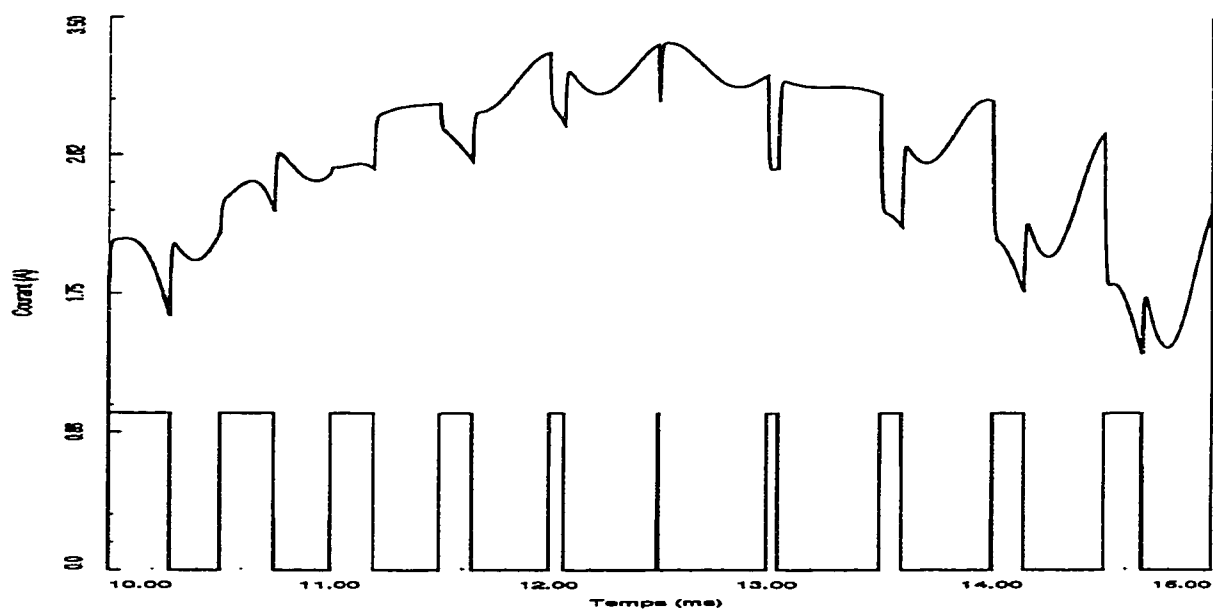


Figure 4.19 : Agrandi du courant i_A avec la présence du filtre RLC du 3^{ème} ordre

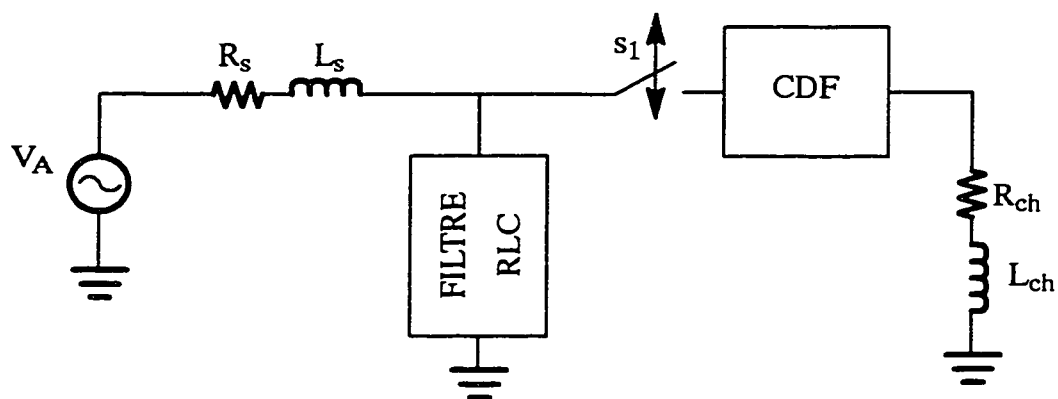


Figure 4.20 : Circuit résonnant (impédance de la ligne et celle du bloc de filtrage)

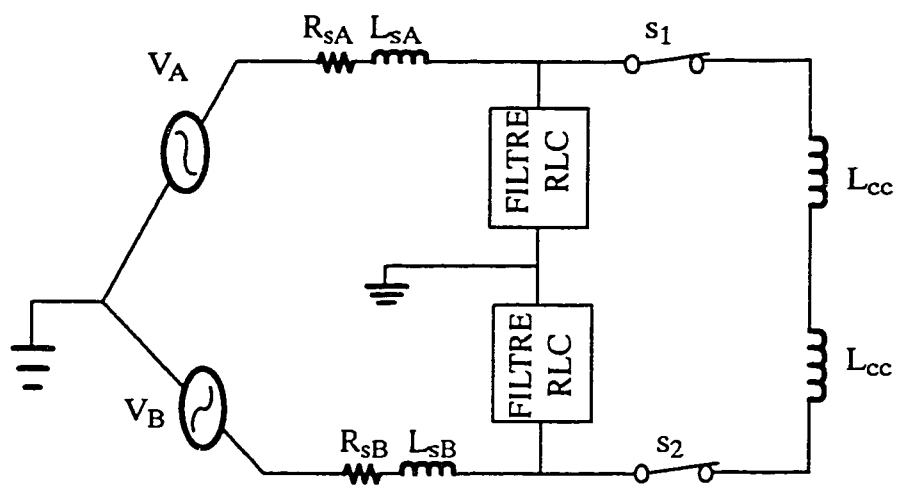
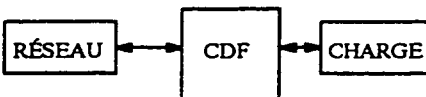
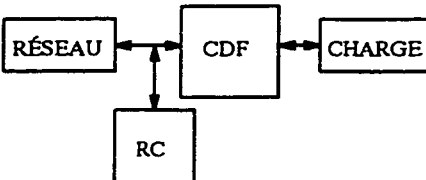
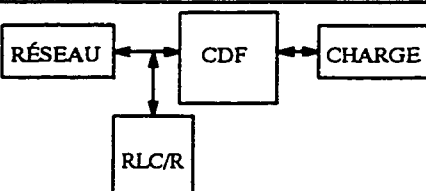
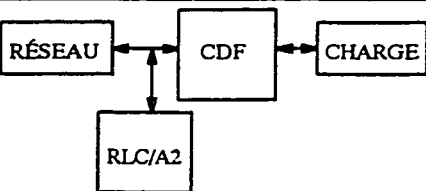
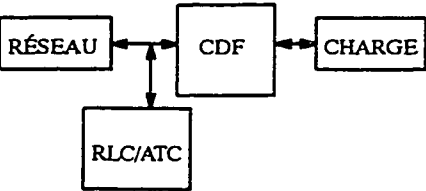
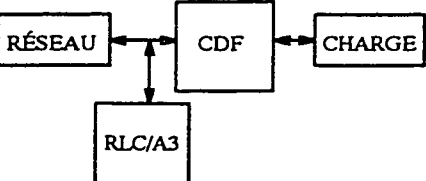


Figure 4.21 : Circuit résonnant (durée de court-circuit)

d'après ce spectre, on constate que l'amplitude du fondamental du courant i_A a augmenté d'avantage. La distorsion (THD) a, par conséquent, diminué à partir de 195% avec le filtre RC du premier ordre jusqu'à atteindre la valeur de 12% avec le filtre du troisième ordre. À la figure 4.19, on présente l'agrandi du courant de ligne i_A (entre 10ms et 15ms). Sur cet agrandi, on remarque l'apparition de deux résonances créées par deux types de circuits. D'une part, le circuit résonnant (figure 4.20) crée par l'impédance inductive de la ligne et le filtre RLC du 3^{ième} ordre; ce circuit a lieu lors de l'enclenchement et du déclenchement de l'interrupteur correspondant, dans le cas de la figure 4.19, c'est l'interrupteur s_1 qui est enclenché et déclenché d'une façon séquentielle. D'autre part, le circuit résonnant (figure 4.21) crée par les deux impédances des deux lignes, A et B ou A et C, et les deux blocs de filtre qui leurs sont connectés. Ceci correspond à la phase de court-circuit entre les interrupteurs s_1 et s_2 ou s_1 et s_3 durant leur période de commutation. Mais, comme on peut le voir ces résonances sont assez amorties comparées à celles créées dans le modèle du (CDF) sans les blocs de filtrage et avec le filtre RC du premier ordre utilisé dans un travail de mémoire de maîtrise(ERIC, 1995).

Le tableau (4.1) donné ci-après, présente un résumé de l'étude comparative faite dans le présent chapitre. Les valeurs indiquées dans ce tableau, montrent clairement l'amélioration apportée par l'ajout des blocs de filtre au modèle du (CDF). Pour un même courant demandé par la charge, le courant de ligne (fondamental & valeur efficace) augmente et la résonance diminue. Toutefois, la distorsion harmonique totale

Tableau (4.1) : Résumé de l'étude comparative du modèle de (CDF) sans et avec les blocs de filtrage

Type et schéma du montage		Courant de ligne de la phase A		
Type	Schéma bloc	Fondamental	Valeur efficace	THD _A
		[A]	[A]	[%]
CDF sans filtre		0,21	0,41	166,5
CDF avec filtre RC		0,19	0,42	195
CDF avec filtre RLC résonnant		2,06	2,1	19,9
CDF avec filtre RLC amorti 2 ^{ème} ordre		2,06	2,1	12
CDF avec filtre RLC amorti du type C		1,96	2,13	42,7
CDF avec filtre RLC du 3 ^{ème} ordre		2,06	2,1	11,74

(THD) diminue de plus en plus selon le type de filtre utilisé. Le filtre RLC amorti de second ordre offre une distorsion (THD) de l'ordre de 12% de même le filtre RLC amorti du troisième ordre offre presque la même grandeur en pour cent (11,74%). Cependant, pour des applications tenant en compte la considération en puissance, le filtre RLC amorti du troisième ordre sera le filtre idéal, car avec celui-ci les pertes au fondamental sont moins importantes. Par contre, pour des applications ne tenant en compte que de l'aspect économique, le filtre RLC amorti de second ordre qui contient peu d'éléments sera plus convenable que le précédent. Également, d'après ce tableau, on constate que même si la limite imposée par la norme IEEE-519, n'est pas atteinte, l'étude faite dans le cadre de ce présent travail, a permis d'atteindre une valeur de (THD%) plus proche de la limite du tableau (1.5), imposée par la norme IEEE-519.

Dans les circuits utilisés pour simuler les CDF au complet (CDF & Filtres), on élimine les résistances d'amortissement placées en parallèle avec les inductances des lignes. Cette élimination est approuvée par la présence des blocs de filtres. Ceux-ci font de telle sorte que la stabilité numérique est toujours vérifiée car, pendant le déclenchement de l'interrupteur le générateur et l'impédance de la ligne forment un circuit fermé avec l'impédance du filtre.

Les résultats de simulation donnés sous forme graphique dans le présent chapitre, sont obtenus à partir du logiciel EMTP.

CONCLUSION

La présentation d'une voie de solution pour le perfectionnement du modèle du Convertisseur Direct de Fréquence (CDF) est donnée dans le présent travail.

Après une étude assez détaillée du modèle, les résultats de simulation de ce dernier, obtenus dans une étude antérieure, sont présentés. Les deux algorithmes de commande à savoir l'algorithme vectoriel et l'algorithme scalaire ainsi que les logiciels de simulation tels que EMTP et MATLAB–SIMULINK sont passés en revue.

Un modèle complet de la ligne de transport de l'énergie est étudié et l'approximation faite pour justifier le choix du modèle simplifié de cette ligne est donnée dans ce rapport.

Le modèle de l'impédance de source a permis de vérifier les problèmes associés aux effets de la commutation sur le réseau. Sur la base de ce modèle, une étude bibliographique de la norme IEEE–519 et des filtres passifs de puissance a été faite. Après cette étude, cinq différents blocs de filtre passifs de puissance ont été créés et validés dans l'environnement de MATLAB–SIMULINK.

Ces modèles de blocs de filtre, ont permis plus au moins d'améliorer la qualité d'onde des courants injectés au réseau sans toutefois atteindre la limite suggérée par la norme IEEE–519. Cependant, dans de futurs travaux, on pourra pousser l'étude pour le perfectionnement du modèle du convertisseur direct de fréquence (CDF) lors de son branchement sur le réseau en se servant des blocs de filtres de puissance créés dans

ENELMACH version 1.3 et ce en tenant compte de l'application réelle du CDF. De cette façon, on pourra répondre aux exigences de la norme IEEE-519.

Bibliographie

ABOU-RIDA, S., (1995). Développement d'un modèle de simulation des convertisseurs directs pour SPICE. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.

