

**UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

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

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

**PAR  
SALMA AIT FARES**

**RÉSEAU DE NEURONES ADALINE POUR L'ESTIMATION DES  
HARMONIQUES POUR LA COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF**

**Juin 2003**

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

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

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

# REMERCIEMENTS

C'est une habitude saine que de remercier au début d'un tel travail tous ceux qui, plus ou moins directement, ont contribué à le rendre possible. C'est avec mon enthousiasme le plus vif et le plus sincère que je voudrais rendre mérite à tous ceux à leur manière m'ont aidé à mener à bien ce mémoire. Je désire alors exprimer ma profonde gratitude et reconnaissance.

À mon directeur de recherche le professeur Éloi NGANDUI pour la qualité de l'encadrement dont il m'a fait bénéficier, en particulier pour son attention, ses conseils et sa disponibilité dans le travail, la confiance qu'il m'a témoignée, le temps qu'il a consacré pour diriger ce mémoire.

À mon codirecteur le professeur Daniel MASSICOTTE pour l'intérêt permanent qu'il a manifesté à l'égard de ce travail, pour son aide significative qu'il a bien voulu me prodiguer et pour accepter de corriger ce mémoire.

Au professeur Pierre SICARD de m'avoir accueilli dans son équipe au sein de la Chaire de recherche Hydro-Québec sur la Puissance et l'Énergie Électrique (CPEE) et que ce projet a pu être réalisé grâce au soutien financier qu'on m'a offert.

Aux professeurs Xu Jianhong et Ahmed Cheriti d'avoir accepté de corriger ce mémoire. Au professeur Kodjo AGBOSSOU, directeur du Comité d'études de cycles supérieurs pour la révision de ce mémoire.

À Kamal pour toutes ses remarques mathématiques, les suggestions, les conseils amicaux. Cela m'a beaucoup encouragée; en un seul mot, merci pour son amitié précieuse.

À Meftah de m'avoir aidé dans la réalisation pratique et à tous mes professeurs, personnels et amis de l'UQTR.

J'aimerais dédier ce travail :

À ma mère, le soleil de ma vie,  
qui a sacrifié tant de son effort et de son temps pour  
assurer mon éducation et ma réussite. Je la dois  
beaucoup;

À mon père, pour ses précieux conseils;

À mon cher frère Mohammed, à mes chères et  
adorables sœurs Maryam, Siham et Wassima qui  
m'ont encouragé et soutenu durant ces années. Un  
grand Merci;

Et à tous mes proches ;

À l'âme de ma grand-mère qu'elle se repose au  
paradis

Dieu vous protège tous.

# RÉSUMÉ

---

## *Résumé*

Les techniques nouvelles liées à l'utilisation des composants de l'électronique de puissance permettent aux équipements électriques d'être toujours plus performants. Le nombre croissant de ces charges modernes non linéaires de l'électronique de puissance pose le problème de la réduction des perturbations sur le réseau d'alimentation électrique. En effet les courants et les tensions qu'ils sont amenés à consommer durant leur utilisation sont très souvent non-sinusoïdaux. Ces perturbations ont pour conséquence de modifier l'onde de tension ou de courant qui peut se répercuter sur une dégradation du facteur de puissance et ou d'une génération de courant et de tension alternatifs de fréquences différentes de celle du fondamental appelés harmoniques.

Par conséquent, les déformations du courant et de la tension peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques et engendrer des dysfonctionnements et une usure prématurée des matériels, comme les transformateurs, dans lesquels par exemple les harmoniques introduisent des pertes supplémentaires et peuvent conduire à la saturation du circuit magnétique et ainsi à un faible rendement.

Les distributeurs d'énergie se voient donc obliger d'imposer des normes et de se protéger contre ces perturbations des harmoniques. Il est donc possible de représenter le taux d'harmoniques émis, ainsi que l'action des filtres, afin de minimiser leur réduction. Plusieurs types de filtres actifs ont été développés afin d'atténuer les effets néfastes des distorsions harmoniques sur les équipements électriques. La technique de filtrage actif consiste à injecter dans le réseau l'opposée de la distorsion harmonique de courant. Les stratégies de commande des filtres actifs dans le domaine fréquentiel reposent sur l'extraction des composantes harmoniques des courants de ligne. L'analyse et l'estimation du contenu harmonique en temps réel, sont devenues importantes. Parmi les algorithmes conventionnels destinés à la détection des harmoniques, nous retrouvons: La Transformée de Fourier rapide (FFT); la Transformée de Fourier Discrète Récursive (TFDR); le Filtre de Kalman.

Ces méthodes présentent des inconvénients au niveau de la réponse de l'estimation en temps réel, au niveau de la complexité arithmétique et au niveau de l'estimation de la fréquence du réseau. Nous comptons utiliser le réseau de neurones artificiel destiné à la détection des harmoniques vu qu'il présente une meilleure poursuite du contenu harmonique variant dans le temps, et une capacité incomparable pour l'identification des paramètres du système non linéaire.

Cette architecture du réseau de neurones artificiel est basée sur les différentes techniques d'adaptation; notamment les moindres carrés moyens stochastiques (LMSS), normalisés (LMSN), et les moindres carrés récursifs (RLS). Nous avons proposé une

adaptation hybride (HRLMS: Hybrid Recursive Least Mean Square) basée sur la combinaison entre la LMSN et la RLS afin de surmonter les imperfections de toutes ces adaptations précitées. Une étude comparative validée par simulation des ces différents algorithmes d'adaptation a été faite afin de présenter leur performance en terme de rapidité de convergence et de l'adaptativité aux variations de la fréquence fondamentale du réseau électrique.

D'après les résultats obtenus par simulation, nous avons observé que la HRLMS offre une meilleure poursuite des amplitudes et de la fréquence variables et une remarquable robustesse face à un bruit additif. Nous avons présenté par la suite les résultats de la compensation harmonique proposée par simulation dans l'environnement Power System BlockSet de Mathworks pour un circuit électrique. L'environnement de test permet d'étudier des installations électriques monophasée et triphasée. La compensation harmonique est réalisée en utilisant un filtre actif parallèle à structure de tension. Le dernier chapitre est consacré à la réalisation pratique de la compensation harmonique dans un réseau électrique monophasé en utilisant le système dSPACE de Mathworks. Les essais effectués montrent la bonne compensation harmonique aussi bien en régime établi que lors des variations de la charge et de la fréquence fondamentale du réseau.



# TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	i
DÉDICACES.....	ii
RÉSUMÉ.....	iii
TABLE DES MATIÈRES.....	vii
LISTE DES FIGURES .....	xii
LISTE DES TABLEAUX.....	xix
ABBREVIATIONS.....	xx
LISTE DES SYMBOLES .....	xxi
<b><i>INTRODUCTION</i></b> .....	1
I. Problématique de la recherche.....	3
II. Objectif de la recherche.....	4
III. Méthodologie de la recherche.....	4
<b><i>CHAPITRE 1</i></b> .....	6
<b><i>Perturbations de l'onde électrique</i></b> .....	7
1.1. Les perturbations de l'onde électrique .....	8
1.2. Perturbations harmoniques .....	13
1.2.1. Harmoniques .....	13
1.2.2. Sources d'harmoniques .....	13

1.2.3. Inter harmoniques .....	14
1.2.4. Infra harmoniques .....	15
1.3. Conséquences de la distorsion .....	16
1.3.1. Échauffement.....	17
1.3.2. Dysfonctionnement de certains équipements .....	17
1.3.3. Excitation des résonances .....	17
1.4. Filtres pour la compensation des harmoniques.....	18
1.4.1. Filtre passif .....	18
1.4.2. Filtre actif .....	21
1.5. Modélisation du réseau électrique étudié.....	26
1.5.1. Modélisation d'un système constitué d'une charge non linéaire monophasé et d'un filtre actif parallèle .....	26
1.5.2. Commande et caractéristiques d'un filtre actif monophasé.....	27
1.5.3. Stratégie de commande des filtres actifs .....	29
 <b>CHAPITRE 2.....</b>	 32
<b>Méthodes d'estimation des harmoniques.....</b>	<b>33</b>
2.1. Décomposition d'un signal périodique .....	34
2.2. Transformée de Fourier .....	37
2.2.1. Transformée de Fourier discrète .....	37
2.2.2. Transformation de Fourier rapide (FFT).....	38
2.2.3. Transformée de Fourier discrète récursive (TFDR) .....	39

2.3. Filtre adaptatif linéaire .....	43
2.3.1. Adaptation par les moindres carrés moyens stochastiques (LMSS) .....	44
2.3.2. Adaptation par les moindres carrés moyens normalisés (LMSN) .....	47
2.3.3. Adaptation par les moindres carrés récursifs (RLS) .....	47
2.4. Filtre de Kalman .....	50
2.5. Réseau de neurone .....	53
2.5.1. Réseau à couche simple .....	54
2.5.2. Réseau de neurones type ADALINE .....	54
2.6. Application des RNAs à l'estimation du contenu harmonique .....	56
2.6.1. Technique d'adaptation proposée pour le RNA.....	61
<b><i>CHAPITRE 3</i></b> .....	64
<b><i>Étude comparative par simulation des performances des différentes méthodes d'estimation des harmoniques</i></b> .....	65
3.1. Cas où la fréquence fondamentale du réseau et les amplitudes harmoniques sont constantes.....	66
3.2. Cas où les amplitudes harmoniques sont constantes et la fréquence fondamentale réseau est variable.....	71
3.3. Cas où les amplitudes harmoniques sont variables et la fréquence fondamentale du réseau est constante .....	73
3.4. Cas où les amplitudes des harmoniques et la fréquence fondamentale du réseau sont variables.....	82

3.5. Conclusion.....	87
<b>CHAPITRE 4.....</b>	<b>90</b>
<i>Simulation dans l'environnement Power System Blockset d'un réseau électrique avec filtre actif.....</i>	<i>91</i>
4.1. Réseau électrique avec filtre actif monophasé.....	92
4.1.1. Charge et fréquence fondamentale constantes.....	92
4.1.2. Charge cc et fréquence fondamentale variant dans le temps .....	97
4.2. Réseau électrique avec filtre actif triphasé.....	100
4.2.1. Charge et fréquence fondamentale constantes.....	100
4.2.2. . Charge et fréquence fondamentale variant dans le temps .....	105
4.3. L'influence de l'estimation de la fréquence fondamentale sur la compensation harmonique.....	108
4.4. Discussion et conclusion .....	111
 <b>CHAPITRE 5.....</b>	 <b>113</b>
<i>Compensation des harmoniques produits par un redresseur en pont de Graëtz monophasé : Réalisation pratique .....</i>	<i>114</i>
5.1. Banc d'essais pour la compensation harmonique.....	115
5.2. Compensation harmonique pour un redresseur monophasé avec filtrage inductif.....	120

5.2.1. Résultats expérimentaux de la compensation harmonique pour un redresseur monophasé avec filtrage inductif.....	122
5.2.2. Résultats expérimentaux de la compensation harmonique lorsque la charge cc (avec filtre inductif) varie.....	123
5.2.3. Résultats expérimentaux de la compensation harmonique lorsque la fréquence du réseau (avec filtre inductif) varie.....	128
5.3. Compensation harmonique pour un redresseur monophasé avec filtrage capacitif.....	133
5.3.1. Résultats expérimentaux de la compensation harmonique pour un redresseur monophasé avec filtrage capacitif .....	133
5.3.2. Résultats expérimentaux de la compensation harmonique lorsque la charge cc ( avec filtrage capacitif) varie .....	135
5.3.3. Résultats expérimentaux de la compensation harmonique lorsque la fréquence du réseau varie (charge cc avec filtrage capacitif).....	136
5.4. Discussion et conclusion.....	139
<b>CONCLUSION</b> .....	140
<b>BIBLIOGRAPHIE</b> .....	144
<b>ANNEXE 1 : Système dSPACE</b> .....	147

# LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : a) Coupure de tension, b) Creux de tension.....	9
Figure 1.2 : a) Pics de tension , b) Flicker .....	10
Figure 1.3 : a) Transitoires, b) Variation de la fréquence .....	11
Figure 1.4 : Parasite .....	12
Figure 1.5 : Harmoniques .....	13
Figure 1.6 : Formes d'ondes de la tension et du courant .....	14
Figure 1.7 : Harmoniques, les inter et infra harmoniques .....	15
Figure 1.8 : Filtre passif parallèle: LC résonnant .....	19
Figure 1.9 : Filtre passif parallèle : Filtre passe-haut résonant .....	19
Figure 1.10 : Filtre passif série: Filtre bouchon .....	20
Figure 1.11 : Schéma de principe d'un filtre actif .....	23
Figure 1.12 : Onduleur de courant monophasé .....	24
Figure 1.13 : Onduleur de tension monophasé.....	25
Figure 1.14 : Schéma d'un réseau électrique comprenant une charge non linéaire monophasée et un filtre actif.....	26
Figure 1.15 : Schéma d'un onduleur de tension monophasé en utilisant la commande MLI.....	28
Figure 1.16 : Schéma de principe de la commande par la MLI.....	28
Figure 1.17 : Système étudié.....	31

Figure 2.1 : Spectre harmonique d'un signal détecté par la FFT .....	39
Figure 2.2 : Unité de filtrage de la TFDR synchrone pour un seul harmonique de rang h.....	41
Figure 2.3 : Architecture globale de la TFDR synchrone.....	41
Figure 2.4 : Estimation d'un signal en utilisant la TFDR.....	42
Figure 2.5 : Topologie d'un filtre adaptatif.....	44
Figure 2.6 : Topologie de la LMSS.....	46
Figure 2.7 : Topologie de la RLS.....	48
Figure 2.8 : Réseau à couche simple.....	54
Figure 2.9 : Représentation d'un ADALINE.....	55
Figure 2.10 : Réseau de neurone étudié de type ADALINE.....	57
Figure 2.11 : Adaptation hybride développée du RNA étudié.....	61
Figure 3.1 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude et phase du Fondamental.....	67
Figure 3.2 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude et phase du 3 <sup>ième</sup> harmonique.....	68
Figure 3.3 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude et phase du 5 <sup>ième</sup> harmonique.....	68
Figure 3.4 : Convergence des algorithmes : Estimation de la fréquence fondamentale..	69
Figure 3.5 : Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique du signal estimé pour m=1200.....	70

Figure 3.6 : Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique de la fréquence fondamentale pour $m=1200$ .....	71
Figure 3.7 : Variations de la fréquence fondamentale.....	72
Figure 3.8 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du fondamental avec fréquence variable.....	72
Figure 3.9 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 3 <sup>ième</sup> harmonique avec fréquence variable.....	73
Figure 3.10 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 5 <sup>ième</sup> harmonique avec fréquence variable.....	73
Figure 3.11 : Convergence des algorithmes : Estimation de la fréquence fondamentale variable.....	74
Figure 3.12 : Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique du signal estimé pour $m=1200$ .....	75
Figure 3.13 : Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique de la fréquence fondamentale pour $m=1200$ .....	75
Figure 3.14 : Forme d'onde du signal perturbé.....	77
Figure 3.15 : Variations des amplitudes du fondamental et du 3 <sup>ième</sup> harmonique.....	77
Figure 3.16 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du fondamental avec amplitude variable et fréquence constante.....	78
Figure 3.17 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 3 <sup>ième</sup> harmonique avec amplitude variable et fréquence constante.....	78



