

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. Ing.

PAR
ABDELHAMID HAMADI

AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DU FILTRE ACTIF : APPLICATION DU
RÉGULATEUR PROPORTIONNEL INTÉGRAL ET DU RÉGULATEUR FLOU

MONTREAL, LE 30 NOVEMBRE 2004

(c) droits réservés de Abdelhamid Hamadi

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Kamal Al-Haddad, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Ambrish Chandra, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Alpha Oumarou Barry, membre externe
Institut de recherche Hydro-Québec (IREQ)

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC
LE 3 NOVEMBRE 2004
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DU FILTRE ACTIF : APPLICATION D'UN RÉGULATEUR PROPORTIONNEL INTÉGRAL ET D'UN RÉGULATEUR FLOU

HAMADI ABDELHAMID

SOMMAIRE

L'électronique de puissance moderne comme le réglage de la vitesse des moteurs, les alimentations de secours, chauffage par induction, etc...., normalement utilise des diodes ou redresseurs commandés à thyristor (SCR) pour l'interfaçage avec les réseaux électriques. Ces redresseurs injectent dans le réseau des harmoniques de courant, causant un faible facteur de puissance et un taux de distorsion harmonique (TDH) important. De plus ces harmoniques détériorent la qualité des formes d'ondes de la tension, et peuvent endommager les équipements par échauffements excessifs, causer un mal fonctionnement des cartes de contrôle des convertisseurs, et aussi des interférences avec d'autres utilisateurs.

Le projet de recherche propose plusieurs approches pour contourner l'effet néfaste des harmoniques via l'utilisation du filtre actif de puissance. L'approche propose une réduction de la distorsion harmonique du courant de source, de plus elle permet la compensation de la puissance réactive à la fréquence fondamentale. L'algorithme proposé utilise une commande de type indirecte et de type directe pour générer les courants de références du filtre actif. Trois types de régulateurs (proportionnelle intégral, Flou (Sugeno) et Flou (optimisé) ont été testés, les résultats de simulation et d'expérimentation présentées démontrent bien les performances statiques et dynamiques du système de commande étudié.

Finalement, le filtre actif monophasé est implanté, opérant à 275 VA et les tests expérimentaux serviront à valider expérimentalement les algorithmes proposés.

Les résultats de ce travail sont proposés et acceptés dans plusieurs conférences internationales telles IEEE (ICHQP), IEEE (ICIT04).

IMPROVING THE PERFORMANCE OF THE ACTIVE FILTER: APPLYING A PROPORTIONNEL INTEGRAL AND A FUZZY LOGIC CONTROLLER

HAMADI ABDELHAMID

ABSTRACT

Modern power electronics such as adjustable speed drives, uninterruptible power supplies, induction heating, etc, normally employs diodes or silicon controlled rectifiers (SCR) to interface with the electric utility. The rectifier causes significant harmonic currents, resulting in poor power factor and high total harmonic distortion (THD), and deteriorates the quality of voltage and current waveforms. Further more, harmonic currents can lead to equipment overheating, malfunction of solid-state equipment, and interference with other users. Power active filters are an effective solution to correct this issue.

This dissertation proposes several approaches to mitigate harmonics via the development of power active filters. The proposed approaches focuses on improving the total harmonic distortion of the source current caused by the non-linear load, and allow a compensation of the reactive power. An indirect and direct current control algorithm is developed to generate the reference current of the active filter. Three types of controllers proportional integral, Fuzzy (Sugeno) and Fuzzy (optimized) are tested. The simulations as well as the experimental results show the performances of the system in steady state transient mode of operations.

Finally, a single-phase active filter is implemented operating at 275 VA in order to validate the proposed control laws.

The results of this work are submitted and accepted in several international conferences like IEEE (ICHQP), IEEE (ICIT04).

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué dans le cadre du programme de maîtrise en Génie Électrique, au sein du GRÉPCI.

Je tiens à remercier mon directeur de mémoire Monsieur Kamal Al-Haddad , Professeur à l'École de technologie supérieure, titulaire de la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance, pour son aide, et pour m'avoir offert la possibilité de réaliser mon projet au sein du laboratoire GRÉPCI.

Ce travail est supporté par la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance CRC-CÉÉÉP

Je tiens à remercier également aussi Monsieur Hugo Marchand, pour sa disponibilité, ses conseils, au laboratoire GRÉPCI.

Je tiens à remercier, Messieurs Bachir Kedjar et Salem Rahmani pour leurs conseils et recommandations.

Mes remerciements vont également au président du jury professeur Ambrish Chandra du département de génie électrique de l'école de technologie supérieure ainsi que monsieur

Alpha Oumarou Barry ing. MSc.A. de l'IREQ Institut de recherche Hydro-Québec pour avoir accepté de juger ce travail.

Je désire remercier ma famille, ma mère, mes sœurs, et je dédie ce projet à mon défunt père.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT.....	ii
REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES	v
LISTE DES TABLEAUX.....	viii
LISTES DES FIGURES	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	xiv
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 TECHNIQUE DE RÉDUCTION DES HARMONIQUES.....	4
1.1 Utilisation d'un redresseur à diodes (6).....	5
1.2 Utilisation d'un redresseur à diodes (12 ou 24).....	6
1.3 Utilisation d'un redresseur contrôlé à thyristors.....	7
1.4 Utilisation d'une grosse inductance c.a. ou c.c.....	8
1.5 Autres méthodes de réduction des émissions harmoniques	9
1.6 Filtre passif accordé mono branche	9
1.7 Filtre passif accordé multi branche	10
1.8 Filtre actif externe	11
1.9 Conclusion.....	12
1.10 Facteur de puissance et taux de distorsion harmonique	13
1.10.1 Calcul du taux harmonique de distorsion.....	13
1.10.2 Facteur de puissance	14
1.10.3 Normes internationales.....	15
CHAPITRE 2 FILTRE ACTIF MONOPHASÉ	17
2.1 Introduction	17
2.2 Commande bipolaire	17
2.3 Rapport des puissances apparentes	20
2.4 Contrôle des variations de courant du filtre actif	26
2.5 Dimensionnement du filtre actif.....	27

2.6	Choix des régulateurs.....	32
2.6.1	Régulateur de tension.....	32
2.6.2	Régulateur de courant.....	37
2.6.2.1	Cas de la commande bipolaire.....	37
2.6.3	Résultats de simulation.....	45
2.7	Commande unipolaire.....	47
2.7.1	Régulateur de courant.....	54
2.7.2	Régulateur de tension.....	59
2.7.3	Résultats de simulation.....	59
2.8	Régulateur flou.....	62
2.8.1	Étape de mise en œuvre d'un régulateur flou :	63
2.8.2	Méthodes du choix du régulateur flou.....	69
2.8.2.1	Méthode Mamdani.....	69
2.8.2.2	Méthode de Sugeno.....	71
2.8.2.2.1	Résultats de simulation.....	81
2.8.3	Optimisation.....	84
2.8.3.1	Résultats de simulation :	88
2.8.4	Conclusion.....	92
CHAPITRE 3	FILTRAGE HYBRIDE MONOPHASÉ.....	93
3.1	Introduction.....	93
3.2	Filtrage hybride.....	93
3.3	Résultats de simulation.....	95
CHAPITRE 4	FILTRE ACTIF TRIPHASÉ.....	99
4.1	Commande indirecte du courant du filtre actif.....	99
4.1.2	Stratégie de commande.....	101
4.1.3	Rapport des puissances apparentes.....	102
4.1.4	Dimensionnement des paramètres du filtre actif :.....	107
4.1.4.1	Dimensionnement de la capacité du filtre actif :.....	108
4.1.4.2	Dimensionnement de l'inductance du filtre :	110
4.1.5	Choix des régulateurs.....	111
4.1.5.1	Régulateur de tension.....	112
4.1.5.2	Régulateur Flou.....	117
4.1.6	Résultats de simulation.....	118
4.1.7	Conclusion.....	129
4.2	Commande directe du courant du filtre triphasé.....	129
4.2.1	Régulateur de tension.....	130
4.2.2	Résultats de simulation.....	131

CHAPITRE 5	RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX	136
5.1	Introduction	136
5.2	Résultats expérimentaux et analyse des performances	136
5.2.1	Filtre actif monophasé avec commande bipolaire.....	136
5.2.1.1	Résultats expérimentaux	138
5.2.2	Filtre actif monophasé avec commande unipolaire.....	140
5.2.2.1	Résultats expérimentaux	141
5.2.3	Filtre passif seul	143
5.2.4	Filtre hybride avec commande bipolaire.....	144
5.2.4.1	Résultats expérimentaux	145
5.2.5	Filtre hybride avec commande unipolaire.....	146
5.2.5.1	Résultats expérimentaux	147
5.2.6	Conclusion.....	148
CONCLUSION		149
ANNEXES		
1 :	Décomposition spectrale des tensions à l'entrée du filtre actif.....	150
2 :	Carte électronique de commande du filtre actif monophasé.....	152
BIBLIOGRAPHIE		167

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Différentes méthodes de réduction des harmoniques 12
Tableau II	Limites des composantes harmoniques en courant 16
Tableau III	Contenu harmonique de la tension de sortie du filtre 56
Tableau IV	Règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenances..... 67
Tableau V	Règles d'inférences pour trois fonctions d'appartenances..... 69
Tableau VI	Règles d'inférences du régulateur flou 73
Tableau VII	Table initiale des règles d'inférences 78
Tableau VIII	Règles d'inférences avec valeurs numériques..... 79
Tableau IX	Comparaison des différentes performances des régulateurs..... 95
Tableau X	Tableau des règles d'inférence du régulateur flou 123
Tableau XI	Comparaison des différents types de régulateurs..... 134
Tableau XII	Comparaison expérimentale des différentes techniques..... 155

LISTES DES FIGURES

	Page
Figure 1	Harmoniques de courant du réseau pour une charge inductive 5
Figure 2	Composantes harmoniques avec différents redresseurs. 6
Figure 3	Distorsion des différents types de redresseur. 7
Figure 4	Incidence de l'inductance de lissage sur le courant réseau. 8
Figure 5	Filtre passif accordé mono branche. 9
Figure 6	Filtre passif accordé multi branche. 10
Figure 7	Schéma de principe du filtre actif externe. 11
Figure 8	Formes d'ondes et harmoniques du filtre actif externe. 12
Figure 9	Diagramme de Fresnel des puissances 14
Figure 10	Topologie du système en étude 18
Figure 11	Schéma de commande du filtre actif 19
Figure 12	Filtre actif monophasé 21
Figure 13	Schéma du redressement monophasé 22
Figure 14	Allures du redressement monophasé sans commutation et lissage infini..... 22
Figure 15	Rapport des puissances $\frac{S_f}{S_L}$ pour différents α 24
Figure 16	Zone de control du courant i_f 27
Figure 17	Stratégie de la commande du filtre actif monophasé..... 32
Figure 18	Schéma bloc du Régulateur PI 36
Figure 19	Onduleur monophasé..... 37
Figure 20	Allures des tensions entre les points A et B et de source 38
Figure 21	Schéma fonctionnel pour le réglage du courant du filtre 40
Figure 22	Représentation asymptotique du système en boucle ouverte 41
Figure 23	Réponse indicielle du système pour plusieurs valeurs du rapport $\frac{T_{ni}}{T_{pi}}$ 42
Figure 24	Représentation dans le lieu de Bode du régulateur 43
Figure 25	Représentation dans le lieu de Bode de $\frac{i_f}{\alpha}$ en boucle ouverte 44
Figure 26	Représentation dans le lieu de Bode du système corrigé en boucle ouverte. 44
Figure 27	Courant de source et tension de source 45
Figure 28	Courant de charge et tension de source 45
Figure 29	Courant de compensation 45
Figure 30	Spectre harmonique du courant de charge..... 45
Figure 31	Spectre harmonique du courant de source..... 46
Figure 32	Courant de source durant la variation de la charge 46
Figure 33	Courant de charge durant la variation de la charge 46
Figure 34	Courant de compensation durant la variation de la charge..... 47

Figure 35	Tension de sortie du filtre durant la variation de la charge	47
Figure 36	Principe de la commande unipolaire	48
Figure 37	Filtre actif monophasé à structure tension.....	48
Figure 38	Stratégie de la commande unipolaire du filtre actif monophasé	49
Figure 39	Tension de sortie du filtre actif dans le cas d'une commande bipolaire	50
Figure 40	Tension de sortie du filtre actif dans le cas d'une commande unipolaire	51
Figure 41	Spectre de la tension v_c avec MLI bipolaire	53
Figure 42	Spectre de la tension v_c avec MLI unipolaire	53
Figure 43	Réponse indicielle du système pour plusieurs valeurs du rapport $\frac{T_{ni}}{T_{pi}}$	57
Figure 44	Représentation du régulateur dans le lieu de Bode	58
Figure 45	La représentation dans le lieu de Bode de $\frac{i_f}{\alpha}$ en boucle ouverte.....	58
Figure 46	Représentation dans le lieu de Bode du système corrigé en boucle ouverte	58
Figure 47	Courant et tension de source (courant 1 div=0.5A, tension 1div = 1 V).....	59
Figure 48	Courant de charge et tension de source	59
Figure 49	Courant de compensation	60
Figure 50	Tension de sortie du filtre.....	60
Figure 51	Spectre harmonique du courant de source.....	60
Figure 52	Spectre harmonique du courant de charge.....	60
Figure 53	Courant de source lors de la variation de la charge.....	61
Figure 54	Courant de charge lors de la variation de la charge.....	61
Figure 55	Courant de compensation lors de la variation de la charge	61
Figure 56	Tension de sortie du filtre lors de la variation de la charge.....	62
Figure 57	Contrôleur Flou	63
Figure 58	Fonctions d'appartenances :a et b) variable d'entrée c)variable de sortie....	64
Figure 59	Surface des règles d'inférence.....	68
Figure 60	Schéma fonctionnel du processus avec régulateur flou.....	69
Figure 61	Fonction d'appartenance de la variable d'entrée	69
Figure 62	Fonction d'appartenance de la deuxième variable d'entrée	70
Figure 63	Fonction d'appartenance de la variable de sortie	70
Figure 64	Implantation des fonctions d'appartenance dans Matlab	71
Figure 65	Fonctions d'appartenances des variables d'entrées	73
Figure 66	Relation $u_t = f(e_{ss})$	77
Figure 67	Schéma fonctionnel du processus avec régulateur flou.....	77
Figure 68	Fonction d'appartenance de la variable d'entrée	80
Figure 69	Fonction d'appartenance de la deuxième variable d'entrée	80
Figure 70	Schéma d'implantation du régulateur flou	81
Figure 71	Courant de source et tension de source	81
Figure 72	Courant de charge et tension de source	82
Figure 73	Courant de compensation	82
Figure 74	Tension de sortie du filtre.....	82

Figure 75	Spectre harmonique du courant de source.....	83
Figure 76	Courant de source lors de la variation de la charge.....	83
Figure 77	Courant de charge lors de la variation de la charge.....	83
Figure 78	Courant de compensation lors de la variation de la charge.....	84
Figure 79	Tension de sortie du filtre lors de la variation de la charge.....	84
Figure 80	Schéma de principe de ANFIS	86
Figure 81	Schéma d'implantation du régulateur flou dans Matlab.....	87
Figure 82	Courant de source et tension de source	88
Figure 83	Courant de charge et tension de source	88
Figure 84	Courant de compensation	89
Figure 85	Tension de sortie du filtre.....	89
Figure 86	Spectre harmonique du courant de source.....	89
Figure 87	Courant de source lors de la variation de la charge.....	89
Figure 88	Courant de charge lors de la variation de la charge.....	90
Figure 89	Courant de compensation lors de la variation de la charge	90
Figure 90	Tension de sortie du filtre lors de la variation de la charge.....	90
Figure 91	Filtre hybride	93
Figure 92	Représentation de l'impédance du filtre en fonction de la fréquence	95
Figure 93	Courant de source et tension de source	96
Figure 94	Courant de charge et tension de source	96
Figure 95	Courant de compensation	96
Figure 96	Spectre harmonique du courant de source.....	96
Figure 97	Courant de source lors de la variation de la charge.....	97
Figure 98	Courant de charge lors de la variation de la charge.....	97
Figure 99	Courant de compensation lors de la variation de la charge	97
Figure 100	Tension de sortie du filtre lors de la variation de la charge.....	97
Figure 101	Filtre actif parallèle.....	100
Figure 102	Topologie du filtre actif triphasé	100
Figure 103	Schéma de commande indirecte du filtre actif triphasé.....	101
Figure 104	Filtre actif triphasé.....	103
Figure 105	Redresseur triphasé commandé	104
Figure 106	Rapport des puissances du filtre actif et de la charge non linéaire.....	107
Figure 107	Schéma de commande d'un filtre actif triphasé	112
Figure 108	Schéma fonctionnel du régulateur PI	115
Figure 109	Représentation dans le lieu de Bode du système en boucle fermée	116
Figure 110	Schéma fonctionnel du système avec régulateur flou	117
Figure 111	Schéma d'implantation du régulateur flou de type Sugeno dans Matlab ..	117
Figure 112	Courant de source et tension de source	119
Figure 113	Courant de charge et tension de source	119
Figure 114	Courant de compensation	119
Figure 115	Courant de source lors de la variation de la charge.....	120
Figure 116	Courant de charge lors de la variation de la charge.....	120
Figure 117	Courant de compensation lors de la variation de la charge	120
Figure 118	Tension de sortie du filtre actif lors de la variation de la charge	121

Figure 119	Spectre harmonique du courant de charge.....	121
Figure 120	Spectre harmonique du courant de source après compensation	121
Figure 121	Courant de source et tension de source	122
Figure 122	Courant de charge et tension de source	122
Figure 123	Courant de compensation	122
Figure 124	Tension de sortie du filtre actif.....	123
Figure 125	Courant de source lors de la variation de la charge.....	123
Figure 126	Courant de charge lors de la variation de la charge (50% de la charge) ...	123
Figure 127	Courant de compensation	124
Figure 128	Tension de sortie du filtre actif lors de la variation de la charge	124
Figure 129	Spectre harmonique du courant de charge.....	124
Figure 130	Spectre harmonique du courant de source.....	125
Figure 131	Courant de source et tension de source	125
Figure 132	Courant de charge et tension de charge.....	125
Figure 133	Courant de compensation	126
Figure 134	Tension de sortie du filtre actif.....	126
Figure 135	Courant de source lors de la variation de la charge.....	126
Figure 136	Courant de charge lors de la variation de la charge (50% de la charge) ...	127
Figure 137	Courant de compensation	127
Figure 138	Tension de sortie du filtre actif lors de la variation de la charge	127
Figure 139	Spectre harmonique du courant de charge.....	128
Figure 140	Spectre harmonique du courant de source après compensation	128
Figure 141	Diagramme de commande du filtre actif.....	130
Figure 142	Courant de source et tension de source	132
Figure 143	Courant de charge et tension de source	132
Figure 144	Courant de compensation	133
Figure 145	Courant de source lors de la variation de la charge.....	133
Figure 146	Courant de charge lors de la variation de la charge (50% de la charge) ...	133
Figure 147	Tension de sortie du filtre actif lors de la variation de la charge	134
Figure 148	Spectre harmonique du courant de charge.....	134
Figure 149	Spectre harmonique du courant de source.....	134
Figure 150	Schéma du filtre actif avec commande bipolaire	137
Figure 151	Commande bipolaire:(i_L :10A/div; i_S :20A/div; v_S : 50V/div; V_{dc} : 100V/div)	138
Figure 152	Spectre harmonique du courant de charge (THD=19%)	139
Figure 153	Spectre harmonique du courant de source (THD=3.5%)	139
Figure 154	Allures durant la perturbation de la charge	139
Figure 155	Schéma du filtre actif avec commande unipolaire	140
Figure 156	Commande unipolaire.....	141
Figure 157	Spectre harmonique du courant charge (THD=19%)	141
Figure 158	Spectre harmonique du courant source (THD=2.9%)	142
Figure 159	Allures durant la perturbation de la charge	142
Figure 160	Schéma du filtre passif	143
Figure 161	Spectre harmonique du courant source (avant compensation)	143
Figure 162	Spectre harmonique du courant source (après compensation)	144

Figure 163	Schéma du filtre hybride avec commande bipolaire	144
Figure 164	Commande unipolaire.....	145
Figure 165	Spectre harmonique du courant source (THD=1.9%).....	145
Figure 166	Spectre harmonique du courant de charge (THD=19%).....	145
Figure 167	Schéma du filtre hybride avec commande unipolaire	146
Figure 168	Commande bipolaire:(i_L :10A/div; i_S :20A/div; v_S : 50V/div; V_{dc} : 100V/div)	147
Figure 169	Spectre harmonique du courant source (THD=1.5%).....	147
Figure 170	Spectre harmonique du courant charge (THD=19%).....	147
Figure 171	Schéma de la carte électronique	153
Figure 172	Schéma électronique d'un régulateur de tension.....	154
Figure 173	Schéma électronique d'un régulateur de courant	155
Figure 174	Les pins configuration Circuit intégré MPY634	156
Figure 175	Schéma du MPY634 pour le réglage de l'offset	157
Figure 176	Les pins configuration du circuit intégré MAX038	157
Figure 177	Schéma d'ajustement de la THD	158
Figure 178	Boucle de verrouillage de phase (PLL).....	158
Figure 179	Schéma électronique d'un générateur de signaux triangulaire.....	160
Figure 180	Signaux de sortie du générateur de fonction	161
Figure 181	Schéma électronique pour générer les délais.....	162
Figure 182	Schéma d'implantation d'un circuit d'aide à la commutation.....	164
Figure 182	Allures aux bornes de l'interrupteur lors de son ouverture	165

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

A_{dB}	Module en décibel
C_{dc}	Condensateur du filtre actif
D_L	Puissance déformante de la charge non-linaire
d	Rapport cyclique de G_1 sur une période de découpage T_d
d'	Rapport cyclique de G_3 sur une période de découpage T_d
f_s	Fréquence du réseau
$G_{0I}(s)$	Fonction de transfert en boucle ouverte du réglage du courant du filtre
h	Rang de l'harmonique
I_h	Valeur efficace du courant harmonique
I_1	Valeur efficace du courant fondamental
I_{sm}	Maximum du courant de source estimé
i_{sm}	Courant de source mesurée
$I_{a\alpha}$	La valeur efficace du courant de la charge en fonction de α
i_f	Courant du filtre
I_L	Courant efficace de la charge
I_{dL}	Composante continue du courant de charge
I_{1f}	Valeur efficace de la fondamentale du courant de la charge non-linaire $i_L(t)$
I_L	La valeur efficace du courant de la charge non linéaire $i_L(t)$
i_{La}	Courant actif de la charge non linéaire
i_{Lr}	Courant réactif de la charge non linéaire
i_{Lh}	Courant harmonique de la charge non linéaire
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
K_p	Gain proportionnel
K_i	Gain intégral

L_f	Inductance à l'entrée de l'onduleur
L_R	Inductance à l'entrée du pont à diode
l_l	Inductance de la charge
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel intégral
PID	Proportionnel intégral dérivé
P_f	Puissance active à l'entrée du filtre actif
P_L	Puissance active de la charge non linéaire
PLL	Boucle à verrouillage de phase
Q_L	puissance réactive de la charge non linéaire
r_l	Résistance de la charge
R_f	Résistance à l'entrée de l'onduleur
R_L	Résistance à l'entrée du pont à diode
s	Le Laplacien
S_f	Puissance apparente du filtre
S_L	Puissance apparente de la charge non linéaire
THD	Taux harmonique de distorsion
T_d	Période du signal triangulaire
T_{nv}	Constante de temps du régulateur de tension
T_{iv}	Constante de temps d'intégration du régulateur de tension
T_{ni}	Constante de temps du régulateur de courant
T_{ii}	Constante de temps d'intégration du régulateur de courant
T_{pi}	Constante de temps du régulateur de courant
T	Constante de temps du réglage du courant du filtre
V_{dcm}	Voltage aux bornes de la capacité du filtre actif

v_u	Vecteur unitaire de la source de tension
V_{dcref}	Voltage référence de la capacité du filtre actif
v_s	Tension d'alimentation
V_S	Tension efficace de la source d'alimentation
v_c	Tension aux bornes du bras de l'onduleur
V_{dc}	Tension aux bornes du bus dc
$V_{dc\min}$	Tension minimum aux bornes du bus dc
$V_{dc\max}$	Tension maximum aux bornes du bus dc
$V_{s\max}$	Valeur efficace maximum de la source
V_{cmoy}	Valeur moyenne de la tension aux bornes du bras de l'onduleur
w	Pulsation
$W_{\min}$	Énergie minimale dans le condensateur
$W_{\max}$	Énergie maximale dans le condensateur
w_c	Pulsation de coupure
$\frac{1}{s}$	Intégrateur
φ	Phase
μ_e	Fonction d'appartenance de l'erreur
$\mu_{\Delta e}$	Fonction d'appartenance de la variation de l'erreur
e	Erreur entre la référence et le signal mesuré
Δe	Variation de l'erreur
θ_{Lan}	Déphasage
ε	Erreur entre le courant de référence de la source et le courant de source
$\Delta i_{f\max}$	Ondulation maximum du courant du filtre
Δi_f	Ondulation du courant du filtre

δi_f	Variation du courant du filtre
ξ	Amortissement
ε_{dc}	Valeur maximale de l'ondulation de tension du bus dc
ΔT_s	Période des ondulations du bus dc
ΔV	Ondulation de tension du bus de dc
$\Delta W_{\max}$	Maximum variation d'énergie
α	Angle d'amorçage du thyristor
$\frac{di_f}{dt}$	Variation du courant du filtre par rapport au temps
ANFIS	Adaptative Neuro Fuzzy Inference System

INTRODUCTION

Les avancées technologiques obtenues ces dernières années dans le domaine des composants de l'électronique de puissance ont donné naissance à de nombreuses applications qui offrent aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité meilleure. L'électronique de puissance s'est imposée comme un des éléments essentiels dans la conversion de l'énergie électrique favorisant ainsi une croissance du marché des convertisseurs dans la plupart des applications industrielles.

Une bonne qualité de l'onde est caractérisée par une onde parfaitement sinusoïdale avec amplitude et une fréquence constante. Par contre, la multiplication du convertisseur se traduit par une augmentation de la pollution harmonique des réseaux, et davantage de consommation de la puissance réactive qui a pour conséquence immédiate de dégrader le facteur de puissance global du réseau. Cela a des conséquences directes sur la forme des ondes de tension et de courants qui deviennent non sinusoïdaux.

Une alimentation par une tension ou un courant déformé engendre des perturbations conséquentes dans le fonctionnement de plusieurs appareils électroniques sensibles à ce genre de problèmes : Appareils médicaux, ordinateurs, automates programmables, etc. Les harmoniques peuvent causer d'autres problèmes plus subtils : exemple des compteurs d'énergie électrique qui indiquent un surplus de consommation, des relais de protection, des réseaux téléphoniques soumis à des interférences.

Ces dernières années, la qualité du courant électrique devient une préoccupation importante pour les distributeurs d'énergie et pour leurs clients. Plusieurs recherches ont été menées pour réduire les effets néfastes liés aux harmoniques. Notre projet entre dans ce cadre.

Plusieurs solutions de réduction d'harmoniques existent. Le choix nécessite une étude technico-économique de l'installation.

Parmi les solutions retenues, le filtrage actif, Le principe du compensateur actif d'harmoniques est d'utiliser l'électronique de puissance pour produire des composantes harmoniques qui annulent les composantes harmoniques des charges non linéaires. Il est proposé un certain nombre de topologies différentes. Pour chaque topologie interviennent des problèmes de caractéristiques nominales requises des composants, et de méthode de détermination des caractéristiques du compensateur pour les charges à compenser

Le travail présenté dans ce projet concerne plus particulièrement l'utilisation du filtre actif afin de réduire les harmoniques et d'avoir un facteur de puissance unitaire.

Ce rapport de mémoire est composé de 5 chapitres distincts.

Dans le premier chapitre, nous présentons les généralités sur la théorie, les effets et les différentes solutions de réduction des harmoniques.

Dans le deuxième chapitre, nous exposons la solution de réduction d'harmonique basée sur le filtrage actif monophasé. Une étude comparative entre le régulateur classique proportionnel intégral, le régulateur flou et le régulateur flou optimisé. De même qu'une comparaison a été élaborée entre la technique de commande bipolaire et unipolaire.

Dans le troisième chapitre, nous exposons la solution de réduction des harmoniques basées sur le filtrage hybride parallèle de topologie monophasée. Il est constitué de l'association d'un compensateur actif et d'un filtre passif, qui dans certains cas, cette solution est économiquement intéressante. Le filtre passif effectue le filtrage de base (rang 3, par exemple), et le compensateur actif, grâce à son action précise et dynamique, couvre les autres rangs.

Dans le quatrième chapitre, nous exposons la solution de réduction des harmoniques basées sur le filtrage actif triphasé en utilisant la commande indirecte, et la commande directe du courant du filtre.

Dans le cinquième chapitre, nous présentons les résultats expérimentaux, qui permettent la validation de la loi de commande proposée.

Enfin, nous terminons notre projet par une conclusion générale relatif aux résultats de simulation et expérimental.

CHAPITRE 1

TECHNIQUE DE RÉDUCTION DES HARMONIQUES

De plus en plus de charges dans l'industrie, le tertiaire et même le domestique sont déformantes (non linéaires). Les courants de ces charges sont non sinusoïdaux et ceci, compte tenu des impédances des circuits (impédance de ligne, transformateur, etc.), déforment l'onde sinusoïdale de tension. C'est la perturbation harmonique des réseaux.

L'Énergie réactive :

L'énergie réactive est facturée aux abonnés. Compenser cette énergie au moyen de condensateurs élimine le sur-échange d'énergie réactive, réduit les dépenses et optimisent le « rendement électrique » de l'installation. Face aux harmoniques, qui dépassent parfois certaines limites, les filtres permettent de réduire le taux de distorsion harmonique, contribuant ainsi à augmenter les performances des équipements électriques et à prolonger leurs durées de vie.

Conséquences des harmoniques : [1]

Les harmoniques circulant dans les réseaux provoquent de nombreuses nuisances :

- Déformations de la tension d'alimentation pouvant produire de dysfonctionnement des charges sensibles
- Surcharge des réseaux de distribution par augmentation du courant efficace
- Surcharge, vibrations et vieillissement des alternateurs, transformateurs et moteurs
- Surcharge et vieillissement des condensateurs de compensation d'énergie réactive
- Surcharge des conducteurs de neutre

On se propose des solutions adaptées en compensation d'énergie (condensateurs) et en filtrage d'harmoniques (filtres passifs, actifs et/ou hybrides).

1.1 Utilisation d'un redresseur à diodes (6)

Le raccordement de différents types de redresseurs est illustré à la figure 1. Dans les variateurs de fréquence, le circuit redresseur le plus courant est un pont à 6 diodes. Il est constitué de six diodes non commandées et d'une inductance qui, avec un condensateur, forment un filtre passe-bas pour le lissage du courant. L'inductance peut être placée côté c.a. ou c.c., ou même être absente. Le redresseur à 6 diodes est simple et bon marché, mais génère de nombreux harmoniques de rangs faibles (5, 7, 11)

La forme du courant est illustrée à la figure 1 [1]. Si la majeure partie de la charge est constituée de convertisseurs avec un redresseur 6 diodes, le transformateur d'alimentation doit être surdimensionné et le respect des exigences normatives peut s'avérer difficile. Souvent, le filtrage de certains harmoniques est nécessaire.

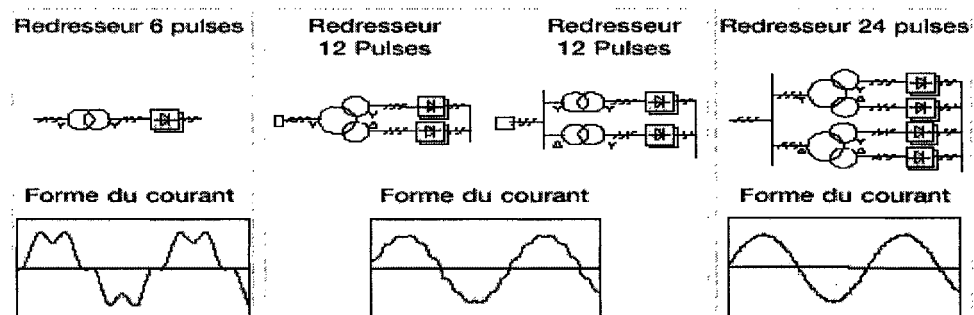


Figure 1 Harmoniques de courant du réseau pour une charge inductive

1.2 Utilisation d'un redresseur à diodes (12 ou 24)

Le redresseur 12 pulses est réalisé en raccordant en parallèle deux redresseurs 6 pulses pour alimenter un bus continu commun. Côté entrée, les redresseurs sont alimentés par un transformateur à trois enroulements ou par deux transformateurs à deux enroulements. Dans les deux cas, les secondaires des transformateurs sont déphasés de 30° . Avantage de cette solution : côté réseau, certains harmoniques sont en opposition de phase et donc supprimés.

Inconvénient majeur de cette solution : le recours à des transformateurs de conception spéciale et le surcoût par rapport à un redresseur 6 pulses. Le principe du redresseur 24 diodes est également illustré à la figure 2. Il comporte deux redresseurs 12 pulses en parallèle avec deux transformateurs à trois enroulements dont les enroulements primaires sont déphasés de 30° . Avantage de cette solution : pratiquement tous les harmoniques basses fréquence sont supprimés. Inconvénient : son coût élevé. Dans le cas d'une installation mono-entraînement de forte puissance ou multi entraînement importante, un système 24 pulses peut constituer la solution la plus économique avec les distorsions harmoniques les plus faibles. [1]

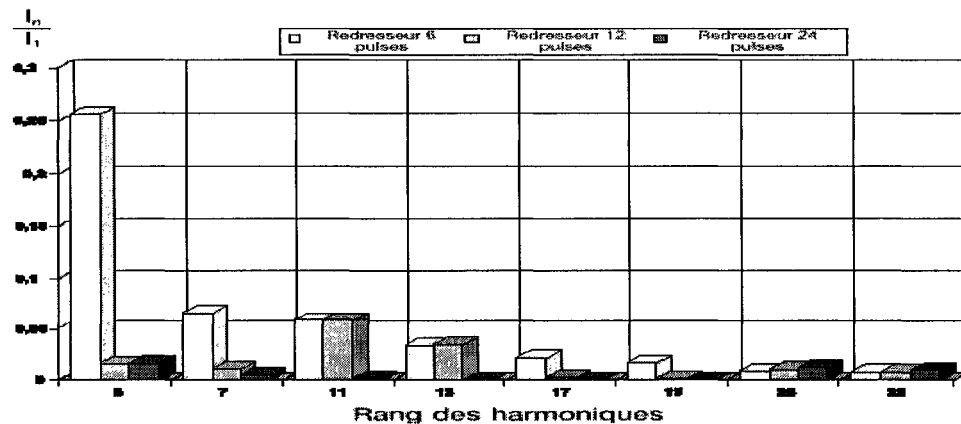


Figure 2 Composantes harmoniques avec différents redresseurs.

1.3 Utilisation d'un redresseur contrôlé à thyristors

Un redresseur contrôlé est réalisé en remplaçant les diodes d'un redresseur 6 pulses par des thyristors. Sachant qu'un thyristor nécessite une impulsion d'allumage pour passer de l'état bloqué à l'état passant, l'angle de phase auquel le thyristor commence à conduire le courant peut être retardé. En retardant l'angle d'allumage de plus de 90° , la tension du bus c.c. devient négative. Cette solution permet le renvoi d'énergie du bus c.c. sur le réseau, et par conséquent nous avons un système réversible.

Les configurations courantes bus c.c. et onduleur n'autorisent pas le changement de polarité de la tension c.c. et il est plus fréquent de raccorder un autre pont de thyristors en montage antiparallèle avec le premier pour permettre l'inversion du sens du courant. Dans cette configuration, le premier pont conduit en mode moteur et l'autre en mode régénératif.

La forme des ondes de courant d'un redresseur contrôlé est identique à celle du redresseur à diodes 6 pulses, mais sachant qu'il décale l'onde de courant suivant l'angle d'allumage, le facteur de puissance total à charge partielle est assez faible. Ce faible facteur de puissance entraîne un courant apparent élevé et les courants harmoniques absolus sont plus élevés qu'avec un redresseur à diodes. [1]

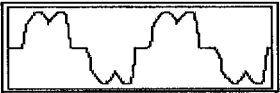
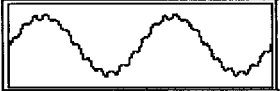
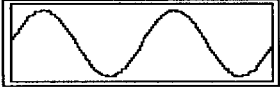
Type de redresseur	TDH courant (%)	TDH tension (%) RSC=20	TDH tension (%) RSC=100	Forme d'ondes de courant
Redresseur 6 pulses	30	10	2	
Redresseur 12 pulses	10	8	1,2	
Redresseur à IGBT	4	8	1,8	
Distorsion en % des valeurs efficaces				

Figure 3 Distorsion des différents types de redresseur

1.4 Utilisation d'une grosse inductance c.a. ou c.c.

Les harmoniques d'un convertisseur de fréquence à source de tension peuvent être fortement réduits en plaçant une inductance suffisamment importante côté c.a. ou côté bus c.c. La tendance veut que l'on réduise la taille du convertisseur, tout en réduisant également la taille de l'inductance, voire en n'en mettre aucune. L'incidence de cette inductance est illustrée à la figure 4. [1]

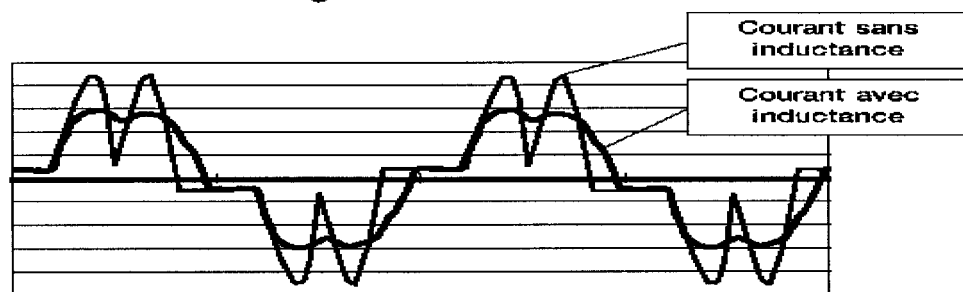


Figure 4 Incidence de l'inductance de lissage sur le courant réseau.

1.5 Autres méthodes de réduction des émissions harmoniques

Le filtrage est une méthode de réduction des émissions harmoniques au sein d'un site industriel où la distorsion harmonique a graduellement augmenté ou comme solution globale pour un nouveau site. On distingue deux techniques de base : les filtres passifs et les filtres actifs.

1.6 Filtre passif accordé mono branche

Le principe d'un filtre passif accordé mono branche est illustrée à la figure 5. Ce type de filtre doit être déterminé au droit de la composante harmonique la plus basse où il y a importante génération d'harmoniques dans le réseau. Pour les réseaux qui alimentent essentiellement une charge industrielle, il s'agira probablement de l'harmonique de rang 5. Au-dessus de la fréquence d'accord, les harmoniques sont absorbés, mais en dessous de cette fréquence, ils peuvent être amplifiés.

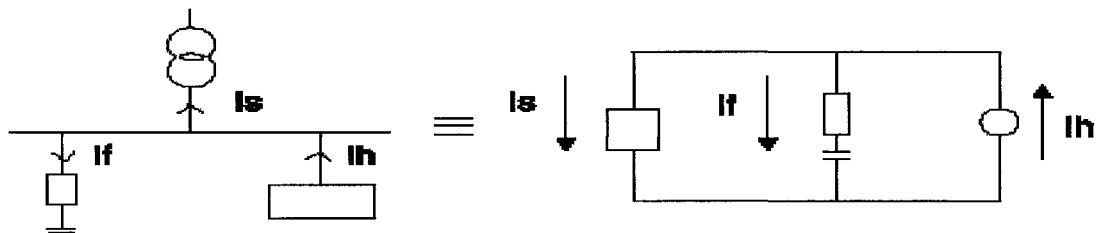


Figure 5 Filtre passif accordé mono branche.

i_h : courant du filtre passif

i_h : courant harmonique produit par la charge

i_s : courant de source

Ce type de filtre est constitué d'une inductance en série avec une batterie de condensateurs, le meilleur emplacement pour le filtre passif étant au plus près des charges génératrices d'harmoniques. Cette solution n'est normalement pas utilisée pour les installations récentes.

1.7 Filtre passif accordé multi branche

Le principe de ce filtre est illustré à la figure 6. Il comporte plusieurs branches accordées sur un ou plusieurs harmoniques qui sont en général les fréquences harmoniques de rangs les plus faibles. Le filtre multiple offre une meilleure absorption des harmoniques que les filtres mono branche.

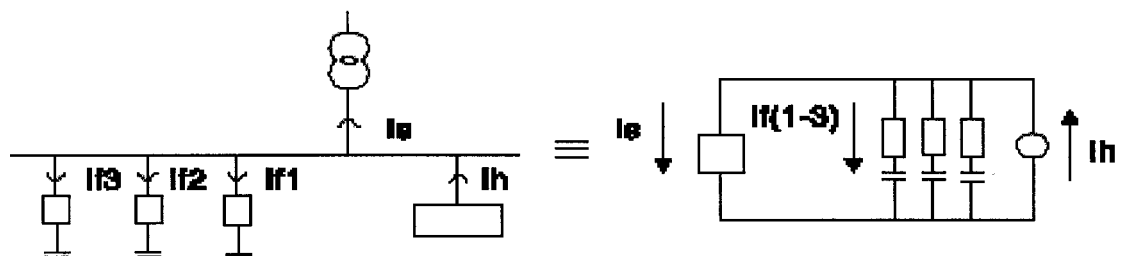


Figure 6 Filtre passif accordé multi branche.

Les filtres passifs multi branches sont souvent utilisés pour les gros systèmes d'entraînement à courant continu où un transformateur dédié alimente l'ensemble de l'installation.

1.8 Filtre actif externe

Le concept de Compensateurs actifs d'harmoniques, aussi appelés Filtres actifs, est relativement ancien même si l'absence d'une technologie performante à un prix compétitif a freiné son développement pendant un certain nombre d'années. A l'heure actuelle, l'utilisation largement répandue des transistors de type IGBT, la maîtrise de leur fonctionnement et l'existence de nouvelles méthodes de traitement numérique du signal annoncent un meilleur avenir le Compensateur actif d'harmoniques. Le principe du Compensateur actif d'harmoniques est d'utiliser l'électronique de puissance pour produire des composantes harmoniques qui annulent les composantes harmoniques des charges non linéaires. Il est proposé un certain nombre de topologies

différentes. Pour chaque topologie interviennent des problèmes de caractéristiques nominales requises des composants, et de méthode de détermination des caractéristiques du compensateur pour les charges à compenser.

Un filtre passif accordé introduit de nouvelles résonances qui peuvent être à l'origine de problèmes d'harmoniques supplémentaires. Les nouveaux développements en électronique de puissance permettent de réaliser des produits qui peuvent contrôler la distorsion harmonique de manière active. Ces filtres actifs (cf. figure 7) compensent les harmoniques présents dans le réseau électrique sur la base des harmoniques générés à tout instant dans le temps [1].

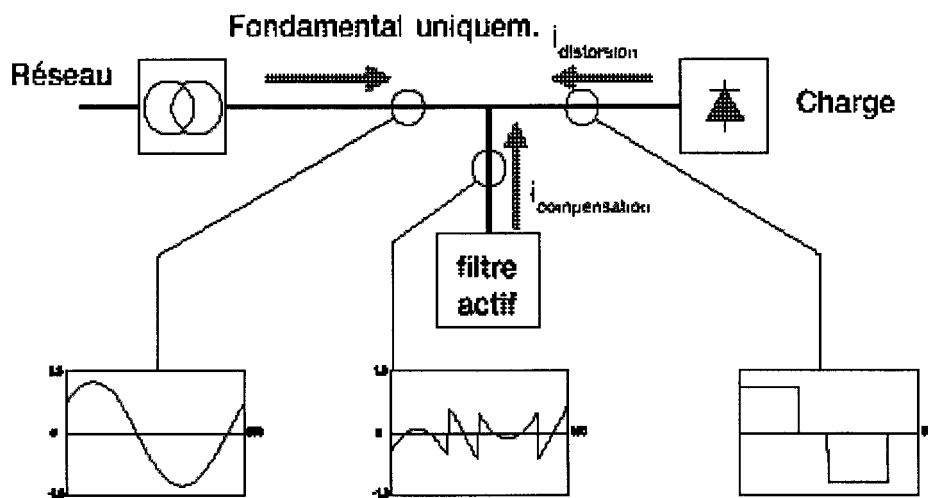


Figure 7 Schéma de principe du filtre actif externe.

Le filtre actif compense les harmoniques générés par les charges non linéaires en générant les harmoniques de même rang en opposition de phase comme illustré sur la figure 8. Les filtres actifs externes sont la solution la mieux adaptée aux installations comprenant de nombreux variateurs de petite puissance. Ils sont relativement chers par rapport aux autres méthodes.