BUI, H.,D., (1993) Interface optique pour la commande de MOSFET appliquée au convertisseur direct . Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.

DUGUY, L., (1988). Commande programmable pour un convertisseur direct . Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.

ERIC, H., (1995). Étude d'un convertisseur direct de fréquence à l'aide d'EMTP (Electromagnetic Transients Program) . Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.

GHEORGHE, M., (1995). Application Simulink pour l'étude par simulation des systèmes d'entraînement de machines électriques. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.

IEEE Std 519 (1992). Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems,

IREQ, (1989). Electromagnetic Transients Program EMTP, Revised Rule Book : Vol. 1&2.

JAMES, K., Phipps, (1997). A transfer function approach to harmonic filter design. IEEE Industry application magazine. pp. 68–82

LASSETER, R.H., FEHRIE, K., LEE, B., (1989). Electromagnetic Transients Program (EMTP) . Workbook IV (TACS) , Volume 4.

MURAI, Y., Lipo, T., A., (1988). High frequency series resonant DC link power conversion. IEEE Industry applications meeting . Vol.1, pp. 772–779.

MATH WORKS inc., (1992). A program for Simulating Dynamic Systems. User's Guide.

ROY, G., DUGUY, L., MANIAS, S., APRIL, G.–E., (1987). Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm. Conference Record of the 1987 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. pp. 891–898.

ROY, G., RIBIERO, R., ENIO, (1996). An Ac–Ac converter made of two semi direct frequency changers has no limits on the voltage gain. APEC'96 Eleventh Annual Applied power Electronics Conference, San Jose.

RIBIERO, E., R., (1993). Étude d'un convertisseur à fréquence intermédiaire piloté par une commande scalaire . Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada.

ROY, G., APRIL, G.–E., (1991). Direct Frequency Changer Operation Under a New Scalar Control Algorithm . IEEE Trans. on Power Elect., Vol.6, n°1, pp. 100–107.

ROMBAULT, C., SÉGUIER, G., BAUSSIERE, R. (1986). Les convertisseurs de l'électronique de puissance. la conversion alternatif–alternatif. Paris : Technique et Documentation Lavoisier.

SÉGUIER, G. Les convertisseurs de l'électronique de puissance . Tomes 1, 2, 3, 4 Editions Techniques et Documentations.

VENTURINI, M., (1980). A New Sine Wave In , Sine Wave Out, Conversion Technique Eliminates Reactive Elements. Proc. Powercon 7, San Diego, CA. pp. E3.1–E3.15.

Annexe A1

Détails de calcul des valeurs nominales de la charge

Nous définissons comme impédance de charge nominale, l'impédance pour laquelle le courant nominal I_n est dix fois plus faible que le courant de court-circuit I_{cc} , lorsqu'un seul interrupteur est gardé fermé en permanence et tous les autres ouverts.

La figure A1.1, donne le circuit simplifié de cette approximation.

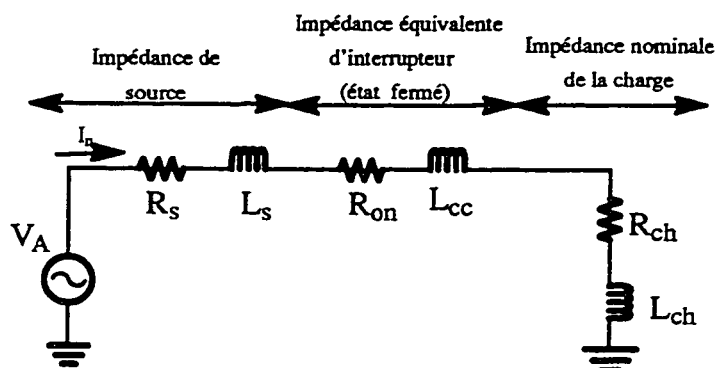


Figure A1.1 : Schéma équivalent pour le calcul de la charge nominale

L'impédance de source est connue, elle a été évaluée par des mesures expérimentales.

Les valeurs correspondantes à l'inductance de source et à la résistance de source sont données respectivement par : $L_s = 32 \mu\text{H}$ et $R_s = 1,2 \text{ m}\Omega$. Pour la valeur de la résistance équivalente à l'ouverture du MOSFET IRC530, elle est égale à $120 \text{ m}\Omega$. Son inductance de court-circuit est égale à $8 \mu\text{H}$.

Faisons à présent les deux hypothèses fondamentales suivantes :

1) Les valeurs efficaces du courant de court-circuit et du courant nominal sont reliées par:

$$I_{cc} = 10 * I_n \quad (A1.1)$$

2) Le facteur de qualité de la charge à la fréquence d'échantillonnage f_e est exprimé comme suit :

$$Q = (2 * \pi * f_e) * \frac{L_{ch}}{R_{ch}} = 19 \quad (A1.2)$$

Et sachant que , pendant le court-circuit , la loi d'ohm donne l'expression suivante:

$$I_{cc} = \frac{V_A}{|Z_s + Z_{on}|} \quad (A1.3)$$

Lors du fonctionnement normal, la loi d'ohm donne d'après le circuit de la figure (A1.1), l'expression suivante:

$$I_n = \frac{V_A}{|Z_s + Z_{on} + Z_{ch}|} \quad (A1.4)$$

D'après (A1.3) et (A1.4), on peut écrire :

$$10 * |Z_s + Z_{on}| = |Z_s + Z_{on} + Z_{ch}| \quad (A1.5)$$

En développant cette expression on aura l'égalité suivante :

$$10 * \sqrt{(R_s + R_{on})^2 + \omega^2 * (L_s + L_{cc})^2} = \sqrt{(R_s + R_{on})^2 + \omega^2 * (L_s + L_{cc} + L_{ch})^2} \quad (A1.6)$$

Avec : ω étant la pulsation angulaire à 60 Hz.

À partir de l'expression (A1.6), on abouti à l'équation du deuxième degré suivante:

$$R_{ch}^2 + 0,26 R_{ch} - 1,68 = 0 \quad (A1.7)$$

La résolution de cette équation du second ordre permet d'avoir les valeurs suivantes:

$$R_{ch} \approx 1,2 \, \Omega \quad (A1.8)$$

$$\text{et} \quad L_{ch} \approx 1,8 \, \text{mH} \quad (A1.9)$$

Si on normalise ces valeurs, on aura :

$$R_{chN} = 1,0 \, \Omega \quad (A1.10)$$

$$\text{et} \quad L_{chN} = 1,5 \, \text{mH} \quad (A1.11)$$

Si on se réfère à l'expression (1.11) donnée au premier chapitre, on constatera alors que le niveau des pics de tension est proportionnel au courant de charge i_o . Dans ce cas, plus l'impédance de la charge est faible et plus le courant i_o est élevé et par conséquent les pics aussi. On peut dire alors que c'est l'impédance de la charge qui assure, par son facteur de qualité le filtrage de ces pics. Il est alors important que les valeurs de charge R_{chN} et L_{chN} soient suffisamment élevées devant les autres impédance. Ainsi, l'impédance utilisée pour fin de simulation est 10 fois plus grande que la nominale. Soient alors :

$$R_{ch} = 10 \, \Omega \quad (A1.12)$$

$$\text{et} \quad L_{ch} = 15 \, \text{mH} \quad (A1.13)$$

Annexe A2

Détails de traçage des asymptôtes Système filtre RLC résonnant / réseau

Les figures données par la suite, montrent la procédure utilisée pour arriver au traçage des asymptôtes représentées aux figures 2.6 et 2.7. Pour les deux cas étudiés au deuxième chapitre, à savoir le cas où l'inductance de la ligne est supérieure à celle du filtre et le cas contraire. Cependant, nous allons reprendre l'expression (2.10).

$$H_{cdsl}(s) = \frac{s^2(L_f * C_f) + s(R_f * C_f) + 1}{s^2((L_s + L_f) * C_f) + s((R_f + R_s) * C_f) + 1} \quad (A2.1)$$

Soit

la forme générale d'une fonction du deuxième ordre :

$$G_i(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 * \zeta * \omega_n * s + \omega_n^2} \quad (A2.2)$$

i étant un indice qui peut représenter soit le numérateur soit le dénominateur. D'après l'expression (A2.1), on peut considérer que celle-ci est constituée de deux fonctions du deuxième ordre G_n et G_d .

En se référant à l'expression général (A2.2) on peut écrire par identification :

$$G_n(s) = \frac{\frac{1}{L_f * C_f}}{s^2 + \frac{R_f}{L_f} s + \frac{1}{C_f * L_f}} \quad (A2.3)$$

$$G_d(s) = \frac{\frac{1}{(L_f + L_s) * C_f}}{s^2 + \frac{R_f + R_s}{L_f + L_s} s + \frac{1}{C_f * (L_f + L_s)}} \quad (A2.4)$$

$$\omega_{cn} = \frac{1}{\sqrt{C_f * L_f}} \quad \text{Fréquence de coupure pour le numérateur de (B.1)} \quad (A2.5)$$

$$\omega_{cd} = \frac{1}{\sqrt{(L_f + L_s) * C_f}} \quad \text{Fréquence de coupure pour le dénominateur de (B.1)} \quad (A2.6)$$

À partir de ces deux paramètres, on peut tracer les asymptôtes mentionnées ci haut. Quelle que soient les valeurs des inductances L_s et L_f , la fréquence du dénominateur est inférieure à celle du numérateur $\omega_{cn} > \omega_{cd}$. Pour le traçage des asymptôtes on procède comme suit :

Pour les faibles fréquences, on calcule la limite de l'expression (A2.1) quand " s " tends vers zéro. Le résultat obtenu est donné à l'expression (A2.7).

$$\lim_{s \rightarrow 0} [H_{cdsl}(s)] = \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{s^2(L_f * C_f) + s(R_f * C_f) + 1}{s^2((L_s + L_f) * C_f) + s((R_f + R_s) * C_f) + 1} \right] = \frac{1}{1} = 1 \quad (A2.7)$$

Dans le diagramme de bode , on considère qu'au dessous de la fréquence de coupure on suppose que la fréquence tend vers zéro et par conséquent, on peut approximer ces points par une asymptôte dont la pente est données par l'expression (A2.8).

$$20 * \log_{10}(\lim_{s \rightarrow 0} [H_{cds1}(s)]) = 20 * \log_{10}\left(\frac{1}{1}\right) = 20 * \log_{10}(1) = 0\text{dB} \quad (\text{A2.8})$$

En mettant s^2 comme facteur commun à l'expression (A2.1), on aura :

$$H_{cds1}(s) = \left(\frac{s^2}{s^2}\right) * \frac{\frac{1}{s^2} + \frac{1}{s}(R_f * C_f) + (L_f * C_f)}{\frac{1}{s^2} + \frac{1}{s}[(R_f + R_s) * C_f] + [(L_f + L_s) * C_f]} \quad (\text{A2.9})$$

Maintenant, si on fait tendre l'opérateur s de l'expression (B.9) vers l'infini, sachant que cet infini représente les fréquences au-delà de la fréquence de coupure.

$$\lim_{s \rightarrow \infty} H_{cds1}(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} \left[\left(\frac{s^2}{s^2}\right) * \frac{\frac{1}{s^2} + \frac{1}{s}(R_f * C_f) + (L_f * C_f)}{\frac{1}{s^2} + \frac{1}{s}[(R_f + R_s) * C_f] + [(L_f + L_s) * C_f]} \right] = \frac{L_f}{(L_f + L_s)} \quad (\text{A2.10})$$

Donc la deuxième asymptôte sera décalée vers le bas d'une valeur de :

$$20 * \log_{10} \frac{L_f}{(L_f + L_s)} \quad (\text{A2.11})$$

D'où le tracé suivant :

Les facteurs d'amortissement ζ_n et ζ_d sont donnés par les expressions suivantes :

$$2 * \zeta_n * \omega_{cn} = \frac{R_f}{L_f} \quad \Rightarrow \quad \zeta_n = \frac{1}{2} * R_f * \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad (\text{A2.12})$$

$$2 * \zeta_d * \omega_{cd} = \frac{R_f + R_s}{L_f + L_s} \quad \Rightarrow \quad \zeta_d = \frac{1}{2} * (R_f + R_s) * \sqrt{\frac{C_f}{(L_f + L_s)}} \quad (\text{A2.13})$$

D'après les deux expressions (A2.12) et (A2.13), on remarque qu'une fois les valeurs de l'inductance L_f et de la capacité C_f choisies, zéta (ζ) dépend de la valeur de la résistance du filtre R_f . L'impédance de la ligne est supposée être constante. Donc pour une grande valeur de la résistance, on aura un grand amortissement. Mais, il y a un compromis à faire, à savoir la dissipation en puissance au niveau du filtre