Figure 3.18 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 5 <sup>ème</sup> harmonique avec amplitude variable et fréquence constante.....	79
Figure 3.19 : Convergence des algorithmes : Estimation de la fréquence fondamentale avec amplitudes variables et fréquence constante.....	79
Figure 3.20 : Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique du signal estimé avec amplitude variable et fréquence constante pour m=1200.....	80
Figure 3.21 : Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique de la fréquence fondamentale avec amplitude variable et fréquence constante pour m=1200.....	81
Figure 3.22 : Forme d'onde du signal perturbé.....	82
Figure 3.23 : Formes d'onde des amplitudes du fondamental, du 3 <sup>ème</sup> harmonique et du 5 <sup>ème</sup> harmonique.....	83
Figure 3.24 : Variations de la fréquence fondamentale.....	83
Figure 3.25 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du fondamental avec amplitude et fréquence variables.....	84
Figure 3.26 : Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 3 <sup>ème</sup> harmonique avec amplitude et fréquence variables.....	84
Figure 3.27 : Convergence des algorithmes : Estimation de la fréquence fondamentale avec amplitude et fréquence variables .....	85
Figure 3.28 : Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique du Signal estimé avec amplitude et fréquence variables pour m=1200.....	86

Figure 3.29 : Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique de la Fréquence fondamentale avec amplitude et fréquence variables pour $m=1200$ .....	87
Figure 4.1 : Schéma de simulation dans l'environnement PSB pour un redresseur avec filtrage capacitif.....	94
Figure 4.2 : Les formes d'ondes des courants du redresseur ( $i_{ch}$ ), de source ( $i_s$ ) et du filtre actif ( $i_F$ ) avant et après le fonctionnement du filtre actif à $t= 0.1333$ s.....	95
Figure 4.3 : Le spectre harmonique du courant de la source $i_s$ avant et après compensation.....	96
Figure 4.4 : Environnement de test dans PSB pour un redresseur avec filtrage inductif et fréquence variant dans le temps.....	98
Figure 4.5 : Formes d'ondes de courants du redresseur ( $i_{ch}$ ), de la source ( $i_s$ ) et du filtre actif ( $i_F$ ) avant et après compensation; charge cc et fréquence variant dans le temps.....	99
Figure 4.6 : Schéma de simulation dans l'environnement PSB d'un réseau électrique avec filtre actif triphasé.....	102
Figure 4.7 : Formes d'ondes des courants des trois phases : $i_{ch}$ : courants absorbés par le redresseur; $i_s$ : courants de source et $i_F$ : courants harmoniques injectés.....	103
Figure 4.8 : Le spectre harmonique du courant source ( $i_s$ ) de la phase $a$ avant et après compensation.....	104

Figure 4.9 : Forme d'onde de courant de la phase $a$ : $i_{ch}$ : courant absorbé par le redresseur; $i_F$ : courant harmonique injecté et $i_s$ : courant de source.....	106
Figure 4.10 : Forme d'onde de courant de la phase $a$ : $i_{ch}$ : courant absorbé par le redresseur; $i_F$ : courant harmonique injecté et $i_s$ : courant de source.....	107
Figure 4.11 : Le spectre harmonique du courant de source ( $i_s$ ) de la phase $a$ avant et après la variation de la fréquence et de la charge cc durant la compensation .....	108
Figure 4.12 : Le spectre harmonique du courant source ( $i_s$ ) dans l'installation monophasée après la compensation harmonique durant une variation de $\pm 1$ Hz de la fréquence fondamentale.....	109
Figure 4.13 : Le spectre harmonique du courant source ( $i_s$ ) de la phase $a$ de l'installation triphasée après la compensation harmonique et durant une variation de $\pm 1$ Hz de la fréquence fondamentale.....	109
Figure 5.1 : Banc expérimental pour la compensation harmonique.....	116
Figure 5.2 : Montage électrique étudié .....	117
Figure 5.3 : Implantation de l'estimateur hybride HRLMS dans dSPACE.....	118
Figure 5.4 : Comparateur et génération des signaux de commande du filtre actif.....	119
Figure 5.5 : Filtre actif monophasé étudié.....	120
Figure 5.6 : Formes d'onde des courants avant et après compensation à l'instant $t=0.38s$ pour un redresseur avec filtrage capacitif.....	122
Figure 5.7 : Formes d'onde des courants avant et après la variation de la charge cc à $t=0.379s$ (charge cc avec filtrage inductif).....	124

Figure 5.8 : Forme d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de source ( $i_s$ ) (charge cc avec filtrage inductif).....	125
Figure 5.9 : Forme d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de la source ( $i_s$ ) aux fronts montant et descendant (charge cc avec filtrage inductif)....	126
Figure 5.10 : Banc expérimental pour la compensation harmonique avec la variation de la fréquence fondamentale du réseau.....	129
Figure 5.11 : Forme d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de la source ( $i_s$ ).....	130
Figure 5.12 : Formes d'onde du courant de source ( $i_s$ ) après le fonctionnement du filtre actif et durant la variation de la fréquence pour un échelon.....	131
Figure 5.13 : Formes d'onde de courant de la source ( $i_s$ ) après le fonctionnement du filtre actif et durant une variation sinusoïdale de la fréquence.....	132
Figure 5.14 : Formes d'onde de courants avant et après la compensation à l'instant $t=2.19s$ pour une charge cc avec filtrage capacitif.....	134
Figure 5.15 : Formes d'onde des courants avant et après la variation de la charge à $t=0.7s$ ( charge cc avec filtrage capacitif).....	135
Figure 5.16 : Formes d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de source après compensation ( charge cc avec filtrage capacitif)....	137
Figure 5.17 : Formes d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de la source après la compensation harmonique en front montant et descendant de l'échelon (charge cc avec filtrage capacitif).....	138
Figure A1.1 : L'implémentation dans le système dSPACE.....	150

# LISTE DES TABLEAUX

Tableau 4.1 : Courant de source ( $i_s$ ) avant et après compensation harmonique.....	96
Tableau 4.2 : Courant de source ( $i_s$ ) de la phase $a$ après la compensation.....	104
Tableau 4.3 : L'influence de l'estimation de la fréquence fondamentale dans la compensation harmonique pour une installation monophasée et triphasé	110
Tableau 5.1 : Compensation harmonique sans estimation de la fréquence fondamentale.....	127

# ABBREVIATIONS

ADALINE	Adaptative Linear Element
cc	Coté continue
HT	Haute tension
HRLMS	Hybrid Recursive Lest Mean Square
LMS	Least Mean Square
SLMS	Moindres carrés moyens stochastiques (stochastic Least Mean Square)
NLMS	Moindres carrés moyens normalisés (Normalize Least Mean Square)
MT	Moyenne tension
$TDH_i$	Taux de distorsion harmonique en courant
$TDH_v$	Taux de distorsion harmonique en tension
TFD	Transformée de Fourier Discrète
TFDR	Transformée de Fourier Discrète Récursive
PI	régulateur
PSB	Power System Blockset
RLS	Moindre carré récursif
RMS	Tension efficace
RN	Réseau de neurones
RNA	Réseaux de neurones artificiels
SNR	Rapport signal sur bruit

# LISTE DES SYMBOLES

$A_h$ et $B_h$	Amplitudes des composantes en quadratures de la $h^{\text{ième}}$ harmonique
a, b et c	Trois phases du réseau triphasé
$B_0$	Amplitude de la composante continue
C	Condensateur
$C_{ch}$	Condensateur de la charge
$C_{dc}$	Condensateur alimentant l'onduleur
$d(k)$	la valeur du signal mesuré à l'instant k
$e(k)$	L'erreur de la sortie du filtre à l'instant k
$E(k)$	l'erreur quadratique à l'instant k
f	Fréquence fondamentale
$f_c$	Fréquence de commutation
$f_{\text{estimée}}$	Fréquence estimée
$f_i$	Fréquence idéale
$f_{\text{max}}$	Fréquence maximale du signal à échantillonner
$f_n$	Fréquence nominale
$f_0$	Fréquence à la résonance
$f_s$	Fréquence d'échantillonnage
$G_f$	Conductance propre de l'onduleur de tension
h	Rang d'harmonique

$\mathbf{h}$	Vecteur d'entrée du filtre
$\ \mathbf{h}(\mathbf{k})\ $	Norme du vecteur d'entrée du filtre
$i_s$	Courant de la source
$i_h$	Courant à l'entrée de la charge (courant absorbé par le redresseur)
$I_F$	Valeur efficace du courant fondamental
$I_h$	Valeur efficace du courant harmonique de rang h
$K_i, K_p$	Paramètres du régulateur PI
$L$	Inductance
$L_s$	Inductance de ligne
$L_{ch}$	Inductance de la charge
$m$	Nombre des échantillons mesurés
$P_{Joule}$	Pertes par effet Joule
$P(k)$	Matrice de corrélation pour l'estimation des amplitudes à l'instant k
$P_\omega(k)$	Matrice de corrélation pour l'estimation de la fréquence à l'instant k
$R_s$	Résistance de ligne
$R_{ch}$	Résistance de charge
$R_{ch\_var}$	Résistance de charge mise en ou hors service
$t_i$	Instant d'échantillonnage
$T$	la transposée
$TDH_i$	Taux de distorsion harmonique en courant
$TDH_v$	Taux de distorsion harmonique en tension
$T_s$	Période d'échantillonnage



$\mathbf{v}$	Vecteur contenant les poids du filtre de la fréquence
$V_{cc}$	Tension cc du filtre
$V_d$	Valeur efficace de la tension directe
$V_F$	Valeur efficace de la tension fondamentale
$V_h$	Valeur efficace de la tension harmonique de rang h
$V_i$	Valeur efficace de la tension inverse
$V_S$	Source de tension sinusoïdale parfaite
$\mathbf{w}$	Vecteur contenant les poids du filtre des amplitudes
$y$	Signal périodique non sinusoïdale
$y_i$	Signal de mesure
$\hat{y}$	Sortie du filtre (signal estimé)
$Y_h$	Amplitude de la h <sup>ième</sup> harmonique
$\tau$	Taux de déséquilibre
$\omega$	Pulsation angulaire du fondamental
$\omega_0$	Pulsation angulaire à la résonance
$\omega_f$	Pulsation propre de l'onduleur de tension
$\phi_h$	Phase de la h <sup>ième</sup> harmonique
$\phi(\mathbf{k})$	Matrice de transition
$\mu$	Coefficient d'adaptation pour les amplitudes (coefficient de relaxation)
$\mu_\omega$	Coefficient d'adaptation pour la pulsation $\omega$
$\lambda$	Facteur d'oubli

$\gamma$	Bruit de l'état de système
$\sigma_\gamma^2$	Variance du bruit de l'état de système
$\eta$	Bruit de l'état de mesure
$\sigma_\eta^2$	Variance du bruit de mesure
$\beta$	Constante positive
$\delta_\omega$	Constante positive
$\rho$	Vecteur d'adaptation pour les amplitudes pour la RLS
$\rho_\omega$	Coefficient d'adaptation pour la fréquence pour la RLS
$\alpha$	Angle d'amorçage du pont de Graëtz triphasé à thyristors

# INTRODUCTION

---

# *Introduction*

Il a fallu un peu plus de dix ans pour que la qualité du courant électrique, jadis considérée comme sans intérêt, devienne une préoccupation majeure. Les convertisseurs électroniques et l'électronique de puissance ont donné naissance à de nombreuses applications nouvelles, offrant aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité inégalables. Mais leur prolifération au cours de la dernière décennie est devenue préoccupante et se trouve à l'origine de problèmes dont le nombre ne cesse de croître : ces charges électroniques polluent non seulement le réseau de distribution de courant alternatif, mais elles sont apparemment aussi très sensibles à la distorsion de la tension. Ces charges non linéaires sont génératrices d'harmoniques qui affectent la qualité de la tension et causent des problèmes de compatibilité électromagnétique. Avec leur augmentation dans le système d'alimentation, l'analyse et la détection du contenu harmonique en temps réel, sont devenues importantes. Plusieurs types de compensateurs des harmoniques ont été développés durant les dernières années dans le but d'atténuer les effets néfastes des distorsions harmoniques sur les équipements électriques. Parmi tous ces compensateurs figurent les filtres actifs, sources d'harmoniques de courant ou de tension.

## **I- Problématique de la recherche**

Les convertisseurs statiques en raison de leur nature non linéaire, de l'augmentation de leur puissance unitaire et de leur nombre, représentent les principales sources de perturbations harmoniques sur les réseaux électriques. Ces perturbations ont pour conséquence de modifier l'onde de tension ou de courant qui peut se répercuter sur une dégradation du facteur de puissance et / ou d'une génération de courant et de tension alternatifs de fréquences différentes de celle du fondamental appelés harmoniques. Ces déformations du courant et de la tension peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques et engendrer des dysfonctionnements et une usure prématurée des matériels.

Par conséquent, plusieurs types de filtres actifs de puissance ont été développés afin d'atténuer les effets néfastes des distorsions harmoniques sur les équipements électriques. La technique de filtrage actif consiste à injecter dans le réseau l'opposée de la distorsion harmonique de courant. Les stratégies de commande des filtres actifs dans le domaine fréquentiel reposent sur l'extraction des composantes harmoniques des courants de ligne. L'analyse et l'estimation du contenu harmonique en temps réel, sont devenues importantes. On distingue essentiellement deux approches d'analyse et d'estimation des harmoniques à savoir l'approche fréquentielle [8,10,13] ( Transformée de Fourier Rapide ( TFR); transformée de Fourier Discrète Récursive (TFDR); filtre de Kalman ) et l'approche temporelle [25] (exp. : méthode de puissance instantanée). Ces approches présentent des inconvénients au niveau de la réponse de l'estimation en temps réel et au niveau de la

complexité arithmétique. Nous comptons utiliser le réseau de neurones artificiel destiné à la détection des harmoniques vu qu'il présente une meilleure poursuite du contenu harmonique variant dans le temps, et une capacité incomparable pour l'identification des paramètres du système.

## **II- Objectifs de la recherche**

L'objectif recherché sera la détection et l'estimation en temps réel du contenu harmonique dans les lignes du réseau électrique pour fin de compensation. À cet effet, nous comptons utiliser le réseau de neurones artificiel (RNA) destiné à la détection des harmoniques. L'intérêt en RNA est leur capacité d'apprendre à des systèmes complexes et variables, tels que l'identification des canaux variables [26]. Cette architecture du réseau de neurones artificiel est basée sur les différentes techniques d'adaptation; notamment les moindres carrés moyens stochastiques (LMSS) [9,20] normalisés (LMSN) [21], et les moindres carrés récurrents (RLS) [13].

## **III- Méthodologie de la recherche**

Dans ce travail, nous allons réaliser les étapes suivantes :

- 1- Étudier un filtre actif dont la commande est basée sur les méthodes classiques d'estimation en temps réel des harmoniques (la transformée de Fourier numérique et le filtre de Kalman).

- 2- Étudier théoriquement les différentes techniques d'analyse et d'estimation des harmoniques dans les domaines temporels et fréquentiel.
- 3- Analyser les différentes techniques et architectures de réseaux de neurones pour l'estimation des harmoniques sur les réseaux électriques.
- 4- Proposer une méthode d'adaptation du réseaux de neurones pour l'estimation en temps réel des harmoniques.
- 5- Comparer la technique d'adaptation proposée avec d'autres techniques d'adaptation du réseau de neurones en particulier les moindres carrés moyens stochastiques (LMSS), les moindres carrés moyens normalisés (LMSN) et les moindres carrés moyens récurrents (RLS) afin de dégager celle qui offre de meilleures caractéristiques (vitesse, espace de mémoire, facilité d'implantation, précision sur l'estimation, etc..) pour la compensation rapide et efficace des harmoniques.
- 6- Appliquer par simulation l'algorithme proposé à la commande des filtres actifs monophasé et triphasé.
- 7- Appliquer l'algorithme proposé à la commande d'un filtre actif monophasé dans une réalisation pratique.