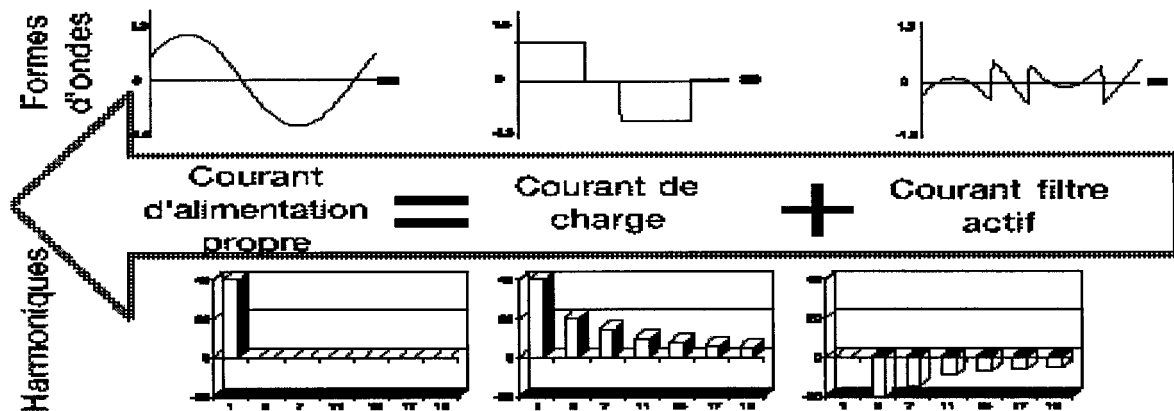


Figure 8 Formes d'ondes et harmoniques du filtre actif externe.

1.9 Conclusion

Le tableau ci dessous récapitule les avantages et inconvénients des différentes méthodes de réduction des harmoniques.

Tableau I

Différentes méthodes de réduction des harmoniques

Méthodes	Avantages	Inconvénients
Renforcement de court-circuit	Amélioration de THD(V)	Pas d'amélioration de forme du courant
Filtrage passif	Amélioration de THD(I)	Risque de résonnance pas d'adaptabilité
Augmentation de l'indice de pulsation	Amélioration de THD(I)	Pas d'adaptabilité
Filtrage actif	Amélioration de THD(I) Adaptabilité avec la charge	génère des harmoniques en HF diminution de fiabilité du système

1.10 Facteur de puissance et taux de distorsion harmonique

1.10.1 Calcul du taux harmonique de distorsion

Pour quantifier le niveau des perturbations harmoniques du courant et de la tension, on utilise respectivement les notions de taux de distorsion harmonique TDH(I) (taux de distorsion harmonique du courant) et le TDH(V) (taux de distorsion harmonique de la tension).

Le premier s'exprime sous la forme :

$$\text{TDH(I)} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (1.1)$$

I_h : valeur efficace du courant harmonique

I_1 : valeur efficace du courant fondamental

h : rang de l'harmonique

de même pour le TDH(V) :

$$\text{TDH(V)} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (1.2)$$

1.10.2 Facteur de puissance

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S . Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont

dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements. Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), donnée par la relation (1.3), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la Figure 9.

$$D = V_{sa} * \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (1.3)$$

Le facteur de puissance ($F.P.$) devient :

$$FP = \frac{P_L}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2}} = \cos \varphi_1 * \cos \delta \quad (1.4)$$

Avec :

P_L : puissance active

Q_L : puissance réactive

D_L : puissance déformante

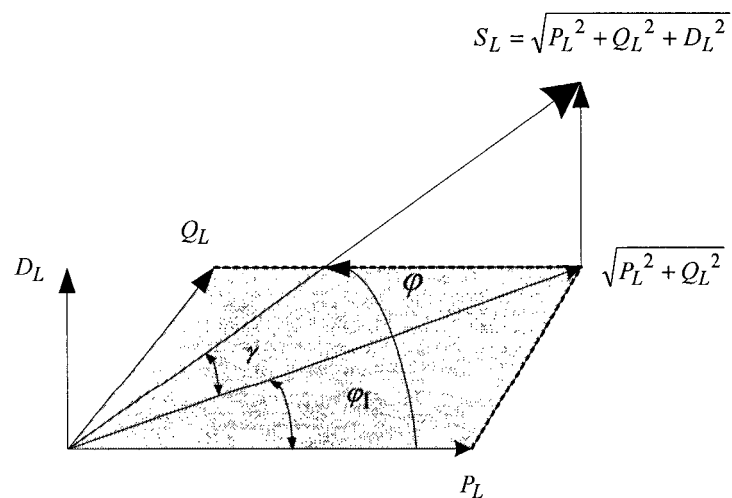


Figure 9 Diagramme de Fresnel des puissances

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_L}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2}} , \quad \cos \gamma = \frac{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2}}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2}}$$

1.10.3 Normes internationales

Pour limiter les effets des perturbations harmoniques, des normes ont été mises en place, on peut citer la première norme IEEE std 519-1992 intitulée : [2]

Cette norme spécifie les limites de courants harmoniques qu'un abonné ne doit pas dépasser au point de raccordement avec le fournisseur d'énergie électrique. La deuxième est celle de la norme CEI-1000-3-2 (tableau II) qui fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 Ampères.

Tableau II

Limite des composantes harmoniques en courant

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Rang	courant harmonique admissible maximal(A)	Rang	courant harmonique admissible maximal(A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	$8 \leq k \leq 40$	$0.23 \cdot 8/k$
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq k \leq 39$	$0.15 \cdot 15/k$		

Un autre projet de norme CEI-1000-3-4 est en cours de préparation pour les appareils dont le courant consommé est supérieur à 16 Ampères.

CHAPITRE 2

FILTRE ACTIF MONOPHASÉ

2.1 Introduction

Le fonctionnement des filtres actifs est basé sur le principe d'injection des courants harmoniques dans le réseau, ayant la même amplitude et en opposition de phase avec les courants harmoniques engendrés par les charges non linéaires. Les composantes harmoniques dans les courants de la charge non linéaire sont extraites pour être utilisées comme référence des courants du filtre actif. La boucle de régulation de la tension V_{dc} à la sortie du filtre compense les pertes dans les éléments du filtre actif.

2.2 Commande bipolaire

La figure 9 montre le circuit sous étude, il comprend une tension d'alimentation monophasée $v_s = 55 \sin(2\pi f)t$, $f_s = 60Hz$, un pont à diodes monophasé alimentant une charge inductive (r_l, l_l) et un pont monophasé à MOSFET jouant le rôle de filtre actif. Pour maintenir le courant de source exempt d'harmoniques, un algorithme de commande indirecte du courant du filtre actif est développé pour compenser les harmoniques et la puissance réactive absorbés par la charge non linéaire. Le courant de source et la tension d'alimentation du réseau seront en phase et de ce fait le réseau ne délivre que la puissance active [3].

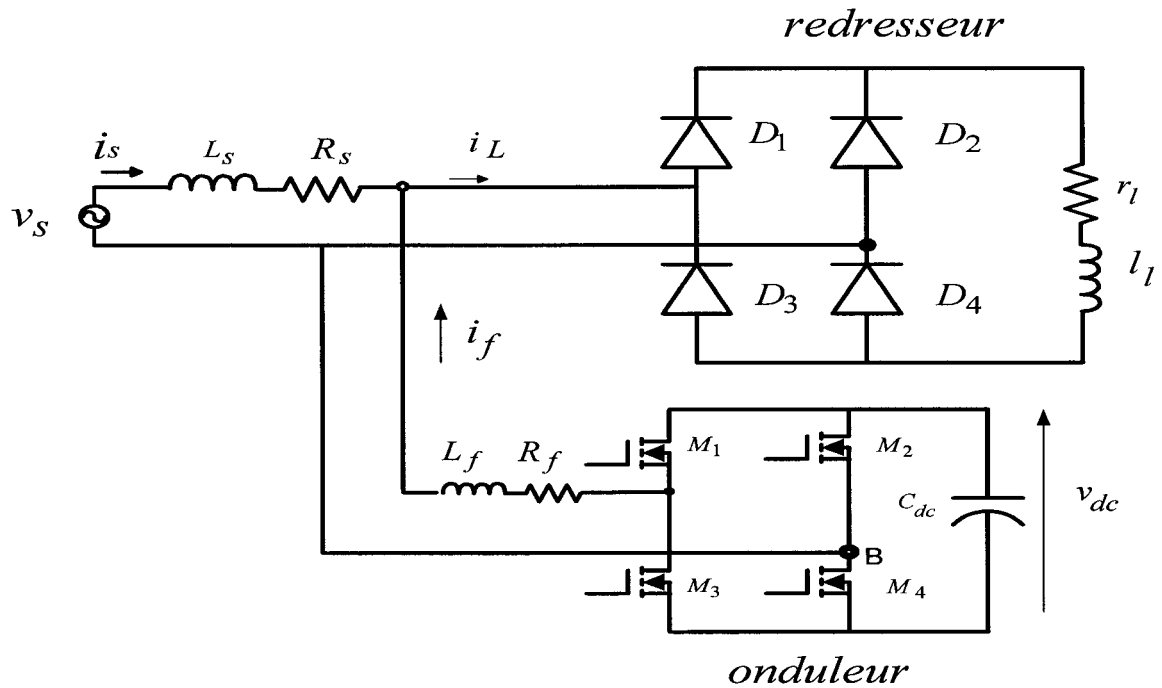


Figure 10 Topologie du système en étude

L'équation générale du courant de charge est de la forme :

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(I_{Lan} * \sin(n\omega t + \theta_{Lan}) \right) \quad (2.1)$$

Ce courant de charge peut être décomposé en trois composantes, composante active, réactive à la fréquence fondamentale et les composantes harmoniques.

$$i_L(t) = I_{L1} \cos \theta_{L1} * \sin \omega t + I_{L1} \sin \theta_{L1} * \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \left(I_{Lan} * \sin(n\omega t + \theta_{Lan}) \right) \quad (2.2)$$

$$= i_{L1,actif}(t) + i_{L1,reactif}(t) + i_{Lh}(t)$$

Ou :

$I_{L1} \cos \theta_{L1}$: Courant maximum de la source

$\omega = 2\pi * f_s$

f_s : fréquence du réseau

θ_{Lan} : déphasage

Le courant que le filtre doit produire est:

$$i_c(t) = - (I_{La,reactif}(t) + I_{Lah}(t)) \quad (2.3)$$

Le schéma de la commande du filtre actif est donné à la figure 10, où V_u désigne le vecteur unitaire de la source de tension, utilisé pour estimer le courant de source de référence. Le signe (-) indique que le filtre actif doit produire des courants réactifs et harmoniques en opposition de phase et de même amplitude [4].

On doit aussi prévoir un courant actif supplémentaire, pour compenser les pertes dans les composants du filtre actif.

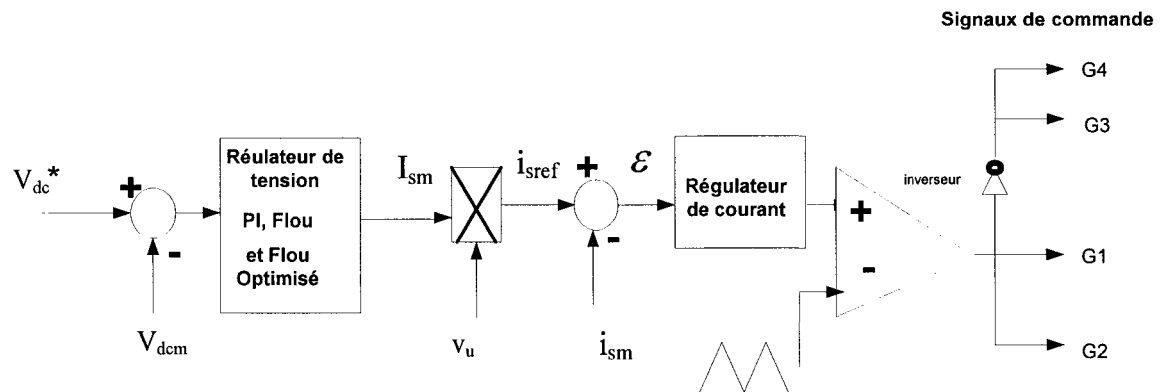


Figure 11 Schéma de commande du filtre actif

V_{dcm} : tension aux bornes de la capacité C_{dc} du filtre actif

I_{sm} : valeur maximum du courant de source estimé

v_u : vecteur unitaire de la source de tension ($v_u = \frac{v_s}{V_{s \max}}$)

i_{sm} : courant de source mesuré

V_{dc}^* : tension de référence de la capacité du filtre actif

$$\begin{aligned}
 i_{sref} &= I_{sm} * v_u \\
 \varepsilon &= i_{sref} - i_s
 \end{aligned}
 \tag{2.4}$$

Ce courant peut être décomposé en composante active, réactive et harmoniques.

$$i_s = i_{La} + i_{Lr} + i_{Lh} \tag{2.5}$$

i_{La} : courant actif de la charge non linéaire

i_{Lr} : courant réactif de la charge non linéaire

i_{Lh} : courant harmonique de la charge non linéaire

i_{sref} : courant actif de référence de la source ($i_{sref} = i_a$)

$$\begin{aligned}
 \varepsilon &= i_{sref} - i_{La} - i_{Lr} - i_{Lh} \\
 &= i_a - i_{La} - (i_{Lr} + i_{Lh})
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

$(i_a - i_{La})$: courant additionnel qui sera injecté au filtre pour maintenir la tension

V_{dc} constante quand la charge non linéaire varie.

$(i_{Lr} + i_{Lh})$: courant réactif et harmonique à compenser

2.3 Rapport des puissances apparentes

L'étude de la puissance apparente est une façon d'évaluer du point de vue économique, les possibilités de compensation du courant harmonique et de la puissance réactive. Dans cette partie, nous étudierons la puissance apparente du filtre dans deux cas de compensation :

- Compensation des courants harmoniques
- Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive

Compensation des courants harmoniques

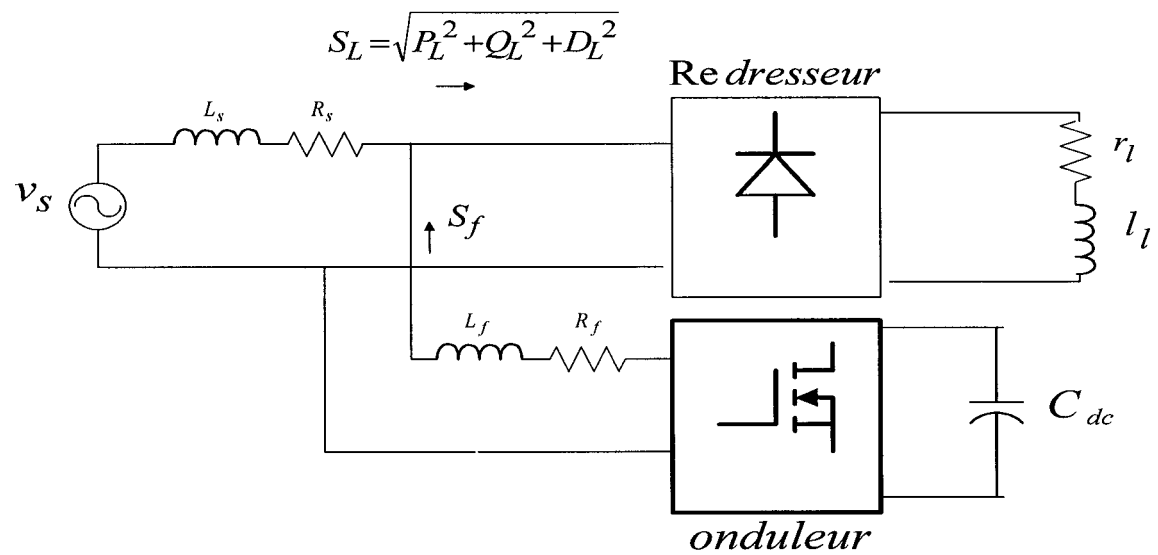


Figure 12 Filtre actif monophasé

La puissance apparente d'une charge non linéaire (S_L) est composée de la puissance active (P_L) de la puissance réactive (Q_L) et de la puissance harmoniques (D_L).

$$S_L = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2} \quad (2.7)$$

$$S_L = V_S * I_L \quad (2.8)$$

V_S : Tension efficace de la source d'alimentation

I_L : Courant efficace de la charge

La puissance apparente du filtre (S_f), compensant les harmoniques est :

$$S_f = D_L$$

La puissance apparente du filtre comprenant la puissance réactive et les harmoniques est

$$S_L = \sqrt{Q_L^2 + D_L^2}$$

Expression des courants pour un redresseur monophasé commandé

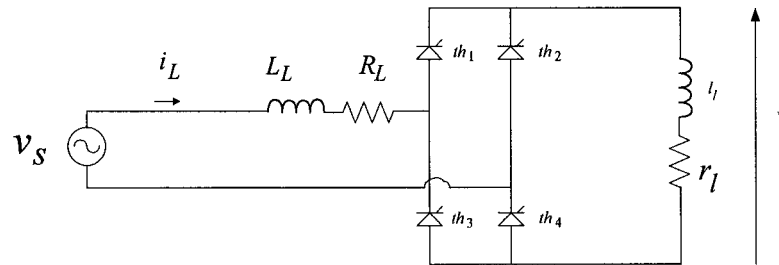


Figure 13 Schéma du redressement monophasé

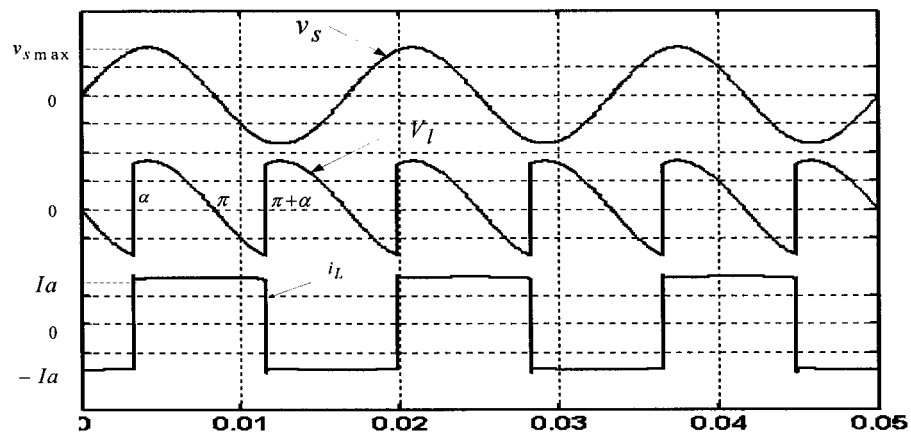


Figure 14. Allures du redressement monophasé sans commutation et lissage infini

Le courant de la charge non linéaire :

$$i_L(t) = I_{dL} + \sum (a_n * \cos(nwt) + b_n * \sin(nwt)) \quad (2.9)$$

$$\text{Avec } I_{dL} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_L(t) d(wt) = 0 \quad (2.10)$$

$$a_n = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_L(t) * \cos(nwt) d(wt) = \begin{cases} \frac{-4 * I_a}{n\pi} * \sin(n\alpha) & \text{pour } n \text{ impair} \\ 0 & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases}$$

Où α est l'angle du retard à l'amorçage du pont à thyristors.

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_L(t) * \sin(nwt) d(wt) = \begin{cases} \frac{4 * I_a}{n\pi} * (1 + \cos(n\alpha)) & \text{pour } n \text{ impair} \\ 0 & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases}$$

La valeur efficace de la n^{ième} harmonique du courant de la charge non linéaire $i_L(t)$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} * I_a * \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \quad (2.11)$$

La valeur efficace de la fondamentale du courant de la charge non-linaire $i_L(t)$

$$I_{Lf} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} * I_a * \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (2.12)$$

La valeur efficace du courant de la charge non linéaire $i_L(t)$

$$I_L = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_n^2 d(\omega t)} = I_a \quad (2.13)$$

La valeur efficace du courant harmonique de la charge non linéaire $i_{Lh}(t)$

$$I_{Lh} = \sqrt{I_L^2 - I_{Lf}^2} \quad \longrightarrow \quad (2.14)$$

Détermination du rapport $\frac{S_f}{S_L}$

$$\frac{S_f}{S_L} = \frac{V_s * I_{Lh}}{V_s * I_L} = \frac{I_{Lh}}{I_L} = \sqrt{1 - \left(\frac{2 * \sqrt{2} * \cos \frac{\alpha}{2}}{\pi} \right)^2} = \sqrt{1 - \frac{8 * \cos^2 \frac{\alpha}{2}}{\pi^2}} \quad (2.15)$$

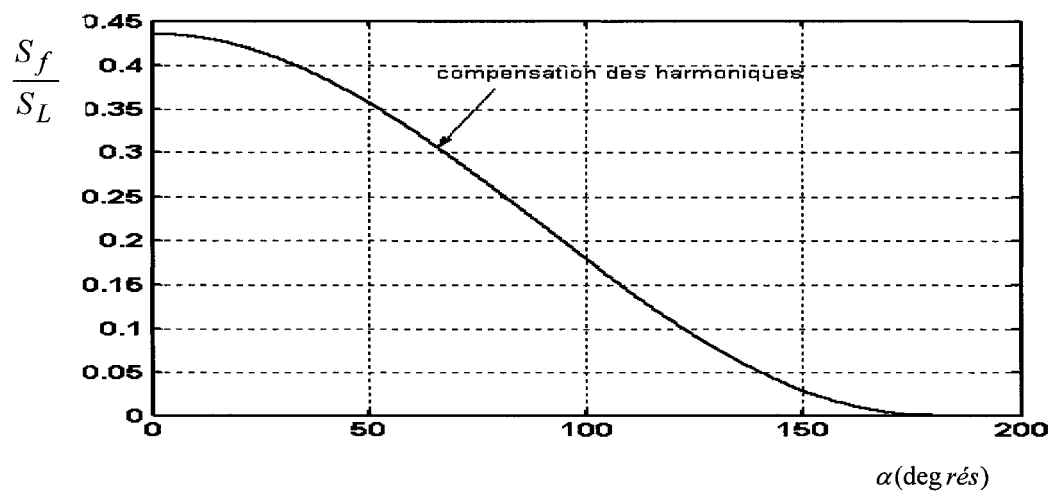


Figure 15 Rapport des puissances $\frac{S_f}{S_L}$ pour différents α

pour $\alpha = 0 \quad \Longrightarrow \quad \frac{S_f}{S_L} = \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}} = 0.4336$

THD du courant de source pour $\alpha = 0$ (cas où l'inductance de charge est très grande):

$$THD = \sqrt{\left(\frac{I_L}{I_{1f}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0.4834 = 48.34\% \quad (2.16)$$

Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive

La puissance apparente du filtre (S_f), compensant les harmoniques est :

$$S_f = \sqrt{Q_L^2 + D_L^2}$$

D_L : puissance déformante

Q_L : puissance réactive

$$\frac{S_f}{S_L} = \frac{\sqrt{(V_s * I_{Lf} * \sin \alpha)^2 + (V_s * I_h)^2}}{V_s * I_L} = \sqrt{1 - \frac{8 \cos^2 \frac{\alpha}{2}}{\pi^2} \cos^2 \alpha} \quad (2.17)$$

pour $\alpha = 0 \quad \Longrightarrow \quad \frac{S_f}{S_L} = \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}} = 0.4352$

À partir de la Figure 15, pour un angle d'amorçage $\alpha = 0$, on trouve le même rapport de puissance que celui obtenu dans les deux cas de compensation

2.4 Contrôle des variations de courant du filtre actif

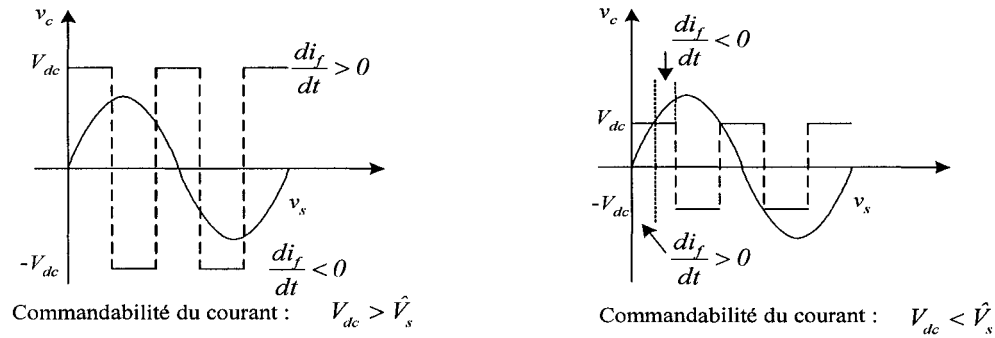
Pour un système monophasé comportant un filtre actif shunt. Le courant i_f généré par le filtre actif suit la loi fondamentale :

$$v_c - v_s = L_f \frac{di_f}{dt} \quad (2.18)$$

La tension v_c peut prendre, selon l'état de commutation de l'onduleur, une des deux valeurs suivantes: $-V_{dc}$, $+V_{dc}$.

Si la tension aux bornes du condensateur V_{dc} est supérieure à la valeur crête $\hat{V}_s$ la dérivée du courant i_c sera positive lorsque $v_c = +V_{dc}$ et elle sera négative lorsque $v_c = -V_{dc}$. Par contre si $+V_{dc}$ est inférieure à $\hat{V}_s$, le signe de la dérivée n'est plus contrôlé par la commutation de v_c à $+V_{dc}$ et à $-V_{dc}$, il devient aléatoire (figure 16). Donc, une condition nécessaire pour contrôler les variations du courant i_f est que la tension V_{dc} soit supérieure à la valeur crête $\hat{V}_s$ de la tension v_s au point de raccordement du filtre.

En outre la performance dynamique du filtre actif est d'autant meilleure que la tension V_{dc} est en module supérieur à la valeur crête de la tension au point de raccordement (cette tension sera limitée par la tension maximale admissible par l'onduleur), mais la fréquence de commutation sera également plus élevée.

Figure 16 Zone de control du courant i_f

2.5 Dimensionnement du filtre actif

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} . Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc} et C_{dc}) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue V_{dc} , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limités par le choix de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle.

Méthode de calcul du condensateur C_{dc} :

Utilisons le raisonnement du calcul du rapport des puissances apparentes pour déterminer la valeur du condensateur du filtre.

$$\frac{S_f}{S_L} = 0.4336 \quad (2.19)$$

$$S_L = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2} \quad (2.20)$$

On veut dimensionner ce condensateur pour compenser les harmoniques et la puissance réactive, donc :

$$S_f = \sqrt{Q_L^2 + D_L^2} \quad (2.21)$$

$$\frac{S_f}{S_L} = 0.4336 = \frac{\sqrt{Q_L^2 + D_L^2}}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2}} \longrightarrow$$

$$0.4336 \sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2} = \sqrt{Q_L^2 + D_L^2}$$

$$\sqrt{Q_L^2 + D_L^2} = 0.4811 P_L$$

En arrondissant, on obtient

$$\sqrt{Q_L^2 + D_L^2} \leq 0.5 P_L \quad (2.22)$$

Le condensateur doit produire une variation d'énergie qui doit être égale ou supérieure à l'énergie équivalent à $0.5 P_L$.

L'énergie maximale et minimale emmagasinée dans le condensateur est :

$$W_{\min} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \min}^2 \quad (2.23)$$

$$W_{\max} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \max}^2 \quad (2.24)$$

Où :

$W_{\min}$: énergie minimale accumulée dans le condensateur

$W_{\max}$: énergie maximale accumulée dans le condensateur

$$W_{\max} - W_{\min} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \max}^2 - \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \min}^2 \geq 0.5 P_L \Delta T_s$$

Avec : ΔT_s : période des ondulations ($\Delta T_s = \frac{1}{120} = \frac{1}{2f_s}$)

ΔT : période du réseau ($\Delta T = \frac{1}{f_s}$)

D_L : puissance déformante ($D_L = V_s \sqrt{\sum_1^n I_{Lh}^2}$)

I_{Lh} : courant harmonique de la charge

V_s : valeur efficace de la tension d'alimentation

f_s : fréquence du réseau ($f_s = 60 \text{ Hz}$)

$$C_{dc} \geq \frac{P_L}{2 * f_s * (V_{dc \max}^2 - V_{dc \min}^2)} \quad (2.25)$$

L'ondulation de tension est fixée à $\Delta V = 2\% V_{dc}$

$$V_{dc \max} = V_{dc} + \frac{\Delta V}{2} \quad (2.26)$$

$$V_{dc \min} = V_{dc} - \frac{\Delta V}{2} \quad (2.27)$$

Application numérique :

$$V_{s \max} = 55 \text{ V}$$

$$P_L = 275 \text{ W}$$

$$f_s = 60 \text{ Hz}$$

$$V_{dc} = 105 \text{ V } (V_{dc} \approx 2V_{s \max})$$

$$C_{dc} = \frac{275}{2 \times 60 \times ((105 + 2.1)^2 - (105 - 2.1)^2)} = 2598 \mu\text{F}$$

$$\text{Avec } \Delta V = 2\% V_{dc} = 0.02 \times 105 = 2.1 \text{ V}$$

Méthode de calcul de l'inductance L_f :

On suppose que la tension du réseau électrique v_s est égale à la tension de raccordement v_s pour les réseaux électriques de forte puissance de court-circuit, et on néglige la résistance de l'inductance L_f qui relie l'onduleur de tension au réseau.

La variation de courant du filtre actif est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{v_c - v_s}{L_f} \quad (2.30)$$

On souhaite augmenter la vitesse de variation du courant à compenser, pour cela, on doit diminuer L_f mais sans engendrer une augmentation d'ondulation du courant à la fréquence de commutation.

$$\left(\frac{di_f}{dt} \right)_{\max} = \frac{V_{dc} - v_s(t)}{L_f} \quad (2.31)$$

On constate que la vitesse maximale de variation du courant dépend des deux paramètres , V_{dc} et $v_s(t)$. Le fait d'augmenter V_{dc} revient à augmenter la rapidité de réponse de i_f . Par contre, cette rapidité n'est pas la même à chaque instant puisqu'elle dépend également de la valeur instantanée de $v_s(t)$. Par conséquent, l'inductance sera choisie en fonction de la vitesse maximale de variation du courant et de l'ondulation parasite (cette inductance sert de filtre haute fréquence).

En prenant $V_{dc} = 2V_{s \max}$

$$\frac{\Delta i_{f \max}}{T_s} = \frac{V_{dc} - \sqrt{2}V_{eff}}{L_f} = \frac{V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2}}{L_f} = \frac{0.5V_{dc}}{L_f}$$

$$L_f = \frac{0.5V_{dc}}{\Delta i_{f \max} * f_{ond}} \quad (2.32)$$

Application numérique :

$$V_s = 55 \text{ V}$$

$$f_{ond} = \frac{1}{T_{ond}} = 20 \text{ kHz}$$

$$V_{dc} = 105 \text{ V}$$

$$\Delta i_f = 20\% i_{s \max}$$

$$I_{s \max} = 5 \text{ A}$$

En prenant: $\Delta i_{f \max} = 60\% i_{s \max}$

$$L_f = \frac{0.5V_{dc}}{\Delta i_{f \max} f_{ond}} = \frac{0.5105}{0.6 \times 5 \times 20000} = 0.87 \text{ mH}$$

2.6 Choix des régulateurs

Le schéma d'implantation des régulateurs du filtre actif est donné en figure 17

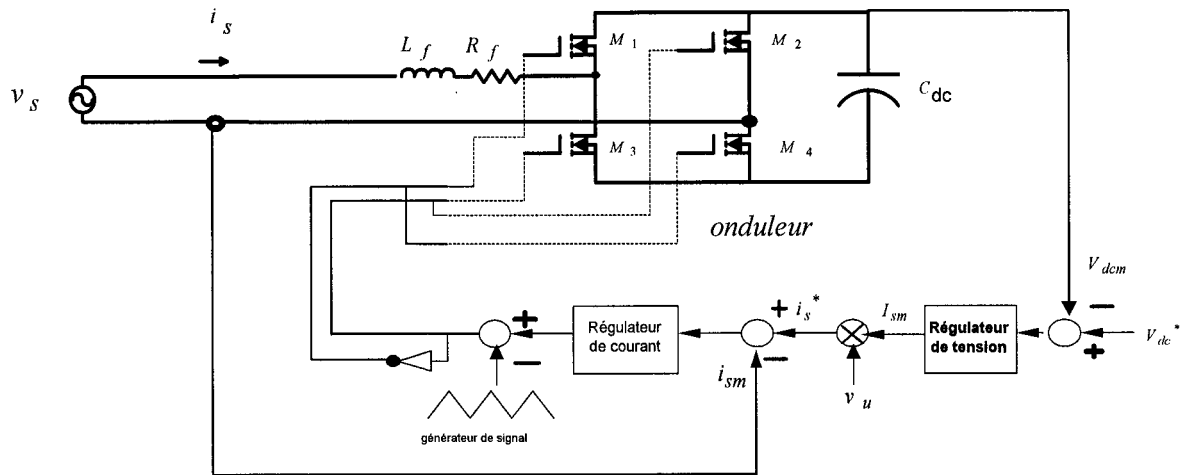


Figure 17 Stratégie de la commande du filtre actif monophasé

2.6.1 Régulateur de tension

Pour la régulation de la tension, on choisit un régulateur PI, dont voici les étapes pour le choix de ses paramètres. [5]

En utilisant le diagramme de la figure 17 :

$$i_s^* = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} \right) V_u \quad (2.33)$$

$$\text{Puissance instantanée à l'entrée du filtre : } p_f = v_f^* i_f = v_s^* i_s \quad (2.34)$$

En remplaçant ($i_s = I_{sm} v_u$) dans l'expression de la puissance du filtre :

$$p_f = v_s i_s = v_s v_u I_{sm} = v_s \frac{v_s}{V_{s \max}} I_{sm} = \frac{1}{k} v_s v_s I_{sm} \quad (2.35)$$

Avec $k = V_{s \max}$

La puissance active est donnée par:

$$P_f = \frac{1}{k} V_s^2 I_{sm} \quad (2.36)$$

$$\text{La puissance cotée capacité : } P_c = \frac{dW}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (2.37)$$

$$W = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (2.38)$$

W : Énergie du condensateur C_{dc}

En négligeant les pertes dans le convertisseur : $P_f = P_c$ (2.39)

$$\text{De plus on a } I_{sm} = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + sT_n}{sT_i} \right)$$

Pour des valeurs de V_{dc} proche de la tension de référence, l'équation (2.37) peut être écrite

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dV_{dc}}{dt}$$

En appliquant la transformée de Laplace :

$$\frac{1}{k} V_s^2 I_{sm} = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dV_{dc}}{dt}$$

$$\frac{1}{k} V_s^2 (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + sT_n}{sT_i} \right) = s C_{dc} V_{dc}^* V_{dc}$$

$$V_s^2 (V_{dc}^* - V_{dc}) (1 + sT_n) = k C_{dc} V_{dc}^* s^2 V_{dc} T_i$$

$$V_s^2 V_{dc}^* (1 + sT_n) - V_s^2 V_{dc} (1 + sT_n) = k C_{dc} V_{dc}^2 s^2 T_i$$

$$V_s^2 V_{dc}^* (1 + sT_n) = k C_{dc} V_{dc}^* s^2 V_{dc} T_i + V_s^2 V_{dc} (1 + sT_n)$$

$$V_s^2 V_{dc}^* (1 + sT_n) = V_{dc} (k C_{dc} V_{dc}^* s^2 T_i + V_s^2 (1 + sT_n))$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{V_s^2 (1 + sT_n)}{k C_{dc} T_i s^2 V_{dc}^* + V_s^2 (1 + sT_n)}$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{V_s^2 (1 + sT_n)}{s^2 k C_{dc} T_i V_{dc}^* + s^* T_n V_s^2 + V_s^2} = \frac{\frac{V_s^2 (1 + sT_n)}{k C_{dc} T_i V_{dc}^*}}{s^2 + 2w_c \xi s + w_c^2}$$

Avec

$$w_c^2 = \frac{V_s^2}{kC_{dc}TiV_{dc}^*} \longrightarrow w_c = \sqrt{\frac{V_s^2}{kC_{dc}TiV_{dc}^*}}$$

$$2w_c\xi = \frac{TnVs^2}{kC_{dc}TiV_{dc}^*}$$

$$\xi = \frac{TnVs^2}{2kC_{dc}TiV_{dc}^* \sqrt{\frac{V_s^2}{kC_{dc}TiV_{dc}^*}}} = \frac{TnVs}{2\sqrt{kC_{dc}TiV_{dc}^*}}$$

En les arrangeant:

$$\frac{V_{dc}}{V^*} = \frac{w_c^2 + 2 * w_c * \xi * s * Tn}{s^2 + 2 * w_c * \xi * s + w_c^2} \quad (2.40)$$

La performance dynamique dépend de la largeur de la bande passante, elle est meilleure si w_c (le temps de réponse est donné par $t_r \approx \frac{\pi}{w_c}$) est choisie très grande. Néanmoins la

fréquence de coupure de la fonction de transfert doit être plus petite que la fréquence des ondulations de tension au niveau de la capacité. Pour un redressement double, la fréquence des ondulations est de 120 Hz pour une fréquence de réseau de 60Hz.

On choisira une fréquence de coupure de 70 Hz et un amortissement de $\zeta = 0.7$

Le choix d'une fréquence de coupure, donne une faible bande passante, ce qui rend la réponse pour la régulation de la tension lente.

Et on déduit les constantes de temps T_{nv} et T_{iv} du régulateur PI

$$w_c^2 = \frac{V_s^2}{kC_{dc}T_{iv}V_{dc}^*} \quad ; \quad w_c = 2\pi f_c = 6.28 \times 70 = 439.82 \text{ rad/s} ; k = V_{s\max} = 55V$$

$$T_{iv} = \frac{V_s^2}{kC_{dc}w_c^2V_{dc}^*} = \frac{1}{55} \frac{\left(\frac{55}{\sqrt{2}}\right)^2}{2580 \times 10^{-6} \times 439.82^2 \times 105}$$

$$T_{iv} = 0.00052$$

$$\xi = \frac{T_{nv} \times V_s}{2 \times \sqrt{kC_{dc}T_{iv}V_{dc}^*}}$$

$$T_{nv} = \frac{2\xi \sqrt{kC_{dc}T_{iv}V_{dc}^*}}{V_s} = 2 \frac{0.7 \sqrt{55 \times 2580 \times 10^{-6} \times 0.00052 \times 105}}{\frac{55}{\sqrt{2}}} = 0.0032$$

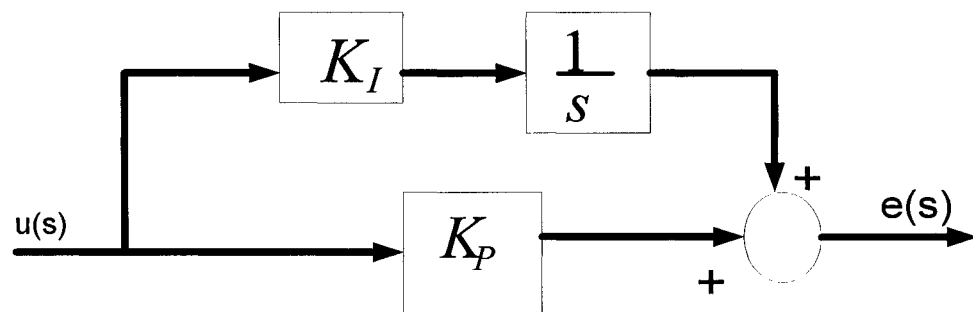


Figure 18 Schéma bloc du Régulateur PI

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$e(s) = (K_p + K_i \frac{1}{s})u(s) \longrightarrow \frac{e(s)}{u(s)} = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i}s}{\frac{1}{K_i}s} = \frac{1 + T_{nv}s}{sT_{iv}}$$

Par identification, on aura:

$$T_{iv} = \frac{1}{K_i} = 0.00052 \longrightarrow K_i = 1923$$

$$T_{nv} = \frac{K_p}{K_i} = 0.0032 \longrightarrow K_p = K_i * 0.0032 = 6.15$$

Donc les paramètres du régulateur pour le réglage de la tension sont :

$$K_p = 1923 \text{ et } K_i = 6.15$$

2.6.2 Régulateur de courant

Pour le dimensionnement du régulateur de courant, on va distinguer deux cas, le premier cas pour la commande bipolaire et le deuxième cas pour la commande unipolaire.

2.6.2.1 Cas de la commande bipolaire

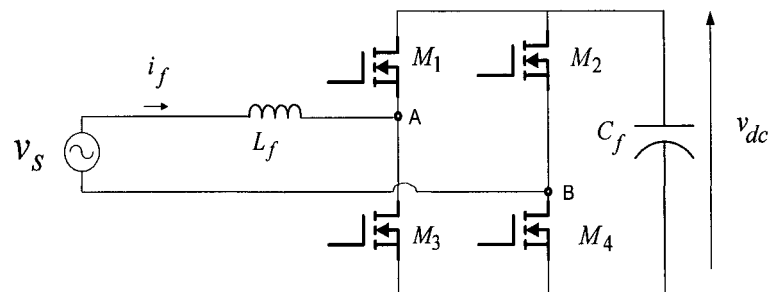


Figure 19 Onduleur monophasé

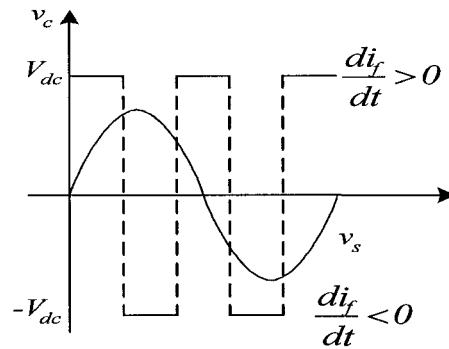


Figure 20 Allures des tensions entre les points A et B et de source

La valeur moyenne de la tension entre les points A et B est donnée par :

$$V_{c\text{ moy}} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} V_{dc} dt - \int_{\alpha T}^T V_{dc} dt \right) = \frac{V_{dc}}{T} (\alpha T - (T - \alpha T)) = V_{dc} (2\alpha - 1) \quad (2.41)$$

En écrivant l'équation électrique du filtre actif :

$$V_{c\text{ moy}} = V_{dc} (2\alpha - 1)$$

$$v_s + L_f \frac{di_f}{dt} - V_c = 0$$

Pour une petite variation :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{V_c - v_s}{L_f}$$

En appliquant la transformée de Laplace :

$$s i_f(s) = \frac{V_c - v_s}{L_f}$$

En choisissant un intervalle $\Delta\alpha$ correspondant à Δi_f

$$s\Delta i_f(s) = \frac{V_c - v_s}{L_f} = \frac{V_{dc}(2\Delta\alpha - 1) - \sqrt{2}V_{seff}}{L_f} \leq \frac{V_{dc}(2\Delta\alpha - 1) + \sqrt{2}V_{seff}}{L_f}$$

En choisissant les conditions critiques : $V_{dc} = \sqrt{2}V_{seff}$

La fonction de transfert du courant du filtre par rapport au rapport cyclique α est :

$$\frac{\Delta i_f}{\Delta\alpha} = \frac{2 * V_{dc}}{s * L_f} \quad (2.42)$$

Les paramètres du régulateur sont choisis de façon à avoir des performances désirées :

- Erreur statique nulle
- marge de phase comprise entre 45° et 68°
- Admet une bande passante $\{0, w_c\}$

Le système à régler possède un comportement intégral, les règles d'ajustement optimal ne sont plus applicables. A première vue, il semble qu'un régulateur à action proportionnel P soit suffisant pour réduire l'erreur statique à zéro, grâce au comportement intégral du système à régler. Cependant si une perturbation intervient sur le système à régler, on est contraint de faire appel à un régulateur PI. Le PI seul ne permet pas un ajustement adéquat de la marge de phase de 45° à 68° , donc un pôle supplémentaire est nécessaire pour augmenter la rapidité de réponse du système en augmentant w_c (pulsation de coupure) tout en maintenant une marge de phase acceptable.