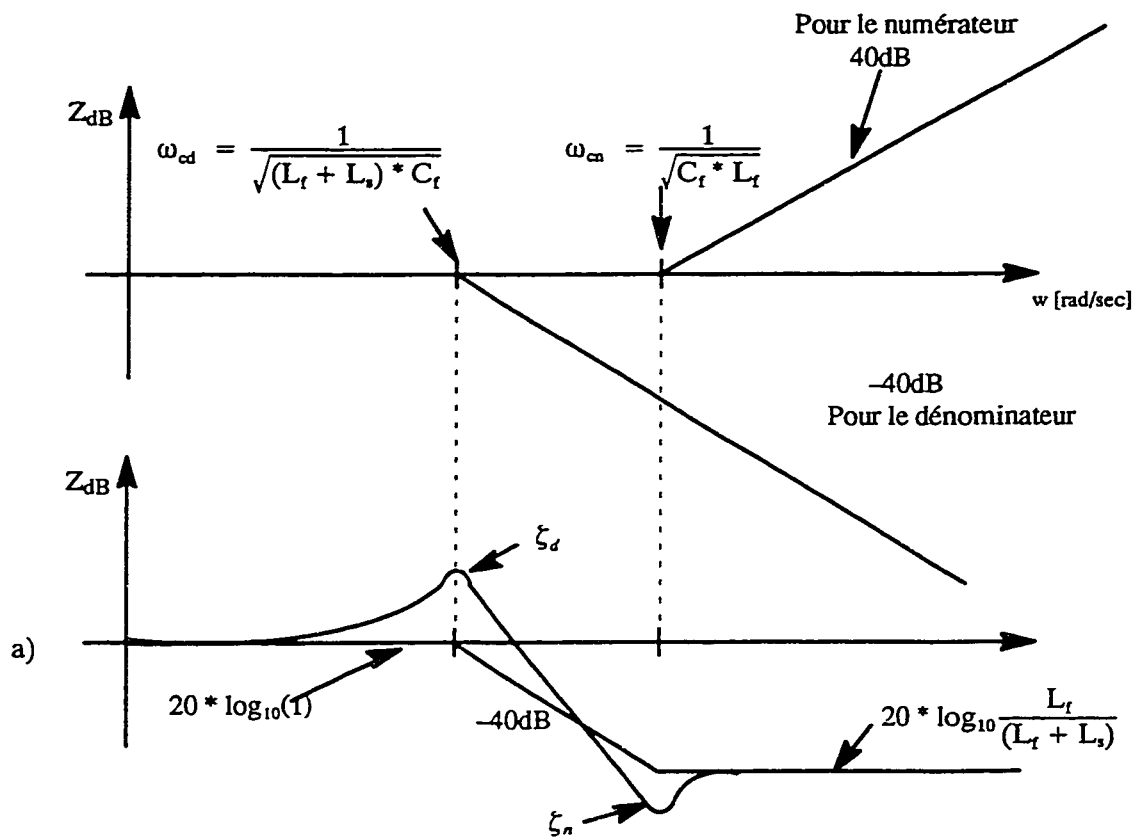


Figure A2.1 : Traçage des asymptôtes pour le système filtre RLC résonnant / réseau $L_s > L_f$

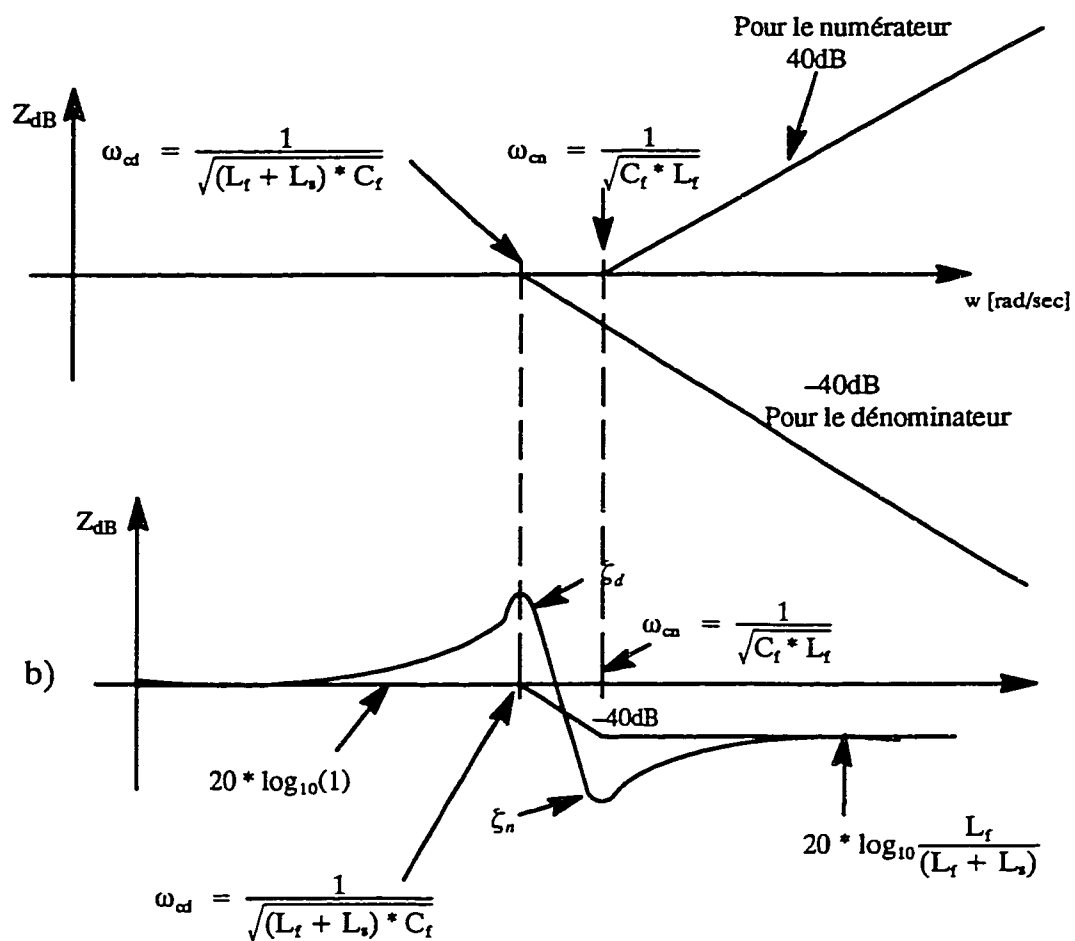


Figure (A2.2) : Traçage des asymptôtes pour le système filtre RLC résonnant / réseau $L_f > L_s$

Annexe A3

Fonction de transfert normalisée du filtre RLC amorti du 2^{ème} ordre

Cet annexe donne la procédure de calcul faite pour aboutir à la forme normalisée donnée par l'expression (2.15) au 2^{ème} chapitre.

Soit l'expression (2.14) donnant la fonction de transfert du filtre RLC amorti du 2^{ème} ordre:

$$Z_{f2}(s) = \frac{1}{s * C_f} + \frac{(s * L_f + R_f) * R_{bp}}{s * L_f + (R_f + R_{bp})} \quad (A3.1)$$

Si on met cette expression au même dénominateur commun, on aura l'expression (A3.2) suivante :

$$Z_{f2}(s) = \frac{s^2 * (L_f * C_f * R_{bp}) + s * (L_f + C_f * R_f * R_{bp}) + (R_f + R_{bp})}{s^2 * (L_f * C_f) + s * (C_f * (R_f + R_{bp}))} \quad (A3.2)$$

En mettant $(R_f + R_{bp})$ en facteur commun pour le numérateur et $(S * C_f)$ comme facteur dénominateur pour le dénominateur on aboutira à l'expression suivante :

$$Z_{f2}(s) = \frac{(R_f + R_{bp})}{s * C_f * [(R_f + R_{bp}) + s * (L_f * C_f)]} * [s^2 * \frac{(L_f * C_f * R_{bp})}{(R_f + R_{bp})} + s * \frac{(L_f + (C_f * R_f * R_{bp}))}{(R_f + R_{bp})} + 1] \quad (A3.3)$$

Après simplification, cette expression pourra être écrite sous la forme suivante :

$$Z_{f2}(s) = \frac{1}{s * C_f * [1 + s * \frac{L_f}{(R_f + R_{bp})}]} [s^2 * \frac{1}{\frac{L_f C_f R_{bp}}{(R_f + R_{bp})}} + \frac{s}{\omega_o} * \omega_o * \frac{(L_f + (C_f * R_f * R_{bp}))}{(R_f + R_{bp})} + 1] \quad (A3.4)$$

Si on pose :

$$A = \frac{1}{C_f} \quad (A3.5)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{(R_f + R_{bp})}{(R_{bp} * L_f * C_f)}} \quad \text{si } R_f \ll R_{bp} \text{ alors : } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f * C_f}} \quad (A3.6)$$

$$\omega_p = \frac{R_f + R_{bp}}{L_f} \quad \text{si } R_f \ll R_{bp} \text{ alors : } \omega_p = \frac{R_{bp}}{L_f} \quad (A3.7)$$

$$Q_{bp} = \frac{(R_f + R_{bp})}{R_f * R_{bp} * C_f + L_f} * \frac{1}{\omega_o} \quad (A3.8)$$

donc on aura l'expression normalisée donnée par l'expression 2.15 donnée au chapitre 2.

$$Z_{f2}(s) = \frac{A}{s * (1 + \frac{s}{\omega_p})} * (1 + (\frac{s}{\omega_o}) * \frac{1}{Q_{bp}} + (\frac{s}{\omega_o})^2) \quad (A3.9)$$

Annexe B1

Programmes de simulation du circuit CDF sans les blocs de filtrage

Les programmes suivants [(ERIC, 1995)] donnent respectivement les données des fichiers de simulation pour les circuits suivants :

- 1) Circuit du CDF avec une configuration idéale de la ligne, de la matrice d'interrupteurs connecté à une charge purement ohmique.
- 2) Circuit du CDF avec une configuration idéale de la ligne, une configuration réelle de la matrice d'interrupteurs et une charge ohmique-inductive.
- 3) Circuit du CDF avec une configuration réelle de la ligne, de la matrice d'interrupteurs et une charge ohmique-inductive.
- 4) Circuit du CDF avec une configuration réelle de la ligne, de la matrice d'interrupteurs et une charge ohmique-inductive. Cette fois on ajoute l'élément de compensation.

```

C =====*
C = Nom du fichier AnxB11.dat                                     =*
C = Description : Montage du CDF avec une ligne ideale,  une matrice =*
C = ----- d'interrupteurs ideale et une charge purement ohmique =*
C =====*
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789
0
C
BEGIN NEW DATA CASE
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
      100      500      500      50      150      3000      500      500
ZINC OXIDE      2000
      1.0E-6      0.03
9999999      1      0      0      1      0      0
TACS HYBRID      00
PERI.E +UNITY      485E-6
FREQ.I +UNITY      60.0
FREQ.O +UNITY      33.0
99FREQ.E =1/PERI.E
VO +UNITY      18.4
MIN +UNITY      5.E-6
CC +UNITY      1.E-6
90VI1
90VI2
90VI3
99WO =2*PI*FREQ.O
99VO1 =VO*COS(WO*TIMEX)
23RESET1      1.0      5.E-4      1.E-6
99RESET253+RESET1
23HOLD.1      1.0      5.0E-4      4.98E-4      DELTAT
99HOLD.253+HOLD.1      DELTAT
99CAS1 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI1/VI2).LT.PLUS1)
99CAS2 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI2/VI1).LT.PLUS1)
99CAS3 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI1/VI3).LT.PLUS1)
99CAS4 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI1).LT.PLUS1)
99CAS5 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI2/VI3).LT.PLUS1)
99CAS6 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI2).LT.PLUS1)
99VK =CAS1*VI1+CAS2*VI2+CAS3*VI1+CAS4*VI3+CAS5*VI2+CAS6*VI3
99VL =CAS1*VI2+CAS2*VI1+CAS3*VI3+CAS4*VI1+CAS5*VI3+CAS6*VI2
99VM =CAS1*VI3+CAS2*VI3+CAS3*VI2+CAS4*VI2+CAS5*VI1+CAS6*VI1
99R =VK/VL
99TL1 =(1/FREQ.E)*(VO1-VM)/(VK*R+VL-VM*(1+R))
99TK1 =TL1*R
99TML =1/FREQ.E-TK1-TL1
99TS1 =(CAS1.OR.CAS3)*TK1+(CAS2.OR.CAS4)*TL1+(CAS5.OR.CAS6)*TML
99TS2 =(CAS2.OR.CAS5)*TK1+(CAS1.OR.CAS6)*TL1+(CAS3.OR.CAS4)*TML
99TS3 =(CAS4.OR.CAS6)*TK1+(CAS3.OR.CAS5)*TL1+(CAS1.OR.CAS2)*TML
88TECOUL =TIMEX
88TEMPS165 TECOUL      0.0 RESET1HOLD.1
88TS11 65 TS1      0.0 RESET1HOLD.1
88TS22 65 TS2      0.0 RESET1HOLD.1
88TS33 65 TS3      0.0 RESET1HOLD.1
88TEMPS265 TEMPS1      0.0 RESET2HOLD.2
88TS111 65 TS1      0.0 RESET2HOLD.2
88TS222 65 TS2      0.0 RESET2HOLD.2
88TS333 65 TS3      0.0 RESET2HOLD.2
88FIRE.1 =(TIMEX.GE.TEMPS1).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+MIN))
88FIRE.2 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+MIN)).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN))
88T3.FIN =(TEMPS1+TS11+TS22+TS33)+(RESET1.GT.ZERO)*(TEMPS2+TS111+TS222+TS333)

88FIRE.3 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN)).AND.(TIMEX.LE.(T3.FIN+3*MIN))
33VO1
BLANK
      SORT.1      100E-2      3
BLANK
13VI1      SORT.1      FIRE.1 11
13VI2      SORT.1      FIRE.2 1
13VI3      SORT.1      FIRE.3 1
BLANK
14VI1      84.85 60.0      0.0      -1.0 10.0
14VI2      84.85 60.0      -120.0      -1.0 10.0
14VI3      84.85 60.0      -240.0      -1.0 10.0
BLANK
      SORT.1
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK

```

```

C =====*
C = Nom du fichier AnxB12.dat                                     *
C = Description : Montage du CDF avec une ligne ideale,   une matrice   *
C = ----- d'interrupteurs reelle et une charge ohmique-inductive *
C =====*
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789
0
C
BEGIN NEW DATA CASE
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
      100      500      500      50      150      3000      500      500
ZINC OXIDE      2000
      1.0E-6      0.03
99999999      1      0      0      1      0      0
TACS HYBRID      00
      PERI.E +UNITY      485E-6
      FREQ.I +UNITY      60.0
      FREQ.O +UNITY      33.0
99FREQ.E =1/PERI.E
      VO      18.4
      MIN +UNITY      5.E-6
      CC +UNITY      1.E-6
90VI1
90VI2
90VI3
99WO =2*PI*FREQ.O
99VO1 =VO*COS(WO*TIMEK)
99VO2 =VO*COS(WO*TIMEK-2*PI/3)
99VO3 =VO*COS(WO*TIMEK-4*PI/3)
23RESET1      1.0      5.E-4      1.E-6
99RESET253+RESET1
23HOLD.1      1.0      5.0E-4      4.98E-4
99HOLD.253+HOLD.1
99CAS1 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI1/VI2).LT.PLUS1)
99CAS2 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI2/VI1).LT.PLUS1)
99CAS3 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI1/VI3).LT.PLUS1)
99CAS4 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI1).LT.PLUS1)
99CAS5 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI2/VI3).LT.PLUS1)
99CAS6 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI2).LT.PLUS1)
99VK =CAS1*VI1+CAS2*VI2+CAS3*VI1+CAS4*VI3+CAS5*VI2+CAS6*VI3
99VL =CAS1*VI2+CAS2*VI1+CAS3*VI3+CAS4*VI1+CAS5*VI3+CAS6*VI2
99VM =CAS1*VI3+CAS2*VI3+CAS3*VI2+CAS4*VI2+CAS5*VI1+CAS6*VI1
99R =VK/VL
99TL1 =(1/FREQ.E)*(VO1-VM)/(VK*R+VL-VM*(1+R))
99TK1 =TL1*R
99TMI =1/FREQ.E-TK1-TL1
99TS1 =(CAS1.OR.CAS3)*TK1+(CAS2.OR.CAS4)*TL1+(CAS5.OR.CAS6)*TMI
99TS2 =(CAS2.OR.CAS5)*TK1+(CAS1.OR.CAS6)*TL1+(CAS3.OR.CAS4)*TMI
99TS3 =(CAS4.OR.CAS6)*TK1+(CAS3.OR.CAS5)*TL1+(CAS1.OR.CAS2)*TMI
88TECOUL =TIMEK
88TEMPS165 TECOUL
88TS11 65 TS1
88TS22 65 TS2
88TS33 65 TS3
88TEMPS265 TEMPS1
88TS111 65 TS1
88TS222 65 TS2
88TS333 65 TS3
88FIRE.1 =(TIMEK.GE.TEMPS1).AND.(TIMEK.LE.(TEMPS1+TS11+MIN))
0.0 RESET1HOLD.1
0.0 RESET1HOLD.1
0.0 RESET1HOLD.1
0.0 RESET1HOLD.1
0.0 RESET2HOLD.2
0.0 RESET2HOLD.2
0.0 RESET2HOLD.2
0.0 RESET2HOLD.2

```

```

88FIRE.2 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+MIN)).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN))
88T3.FIN =(TEMPS1+TS11+TS22+TS33)*(RESET1.GT.ZERO)*(TEMPS2+TS111+TS222+TS333)
88FIRE.3 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN)).AND.(TIMEX.LE.(T3.FIN+3*MIN))
33VO1 VO2 VO3
BLANK
VI1 S1 12.E-2 3
VI2 S2 12.E-2
VI3 S3 12.E-2
RESCC1SORT.1 8.E-3
RESCC2SORT.1 8.E-3
RESCC3SORT.1 8.E-3
RESCC1SORT.1 100.
RESCC2SORT.1 100.
RESCC3SORT.1 100.
S1 RESCC1 1.E6
S2 RESCC2 1.E6
S3 RESCC3 1.E6
SORT.1FILT.1 0.5
FILT.1 100E-1 3
92RESCC1 C.C 4444. 3
0.0 -1 0.0
-1000. -90.1
-0.001 -90.
0.0 0.
0.001 90.
1000. 90.1
9999.
92RESCC2 RESCC1 C.C 4444.
92RESCC3 RESCC1 C.C 4444.
BLANK
13S1 RESCC1 FIRE.1 11
13S2 RESCC2 FIRE.2 1
13S3 RESCC3 FIRE.3 1
BLANK
14VI1 84.85 60.0 C C -1.0 10.0
14VI2 84.85 60.0 -1.0 10.0
14VI3 84.85 60.0 -1.0 10.0
BLANK
SORT.1RI1
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK

```

```

C =====*
C = Nom du fichier AnxB13.dat *
C = Description : Montage du CDF avec une ligne reelle, une matrice *
C = ----- d'interrupteurs reelle et une charge ohmique-inductive *
C =====*
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789
C
C
BEGIN NEW DATA CASE
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
100 500 500 50 150 3000 500 500
ZINC OXIDE 2000
1.0E-6 0.02
9999999 1 0 0 1 0 0
TACS HYBRID 00
PERI.E +UNITY 485E-6
FREQ.I +UNITY 60.0
FREQ.O +UNITY 33.0
99FREQ.E =1/PERI.E
VO +UNITY 18.4
MIN +UNITY 5.E-6
CC +UNITY 1.E-6
90VI1
90VI2
90VI3
99WO =2*PI*FREQ.O
99VO1 =VO*COS(WO*TIMEX)
99VO2 =VO*COS(WO*TIMEX-2*PI/3)
99VO3 =VO*COS(WO*TIMEX-4*PI/3)
23RESET1 1.0 5.E-4 1.E-6
99RESET253+RESET1 DELTAT
23HOLD.1 1.0 5.0E-4 4.98E-4 2.0E-6
99HOLD.253+HOLD.1 DELTAT
99CAS1 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI1/VI2).LT.PLUS1)
99CAS2 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI2/VI1).LT.PLUS1)
99CAS3 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI1/VI3).LT.PLUS1)
99CAS4 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI1).LT.PLUS1)
99CAS5 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI2/VI3).LT.PLUS1)
99CAS6 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI2).LT.PLUS1)
99VK =CAS1*VI1+CAS2*VI2+CAS3*VI1+CAS4*VI3+CAS5*VI2+CAS6*VI3
99VL =CAS1*VI2+CAS2*VI1+CAS3*VI3+CAS4*VI1+CAS5*VI3+CAS6*VI2
99VM =CAS1*VI3+CAS2*VI3+CAS3*VI2+CAS4*VI2+CAS5*VI1+CAS6*VI1
99R =VK/VL
99TL1 =(1/FREQ.E)*(VO1-VM)/(VK*R+VL-VM*(1+R))
99TK1 =TL1*R
99TMI =1/FREQ.E-TK1-TL1
99TS1 =(CAS1.OR.CAS3)*TK1+(CAS2.OR.CAS4)*TL1+(CAS5.OR.CAS6)*TMI
99TS2 =(CAS2.OR.CAS5)*TK1+(CAS1.OR.CAS6)*TL1+(CAS3.OR.CAS4)*TMI
99TS3 =(CAS4.OR.CAS6)*TK1+(CAS3.OR.CAS5)*TL1+(CAS1.OR.CAS2)*TMI
88TECOUL =TIMEX
88TEMPS165 TECOUL 0.0 RESET1HOLD.1
88TS11 65 TS1 0.0 RESET1HOLD.1
88TS22 65 TS2 0.0 RESET1HOLD.1
88TS33 65 TS3 0.0 RESET1HOLD.1
88TEMPS265 TEMPS1 0.0 RESET2HOLD.2
88TS111 65 TS1 0.0 RESET2HOLD.2
88TS222 65 TS2 0.0 RESET2HOLD.2
88TS333 65 TS3 0.0 RESET2HOLD.2
88FIRE.1 =(TIMEX.GE.TEMPS1).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+MIN))

```

```

88FIRE.2 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+MIN)).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN))
88T3.FIN =(TEMPS1+TS11+TS22+TS33)+(RESET1.GT.ZERO)*(TEMPS2+TS111+TS222+TS333)
88FIRE.3 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN)).AND.(TIMEX.LE.(T3.FIN+3*MIN))
33VO1 VO2 VO3
BLANK
VI1 LI1 1.2E-3 3
VI2 LI2 1.2E-3
VI3 LI3 1.2E-3
LI1 RI1 32.E-3
LI2 RI2 32.E-3
LI3 RI3 32.E-3
LI1 RI1 64.
LI2 RI2 64.
LI3 RI3 64.
RI1 S1 12.E-2
RI2 S2 12.E-2
RI3 S3 12.E-2
RESCC1SORT.1 8.E-3
RESCC2SORT.1 8.E-3
RESCC3SORT.1 8.E-3
RESCC1SORT.1 100.
RESCC2SORT.1 100.
RESCC3SORT.1 100.
S1 RESCC1 1.E6
S2 RESCC2 1.E6
S3 RESCC3 1.E6
SORT.1FILT.1 150E-3
FILT.1 100E-1
92RESCC1 0.0 4444. 3
0.0 -1 0.0
-1000. -90.1
-0.001 -90.
0.0 0.
0.001 90.
1000. 90.1
9999.
92RESCC2 RESCC1 0.0 4444.
92RESCC3 RESCC1 0.0 4444.
92RI1 RESCC1 0.0 4444.
92RI2 RESCC1 0.0 4444.
92RI3 RESCC1 0.0 4444.
BLANK
13S1 RESCC1 FIRE.1 11
13S2 RESCC2 FIRE.2 1
13S3 RESCC3 FIRE.3 1
BLANK
14VI1 84.85 60.0 0.0 -1.0 10.0
14VI2 84.85 60.0 -120.0 -1.0 10.0
14VI3 84.85 60.0 -240.0 -1.0 10.0
BLANK
SORT.1RI1
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK

```

```

C =====*
C = Nom du fichier AnxB13.dat *
C = Description : Montage du CDF avec une ligne reelle, une matrice *
C = ----- d'interrupteurs reelle, une charge ohmique-inductive *
C = et la capacite de compensation *
C =====*
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789
0
C
BEGIN NEW DATA CASE
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
100 500 500 50 150 3000 500 500
ZINC OXIDE 2000
1.0E-6 0.03
9999999 1 0 0 1 0 0
TACS HYBRID 00
PERI.E +UNITY 485E-6
FREQ.I +UNITY 60.0
FREQ.O +UNITY 33.0
99FREQ.E =1/PERI.E
VO +UNITY 18.4
MIN +UNITY 5.E-6
CC +UNITY 1.E-6
90VI1
90VI2
90VI3
99WO =2*PI*FREQ.O
99VO1 =VO*COS(WO*TIMEX)
99VO2 =VO*COS(WO*TIMEX-2*PI/3)
99VO3 =VO*COS(WO*TIMEX-4*PI/3)
23RESET1 1.0 5.E-4 1.E-6
99RESET253+RESET1 DELTAT
23HOLD.1 1.0 5.0E-4 4.0E-4 2.0E-6
99HOLD.253+HOLD.1 DELTAT
99CAS1 =((VI1*VI2).GT.ZERO.AND.(VI1/VI2).LT.PLUS1)
99CAS2 =((VI1*VI2).GT.ZERO.AND.(VI2/VI1).LT.PLUS1)
99CAS3 =((VI1*VI3).GT.ZERO.AND.(VI1/VI3).LT.PLUS1)
99CAS4 =((VI1*VI3).GT.ZERO.AND.(VI3/VI1).LT.PLUS1)
99CAS5 =((VI2*VI3).GT.ZERO.AND.(VI2/VI3).LT.PLUS1)
99CAS6 =((VI2*VI3).GT.ZERO.AND.(VI3/VI2).LT.PLUS1)
99VK =CAS1*VI1+CAS2*VI2+CAS3*VI3-CAS4*VI3+CAS5*VI2+CAS6*VI3
99VL =CAS1*VI2+CAS2*VI1+CAS3*VI3-CAS4*VI1+CAS5*VI3+CAS6*VI2
99VM =CAS1*VI3+CAS2*VI3+CAS3*VI2-CAS4*VI2+CAS5*VI1+CAS6*VI1
99R =VK/VL
99TL1 = (1/FREQ.E)*(VO1-VM)/(VK*R-VL-VM*(1+R))
99TK1 =TL1*R
99TM1 =1/FREQ.E-TK1-TL1
99TS1 =(CAS1.OR.CAS3)*TK1+(CAS2.OR.CAS4)*TL1+(CAS5.OR.CAS6)*TM1
99TS2 =(CAS2.OR.CAS5)*TK1+(CAS1.OR.CAS6)*TL1+(CAS3.OR.CAS4)*TM1
99TS3 =(CAS4.OR.CAS6)*TK1-(CAS3.OR.CAS5)*TL1+(CAS1.OR.CAS2)*TM1
88TECOUL =TIMEX
88TEMPS165 TECOUL 0.0 RESET1HOLD.1
88TS11 65 TS1 0.0 RESET1HOLD.1
88TS22 65 TS2 0.0 RESET1HOLD.1
88TS33 65 TS3 0.0 RESET1HOLD.1
88TEMPS265 TEMPS1 0.0 RESET2HOLD.2
88TS111 65 TS1 0.0 RESET2HOLD.2
88TS222 65 TS2 0.0 RESET2HOLD.2
88TS333 65 TS3 0.0 RESET2HOLD.2

```

```

88FIRE.1 =(TIMEX.GE.TEMPS1).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+MIN))
88FIRE.2 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+MIN)).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN))
88T3.FIN =(TEMPS1+TS11+TS22+TS33)+(RESET1.GT.ZERO)*(TEMPS2+TS111+TS222+TS333)
88FIRE.3 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN)).AND.(TIMEX.LE.(T3.FIN+3*MIN))
33VO1 VO2 VO3 FIRE.1FIRE.2FIRE.3
BLANK
VI1 LI1 1.2E-3 3
VI2 LI2 1.2E-3
VI3 LI3 1.2E-3
LI1 RI1 32.E-3
LI2 RI2 32.E-3
LI3 RI3 32.E-3
LI1 RI1 64.
LI2 RI2 64.
LI3 RI3 64.
RI1 S1 12.E-2
RI2 S2 12.E-2
RI3 S3 12.E-2
RESCC1SORT.1 8.E-3
RESCC2SORT.1 8.E-3
RESCC3SORT.1 8.E-3
RESCC1SORT.1 100.
RESCC2SORT.1 100.
RESCC3SORT.1 100.
S1 RESCC1 1.E6
S2 RESCC2 1.E6
S3 RESCC3 1.E6
RI1 RI2 4.20 .2 3
RI1 RI3 4.20 .2
RI2 RI3 4.20 .2
SORT.1FILT.1 150E-1
FILT.1 100E-1 3
92RESCC1 0.0 0.0 4444. 3
0.0 -1 0.0
-1000. -90.1
-0.001 -90.
0.0 0.
0.001 90.
1000. 90.1
9999.
92RESCC2 RESCC1 0.0 4444.
92RESCC3 RESCC1 0.0 4444.
BLANK
13S1 RESCC1 FIRE.1 11
13S2 RESCC2 FIRE.2 1
13S3 RESCC3 FIRE.3 1
BLANK
14VI1 84.85 60.0 0.0 -1.0 10.0
14VI2 84.85 60.0 -120.0 -1.0 10.0
14VI3 84.85 60.0 -240.0 -1.0 10.0
BLANK
SORT.1RI1
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK

```

Annexe B2

Programmes sur MATLAB

Impédance du filtre et fonction de transfert du système réseau / filtre

Dans cet annexe, on donne les programmes utilisés sur MATLAB pour la représentation des impédances des cinq filtres étudiés dans ce présent travail. Dans ce qui suit, on donne en ordre de leurs apparitions les programmes en question.

Programme#1 Impédance du filtre RC

Programme#2 Impédance du filtre RLC résonnant

Programme#3 Impédance du filtre RLC amorti du 2^{ième} ordre

Programme#4 Impédance du filtre RLC amorti du type C

Programme#5 Impédance du filtre RLC amorti du 3^{ième} ordre

Programme#6 Fonction de transfert du système RC / réseau

Programme#7 Fonction de transfert du système RLC 2^{ième} ordre / réseau

Programme#8 Fonction de transfert du système RLC amorti 2^{ième} ordre / réseau

Programme#9 Fonction de transfert du système RLC amorti du type C / réseau

Programme#10 Fonction de transfert du système RLC amorti 3^{ième} ordre / réseau


```
%=====
% Titre: Representation de la fonction de transfert Hcds(s)
% -----
% Fichier: Hcds_0.m
%
% Annee: mai 1998
%
% Auteur: AZANI HAMID
%=====
%
%          Is              Ih
%      <-----<         <-----<
%      |-----|-----|-----|-----|-----|-----|
%      |               |               |               |
%      |               Cf             If             |
%      |               |               |               |
%      |               |               | \ /         |
%      |               |               |             |
%      |               Rf             |             |
%      |               |             |             |
%      |-----|-----|-----|-----|-----|
%
%=====
% Fonction de transfert : Hcds(s) = -----
%                               Is(s)
%                               Ih(s)
%
%                               S*(Cf*Rf)+1
% Hcds(s)= -----
%           S^2*(Ls*Cf)+S*((Rs+Rf)*Cf)+1
%
%=====
Cf=0.000198;
Rf=0.20;
Rs=0.0012;
Ls=0.000032;
%
num_0=[0 (Cf*Rf) 1];
den_0=[(Ls*Cf) ((Rs+Rf)*Cf) 1];
%
[mag,phase,w]=bode(num_0,den_0);
magdB=20*log10(mag);
f=w/(2*pi);
subplot(211);
semilogx(f,magdB,'r')
subplot(212);
semilogx(f,phase,'b')
```

```

=====
Titre: Representation de la fonction de transfert Hcds(s)
----- RLC resonnant et l'impedance du reseau

Fichier: Hcds_1.m

Annee: mai 1998

Auteur: AZANI HAMID
=====

```



```

A=(C1*Lf*C2*Rp);
B=(Lf*C2)+(C1*Rf*C2*Rp)+(Lf*C1);
C=(Rf*C1)+(Rp*C2)+(C2*Rf);
D=(Lf*Ls*C1*C2);
E=(C1*Lf*C2*Rp)+(Lf*C1*Rs*C2)+(Ls*C1*C2*Rf)+(Ls*C1*Rp*C2);
F=(Lf*C2)+(C1*Rf*C2*Rp)+(Lf*C1)+(C1*Rf*C2*Rs)+(C1*Rs*C2*Rp)+(Ls*C1);
G=(Rf*C2)+(Rp*C2)+(C1*Rf)+(C1*Rs);
%
num_9=[0 A B C 1];
den_9=[D E F G 1];
%
[mag,phase,w]=bode(num_9,den_9);
magdB=20*log10(mag);
f=w/(2*pi);
%
% subplot(211);
semilogx(f,magdB,'g')
% subplot(212);
% semilogx(f,phase,'r')

```

Annexe B3

Programmes sur MATLAB utilisant les résultats obtenus par le biais de ENELMACH version 1.3

Dans cet annexe, on donne les programmes utilisés sur MATLAB en utilisant les résultats obtenus par le biais de ENELV1_3. Ces programmes vont nous permettre d'évaluer les blocs de filtres créés dans l'environnement SIMULINK. Dans ce qui suit, on donne en ordre de leurs apparitions les programmes en question.

Programme#1 Impédance du filtre RC

Programme#2 Impédance du filtre RLC résonnant

Programme#3 Impédance du filtre RLC amorti du 2^{ième} ordre

Programme#4 Impédance du filtre RLC amorti du type C

Programme#5 Impédance du filtre RLC amorti du 3^{ième} ordre

Programme#6 Fonction de transfert du système RC / réseau

Programme#7 Fonction de transfert du système RLC 2^{ième} ordre / réseau

Programme#8 Fonction de transfert du système RLC amorti 2^{ième} ordre / réseau

Programme#9 Fonction de transfert du système RLC amorti du type C / réseau

Programme#10 Fonction de transfert du système RLC amorti 3^{ième} ordre / réseau

Les valeurs numériques données dans ces programmes, des tensions et courants, sont déterminées à partir des circuits d'évaluation des blocs de filtres seuls et avec la présence de l'impédance de la ligne. La procédure est suivit comme suit: Pour chaque fréquence et

après l'exécution de la simulation faite sur Simulink, nous cherchons les formes d'onde de la tension aux bornes du filtre et le courant qui le traverse ainsi que le courant injecté dans le réseau pour le cas du système filtre/réseau. À partir de ces allures, nous avons mesuré les valeurs crêtes des grandeurs sus-mentionnées et nous avons effectué la loi d'ohm pour la détermination de l'impédance du filtre et le quotient du courant de la ligne par celui du générateur d'harmonique. Les caractéristiques données dans le 3^{ième} chapitre sont tracées point par point en faisant varier manuellement la fréquence de la source des courants d'harmoniques.


```

%
% Vecteur fréquence;
%
f1=[10 20 30 40 50 60 100 200 300 400 500 600 1000 2000 3000 4000 5000];
f2=[6000 10000 20000];
f=[f1 f2]';
%
% Vecteur tension;
%
v1=[2 2 2 2 2 2 1.9441 1.8881 1.8042 1.6643 1.5524 1.049 1.6434e-2];
v2=[6.3636e-1 1.1049 1.3007 1.4406 1.8881 2.0979];
V_filter=[v1 v2]';
%
% Vecteur courant;
%
i1=[1.2448e-2 2.4895e-2 3.8322e-2 4.965e-2 6.2238e-2 7.6224e-2];
i2=[1.2448e-1 2.4336e-1 3.6643e-1 4.7203e-1 5.6643e-1 6.5035e-1];
i3=[8.6014e-1 1.0 9.3706e-1 8.6014e-1 7.7622e-1 6.7832e-1];
i4=[5.2448e-1 2.3776e-1];
ifilter=[i1 i2 i3 i4]';
%
% Vecteur impédance;
%
    for j=1 : 20
        Zrlc_f(j) = (V_filter(j,1))/(ifilter(j,1));
    end;
%
    for n=1 : 20
        Zrlc_dB(n) = 20*log10(Zrlc_f(1,n));
    end;
%
semilogx(f,Zrlc_dB,'ko');

```

Programme#3

```

%=====
%= Titre : Impédance du filtre RLC amorti dans une échelle logarithmique=%
%= Auteur : AZANI Hamid                                     =%
%= Année : 1998                                             =%
%=====
%
% Vecteur fréquence;
%
f1=[10 20 30 40 50 60 100 200 300 400 500 600 1000 2000 3000 4000 5000];
f2=[6000 10000 20000 30000 40000 50000];
f=[f1 f2]';
%

```

```

% Vecteur tension;
%
v1=[2 2 2 2 2 2 1.9238 1.8476 1.7686 1.6364 1.5372 1.0083 1.3223e-1];
v2=[5.8678e-1 8.6777e-1 1.0744 1.1405 1.3719 1.3719 1.3719 1.3719];
v3=[1.3719];
V_filter=[v1 v2 v3]';
%
% Vecteur courant;
%
i1=[1.2453e-2 2.5472e-2 3.7736e-2 5.0943e-2 6.2264e-2 7.5238e-2];
i2=[1.2381e-1 2.5238e-1 3.5714e-1 4.5868e-1 5.5372e-1 6.3636e-1];
i3=[8.5124e-1 9.3388e-1 8.6777e-1 7.5207e-1 6.6942e-1 5.7025e-1];
i4=[4.2975e-1 3.5124e-1 3.0165e-1 3.0165e-1 3.0165e-1];
ifilter=[i1 i2 i3 i4]';
%
% Vecteur impédance;
%
    for j=1 : 23
        Zrlcr_f(j) = (V_filter(j,1))/(ifilter(j,1));
    end;
%
    for n=1 : 23
        Zrlcr_dB(n) = 20*log10(Zrlcr_f(1,n));
    end;
%
semilogx(f,Zrlcr_dB,'ko');