Cette étude sera basée sur des simulations réalisées avec MATLAB/ SIMULINK<sup>®</sup> / POWER SYSTEM BLOCKSET de Mathworks afin d'évaluer les différentes techniques d'estimation des harmoniques précitées et le dernier chapitre sera consacré à la réalisation pratique de la compensation harmonique dans un réseau électrique monophasé en utilisant le système dspace de Mathworks.

# CHAPITRE 1

## *Perturbations de l'onde électrique*

---



# *Chapitre 1*

## *Perturbations de l'onde électrique*

Les perturbations harmoniques sont devenues un souci majeur tant pour les consommateurs que pour les distributeurs d'électricité. L'utilisation des dispositifs d'électronique de puissance (convertisseurs statiques) est très répandue et est en croissance rapide dans les réseaux de distribution d'énergie électrique. Cependant cette utilisation a considérablement contribué à améliorer les performances et l'efficacité de ces systèmes. En revanche, ils ont participé à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale: ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques [1- 4]. Par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau, les courants harmoniques déforment la tension de celui-ci. Par conséquent, les déformations du courant et de la tension peuvent perturber le fonctionnement normal d'autres équipements électriques et engendrer des dysfonctionnements et une usure prématurée des matériels. La qualité du courant électrique devient donc une préoccupation

importante pour les distributeurs d'énergie et pour leurs clients. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposent aux consommateurs des limites aux harmoniques engendrés par leurs systèmes, tant en courant qu'en tension. Ainsi, le filtrage des composantes harmoniques est au centre des préoccupations des distributeurs d'une part et des utilisateurs d'énergie électrique d'autre part.

Ce chapitre porte essentiellement sur les principales perturbations rencontrées dans un réseau électrique et les différents types de filtrage pour compenser les harmoniques. Dans un premier temps, les sections 1, 2 et 3 présentent une courte description de ces principales perturbations ainsi que les conséquences de la distorsion harmonique. Les différents moyens de compensation harmonique et les différentes architectures du filtre actif sont présentés dans la section 4. Finalement, la modélisation du réseau électrique étudié en utilisant un filtre actif à source de tension et sa stratégie de commande sont présentées à la section 5.

## **1.1 Les perturbations de l'onde électrique**

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les principales perturbations rencontrées dans les réseaux électriques [1- 3].

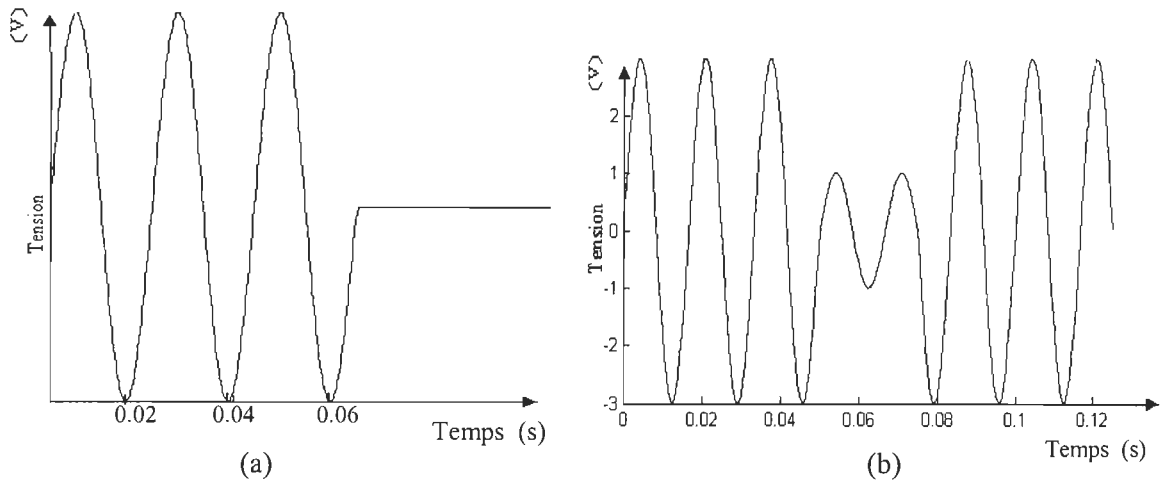
### *a)- Coupures*

La tension chute à zéro volt pendant une durée importante (figure 1.1a). Les coupures sont provoquées par les ruptures du câblage électrique. Ces coupures provoquent

des arrêts brusques des appareils entraînant souvent des erreurs dans le traitement des données. Des pannes peuvent apparaître par effet cumulé.

*b)- Creux de tension*

Un creux de tension est défini comme une baisse soudaine de la tension efficace (RMS) sous le seuil des 90% de la valeur nominale, suivie d'un retour à une valeur supérieure à 90% dans un temps variant entre 10 ms et 60 s (figure 1.1b). Ils sont dus aux démarrages des grosses charges électriques comme les moteurs, les ascenseurs, l'éclairage, le chauffage, etc.. Ils peuvent provoquer des arrêts du système et des pannes intempestives.



**Figure 1.1** - a) Coupure de tension, b) Creux de tension

*c)- Pics de tension et les surtensions*

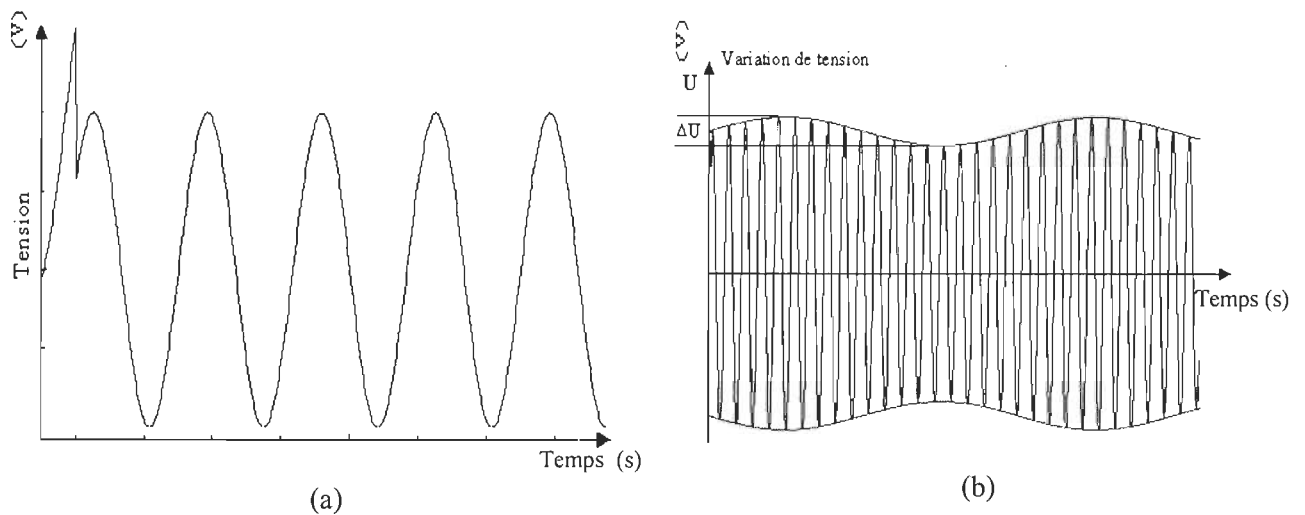
Les pics de tension se manifestent par une élévation rapide et importante de la tension sur une durée très courte (< à 20ms (figure 1.2a).). Ils sont dus aux événements climatiques comme la foudre (peuvent atteindre plusieurs milliers de volts), aux

déclenchements des disjoncteurs, etc.. Les effets des pics de tension se manifestent par des erreurs dans le traitement des données, des «plantages» et la destruction des équipements.

Les surtensions se caractérisent par une élévation modérée ( $>$  à 10%) de la tension sur plusieurs cycles. Elles proviennent des délestages des grosses charges électriques comme les moteurs, les ascenseurs, l'éclairage, le chauffage, etc. Les conséquences des surtensions sont des pannes sans raison apparente des appareils.

*d)- Flicker*

Le flicker est causé par une variation de la tension qui peut elle-même être provoquée par des charges fluctuantes du type four à arc, imprimante laser ou four micro-ondes (figure 1.2b).



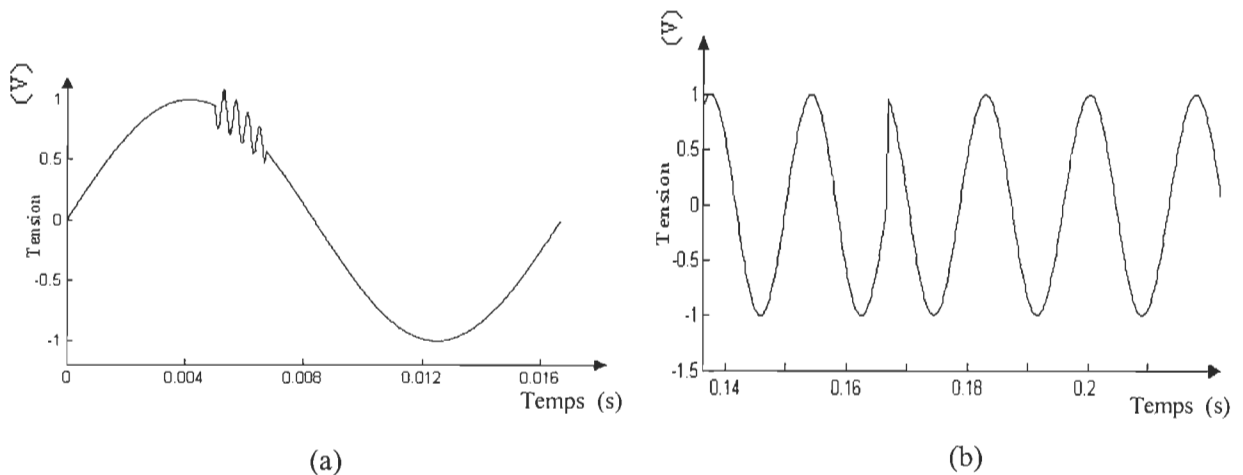
**Figure 1.2 - a) Pics de tension, b) Flicker**

*e)- Phénomènes Transitoires*

Les phénomènes transitoires peuvent être produits par: un éclair touchant une ligne aérienne, l'enclenchement ou le déclenchement de certaines charges, l'enclenchement de bancs de condensateurs, etc. (figure 1.3a).

*f)- Fréquence*

La périodicité de la sinusoïde n'est plus constante. La variation de la fréquence et le changement rapide de la fréquence sont essentiellement dus aux variations de vitesse des groupes électrogènes. Ils ont comme conséquence une mauvaise opération sur les équipements, ils provoquent des arrêts brusques entraînant souvent des erreurs dans le traitement des données. Des pannes peuvent apparaître par effet cumulé. La figure 1.3 b) présente une tension sinusoïdale à 60 Hz avec une variation de la fréquence à l'instant 0.16s.



**Figure 1.3 - a) Transitoires, b) Variation de la fréquence**

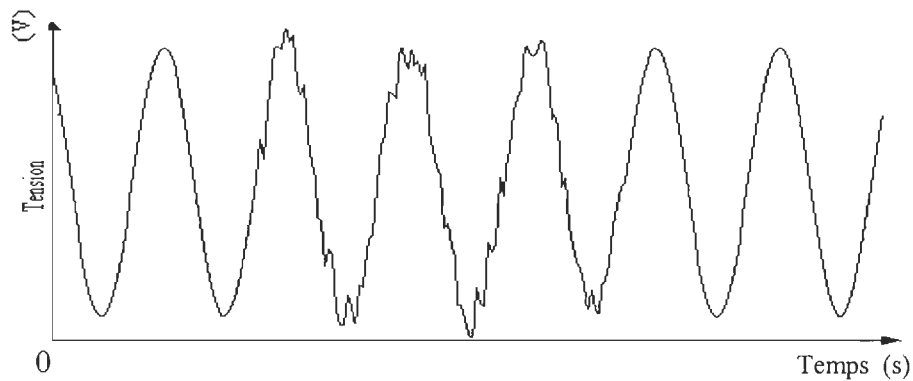
*g)- Déséquilibre*

Le taux de déséquilibre ( $\tau$ ) est donné par le rapport (en %) de la valeur efficace de la tension inverse ( $V_i$ ) sur la valeur efficace de la tension directe ( $V_d$ ) :

$$\tau = \frac{V_i}{V_d} \cdot 100 \quad (1.1)$$

*h)- Parasites*

Les parasites sont des tensions à haute fréquence qui viennent s'ajouter sur la sinusoïde et provoquent ainsi une déformation [3]. Ils sont essentiellement dus aux autres équipements branchés sur le même réseau du bâtiment tels que perceuses, poste à souder, etc. Ils peuvent provoquer une défaillance dans le circuit branché au réseau électrique.



**Figure 1.4 - Parasite**

## 1.2- Perturbations harmoniques

### 1.2.1- Harmoniques

Les harmoniques sont des signaux de courant ou de tension sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence du fondamental. Les charges non linéaires sont de puissants générateurs d'harmoniques [2-3]. A titre d'exemple, la figure 1.5 présente les harmoniques de rangs 3 et 5.

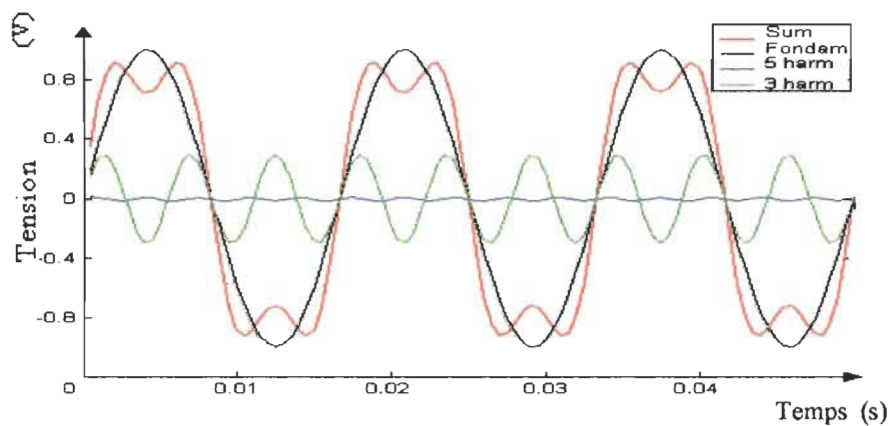


Figure 1.5- Harmoniques

### 1.2.2- Sources d'harmoniques

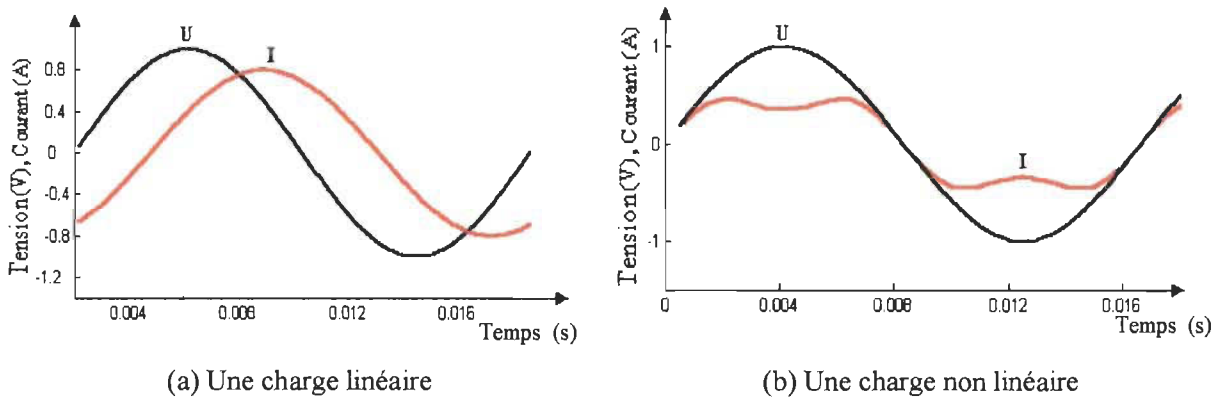
Les charges peuvent être classées en deux familles principales :

a)- *Les charges linéaires*

Une charge est dite "linéaire" si le courant qu'elle absorbe est sinusoïdal lorsqu'elle est alimentée par une tension sinusoïdale. Ce type de récepteur ne génère pas d'harmoniques; exemple: convecteurs, moteurs branchés directement sur le réseau, etc.