La structure du régulateur de courant est donnée par : [3]

$$\frac{e(s)}{u(s)} = \frac{(1 + sT_{ni})}{sT_{ii}(1 + sT_{pi})} \quad (2.43)$$

Et le schéma fonctionnel du réglage du courant du filtre

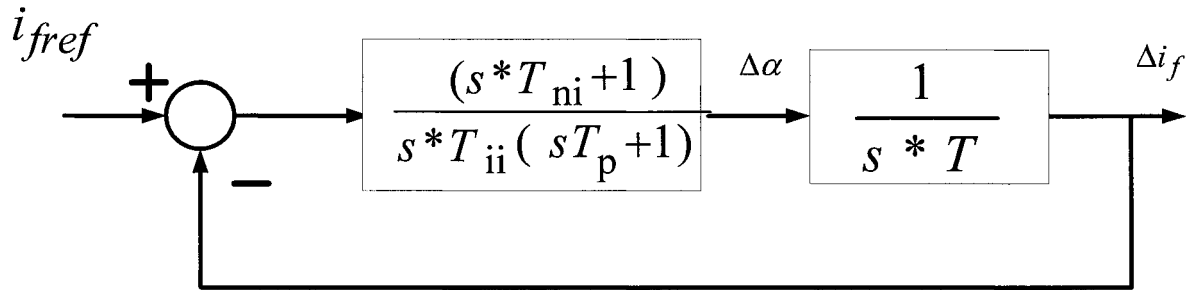


Figure 21 Schéma fonctionnel pour le réglage du courant du filtre

La fonction transfert en boucle ouverte du système est donnée par :

$$G_{0I}(s) = \frac{(sT_{ni} + 1)}{sT_{ii} * (sT_{pi} + 1)} * \frac{1}{s * T} \quad (2.44)$$

$$\text{Avec : } T = \frac{L_f}{2 * V_{dc}}$$

La phase est :

$$\varphi = \arctg(wT_{ni}) - \arctg(wT_{pi}) - \pi \quad (2.45)$$

Le module en dB est égal :

$$A_{dB} = 20 \log \sqrt{1 + (w T_{ni})^2} - 20 \log \sqrt{1 + (w T_{pi})^2} - 20 \log(w T_{ii}) - 20 \log(w T) \quad (2.46)$$

L'allure générale de la réponse harmonique de $G_{0I}(s)$ est indiquée sur la figure ci dessous. On désire que le passage par 1 (0 dB) ait lieu avec une pente -1 (-20dB/dec)

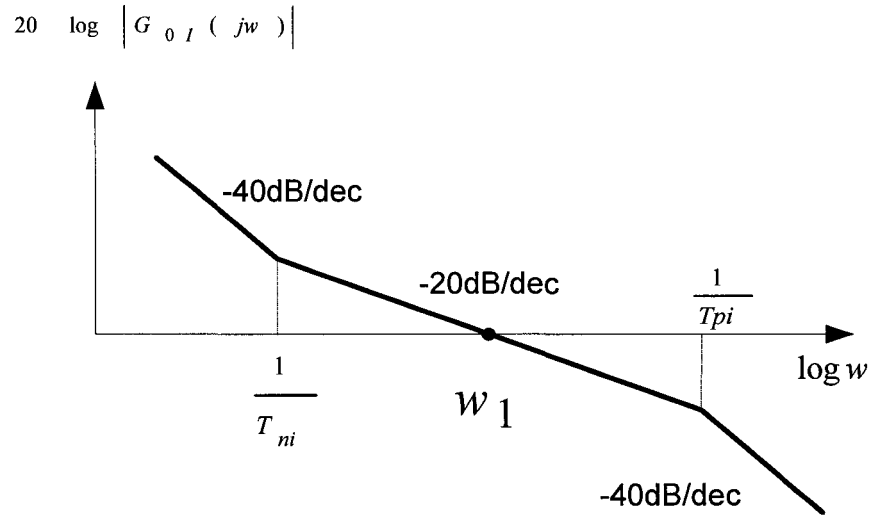


Figure 22 Représentation asymptotique du système en boucle ouverte

En se basant sur la règle établie (passage par 0 dB avec pente -20dB/dec), la pulsation w_1 est choisie comme :

$$w_1 = \frac{1}{2} * \frac{1}{T_{pi}} \quad (2.47)$$

En supposant que $w_1 * T_n \gg 1$ et $w_1 * T_p \ll 1$

La fonction de transfert $G_{0I}(s)$ devient :

$$G_{0I}(s) = \frac{T_{ni}}{T_{ii}} * \frac{1}{w_1 T} \quad (2.48)$$

En remplaçant w_1 dans l'équation (2.45), on aura

$$\frac{T_{ni}}{T_{ii}} = \frac{T}{2 * T_{pi}} \quad (2.49)$$

La constante de temps T_{pi} est choisie proche de T , c'est à dire

$$T_{pi} = \frac{L_f}{2 * V_{dc}} = \frac{0.001}{2 * 105} = 4.76 * 10^{-6}$$

La nouvelle fonction de transfert $G_{0I}(s)$ devient :

$$G_{0I}(s) = \frac{(1 + sT_n)}{sT_n(1 + sT_p)} * \frac{1}{s * 2T_p} \quad (2.50)$$

La réponse indicielle de $G_{0I}(s)$ pour plusieurs valeurs du rapport $\frac{T_{ni}}{T_{pi}}$ est donnée sur la figure ci dessous

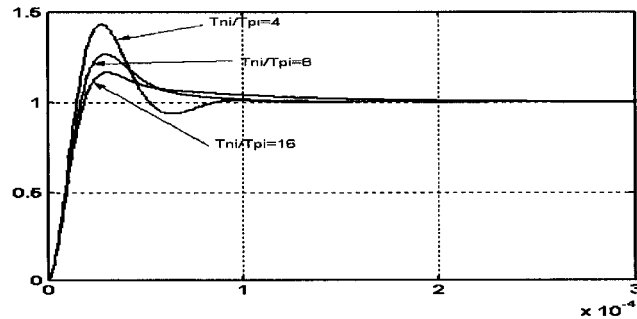


Figure 23 Réponse indicielle du système pour plusieurs valeurs du rapport $\frac{T_{ni}}{T_{pi}}$

Pour un réglage présentant un dépassement moindre on choisira $\frac{T_{ni}}{T_{pi}} = 16$

$$T_{ni} = 16 * T_p = 16 * 4.76 * 10^{-6} = 76.16 * 10^{-6}$$

$T_{ii} = \frac{1}{2} * T_n = 38.08 * 10^{-6}$ a été ajustée à $T_{ii} = 170 * 10^{-6}$ pour permettre d'avoir une marge de phase de 58.9° .

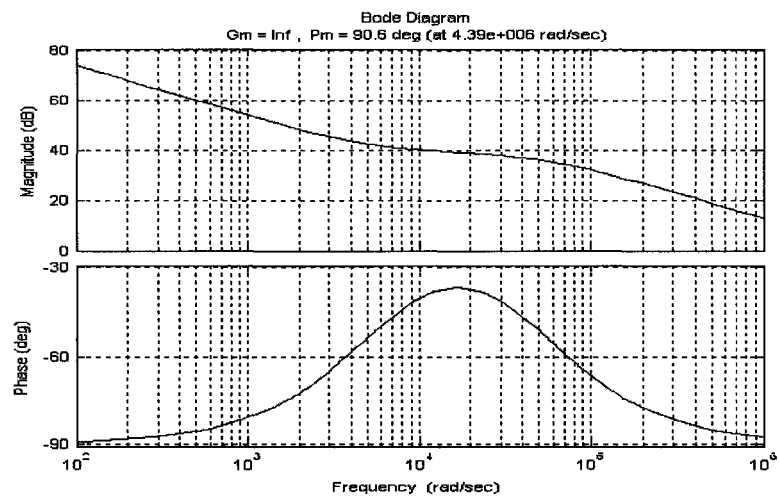


Figure 24 Représentation dans le lieu de Bode du régulateur

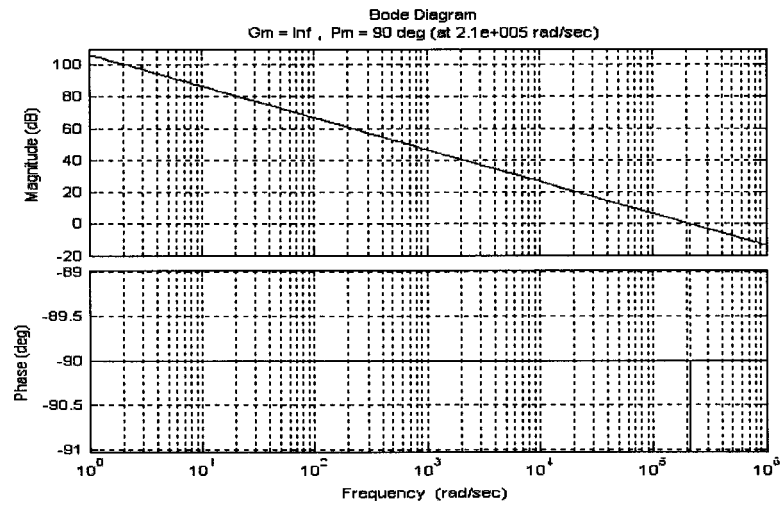


Figure 25 Représentation dans le lieu de Bode de $\frac{i_f}{\alpha}$ en boucle ouverte

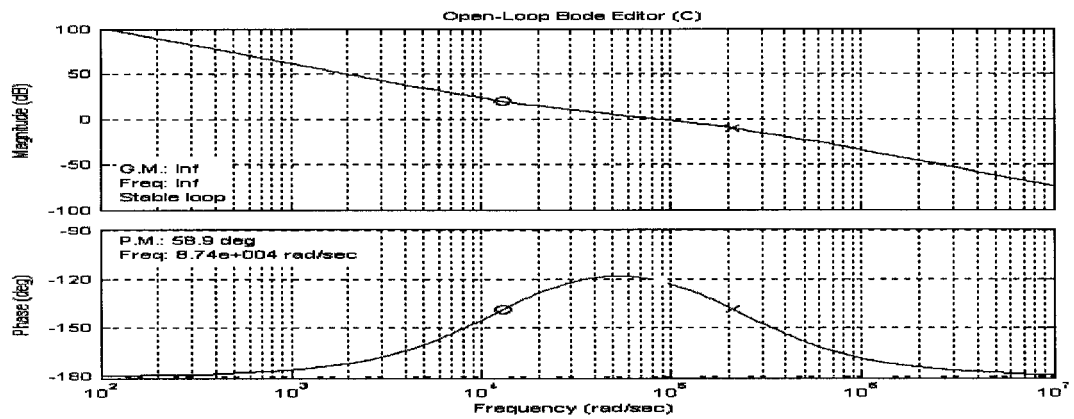


Figure 26 Représentation dans le lieu de Bode du système corrigé en boucle ouverte

2.6.3 Résultats de simulation

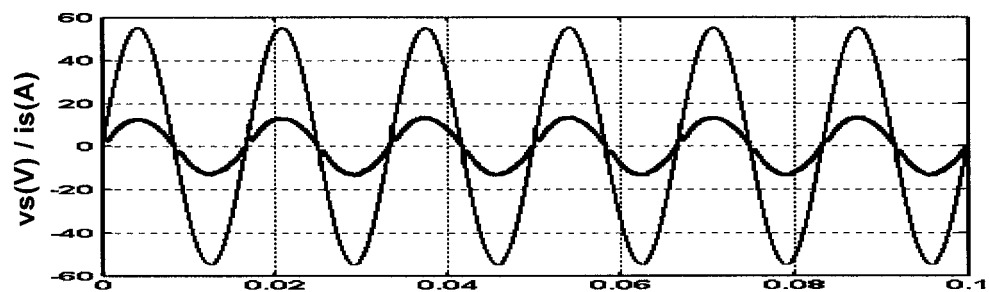


Figure 27 Courant de source et tension de source

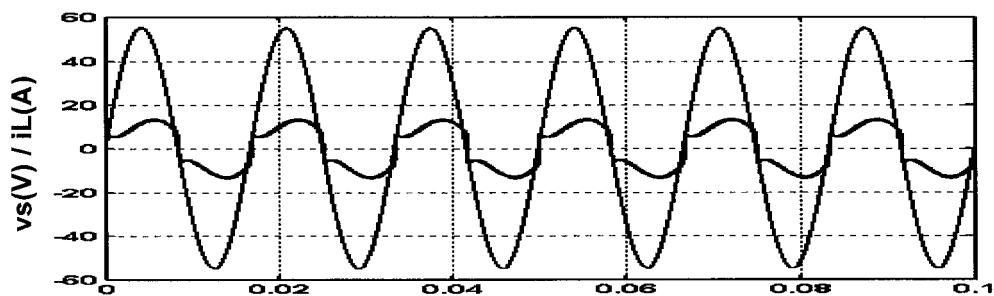


Figure 28 Courant de charge et tension de source

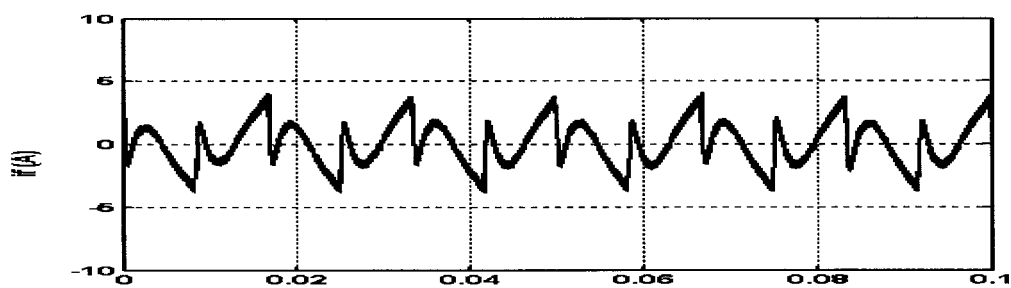


Figure 29 Courant de compensation

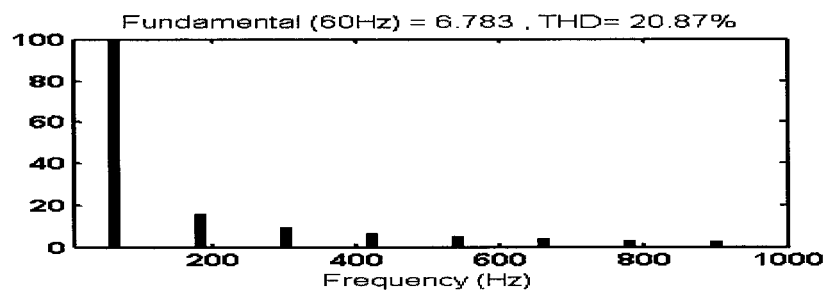


Figure 30 Spectre harmonique du courant de charge

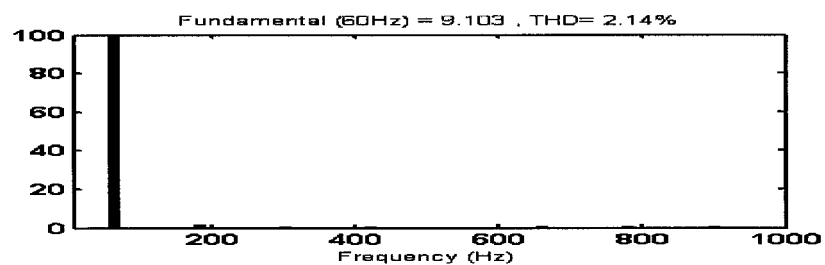


Figure 31 Spectre harmonique du courant de source

Avec perturbation de la charge :

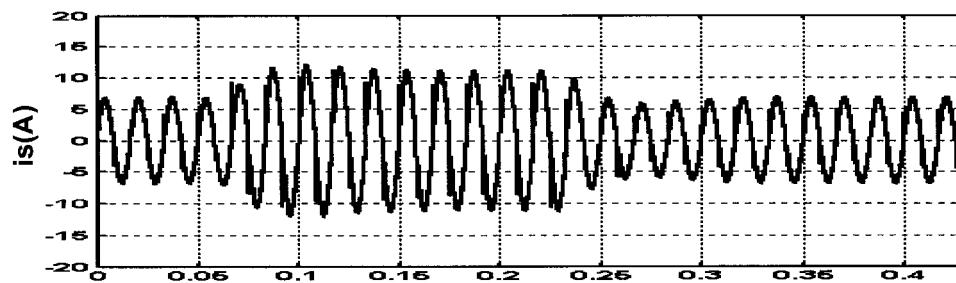


Figure 32 Courant de source durant la variation de la charge

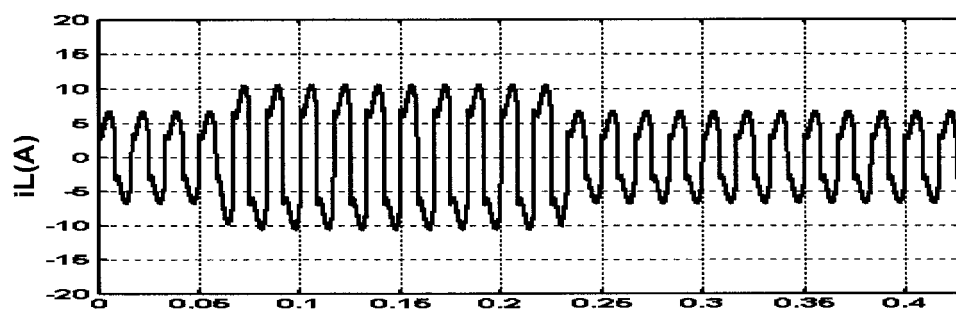


Figure 33 Courant de charge durant la variation de la charge

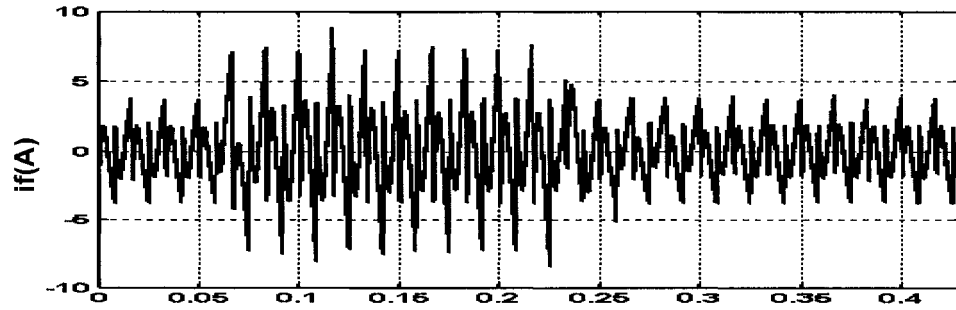


Figure 34 Courant de compensation durant la variation de la charge

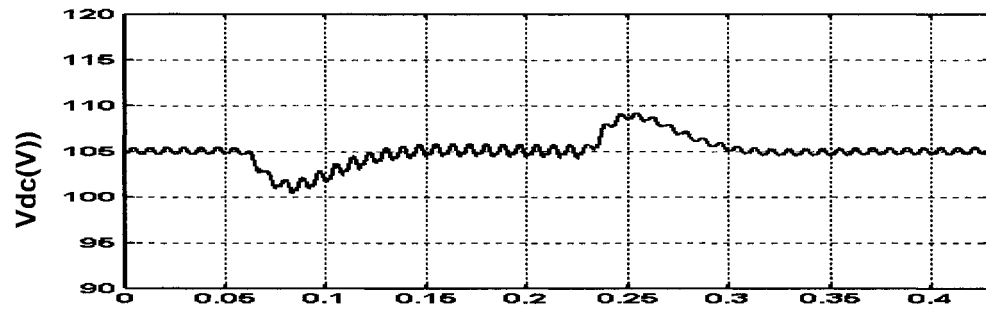


Figure 35 Tension de sortie du filtre durant la variation de la charge

Paramètres de simulation :

Tension d'alimentation efficace : $V_s = \frac{55}{\sqrt{2}}$ V

Fréquence du réseau : $f_s = 60\text{Hz}$

Charge non linéaire ($R_L = 0.1\Omega$, $L_L = 0.1\text{mH}$, $r_l = 15\Omega$, $l_l = 10\text{mH}$)

Filtre actif($R_f = 0.1\Omega$, $L_f = 1\text{mH}$, $C_{dc} = 2400\mu\text{F}$)

2.7 Commande unipolaire

Le schéma de cette commande unipolaire est illustré par la figure 36. Cette commande est basée sur la comparaison du signal modulant basse fréquence β , de son opposé $-\beta$ et du signal triangulaire haute fréquence [8].

Vu la différence de fréquence entre le signal β et le signal triangulaire, nous considérons que le signal modulant β est pratiquement constant.

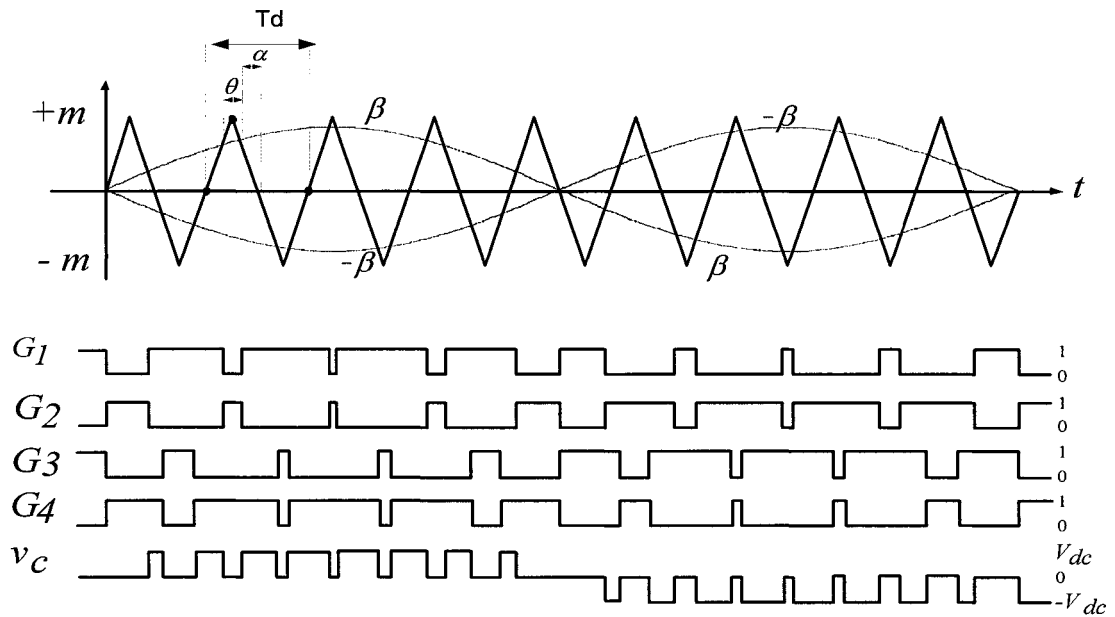


Figure 36 Principe de la commande unipolaire

Où

β : signal à la sortie du régulateur de courant

Dans le cas d'une structure monophasée (figure 37), cette stratégie de commande fournit quatre signaux de commande (G_1 , G_2 , G_3 , G_4). Le fonctionnement est décrit de la façon suivante :

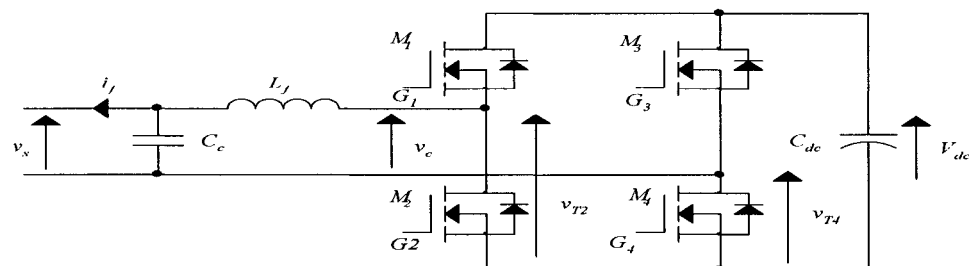


Figure 37 Filtre actif monophasé à structure tension

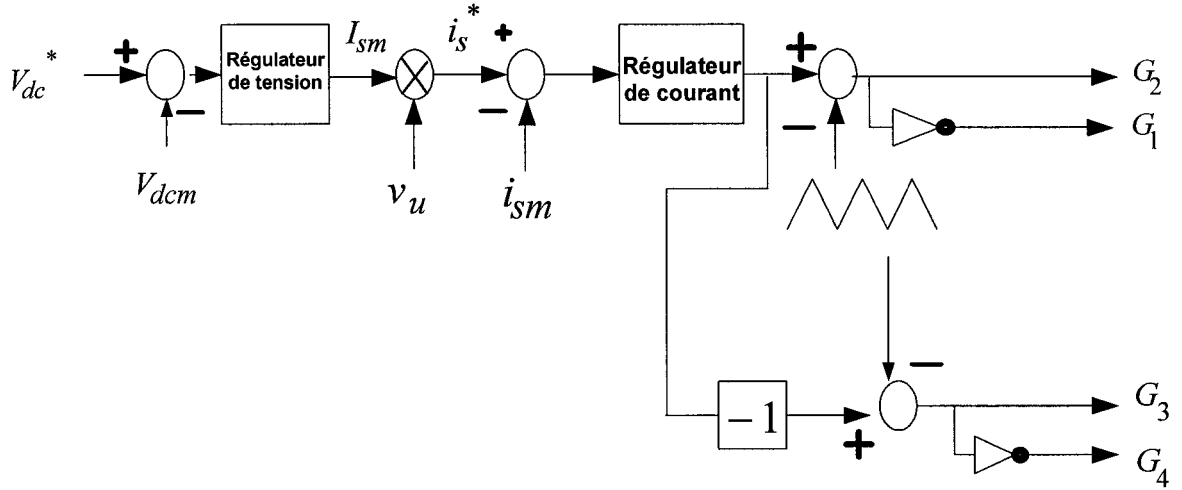


Figure 38 Stratégie de la commande unipolaire du filtre actif monophasé

La relation qui lie les deux signaux v_c et β peut être tirée de la figure 36 à partir de laquelle les relations peuvent être notées comme suit :

$$\begin{cases} \alpha = \frac{T_d - \theta}{T_d} \text{ et } \alpha' = \frac{\theta}{T_d} \\ \theta = \frac{T_d}{2} - 2d \\ d = \frac{\beta T_d}{m \cdot 4} \end{cases} \quad (2.51)$$

où

α : rapport cyclique de G_1 sur une période de découpage T_d

α' : rapport cyclique de G_3 sur une période de découpage T_d

Commençons par la décomposition en série de Fourier de la tension à la sortie du filtre actif v_c dans le cas d'une MLI bipolaire. Cette tension sera notée v_{cl} . La tension v_{cl} peut être décrite comme suit :

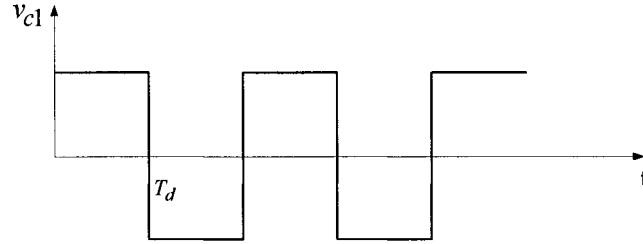


Figure 39 Tension de sortie du filtre actif dans le cas d'une commande bipolaire

$$\begin{cases} v_{c1} = a_0 + \sum_{k=1}^n a_k \cos(k \omega_d t) \\ a_0 = \langle v_{c1} \rangle = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} v_{c1}(t) dt \\ \text{et} \\ a_k = \frac{2}{T_d} \int_0^{T_d} v_{c1}(t) \cos(k \omega_d t) dt \end{cases} \quad (2.52)$$

En calculant le coefficient a_0 qui représente la valeur moyenne locale de la tension v_{c1} , il vient :

$$a_0 = \langle v_{c1} \rangle = \frac{1}{T_d} [V_{dc} \alpha T_d - V_{dc} (T_d - \alpha T_d)] = V_{dc} (2\alpha - 1) \quad (2.53)$$

Le calcul du coefficient a_k nous donne l'expression suivante :

$$a_k = \frac{4}{T_d} \int_0^{T_d/2} v_{c1}(t) \cos(k \omega_d t) dt = \frac{4V_{dc}}{k\pi} \sin(kd\pi) \quad (2.54)$$

Des relations (2.47), (2.48) et (2.49), nous obtenons finalement :

$$v_{c1} = V_{dc} (2\alpha - 1) + \sum_{k=1}^n a_k \cos(k 2\pi f_d t)$$

$$= V_{dc}(2\alpha - 1) + \sum_{k=1} \frac{4V_{dc}}{k\pi} \sin(kd\pi) \cos(k2\pi f_d t) \quad (2.55)$$

Nous allons maintenant rechercher l'expression de v_c avec la commande unipolaire. Cette tension, notée v_{c2} .

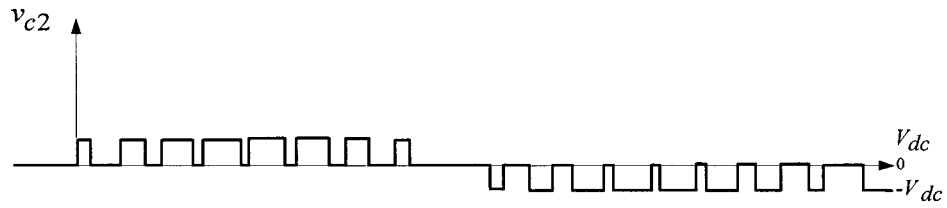


Figure 40 Tension de sortie du filtre actif dans le cas d'une commande unipolaire

Les tensions v_A et v_B sont obtenues en calculant localement de la même façon les coefficients a_0 et a_k de la relation (2.49). D'où la relation (2.53) :

$$\begin{cases} v_A = V_{dc}d + \sum_{i=1} \frac{2V_{dc}}{i\pi} \sin(id\pi) \cos(iw_d t) \\ v_B = V_{dc}d' + \sum_{i=1} \frac{2V_{dc}}{i\pi} \sin(id'\pi) \cos(iw_d t) \end{cases} \quad (2.56)$$

La relation (2.54) nous permet de déduire l'expression de la tension v_{c2} :

$$v_{AB} = v_{c2} = V_{dc}(\alpha - \alpha') + \sum_{i=1} \frac{4V_{dc}}{i\pi} \left(\sin\left(\frac{i\pi}{2}(\alpha - \alpha')\right) \cos\left(\frac{i\pi}{2}(\alpha + \alpha')\right) \right) \cos iw_d t \quad (2.57)$$

En utilisant l'équation (2.49), on obtient :

$$\begin{cases} \alpha = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}}\right) & \text{avec } \beta = \hat{\beta} \cdot \sin(3\omega_s t) = \hat{\beta} \cdot \sin(3.2\pi f_s t) \\ \alpha' = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}}\right) \end{cases} \quad (2.58)$$

où $\hat{\beta}$ est l'amplitude du signal modulant qui est le troisième harmonique,
 $\hat{m}$ est l'amplitude du signal triangulaire.

En remplaçant α et α' dans les équations (2.53) et (2.55), on obtient :

$$\begin{cases} v_{c1} = V_{dc} \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin 3\omega_s t + \sum_{i=1} \frac{4V_{dc}}{i\pi} \sin \left(\frac{i\pi}{2} \left(1 + \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin 3\omega_s t \right) \right) \cos i\omega_d t \\ v_{c2} = V_{dc} \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin 3\omega_s t + \sum_{i=1} \frac{4V_{dc}}{i\pi} \sin \left(\frac{i\pi}{2} \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin 3\omega_s t \right) \cos \left(\frac{i\pi}{2} \right) \cos i\omega_d t \end{cases} \quad (2.59)$$

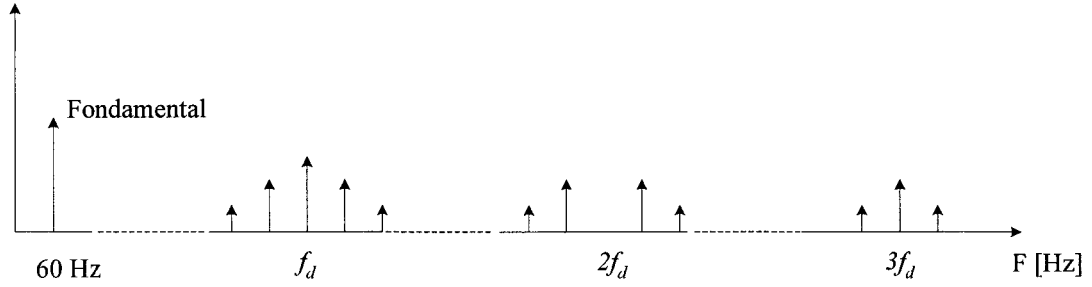
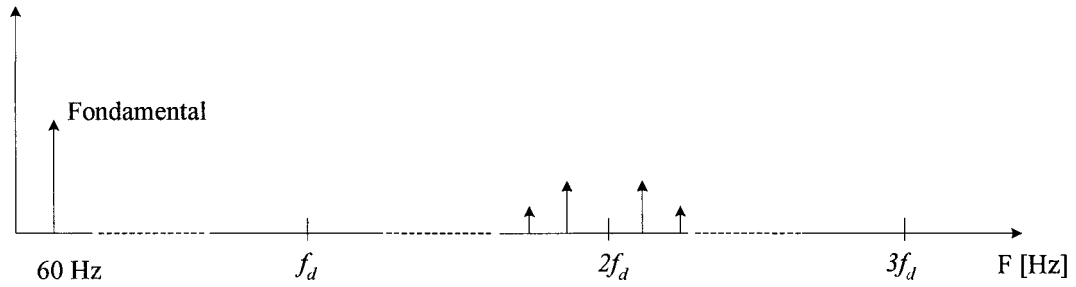
En posant $z = \frac{i\pi}{2} \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin 3\omega_s t$, la relation (2.56) devient :

$$\begin{cases} v_{c1} = V_{dc} \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin 3\omega_s t + \sum_{i=1} \frac{4V_{dc}}{i\pi} \left(\sin \frac{i\pi}{2} \cos z + \cos \frac{i\pi}{2} \sin z \right) \cos i\omega_d t \\ v_{c2} = V_{dc} \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin 3\omega_s t + \sum_{i=1} \frac{4V_{dc}}{i\pi} \sin z \cos \frac{i\pi}{2} \cos i\omega_d t \end{cases} \quad (2.60)$$

Nous pouvons écrire les expressions de $\cos z$ et $\sin z$ de la forme suivante :

$$\begin{cases} \cos z = \lambda_0 + \lambda_2 \cos 2\omega_s t + \lambda_4 \cos 4\omega_s t + \dots \\ \sin z = \delta_1 \sin \omega_s t + \delta_3 \sin 3\omega_s t + \delta_5 \sin 5\omega_s t + \dots \end{cases} \quad (2.61)$$

La figure 41, montre le spectre de v_{c1} et v_{c2} .

Figure 41 Spectre de la tension v_c avec MLI bipolaireFigure 42 Spectre de la tension v_c avec MLI unipolaire

On en déduit que, pour une même fréquence de l'harmonique de rang $2h+1$ (f_{2h+1}), une même fréquence de découpage f_d , le spectre de v_{c2} est identique au spectre de v_{c1} à l'exception des groupes de raies centrés sur les multiples impairs de la fréquence de découpage qui ont disparu.

Le calcul des coefficients $\lambda_0, \lambda_2, \lambda_4$ et $\delta_1, \delta_3, \delta_5$ se fera en développant en séries de Fourier les équations suivantes :

$$\begin{cases} \cos z = \lambda_0 + \lambda_2 \cos 2w_s t + \lambda_4 \cos 4w_s t + \dots \\ \sin z = \delta_1 \sin w_s t + \delta_3 \sin 3w_s t + \delta_5 \sin 5w_s t + \dots \end{cases}$$

Avec :

$$z = \frac{k\pi}{2} \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin w_s t$$

Le rapport $\frac{\hat{\beta}}{\hat{m}}$ qui définit l'indice de modulation, son choix est en relation directe avec le facteur de distorsion, on choisira $\frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} = 0.95$ pour avoir un minimum de facteur de distorsion.

Tableau III

Contenu Harmoniques de la tension de sortie du filtre

Fréquence des harmoniques	f_{sw}	$f_{sw} \pm 2f_s$	$f_{sw} \pm 4f_s$	$f_{sw} \pm 6f_s$	$2f_{sw} \pm f_s$	$2f_{sw} \pm 3f_s$	$2f_{sw} \pm 5f_s$
Amplitude (commande bipolaire)	$\frac{4V_{dc}}{\pi} \lambda_0$	$\frac{2V_{dc}}{\pi} \lambda_2$	$\frac{2V_{dc}}{\pi} \lambda_4$	$\frac{2V_{dc}}{\pi} \lambda_6$	$\frac{V_{dc}}{\pi} \delta_1$	$\frac{V_{dc}}{\pi} \delta_3$	$\frac{V_{dc}}{\pi} \delta_5$
Amplitude (commande unipolaire)	0	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{\pi} \delta_1$	$\frac{V_{dc}}{\pi} \delta_3$	$\frac{V_{dc}}{\pi} \delta_5$

D'après le tableau de comparaison des deux types de commandes, on remarque que la commande unipolaire présente moins d'harmoniques en haute fréquence, ce qui se traduira par une meilleure qualité du courant de compensation. Ces harmoniques en hautes fréquences présentent des impédances très élevées, de ce fait, elles ne présentent presque aucune influence sur le courant de compensation.

2.7.1 Régulateur de courant

La valeur moyenne de la tension du filtre actif est donnée par :[6]

$$V_{cmoy} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} V_{dc} dt \right) = V_{dc} * \alpha \quad (2.62)$$

Où

α : rapport cyclique

En écrivant l'équation électrique du filtre actif :

$$V_{cmoy} = V_{dc} * \alpha$$

$$v_s + L_f \frac{di_f}{dt} - V_c = 0$$

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{V_c - v_s}{L_f} = \frac{V_{dc} * \alpha - \sqrt{2}V_{seff}}{L_f} \leq \frac{V_{dc} * \alpha + \sqrt{2}V_{seff}}{L_f} \quad (2.63)$$

En choisissant les conditions critiques : $V_{dc} = \sqrt{2}V_{seff}$

En appliquant la transformée de Laplace et pour une petite variation :

$$s\Delta i_f = \frac{V_{dc} * \Delta\alpha - \sqrt{2}V_{seff}}{L_f} \leq \frac{V_{dc} * \Delta\alpha + \sqrt{2}V_{seff}}{L_f}$$

$$\frac{\Delta i_f}{\Delta\alpha} = \frac{V_{dc}}{s * L_f} - \frac{V_{dc}}{L_f} \quad (2.64)$$

La fonction de transfert pour la régulation du courant du filtre par rapport au rapport cyclique α est donnée par :

$$\frac{\Delta i_f}{\Delta \alpha} = \frac{V_{dc}}{s * L_f} \quad (2.65)$$

Les paramètres du régulateur sont choisis de façon à avoir des performances désirées :

- Erreur statique nulle
- marge de phase comprise entre 45° et 68°
- Admet une bande passante $\{0, \omega_c\}$

La même technique utilisée précédemment sera appliquée pour le choix du régulateur de courant, la fonction de transfert du régulateur de courant est :

$$G_{0I}(s) = \frac{(sT_{ni} + 1)}{sT_{ii} * (sT_{pi} + 1)}$$

La constante de temps T_{pi} est choisie proche de $T = \frac{L_f}{V_{dc}}$ c'est à dire

$$T_{pi} = \frac{L_f}{V_{dc}} = \frac{0.001}{105} = 9.52 * 10^{-6} \text{ s/rad}$$

La nouvelle fonction de transfert $G_{0I}(s)$ devient :

$$G_{0I}(s) = \frac{(1 + sT_{ni})}{sT_{ii}(1 + sT_{pi})} * \frac{1}{s * 2T_{pi}} \quad (2.66)$$

La réponse indicielle de $G_{0I}(s)$ pour plusieurs valeurs du rapport $\frac{T_{ni}}{T_{pi}}$ est donnée sur la figure ci dessous

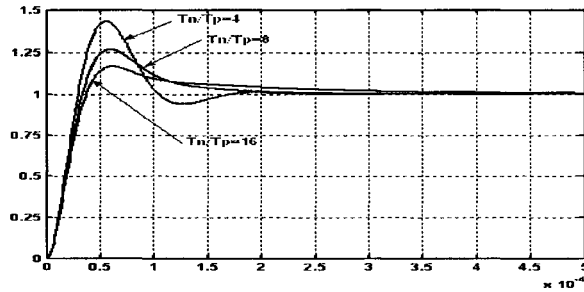


Figure 43 Réponse indicielle du système pour plusieurs valeurs du rapport $\frac{T_{ni}}{T_{pi}}$

On choisit $\frac{T_{ni}}{T_{pi}} = 8$

$$T_{ni} = 8 * T_{pi} = 8 * 9.52 * 10^{-6} = 76.16 * 10^{-6} \text{ s/rad}$$

$$T_{ii} = \frac{1}{2} * T_{ni} = 38.08 * 10^{-6} \text{ s/rad} \text{ légèrement ajustée à } T_{ii} = 24.63 * 10^{-6} \text{ s/rad}$$

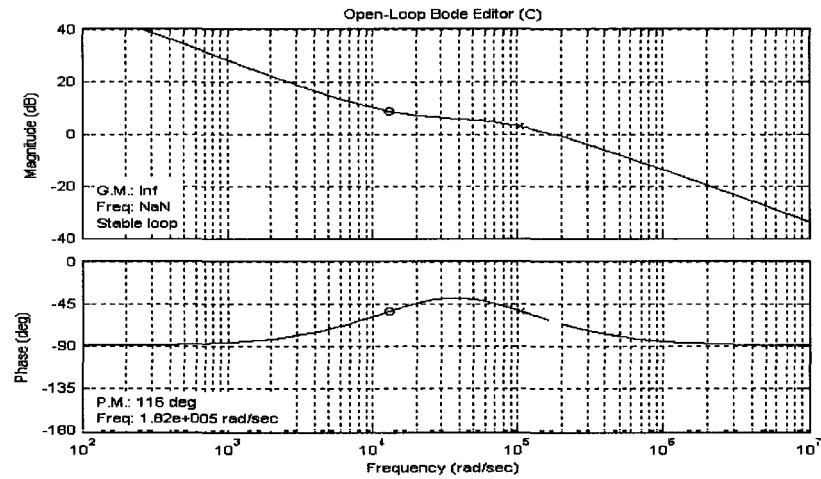


Figure 44 Représentation du régulateur dans le lieu de Bode

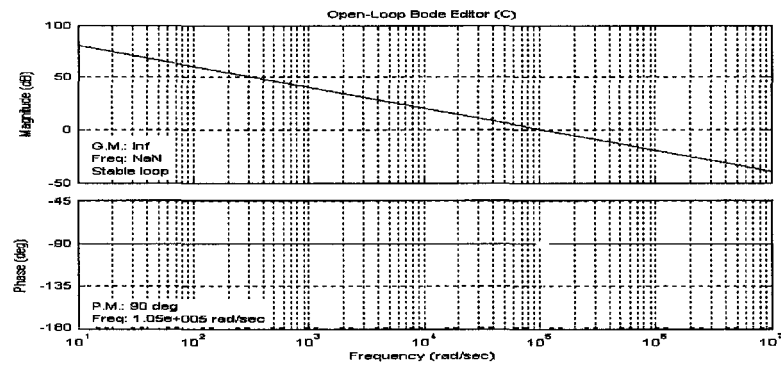
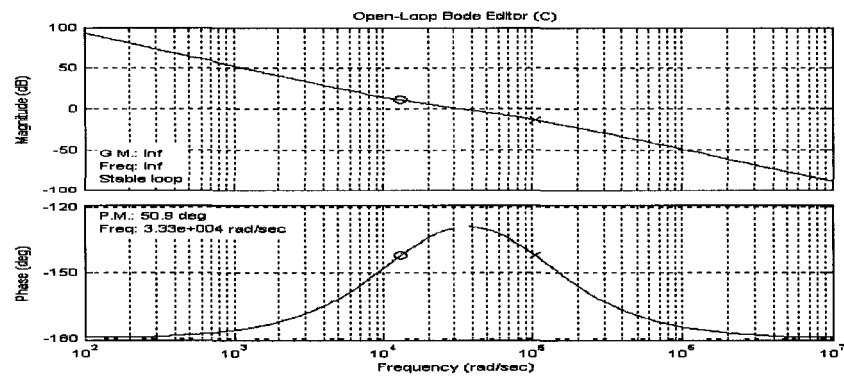
Figure 45 La représentation dans le lieu de Bode de $\frac{i_f}{\alpha}$ en boucle ouverte

Figure 46 Représentation dans le lieu de Bode du système corrigé en boucle ouverte

2.7.2 Régulateur de tension

Le dimensionnement du régulateur de tension dans le cas de la commande unipolaire, se fera de la même manière que la commande bipolaire, donc les paramètres du régulateur sont identiques.