```

Programme#4

```

%=====
%= Titre : Impédance du filtre RLC type C dans une échelle logarithmique=%
%= Auteur : AZANI Hamid                                     =%
%= Année : 1998                                             =%
%=====
% Vecteur fréquence;
%
f=[10 100 700 1000 1500 2000 3000 5000 8000 10000 20000 100000];
%
% Vecteur tension;
%
v1=[2 1.9720 1.4685 1.0769 4.7552e-1 1.3007e-1 5.6643e-1 1.1049];
v2=[1.2727 1.3846 1.4406 1.0769];
v=[v1 v2]';
%
% Vecteur courant;
%
i1=[1.2448e-2 1.2168e-1 6.9231e-1 8.4615e-1 9.4406e-1 9.4406e-1];

```

```

i2=[8.6014e-1 6.6434e-1 5.1049e-1 4.5804e-1 3.4406e-1 2.2098e-1];
i_rlcr=[i1 i2]';
%
% Vecteur impédance;
%
    for j=1 : 12
        Zrlctc_f(j) = (v(j,1))/(i_rlcr(j,1));
    end;
%
    for n=1 : 12
        Zrlctc_dB(n) = 20*log10(Zrlctc_f(1,n));
    end;
%
semilogx(f,Zrlctc_dB,'ko');

```

Programme#5

```

%=====
%= Titre: Impédance du filtre RLC d'ordre 3 dans une échelle logarithmique=%
%= Auteur : AZANI Hamid                                     =%
%= Année : 1998                                             =%
%=====
% Vecteur fréquence;
%
f=[10 600 1000 1500 2000 2500 3500 7000 10000 30000 90000];
%
% Vecteur tension;
%
v1=[2 1.5524 1.014 4.3357e-1 1.3846e-1 3.7203e-1 7.7622e-1];
v2=[1.2448 1.3846 1.3846 1.1608];
vf=[v1 v2]';
%
% Vecteur courant;
%
i1=[1.2448e-2 6.5035e-1 8.6014e-1 9.4406e-1 9.4406e-1 9.1608e-1];
i2=[7.9021e-1 5.5245e-1 4.4406e-1 3.1049e-1 2.3217e-1];
i_f=[i1 i2]';
%
% Vecteur impédance;
%
    for j=1 : 11
        Zrlc3_f(j) = (vf(j,1))/(i_f(j,1));
    end;
%
    for n=1 : 11
        Zrlc3_dB(n) = 20*log10(Zrlc3_f(1,n));
    end;

```

```
%
semilogx(f,Zrlc3_dB,'ko');
```

Programme#6

```
%=====
%= Titre : Fonction de transfert Hcds_rc_dB           =%
%= Auteur : AZANI Hamid                             =%
%= Année : 1998                                       =%
%=====
%
% Vecteur fréquence;
%
f1=[10 60 100 600 1000 1500 2000 2500 3000 3500 4000 5000 6000];
f2=[10000 20000];
f=[f1 f2]';
%
% Vecteur courant de source;
%
is1=[1 1.0073 1.0189 1.0566 1.1698 1.1698 1.0566 9.0566e-1];
is2=[7.5472e-1 6.6151e-1 5.6604e-1 4.6226e-1 3.7736e-1 2.1698e-1];
is3=[1.0566e-1];
is=[is1 is2 is3]';
%
% Vecteur courant harmonique;
%
i1=[1. 1. 1. 1.0095 9.619e-1 9.2381e-1 8.4762e-1 8.2857e-1];
i2=[7.9048e-1 7.9048e-1 7.9048e-1 7.9048e-1 7.9048e-1];
i3=[7.9048e-1 7.9048e-1];
i=[i1 i2 i3]';
%
% Vecteur Hcds_RC;
%
    for j=1 : 15
        Hcds_RC(j) = (is(j,1))/(i(j,1));
    end;
%
    for n=1 : 15
        Hcdsrc_dB(n) = 20*log10(Hcds_RC(1,n));
    end;
%
semilogx(f,Hcdsrc_dB,'ko');
```

Programme#7

```
%=====
%= Titre : Fonction de transfert Hcds_rlc_dB           =%
%= Auteur : AZANI Hamid                             =%
```

```

%= Année : 1998                                     =%
%=====
%
% Vecteur fréquence;
%
f1=[100 600 850 1300 1500 1555 1631.1 1657 1684 1853 1913 2000 2072 2174 2500 3000];
f2=[6000 15967];
f=[f1 f2]';
%
% Vecteur courant de source;
%
is1=[9.9301e-1 1.1049 1.1608 1.5245 2.6573 3.4406 3.2727 3.7762 2.7692 5.1049e-1 2e-1];
is2=[4.3706e-2 1.3846e-1 2.4336e-1 4.3007e-1 5.2448e-1 6.0839e-1 4.3007e-1];
is=[is1 is2]';
%
% Vecteur courant harmonique;
%
ih1=[1 1.035 1 9.7203e-1 9.021e-1 7.6224e-1 4.8601e-1 5.6643e-1 7.7622e-1 7.7622e-1 9.8601e-1];
ih2=[9.8601e-1 1 1 9.8601e-1 9.8601e-1 9.4406e-1 7.3429e-1];
ih=[ih1 ih2]';
%
% Vecteur Hcds_RIC(j);
%
    for j=1 : 18
        Hcds_RIC(j) = (is(j,1))/(ih(j,1));
    end;
%
    for n=1 : 18
        Hcdsrlc_dB(n) = 20*log10(Hcds_RIC(1,n));
    end;
%
semilogx(f,Hcdsrlc_dB,'ko');

```

Programme#8

```

%=====
%= Titre : Fonction de transfert Hcds_rlc_dB           =%
%= Auteur : AZANI Hamid                               =%
%= Année : 1998                                       =%
%=====
%
% Vecteur fréquence;
%
f1=[150 450 900 1179 1459 1588 1843 2000 2500 3500 7000 15000 20000];
f2=[40000 100000];
f=[f1 f2]';
%

```

```

% Vecteur courant de source;
%
is1=[9.9301e-1 1.021 1.1608 1.3566 2.0 2.3776 6.5035e-1 3.2727e-1 4.3706e-1];
is2=[5.6643e-1 5.6643e-1 3.75e-1 3.0625e-1 1.6875e-1 7.0312e-2];
is=[is1 is2]';
%
% Vecteur courant harmonique;
%
ih1=[1.021 1.0 9.8601e-1 9.7552e-1 9.1608e-1 7.0629e-1 9.021e-1 9.4406e-1];
ih2=[9.7203e-1 9.5804e-1 8.3217e-1 6.25e-1 5.4688e-1 3.875e-1 3.0e-1];
ih=[ih1 ih2]';
%
% Vecteur Hcds_RLCR(j);
%
    for j=1 : 15
        Hcds_RLCR(j) = (is(j,1))/(ih(j,1));
    end;
%
    for n=1 : 15
        Hcdsrlcr_dB(n) = 20*log10(Hcds_RLCR(1,n));
    end;
%
semilogx(f,Hcdsrlcr_dB,'k*');

```

Programme#9

```

%=====
%= Titre : Fonction de transfert Hcds_rlcTC_dB           =%
%= Auteur : AZANI Hamid                                =%
%= Année : 1998                                         =%
%=====
%
% Vecteur fréquence;
%
f1=[10 500 1500 2000 2268 2500 3000 4000 4500 5000 7000 10000];
f2=[14000 65000 100000];
f=[f1 f2]';
%
% Vecteur courant de source;
%
is1=[1. 1. 1.2168 1.9301 3.4406 1.021 2.2082e-1 4.7902e-1 5.2448e-1 5.5245e-1];
is2=[5.5245e-1 5.0699e-1 4.2308e-1 9.9301e-2 5.6643e-2];
is=[is1 is2]';
%
% Vecteur courant harmonique;
%
ih1=[1. 1. 9.8601e-1 9.3007e-1 3.1049e-1 9.021e-1 9.7203e-1 9.5804e-1 9.4406e-1];

```

```

ih2=[9.3007e-1 8.4615e-1 7.4825e-1 6.0839e-1 4.7902e-1 6.3636e-1];
ih=[ih1 ih2]';
%
% Vecteur Hcds_RICTC(j);
%
    for j=1 : 15
        Hcds_RICTC(j) = (is(j,1))/(ih(j,1));
    end;
%
    for n=1 : 15
        Hcdsrlctc_dB(n) = 20*log10(Hcds_RICTC(1,n));
    end;
%
semilogx(f,Hcdsrlctc_dB,'ko');

```

Programme#10

```

%=====
%= Titre : Fonction de transfert Hcds_rlc3_dB           =%
%= Auteur : AZANI Hamid                               =%
%= Année : 1998                                         =%
%=====
%
% Vecteur fréquence;
%
f1=[10. 600. 1200. 1500. 1522. 1593. 2000. 4000. 10053. 25496. 62962.];
f2=[116060. 159670.];
f=[f1 f2]';
%
% Vecteur courant de source;
%
is1=[1.0 1.049 1.4126 2.2657 2.3217 1.5524 3.1469e-1];
is2=[5.9441e-1 4.7902e-1 2.6014e-1 1.1608e-1 6.0839e-2 4.4406e-2];
is=[is1 is2]';
%
% Vecteur courant harmonique;
%
ih1=[1.0 1.0 9.8601e-1 8.3217e-1 6.6434e-1 7.6224e-1 9.5804e-1];
ih2=[9.4406e-1 7.6224e-1 4.7203e-1 3.2517e-1 3.1049e-1 2.9371e-1];
ih=[ih1 ih2]';
%
% Vecteur Hcds_RLC3(j);
%
    for j=1 : 13
        Hcds_RLC3(j) = (is(j,1))/(ih(j,1));
    end;
%

```

```
        for n=1 : 13
            Hcdsrc_dB(n) = 20*log10(Hcds_RLC3(1,n));
        end;
%
semilogx(f,Hcdsrc_dB,'k*');
```

Annexe B4

Programmes sur EMTP Circuit du CDF intégrant les blocs de filtres RLC

Cet annexe contient les programmes utilisés dans l'environnement EMTP pour la vérification du modèle du Convertisseur Direct de Fréquence (CDF) avec la présence des blocs de filtres passifs de puissance bâtis dans ENELNACH à la version 1.3. Dans ce qui suit, on donne en ordre de leurs apparitions les programmes en question.

Programme#1 Circuit CDF avec le filtre RLC résonnant

Programme#2 Circuit CDF avec le filtre RLC amorti du 2^{ième} ordre

Programme#3 Circuit CDF avec le filtre RLC du type C

Programme#4 Circuit RLC avec le filtre RLC du 3^{ième} ordre

```

C =====
C = Fichier : 31FR.dat
C = Description : Montage du DFC ( Direct Frequency Changer ) avec le filtre
C = RLC resonnant
C =====
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789
0
C
BEGIN NEW DATA CASE
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
100 500 500 50 150 3000 500 500
ZINC OXIDE 2000
1.0E-6 0.03
9999999 1 0 0 1 0 0
TACS HYBRID 00
PERI.E +UNITY 485E-6
FREQ.I +UNITY 60.0
FREQ.O +UNITY 33.0
99FREQ.E =1/PERI.E
VO +UNITY 18.4
MIN +UNITY 5.E-6
CC +UNITY 1.E-6
90VI1
90VI2
90VI3
99WO =2*PI*FREQ.O
99VO1 =VO*COS(WO*TIMEX)
99VO2 =VO*COS(WO*TIMEX-2*PI/3)
99VO3 =VO*COS(WO*TIMEX-4*PI/3)
23RESET1 1.0 5.E-4 1.E-6
99RESET253+RESET1 DELTAT
23HOLD.1 1.0 5.0E-4 4.98E-4 2.0E-6 DELTAT
99HOLD.253+HOLD.1
99CAS1 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI1/VI2).LT.PLUS1)
99CAS2 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI2/VI1).LT.PLUS1)
99CAS3 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI1/VI3).LT.PLUS1)
99CAS4 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI1).LT.PLUS1)
99CAS5 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI2/VI3).LT.PLUS1)
99CAS6 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI2).LT.PLUS1)
99VK =CAS1*VI1+CAS2*VI2+CAS3*VI1+CAS4*VI3+CAS5*VI2+CAS6*VI3
99VL =CAS1*VI2+CAS2*VI1+CAS3*VI3+CAS4*VI1+CAS5*VI3+CAS6*VI2
99VM =CAS1*VI3+CAS2*VI3+CAS3*VI2+CAS4*VI2+CAS5*VI1+CAS6*VI1
99R =VK/VL
99TL1 =(1/FREQ.E)*(VO1-VM)/(VK*R+VL-VM*(1+R))
99TK1 =TL1*R
99TM1 =1/FREQ.E-TK1-TL1
99TS1 =(CAS1.OR.CAS3)*TK1+(CAS2.OR.CAS4)*TL1+(CAS5.OR.CAS6)*TM1
99TS2 =(CAS2.OR.CAS5)*TK1+(CAS1.OR.CAS6)*TL1+(CAS3.OR.CAS4)*TM1
99TS3 =(CAS4.OR.CAS6)*TK1+(CAS3.OR.CAS5)*TL1+(CAS1.OR.CAS2)*TM1
88TECOUL =TIMEX
88TEMPS165 TECOUL 0.0 RESET1HOLD.1
88TS11 65 TS1 0.0 RESET1HOLD.1
88TS22 65 TS2 0.0 RESET1HOLD.1
88TS33 65 TS3 0.0 RESET1HOLD.1
88TEMPS265 TEMPS1 0.0 RESET2HOLD.2
88TS111 65 TS1 0.0 RESET2HOLD.2
88TS222 65 TS2 0.0 RESET2HOLD.2
88TS333 65 TS3 0.0 RESET2HOLD.2
88FIRE.1 =(TIMEX.GE.TEMPS1).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+MIN))