*b- Les charges non linéaires*

Une charge est dite "non linéaire" si le courant absorbé n'est pas sinusoïdal lorsqu'elle est alimentée par une tension sinusoïdale. Ce type de récepteur est générateur d'harmoniques ; exemple: alimentation à découpage, moteurs au démarrage, mise sous tension de transformateurs, etc. En déformant le courant consommé, ces charges vont entraîner une distorsion de l'onde de tension dans un rapport dépendant de l'impédance de source ( $U=ZI$ ).



**Figure 1.6 - Formes d'ondes de la tension et du courant**

Cette distorsion de l'onde de tension peut entraîner un vieillissement prématuré de certains équipements (transformateurs, câbles, condensateurs, etc.) ou accroître le courant présent dans le conducteur neutre.

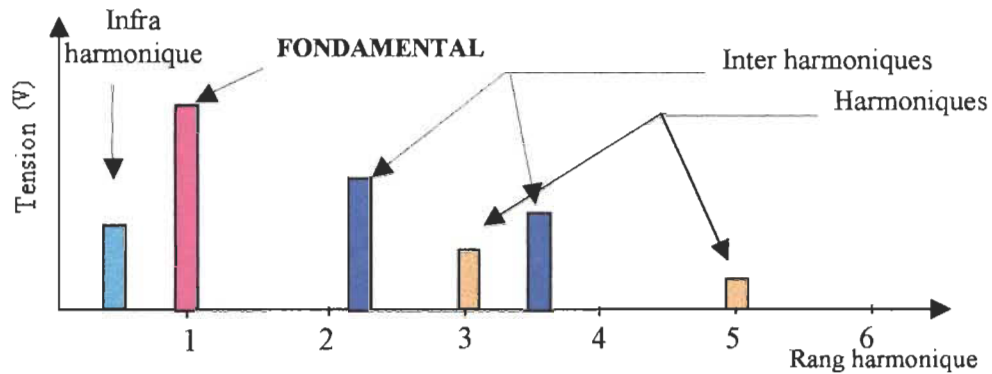
**1.2.3- Inter harmoniques**

Ce sont des composantes sinusoïdales d'une grandeur qui ne sont pas des fréquences multiples entières de celle du fondamental.



### 1.2.4- Infra harmoniques

Ce sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental.



**Figure 1.7 -** Harmoniques, les inter et infra harmoniques

Ces deux catégories de perturbations sont dues à des variations périodiques et aléatoires de la puissance absorbée par certaines machines électriques (commande par train d'ondes, etc.)

### 1.2.5- Taux de distorsion harmonique

Différents critères sont définis afin de caractériser les perturbations. Le taux de distorsion harmonique et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive [4]. Deux taux de distorsion harmonique sont distingués : le taux de distorsion harmonique en courant et le taux de distorsion harmonique en tension.

- Le taux de distorsion harmonique en courant, noté  $TDH_i$  et exprimé par :

$$TDH_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N (I_h)^2}}{I_F} \cdot 100 \quad (1.2)$$

où  $I_h$  représente l'amplitude du courant harmonique de rang  $h$  et  $I_F$  représente l'amplitude du courant fondamental.

- Le taux de distorsion harmonique en tension, noté  $TDH_v$  et exprimé par :

$$TDH_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N (V_h)^2}}{V_F} \cdot 100$$

(1.3)

où  $V_h$  représente l'amplitude de la tension harmonique de rang  $h$  et  $V_F$  représente l'amplitude de la tension fondamentale

### 1.3- Conséquences de la distorsion

En injectant des courants harmoniques qui déforment la tension de la source, les charges non linéaires peuvent perturber le fonctionnement des autres dispositifs connectés au réseau. Les principales conséquences des effets néfastes engendrés à court terme sont rappelées ci-dessous [2- 4]:

### 1.3.1- Échauffement

Les pertes par effet Joule se décomposent par la somme des pertes issues du fondamental et de celles engendrées par les harmoniques:

$$P_{\text{Joule}} = R_F \cdot I_F^2 + R_h \cdot \sum_{k=2}^{\infty} I_h^2 \quad (1.4)$$

où  $I_F$  représente le courant fondamental,  $I_h$  représente le courant harmonique de rang  $h$ ,  $I_{ch}$  représente le courant de la charge. Ces pertes supplémentaires provoquées par la présence des courants harmoniques réduisent le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs, etc.

### 1.3.2- Dysfonctionnement de certains équipements

En présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés.

### 1.3.3- Excitation des résonances

Des équipements constitués de capacités ou d'inductances peuvent avoir des fréquences de résonance proches de celles des harmoniques. Ainsi, les harmoniques sont amplifiés et il peut apparaître des surtensions ou des surintensités qui détériorent les câbles et font disjoncter les fusibles, etc.

Ce survol sur les différentes perturbations présente les principales perturbations rencontrées dans les réseaux électriques. Cependant, dans notre travail nous nous intéressons à l'estimation et à la compensation des harmoniques variant dans le temps afin de réduire le taux de distorsion harmonique.

## **1.4- Filtres pour la compensation des harmoniques**

Deux types de solutions sont envisageables. La première consiste à utiliser des convertisseurs statiques peu ou moins polluants, tandis que la seconde consiste à utiliser des **filtres** d'harmoniques [2]. Le premier type de solutions s'intéresse à la conception des circuits tandis que le second, que nous abordons par la suite consiste à filtrer, par un filtre passif ou actif, les courants ou les tensions harmoniques dans une ligne du réseau électrique.

### **1.4.1- Filtre passif**

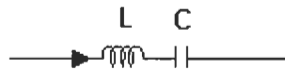
Son principe consiste à insérer en amont de la charge un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à éliminer. Ainsi, pour filtrer un courant à une fréquence particulière, un filtre résonant série LC est placé en parallèle sur le réseau (figure 1.8). Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Aussi, pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passe-haut du second ordre (figure 1.9) est préférable. Par conséquent, le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Il est en général plus aisé et moins coûteux d'éliminer, par cette technique, les harmoniques de rangs élevés que ceux de rangs faibles. Le filtrage

passif reste une technique délicate. En effet, les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre. De plus, le réseau peut former un système résonnant avec le filtre; par conséquent, les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées.

**a)- Filtre passif parallèle**

L'harmonique de pulsation  $\omega$  peut être éliminé en connectant en série une inductance et un condensateur :

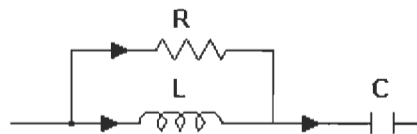
$$Z_{\text{éq}} = \frac{1 - LC\omega^2}{jC\omega} \tag{1.5}$$



**Figure 1.8-** Filtre passif parallèle: LC résonnant

Un filtre passe-haut peut être utilisé pour atténuer toute une bande de fréquences :

$$Z_{\text{éq}} = \frac{R - RLC\omega^2 + j\omega L}{-LC\omega^2 + jRC\omega} \tag{1.6}$$



**Figure 1.9-** Filtre passif parallèle : Filtre passe-haut résonant

En jouant sur la valeur de R, le filtre peut être rendu plus ou moins sélectif.

### b)- Filtre passif série

Le principe de ce filtre est le même que le précédent mais au lieu d'éliminer les harmoniques on les empêche de remonter à la source. Un exemple de filtre passif série est le circuit bouchon.

$$Z_{\text{éq}} = \frac{jC\omega}{1 - LC\omega^2} \quad (1.7)$$

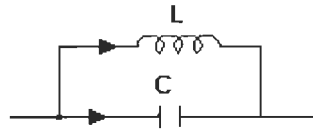


Figure 1.10- Filtre passif série: Filtre bouchon

À la résonance, nous avons :

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.8)$$

○ Avantages du filtre passif:

L'avantage du filtre passif se manifeste dans la facilité d'installation (résistance, bobines, condensateurs), et le coût à l'achat faible et relativement économique (étant donné que les éléments sont passifs, et donc moins cher). Et en plus il est utilisable avec tous les types de source.

○ Inconvénients du filtre passif:

Ces filtres ont une efficacité limitée au cours d'une variation de la charge et/ou du réseau; ils possèdent un encombrement important et une chute en ligne. De plus, ils présentent aussi d'autres inconvénients tels que l'anti-résonance et le vieillissement [4].

*a- Anti-résonance*

Ajouter un tel filtre au réseau a pour effet de modifier l'impédance de court-circuit du réseau. Cette impédance devient alors :

$$Z_{rés} = \frac{jL_s\omega(1 - LC\omega^2)}{1 - (L + L_s)C\omega^2} \quad (1.9)$$

Où  $L_s$  représente l'inductance de ligne. Nous constatons alors qu'il existe une pulsation pour laquelle l'amplitude sera très amplifiée. Par conséquent pour chaque filtre ajouté, une nouvelle pulsation d'anti-résonance sera créée.

*b- Vieillessement*

La fréquence de filtres passifs varie avec le temps, ils n'assurent plus alors leur fonction de filtrage calibré sur un harmonique particulier.

### **1.4.2- Filtre actif**

Le filtre passif présente des inconvénients importants; il dépend particulièrement de l'impédance du réseau et il présente une anti-résonance. Il a fallu donc penser à un autre système de compensation qui puisse s'adapter rapidement aux variations du spectre harmonique. Avec les semi-conducteurs d'aujourd'hui (transistors bipolaires, IGBT, thyristors GTO) pouvant être à la fois rapides et puissants, il est apparu un nouveau moyen performant de compensation d'harmoniques: le filtre actif. Ce dernier vient surmonter les inconvénients inhérents au filtre passif.

Le but du filtre actif est de générer en opposition de phase des courants ou des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension soient rendus sinusoïdaux. Le filtrage actif constitue une solution intéressante pour la dépollution des réseaux industriels. Il assure la compensation de plusieurs rangs harmoniques à la fois.

Le filtre actif comporte un convertisseur fonctionnant en source de tension ou de courant contenant des interrupteurs semi-conducteurs commandables à l'amorçage et au blocage. Selon la façon dont il est connecté au réseau d'alimentation on parle de filtre actif série ou de filtre actif parallèle. Le filtre actif série, applicable à un redresseur à diodes muni d'un gros condensateur de sortie (côté courant continu), permet de compenser les tensions harmoniques. Le filtre actif shunt (parallèle) permet de compenser les harmoniques de courant produits par des charges non linéaires tels que les redresseurs. Les filtres hybrides combinent les filtres passifs avec les filtres actifs shunts ou séries. Le filtre actif présente par rapport au filtre passif les principaux avantages suivants :

- Il peut compenser tous les courants harmoniques dans sa bande passante ;
- Il s'adapte à la charge quelles que soient les évolutions de l'installation ;
- Il ne présente pas de risque de surcharges.

Les filtres actifs sont utilisés en parallèle ou en série au sein d'une installation nécessitant un traitement harmonique.



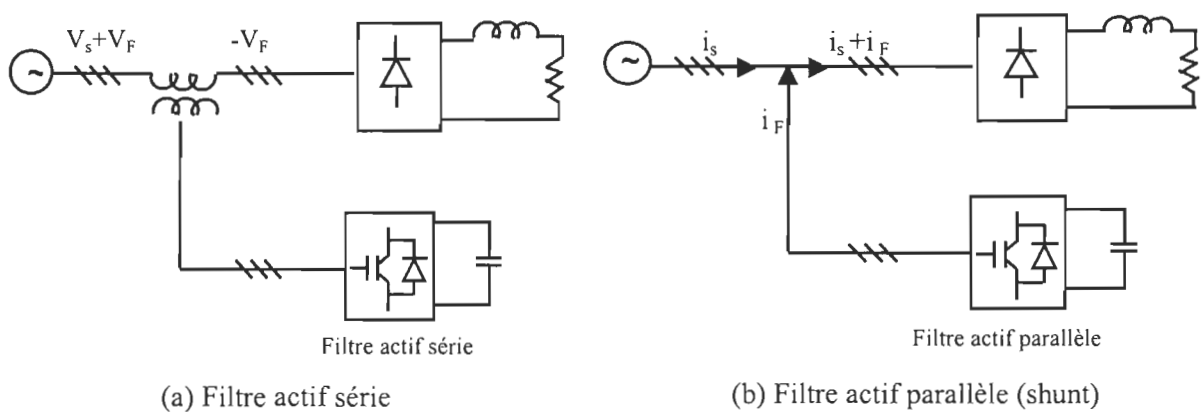
**a)- Filtre actif série**

Ce filtre est parcouru par le courant de charge de l'installation et consiste à envoyer sur chaque phase du réseau des tensions harmoniques superposées aux tensions du réseau afin que la tension du réseau soit rendue sinusoïdale. Sa structure est présentée à la figure 1.11a.

Ce filtre n'a aucune influence sur les courants harmoniques qui pourraient circuler dans le réseau. Ce dispositif est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbation du réseau : surtension, déséquilibre.

**b)- Filtre actif parallèle**

Ce filtre n'est pas parcouru par le courant de la charge de l'installation. Il génère des courants harmoniques, en opposition de phase avec ceux du réseau afin que le courant de source soit sinusoïdal. Sa structure est présentée à la figure 1.11b.

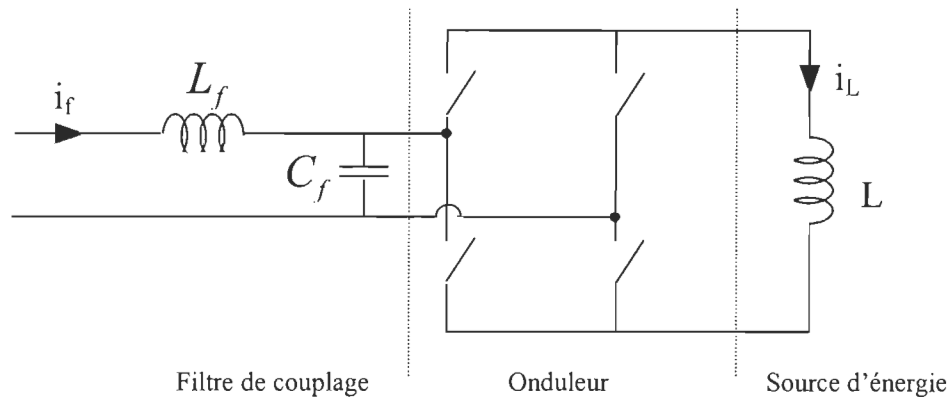


**Figure 1.11** - Schéma de principe d'un filtre actif

Suivant la structure de l'onduleur utilisé, on distingue deux types de filtre actif parallèle: filtre actif de courant utilisant un onduleur de courant et filtre actif de tension utilisant un onduleur de tension.