Les paramètres du régulateur de tension sont :

$$T_{iv} = 0.00052$$

$$T_{nv} = 0.0032$$

2.7.3 Résultats de simulation

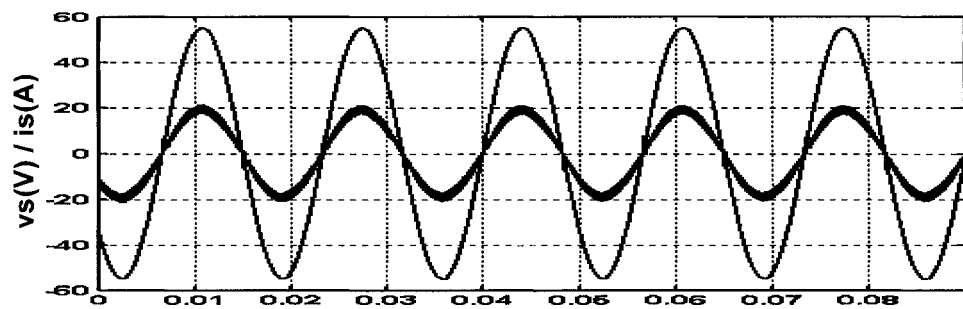


Figure 47 Courant et tension de source (courant 1 div=0.5A, tension 1div = 1 V)

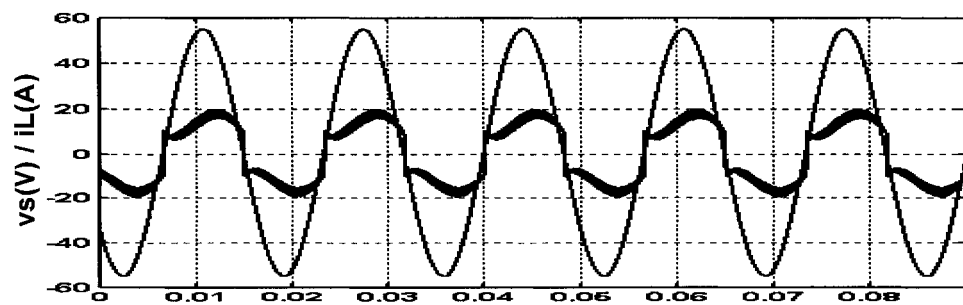


Figure 48 Courant de charge et tension de source

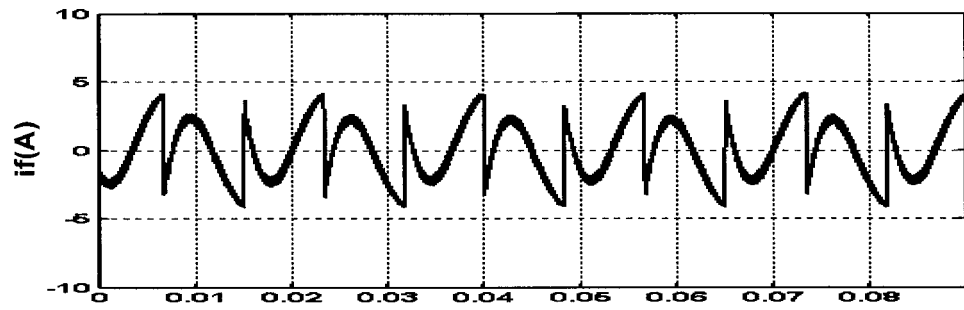


Figure 49 Courant de compensation

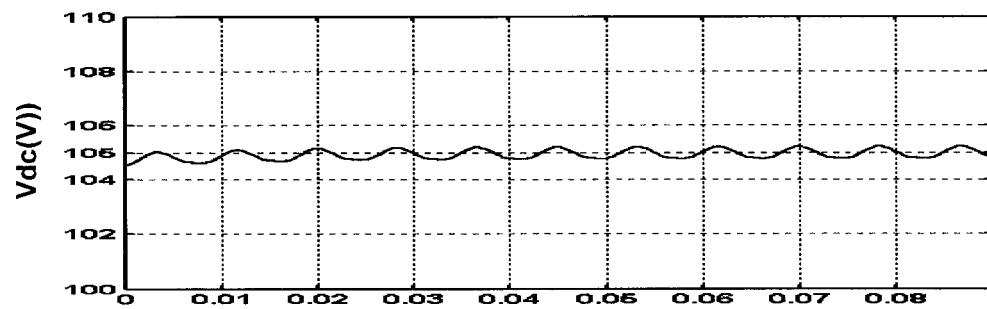


Figure 50 Tension de sortie du filtre

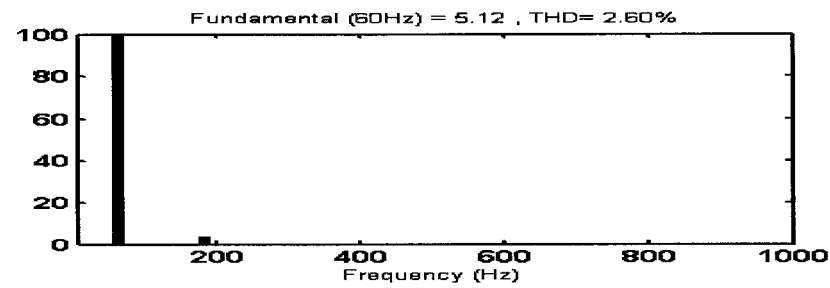


Figure 51 Spectre harmonique du courant de source

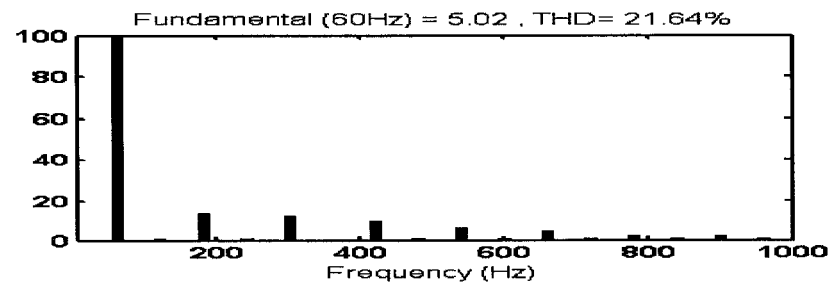


Figure 52 Spectre harmonique du courant de charge

Avec perturbation de la charge :

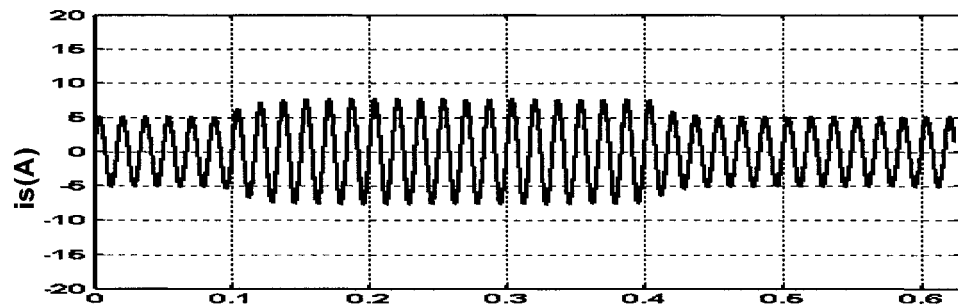


Figure 53 Courant de source lors de la variation de la charge

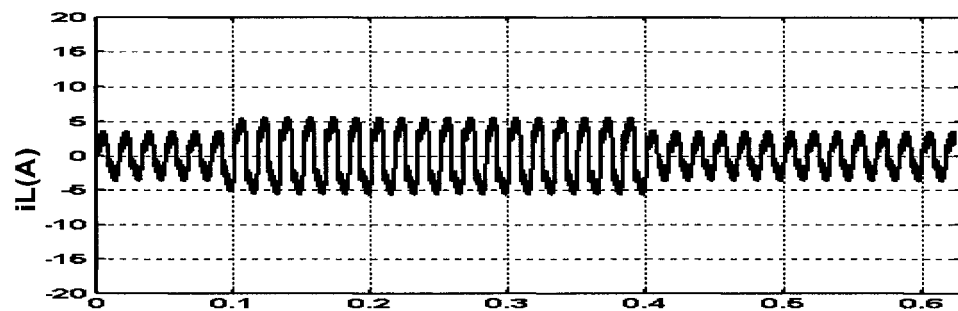


Figure 54 Courant de charge lors de la variation de la charge

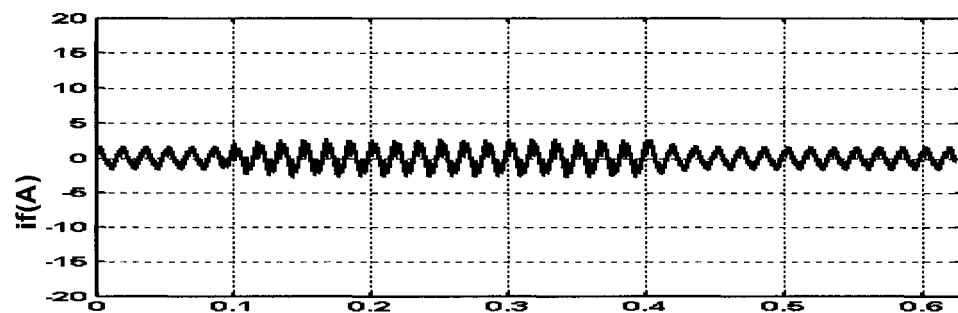


Figure 55 Courant de compensation lors de la variation de la charge

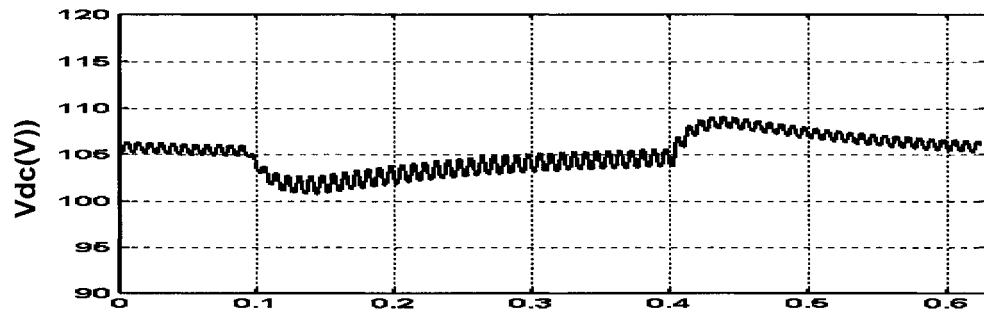


Figure 56 Tension de sortie du filtre lors de la variation de la charge

Paramètres de simulation :

Tension d'alimentation efficace : $V_s = \frac{55}{\sqrt{2}} \text{ V}$

Fréquence du réseau : $f_s = 60 \text{ Hz}$

Charge non linéaire($R_L = 0.1\Omega$, $L_L = 0.1 \text{ mH}$, $r_l = 15\Omega$, $l_l = 10 \text{ mH}$)

Filtre actif($R_f = 0.1\Omega$, $L_f = 1 \text{ mH}$, $C_{dc} = 2400 \mu\text{F}$)

2.8 Régulateur flou

La logique floue est introduite en premier par Zadeh en 1987, elle intervient dans la manipulation des connaissances imparfaites, elle aide à formaliser la représentation et le traitement des connaissances imprécises ou approximatives. L'objectif de l'utilisation du régulateur flou est d'atteindre de meilleurs résultats en les comparant aux régulateurs classiques et d'apporter une éventuelle amélioration de la réponse du système (temps de réponse et dépassement), dont la coopération humaine soit élaborée par ce genre de processus.

2.8.1 Étape de mise en œuvre d'un régulateur flou :

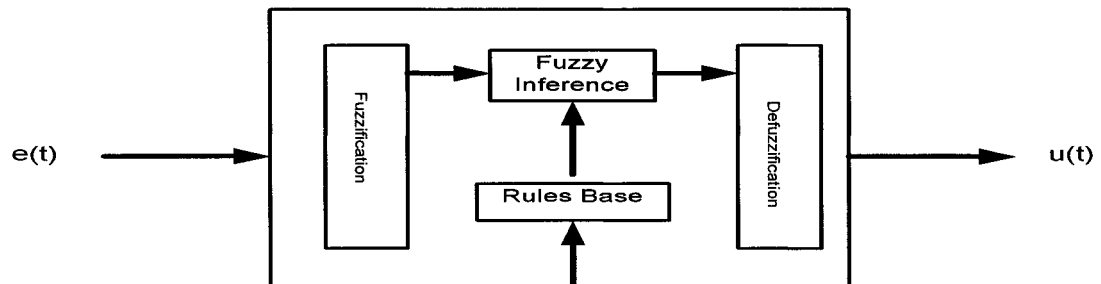


Figure 57 Contrôleur Flou

$e(t)$: entrée du régulateur flou

$u(t)$: sortie du régulateur flou

Étape de fuzzification

L'étape de fuzzification consiste à définir des ensembles flous pour les variables d'entrée et de sortie. Pour chacune de ces variables, on doit connaître à priori son intervalle de définition. Le régulateur flou reçoit comme entrée, l'erreur et la variation de l'erreur et comme sortie la tension de commande.

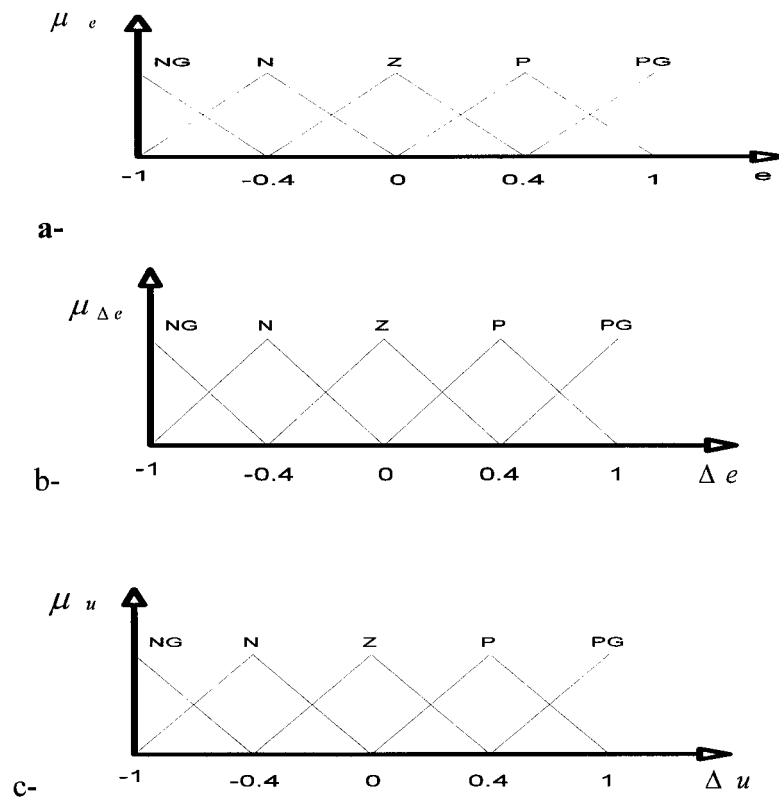


Figure 58 Fonctions d'appartenances :a et b) variable d'entrée c)variable de sortie

Où

NG : négatif grand

N :négatif

Z : zéro

P : positif

PG : positif grand

Étape d'inférence

C'est l'étape où l'on établit les règles floues qui permettent d'aboutir à la commande en fonction des valeurs de l'erreur et de la variation de l'erreur

Tableau IV

Table de règles d'inférences pour cinq fonctions d'appartenances

$\Delta e \backslash e$	NG	N	Z	P	PG
NG	NG	NG	N	N	Z
N	NG	N	Z	P	P
Z	N	Z	Z	P	P
P	Z	Z	P	P	PG
PG	Z	P	P	PG	PG

Ces règles peuvent être déduites par l'expertise de la personne, où peuvent être déduite en utilisant des résultats préalablement acquis avec les régulateurs classiques tel le PI (proportionnel intégrale), PID (proportionnelle intégrale dérivée)

L'étape d'inférence est celle où l'on établit les règles floues qui permettent d'aboutir à la commande en fonction de l'erreur et de la variation de l'erreur. Une règle floue comporte une prémisse du genre ``Si`` et une déduction de type ``Alors``. Après l'édition des règles, il reste à calculer les degrés d'appartenance de la variable de sortie à tous les ensembles flous qui lui sont associés.

Chaque règle est composée de prémisses liées par les opérateur ET, OU et donne lieu à une implication par l'opérateur Alors. La méthode Mamdani consiste à utiliser l'opérateur Min pour le ET et l'opérateur Max pour le OU.

Prenons un exemple pour expliciter la méthode d'inférence.

Tableau V

Règles d'inférences pour trois fonctions d'appartenances

$\Delta e \backslash e$	N	Z	P
N	$P G$	P	Z
Z	P	Z	N
P	Z	N	$N G$

Aux cinq ensembles flous de la variable de sortie (NG, N, Z, P, PG) correspondent à 5 déductions floues. Ces règles sont déterminées par l'expertise de la personne.

1^{er} : Si e est N **ET** Δe est N **Alors** u est PG

2^e : (Si e est Z **ET** Δe est N) **OU** (Si e est N **ET** Δe est Z) **Alors** u est P

3^e : (Si e est N **ET** Δe est P)) **OU** (Si e est Z **ET** Δe est Z) **OU** (Si e est P **ET** Δe est N)
Alors u est Z

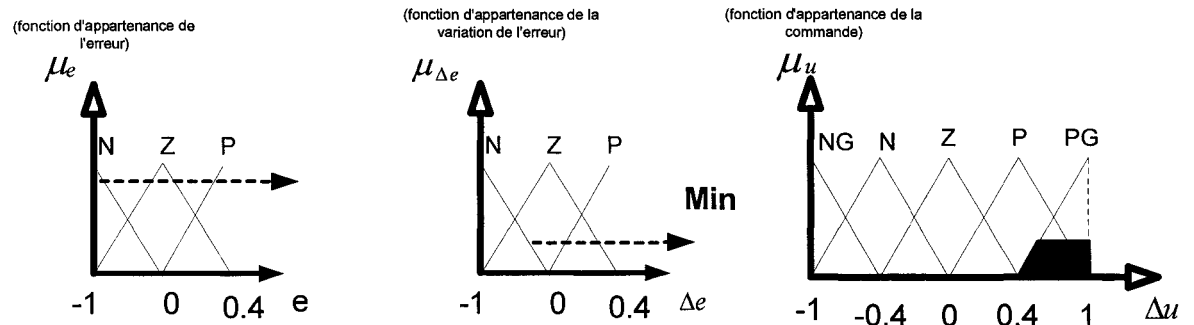
4^e : (Si e est Z **ET** Δe est P) **OU** (Si e est P **ET** Δe est Z) **Alors** u est N

5^e : Si e est P **ET** Δe est P **Alors** u est NG

Plusieurs règles peuvent être activées, supposons que seul les règles 1 et 2 sont activées.

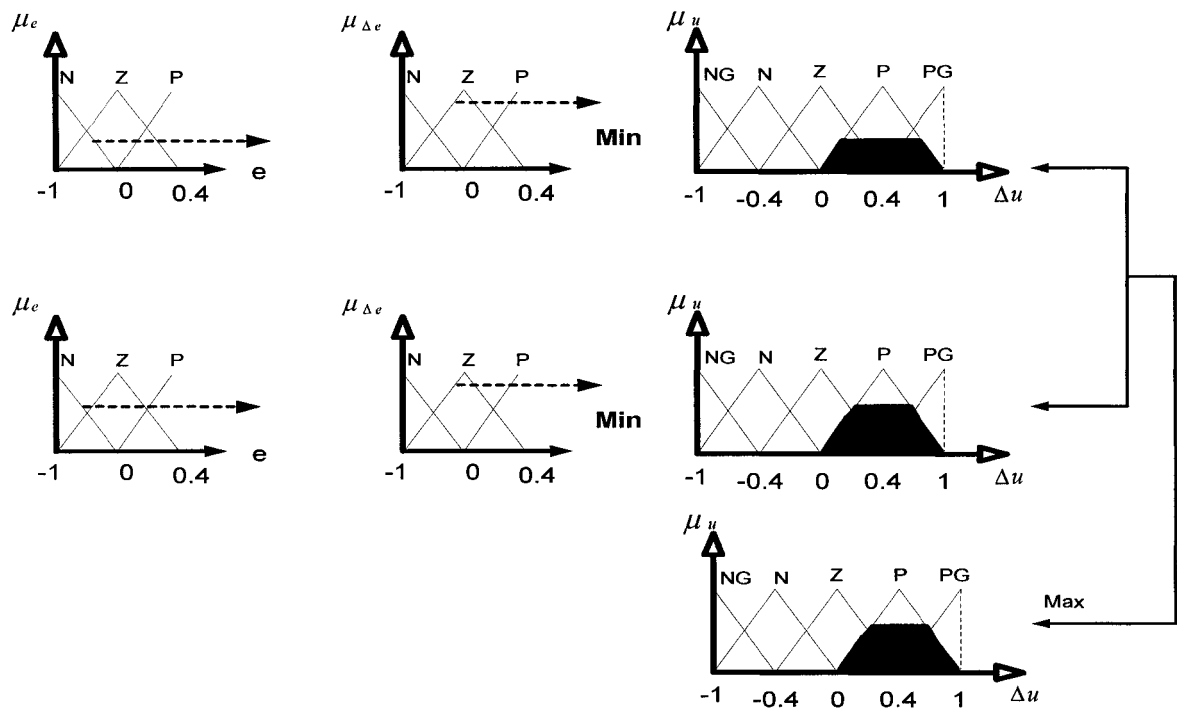
Si e est Z **ET** Δe est N **Alors** u est N

1^{er} règle : Utilisation de l'opérateur **ET**



2^e règle : Utilisation de l'opérateur **OU**

Si (e est N ET Δe est Z) OU (e est Z ET Δe est N) Alors u est P



Le maximum des surfaces obtenues :

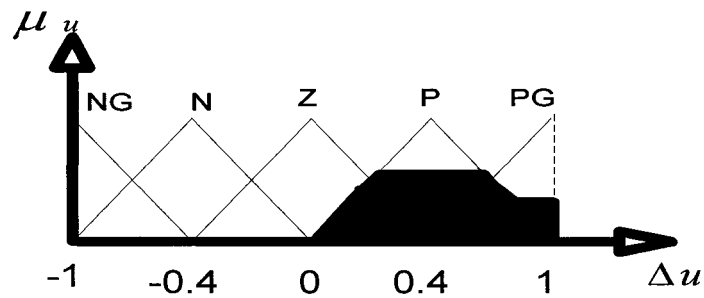


Figure 59 Surface des règles d'inférence

Étape de defuzzification

L'étape de défuzzification consiste à obtenir une valeur réelle à partir de la surface obtenue dans l'étape d'inférence

Plusieurs méthodes de défuzzification existent, on peut citer :

- Centroid
- Bisector
- Mom
- Som
- Iom

Parmi ces méthodes, la plus utilisée est la méthode du centre de gravité, cette méthode calcule le centre de gravité de la surface après l'étape inférence

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta u_i * \mu(\Delta u_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(\Delta u_i)} \quad (2.61)$$

2.8.2 Méthodes du choix du régulateur flou

2.8.2.1 Méthode Mamdani

La méthode de Mamdani utilise une approche basée sur les connaissances du domaine pour élaborer les règles d'inférences et le choix des fonctions d'appartenances. Une autre méthode permettant de déduire ces règles c'est à partir des connaissances à priori des résultats obtenus avec des régulateurs classiques

Mise en oeuvre

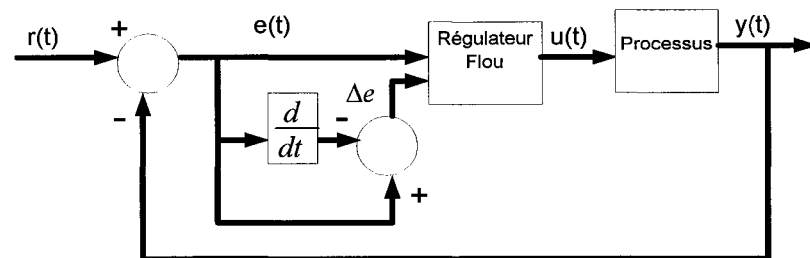


Figure 60 Schéma fonctionnel du processus avec régulateur flou

En supposant aussi qu'on veut choisir 5 fonctions d'appartenances pour chacune des variables.

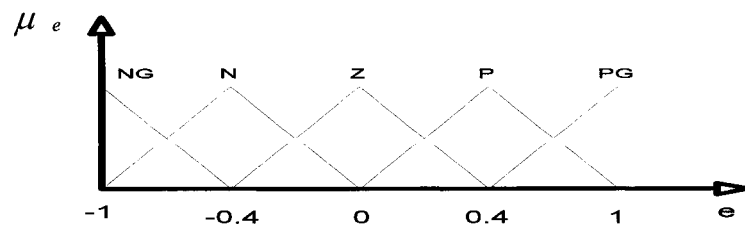


Figure 61 Fonction d'appartenance de la variable d'entrée

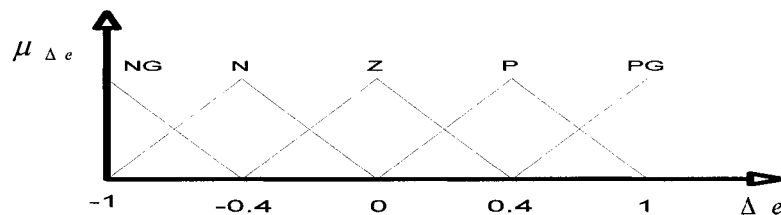


Figure 62 Fonction d'appartenance de la deuxième variable d'entrée

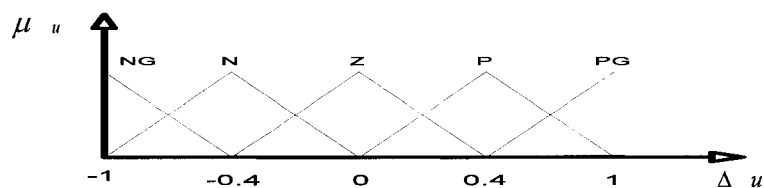


Figure 63 Fonction d'appartenance de la variable de sortie

En s'aidant des résultats acquis avec le régulateur PI, on peut construire la table initiale des règles d'inférences

Tableau VI

Règles d'inférences du régulateur flou

$\Delta e \backslash e$	NG	N	Z	P	PG
NG	NG	NG	NG	N	Z
N	NG	NG	N	Z	P
Z	NG	N	Z	P	PG
P	N	Z	P	PG	PG
PG	Z	P	PG	PG	PG

Défuzzification

On utilisera la méthode Min-Max et la méthode de centre de gravité, l'application de ces deux règles permet de déterminer la sortie du régulateur flou, qui servira de signal de commande pour notre système.

Application :

En utilisant le logiciel matlab, on programme les fonctions d'appartenances pour chacune des variables (erreur, variation de l'erreur et la commande). Les représentations sont données en figure ci dessous.

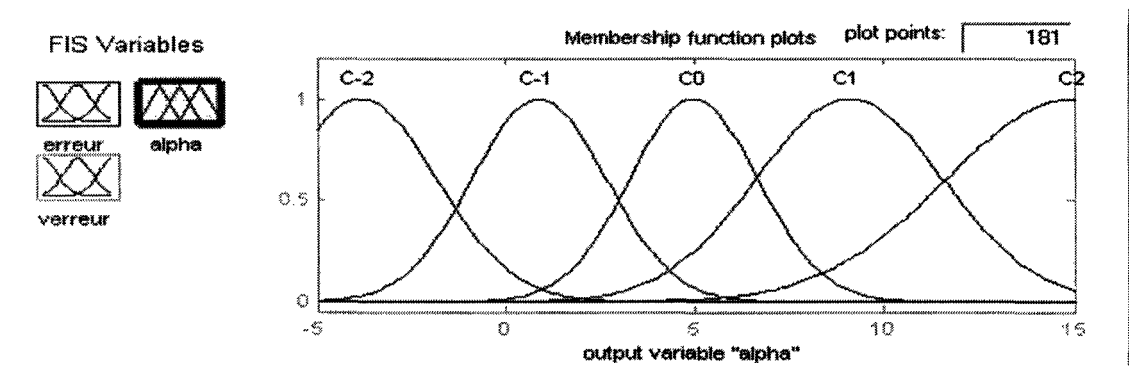


Figure 64 Implantation des fonctions d'appartenance dans Matlab

2.8.2.2 Méthode de Sugeno

La méthode Takagi-Sugeno-Khan est introduite en 1985, elle est similaire à celle de Mamdani sur plusieurs aspects. Les deux premières parties (moteur d'inférence et fuzzification) sont exactement les mêmes, la différence principale réside à la sortie du régulateur flou (commande u). Dans la méthode de Sugeno, la sortie est de type linéaire ou de type constante.

La règle s'annonce comme suite :

If e is NG and Δe is NG then $u_1 = a_1 * e + b_1 * \Delta e + c_1$

Ou

If e is NG and Δe is NG then $u_1 = c_1$

a_1, b_1, c_1 : Constantes choisies par l'utilisateur

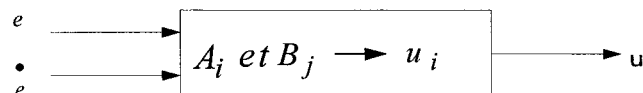
Avantages de la méthode de Sugeno :

- Marche bien avec des techniques linéaires (exemple : Régulateur PID)
- Permet d'optimiser et d'utiliser des techniques adaptatives
- Garantie la continuité de la surface de sortie

Le modèle d'ordre zéro de Sugeno est $u = c$ (constante)

Le modèle d'ordre un de Sugeno est $u = a_1 * e + b_1 * \Delta e + c_1$

Méthode permettant de déterminer les règles d'inférences : [6]



Le nombre de règles est égal à $i*j$, supposant que les fonction d'appartenance de A_i et B_j sont $A_i(e)$ et $B_j(\dot{e})$.

La valeur de la partie antécédente du régulateur flou est :

$$F_{ij} = \min(A_i(e), B_j(\dot{e})) \longrightarrow \text{méthode Min-Max} \quad (2.62)$$

$$F_{ij} = A_i(e) * B_j(\dot{e}) \longrightarrow \text{méthode product-sum} \quad (2.63)$$

Et la méthode de centre de gravité :

$$u_t = \frac{\sum F_{ij} * u_{ij}}{\sum F_{ij}} \quad (2.64)$$

Choisissant des fonctions d'appartenance pour A_i et B_j

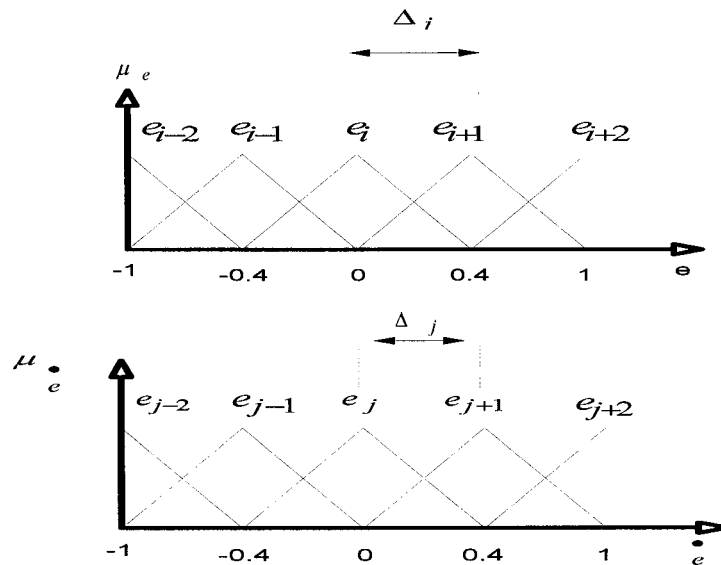


Figure 65 Fonctions d'appartenance des variables d'entrées

Posons :

$$\Delta i = e_{i+1} - e_i$$

$$\Delta j = e_{j+1} - e_j$$

Les fonctions d'appartenance A_i et B_j sont choisies de telle façon que A_i soit supporté par $\{e_{i-1}, e_i, e_{i+1}\}$, et B_j par $\{e_{j-1}, e_j, e_{j+1}\}$, comme le montre la figure ci dessus.

L'équation de la droite $A_i(e) = a * e + b$ avec $a = \frac{1}{\Delta_i}$ et $b = 1 - \frac{e_i}{\Delta_i}$

$$A_i(e) = \frac{1}{\Delta_i} * e + 1 - \frac{e_i}{\Delta_i} = 1 - \frac{e - e_i}{\Delta_i}$$

De même

$$B_j(\dot{e}) = 1 - \frac{\dot{e} - \dot{e}_j}{\Delta_j}$$

Posons $A_i(e) = \mu$ et $B_j(\dot{e}) = \dot{\mu}$

$$A_{i+1}(e) = 1 - A_i(e) = 1 - \mu$$

$$B_{j+1}(\dot{e}) = 1 - \dot{\mu}$$

En remplaçant l'équation (2.62) dans l'équation (2.64), on aura

$$u_t = \mu * \dot{\mu} * u_{ij} + (1-\mu) * \dot{\mu} * \mu_{(i+1)j} + \mu(1-\dot{\mu}) * \mu_{i(j+1)} + (1-\mu)(1-\dot{\mu}) * \mu_{(i+1)(j+1)} \quad (2.65)$$

Remarque : les deux méthodes de défuzzification donnent le même résultat pour le calcul de u_t

Examinons la dynamique entrée-sortie du régulateur flou :

Quand $e = e_i$ et $\dot{e} = \dot{e}_j$ c'est le nœud $(e_i, \dot{e}_j)$ du réseau, $A_i(e) = \mu = 1$, $B_j(\dot{e}) = \dot{\mu} = 1$.

À partir de ce raisonnement, en remplaçant dans l'équation (2.65), on aura :

Tableau VII

Table initiale des Règles d'inférences

$\begin{smallmatrix} e \\ \bullet \\ e \end{smallmatrix}$	e_{i-2}	e_{i-1}	e_i	e_{i+1}	e_{i+2}
e_{j-2}					
e_{j-1}					
e_j			u_{ij}		
e_{j+1}					
e_{j+2}					

$$\begin{aligned}
 u_t &= \mu * \mu_{ij} + (1 - \mu) * \mu_{(i+1)j} \\
 &= a + p * e
 \end{aligned}
 \tag{2.66}$$

Avec $a = u_{ij} - p * e_i$

$$p = \frac{\mu_{(i+1)j} - \mu_{ij}}{\Delta_i}$$

On déduit de la même façon l'équation relative à e

$$u_t = b + d * e \tag{2.67}$$

Le résultat final:

$$u_t = A + P * e + D * e \tag{2.68}$$

Avec:

$$A = u_{ij} - \frac{\mu_{(i+1)j} - \mu_{ij}}{\Delta_i} * e_i - \frac{\mu_{i(j+1)} - \mu_{ij}}{\Delta_j} * e_j = u_{ij} - P * e - D * e$$

$$P = \frac{\mu_{(i+1)j} - \mu_{ij}}{\Delta_i}$$

$$D = \frac{\mu_{i(j+1)} - \mu_{ij}}{\Delta_j}$$

L'importance du choix de u_{10} :

À travers l'équation (2.66), on met en évidence le choix de u_{10} , pour cela on déterminera les solutions de u_t

$$u_t = a + p * e$$

Application : En mettant $i=j=0$, u_{ij} dans l'équation (3.66)

l'erreur $e_{ss} \in [0, e_{10}]$:

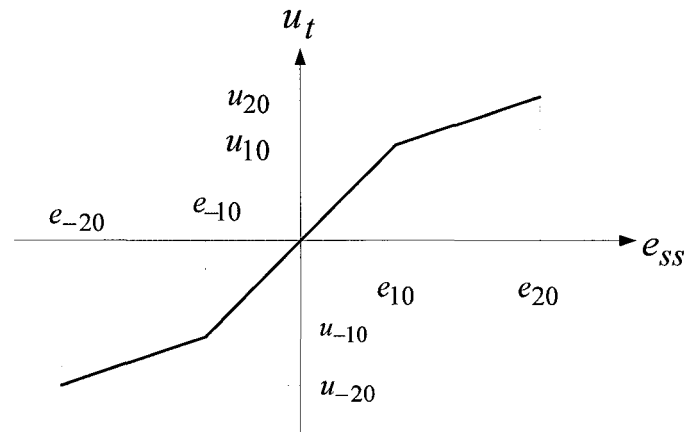
$$u_t = u_{00} + \frac{\mu_{10} - \mu_{00}}{e_1 - e_0} e_{ss} = 0 + \frac{\mu_{10} - 0}{e_{10}} e_{ss} = \frac{\mu_{10}}{e_{10}} * e_{ss}$$

l'erreur $e_{ss} \in [e_{10}, e_{20}]$:

$$u_t = u_{10} + \frac{\mu_{20} - \mu_{10}}{e_{20} - e_{10}} * (e_{ss} - e_{10})$$

$$u_t = \begin{cases} \frac{U_{10}}{e_{10}} * e_{ss} & e_{ss} \in [0, e_{10}] \\ U_{10} + \frac{U_{20} - U_{10}}{e_{20} - e_{10}} * (e_{ss} - e_{10}) & e_{ss} \in [e_{10}, e_{20}] \end{cases}$$

Cette expression de u_t permet de tracer la courbe $u_t = f(e_{ss})$

Figure 66 Relation $u_t = f(e_{ss})$

e_{ss} : erreur en régime permanent :

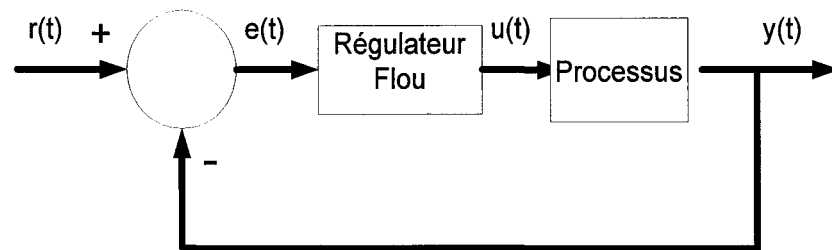


Figure 67 Schéma fonctionnel du processus avec régulateur flou

Processus = $G(s)$

Soit K le gain statique du processus en régime permanent, $K = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)$

En régime permanent : $e_{ss} = r(t) - y(t)$

$r(t)$: Signal de référence (égal à 1 dans le cas d'une entrée échelon)

$y(t)$: sortie du processus

Etant donné que la sortie du contrôleur flou est U_{10} correspondant au nœud $(e_1, \dot{e}_0)$, donc la sortie du processus est :

$$y = u_{10} * K$$

$$e_{ss} = 1 - u_{10} * K$$

Ici on peut voir l'importance de u_{10} , c'est à dire il permet d'ajuster l'erreur en régime permanent.

***Recherche des solutions de u_t :**

En prenant l'équation (2.68), pour $i = 0$ et $j = 0$

$$u_t = a + P * e + D * \dot{e}$$

En supposant que le point d'équilibre est $u_{00} = 0$, $e_0 = 0$, $\dot{e}_0 = 0$

$$A = u_{00} - \frac{\mu_{10} - \mu_{00}}{e_1 - e_0} * e_0 - \frac{\mu_{01} - \mu_{00}}{\dot{e}_1 + \dot{e}_0} * \dot{e}_0 = 0$$

$$P = \frac{\mu_{(i+1)j} - \mu_{ij}}{\Delta_i} = \frac{\mu_{10} - \mu_{00}}{e_1 - e_0} = \frac{\mu_{10} - \mu_{00}}{e_{10}} = \frac{0.2 - 0}{0.4} = 0.5$$

$$D = \frac{\mu_{i(j+1)} - \mu_{ij}}{\Delta_j} = \frac{\mu_{-10} - \mu_{00}}{e_1 - e_0} = \frac{\mu_{10} - \mu_{00}}{e_{10}} = \frac{0.2 - 0}{0.4} = 0.5$$

On remarque que la table donnée à la figure ci dessous est antisymétrique et que le contrôleur flou de type PD, se comporte comme un régulateur proportionnel dérivé, admettant une erreur statique du système en régime permanent, donc une action intégrale

dans le système est nécessaire pour annuler l'erreur statique en régime permanent, la solution idéale pour accomplir cette tâche est d'utiliser un contrôleur flou de type PID. En appliquant ce principe au régulateur flou, et en supposant à priori qu'on connaît les intervalles de chacune des variables.

Connaissant A, P et D, on peut remplir la table de règles d'inférences

$$\text{Donc la sortie du régulateur est } u_t = A + P \cdot e + D \cdot \dot{e} = 0.5(e + \dot{e}) \quad (2.66)$$

Tableau VIII

Règles d'inférences avec valeurs numériques

$\begin{matrix} \dot{e} \\ e \end{matrix}$	e	e_{-2}	e_{-1}	e_0	e_1	e_2
e_{-2}		-1	-0.7	-0.5	-0.3	0
e_{-1}		-0.7	-0.4	-0.2	0	0.3
e_0		-0.5	-0.2	0	0.2	0.5
e_1		-0.3	0	0.2	0.4	0.7
e_2		0	0.3	0.5	0.7	1

En posant :

$$e_{-2} = \text{NG}$$

$$e_{-1} = \text{N}$$

$$e_0 = \text{Z}$$

$$e_1 = \text{P}$$

$$e_1 = \text{P}$$

$$e_2 = \text{PG}$$

$$\dot{e} = \Delta e$$

Les fonctions d'appartenances des variables d'entrées et de sortie sont représentées sur les figures ci dessous.

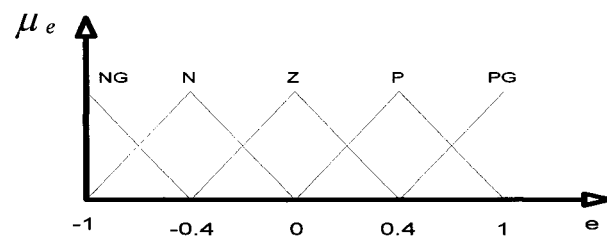


Figure 68 Fonction d'appartenance de la variable d'entrée

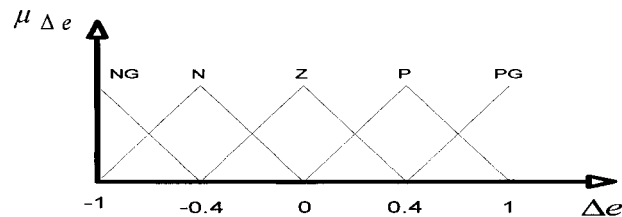


Figure 69 Fonction d'appartenance de la deuxième variable d'entrée

Application :

En utilisant Matlab, on programme le régulateur flou de Sugeno, comme entrée, on choisit les fonctions d'appartenance de l'erreur et de la variation de l'erreur, pour la sortie on fait rentrer les valeurs pour chaque règle d'inférence.

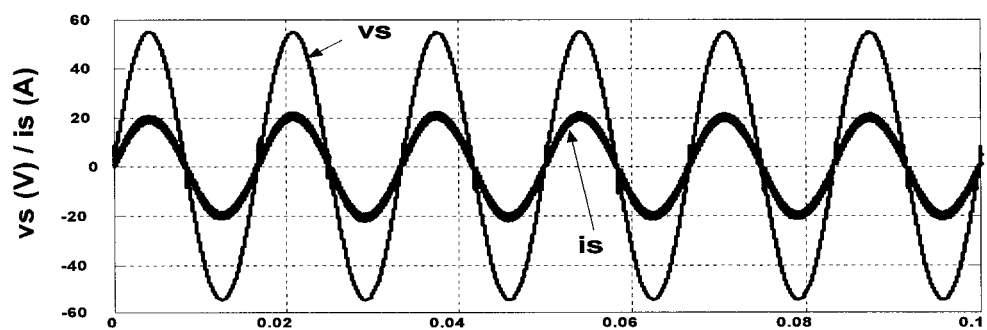


Figure 71 Courant de source et tension de source

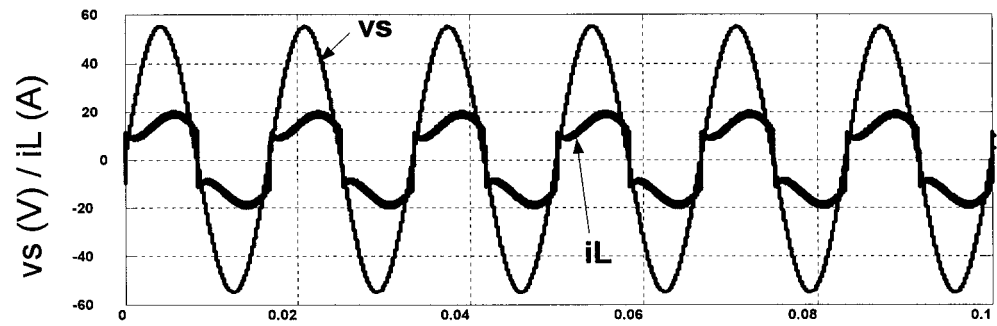


Figure 72 Courant de charge et tension de source

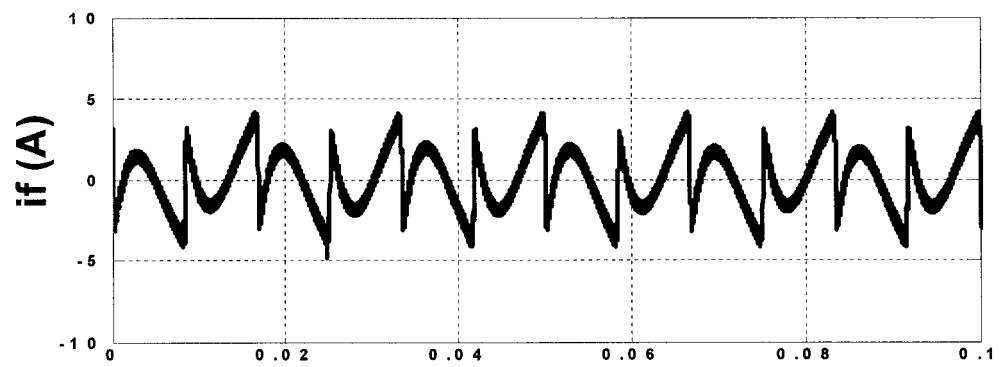


Figure 73 Courant de compensation

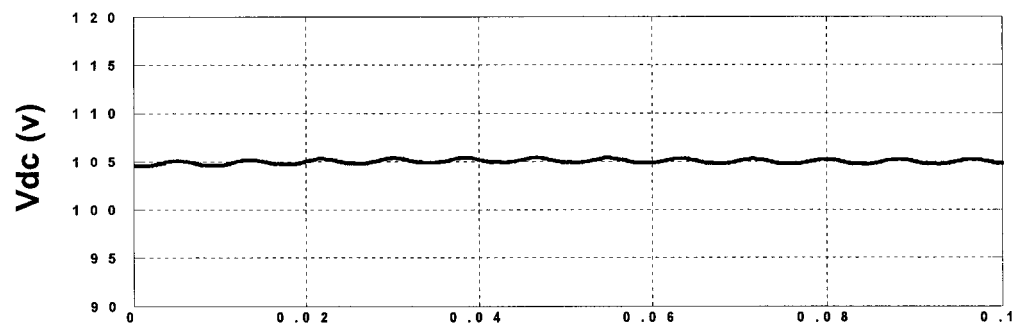


Figure 74 Tension de sortie du filtre

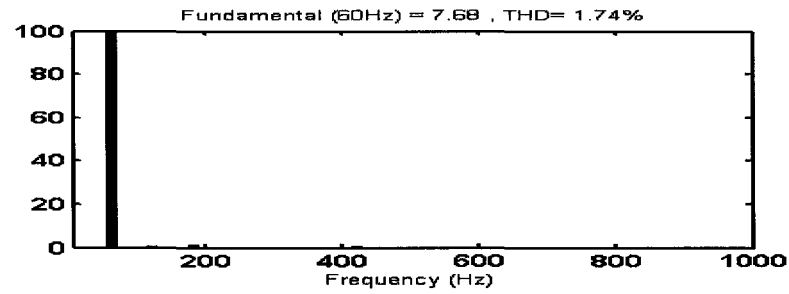


Figure 75 Spectre harmonique du courant de source

Avec variation de la charge

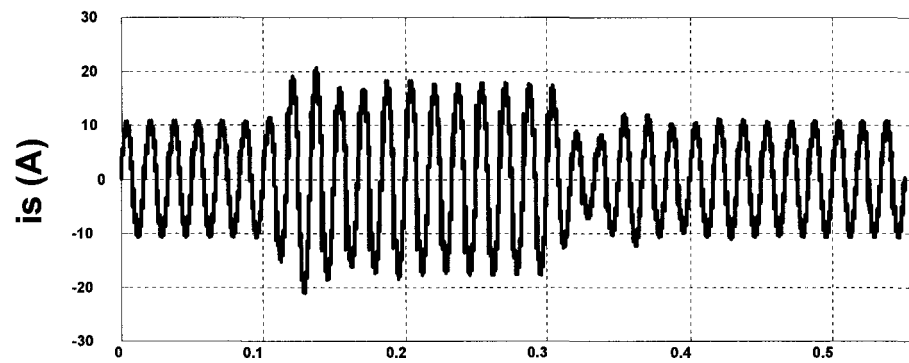


Figure 76 Courant de source lors de la variation de la charge

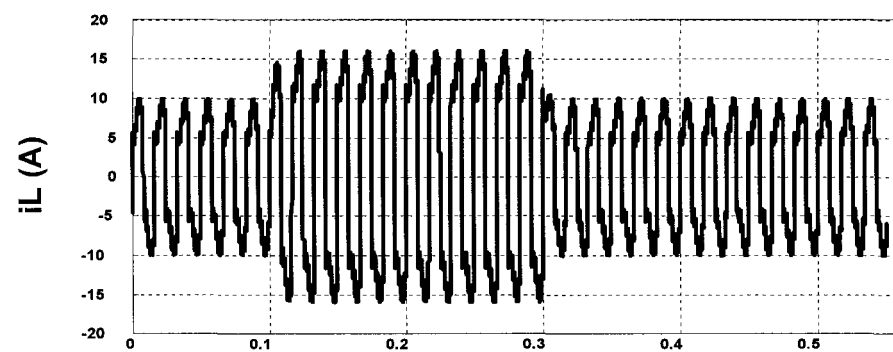


Figure 77 Courant de charge lors de la variation de la charge

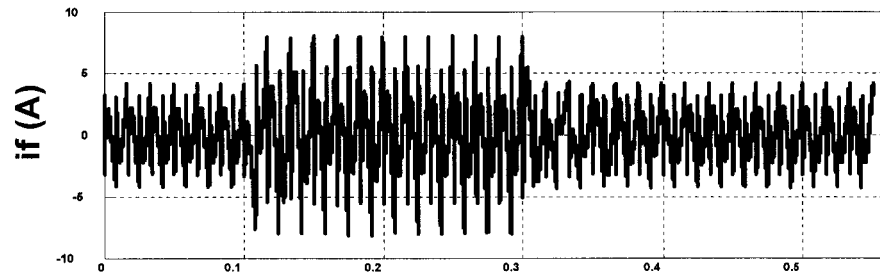


Figure 78 Courant de compensation lors de la variation de la charge

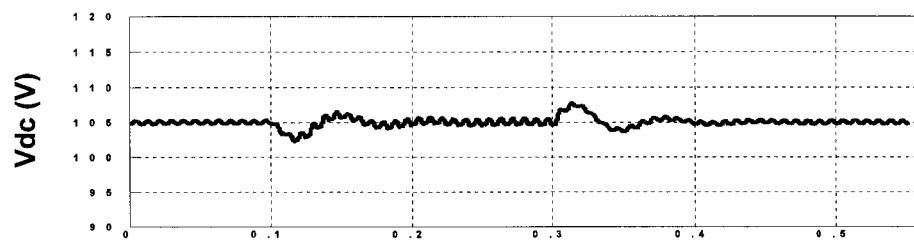


Figure 79 Tension de sortie du filtre lors de la variation de la charge

Paramètres de simulation :

Tension d'alimentation efficace : $V_s = \frac{55}{\sqrt{2}}$ V

Fréquence du réseau : $f_s = 60\text{Hz}$

Charge non linéaire ($R_L = 0.1\Omega$, $L_L = 0.1\text{mH}$, $r_l = 15\Omega$, $l_l = 10\text{mH}$)

Filtre actif($R_f = 0.1\Omega$, $L_f = 1\text{mH}$, $C_{dc} = 2400\mu\text{F}$)

2.8.3 Optimisation

ANFIS = Adaptative Neuro Fuzy Inference System

En utilisant les datas entrée/sortie d'un régulateur donné, on peut construire le FIS (fuzzy inference system), dont les fonctions d'appartenance des paramètres sont ajustées

en utilisant soit l'algorithme back propagation tout seul ou une combinaison avec la méthode des moindres carrée.[7]

Contraintes de ANFIS :

- Accepte les degrés zéro ou un de type Sugeno système
- Possède une seule sortie
- Pas de partage de règles

Les avantages de la méthode de Sugeno

- Marche bien avec des techniques linéaires (exemple PID)
- Marche bien avec les techniques d'optimisation et d'adaptative

Génération automatique de la structure fis avec Anfis

Le système utilise un apprentissage avec minimisation d'erreur de type hybride (mixture entre back-propagation et les moindres carrés) pour optimiser les paramètres du système flou de 1^{er} ordre système Sugeno.