```

```

88FIRE.2 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+MIN)).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN))
88T3.FIN =(TEMPS1+TS11+TS22+TS33)+(RESET1.GT.ZERO)*(TEMPS2+TS111+TS222+TS333)
88FIRE.3 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN)).AND.(TIMEX.LE.(T3.FIN+3*MIN))
33VO1 VO2 VO3
BLANK
VI1 LI1 1.2E-3 3
VI2 LI2 1.2E-3
VI3 LI3 1.2E-3
LI1 RI1 32.E-3
LI2 RI2 32.E-3
LI3 RI3 32.E-3
LI1 RI1 64.
LI2 RI2 64.
LI3 RI3 64.
RI1 S1 12.E-2
RI2 S2 12.E-2
RI3 S3 12.E-2
RI1 FAA3C1 100.
FAA3C1FAA3L 64.E-3
FAA3L 16.E-3
RI2 FAB3C1 100.
FAB3C1FAB3L 64.E-3
FAB3L 16.E-3
RI3 FAC3C1 100.
FAC3C1FAC3L 64.E-3
FAC3L 16.E-3
RESCC1SORT.1 8.E-3
RESCC2SORT.1 8.E-3
RESCC3SORT.1 8.E-3
RESCC1SORT.1 100.
RESCC2SORT.1 100.
RESCC3SORT.1 100.
S1 RESCC1 1.E6
S2 RESCC2 1.E6
S3 RESCC3 1.E6
SORT.1FILT.1 150E-1
FILT.1 100E-1 3
92RESCC1 0.0 0.0 4444. 3
0.0 -1
-1000. -90.1
-0.001 -90.
0.0 0.
0.001 90.
1000. 90.1
9999.
92RESCC2 RESCC1 0.0 4444.
92RESCC3 RESCC1 0.0 4444.
92RI1 RESCC1 0.0 4444.
92RI2 RESCC1 0.0 4444.
92RI3 RESCC1 0.0 4444.
BLANK
13S1 RESCC1 FIRE.1 11
13S2 RESCC2 FIRE.2 1
13S3 RESCC3 FIRE.3 1
BLANK
14VI1 84.85 60.0 0.0 -1.0 10.0
14VI2 84.85 60.0 -120.0 -1.0 10.0
14VI3 84.85 60.0 -240.0 -1.0 10.0
BLANK
SORT.1RI1
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK

```

```

C =====
C = Fichier : 31FA2.dat
C = Description : Montage du DFC ( Direct Frequency Changer ) avec le filtre
C = RLC amorti du deuxieme ordre
C =====
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789
0
C
BEGIN NEW DATA CASE
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
100 500 500 50 150 3000 500 500
ZINC OXIDE 2000
1.0E-6 0.03
9999999 1 0 0 1 0 0
TACS HYBRID 00
PERI.E +UNITY 485E-6
FREQ.I +UNITY 60.0
FREQ.O +UNITY 33.0
99FREQ.E =1/PERI.E
VO +UNITY 18.4
MIN +UNITY 5.E-6
CC +UNITY 1.E-6
90VI1
90VI2
90VI3
99WO =2*PI*FREQ.O
99VO1 =VO*COS(WO*TIMEX)
99VO2 =VO*COS(WO*TIMEX-2*PI/3)
99VO3 =VO*COS(WO*TIMEX-4*PI/3)
23RESET1 1.0 5.E-4 1.E-6
99RESET253+RESET1 DELTAT
23HOLD.1 1.0 5.0E-4 4.98E-4 2.0E-6
99HOLD.253+HOLD.1 DELTAT
99CAS1 =((VI1*VI2).GT.ZERO AND ((VI1/VI2).LT.PLUS1)
99CAS2 =((VI1*VI2).GT.ZERO AND ((VI2/VI1).LT.PLUS1)
99CAS3 =((VI1*VI3).GT.ZERO AND ((VI1/VI3).LT.PLUS1)
99CAS4 =((VI1*VI3).GT.ZERO AND ((VI3/VI1).LT.PLUS1)
99CAS5 =((VI2*VI3).GT.ZERO AND ((VI2/VI3).LT.PLUS1)
99CAS6 =((VI2*VI3).GT.ZERO AND ((VI3/VI2).LT.PLUS1)
99VK =CAS1*VI1+CAS2*VI2+CAS3*VI3+CAS4*VI3+CAS5*VI2+CAS6*VI3
99VL =CAS1*VI2+CAS2*VI1+CAS3*VI3+CAS4*VI1+CAS5*VI3+CAS6*VI2
99VM =CAS1*VI3+CAS2*VI3+CAS3*VI2+CAS4*VI2+CAS5*VI1+CAS6*VI1
99R =VK/VL
99TL1 =(1/FREQ.E)*(VO1-VM*(VM*R-VL-VM*(1+R))
99TK1 =TL1*R
99TM1 =1/FREQ.E-TK1-TL1
99TS1 =(CAS1.OR.CAS3)*TK1+(CAS2.OR.CAS4)*TL1+(CAS5.OR.CAS6)*TM1
99TS2 =(CAS2.OR.CAS5)*TK1+(CAS1.OR.CAS6)*TL1+(CAS3.OR.CAS4)*TM1
99TS3 =(CAS4.OR.CAS6)*TK1+(CAS3.OR.CAS5)*TL1+(CAS1.OR.CAS2)*TM1
88TECOUL =TIMEX
88TEMPS165 TECOUL 0.0 RESET1HOLD.1
88TS11 65 TS1 0.0 RESET1HOLD.1
88TS22 65 TS2 0.0 RESET1HOLD.1
88TS33 65 TS3 0.0 RESET1HOLD.1
88TEMPS265 TEMPS1 0.0 RESET2HOLD.2
88TS111 65 TS1 0.0 RESET2HOLD.2
88TS222 65 TS2 0.0 RESET2HOLD.2
88TS333 65 TS3 0.0 RESET2HOLD.2
88FIRE.1 =(TIMEX.GE.TEMPS1).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+MIN))

```

```

88FIRE.2 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+MIN)).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN))
88T3.FIN =(TEMPS1+TS11+TS22+TS33)+(RESET1.GT.ZERO)*(TEMPS2+TS111+TS222+TS333)
88FIRE.3 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN)).AND.(TIMEX.LE.(T3.FIN+3*MIN))
33VO1 VO2 VO3
BLANK
VI1 LI1 1.2E-3 3
VI2 LI2 1.2E-3
VI3 LI3 1.2E-3
LI1 RI1 32.E-3
LI2 RI2 32.E-3
LI3 RI3 32.E-3
LI1 RI1 64.
LI2 RI2 64.
LI3 RI3 64.
RI1 S1 12.E-2
RI2 S2 12.E-2
RI3 S3 12.E-2
RI1 FAA3C1 100.
FAA3C1FAA3L 64.E-3
FAA3L 16.E-3
FAA3C1 5.
RI2 FAB3C1 100.
FAB3C1FAB3L 64.E-3
FAB3L 16.E-3
FAB3C1 5.
RI3 FAC3C1 100.
FAC3C1FAC3L 64.E-3
FAC3L 16.E-3
FAC3C1 5.
RESCC1SORT.1 8.E-3
RESCC2SORT.1 8.E-3
RESCC3SORT.1 8.E-3
RESCC1SORT.1 100.
RESCC2SORT.1 100.
RESCC3SORT.1 100.
S1 RESCC1 1.E6
S2 RESCC2 1.E6
S3 RESCC3 1.E6
SORT.1FILT.1 150E-1
FILT.1 100E-1 3
92RESCC1 0.0 0.0 4444. 3
0.0 -1
-1000. -90.1 0.0
-0.001 -90.
0.0 0.
0.001 90.
1000. 90.1
9999.
92RESCC2 RESCC1 0.0 4444.
92RESCC3 RESCC1 0.0 4444.
92RI1 RESCC1 0.0 4444.
92RI2 RESCC1 0.0 4444.
92RI3 RESCC1 0.0 4444.
BLANK
13S1 RESCC1 FIRE.1 11
13S2 RESCC2 FIRE.2 1
13S3 RESCC3 FIRE.3 1
BLANK
14VI1 84.85 60.0 0.0 -1.0 10.0
14VI2 84.85 60.0 -120.0 -1.0 10.0
14VI3 84.85 60.0 -240.0 -1.0 10.0
BLANK
SORT.1RI1
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK

```

```

C =====
C = Fichier : 31FATC.dat
C = Description : Montage du DFC ( Direct Frequency Changer ) avec le filtre
C = RLC amorti du type C
C =====
C      1      2      3      4      5      6      7      8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789
0
C
BEGIN NEW DATA CASE
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
      100      500      500      50      150      3000      500      500
ZINC OXIDE      2000
      1.0E-6      0.03
99999999      1      0      0      1      0      0
TACS HYBRID      00
PERI.E +UNITY      485E-6
FREQ.I +UNITY      60.0
FREQ.O +UNITY      33.0
99FREQ.E =1/PERI.E
VO +UNITY      18.4
MIN +UNITY      5.E-6
CC +UNITY      1.E-6
90VI1
90VI2
90VI3
99WO =2*PI*FREQ.O
99VO1 =VO*COS(WO*TIMEX)
99VO2 =VO*COS(WO*TIMEX-2*PI/3)
99VO3 =VO*COS(WO*TIMEX-4*PI/3)
23RESET1      1.0      5.E-4      1.E-6
99RESET253+RESET1
23HOLD.1      1.0      5.0E-4      4.98E-4      DELTAT
99HOLD.253+HOLD.1      2.0E-6
99CAS1 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI1/VI2).LT.PLUS1)
99CAS2 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI2/VI1).LT.PLUS1)
99CAS3 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI1/VI3).LT.PLUS1)
99CAS4 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI1).LT.PLUS1)
99CAS5 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI2/VI3).LT.PLUS1)
99CAS6 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI2).LT.PLUS1)
99VK =CAS1*VI1+CAS2*VI2+CAS3*VI1+CAS4*VI3+CAS5*VI2+CAS6*VI3
99VL =CAS1*VI2+CAS2*VI1+CAS3*VI3+CAS4*VI1+CAS5*VI3+CAS6*VI2
99VM =CAS1*VI3+CAS2*VI3+CAS3*VI2+CAS4*VI2+CAS5*VI1+CAS6*VI1
99R =VK/VL
99TL1 =(1/FREQ.E)*(VO1-VM)/(VK*R+VL-VM*(1+R))
99TK1 =TL1*R
99TM1 =1/FREQ.E-TK1-TL1
99TS1 =(CAS1.OR.CAS3)*TK1+(CAS2.OR.CAS4)*TL1+(CAS5.OR.CAS6)*TM1
99TS2 =(CAS2.OR.CAS5)*TK1+(CAS1.OR.CAS6)*TL1+(CAS3.OR.CAS4)*TM1
99TS3 =(CAS4.OR.CAS6)*TK1+(CAS3.OR.CAS5)*TL1+(CAS1.OR.CAS2)*TM1
88TECOUL =TIMEX
88TEMPS165 TECOUL      0.0 RESET1HOLD.1
88TS11 65 TS1      0.0 RESET1HOLD.1
88TS22 65 TS2      0.0 RESET1HOLD.1
88TS33 65 TS3      0.0 RESET1HOLD.1
88TEMPS265 TEMPS1      0.0 RESET2HOLD.2
88TS111 65 TS1      0.0 RESET2HOLD.2
88TS222 65 TS2      0.0 RESET2HOLD.2
88TS333 65 TS3      0.0 RESET2HOLD.2
88FIRE.1 =(TIMEX.GE.TEMPS1).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+MIN))