○ **Filtre actif de courant**

La figure 1.12 représente le schéma de principe d'un onduleur de courant monophasé. Notons que l'inductance (L) joue le rôle d'une source de courant continu. Le courant traversant cette inductance est maintenu quasiment constant pour ne pas détériorer les performances du filtre actif.



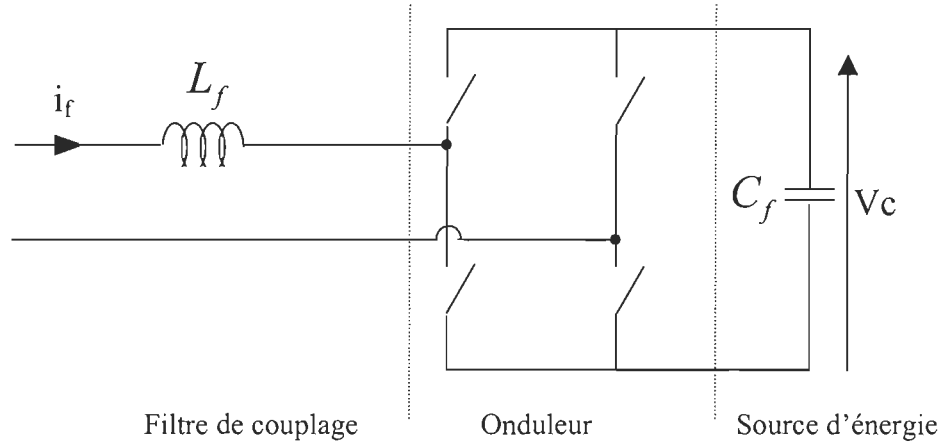
**Figure 1.12** - Onduleur de courant monophasé

L'onduleur de courant est relié au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas de second ordre constitué d'une inductance  $L_f$  et d'une capacité  $C_f$ . Ainsi le courant  $i_f$  du filtre actif est égal au courant délivré par l'onduleur filtré par le filtre LC dont la fréquence propre est :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \tag{1.10}$$

○ **Filtre actif de tension**

La figure 1.13 présente le schéma de principe d'un onduleur de tension monophasé.



**Figure 1.13 -** Onduleur de tension monophasé

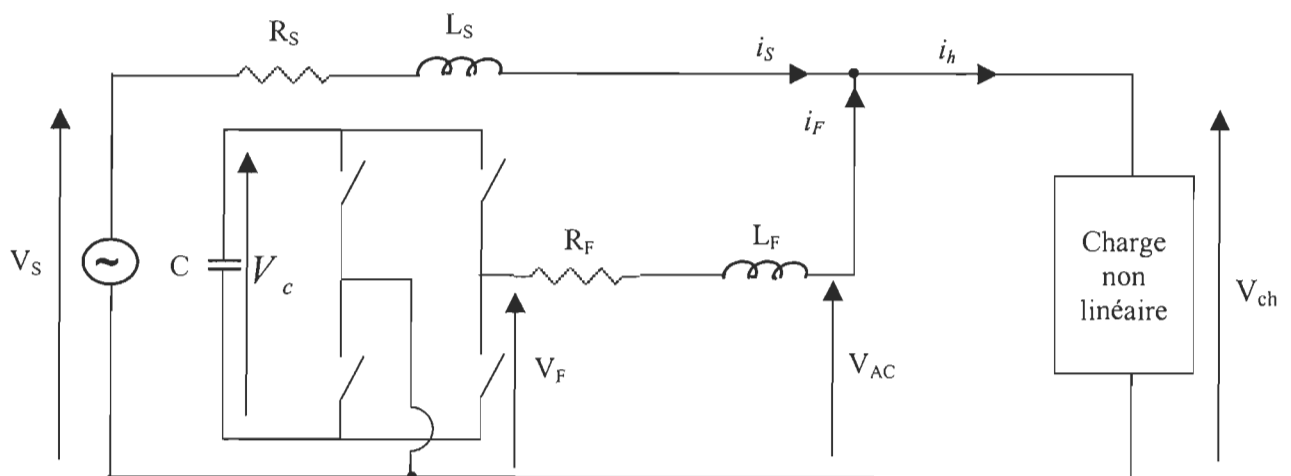
Les interrupteurs constituant cet onduleur de tension doivent être protégés contre les surintensités tandis qu'un onduleur de courant nécessite une protection contre les surtensions. Cette dernière est plus complexe à réaliser technologiquement. Ainsi, pour es installations de faible ou de moyenne puissance, la structure tension semble mieux adaptée et plus simple à réaliser. Par conséquent, nous avons retenu cette structure par la suite.

En terminant, l'association d'un filtre passif avec un filtre actif est nommée filtre hybride et nécessite de paramétrer le filtre actif sur des fréquences différentes de celles du filtre passif.

## 1.5- Modélisation du réseau électrique étudié

### 1.5.1- Modélisation d'un système constitué d'une charge non linéaire monophasée et d'un filtre actif parallèle

L'objectif de ce paragraphe est de présenter une modélisation d'un réseau électrique comprenant une charge non linéaire et un filtre actif parallèle à structure tension. La figure 1.14 décrit le schéma d'un tel réseau.



**Figure 1.14**– Schéma d'un réseau électrique comprenant une charge non linéaire monophasée et un filtre actif

Le réseau électrique modélisé est constitué:

- d'une source de tension sinusoïdale parfaite  $V_s$  en série avec une résistance  $R_s$  et une inductance  $L_s$ . La fréquence de la tension est égale à 60 Hz.

- d'une charge non linéaire absorbant un courant  $i_h$ . Cette charge engendre un courant déformé constitué d'une somme de composantes harmoniques.
- d'un filtre actif parallèle à structure tension : il génère dans le réseau un courant  $i_F$  et est modélisé par une source de tension  $V_F$  en série avec une inductance  $L_F$  et une résistance  $R_F$ .  
Notons que suivant la commande appliquée aux quatre interrupteurs, la tension  $V_F$  peut prendre trois valeurs  $V_c$ , 0 ou  $-V_c$ .

Signalons que si les caractéristiques de la charge non linéaire évoluent dans le temps, les composantes harmoniques des courants sont modifiées aussi. Par conséquent, afin d'atténuer les perturbations harmoniques, le filtre actif doit s'adapter en **temps-réel** à ces variations afin d'engendrer un courant  $i_F$  identique au courant généré par la charge.

### **1.5.2- Commande et caractéristiques d'un filtre actif parallèle monophasé**

Nous utilisons un onduleur de tension commandé en courant dont le principe consiste à comparer la somme des courants harmoniques estimés dans ( $i_s$ ) au courant de sortie du filtre ( $i_F$ ) et de commander les interrupteurs de façon à minimiser l'erreur [21-22].

Le courant  $i_{h\_estimé}$  représente la somme des courants harmoniques estimés dans le courant  $i_h$  absorbé dans la charge non linéaire monophasée.

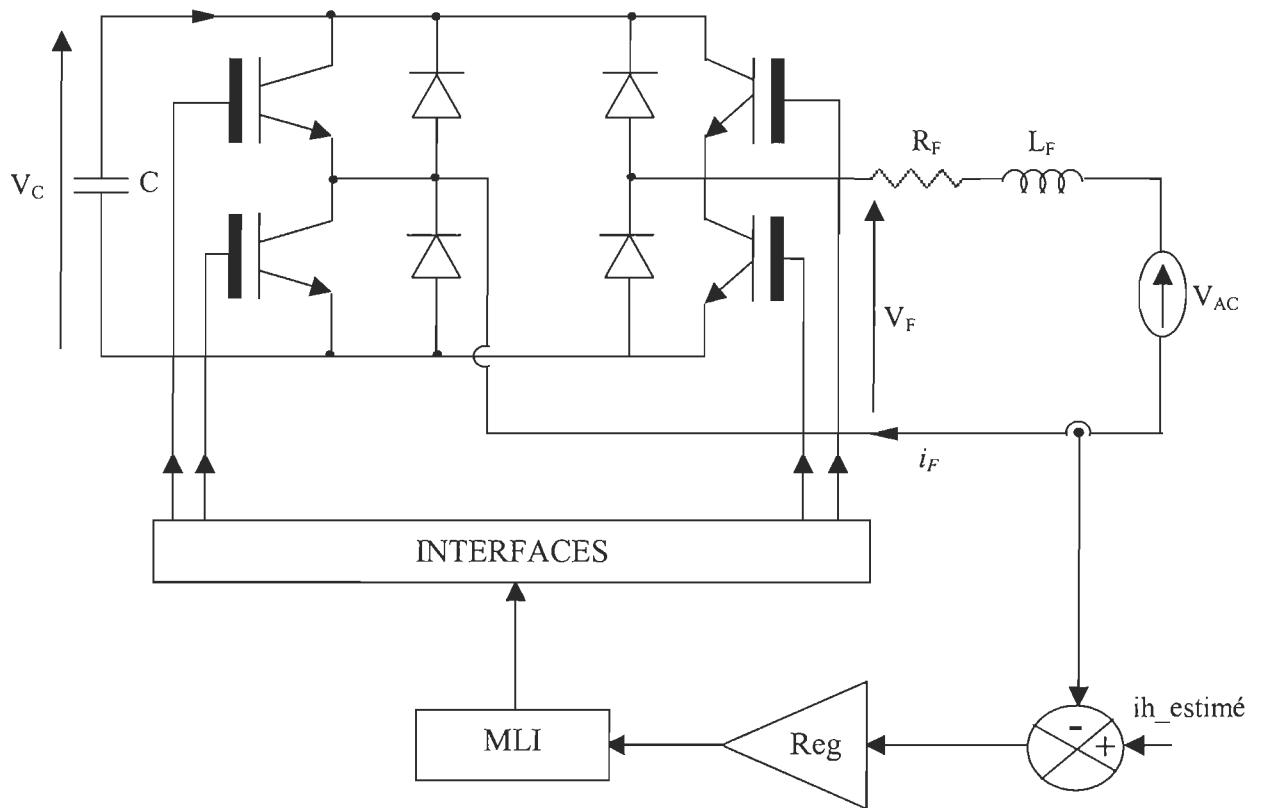


Figure 1.15 – Schéma d'un onduleur de tension monophasé avec une commande MLI

### ○ Commande MLI

Le principe de la commande par la MLI est illustré à la figure 1.16.

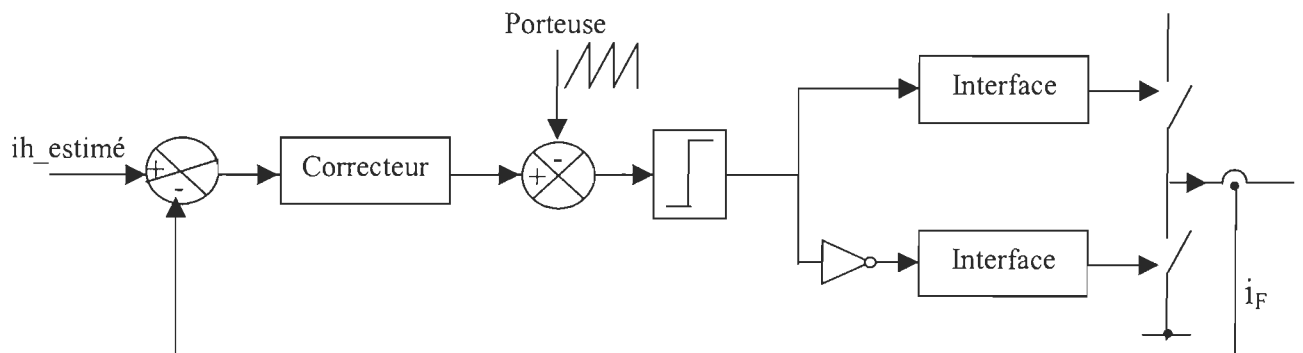


Figure 1.16 – Schéma de principe de la commande par la MLI

L'onduleur de tension est formé des interrupteurs, d'une inductance  $L_F$  et d'une capacité  $C$  (fig. 1.15). On peut le caractériser par ses deux dernières composantes ou par sa pulsation propre  $\omega_f$  et sa conductance propre  $G_f$  [5]:

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_F \cdot C}} \quad \text{et} \quad G_f = \sqrt{\frac{C}{L_F}} \quad (1.11)$$

L'étude des effets du filtre sur le fondamental et sur les harmoniques permet de déterminer non seulement la valeur à donner à  $\omega_f$  ou au produit  $L_F C$  mais aussi la valeur à donner à chacun des éléments  $L_F$  et  $C$  [5].

### 1.5.3- Stratégie de commande des filtres actifs

Les performances du filtre actif dépendent des semi-conducteurs de puissance utilisés pour réaliser l'onduleur et de la stratégie de commande retenue pour réaliser la compensation d'harmoniques. Ces stratégies de commande des filtres actifs peuvent être regroupées en deux catégories : stratégies de commande étudiées dans les domaines fréquentiel et temporel [7]. L'approche fréquentielle est basée sur l'extraction des courants (ou des tensions harmoniques) d'une onde de courant (ou de tension) déformée, tandis que l'approche temporelle est basée sur la théorie de puissances instantanées active et non active dans les réseaux triphasés et désignées par ' théorie p- q '.

Les filtres actifs à stratégie de commande dans le domaine fréquentiel, que nous abordons par la suite, conviennent pour des applications à nœud simple et peuvent être étendus à la minimisation globale de distorsion harmonique à travers le réseau [1-5]. Leur principal inconvénient réside dans les contraintes liées aux calculs numériques; le nombre de calculs à effectuer croît avec le rang de l'harmonique de plus haute fréquence à éliminer ; ce qui résulte en un temps de réponse relativement long. Ce temps peut être réduit en utilisant un système expert ou un algorithme rapide basé sur les réseaux de neurones par exemple. La commande du filtre actif basée sur une approche fréquentielle nécessite une estimation en temps réel d'amplitudes et de phases des courants harmoniques et de la fréquence fondamentale. Ces courants harmoniques pouvant varier dans le temps, nous nous sommes intéressés à des estimateurs d'harmoniques adaptatifs. Le chapitre 2 est dédié à une étude théorique sur les différents estimateurs basés sur l'approche fréquentielle et notamment le réseau de neurones.

Afin d'apporter des éclaircissements sur notre travail pour les chapitres suivants, nous présentons à la figure 1.17 le système faisant l'objet de notre étude.