Le principe d'optimisation consiste à récupérer le data à l'entrée et à la sortie du régulateur flou précédemment déterminé avec la méthode de type mamdani ou Sugeno. Ensuite ce data sera présenté à l'entrée de ANFIS(Adaptative-Neuro-Fuzzy-Inference Systems), ce data se compose des entrées e et Δe , et de target (professeur) Y .

e :erreur

Δe :variation de l'erreur

Y :sortie du régulateur flou

Ce réseau composé de 5 couches sera entraîné en minimisant l'erreur (méthode hybride), de telle sorte que la sortie de ce réseau soit aussi proche de celle du professeur

Schéma de principe expliquant le fonctionnement :

On un exemple à deux entrées, deux règles et de sortie Y

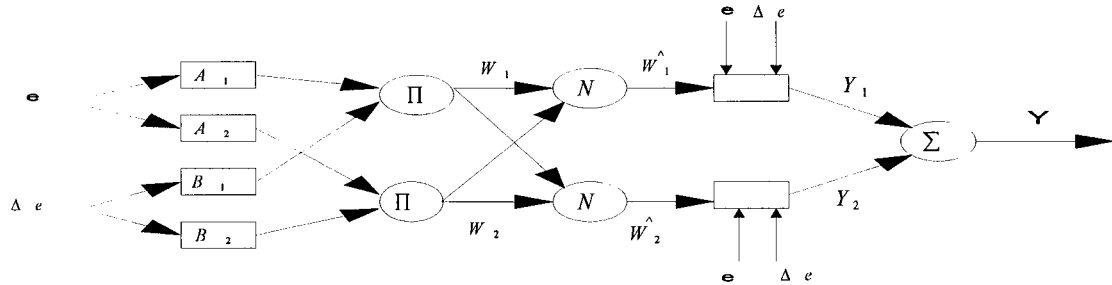


Figure 80 Schéma de principe de ANFIS

$$W_1 = \prod_{i=1}^n \mu_{A_i}(e), \quad (2.67)$$

$$W_2 = \prod_{i=1}^n \mu_{A_i}(\Delta e) \quad (2.68)$$

$$\hat{w}_1 = \frac{w_1}{w_1 + w_2} \text{ et } \hat{w}_2 = \frac{w_2}{w_1 + w_2} \quad (2.69)$$

$$f_1 = p_1 * X_1 + q_1 * X_2 + r_1 \quad (2.70)$$

$$f_2 = p_2 * X_1 + q_2 * X_2 + r_2 \quad (2.71)$$

$$Y_1 = \hat{w}_1 * f_1$$

$$Y_2 = \hat{w}_2 * f_2$$

$$Y = Y_1 + Y_2 = [W_1 * X_1 \quad W_1 * X_2 \quad W_3 \quad W_2 * X_1 \quad W_2 * X_2 \quad W_2] \begin{pmatrix} P_1 \\ q_1 \\ r_1 \\ P_2 \\ q_2 \\ r_2 \end{pmatrix} \quad (2.72)$$

Avec :

$p1, p2, q1, q2, r1, r2$: paramètres de conséquences

$A1, A2, B1, B2$: fonction d'appartenance antécédente

Les paramètres conséquents (p_i, q_i, r_i) sont corrigés en premier par l'algorithme des moindres carrés, par contre les paramètres antécédents (a, b, c, d) sont corrigés par l'algorithme back propagation error.

(a, b, c, d) : paramètres de la fonction d'appartenance

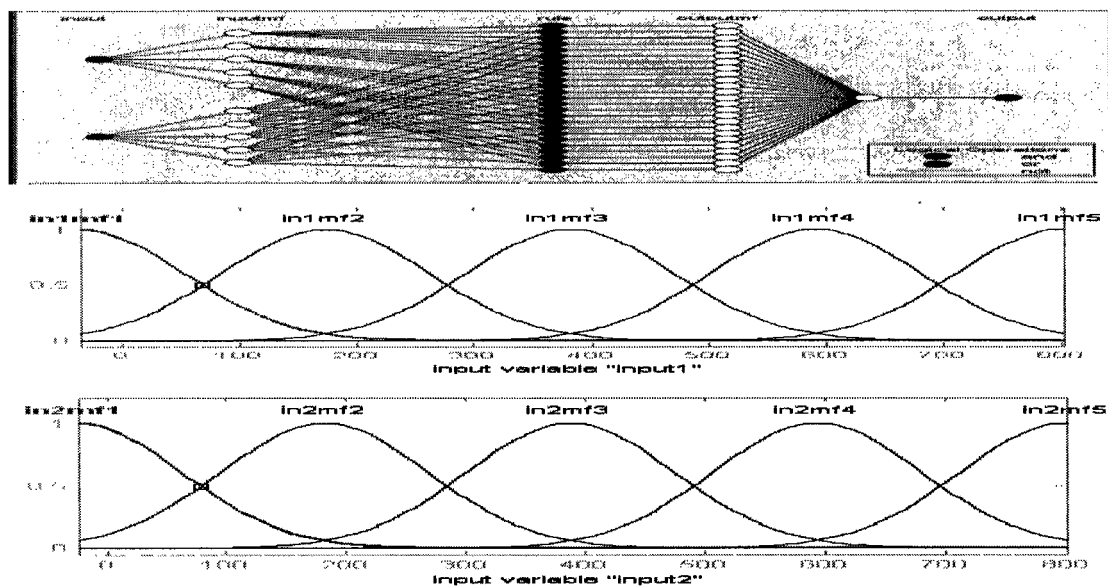


Figure 81 Schéma d'implantation du régulateur flou dans Matlab

Les fonctions d'appartenance de la sortie du régulateur flou (Sugeno) peuvent être soit des constantes (valeurs réelles), soit des morceaux de droites linéaires. Pour mon application, j'ai opté pour des droites linéaires, car ça donne des résultats un peu meilleurs.

ANFIS a été utilisé d'abord pour reproduire les mêmes réponses que celui du premier système (Mamdani) avec 25 règles. Puis l'optimisation de cette technique nous a permis

de passer de 25 règles à 9 règles pour le régulateur flou à deux entrées, on est arrivé à un régulateur flou utilisant une entrée et une sortie avec 5 règles seulement.

Ce dernier cas est retenu, lors des essais, les perturbations ont été poussées au maximum et les résultats sont concluants.

Maintenant, il ne reste qu'à valider les résultats de simulations par des essais expérimentaux.

2.8.3.1 Résultats de simulation :

Résultats de simulation(avec régulateur flou (Sugeno) à 5 règles et charge R-L)

Régime permanent :

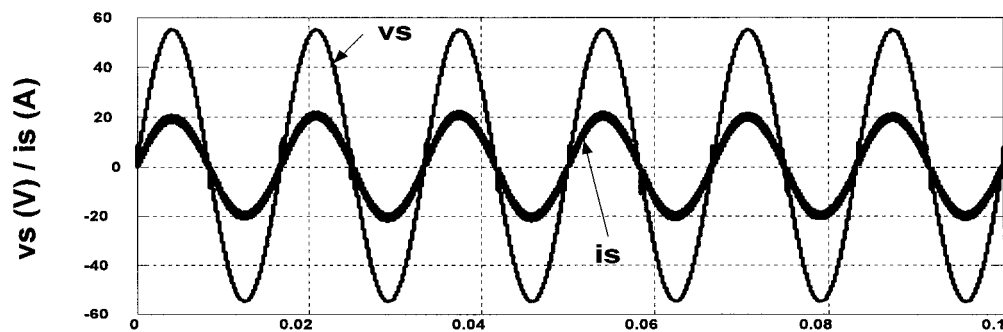


Figure 82 Courant de source et tension de source

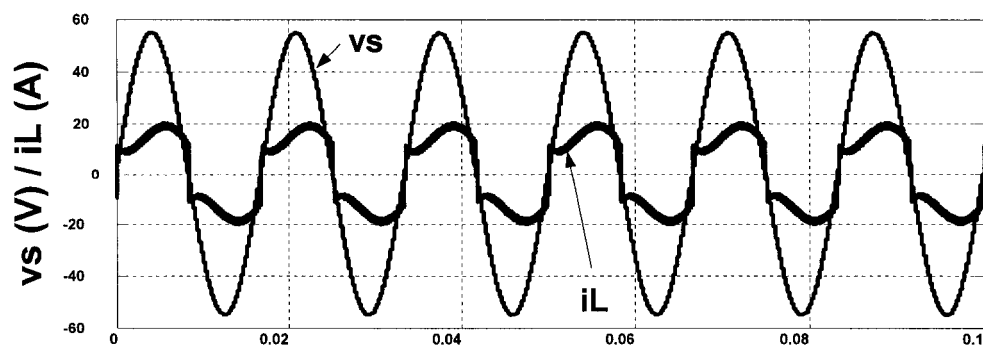


Figure 83 Courant de charge et tension de source

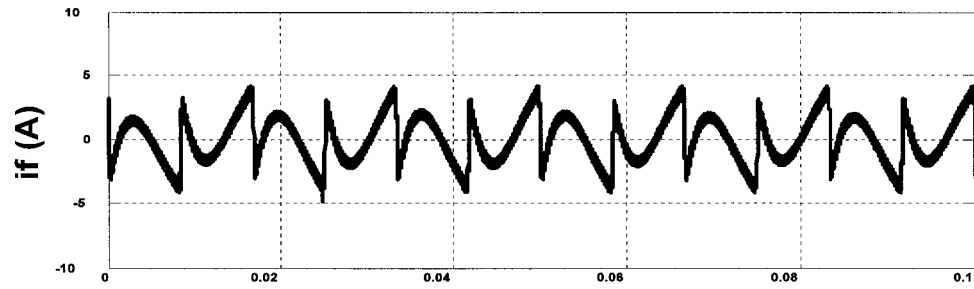


Figure 84 Courant de compensation

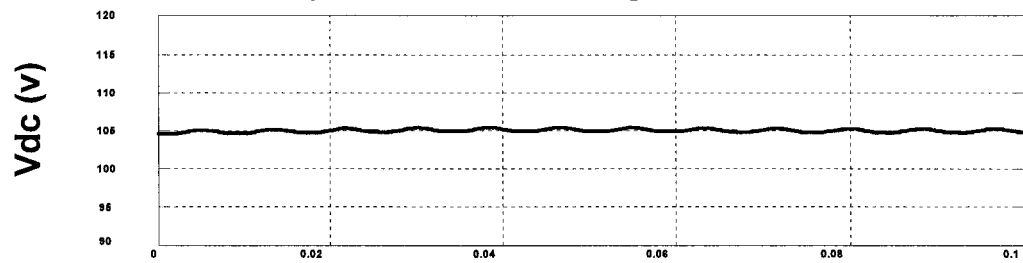


Figure 85 Tension de sortie du filtre

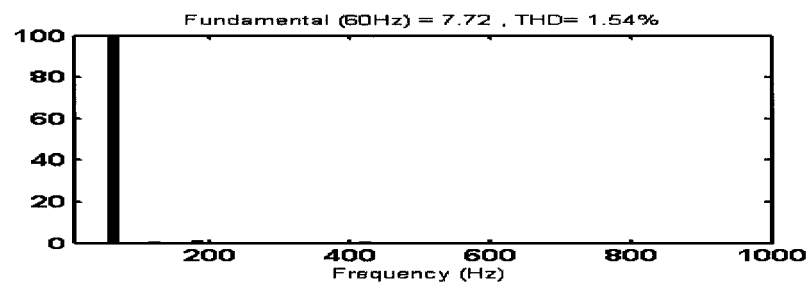


Figure 86 Spectre harmonique du courant de source

Avec perturbation de la charge (variation de 50% de la charge)

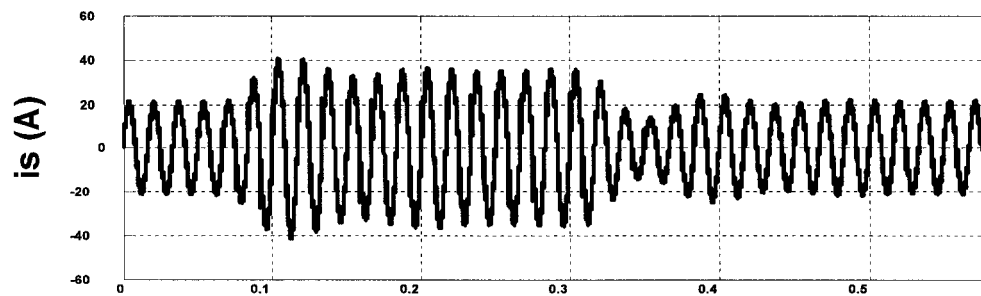


Figure 87 Courant de source lors de la variation de la charge

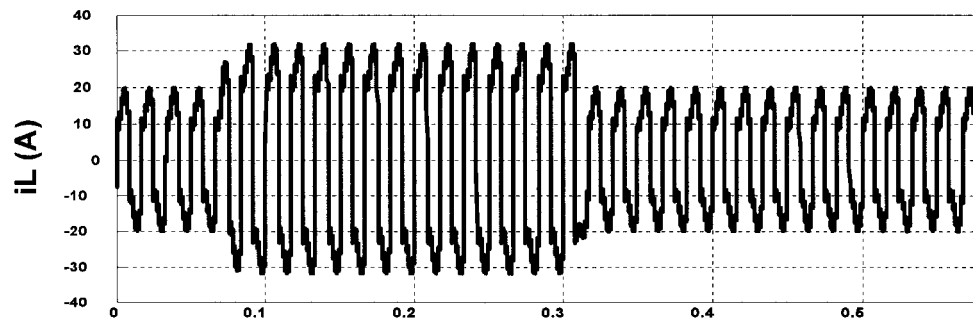


Figure 88 Courant de charge lors de la variation de la charge

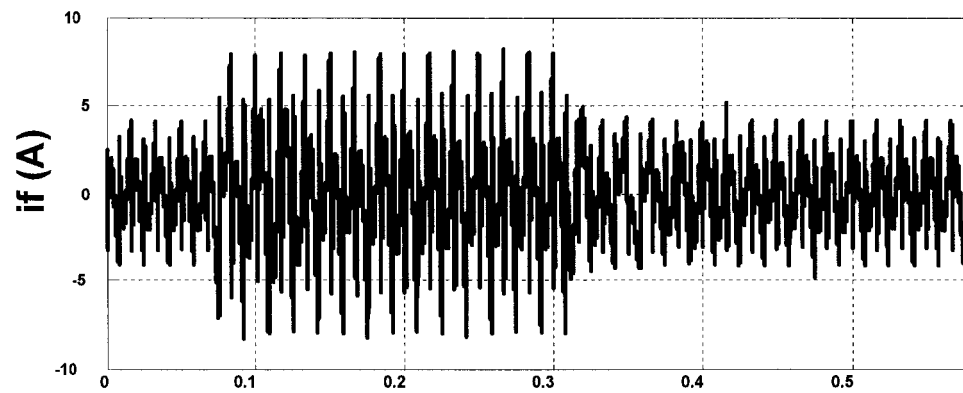


Figure 89 Courant de compensation lors de la variation de la charge

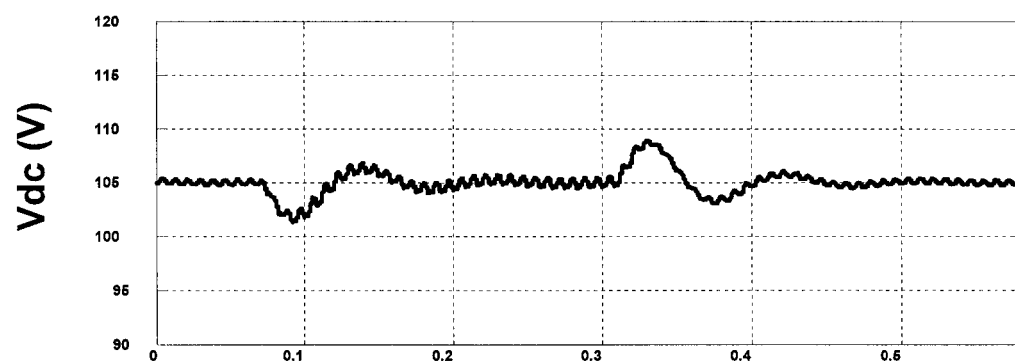


Figure 90 Tension de sortie du filtre lors de la variation de la charge

Interprétation des résultats

Avec le régulateur PI:

A partir des résultats obtenus, on remarque que la tension d'alimentation et le courant de source sont en phase, ce qui résulte un facteur de puissance unitaire. Le taux harmonique de distorsion est de 2.14% et le THD du courant de charge est de 21.64%. Le régulateur PI régule parfaitement la tension du bus dc, assure une erreur statique nulle, mais accuse un léger retard sur le temps de réglage (temps de recouvrement $t_r=0.2s$).

Avec le régulateur Flou de type Sugeno

Les résultats de simulation nous montrent que la tension d'alimentation et le courant de source sont en phase, ce qui résulte un facteur de puissance unitaire. Le taux harmonique de distorsion est de 1.74% et le THD du courant de charge est de 21.64%. Le régulateur Flou régule parfaitement la tension du dc bus, assure une erreur statique nulle, améliore le temps de réglage ($t_r=0.1s$).

Avec le régulateur Flou optimisé

A partir des résultats, on remarque que la tension d'alimentation et le courant de source sont en phase, ce qui résulte un facteur de puissance unitaire. Le taux harmonique de distorsion est de 1.54% et le THD du courant de charge est de 21.64%. Le régulateur Flou optimisé régule parfaitement la tension du dc bus, assure une erreur statique nulle, améliore le temps de réglage ($t_r=0.06s$).

Tableau IX

Comparaison des différentes performances des régulateurs

Type de commande	Régulateur PI	Régulateur Flou	Régulateur Flou optimisé
Temps de réglage (s)	0.2	0.1	0.06
Dépassement (%)	3.80	2.85	4.76
THD du courant de source (%)	2.14	1.74	1.54

2.8.4 Conclusion

Le filtrage actif monophasé pour les trois types de régulateurs donne des résultats satisfaisants. Du point de vue THD, les trois donnent des taux harmoniques de distorsion $THD < 5\%$, qui répond aux normes internationales. Le régulateur Flou optimisé se distingue légèrement un peu des autres, car il présente de meilleures performances.

CHAPITRE 3

FILTRAGE HYBRIDE MONOPHASÉ

3.1 Introduction

Le rôle *du* filtre hybride parallèle dans cette configuration, montrée en figure 91, est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émises par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence donnée, élimine l'harmonique correspondante à cette fréquence.

3.2 Filtrage hybride

Le schéma du filtre hybride est donné en figure 91.

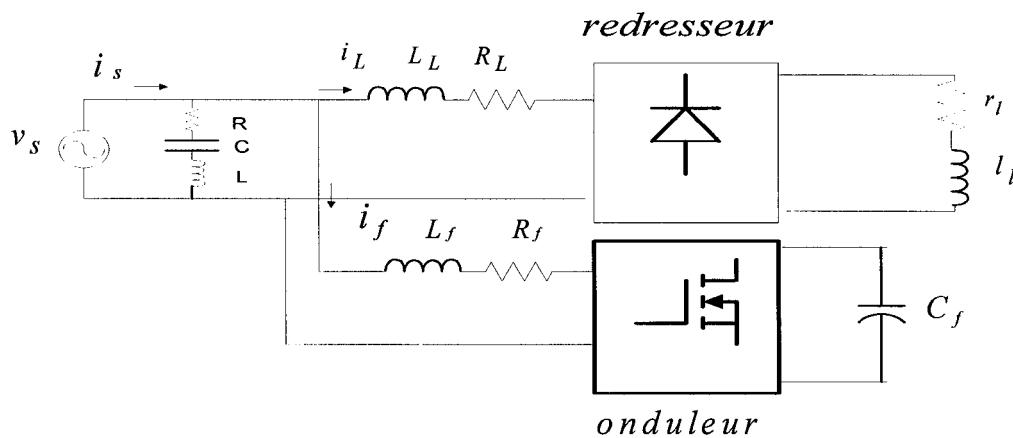


Figure 91 Filtre hybride

Calcul du filtre passif L-C

$$\text{L'impédance du filtre passif : } Z = R + (X_L - X_C) \quad (3.1)$$

$$X_L = L\omega \quad (3.2)$$

$$X_C = \frac{1}{C\omega} \quad (3.3)$$

$$\text{L'impédance du filtre passif pour la } h^{\text{ième}} \text{ harmonique: } Z(h) = R + (h * X_L - \frac{X_C}{h})$$

$$\text{À la résonance : } h_r * X_L = \frac{X_C}{h_r} = X_r \quad \Longrightarrow \quad h_r = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (3.4)$$

L'impédance du filtre passif à la résonance est purement résistive : $Z(h) = R$

On veut dimensionner le filtre passif de telle façon que la 3^{ième} harmonique soit très atténuée, donc $h_r = 3$.

Posons $C = 30 \mu F$, calculons la valeur de L :

$$l * h_r * \omega_r = \frac{1}{h_r * \omega_r * C} \quad \Longrightarrow \quad L = 26 \text{ mH}$$

Le facteur de qualité Q est d'autant grand que l'atténuation de la 3^{ième} est meilleure.

$$Q = \frac{X_r}{R} = 100 \quad (3.5)$$

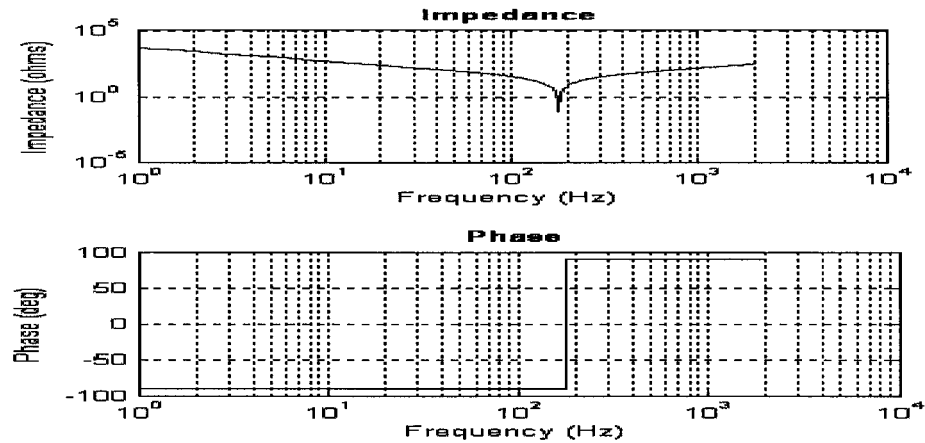


Figure 92 Représentation de l'impédance du filtre passif en fonction de la fréquence

On remarque d'après le graphe $Z = f(f)$, à $f = 180$ Hz, le filtre passif présente une impédance faible, inférieure à cette fréquence le filtre passif se comporte comme un condensateur et au delà de cette fréquence il se comporte comme une inductance.

3.3 Résultats de simulation

Paramètres de simulation :

Tension d'alimentation efficace : $V_s = \frac{55}{\sqrt{2}}$ V

Fréquence du réseau : $f_s = 60$ Hz

Charge non linéaire ($R_L = 0.1\Omega$, $L_L = 0.1$ mH, $r_l = 15\Omega$, $l_l = 10$ mH)

Filtre actif ($R_f = 0.1\Omega$, $L_f = 1$ mH, $C_{dc} = 2400$ μ F)

Filtre passif ($L = 26$ mH, $C = 30$ μ F)

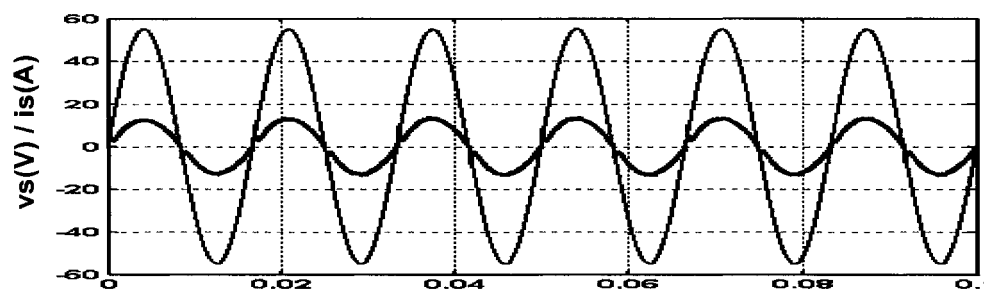


Figure 93 Courant de source et tension de source

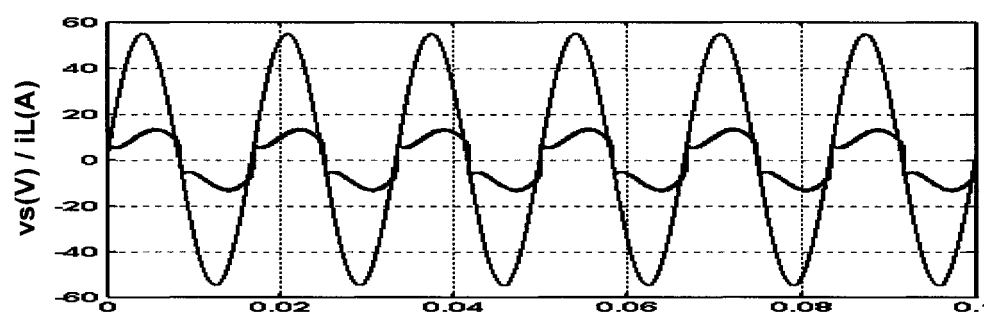


Figure 94 Courant de charge et tension de source

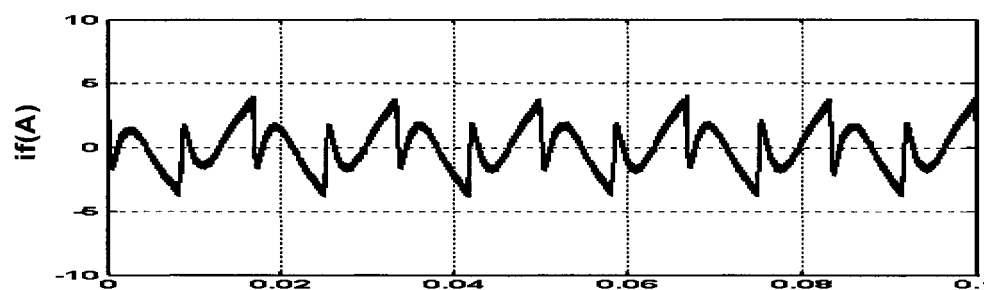


Figure 95 Courant de compensation

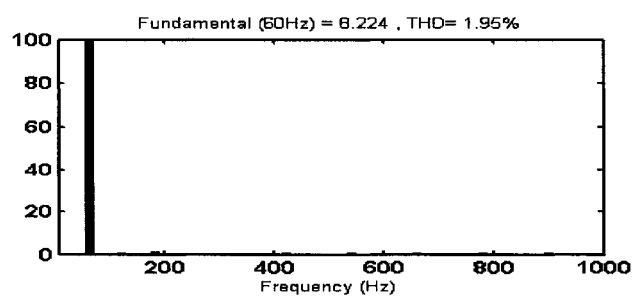


Figure 96 Spectre harmonique du courant de source

Avec perturbation de la charge

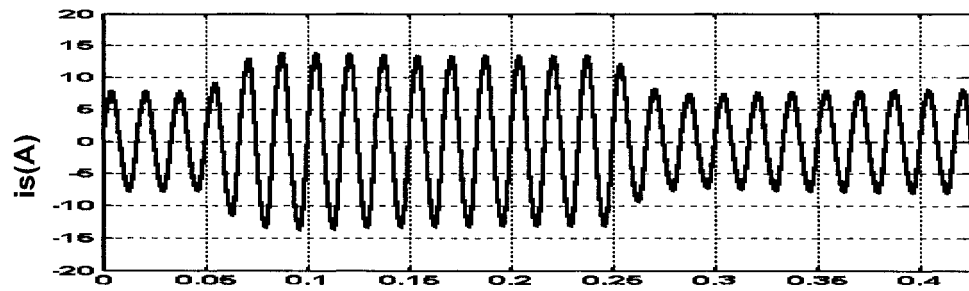


Figure 97 Courant de source lors de la variation de la charge

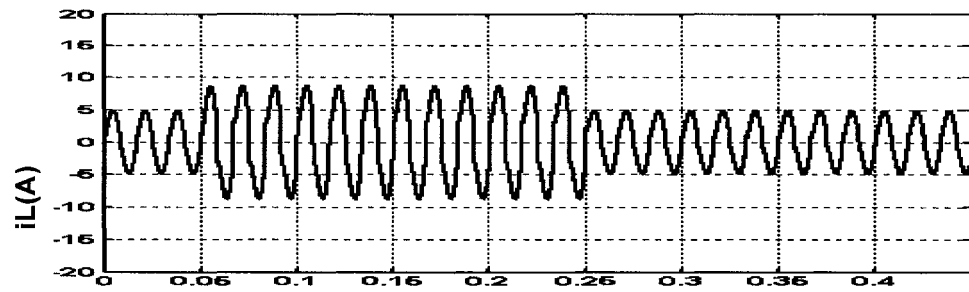


Figure 98 Courant de charge lors de la variation de la charge

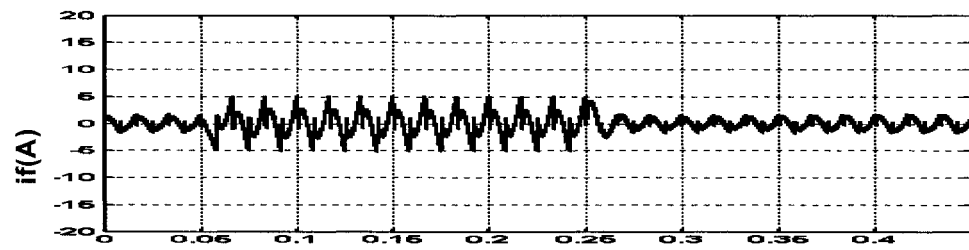


Figure 99 Courant de compensation lors de la variation de la charge

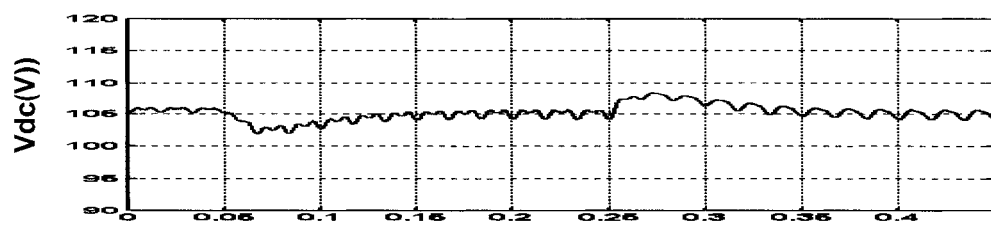


Figure 100 Tension de sortie du filtre lors de la variation de la charge

Interprétation des résultats

Avec le régulateur PI

A partir des résultats, on remarque que la tension d'alimentation et le courant de source son en phase, ce résulte un facteur de puissance unitaire. Le taux harmonique de distorsion est de 1.95% et le THD du courant de charge est de 21.64%. Le régulateur PI régule parfaitement la tension du dc bus, assure une erreur statique nulle, une différence majeure avec le filtre actif monophasé c'est le THD est passé de 2.43% à 1.95% ceci est dû au fait que le filtre hybride a réduit considérablement la troisième harmonique.

CHAPITRE 4

FILTRE ACTIF TRIPHASÉ

4.1 Commande indirecte du courant du filtre actif

Les harmoniques de distorsion sont un problème dans les systèmes de puissances, qui sont dus aux convertisseurs en électronique de puissance et aux charges non linéaires. Les harmoniques et la puissance réactive conduisent à de faibles facteurs de puissances, un faible rendement et dérangent les utilisateurs environnent. Les filtres passifs peuvent être utilisés pour corriger ces problèmes mais dus à leurs désavantages (résonance, volume, coûts) ne sont appropriés de les utiliser. La solution alternative pour ces problèmes est l'utilisation du filtre actif ou hybride, la technique de commande indirecte du courant du filtre actif triphasé est utilisée et ceci pour les trois types de commandes à savoir, la première commande avec un régulateur de type proportionnel intégral, la deuxième commande avec régulateur flou de type Sugeno et la troisième commande en optimisant le régulateur flou en utilisant ANFIS (Adaptative Neuro Fuzzy Inference System).

4.1.1 Principe de fonctionnement

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure 96, injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques et réactifs), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

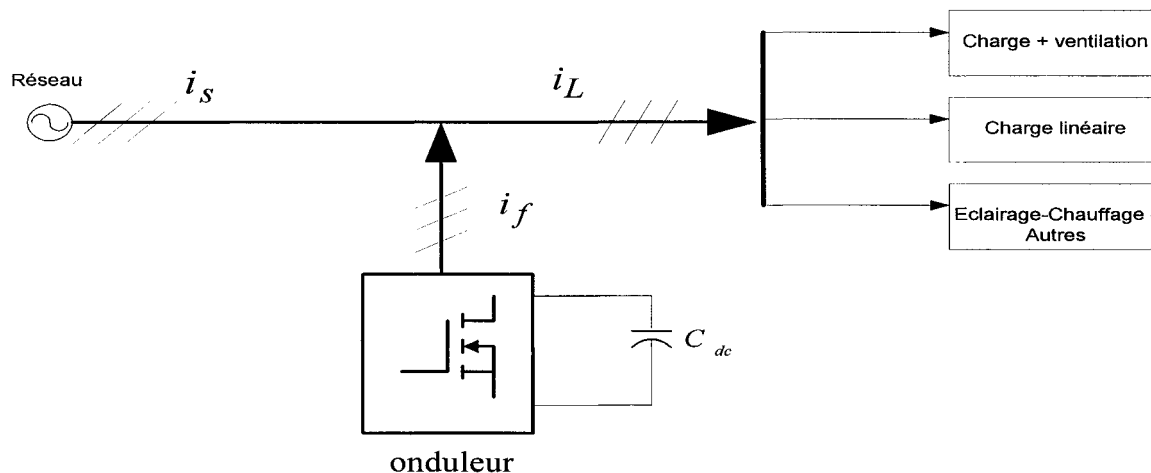


Figure 101 Filtre actif parallèle

La topologie du système sous étude est donnée en figure 99, il se compose de trois sources de tensions d'alimentation, un pont à diode alimentant une charge R-L, un pont à six MOSFET travaillant comme onduleur de tension et un condensateur C_{dc} formant un filtre actif.

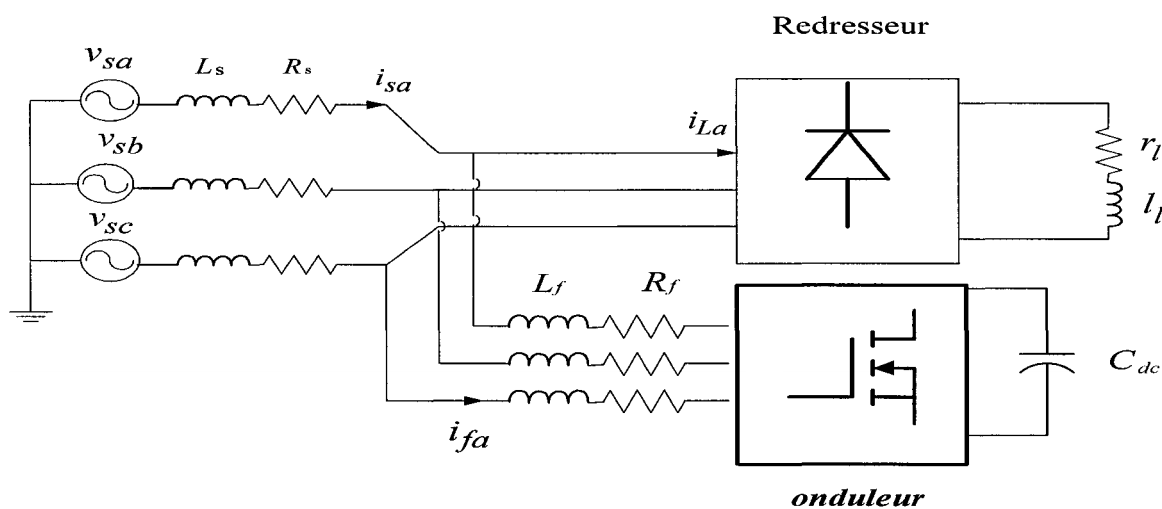


Figure 102 Topologie du filtre actif triphasé

4.1.2 Stratégie de commande

Dans cette étude la technique de commande indirecte du courant du filtre actif sera présenté, en utilisant trois types de régulateurs (PI, Flou et Flou optimisé). La tension du bus de mesurée du filtre actif est comparé avec une tension de référence V_{dc}^* , l'erreur engendrée sert d'entrée pour le régulateur PI, La sortie du régulateur devient une estimation du courant maximum du courant de source I_{sm} . Ce courant prend soin de la puissance active demandée par le filtre actif et les pertes engendrées dans l'onduleur. Les courants de référence instantanés de la source (I_{sa}^* , I_{sb}^* , I_{sc}^*) sont évalués en multipliant le courant maximum I_{sm} par trois vecteurs unitaires de tension de source.

Le schéma de commande du filtre actif est donné en figure 98, ou V_u est vecteur unitaire de la tension d'alimentation qui est utilisé pour estimer le courant de référence de la source [5].