```

```

88FIRE.2 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+MIN)).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN))
88T3.FIN =(TEMPS1+TS11+TS22+TS33)+(RESET1.GT.ZERO)*(TEMPS2+TS11+TS22+TS33)
88FIRE.3 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN)).AND.(TIMEX.LE.(T3.FIN+3*MIN))
33VO1 VO2 VO3
BLANK
VI1 LI1 1.2E-3 3
VI2 LI2 1.2E-3
VI3 LI3 1.2E-3
LI1 RI1 32.E-3
LI2 RI2 32.E-3
LI3 RI3 32.E-3
LI1 RI1 64.
LI2 RI2 64.
LI3 RI3 64.
RI1 S1 12.E-2
RI2 S2 12.E-2
RI3 S3 12.E-2
RI1 FAA3C1 100.
FAA3C1FAA3C2 100.
FAA3C2FAA3L 64.E-3
FAA3L 16.E-3
FAA3C1 5.
RI2 FAB3C1 100.
FAB3C1FAB3C2 100.
FAB3C2FAB3L 64.E-3
FAB3L 16.E-3
FAB3C1 5.
RI3 FAC3C1 100.
FAC3C1FAC3C2 100.
FAC3C2FAC3L 64.E-3
FAC3L 16.E-3
FAC3C1 5.
RESCC1SORT.1 8.E-3
RESCC2SORT.1 8.E-3
RESCC3SORT.1 8.E-3
RESCC1SORT.1 100.
RESCC2SORT.1 100.
RESCC3SORT.1 100.
S1 RESCC1 1.E6
S2 RESCC2 1.E6
S3 RESCC3 1.E6
SORT.1FILT.1 150E-1
FILT.1 100E-1 3
92RESCC1 0.0 0.0 4444. 3
0.0 -1000. -9C 0.0
-0.001 -9C
0.0 9C
0.001 9C
1000. 9C
9999.
92RESCC2 RESCC1 0.0 4444.
92RESCC3 RESCC1 0.0 4444.
92RI1 RESCC1 0.0 4444.
92RI2 RESCC1 0.0 4444.
92RI3 RESCC1 0.0 4444.
BLANK
13S1 RESCC1
13S2 RESCC2
13S3 RESCC3
BLANK
14VI1 84.85 60.0 0.0 -1.0 10.0
14VI2 84.85 60.0 -120.0 -1.0 10.0
14VI3 84.85 60.0 -240.0 -1.0 10.0
BLANK
SORT.1RI1
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK
BLANK

```

```

C =====
C = Fichier : 31FA3p.dat
C = Description : Montage du DFC ( Direct Frequency Changer ) avec le filtre
C = RLC amorti du troisieme ordre
C =====
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890123456789
0
C
BEGIN NEW DATA CASE
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
100 500 500 50 150 3000 500 500
ZINC OXIDE 2000
1.0E-6 0.03
99999999 1 0 0 1 0 0
TACS HYBRID 00
PERI.E +UNITY 485E-6
FREQ.I +UNITY 60.0
FREQ.O +UNITY 33.0
99FREQ.E =1/PERI.E
VO +UNITY 18.4
MIN +UNITY 5.E-6
CC +UNITY 1.E-6
90VI1
90VI2
90VI3
99WO =2*PI*FREQ.O
99VO1 =VO*COS(WO*TIMEX)
99VO2 =VO*COS(WO*TIMEX-2*PI/3)
99VO3 =VO*COS(WO*TIMEX-4*PI/3)
23RESET1 1.0 5.E-4 1.E-6
99RESET253+RESET1
23HOLD.1 1.0 5.0E-4 4.98E-4
99HOLD.253+HOLD.1
99CAS1 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI1/VI2).LT.PLUS1)
99CAS2 =((VI1*VI2).GT.ZERO).AND.((VI2/VI1).LT.PLUS1)
99CAS3 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI1/VI3).LT.PLUS1)
99CAS4 =((VI1*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI1).LT.PLUS1)
99CAS5 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI2/VI3).LT.PLUS1)
99CAS6 =((VI2*VI3).GT.ZERO).AND.((VI3/VI2).LT.PLUS1)
99VK =CAS1*VI1+CAS2*VI2+CAS3*VI1+CAS4*VI3+CAS5*VI2+CAS6*VI3
99VL =CAS1*VI2+CAS2*VI1+CAS3*VI3+CAS4*VI1+CAS5*VI3+CAS6*VI2
99VM =CAS1*VI3+CAS2*VI3+CAS3*VI2+CAS4*VI2+CAS5*VI1+CAS6*VI1
99R =VK/VL
99TL1 =(1/FREQ.E)*(VO1-VM)/(VK*R+VL-VM*(1+R))
99TK1 =TL1*R
99TM1 =1/FREQ.E-TK1-TL1
99TS1 =(CAS1.OR.CAS3)*TK1+(CAS2.OR.CAS4)*TL1+(CAS5.OR.CAS6)*TM1
99TS2 =(CAS2.OR.CAS5)*TK1+(CAS1.OR.CAS6)*TL1+(CAS3.OR.CAS4)*TM1
99TS3 =(CAS4.OR.CAS6)*TK1+(CAS3.OR.CAS5)*TL1+(CAS1.OR.CAS2)*TM1
88TECOUL =TIMEX
88TEMPS165 TECOUL
88TS11 65 TS1
88TS22 65 TS2
88TS33 65 TS3
88TEMPS265 TEMPS1
88TS111 65 TS1
88TS222 65 TS2
88TS333 65 TS3
88FIRE.1 =(TIMEX.GE.TEMPS1).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+MIN))
DELTAT 2.0E-6
DELTAT
0.0 RESET1HOLD.1
0.0 RESET1HOLD.1
0.0 RESET1HOLD.1
0.0 RESET1HOLD.1
0.0 RESET2HOLD.2
0.0 RESET2HOLD.2
0.0 RESET2HOLD.2
0.0 RESET2HOLD.2

```

```

88FIRE.2 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+MIN)).AND.(TIMEX.LE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN))
88T3.FIN =(TEMPS1+TS11+TS22+TS33)+(RESET1.GT.ZERO)*(TEMPS2+TS111+TS222+TS333)
88FIRE.3 =(TIMEX.GE.(TEMPS1+TS11+TS22+2*MIN)).AND.(TIMEX.LE.(T3.FIN+3*MIN))

```

```

33VO1 VO2 VO3

```

```

BLANK

```

```

VI1 LI1 1.2E-3
VI2 LI2 1.2E-3
VI3 LI3 1.2E-3
LI1 RI1 32.E-3
LI2 RI2 32.E-3
LI3 RI3 32.E-3
LI1 RI1 64.
LI2 RI2 64.
LI3 RI3 64.
RI1 S1 12.E-2
RI2 S2 12.E-2
RI3 S3 12.E-2
RI1 FAA3C1 100.
FAA3C1FAA3L 64.E-3
FAA3L 16.E-3
FAA3C1FAA3C2 100.
FAA3C2 5.
RI2 FAB3C1 100.
FAB3C1FAB3L 64.E-3
FAB3L 16.E-3
FAB3C1FAB3C2 100.
FAB3C2 5.
RI3 FAC3C1 100.
FAC3C1FAC3L 64.E-3
FAC3L 16.E-3
FAC3C1FAC3C2 100.
FAC3C2 5.
RESCC1SORT.1 8.E-3
RESCC2SORT.1 8.E-3
RESCC3SORT.1 8.E-3
RESCC1SORT.1 100.
RESCC2SORT.1 100.
RESCC3SORT.1 100.
S1 RESCC1 1.E6
S2 RESCC2 1.E6
S3 RESCC3 1.E6
SORT.1FILT.1 150E-1
FILT.1 100E-1
92RESCC1 0.0 0.0 4444.
0.0 -1
-1000. -90.1
-0.001 -90.
0.0 0.
0.001 90.
1000. 90.1

```

3

3
3

0.0

```

9999.
92RESCC2 RESCC1 0.0 4444.
92RESCC3 RESCC1 0.0 4444.
92RI1 RESCC1 0.0 4444.
92RI2 RESCC1 0.0 4444.
92RI3 RESCC1 0.0 4444.

```

```

BLANK

```

```

13S1 RESCC1
13S2 RESCC2
13S3 RESCC3

```

```

BLANK

```

```

FIRE.1 11
FIRE.2 1
FIRE.3 1

```

```

14VI1 84.85 60.0 0.0
14VI2 84.85 60.0 -120.0
14VI3 84.85 60.0 -240.0

```

```

-1.0 10.0
-1.0 10.0
-1.0 10.0

```

```

BLANK

```

```

SORT.1RI1

```

```

BLANK

```

```

BLANK

```

```

BLANK

```

```

BLANK

```

```

BLANK

```

```

BLANK

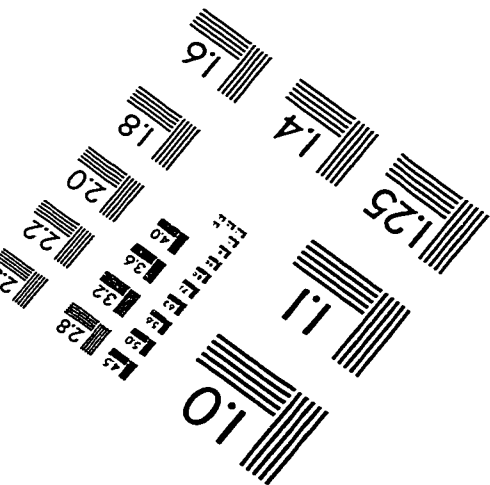
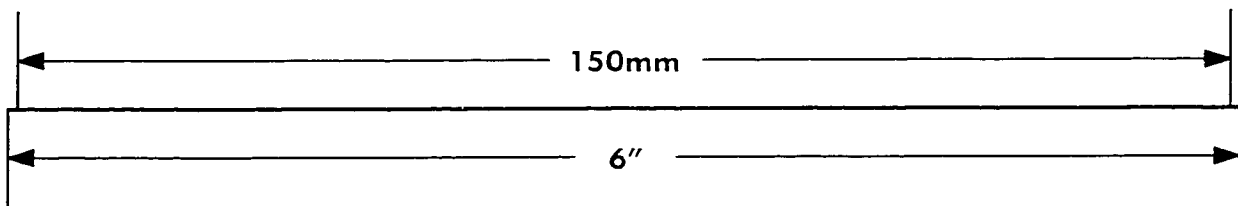
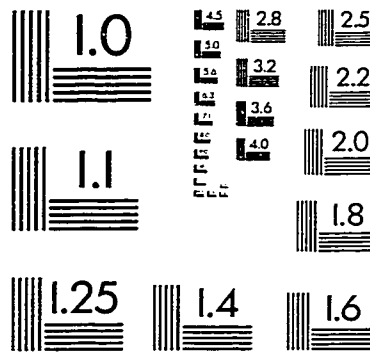
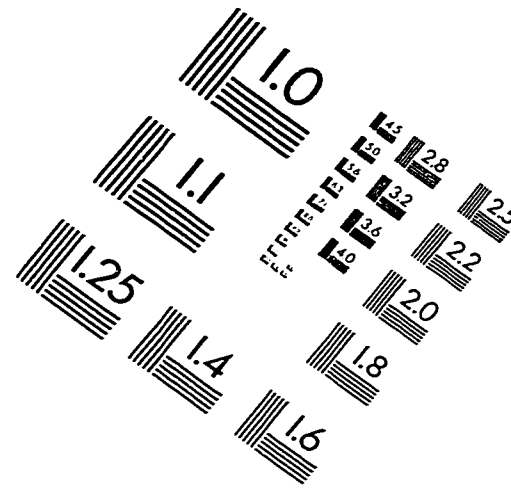
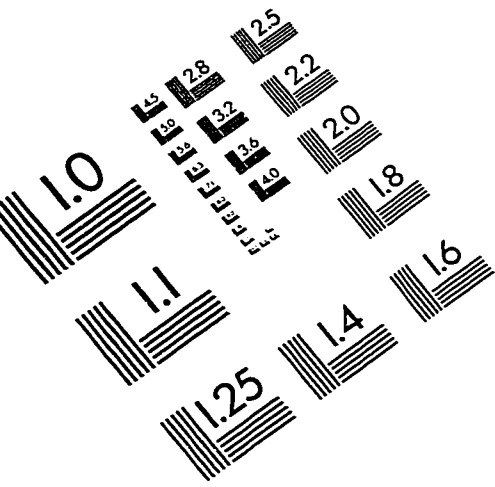
```

```

BLANK

```

IMAGE EVALUATION TEST TARGET (QA-3)



APPLIED IMAGE, Inc.
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved