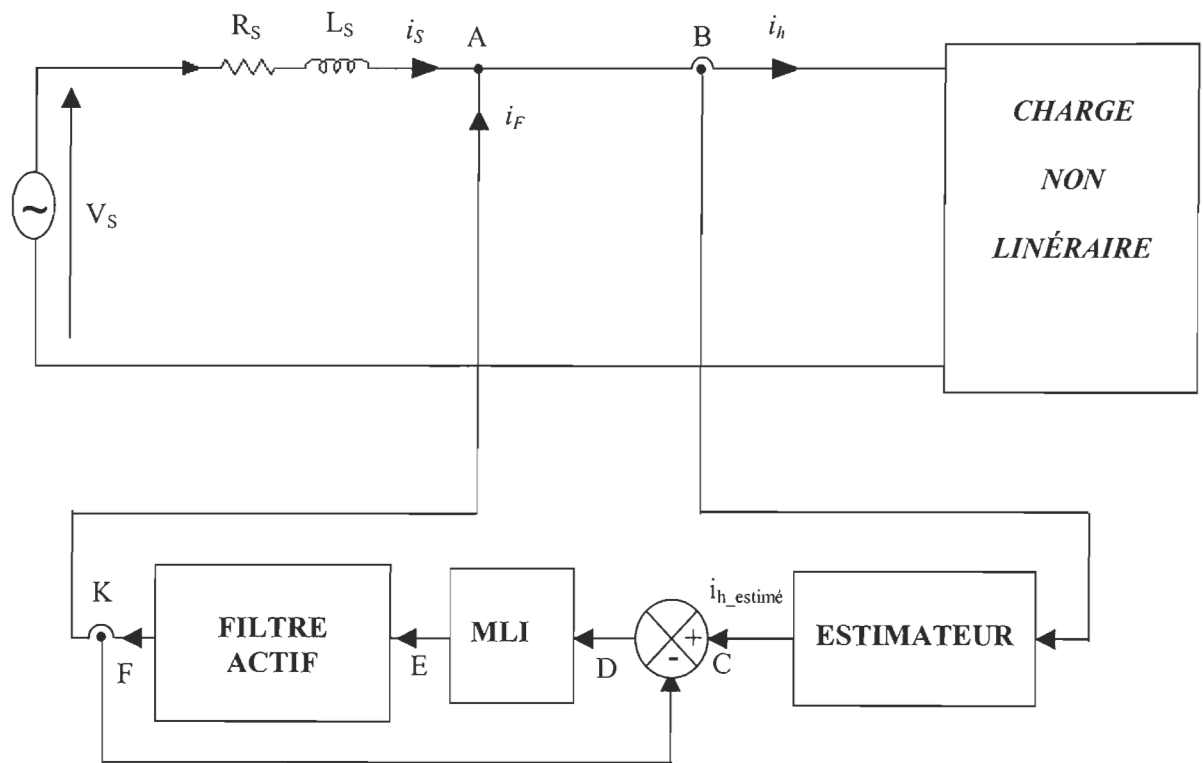


Figure 1.17 – Système étudié

Les points A, B, C, D, E et F apparaissent sur la figure 1.17 sont identifiés comme suit :

- Le point A représente le point d'injection des harmoniques par le filtre actif ;
- Au point B se trouve un capteur de courant déformé;
- Au point C le courant  $i_h$  égale à la somme des courants harmoniques estimés par l'estimateur et désirés à être éliminer;
- Le sommateur en D permet de faire la comparaison entre  $i_{h\_estimé}$  et le courant généré par le filtre actif  $i_F$ ;
- En E nous avons les signaux de MLI de commande des interrupteurs (voir fig.1.16);
- En F nous avons le courant  $i_F$  généré par le filtre actif (voir fig.1.14) ;
- En K se trouve un capteur de courant généré par le filtre actif.

# CHAPITRE 2

## *Méthodes d'estimation des harmoniques*

---

## *Chapitre 2*

### *Méthodes d'estimation des harmoniques*

On distingue différentes techniques d'estimation des harmoniques à savoir [8,10,13] :

- Transformée de Fourier Rapide (TFR) ;
- Transformée de Fourier Discrète Récursive (TFDR) ;
- Filtre linéaire adaptatif (LMS, RLS, kalman).

Ce chapitre porte essentiellement sur les différentes méthodes d'estimation des harmoniques basées sur l'approche fréquentielle. Dans un premier lieu nous allons présenter en 2.1 une analyse sur la décomposition du signal estimé et en 2.2 nous allons présenter une brève étude théorique sur la transformée de Fourier rapide (TFR) et la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR). La section 2.3 présente une étude théorique sur les filtres adaptatifs avec l'adaptation basée sur les Moindres Carrés Moyens Stochastiques (LMSS) (en anglais : Stochastic Least Mean Square SLMS), sur les Moindres Carrés Moyens Stochastiques Normalisés (LMSN) et les Moindres Carrés

présenter en 2.1 une analyse sur la décomposition du signal estimé et en 2.2 nous allons présenter une brève étude théorique sur la transformée de Fourier rapide (TFR) et la transformée de Fourier discrète récursive (TFDR). La section 2.3 présente une étude théorique sur les filtres adaptatifs avec l'adaptation basée sur les Moindres Carrés Moyens Stochastiques (LMSS) (en anglais : Stochastic Least Mean Square SLMS), sur les Moindres Carrés Moyens Stochastiques Normalisés (LMSN) et les Moindres Carrés Moyens Récursifs (RLS). Le filtre de Kalman est présenté à la section 2.4. La section 2.5 présente l'architecture du réseau de neurones ADALINE. La section 2.6 porte sur l'application du réseau de neurones pour l'estimation du contenu harmonique en utilisant le réseau ADALINE. Différentes techniques d'adaptation du réseau de neurones sont utilisées et développées afin de faire une étude comparative par simulation qui sera présentée au chapitre 3 et de dégager celle qui offre une meilleure robustesse face aux bruits, aux variations d'amplitudes et de la fréquence fondamentale. La technique d'adaptation dégagée sera implantée finalement par simulation au chapitre 4 et pratiquement dans dSPACE au chapitre 5.

## **2.1 Décomposition d'un signal périodique**

Fourier a démontré que toute fonction périodique  $y(t)$  non sinusoïdale de fréquence  $f$  peut être représentée selon la décomposition harmonique sous la forme d'une somme composée [7]:

- d'un terme sinusoïdal à la fréquence  $f$  de valeur efficace  $Y_1$  ; ce terme est appelé **fondamental**;
- de termes sinusoïdaux dont les fréquences sont égales à  $h$  ( $h$  est un entier) fois la fréquence du fondamental et de valeurs efficaces  $Y_h$ . Rappelons que ces termes de fréquences multiples de la fréquence fondamentale sont appelés **harmoniques** ;
- d'une composante continue d'amplitude  $B_0$ .

L'expression de ces grandeurs est donnée par le développement en série de Fourier du signal tension ou courant  $y(t)$  :

$$y(t) = B_0 + \sum_{h=1}^N Y_h \cdot \sin( h \cdot \omega \cdot t + \phi_h ) \quad (2.1)$$

où

$\omega$  représente la pulsation angulaire du fondamental;

$B_0$  représente la composante continue;

$Y_h$  et  $\phi_h$  représentent respectivement, l'amplitude et la phase de la  $h^{\text{ième}}$  harmonique.

L'équation (2.1) peut être exprimée sous forme :

$$y(t) = B_0 + \sum_{h=1}^N (A_h \sin(h \cdot \theta) + B_h \cos(h \cdot \theta)) \quad (2.2)$$

où  $B_0$  est la composante continue;

$\theta = 2\pi k/N = \omega \cdot k/f_s$ ,  $N_s = f_s/f_n$ ,  $f_n$  est la fréquence nominale,  $f_s$  est la fréquence d'échantillonnage et  $k = t_i \cdot f_s$  ( $t_i$  est l'instant d'échantillonnage);

$A_h = Y_h \cdot \cos\phi_h$  et  $B_h = Y_h \cdot \sin\phi_h$  sont les amplitudes des composantes en quadratures de la  $h^{\text{ième}}$  harmonique et  $\phi_h$  est la phase de la  $h^{\text{ième}}$  harmonique.

Rappelons que le choix de la fréquence d'échantillonnage  $f_s$  est très important si on veut une restitution aussi fidèle que possible du spectre du signal ou des composantes harmoniques. Pour faire ce choix, il faut impérativement respecter le *théorème de Shannon* qui s'énonce comme suit :

$$f_s \geq 2 \cdot f_{\max} \quad (2.3)$$

où :  $f_{\max}$  représente la fréquence maximale du signal à échantillonner.

À partir des amplitudes  $A_h$  et  $B_h$ ,  $Y_h$  et  $\phi_h$  sont calculés comme suit :

$$Y_h = \sqrt{(A_h^2 + B_h^2)} \quad \text{et} \quad \phi_h = \tan^{-1}\left(\frac{B_h}{A_h}\right) \quad (2.4)$$

Rappelons que l'objectif visé dans notre travail est la détection du contenu harmonique dans les lignes du réseau électrique qui consiste à estimer les grandeurs,  $A_h$ ,  $B_h$  et  $\omega$  de l'équation (2.2). Par ailleurs, l'estimation des harmoniques peut être faite en minimisant l'erreur quadratique définie comme suit [9, 20] et [21]:

$$E(k) = \frac{1}{2} (d(k) - y(k))^2 \quad (2.5)$$

où  $d(k)$  est la valeur du signal mesuré.

## 2.2 Transformée de Fourier

### 2.2.1 Transformée de Fourier discrète

La transformée de Fourier rapide (TFR) [7-8], publiée pour la première fois en 1965 par J.W.Cooley et J. W. Tuckey, est une technique de calcul rapide de la Transformée de Fourier Discrète (TFD). Elle est exprimée par l'équation (2.6) :

$$Y_i = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot W_N^{-ni} \quad i \in \{0, 1, \dots, N-1\} \quad (2.6)$$

avec  $W_N = e^{j\frac{2\pi}{N}}$ .

Les séquences finies de longueur  $N$ ,  $(y_0, \dots, y_{N-1})$  et  $(Y_0, \dots, Y_{N-1})$  sont, respectivement, une séquence temporelle de durée  $N$  et une séquence fréquentielle de largeur  $N$ . Le calcul de la TFD [7-8], d'une séquence discrète de longueur  $N$  comprend le calcul de  $N$  termes dont chacun comprend  $N$  produits et  $(N-1)$  sommes, soit un total de  $N^2$  multiplications et  $N(N-1)$  additions.

Le nombre d'opérations arithmétiques à effectuer peut être très important, ce qui nécessite un temps de calcul très élevé. Des algorithmes de calcul de la TFD ont été

développés dans le but d'aboutir à une économie de calculs et donc du temps. Ces algorithmes sont appelés algorithmes de transformée de Fourier rapide » ou TFR ( en anglais *Fast Fourier Transform* ou **FFT** ).

### 2.2.2 Transformation de Fourier rapide (FFT)

L'algorithme FFT est fondé sur la décomposition de la séquence numérique à transformer (dont le nombre  $N$  de termes est une puissance de 2) en deux sous-séquences entrelacées, celle des termes de rang pair et celle des termes de rang impair. Le processus est répété pour chacune des sous-séquences précédentes et ainsi de suite jusqu'à l'obtention de séquences d'ordre 2 [7-8]. La FFT présente :

$\frac{N}{2} \cdot \log_2\left(\frac{N}{2}\right)$  multiplications, au lieu des  $N^2$  multiplications ;

$\Rightarrow$  donc un gain de  $\frac{2 \cdot N}{\log_2\left(\frac{N}{2}\right)}$

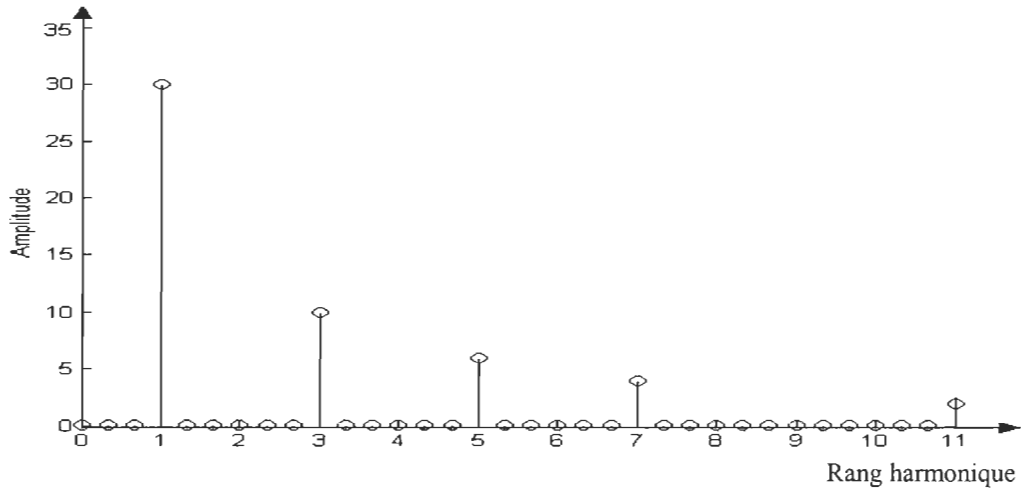
$N \cdot \log_2(N)$  additions, au lieu des  $N \cdot (N - 1)$ .

$\Rightarrow$  donc un gain de  $\frac{N - 1}{\log_2 N}$ .

Nous présentons sur la figure 2.1 une estimation du spectre harmonique pour un signal défini par l'équation (2.7) en utilisant la FFT.

$$y(t) = 30 \cdot \sin(\omega \cdot t + \pi/2) + 10 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t + \pi) + 6 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t + \pi/4) + 4 \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t + \pi) + 2.5 \cdot \sin(11 \cdot \omega \cdot t + \pi/4) \quad (2.7)$$





**Figure 2.1-** Spectre harmonique d'un signal détecté par la FFT

Signalons que la FFT ne fonctionne pas en temps réel mais en temps différé NT, elle nécessite au moins une période du signal pour détecter le spectre d'harmoniques.

### 2.2.3 Transformée de Fourier discrète récursive (TFDR)

Dans ce qui suit, nous présentons une brève étude sur la TFDR synchrone [10] que nous allons utiliser. Pour un vecteur de données de N éléments, la TFD du h<sup>ième</sup> harmonique peut être exprimé à l'instant k-1 comme suit [10-12 ]:

$$Y_h(k-1) = \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot e^{(-j\beta_h n - j\phi_h(k-1))} = e^{(j\phi_h(k-1))} \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot e^{(-j\beta_h n)} \quad (2.8)$$

où  $j = \sqrt{-1}$  et  $\beta_h = 2\pi h/N$ , pour  $h=0,1,\dots,N-1$  et  $\phi_h$  représente le déphasage de la forme d'onde de référence.

L'équation de récurrence suivante peut être établie [10-12]:

$$Y_h(k) = Y_h(k-1) + e^{(-j\phi_h(k-1))} \Delta y(k) \quad (2.9)$$

avec  $\Delta y(k) = y(k) - y(k-N)$ .

La TFD inverse de l'équation (2.6) produit la composante de chaque harmonique :

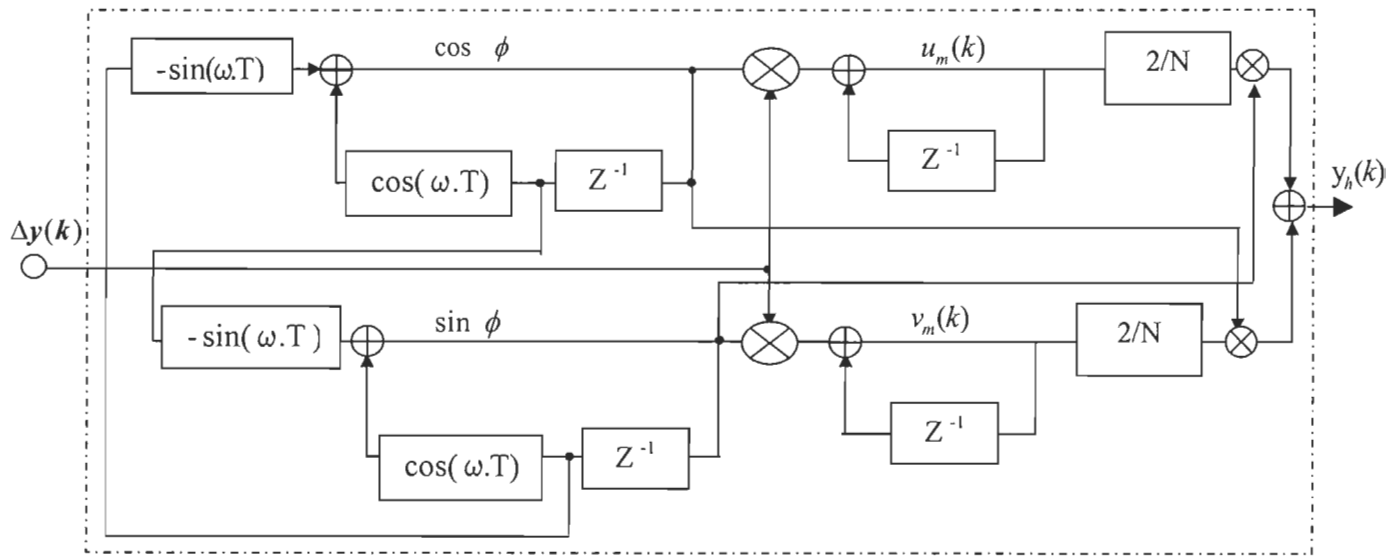
$$y_h(n) = \Gamma(h) \operatorname{Re} \left\{ Y_h(k) \cdot e^{(j\beta_h n)} \cdot e^{(j\phi_h(k-1))} \right\} \quad (2.10)$$

$$\text{où : } \Gamma(h) = \begin{cases} 2N^{-1} & h = 0, N/2 \\ N^{-1} & \text{sinon} \end{cases}$$

L'équation (2.10) est suffisante pour mettre en application la TFDR [10-12].