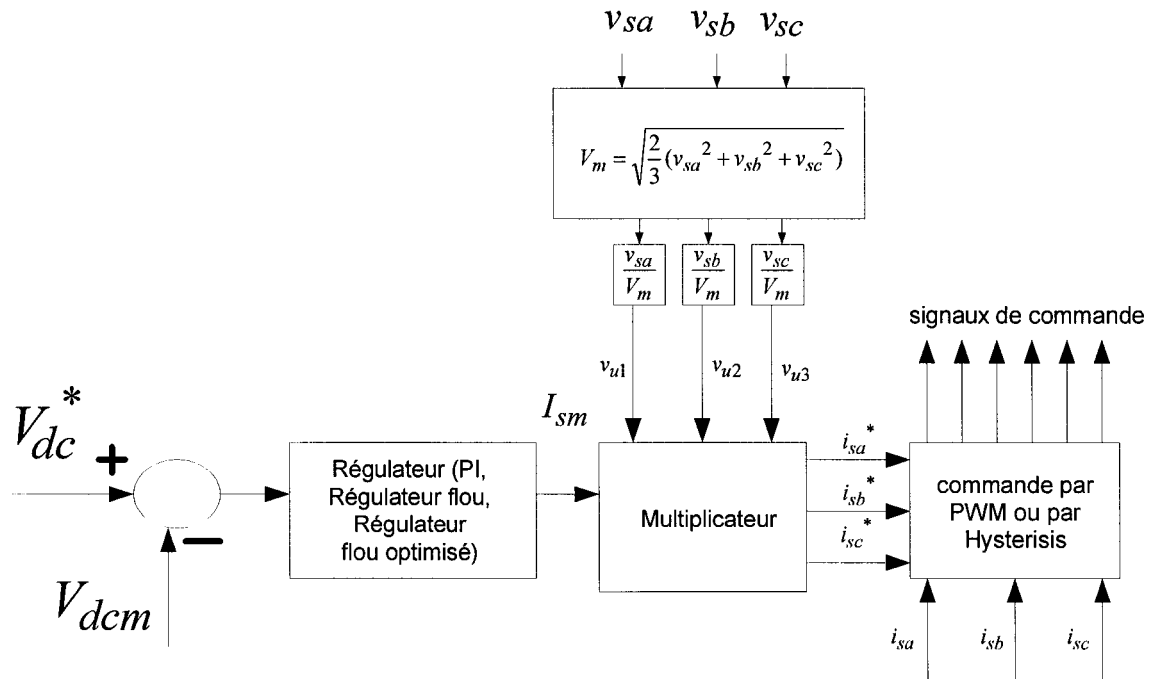


Figure 103 Schéma de commande indirecte du filtre actif triphasé

V_{dc} : tension dc bus mesuré aux bornes de la capacité du filtre actif

I_{sm} : maximum du courant de source estimé

i_{sa} : courant de source mesuré

V_{dc}^* : tension de référence du bus dc

v_{u1}, v_{u2}, v_{u3} : vecteur unitaire respectivement des tensions v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}

4.1.3 Rapport des puissances apparentes

L'étude de la puissance apparente est une façon d'évaluer du point de vue économique, les possibilités de compensation du courant harmonique et de la puissance réactive. Dans cette partie, nous étudierons la puissance apparente du filtre dans deux cas de compensation :

- Compensation des courants harmoniques
- Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive

Compensation des courants harmoniques

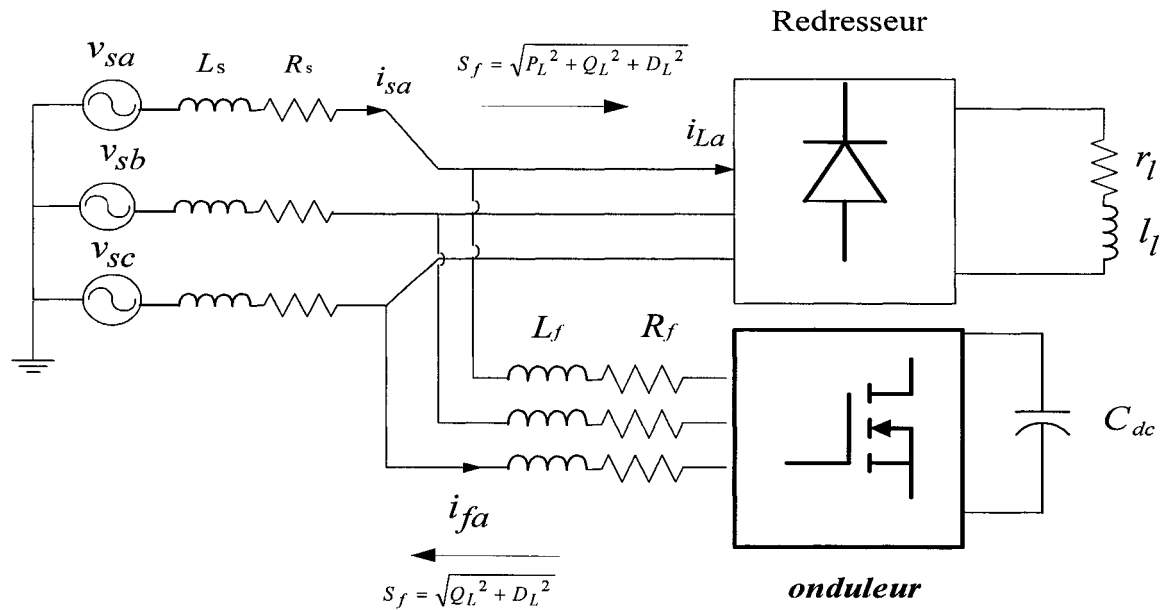


Figure 104 Filtre actif triphasé

La puissance apparente d'une charge non linéaire (S_L) est composée de la puissance active (P_L) de la puissance réactive (Q_L) et de la puissance déformante (D_L).

$$S_L = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2} \quad (4.1)$$

$$S_L = V_S * I_L \quad (4.2)$$

V_S : tension efficace de la source d'alimentation

I_L : courant efficace de la charge

La puissance apparente du filtre (S_f), compensant les harmoniques est :

$$S_f = D_L$$

Expression des courants pour un redressement triphasé commandé

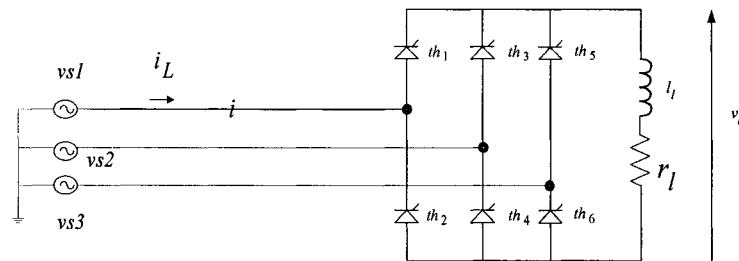


Figure 105 Redresseur triphasé commandé

Le courant de la charge non linéaire :

$$i_L(t) = I_{dL} + \sum (a_n * \cos(n\omega t) + b_n * \sin(n\omega t))$$

$$\text{Avec } I_{dL} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_L(t) d(\omega t) = 0$$

$$a_n = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_L(t) * \cos(n\omega t) d(\omega t) = \begin{cases} \frac{-4 * I_a}{n\pi} * \sin(n\alpha) * \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) & \text{pour } n \text{ impair} \\ 0 & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases}$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_L(t) * \sin(n\omega t) d(\omega t) = \begin{cases} \frac{4 * I_a}{n\pi} * \cos(n\alpha) * \sin(\frac{n\pi}{3}) & \text{pour } n \text{ impair} \\ 0 & \text{pour } n \text{ pair} \end{cases}$$

La valeur efficace de la n^{ième} harmonique du courant de la charge $i_L(t)$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(an^2 + bn^2)} = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} * I_a * \sin(\frac{n\pi}{3}) \quad (4.3)$$

La valeur efficace de la fondamentale du courant de la charge $i_{1f}(t)$

$$I_{1f} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} * I_a \quad (4.4)$$

La valeur efficace du courant de la charge $i_L(t)$

$$I_L = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_n^2 d(\omega t)} = I_a \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (4.5)$$

La valeur efficace du courant harmonique de la charge $i_{1h}(t)$

$$I_{Lh} = \sqrt{I_L^2 - I_{1f}^2} \quad (4.6)$$

Détermination du rapport $\frac{S_f}{S_L}$

$$\frac{S_f}{S_L} = \cos\alpha * \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2}} \quad (4.7)$$

pour $\alpha = 0 \quad \Longrightarrow \quad \frac{S_f}{S_L} = \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2}} = 0.2968 = 29.68\%$

THD du courant de source pour $\alpha = 0$ (cas où l'inductance de charge est très grande):

$$THD = \sqrt{\left(\frac{I_L}{I_{Lf}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} = 0.3108 = 31.08\%$$

Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive

La puissance apparente du filtre (S_f), compensant les harmoniques est :

$$S_f = \sqrt{Q_L^2 + D_L^2}$$

D_L : puissance déformante

Q_L : puissance réactive

$$\frac{S_f}{S_L} = \frac{\sqrt{(3 * V_s * I_{1f} * \sin\alpha)^2 + (3 * V_s * I_h)^2}}{3 * V_s * I_1} = \cos(\alpha) \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2} \cos^2 \alpha} \quad (4.8)$$

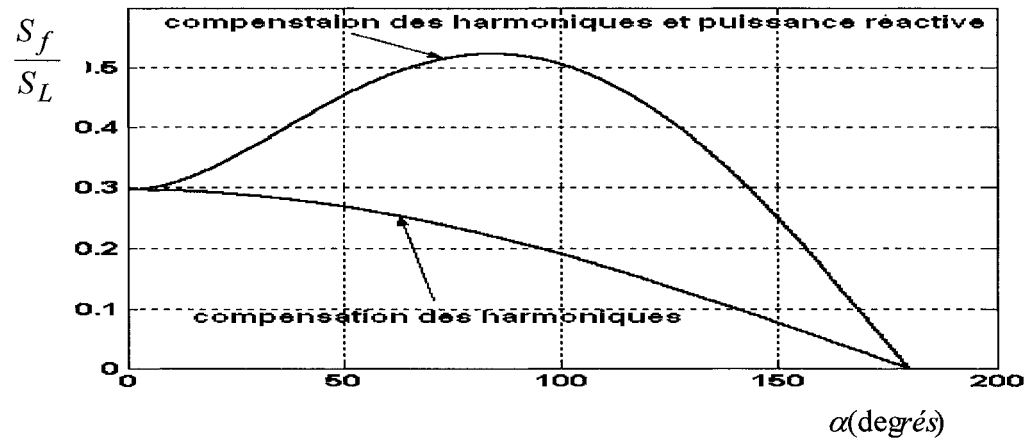


Figure 106 Rapport des puissances du filtre actif et de la charge non linéaire

pour $\alpha = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{S_f}{S_L} = \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2}} = 0.2968$

pour $\alpha = 42.3^\circ \quad \Rightarrow \quad \frac{S_f}{S_L} = \cos \alpha \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2}} = 0.52$

4.1.4 Dimensionnement des paramètres du filtre actif :

En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue V_{dc} , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle.

4.1.4.1 Dimensionnement de la capacité du filtre actif :

Utilisant le résonnement du calcul du rapport des puissances apparentes pour déterminer la valeur du condensateur du filtre.

$$\frac{S_f}{S_L} = 0.2968$$

$$S_L = \sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2}$$

On veut dimensionner ce condensateur pour compenser les harmoniques et la puissance réactive, donc :

$$S_f = \sqrt{Q_L^2 + D_L^2}$$

$$\frac{S_f}{S_L} = 0.2968 = \frac{\sqrt{Q_L^2 + D_L^2}}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2 + D_L^2}} \quad \Longrightarrow \quad \sqrt{Q_L^2 + D_L^2} = 0.3108 P_L$$

$$\sqrt{Q_L^2 + D_L^2} = 0.3108 P_L \quad (4.9)$$

Le condensateur doit produire une variation d'énergie qui doit être égale ou supérieure à l'énergie équivalent à $0.3108 P_L$

L'énergie emmagasinée dans le condensateur est :

$$W_i = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \min}^2$$

$$W_f = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \max}^2$$

Où :

W_i : énergie initiale dans le condensateur

W_f : énergie finale dans le condensateur

$$W_f - W_i = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \max}^2 - \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc \min}^2 \geq 0.3266 x P_L x \Delta T \quad (4.10)$$

Avec : ΔT : période des ondulations ($\Delta T = \frac{1}{6 f_{\text{reseau}}} = \frac{1}{6 x 60}$)

$$D_L : \text{puissance déformante} \left(D_L = 3 V_s \sqrt{\sum_1^n I_h^2} \right)$$

I_h : courant harmonique

V_s : valeur efficace de la tension d'alimentation

$$C_{dc} \geq \frac{0.3108 P_L}{6 f_{\text{reseau}} (V_{dc \max}^2 - V_{dc \min}^2)} \quad (4.11)$$

L'ondulation de tension est fixée à $\Delta V = 2\% V_{dc}$

$$V_{dc \max} = V_{dc} + \frac{\Delta V}{2}$$

$$V_{dc \min} = V_{dc} - \frac{\Delta V}{2}$$

Application numérique :

$$V_{s \max} = 100 \text{ V}$$

$$P_L = 2000 \text{ W}$$

$$f_{\text{reseau}} = 60 \text{ Hz}$$

$$V_{dc.} = 400 \text{ V}$$

$$C = \frac{0.3108 * 2000}{6 * 60 * ((400 + 8)^2 - (400 - 8)^2)} = 134.9 \mu F$$

4.1.4.2 Dimensionnement de l'inductance du filtre :

La variation de courant du filtre actif est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{v_c - v_s}{L_f} \quad (4.12)$$

On souhaite augmenter la vitesse de variation du courant à compenser, pour cela, on doit diminuer L_f mais sans engendrer une augmentation d'ondulation du courant à la fréquence de commutation.

$$\left(\frac{di_f}{dt} \right)_{\max} = \frac{V_{dc} - v_s(t)}{L_f} \quad (4.13)$$

En prenant $V_{dc} = 4V_{s \max}$ et pour une petite variation

$$\frac{\Delta i_{f \max}}{\Delta T} = \frac{V_{dc} - \sqrt{2}V_{seff}}{L_f} = \frac{V_{dc} - \frac{V_{dc}}{4}}{L_f} = \frac{3V_{dc}}{4L_f}$$

$$L_f = \frac{3V_{dc}}{4\Delta i_{f \max} f_{ond}} \quad (4.14)$$

Application numérique :

$$V_s = 100 \text{ V}$$

$$P_L = 2000W$$

$$f_{ond} = 20kHz$$

$$V_{dc.} = 400 \text{ V}$$

$$\Delta i_{f \max} = 60\% i_{s \max}$$

$$L_f = \frac{3V_{dc}}{4\Delta i_{f \max} f_{ond}} = \frac{3 \times 400}{4 \times 0.6 \times 10^4 \times 20000} = 2.5mH$$

4.1.5 Choix des régulateurs

Le schéma d'implantation des régulateurs est donné à la figure 107

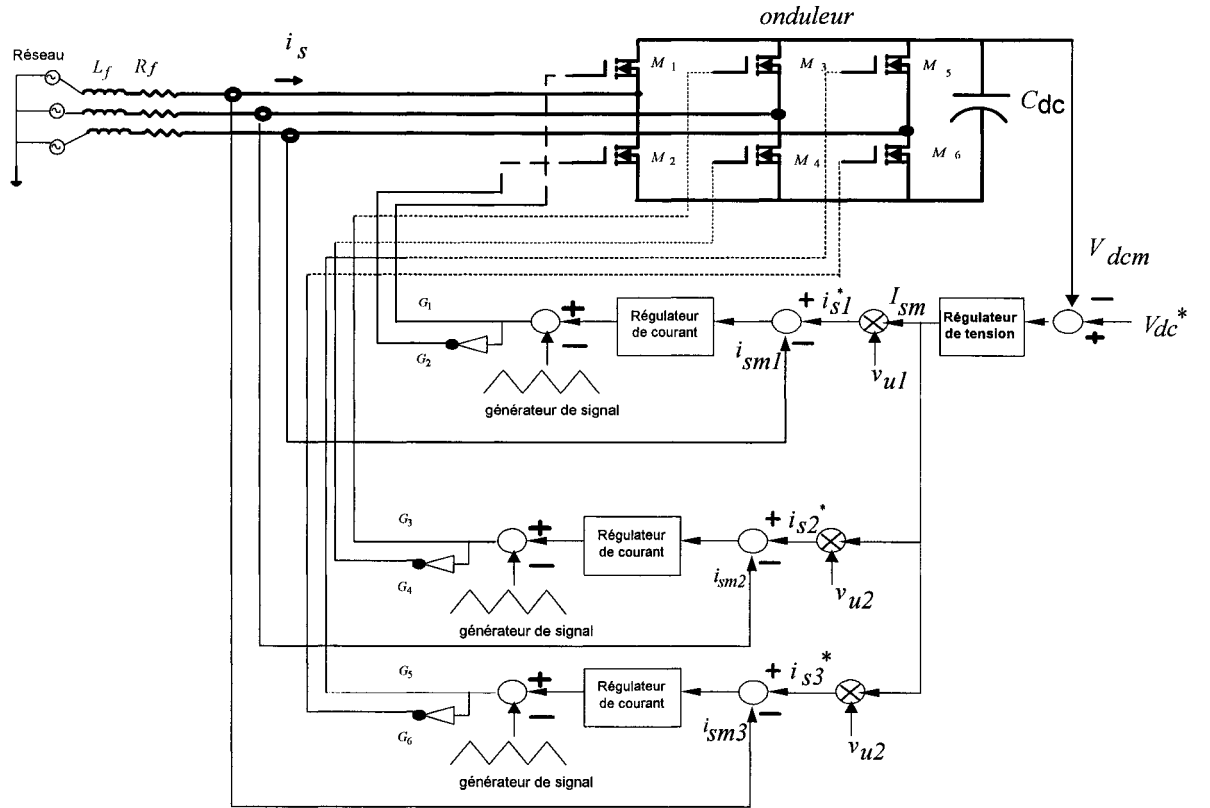


Figure 107 Schéma de commande d'un filtre actif triphasé

4.1.5.1 Régulateur de tension

En utilisant le diagramme cité en figure :

$$i_s^* = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} \right) V_s \quad (4.15)$$

Puissance instantanée à l'entrée du filtre : $p_f = 3v_f i_f = 3v_s i_s$ (4.16)

La puissance active du filtre :

$$P_f = \frac{3}{K} V_s^2 I_{sm} \quad (4.17)$$

$$\text{La puissance cotée capacité : } P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (4.18)$$

En négligeant les pertes dans le convertisseur : $P_f = P_c$

$$\text{De plus on a } I_{sm} = (V_{dc}^* - V_{dc}) \left(\frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} \right) \quad (4.19)$$

$$\frac{1}{K} 3V_s^2 I_{sm} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) = C_{dc} V_{dc}^* \frac{dV_{dc}}{dt}$$

En appliquant la transformée de Laplace :

$$3V_s^2 (V_{dc}^* - V_{dc}) \frac{1 + sT_{nv}}{sT_{iv}} = KsC_{dc} V_{dc}^* V_{dc}$$

$$3V_s^2 (V_{dc}^* - V_{dc})(1 + sT_{nv}) = Ks^2 C_{dc} V_{dc}^* V_{dc} T_{iv}$$

$$3V_s^2 V_{dc}^* (1 + sT_{nv}) = Ks^2 C_{dc} V_{dc}^* V_{dc} T_{iv} + 3V_s^2 V_{dc} (1 + sT_{nv})$$

$$3V_s^2 V_{dc}^* (1 + sT_{nv}) = V_{dc} (Ks^2 C_{dc} V_{dc}^* T_{iv} + 3V_s^2 (1 + sT_{nv}))$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{3V_s^2(1+sTn)}{KC_{dc}Tis^2V_{dc}^* + 3V_s^2(1+sTn)}$$

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{3V_s^2(1+sTn)}{s^2 KC_{dc}TiV_{dc}^* + s3TnV_s^2 + 3V_s^2} = \frac{\frac{3V_s^2(1+sTn)}{KC_{dc}TiV_{dc}^*}}{s^2 + 2\omega_c\xi s + \omega_c^2}$$

Avec

$$w_c^2 = \frac{3V_s^2}{KC_{dc}TiV_{dc}^*} \longrightarrow w_c = \sqrt{\frac{3V_s^2}{KC_{dc}TiV_{dc}^*}}$$

$$2w_c\xi = \frac{3TnV_s^2}{KC_{dc}TiV_{dc}^*}$$

$$\xi = \frac{3TnV_s^2}{2KC_{dc}TiV_{dc}^* \sqrt{\frac{3V_s^2}{KC_{dc}TiV_{dc}^*}}} = \frac{\sqrt{3}TnVs}{2\sqrt{KC_{dc}TiV_{dc}^*}}$$

En les arrangeant:

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{w_c^2 + 2w_c\xi sTn}{s^2 + 2w_c\xi s + w_c^2} \quad (4.20)$$

La performance dynamique dépend de la largeur de la bande passante, elle est meilleure si w_0 est choisie très grande. Néanmoins la fréquence de coupure de la fonction de transfert doit être plus petite que la fréquence des ondulations de tension au niveau de la capacité. Dans ce cas, on a un redressement double, donc la fréquence des ondulations est de 360 Hz pour une fréquence de réseau de 60Hz.

On choisira une fréquence de coupure 70 Hz et un amortissement optimal $\xi = 0.7$

Le choix d'une fréquence de coupure $f_c = 70\text{Hz}$, donne une faible bande passante, ce qui rend la réponse pour la régulation de la tension lente

La pulsation de coupure est : $\omega_c = 2 * \pi * f_c = 439.82\text{rad/s}$

L'amortissement est : $\xi = 0.7$

Et on déduit les constants de temps T_{nv} et T_{iv} du régulateur PI

$$\omega_c^2 = \frac{3V_s^2}{KCT_{iv}V_{dc}} \longrightarrow T_i = \frac{3V_s^2}{KC\omega_c^2 V_{dc}} = \frac{3 \times 100^2}{100 \times 2400 \times 10^{-6} \times 439.82^2 \times 400}$$

$$T_{iv} = 0.0016$$

$$\zeta = \frac{\sqrt{3} * T_{nv} * V_s}{2 * \sqrt{KC * T_{iv} * V_{dc}}}$$

$$T_{nv} = \frac{2 * \xi * \sqrt{KC * T_{iv} * V_{dc}}}{\sqrt{3} * V_s} = \frac{2 * 0.7 * \sqrt{100 \times 2400 * 10^{-6} * 0.18 * 400}}{100 * \sqrt{3}} = 0.0032$$

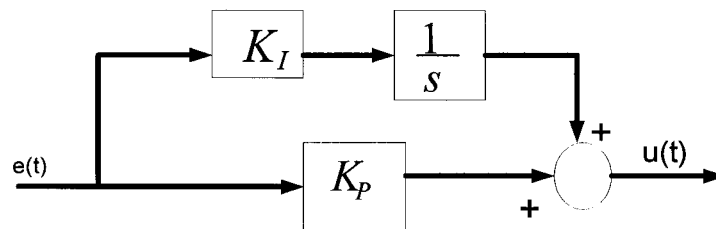


Figure 108 Schéma fonctionnel du régulateur PI

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$e(s) = (K_p + K_i * \frac{1}{s})u_e \longrightarrow \frac{e(s)}{u(s)} = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i}s}{\frac{1}{K_i}s} = \frac{1 + sT_{nv}}{s * T_{iv}}$$

Par identification, on aura:

$$T_{iv} = \frac{1}{K_i} = 0.0016 \longrightarrow K_i = 625$$

$$T_{nv} = \frac{K_p}{K_i} = 0.0032 \longrightarrow K_p = 0.0032 K_i = 2$$

Donc les paramètres du régulateur pour le réglage de la tension sont :

$$K_p = 625 \text{ et } K_i = 2$$

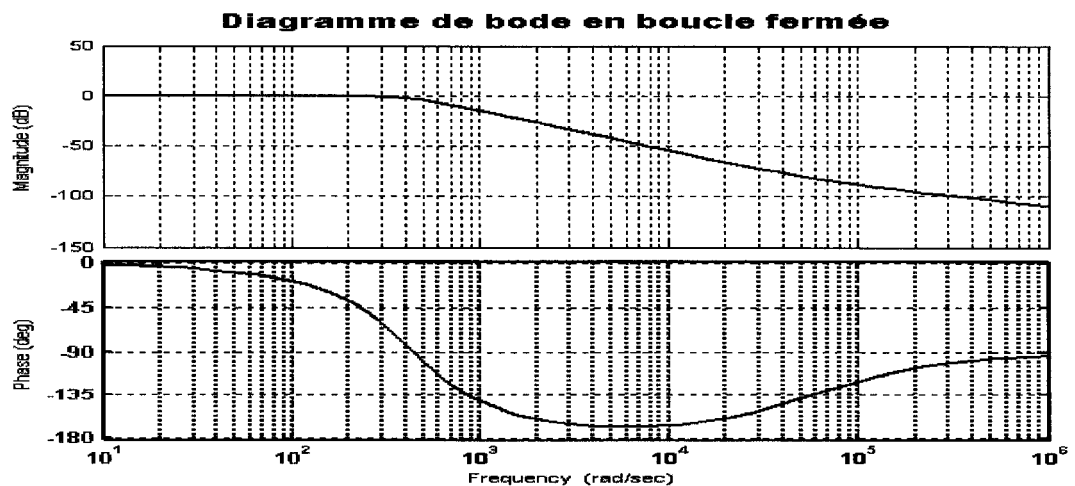


Figure 109 Représentation dans le lieu de Bode du système en boucle fermée

4.1.5.2 Régulateur Flou

Le choix du régulateur Flou se base sur la méthode déjà établie dans le cas du monophasé.

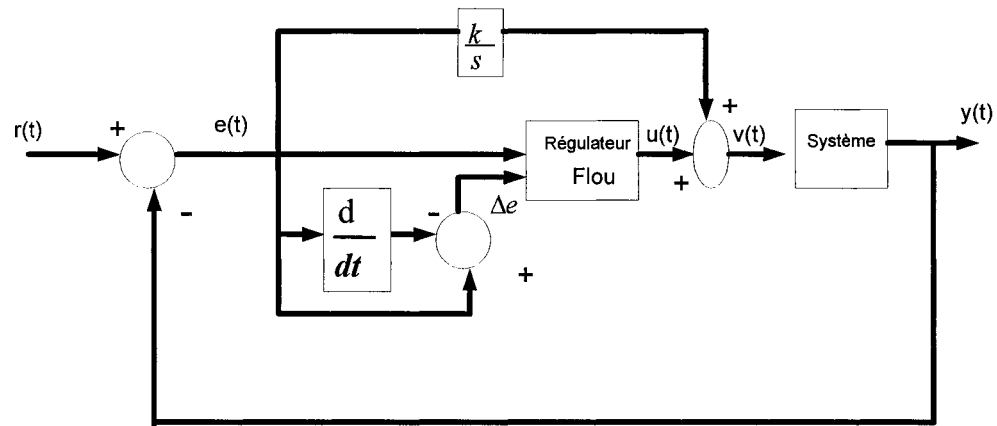


Figure 110 Schéma fonctionnel du système avec régulateur flou

La règle type dans le cas de Sugeno est de la forme:

SI e is NG **ET** Δe est NG **ALORS** $f(u) = a_1 + b_1 * e + c_1 * \Delta e$

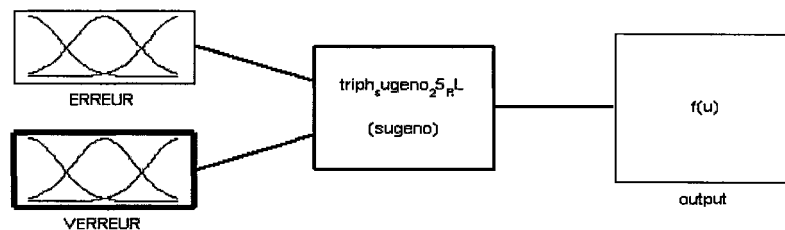


Figure 111 Schéma d'implantation du régulateur flou de type Sugeno dans Matlab

Tableau X

Table des règles d'inférence du régulateur flou

Δe^e	NG	N	Z	P	PG
NG	f(u1)	f(u2)	f(u3)	f(u4)	f(u5)
N	f(u6)	f(u7)	f(u8)	f(u9)	f(u10)
Z	f(u11)	f(u12)	f(u13)	f(u14)	f(u15)
P	f(u16)	f(u17)	f(u18)	f(u19)	f(u20)
PG	f(u21)	f(u22)	f(u23)	f(u24)	f(u25)

Avec :

NG :négatif grand

N :négatif

Z :zéro

P :positif

PG :positif grand

4.1.6 Résultats de simulation

Paramètres de simulation

Charge: $r_l = 45\Omega$, $l_l = 10mH$

$R_L = 0.1 \Omega$, $L_L = 0.1 mH$

APF: $C_f = 2400 \mu F$, $R_f = 0.1 \Omega$, $L_f = 1 mH$

Tension du réseau: $v_{sa} = 100 * \sin wt$

Avec régulateur PI :

En régime permanent

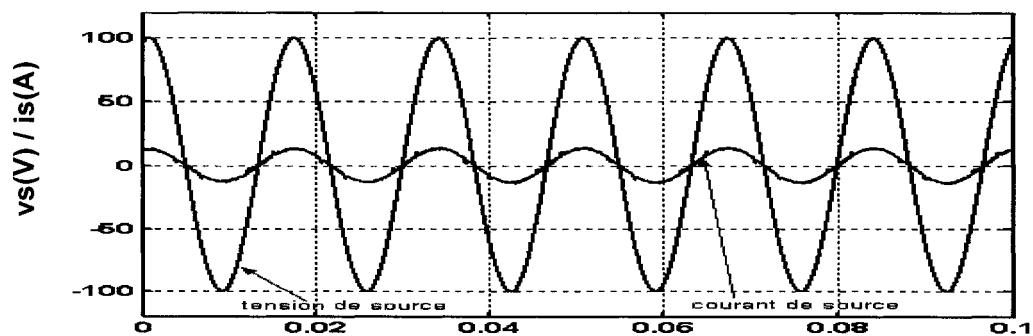


Figure 112 Courant de source et tension de source

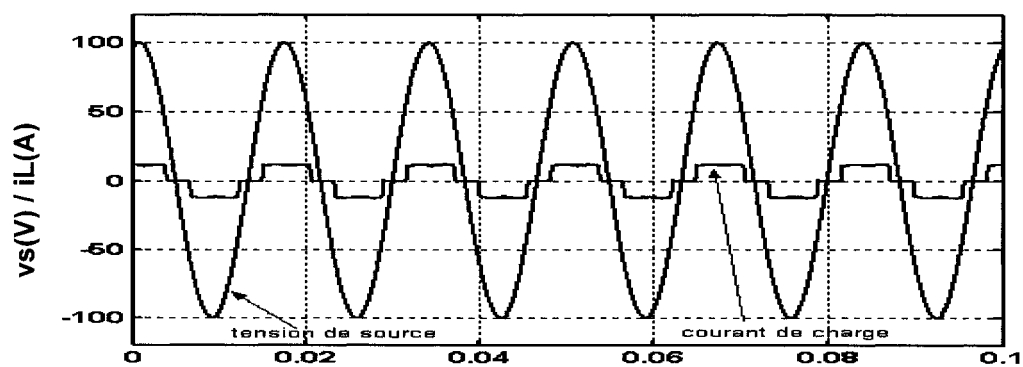


Figure 113 Courant de charge et tension de source

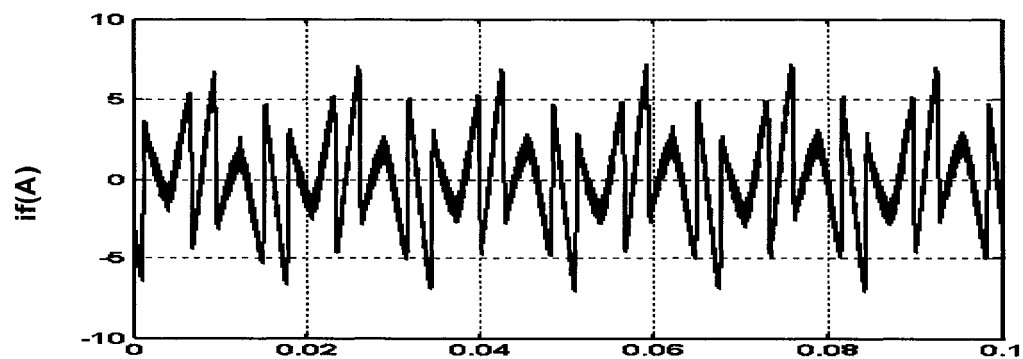


Figure 114 Courant de compensation

Avec variation de la charge:

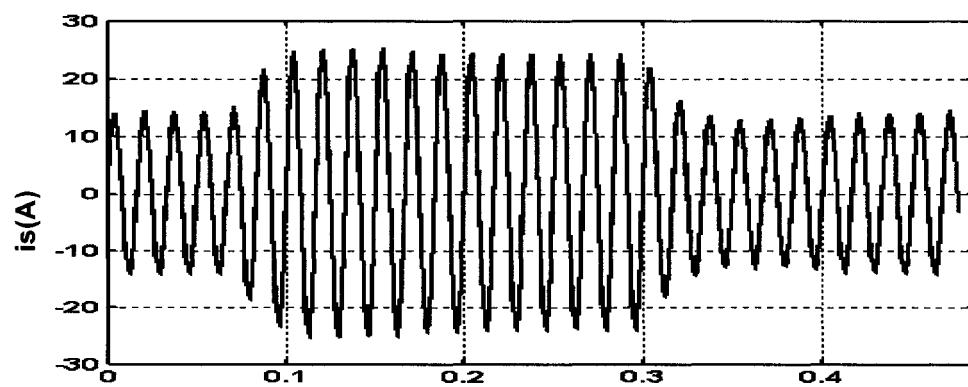


Figure 115 Courant de source lors de la variation de la charge

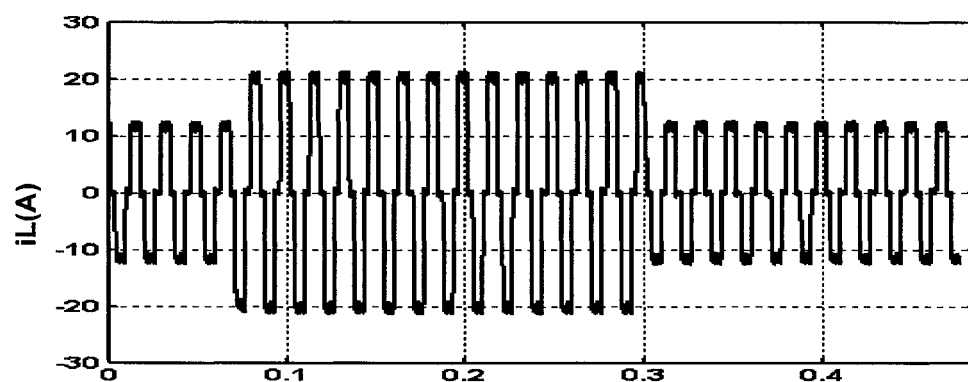


Figure 116 Courant de charge lors de la variation de la charge

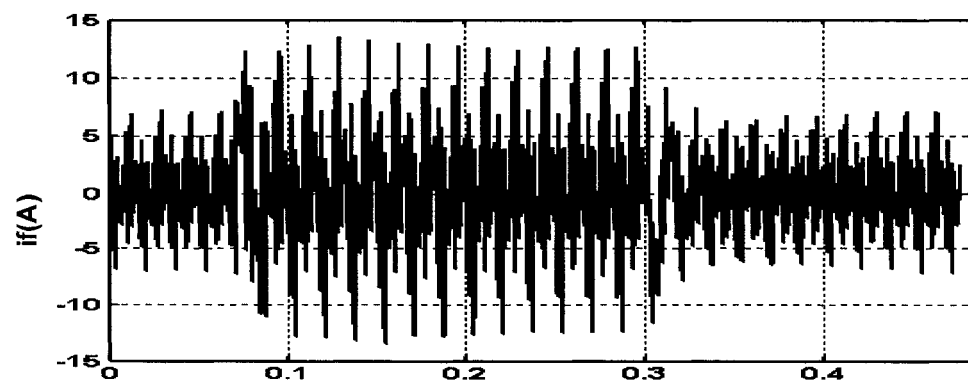


Figure 117 Courant de compensation lors de la variation de la charge

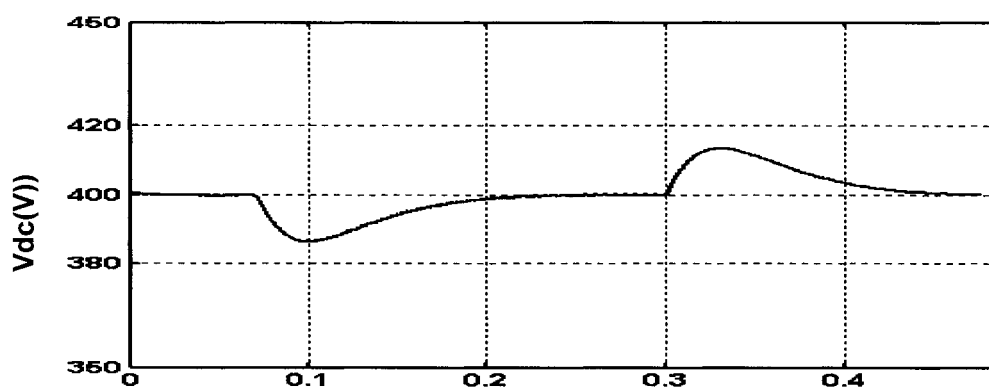


Figure 118 Tension de sortie du filtre actif lors de la variation de la charge

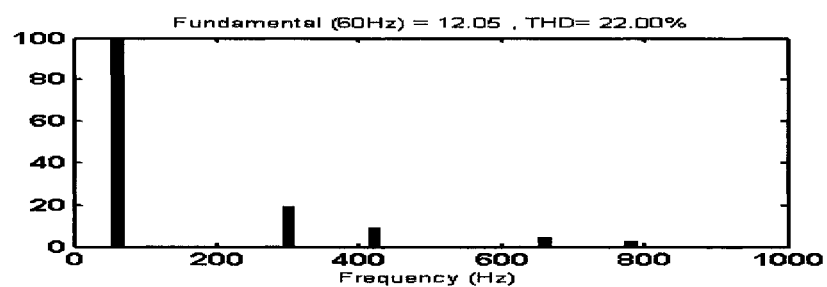


Figure 119 Spectre harmonique du courant de charge

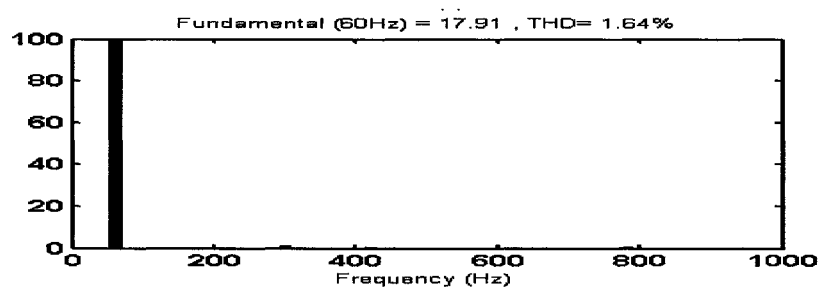


Figure 120 Spectre harmonique du courant de source après compensation

Avec régulateur flou :

En régime permanent

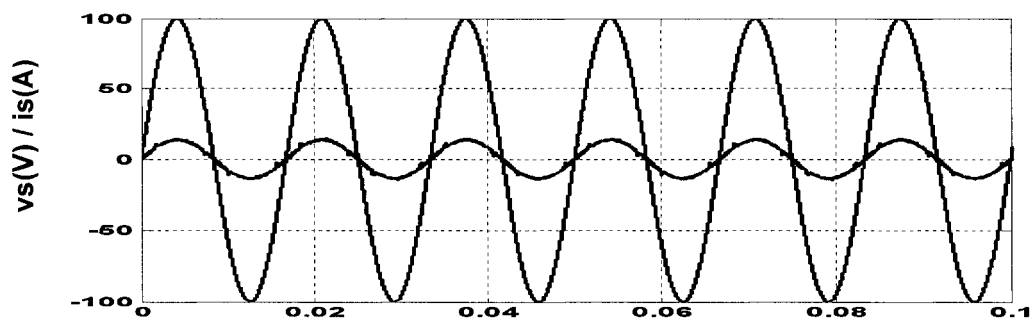


Figure 121 Courant de source et tension de source

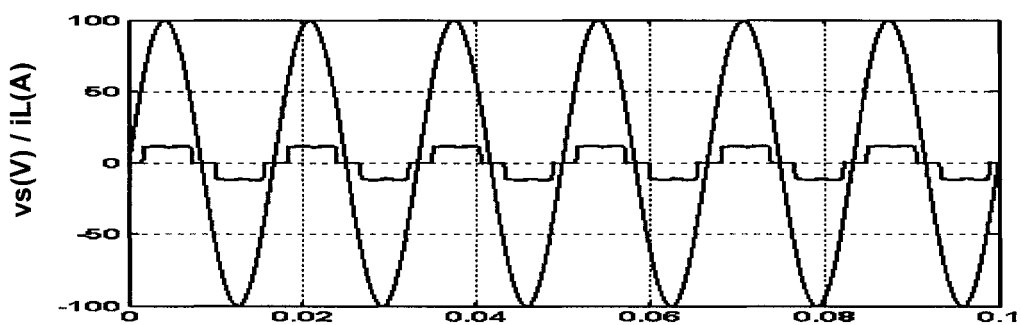


Figure 122 Courant de charge et tension de source

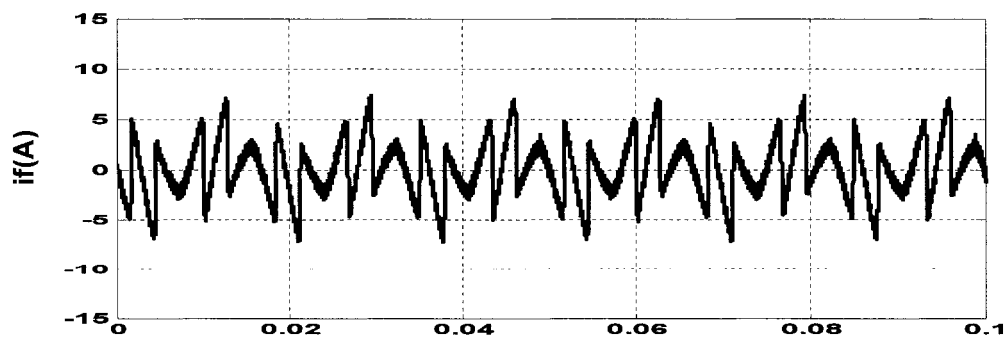


Figure 123 Courant de compensation

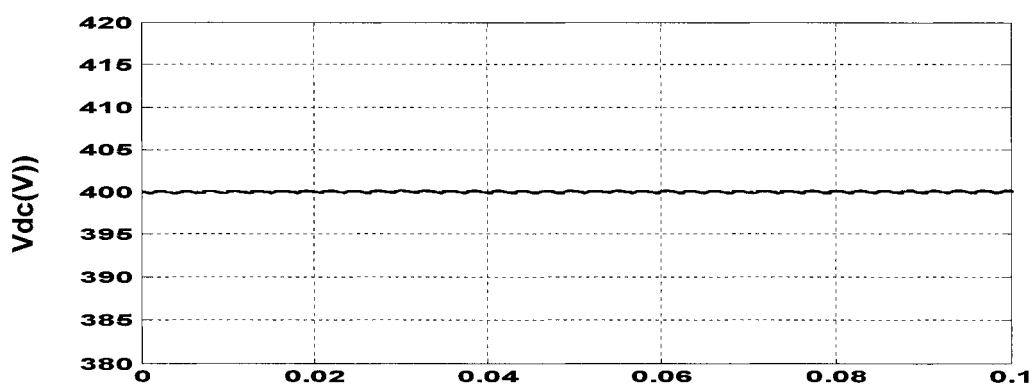


Figure 124 Tension de sortie du filtre actif

Avec perturbation de la charge

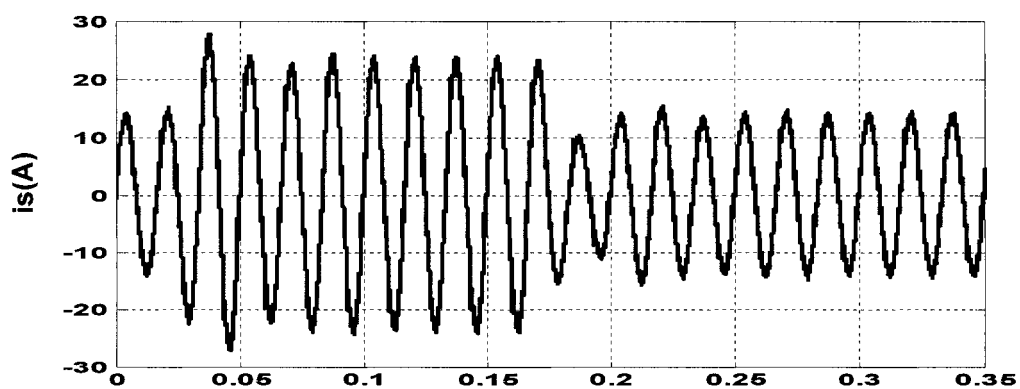


Figure 125 Courant de source lors de la variation de la charge

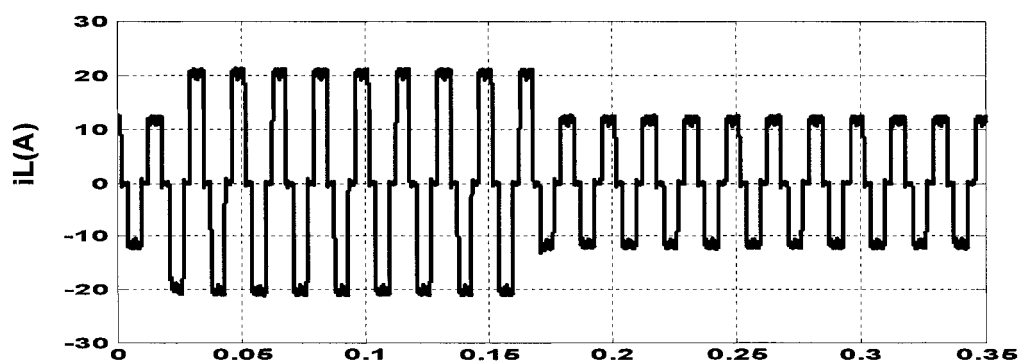


Figure 126 Courant de charge lors de la variation de la charge (50% de la charge)

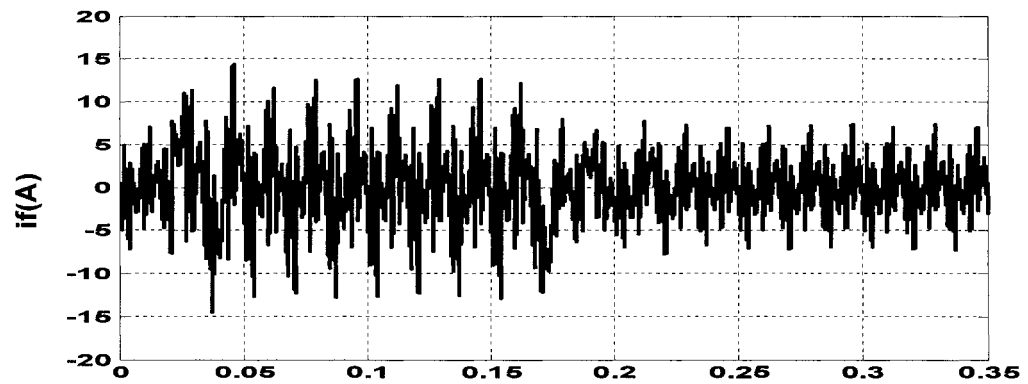


Figure 127 Courant de compensation

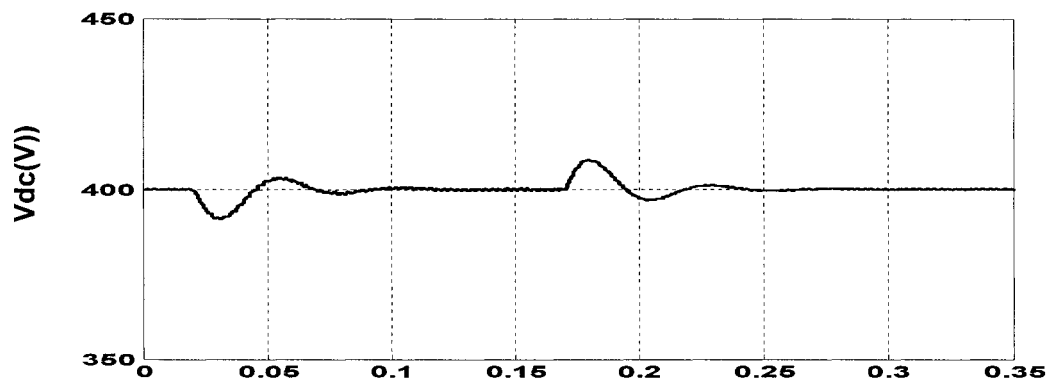


Figure 128 Tension de sortie du filtre actif lors de la variation de la charge

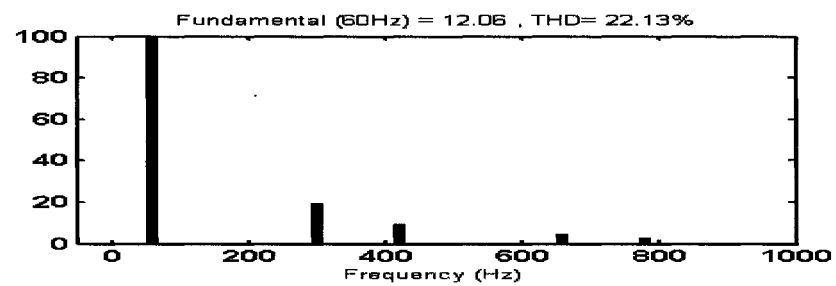


Figure 129 Spectre harmonique du courant de charge

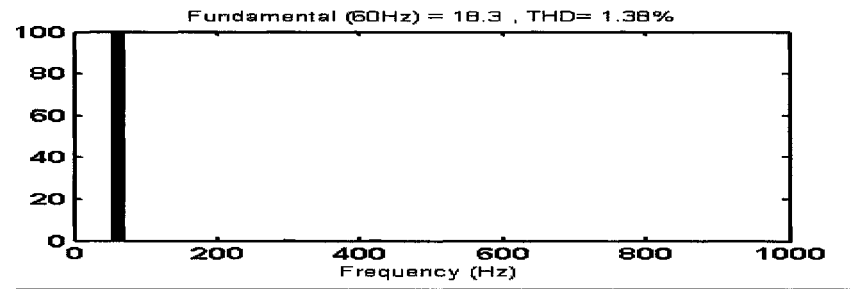


Figure 130 Spectre harmonique du courant de source

Avec régulateur flou optimisé:

En régime permanent

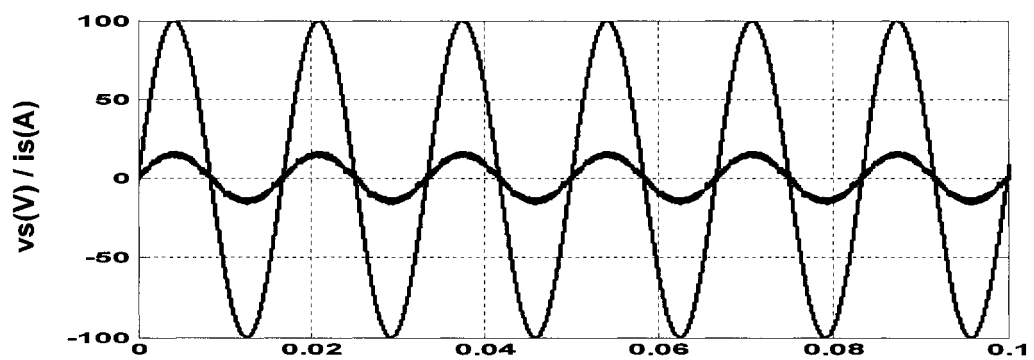


Figure 131 Courant de source et tension de source

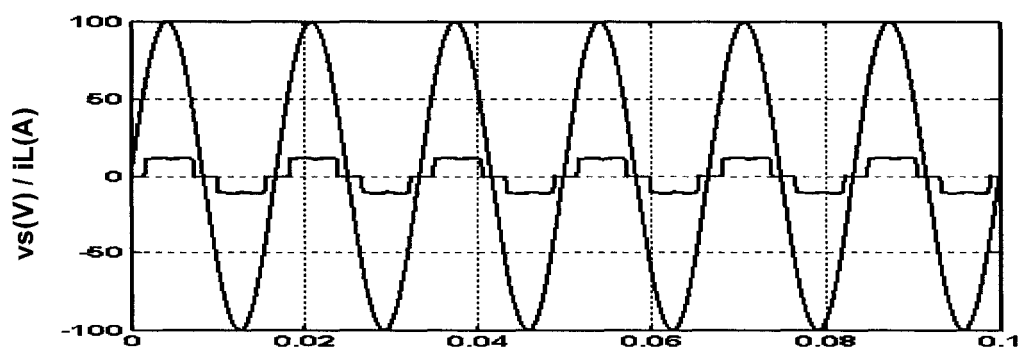


Figure 132 Courant de charge et tension de charge

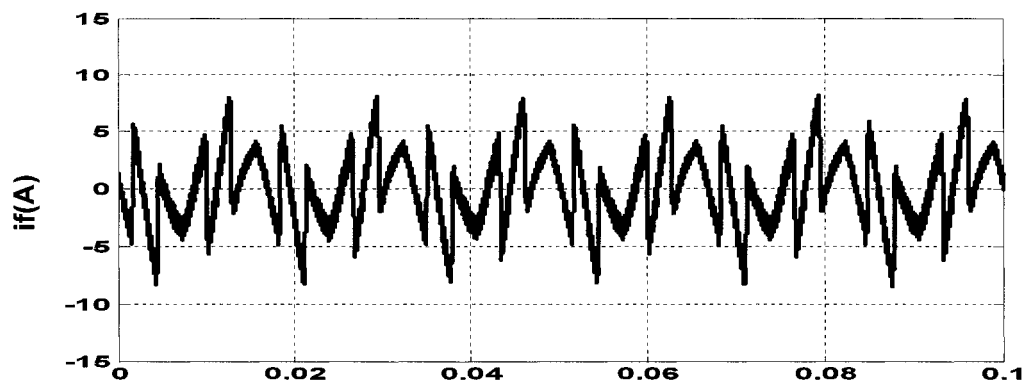


Figure 133 Courant de compensation

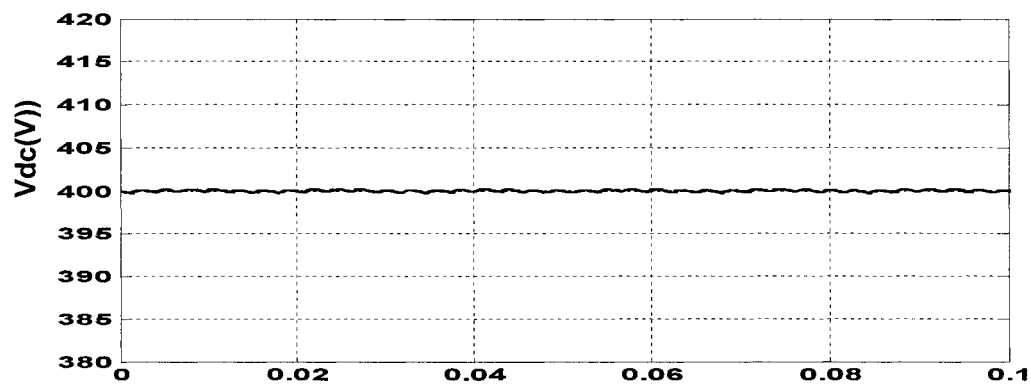


Figure 134 Tension de sortie du filtre actif

Avec perturbation de la charge:

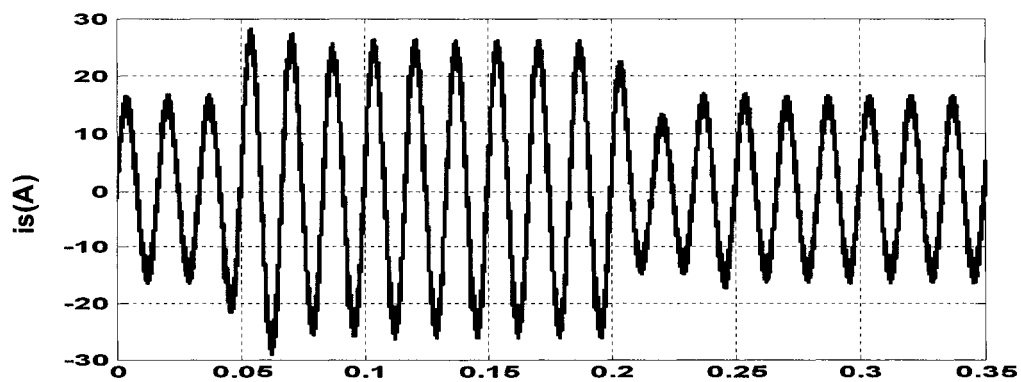


Figure 135 Courant de source lors de la variation de la charge

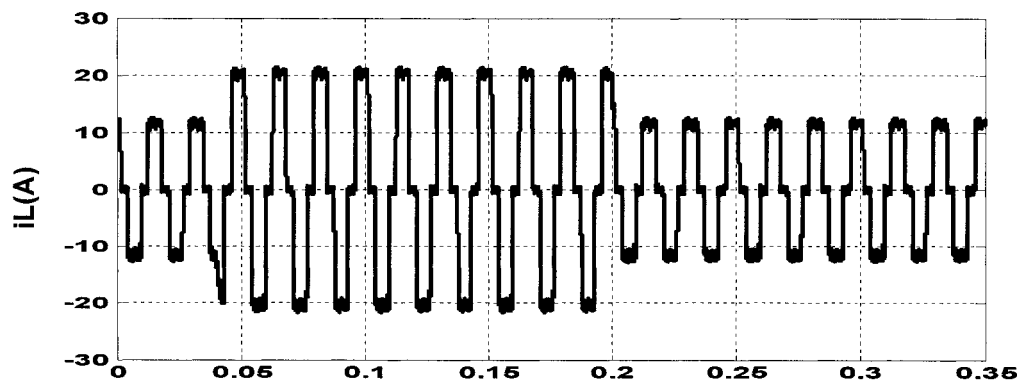


Figure 136 Courant de charge lors de la variation de la charge (50% de la charge)

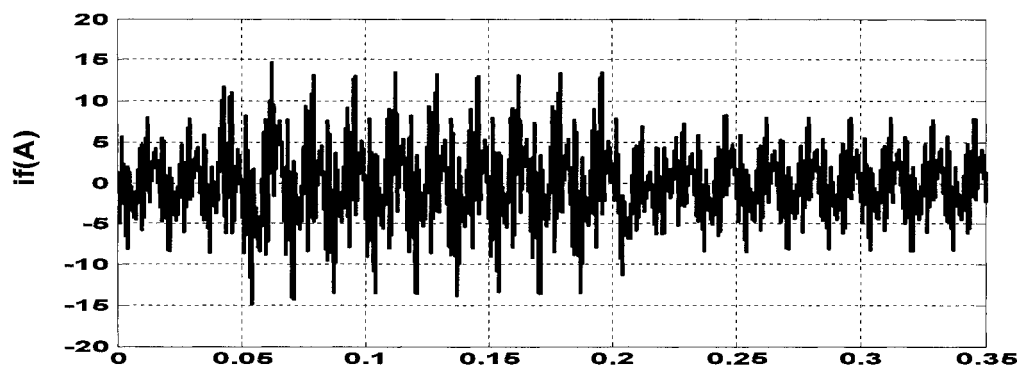


Figure 137 Courant de compensation

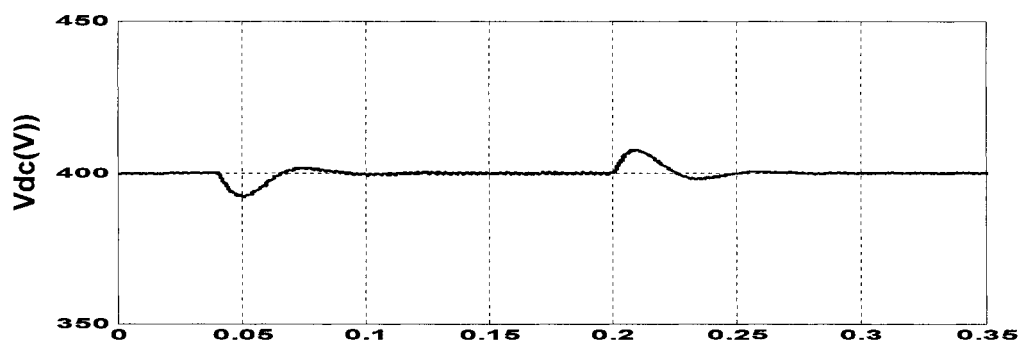


Figure 138 Tension de sortie du filtre actif lors de la variation de la charge

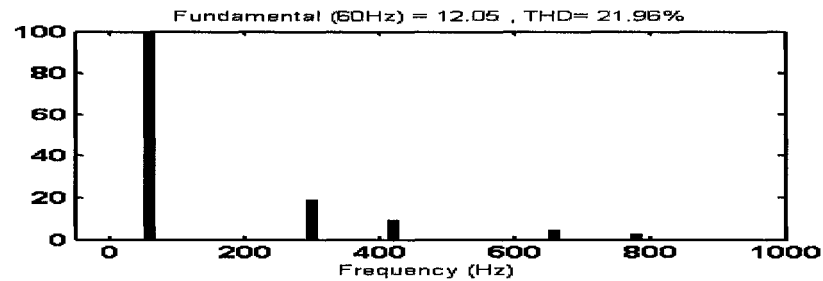


Figure 139 Spectre harmonique du courant de charge

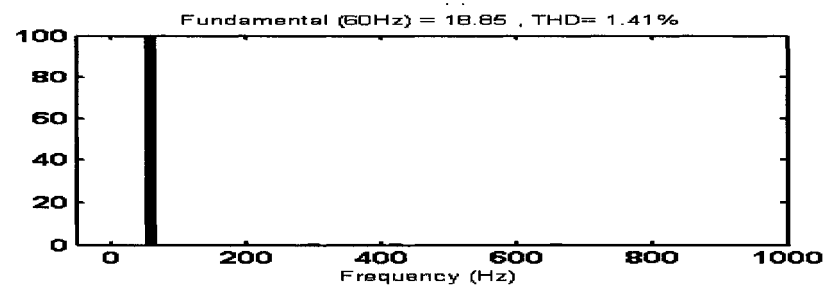


Figure 140 Spectre harmonique du courant de source après compensation

Interprétation

Avec le régulateur PI

Le taux harmonique de distorsion est de 1.64% et le THD du courant de charge est de 21.96. Le régulateur PI régule parfaitement la tension du bus dc, assure une erreur statique nulle, mais accuse un léger retard sur le temps de réglage (temps de recouvrement $t_r=0.22s$).

Avec le régulateur Flou de type Sugeno

Le taux harmonique de distorsion est de 1.38% et le THD du courant de charge est de 21.96%. Le régulateur Flou régule parfaitement la tension du bus dc, assure une erreur statique nulle, améliore grandement le temps de réglage ($t_r=0.09s$).

Avec le régulateur Flou optimisé

Le taux harmonique de distorsion est de 1.41% et le THD du courant de charge est de 21.96%. Le régulateur Flou optimisé régule parfaitement la tension du bus dc, assure une erreur statique nulle, améliore un peu plus que le régulateur flou le temps de réglage ($t_r=0.05s$).

Tableau XI

Comparaison des performances des différents types de régulateurs

Type de commande	Régulateur PI	Régulateur Flou	Régulateur Flou optimisé
Temps de réglage (s)	0.22	0.09	0.05
Dépassement (%)	2.5	2	1.5
THD du courant de source (%)	1.64	1.38	1.41

4.1.7 Conclusion

Le filtrage actif triphasé avec commande indirecte pour les trois types de régulateurs donne des résultats satisfaisants. Du point de vue THD, les trois donnent des taux harmoniques de distorsion des plus satisfaisant $THD < 2\%$, qui répond largement aux normes internationales. Le régulateur Flou optimisé se distingue légèrement un peu des autres, car il présente de meilleures performances.

4.2 Commande directe du courant du filtre triphasé

La technique de commande directe du courant du filtre actif triphasé est utilisée et ceci pour un seul type de régulateur, le régulateur de type proportionnel intégral (PI)

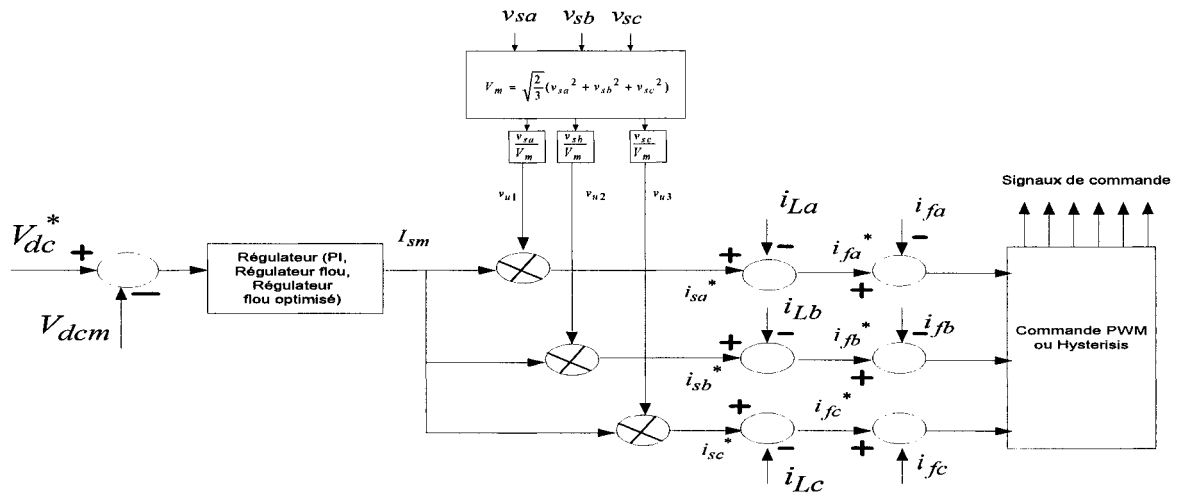


Figure 141 Diagramme de commande du filtre actif

Le premier bloc estime le courant maximum de la source, en utilisant plusieurs techniques dont la commande par régulateur PI. Les courants de source de référence instantanés sont évalués en multipliant les courants maximums estimés par un vecteur unitaire de courant $(\sin \omega t, \sin(\omega t - \frac{2 * \pi}{3}), \sin(\omega t + \frac{2 * \pi}{3}))$. Ces vecteurs unitaires sont pris directement de la source d'alimentation. Le deuxième bloc détermine les courants de références du filtre, sont obtenus en retranchant aux courants de source de références les courants de charge instantanés. Le troisième bloc, donne les erreurs qui sont utilisées à travers une commande par hystérésis pour générer des signaux de commande du filtre actif. Ces erreurs sont obtenues en retranchant aux courants de filtres de références les courants instantanés du filtre actif.

4.2.1 Régulateur de tension

Le dimensionnement du régulateur de tension, est le même que celui présenté pour la commande indirecte, donc les paramètres du régulateur sont :

$$T_{iv} = 0.25$$

$$T_{nv} = 0.004$$

4.2.2 Résultats de simulation

Paramètres de simulation

Charge: $r_l = 45\Omega$, $l_l = 10mH$

$$R_L = 0.1 \Omega, L_L = 0.1 \text{ mH}$$

APF: $C_f = 2400 \mu F$, $R_f = 0.1 \Omega$, $L_f = 1 \text{ mH}$

Tension du réseau: $v_{sa} = 100 * \sin wt$

Avec régulateur PI

En régime permanent

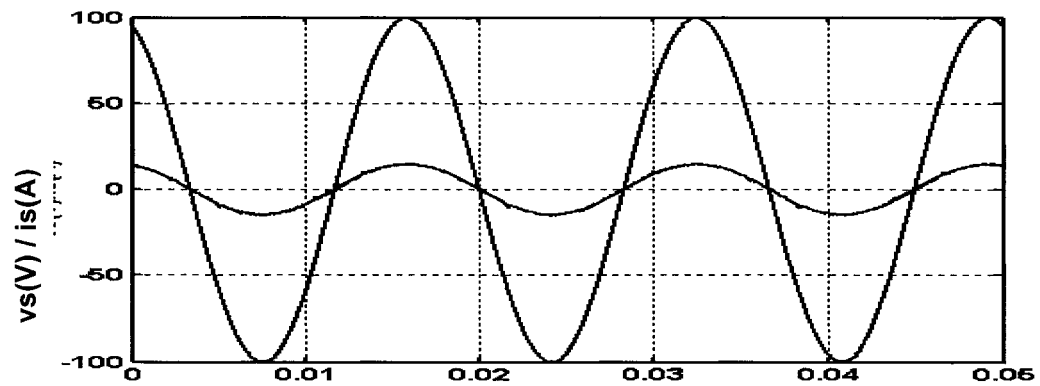


Figure 142 Courant de source et tension de source

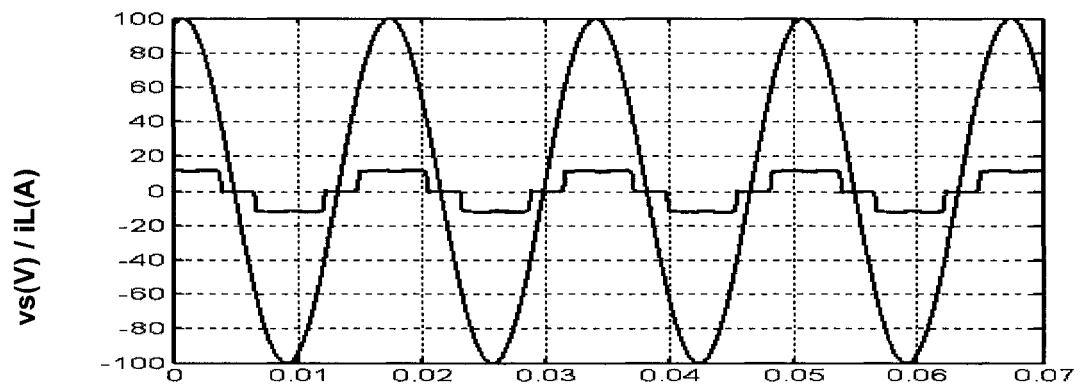


Figure 143 Courant de charge et tension de source

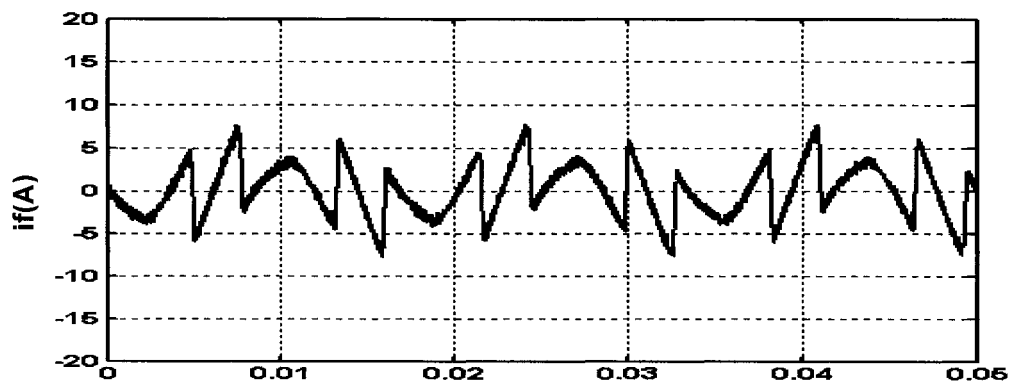


Figure 144 Courant de compensation

Avec variation de la charge

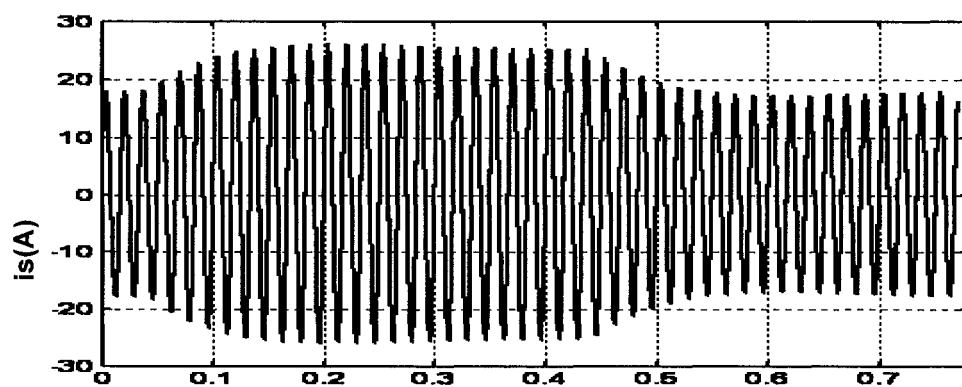


Figure 145 Courant de source lors de la variation de la charge

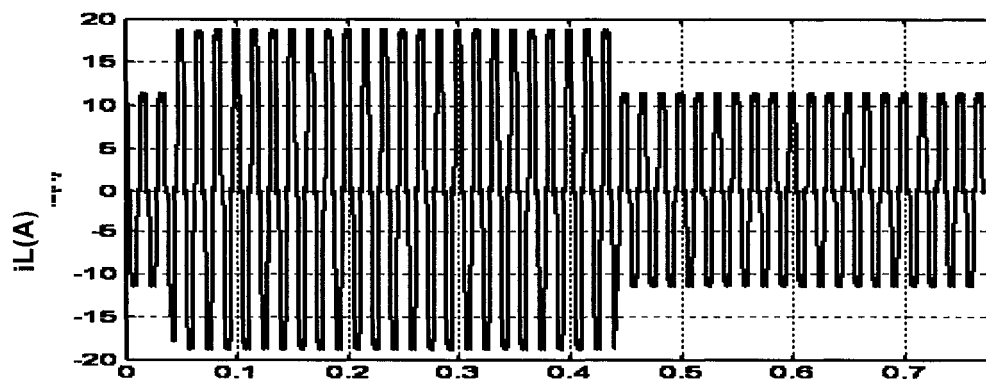


Figure 146 Courant de charge lors de la variation de la charge (50% de la charge)

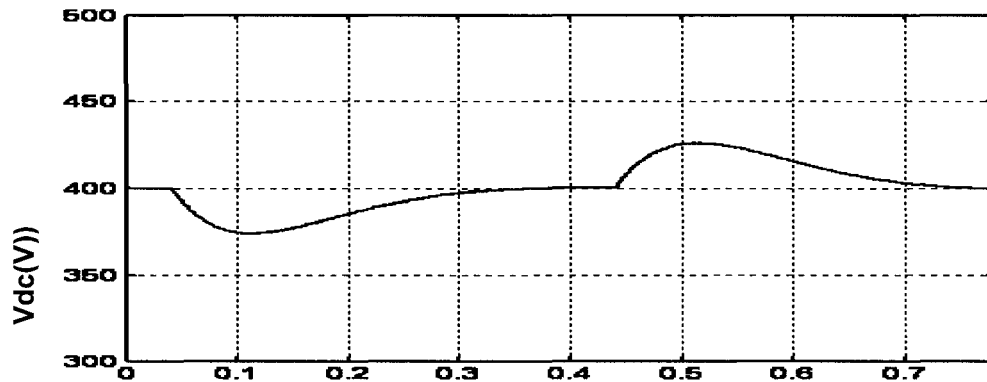


Figure 147 Tension de sortie du filtre actif lors de la variation de la charge

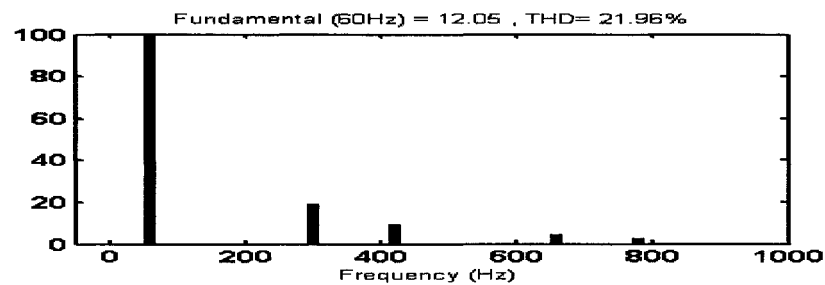


Figure 148 Spectre harmonique du courant de charge

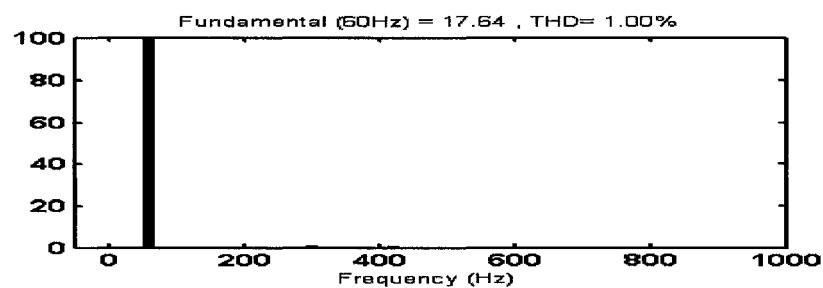


Figure 149 Spectre harmonique du courant de source

Interprétation des résultats

Avec le régulateur PI

Le taux harmonique de distorsion est de 1% et le THD du courant de charge est de 21.96. Le régulateur PI régule parfaitement la tension du dc bus, assure une erreur

statique nulle, mais accuse un léger retard sur le temps de réglage (temps de recouvrement $t_r=0.27s$).

CHAPITRE 5

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

5.1 Introduction

La réalisation pratique que nous nous sommes proposés de réaliser consiste en un prototype expérimental de 275 VA, 50V, elle permet la validation des lois de commande. Ce prototype consiste-en

- Une carte électronique de ce modèle
- Un étage de puissance constituée de MOSFETs
- Une inductance d'entrée
- Une capacité de sortie

5.2 Résultats expérimentaux et analyse des performances

Dans ce chapitre, sont présentés des résultats expérimentaux relevés lors de l'implantation des différentes lois de commande (commande bipolaire et commande unipolaire) appliquées au filtre actif et hybride types monophasés. Ces lois de commande ont pour rôle de stabiliser et de réguler la tension V_{dc}

5.2.1 Filtre actif monophasé avec commande bipolaire

La figure 130 montre le circuit utilisé pour la réalisation pratique, il comprend une charge non linéaire (charge r_l, l_l , le pont à diodes, la résistance et l'inductance de ligne

(R_L, L_L) et un filtre actif (onduleur, capacité (C_{dc}) , la résistance et l'inductance du filtre (R_f, L_f)). La commande utilisée est de type bipolaire.

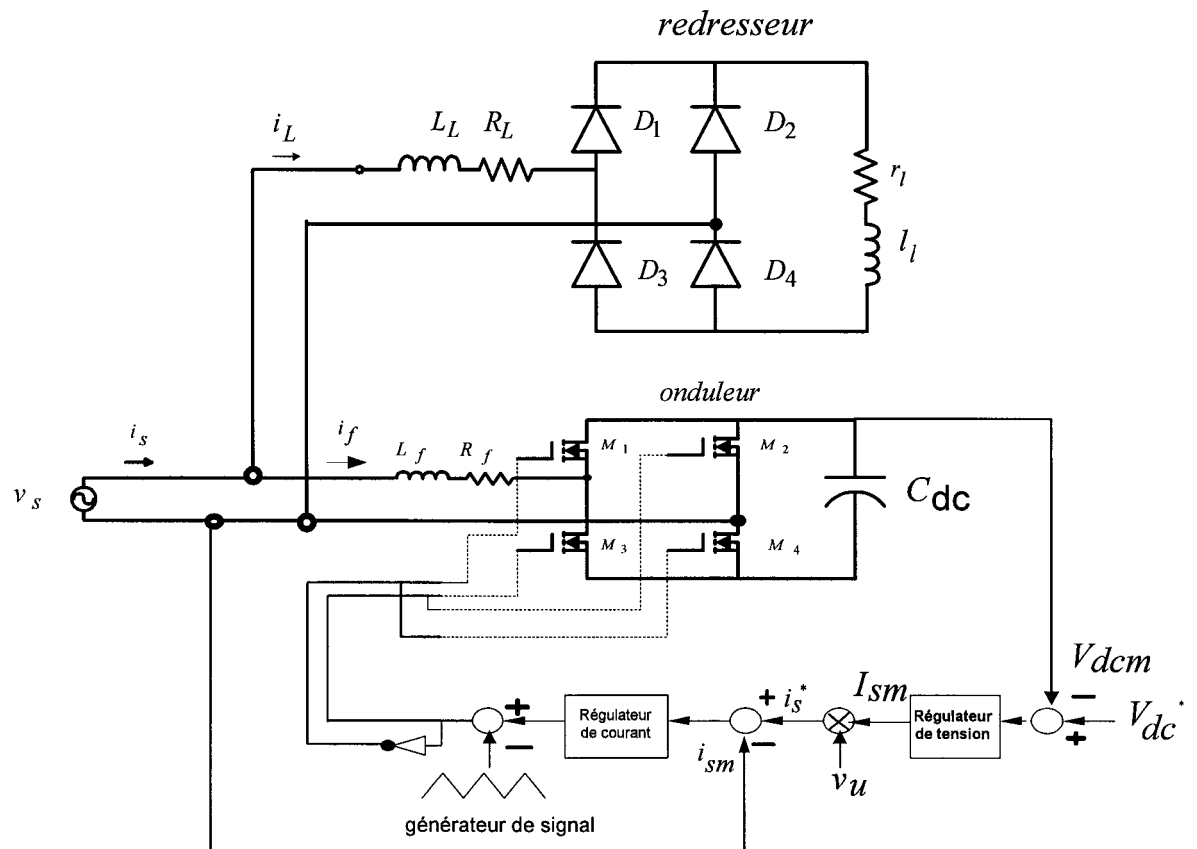


Figure 150 Schéma du filtre actif avec commande bipolaire

5.2.1.1 Résultats expérimentaux

Les paramètres du système sont :

Réseau : $V_{seff} = \frac{55}{\sqrt{2}}V$, $f_s = 60Hz$

Filtre actif : $C_{dc} = 2400\mu F$, $L_f = 1mH$

Charge : $l_l = 10mH$, $r_l = 25\Omega$

Puissance apparente de la charge : $S_L = 275VA$

Tension de sortie du filtre actif : $V_{dc} \approx 105V$

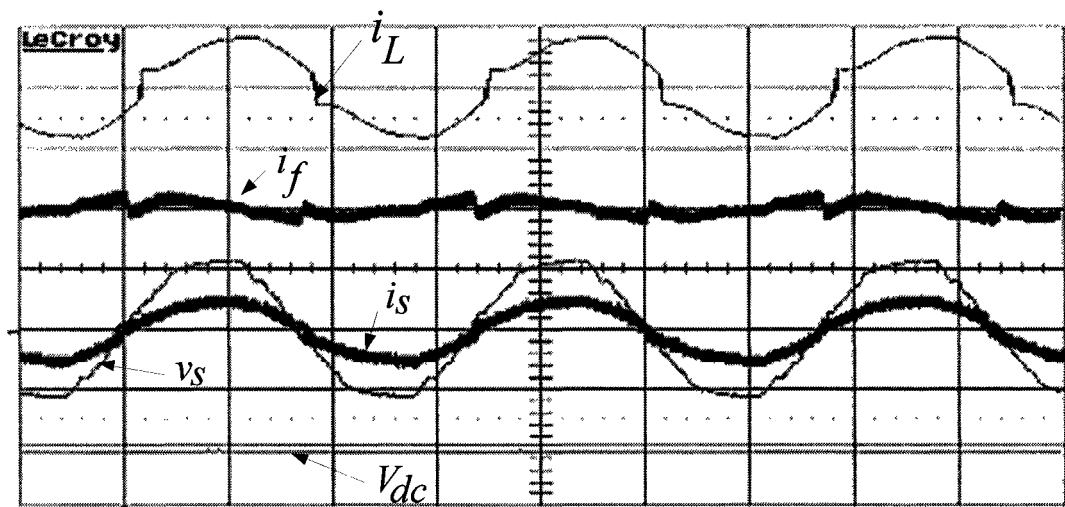


Figure 151 Commande bipolaire: (i_L :10A/div; i_s :20A/div; v_s : 50V/div; V_{dc} : 100V/div)

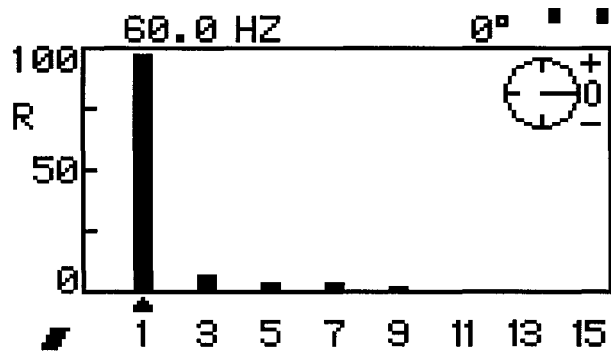


Figure 152 Spectre harmonique du courant de charge (THD=19%)

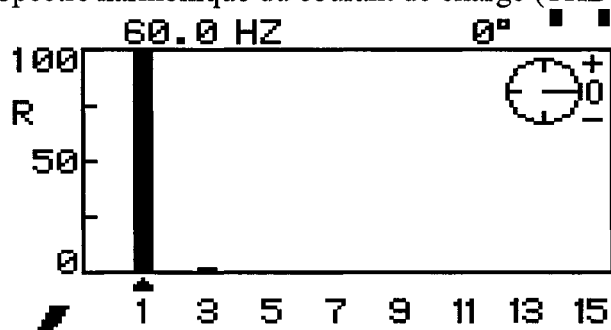


Figure 153 Spectre harmonique du courant de source (THD=3.5%)

Avec perturbation de 50% de la charge

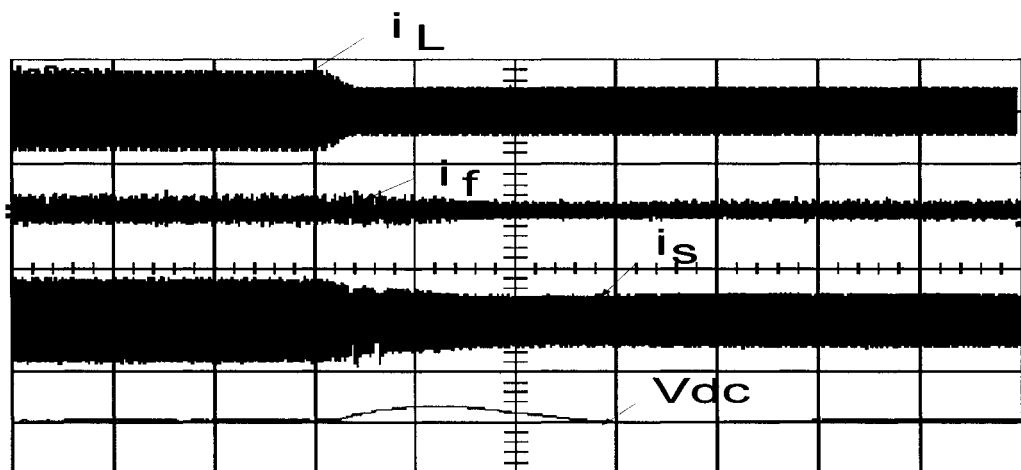


Figure 154 Allures durant la perturbation de la charge

Interprétation

Les résultats expérimentaux nous montrent que la tension d'alimentation et le courant de source sont en phase, ce qui en résulte un facteur de puissance unitaire. Le taux de distorsion harmonique courant de source est de 3.5% et le TDH du courant de charge est de 19%. Le régulateur PI régule parfaitement la tension du bus dc, assure une erreur statique nulle et un temps de réglage $t_r=0.3s$.

5.2.2 Filtre actif monophasé avec commande unipolaire

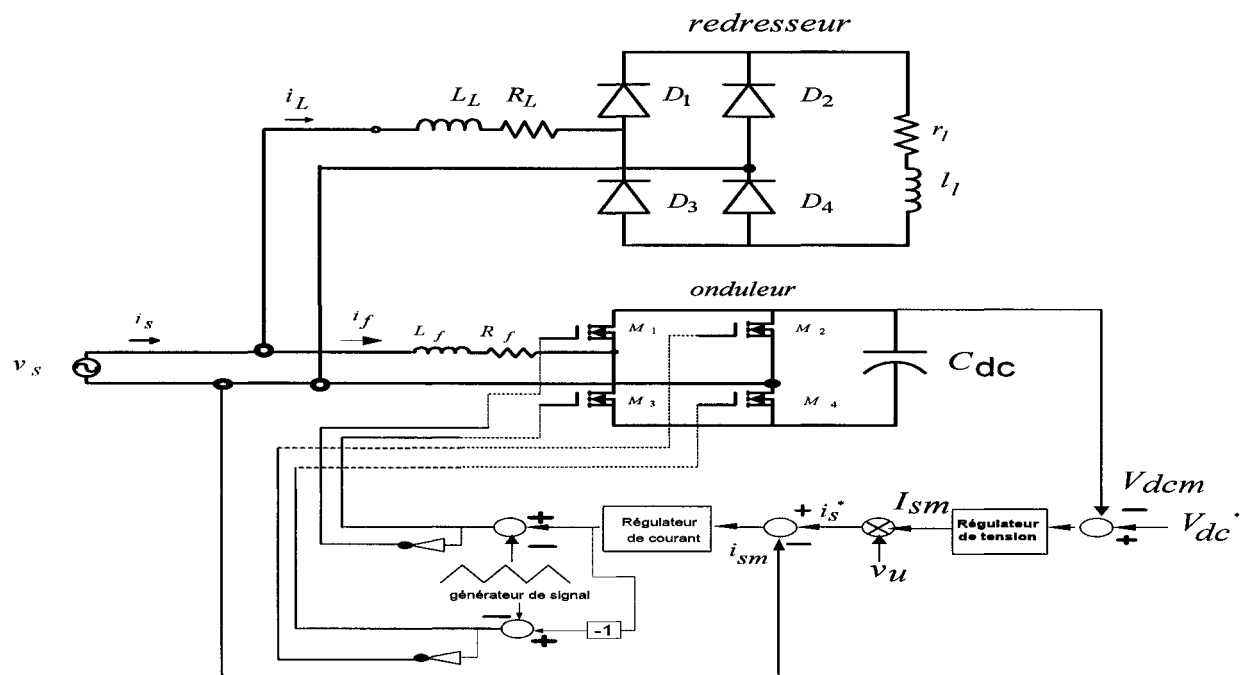


Figure 155 Schéma du filtre actif avec commande unipolaire

5.2.2.1 Résultats expérimentaux

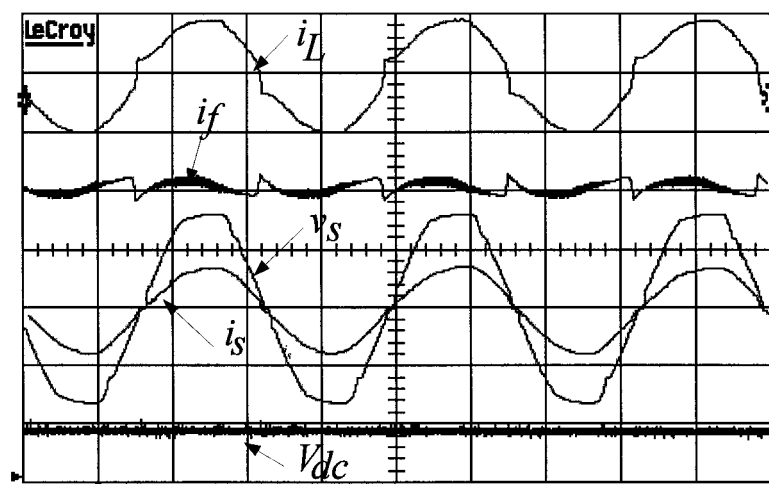


Figure 156 Commande unipolaire

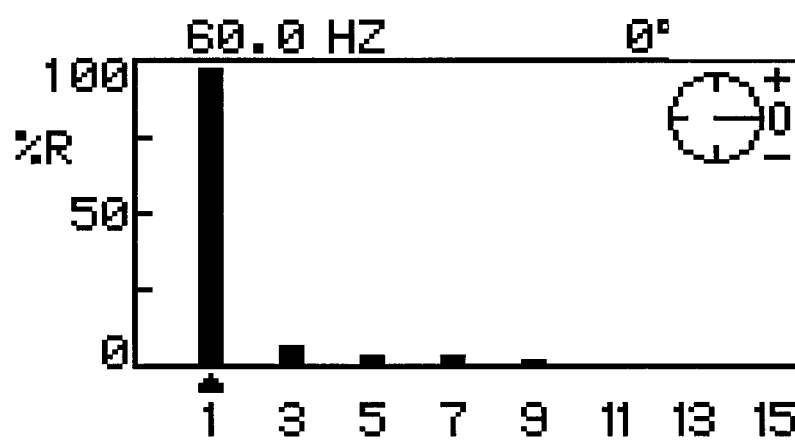


Figure 157 Spectre harmonique du courant charge (THD=19%)

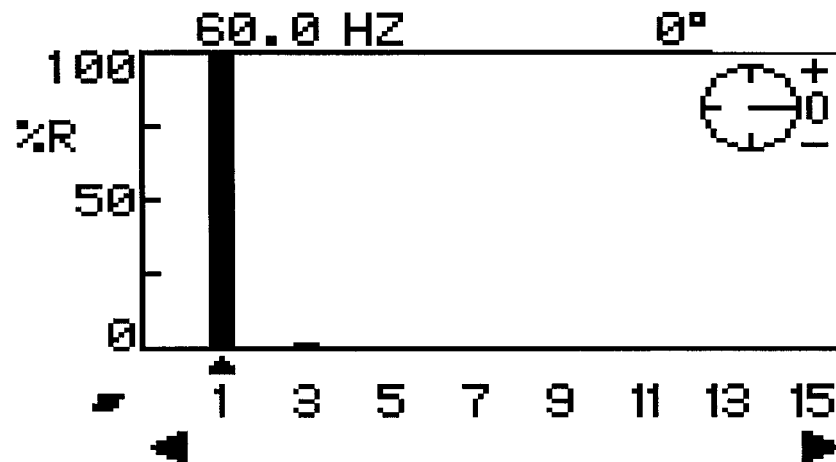


Figure 158 Spectre harmonique du courant source (THD=2.9%)

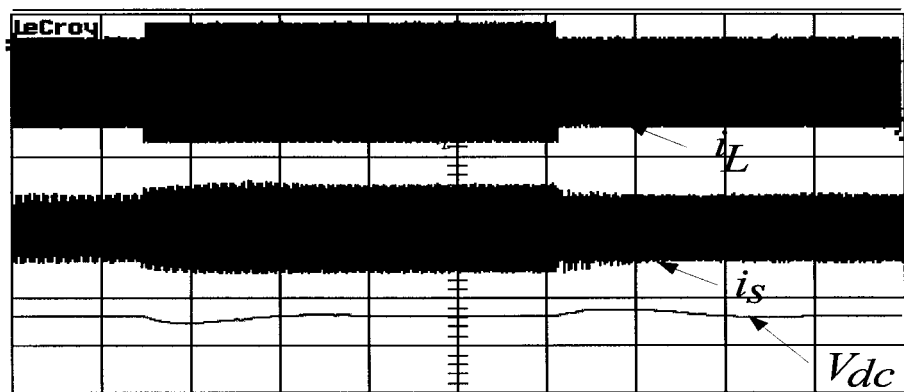


Figure 159 Allures durant la perturbation de la charge

Interprétation

Les résultats expérimentaux nous montrent que la tension d'alimentation et le courant de source sont en phase, ce qui en résulte un facteur de puissance unitaire. Le taux de distorsion harmonique du courant de source est de 2.9% et le TDH du courant de charge est de 19%. Le régulateur PI régule parfaitement la tension du bus dc, assure une erreur statique nulle et un temps de réglage $t_r=0.3s$.

5.2.3 Filtre passif seul

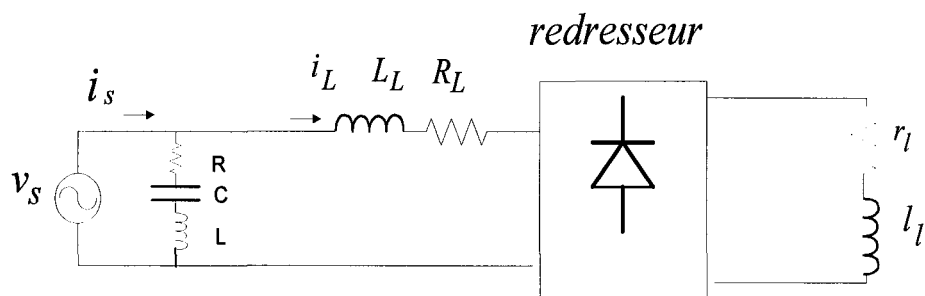


Figure 160 Schéma du filtre passif

Paramètres de simulation

Source : $v_s = \frac{55}{\sqrt{2}} V$

Charge : $r_l = 25\Omega$, $l_l = 10mH$

Filtre passif : $L = 26mH$, $C = 30\mu F$

Inductance et résistance de ligne : R_L, L_L

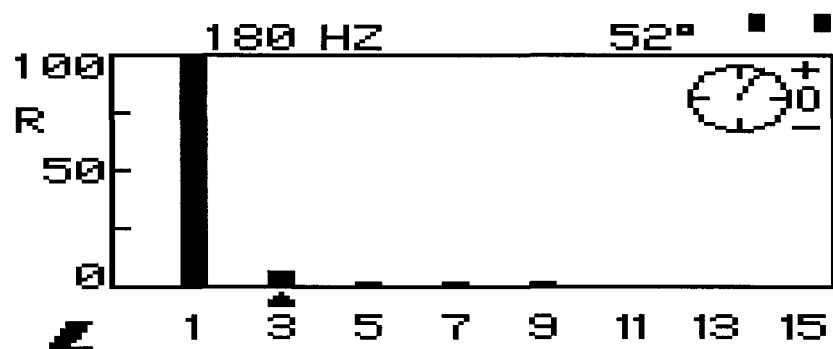


Figure 161 Spectre harmonique du courant source (avant compensation)

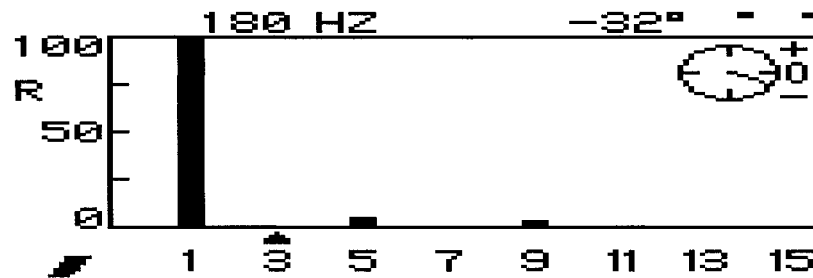


Figure 162 Spectre harmonique du courant source (après compensation)

Interprétation

A partir des résultats expérimentaux des spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation, nous montrons que le filtre passif a effectivement éliminé la 3^{ème} harmonique, mais a amplifié légèrement les autres harmoniques.

5.2.4 Filtre hybride avec commande bipolaire

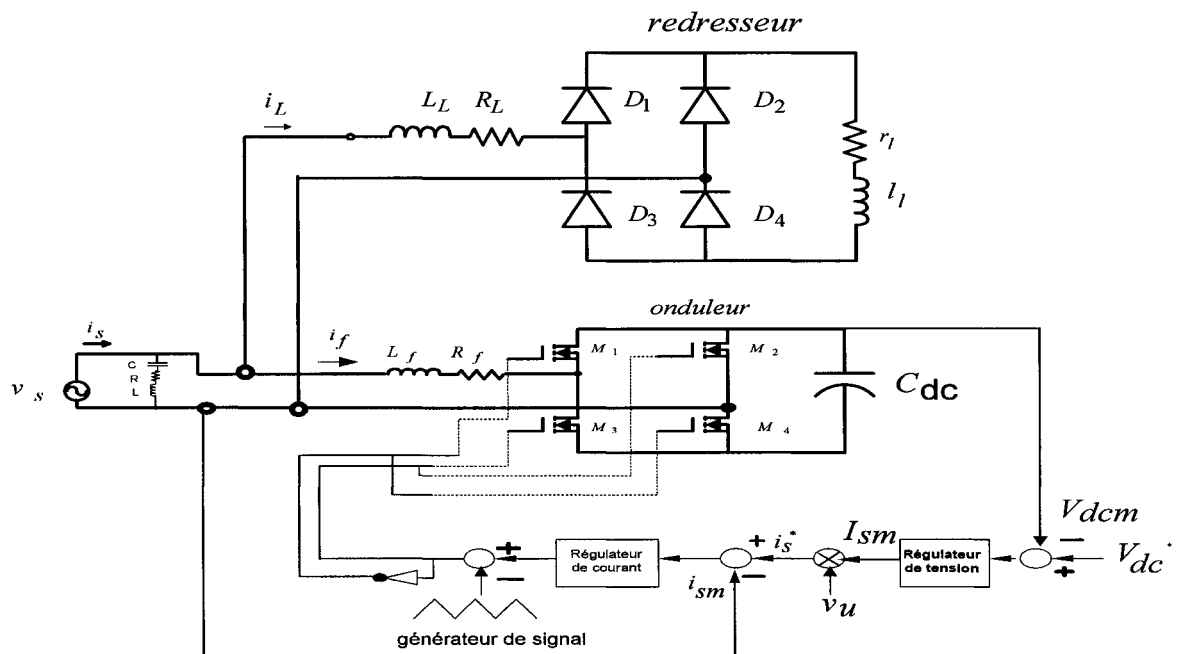


Figure 163 Schéma du filtre hybride avec commande bipolaire

5.2.4.1 Résultats expérimentaux

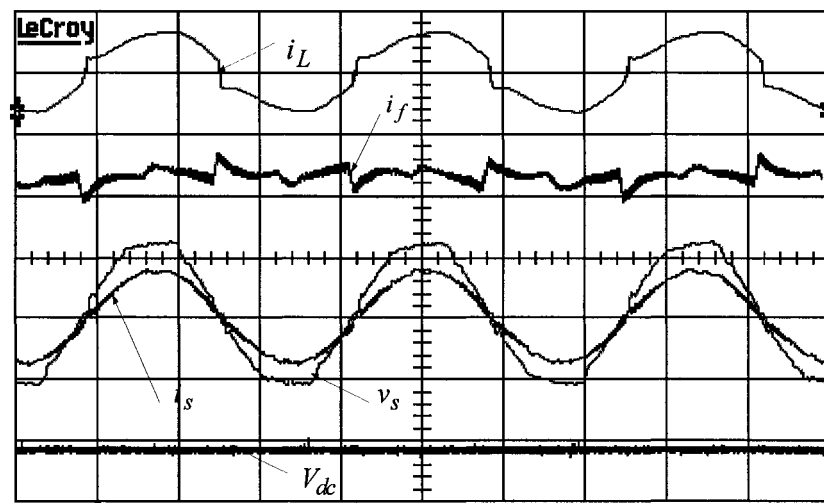


Figure 164 Commande unipolaire (filtre hybride) : (i_L :10A/div; i_s :20A/div; v_s : 50V/div; V_{dc} : 100V/div)



Figure 165 Spectre harmonique du courant source (THD=1.9%)

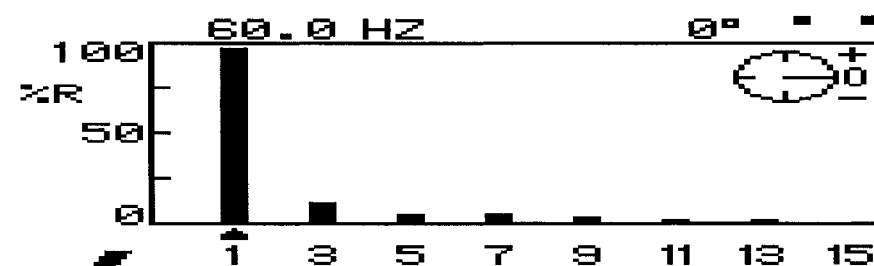


Figure 166 Spectre harmonique du courant de charge (THD=19%)

Interprétation

On remarque que la tension d'alimentation et le courant de source sont en phase, le taux harmonique de distorsion est de 1.9% du courant de source et le THD du courant de charge est de 19%. Le régulateur PI régule parfaitement la tension du bus dc, assure une erreur statique nulle et un temps de réglage $t_r=0.3s$.

5.2.5 Filtre hybride avec commande unipolaire

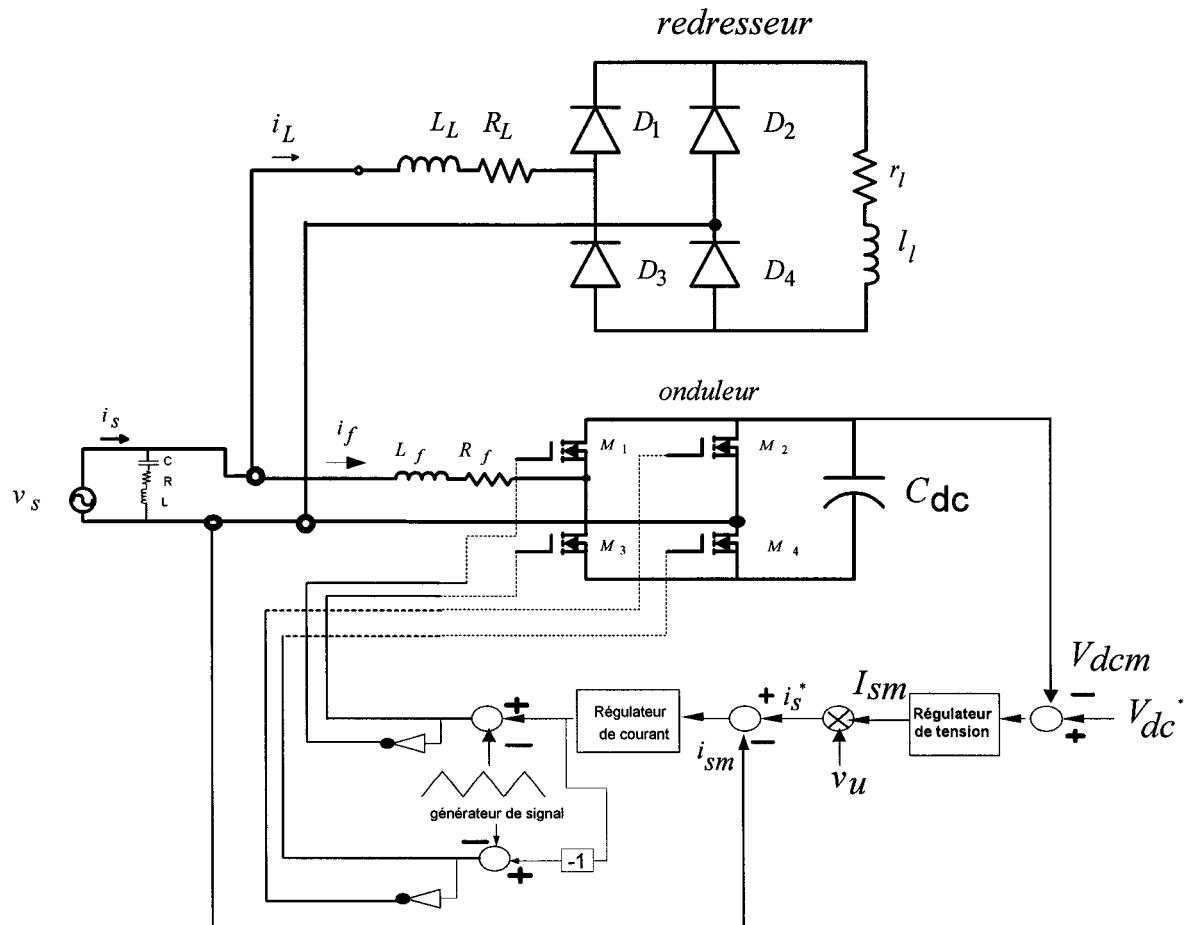


Figure 167 Schéma du filtre hybride avec commande unipolaire

5.2.5.1 Résultats expérimentaux

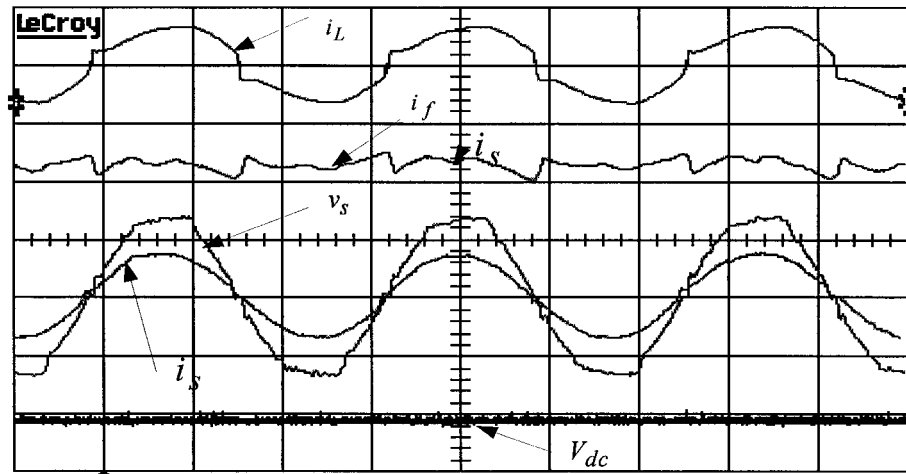


Figure 168 Commande bipolaire (filtre hybride) : (i_L :10A/div; i_s :20A/div; v_s : 50V/div; V_{dc} : 100V/div)

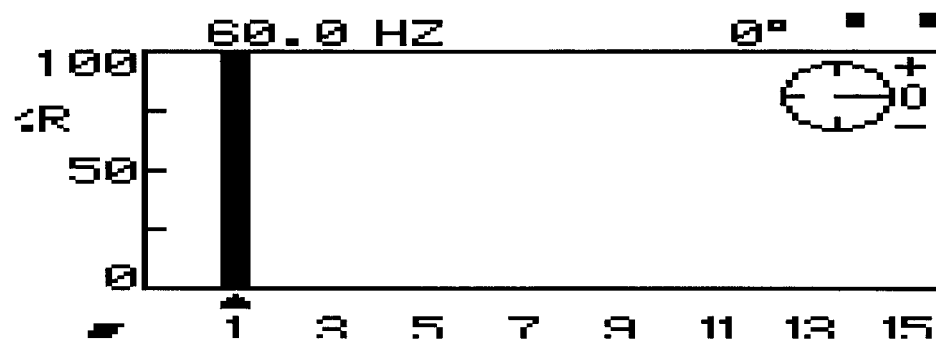


Figure 169 Spectre harmonique du courant source (THD=1.5%)

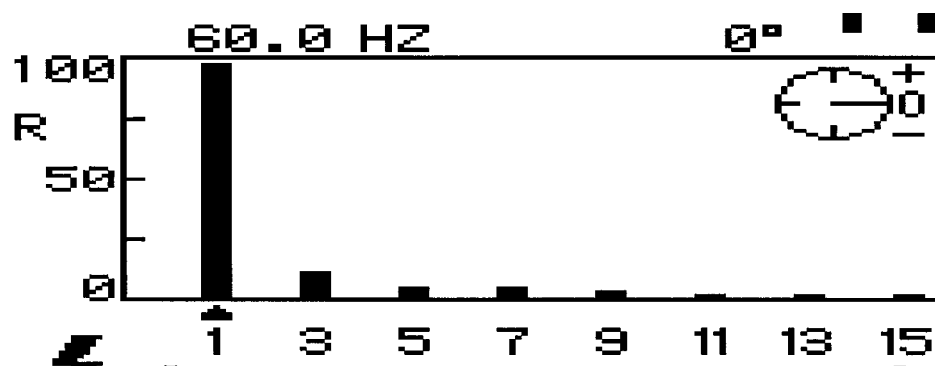


Figure 170 Spectre harmonique du courant charge (THD=19%)

Interprétation

On remarque que la tension d'alimentation et le courant de source sont en phase, le taux harmonique de distorsion est de 1.5% du courant de source et le THD du courant de charge est de 19%. Le régulateur PI régule parfaitement la tension du bus dc, assure une erreur statique nulle et un temps de réglage $t_r=0.3s$.

5.2.6 Conclusion

De ces résultats expérimentaux, on remarque que la tension d'alimentation est en phase avec le courant de source et ceci pour les deux types de commande utilisée. Pour ce qui est des performances, on remarque que le filtrage hybride présente le meilleur taux de distorsion harmonique du courant de source, ceci peut s'expliquer par la meilleure qualité de la tension v_c du point de vue harmonique.

Tableau XII

Comparaison des différentes techniques de commande

Méthodes	Filtres Actif (commande bipolaire)	Filtres Actif(commande unipolaire)	Filtres hybride (commande bipolaire)	Filtres hybride (commande unipolaire)
THD du courant de source	3.5%	2.9%	1.9%	1.5%
Temps de réglage	0.3s	0.3s		
Dépassement	19.04%	14.28%		

CONCLUSION

Dans le cadre de ce travail de recherche, une étude a été consacrée aux améliorations des performances des filtres actifs parallèles en développant des algorithmes de commande. L'utilisation du filtre actif permet de compenser les courants harmoniques et la puissance réactive. La technique de commande indirecte du courant du filtre est proposée pour le filtre actif monophasé et les deux types de commande (indirecte et directe) sont proposés pour le filtre actif triphasé.

Afin de tester les performances du système en terme de stabilité et de régulation de la tension du bus dc, nous avons étudié trois types de régulateurs (PI, Flou type Sugeno et Flou optimisé). Une étude comparative entre les trois régulateurs en terme de suivi de la consigne et de l'erreur engendrée, a montré que les trois méthodes sont performantes pour la régulation de la tension V_{dc} à la sortie du filtre. L'erreur en régime permanent est maintenue à zéro pour les trois régulateurs sus cités. Néanmoins une différence se situe dans les performances dynamiques (temps de réglage et dépassement).

Les simulations effectuées à l'aide du logiciel MALAB pour les trois types de régulateurs, ont permis de valider les algorithmes de commande pour la compensation des harmoniques et de la puissance réactive. La tension d'alimentation et le courant de source sont parfaitement en phase, leurs THD respectives sont donnés comme suite :

Une réalisation pratique a été effectuée au laboratoire de la chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie électrique et électronique de puissance. Les essais expérimentaux confirment et valident les résultats de simulation. Le régulateur PI a été implanté, dans le but de tester les performances dynamique et statique de ce régulateur, une perturbation de la charge a été initiée.

ANNEXE 1

DÉCOMPOSITION SPECTRALE DES TENSIONS (v_{c1} et v_{c2}) À L'ENTRÉE DE L'ONDULEUR

La décomposition spectrale de v_{c1} et v_{c2} est: $k=2i+1$

$$\left\{ \begin{aligned} v_{c1} = & V_{dc} \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin w_s t \\ & + \sum_{i=0} \frac{4V_{dc}}{(2i+1)\pi} \left\{ (-1)^i \left[\sum_{j=0} \frac{a_{2j}}{2} [\cos((2i+1)w_d + 2jw_s)t + \cos((2i+1)w_d - 2jw_s)t] \right] \right\} \\ & + \sum_{i=1} \frac{2V_{dc}}{i\pi} \left\{ (-1)^i \left[\sum_{j=0} \frac{\delta_{(2j+1)}}{2} [\sin(2iw_d + (2j+1)w_s)t - \sin(2iw_d - (2j+1)w_s)t] \right] \right\} \end{aligned} \right. \quad (A1.1)$$

$$\left\{ \begin{aligned} v_{c2} = & V_{dc} \frac{\hat{\beta}}{\hat{m}} \sin w_s t \\ & + \sum_{i=1} \frac{2V_{dc}}{i\pi} \left\{ (-1)^i \left[\sum_{j=0} \frac{\delta_{(2j+1)}}{2} [\sin(2iw_d + (2j+1)w_s)t - \sin(2iw_d - (2j+1)w_s)t] \right] \right\} \end{aligned} \right. \quad (A1.2)$$

ANNEXE 2

CARTE ÉLECTRONIQUE DE COMMANDE DU FILRE ACTIF MONOPHASÉ

Le régulateur proportionnel intégral (PI) est donné par :

$$\frac{e(s)}{u(s)} = \frac{1 + T_n * s}{s * T_i} \quad (\text{A2.2})$$

Les constantes de temps du régulateur calculées précédemment sont :

$$T_{iv} = 0.0745$$

$$T_{nv} = 0.032$$

Pour la réalisation pratique, le schéma électronique du régulateur de tension est :

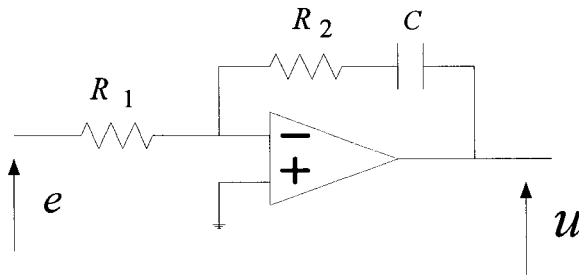


Figure 172 Schéma électronique d'un régulateur de tension

$$\frac{e(s)}{u(s)} = \frac{R_2 + \frac{1}{jCw}}{R_1} = \frac{R_2 jCw + 1}{R_1 jCw} = \frac{1 + T_n * s}{s * T_i}$$

$$T_n = R_2 C$$

$$T_i = R_1 C$$

posons $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$

$$C = \frac{T_{nv}}{R_2} = 0.25 \mu\text{F}$$

$$R_1 = \frac{T_{iv}}{C} = 6.8 \text{ k}\Omega$$

C. Régulateur de courant

La fonction de transfert du réglage du courant du filtre est :

$$G_i(s) = \frac{V_{dc}}{s * L_f} \quad (\text{A2.3})$$

Fonction de transfert du régulateur de courant :

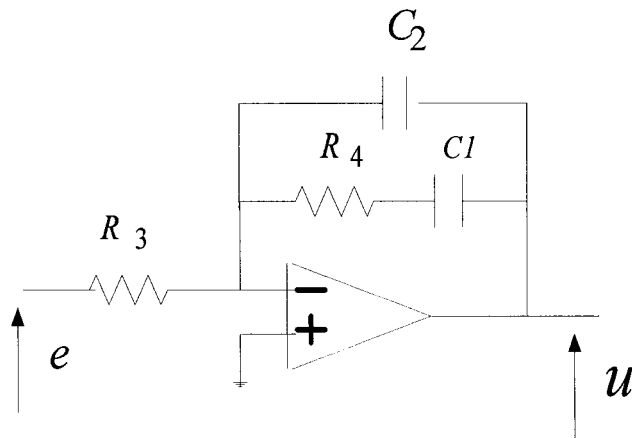


Figure 173 Schéma électronique d'un régulateur de courant

$$\frac{e(s)}{u(s)} = \frac{-(1 + sT_1)}{sT_2(1 + sT_3)} = \frac{(1 + s * 0.00018)}{s * 61 * 10^{-4} * (1 + s * 2 * 10^{-5})} \quad (\text{A2.4})$$

Avec :

$$T_1 = R_4 * C_1$$

$$T_2 = R_3 * (C_1 + C_2)$$

$$T_3 = R_4 * \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2}$$

Application :

$$V_{dc} = 105 \text{ V}$$

$$L_f = 1 \text{ mH}$$

$$R_4 = 34.61 \text{ k}\Omega ; R_3 = 68.82 \text{ k}\Omega ; C_1 = 2.2 \text{ nF} ; C_2 = 270 \text{ pF}$$

$$T_1 = 76.16 * 10^{-6} \text{ s}$$

$$T_2 = 170 * 10^{-6} \text{ s}$$

$$T_3 = 4.76 * 10^{-6} \text{ s}$$

D. Multiplicateur

Le circuit intégré MPY634 permet de faire une multiplication entre le vecteur unitaire de la tension d'alimentation et la sortie du régulateur de tension

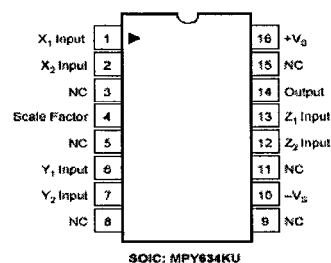


Figure 174 Les pins configuration Circuit intégré MPY634

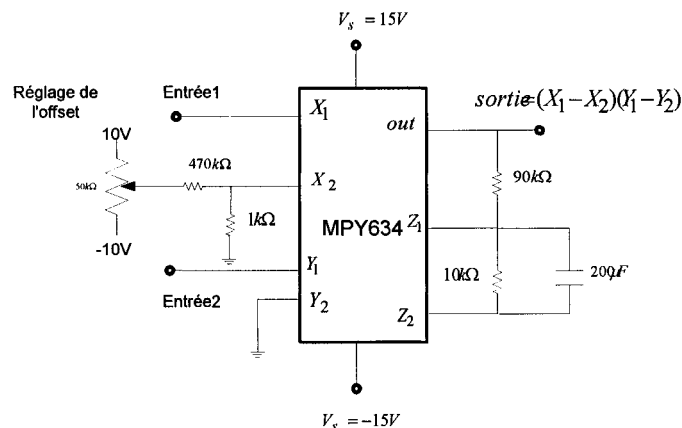


Figure 175 Schéma du MPY634 pour le réglage de l'offset

E. Circuit de verrouillage de boucle de phase

Le MAX038 est un générateur de fonction haute fréquence, produit des signaux triangulaires, sinusoïdale, carrés,...

Il contient un TTL/CMOS détecteur de phase et peut être utilisé comme boucle de verrouillage de phase, qui synchronise sa sortie avec un signal externe. Le taux harmonique de distorsion est aussi ajustable, le schéma est donné à la figure 177.

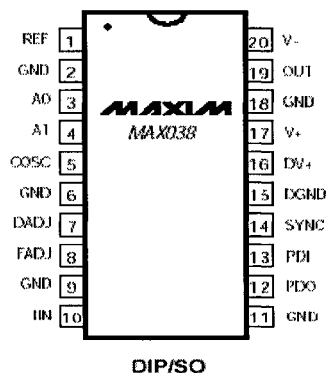


Figure 176 Les pins configuration du circuit intégré MAX038

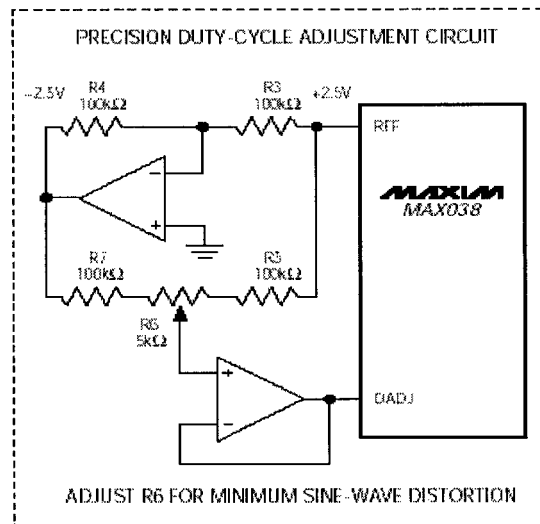


Figure 177 schéma d'ajustement de la THD

Le schéma de branchement du MAX038 comme boucle de verrouillage de phase (PLL) est donné à la figure 178

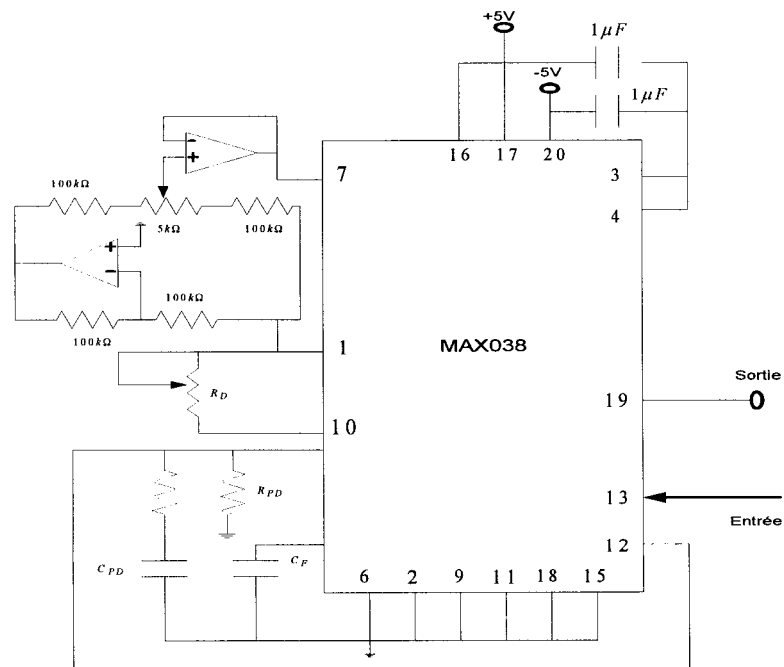


Figure 178 Boucle de verrouillage de phase (PLL)

Le MAX038 est un générateur de fonction haute fréquence, produit des signaux triangulaire, sinusoïdale, carrés,...

Il contient un TTL/CMOS détecteur de phase et peut être utilisé comme boucle de verrouillage de phase, qui synchronise sa sortie avec un signal externe.

Le calcul de la résistance R_D est donnée par :

$$R_D = \frac{(V_{REF} - V_{DADJ})}{I_{in}} \quad (A2.5)$$

Avec

$$V_{REF} = 2.5V$$

$$-2.3V \leq V_{DADJ} \leq 2.3V$$

$$2\mu A \leq I_{in} \leq 250\mu A$$

V_{DADJ} Permet d'ajuster le rapport cyclique, pour $V_{DADJ} = 0$ le rapport cyclique est égale à 50%, le rapport cyclique peut varier de 15% à 85%.

Pour notre cas, on désire avoir un rapport cyclique de 50%, imposant un courant, et calculons la valeur de R_D .

$$R_D = \frac{(2.5 - 0)}{250 * 10^{-6}} = 10k\Omega$$

La fréquence de l'oscillateur est régie par l'équation : $f = \frac{V_{in}}{R_D * C_F}$ (A2.6)

Avec

$$2mV \leq V_{in} \leq 7.5V$$

On désire que la fréquence centrale soit $f=60\text{Hz}$, Les valeurs de C_F probable sont :

$$3.33nF \leq C_F \leq 12.5\mu F$$

Pour fixer la fréquence centrale, il suffit de choisir une capacité comprise entre $3.33nF$ et, et de faire varier la résistance R_D .

F. Circuit du générateur du circuit triangulaire

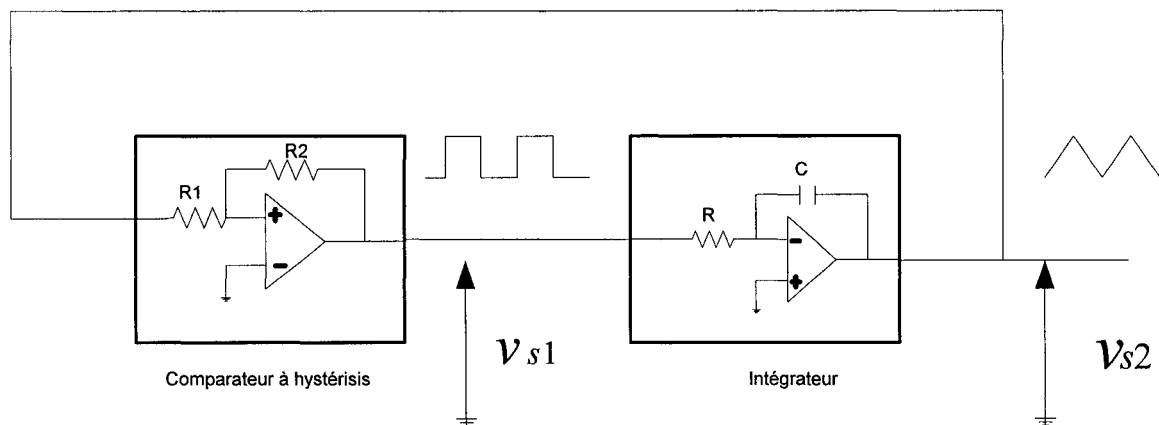


Figure 179 Schéma électronique d'un générateur de signaux triangulaire

On veut que le signal triangulaire varie entre $-5V$ et $+5V$ et avec une fréquence variant de 5kHz à 20kHz , pour cela on doit déterminer les valeurs de R_1 , R_2 , R et C pour remplir cette tâche.

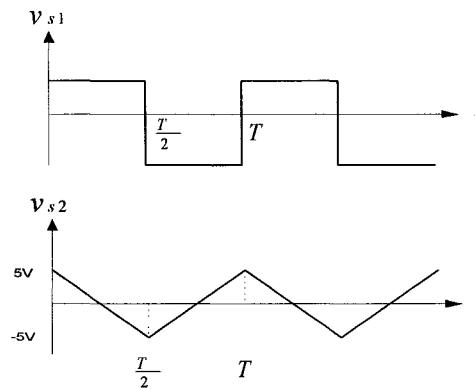


Figure 180 Signaux de sortie du générateur de fonction

$$V_{s2} = -\frac{V_{cc}}{R \cdot C} * t + \frac{R_1}{R_2} * V_{cc} \quad (\text{A2.7})$$

$$\text{La période du signal triangulaire est } T = 4 * \frac{R_1 * R}{R_2} * C \quad (\text{A2.8})$$

On veut que le signal triangulaire oscille entre -5V et $+5\text{V}$, dans ce cas

$$\frac{R_1}{R_2} * V_{cc} = 5\text{V}$$

$$V_{cc} = 15\text{V} \quad \longrightarrow \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{3} \quad \longrightarrow \quad \begin{cases} R_1 = 9\text{k}\Omega \\ R_2 = 27\text{k}\Omega \end{cases}$$

Déterminons R et C pour que la fréquence varie entre 5kHz et 20kHz

$F = 5\text{ kHz}$ correspond à $T_{\max} = 200\mu\text{s}$

$F = 20\text{ kHz}$ correspond à $T_{\min} = 50\mu\text{s}$

$$R_{\max} = T_{\max} \frac{R_2}{4CR_1} = 200 \times 10^{-6} * \frac{27 \times 10^3}{4 \times 10^{-9} \times 9 \times 10^3} = 150 k\Omega$$

$$R_{\min} = T_{\min} \frac{R_2}{4cR_1} = 50 \times 10^{-6} \frac{27 \times 10^3}{4 \times 10^{-9} \times 9 \times 10^3} = 37.5 k\Omega$$

G. Circuit de délai

Le retard dans les impulsions de commande du même bras de l'onduleur permet d'éviter des courts circuits. Le principe du retard est généré par la charge et la décharge à travers le condensateur C, puis ce signal sera soumis aux deux portes logiques inverseuses.

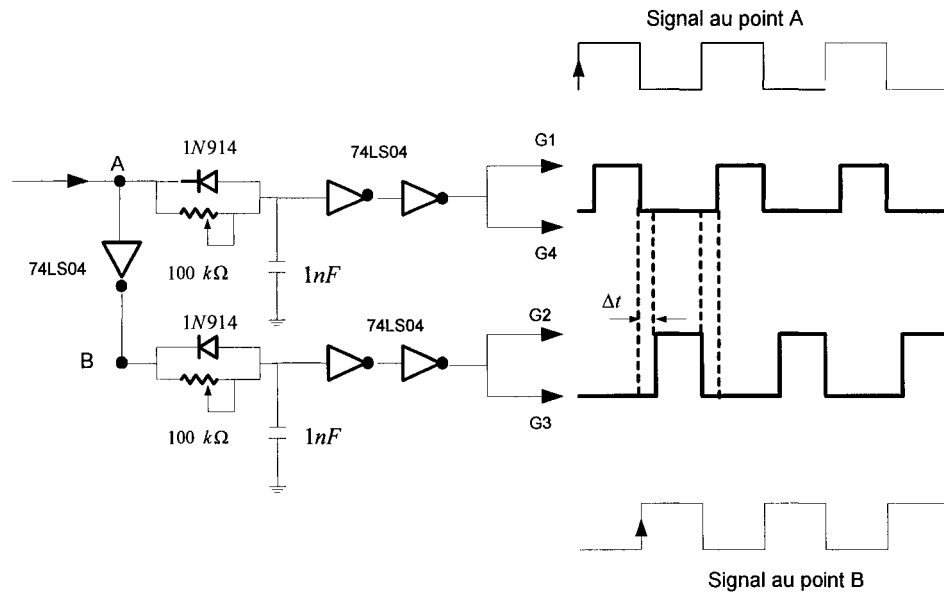


Figure 181 Schéma électronique pour générer les délais

H. Choix des interrupteurs de puissance

Pour le choix des interrupteurs de puissance, calculons le courant maximal et la tension maximale que doit supporter chaque interrupteur.

H.1 Courant :

Comme on l'a déjà vu le rapport des puissances apparentes de la charge non linéaire et du filtre actif est donné par :

$$\frac{S_f}{S_L} = 0.31$$

Avec

$$S_L = V_{seff} * I_L$$

$$S_f = V_{seff} * I_h$$

$$\frac{V_{seff} * I_L}{V_{seff} * I_h} = 0.31 \quad \Longrightarrow \quad I_h = 0.31 * I_{Lf} \quad (A2.9)$$

$$\text{Pour } I_L = 5A \quad \Longrightarrow \quad I_h = 1.55A$$

Le courant maximal que doit supporter l'interrupteur est $I_{h\max} = 1.55\sqrt{2} = 2.19A$

b-tension :

Comme on l'a vu, la tension maximum entre les bras (deux interrupteurs) de l'onduleur est $2 * V_{s\max} = 2 * 55 = 110V$

Donc un seul interrupteur, doit supporter au moins 55V

En résumé, par mesure de sécurité on choisira des interrupteurs supportant un courant $2 \times 2.19 = 4.38\text{A}$ et une tension de $2 \times 55 = 110\text{V}$

I. Circuit d'aide à la commutation

Une protection des interrupteurs contre les surtensions engendrées lors des commutations rapides des courants. Le circuit d'aide à la commutation se compose d'une diode D, d'une résistance R et d'une capacité C, le schéma est donné en figure ci dessous. [18]

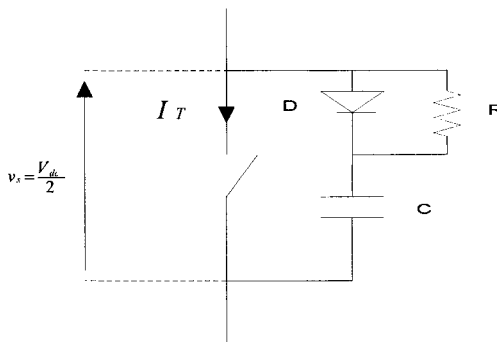


Figure 182 Schéma d'implantation d'un circuit d'aide à la commutation

I.1 Principe de fonctionnement

A l'ouverture de l'interrupteur le condensateur se charge à travers la diode D et se décharge à travers R lorsque le transistor est saturé.

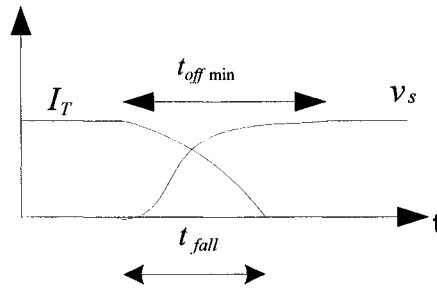


Figure 182 allures aux bornes de l'interrupteur lors de son ouverture

Lors de l'ouverture de l'interrupteur :

$$v_s = v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \quad (\text{A2.10})$$

La pente de la droite est : $a = \frac{i_T}{t_{fall}}$

$$\text{L'équation de la droite : } i_c = \frac{i_T}{t_{fall}} * t \quad (\text{A2.11})$$

En remplaçant l'expression de i_c dans (A.11), on aura $v_s = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{i_T}{t_{fall}} * t dt$

$$v_s = \frac{i_T}{2 * C * t_{fall}} * t^2 \quad (\text{A2.12})$$

$$t_{off \min} = t_{fall} + t_d \quad (\text{A2.13})$$

Durant ce temps, tout le courant est dérivé dans C

$$Q_c = C * v_s = I_T * t_{fall}$$

L'équation (A.12) devient à $t = t_{off \min}$

$$v_s = \frac{i_T}{2 * C * t_{fall}} * t_{off \min}^2 = \frac{V_{dc}}{2} \implies C = \frac{I_T * t_{off \min}}{V_{dc} / 2} \quad (A2.14)$$

La résistance du circuit d'aide à la commutation empêche la décharge du condensateur de dépasser le courant maximal de l'interrupteur.

$$t_{off \min} \geq 5 * R * C \quad (A2.15)$$

Pour $I_T = 5A$, $t_{off \min} = 484ns$, $V_{dc} = 105V$

$$C = 46.09nF, R = 2.10\Omega$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Philippe BRE M“les différentes solutions de réduction des harmoniques ” ABB AUTOMATION
- [2] IEEE -519. (1992). IEEE Recommended Practices and requirements for Harmonic Control in Electric Power systems
- [3] Xu, J.H.; Lott, C.; Saadate, S.; Davat, B, “Simulation and experimentation of a voltage source active filter compensating current harmonics and power factor”, Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on ,Volume: 1 5-9 Sept. 1994 Pages:411 - 415 vol.1.
- [4] Hsu, C.Y.; Wu, H.Y , “A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity”, Electric Power Applications, IEE Proceedings-,Volume: 143 , Issue: 1 , Jan. 1996 Pages:25 – 30.
- [5] Pottker, F.; Barbi, I, “Power factor correction of non-linear loads employing a single phase active power filter: control strategy, design methodology and experimentation”, Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE ,Volume: 1 , 22-27 June 1997 Pages:412 - 417 vol.1
- [6] Singh, B.N.; Chandra, H.; Al-Haddad, K.; Singh, B, “Fuzzy control algorithm for universal active filter”, Power Quality '98 , 1998 Pages:73 – 80
- [7] Singh, B.N.; Chandra, A.; Al-Haddad, K. “Performance comparison of two current control techniques applied to an active filter” Harmonics And Quality of Power, 1998. Proceedings. 8th International Conference on ,Volume: 1 , 14-16 Oct. 1998 Pages:133 - 138 vol.1.
- [8] Singh, B.; Al-Haddad, K.; Chandra, A, “A universal active power filter for single phase reactive power and harmonic compensation”, Power Quality '98 , 1998 Pages:81 - 87
- [9] Singh, B.; Al-Haddad, K.; Chandra, A, “A new control approach to three-phase active filter for harmonics and reactive power compensation”, Power Systems, IEEE Transactions on ,Volume: 13 , Issue: 1 , Feb. 1998 Pages:133 - 138
- [10] Pottker de Souza, F.; Barbi, I, “Single-phase active power filters for distributed power factor correction”, Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual ,Volume: 1 , 18-23 June 2000 Pages:500 - 505 vol.1

- [11] Chandra, A.; Singh, B.; Singh, B.N.; Al-Haddad, K , “An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power factor correction, and balancing of nonlinear loads”, Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 15 , Issue: 3 , May 2000 Pages:495 – 507
- [12] Dell'Aquila, A.; Delvino, G.; Liserre, M.; Zanchetta, P. “A new fuzzy logic strategy for active power filter Power Electronics and Variable Speed Drives”, Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 475) , 18-19 Sept. 2000 Pages:392 - 397
- [13] Labben-Ben Braiek, M.; Fnaiech, F.; Al-Haddad, K.; Yacoubi, L, “Comparison of direct current control techniques for a three-phase shunt active power filter” , Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on , Volume: 4 , 8-11 July 2002 Pages:1217 - 1222 vol.4
- [14] Rahmani, S.; Al-Haddad, K.; Fnaiech, F, “Bipolar reference for pwm control of a single-phase shunt hybrid power filter”, Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on , Volume: 1 , June 9-11, 2003 Pages:401 – 406
- [15] Singh, B.N., “Sliding mode control technique for indirect current controlled active filter”, IEEE Region 5, 2003 Annual Technical Conference , 11 April 2003 Pages:51 – 58
- [16] J. Wesley.Hines “Fuzzy and Neural Approaches in engineering” Copyright 1997 by John Wiley & Sons, Inc
- [17] M J Patyra, D M Mlynek “Fuzzy logic implementation and application” New York, N .Y. : J.Wiley and Sons, c1996, États-unis, ISBN 0-471-95059-9 LC 95-45241
- [18] Driankov.Dimiter, Hellendoom.Hans,Reinfrank .Michael “An Introduction to Fuzzy Control”, New York, N.Y. : Springer-Verlag , c1993
- [19] George J.Wakileh “Fundamental, Analysis and Filter Design” New York 2001
- [20] Loubna Yacoubi “Contribution à l'étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non polluants : Application du convertisseur trois-niveaux à point neutre”, thèse de doctorat présentée à l'École de Technologie Supérieure de Montréal comme exigence partielle de doctorat en génie Ph.D. 2004
- [21] Hansruedi Buhler “Électronique de réglage et de commande”, Paris,Dunod, c1987

- [22] A. Hamadi and K. Al Haddad, P.J. Lagacé and A. Chandra “Indirect current control techniques of Three Phase APF Using Fuzzy Logic and Proportional Integral Controller Comparative Analysis” IEEE-International Conference Harmonics and quality of power, Lake Placid New York.