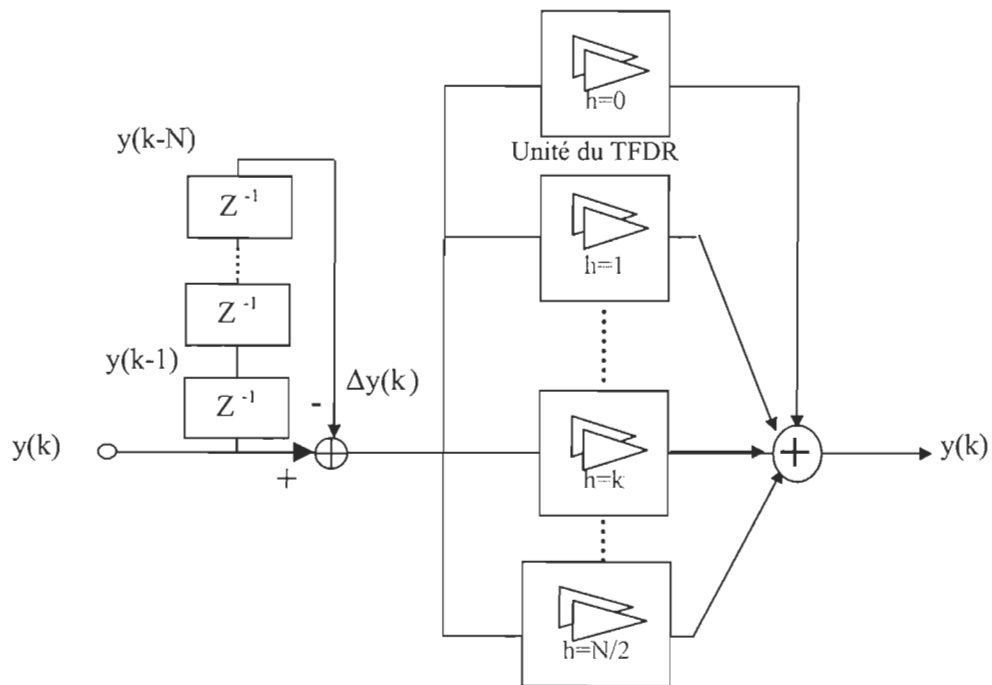
L'équation est illustrée par le diagramme-bloc de la figure 2.2 avec  $\omega = \frac{\beta_h}{T}$  et  $\beta_h = \frac{2\pi \cdot h}{N}$

pour  $h=0,1,\dots,N/2$ .



**Figure 2.2-** Unité de filtrage de la TFDR synchrone pour un seul harmonique de rang  $h$

En rassemblant les unités de  $h=0$  à  $N/2$ , l'architecture globale de la TFDR synchrone se présente comme suit :



**Figure 2.3-** Architecture globale de la TFDR synchrone

Signalons que chaque unité présente un rang harmonique à estimer; la TFDR peut donc facilement fournir l'onde de l'harmonique à compenser. Ce qui n'est pas le cas pour une TFD discrète pour laquelle les résultats sont donnés dans le domaine fréquentiel.

Nous avons implanté cet algorithme (TFDR) dans Simulink® pour le même signal donné par l'équation (2.7):

$$y(t) = 30 \cdot \sin(\omega \cdot t + \pi/2) + 10 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t + \pi) + 6 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t + \pi/4) + 4 \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t + \pi) + 2.5 \cdot \sin(11 \cdot \omega \cdot t + \pi/4) \quad (2.11)$$

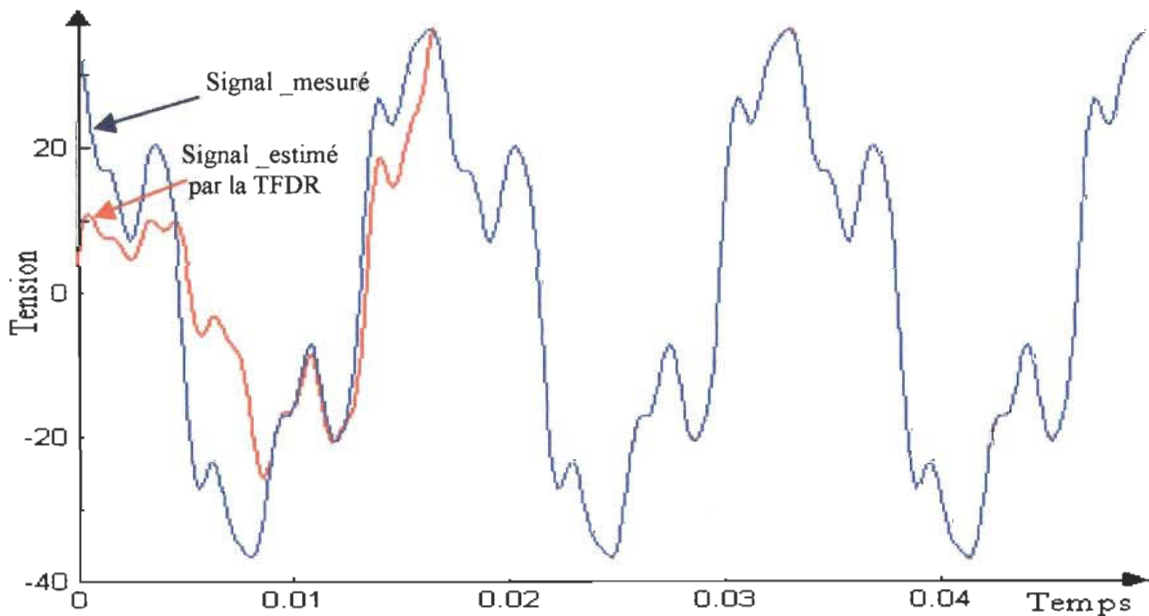


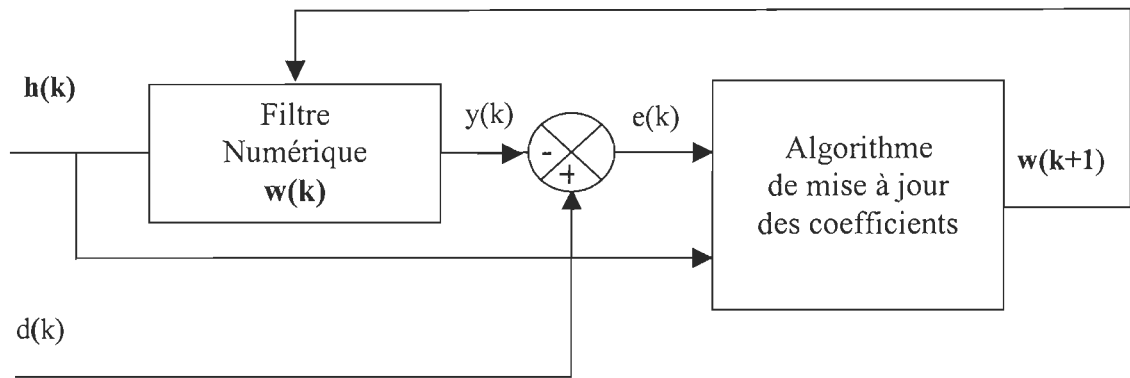
Figure 2.4- Estimation d'un signal en utilisant la TFDR

Signalons que la TFDR possède une latence d'une seule période pour fonctionner en temps réel et elle possède les caractéristiques suivantes :

- une bonne rapidité par rapport à la FFT qui nécessite au moins une période du signal pour extraire les harmoniques;
- une bonne détection lorsque le signal est bruité et variable;
- elle est recommandée si on désire faire une détection des harmoniques pour la commande d'un filtre actif exigeant la compensation d'harmoniques bien définis ;
- mais elle est très sensible à la variation de la fréquence fondamentale.

### **2.3 Filtre adaptatif linéaire**

Le filtrage adaptatif est aujourd'hui très utilisé pour le traitement des signaux aléatoires. Son principal intérêt réside dans l'élimination de bruits dont les caractéristiques évoluent dans le temps; ce qui n'est pas envisageable avec les structures non adaptatives c'est-à-dire où les coefficients sont fixés. On l'utilise également dans les applications de prédiction de signal ou d'identification de processus [13-14]. Le principe du filtre adaptatif linéaire est illustré par la figure 2.5.



**Figure 2.5-** Topologie d'un filtre adaptatif

Les critères et algorithmes les plus fréquemment rencontrés sont :

- Le critère des moindres carrés moyens (LMS) utilisant l'algorithme du gradient;
- Le critère de moindre valeur absolue utilisant l'algorithme du signe;
- Le critère des moindres carrés exacts utilisant les algorithmes récursifs (RLS).

Dans notre recherche, nous allons restreindre l'étude aux algorithmes adaptatifs à ceux basés sur la LMS stochastique (LMSS), la LMS normalisée (LMSN) et la RLS.

### 2.3.1 Adaptation par les moindres carrés moyens stochastiques (LMSS)

La méthode du gradient stochastique LMS (en anglais *Least Mean Square*) concerne une minimisation de l'erreur quadratique suivante :

$$E(k) = \sum_{m=1}^n (e(k))^2 = \sum_{m=1}^n [d(k) - y(k)][d(k) - y(k)]^T \quad (2.12)$$

avec  $d(k)$  représente le signal désiré correspondant au signal mesuré (point B fig. 1.17);

$y(k)$  la sortie du filtre représenté par :

$$y(k) = \mathbf{w}(k)^T \mathbf{h}(k) \quad (2.13)$$

$\mathbf{w}$  représente le vecteur contenant les coefficients du filtre donné par l'équation (2.14) :

$$\mathbf{w}(k) = [B_0 \ A_1 \ B_1 \ A_2 \ B_2 \dots \ A_N \ B_N]' \quad (2.14)$$

$\mathbf{h}$  représente le vecteur d'entrée du filtre donné par l'équation (2.15):

$$\mathbf{h}(k) = [1 \ \sin(\omega t(k)) \ \cos(\omega t(k)) \ \sin(2\omega t(k)) \ \cos(2\omega t(k)) \dots \sin(N\omega t(k)) \ \cos(N\omega t(k))]' \quad (2.15)$$

et  $e(k)$  représente l'erreur entre les signaux mesuré  $d(k)$  et estimé  $y(k)$ .

Le principe de la LMSS consiste à adapter les poids du filtre de façon à minimiser l'erreur quadratique  $E(k)$  (2.12). Il vient alors que l'adaptation des poids se fait à partir de l'équation suivante:

$$\hat{\mathbf{w}}(k+1) = \hat{\mathbf{w}}(k) + \mu \mathbf{h}(k) e(k) \quad (2.16)$$

où  $\mu$  (coefficient de relaxation), une constante positive représentant le pas de calcul du filtre : un paramètre à déterminer de façon empirique qui dépend de notre étude, il détermine la vitesse de convergence, la précision du filtre.

- Si  $\mu$  est grand, la convergence va être rapide tandis que la précision sera faible;
- Si  $\mu$  est faible, la convergence va être lente mais avec une grande précision.

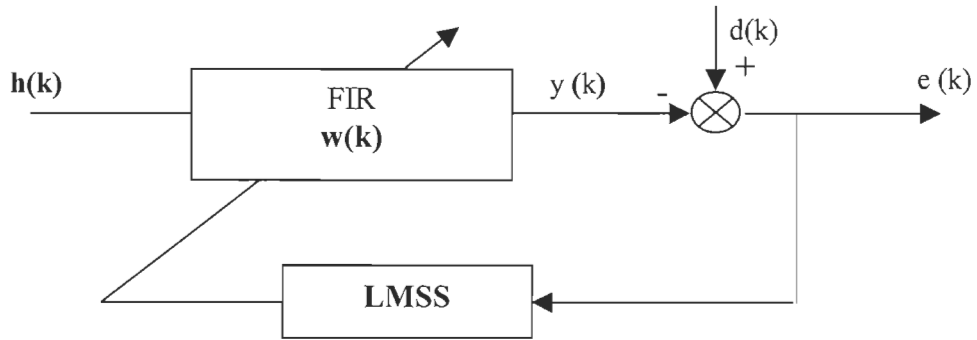


Figure 2.6- Topologie de la LMSS

Afin de minimiser l'erreur quadratique  $E(k)$ , les coefficients  $B_i$  et  $A_i$  doivent être optimisés afin de minimiser le critère. L'erreur quadratique est minimisée en utilisant la méthode du gradient [9, 20 et 21] pour chaque coefficient du vecteur  $\mathbf{w}(k)$ .

De la même manière, nous pouvons calculer l'adaptation de la pulsation nominale en minimisant l'erreur quadratique [9, 20 et 21] :

$$\hat{\omega}(k+1) = \hat{\omega}(k) + \mu_{\omega} (d(k) - y(k)) \cdot t(k) \cdot \sum_{h=1}^N h \cdot (A_h(k) \cdot \cos(h \cdot \omega(k) \cdot t(k)) - B_h(k) \cdot \sin(h \cdot \omega(k) \cdot t(k))) \quad (2.17)$$

où  $\mu_{\omega}$  est le coefficient d'adaptation pour la pulsation  $\omega$ .



En résumé, les trois étapes de l'adaptation par la LMSS sont :

1. Initialiser les poids du filtre ( $\hat{\mathbf{w}}$ ),  $\hat{\mathbf{w}}(0) = 0$ ;
2. Calculer la sortie du filtre (équation (2.13));
3. Actualiser les poids du filtre (éq. (2.16)) et retourner à l'étape 2;

Les étapes 2 et 3 sont répétées jusqu'à la convergence du signal estimé.

### **2.3.2 Adaptation par les moindres carrés moyens normalisés (LMSN)**

La LMSN a le même principe et la même topologie que la LMSS sauf dans l'expression de l'adaptation du poids [20 et 21], elle s'exprime par :

$$\hat{\mathbf{w}}(\mathbf{k} + 1) = \hat{\mathbf{w}}(\mathbf{k}) + \mu \frac{\hat{y}(\mathbf{k})}{\|\mathbf{h}(\mathbf{k})\|} e(\mathbf{k}) \quad (2.18)$$

### **2.3.4 Adaptation par les moindres carrés récursifs (RLS)**

Ce filtre RLS ( Recursive Least Square) est similaire au filtre LMS, mais il présente une grande complexité de calcul. Ceci est dû à la correction du vecteur des poids du filtre ( $\mathbf{w}$ ) afin de minimiser le critère [13 - 14]:

$$E(k) = \sum_{i=1}^N \lambda^{k-i} |e(k)|^2 \quad (2.19)$$

où  $e(k)$  représente l'erreur de la sortie du filtre;

$\lambda$  représente le facteur d'oubli,  $\lambda \in [0,1]$

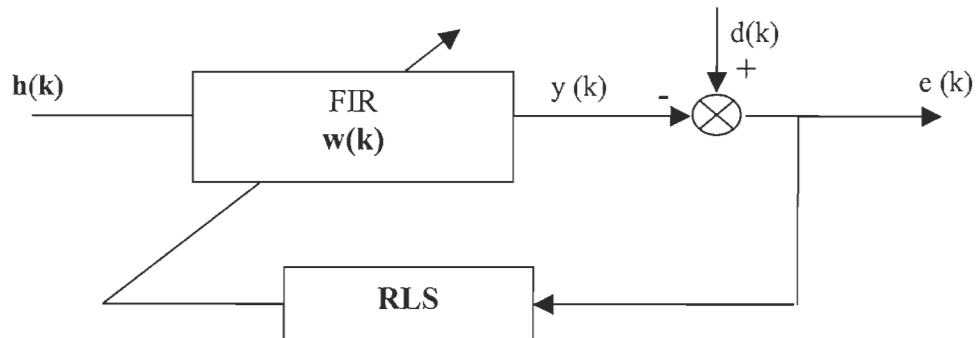


Figure 2.7- Topologie de la RLS

La sortie du filtre  $\hat{y}(k)$  est donnée par l'équation suivante :

$$\hat{y}(k) = \hat{\mathbf{w}}^T(k) \mathbf{h}(k) \quad (2.20)$$

L'adaptation des poids de cet algorithme se fait à partir de l'équation ( 2.19 ):

$$\hat{\mathbf{w}}(k) = \hat{\mathbf{w}}(k-1) + \rho(k).e(k) \quad (2.21)$$

où :

$$e(k) = d(k) - \hat{\mathbf{w}}(k)^T \mathbf{h}(k) \quad (2.22)$$

$$\mathbf{P}(\mathbf{k}) = \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}(\mathbf{k} - 1) - \frac{1}{\lambda} \boldsymbol{\rho}(\mathbf{k}) \mathbf{h}^T(\mathbf{k}) \mathbf{P}(\mathbf{k} - 1) \quad (2.23)$$

où  $\hat{\mathbf{w}}$  représente le vecteur colonne des estimés des harmoniques donné par l'équation (2.14);

$d(n)$  représente le signal mesuré;

$\mathbf{h}(\mathbf{k})$  représente le vecteur donné par l'équation (2.15);

$\mathbf{P}(\mathbf{k})$  représente la matrice de corrélation de dimension  $M \times N$ ;

Le vecteur  $\boldsymbol{\rho}$  est défini par:

$$\boldsymbol{\rho}(\mathbf{k}) = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{\mathbf{P}(\mathbf{k} - 1) \mathbf{h}(\mathbf{k})}{1 + \frac{1}{\lambda} \mathbf{h}^T(\mathbf{k}) \mathbf{P}(\mathbf{k} - 1) \mathbf{h}(\mathbf{k})} \quad (2.24)$$

En résumé, il y a six étapes à suivre:

1. Initialiser les paramètres. ( on prend  $\mathbf{P}(0) = \beta \cdot \mathbf{I}$ , tel que  $\beta > 0$  );
2. Calculer la sortie du filtre (équation (2.20));
3. Calculer  $\boldsymbol{\rho}(\mathbf{k})$  (équation (2.24));
4. Calculer  $e(\mathbf{k})$  (équation (2.22));
5. Mise à jour des poids  $\hat{\mathbf{w}}(\mathbf{k})$  (équation(2.21) );
6. Calculer  $\mathbf{P}(\mathbf{k})$  (équation (2.23) et retourner à l'étape 2.

Les étapes 2 à 6 sont répétées jusqu'à la convergence satisfaisante du signal estimé ( $e \rightarrow 0$ ).

## 2.4 Filtre de Kalman

Le modèle du système pour l'estimation des harmoniques peut être décrit dans l'espace des états sous forme de deux équations [13-14].

Équation du système :

$$\mathbf{w}(\mathbf{k} + 1) = \phi(\mathbf{k})\mathbf{w}(\mathbf{k}) + \gamma \quad (2.25)$$

Équation d'observation ou de mesure :

$$y(\mathbf{k} + 1) = \mathbf{w}(\mathbf{k} + 1)^T \mathbf{h}(\mathbf{k} + 1) + \eta \quad (2.26)$$

où

$\phi(\mathbf{k})$  représente la matrice de transition de dimension  $M \times N$ ; dans notre étude nous prenons  $\phi(\mathbf{k})$  égale une matrice unité;

$\mathbf{h}(\mathbf{k})$  représente le vecteur colonne d'observation défini à l'équation (2.14);

$\gamma$  représente un bruit de l'état de système possédant une variance  $\sigma_\gamma^2$ ;

$\eta$  représente un bruit de mesure de variance  $\sigma_\eta^2$ .

- **Gain de Kalman**

- Matrice de corrélation  $\mathbf{P}$ , initialisée à une matrice d'identité de dimension M.N :

$$\mathbf{P}(\mathbf{k} + 1/\mathbf{k}) = \phi(\mathbf{k}).\mathbf{P}(\mathbf{k}/\mathbf{k}).\phi^T(\mathbf{k}) ; (\mathbf{P}(0/0) = \beta.I, \text{ tel que } \beta > 0) \quad (2.27)$$

Le gain à l'instant ( $\mathbf{k}+1$ ) va être calculé par la relation :

$$\rho(\mathbf{k} + 1) = \mathbf{P}(\mathbf{k} + 1/\mathbf{k}).\mathbf{h}^T(\mathbf{k} + 1) \cdot \frac{1}{\mathbf{h}^T(\mathbf{k} + 1).\mathbf{P}(\mathbf{k} + 1/\mathbf{k}).\mathbf{h}^T(\mathbf{k} + 1)} \quad (2.28)$$

La mise à jour de la matrice  $\mathbf{P}$  est donnée par:

$$\mathbf{P}(\mathbf{k} + 1/\mathbf{k} + 1) = [\mathbf{I} - \rho(\mathbf{k} + 1)]\mathbf{P}(\mathbf{k} + 1/\mathbf{k}) \quad (2.29)$$

- **Prédiction**

$$\hat{\mathbf{w}}(\mathbf{k} + 1/\mathbf{k}) = \phi.\hat{\mathbf{w}}(\mathbf{k}/\mathbf{k}); \quad \hat{\mathbf{w}}(0/0) = 0 \quad (2.30)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(\mathbf{k} + 1 / \mathbf{k}) = \hat{\mathbf{w}}(\mathbf{k} + 1/\mathbf{k})^T \mathbf{h}(\mathbf{k}) \quad (2.31)$$

- **Correction** (mise à jour)

$$\Delta y(k+1/k) = y(k+1) - \hat{y}(k+1/k) \quad (2.32)$$

$$\hat{\mathbf{w}}(k+1/k+1) = \hat{\mathbf{w}}(k+1/k) + \boldsymbol{\rho}(k)\Delta y(k+1/k) \quad (2.33)$$

En résumé, il y a cinq étapes à suivre:

1. Initialiser le vecteur d'état  $\mathbf{w}(1/0)$  et de la matrice de covariance ( $P(0/0) = \beta.I, \beta > 0$ );
2. Calculer le gain de Kalman (équations 2.27 à 2.29);
3. Calculer la prédiction (équation 2.30);
4. Calculer l'innovation (équation 2.31);
5. Effectuer la correction (équation 2.33) et retourner à l'étape 2;

Les étapes 2 à 5 sont répétées jusqu'à la convergence satisfaisante du signal estimé ( $e \rightarrow 0$ ).

Pour terminer cette partie, rappelons que dans cette phase d'estimation et de détection du courant harmonique, nous nous sommes intéressés à des estimateurs adaptatifs en temps réel qui s'adaptent avec la charge non linéaire inconnue évoluant dans le temps à savoir les réseaux de neurones artificiels. La section suivante présente les différentes architectures du réseau de neurones et précisément l'architecture ADALINE (en ligne), basée sur les adaptations examinées précédemment, qui sera présentée explicitement à la section 2.6.

## 2.5 Réseau de neurone

L'architecture des réseaux de neurones artificiels peut aller d'une connectivité totale, où tous les neurones sont reliés les un aux autres, à une connectivité locale, où les neurones ne sont reliés qu'à leurs plus proches voisins. Il y a plusieurs classifications des réseaux de neurones suivant le nombre de couche, le mode de connexion ou le type de couches [16-18].

Un réseau de neurones est en général constitué de plusieurs couches, chaque couche étant formée de neurones. Elles sont souvent utilisées pour la classification de données. La première couche, appelée *rétilne*, est seulement utilisée pour transmettre les entrées sur la couche suivante. On a donc besoin d'autant de neurones d'entrées que d'attributs décrivant un objet. La dernière couche s'appelle couche de sortie et contient autant de neurones que de classes à différencier.

Il existe de nombreux modèles de réseaux de neurones [16-18] : les réseaux de Hopfield, les réseaux de Kohonen, les perceptrons multicouches ayant des architectures allant de la plus simple à la plus complexe (les différentes unités sont interconnectées aux autres, soit complètement, soit partiellement). Principalement, nous pouvons identifier trois classes d'architecture de réseaux : réseaux à couche simple, réseaux récurrents (spécialement le Hopfield) et réseaux multicouche.

### 2.5.1- Réseau à couche simple

Ce type de réseau appelé aussi "perceptron" se compose d'une couche d'entrée et d'une couche de sortie. La figure 2.8 ci-dessous illustre un réseau à couche simple.

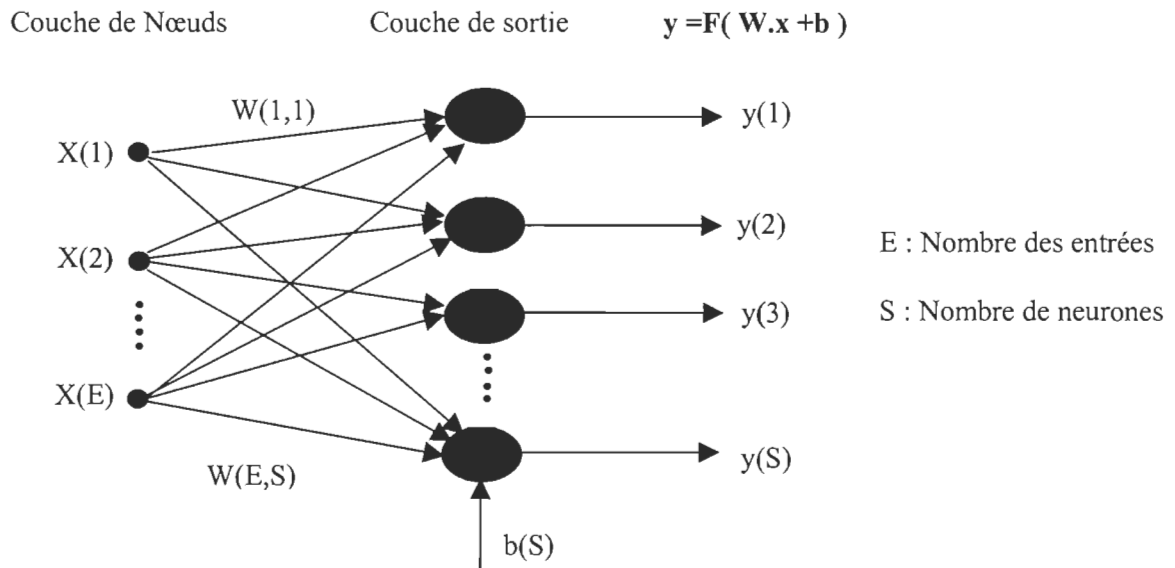


Figure 2.8- Réseau à couche simple

Nous adoptons comme architecture de réseau de neurones le perceptron pour l'estimation du contenu harmonique.

### 2.5.2- Réseau de neurones type ADALINE

En 1960, Bernard Widrow, un automaticien, développe le modèle Adaline, qui est une abréviation de (Adaptive Linear Element) [17]. Sa structure est une extension du perceptron simple : un perceptron linéaire sans couche cachée donc à un seul neurone [9,

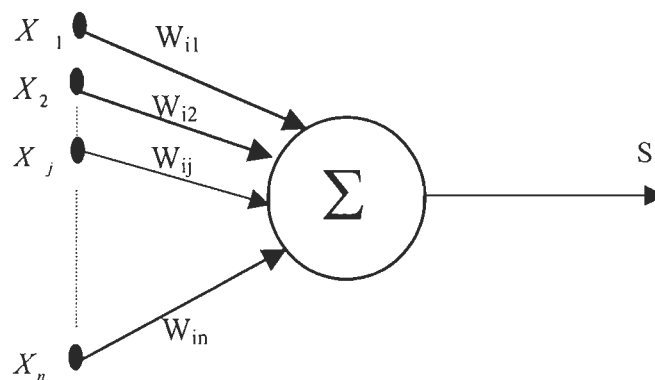


20, 21, 22, 23 et 24]. L'idée est de remplacer la fonction seuil sur les cellules de sortie par la fonction *identité* ( $f(x)=x$ ). Cependant, l'apprentissage est supervisé et va être défini comme la minimisation de l'erreur quadratique du système donné par l'équation (2.12) .

En donnant à l'ADALINE un signal d'entrée, les poids du réseau seront ajustés en comparant la valeur du signal de sortie avec celle désirée. L'apprentissage pour l'ajustement du poids s'effectue jusqu'à ce que le taux d'erreur soit plus petit que notre tolérance.

Il existe plusieurs fonctions d'adaptation pour minimiser l'erreur quadratique qui seront le thème de la prochaine section. On note par exemple : la méthode des moindres carrés Moyens (en anglais Least Mean Square LMS (error)).

La structure du réseau de neurone ADALINE est représentée sur la figure 2.9 :



**Figure 2.9-** Représentation d'un ADALINE

La section suivante porte sur l'application du réseau de neurones pour l'estimation du contenu harmonique en utilisant le réseau ADALINE. Différentes techniques d'adaptation du réseau de neurones sont utilisées et développées afin de faire une étude comparative par simulation qui sera présentée au chapitre 3.

## 2.6 Application des RNAs à l'estimation du contenu harmonique

Cette section porte sur les différentes techniques d'adaptations du réseau de neurones artificiels (RNA) de type ADALINE (Adaptive linear Element) pour l'estimation du contenu harmonique [9, 20, 21, 22, 23 et 24].

Pour estimer le contenu harmonique du signal  $y(t)$ , nous avons utilisé le réseau de neurone ADALINE illustré à la figure 2.10. Ce réseau de neurones comprend deux sous RNs. Le premier sous RN comprend  $(2n+1)$  entrées définies par le vecteur  $\mathbf{h}(\mathbf{k})$  donné par l'équation (2.35) et une seule sortie qui représente le signal estimé, ses poids d'adaptation représentent les amplitudes harmoniques en quadratique du signal mesuré. Tandis que le deuxième sous RN comprend  $(2n + 1)$  entrées définies par le vecteur  $\mathbf{n}(\mathbf{k})$  donné par l'équation (2.46) et une seule sortie qui représente le scalaire  $r(k)$ ; son poids d'adaptation représente la fréquence fondamentale  $f$ .

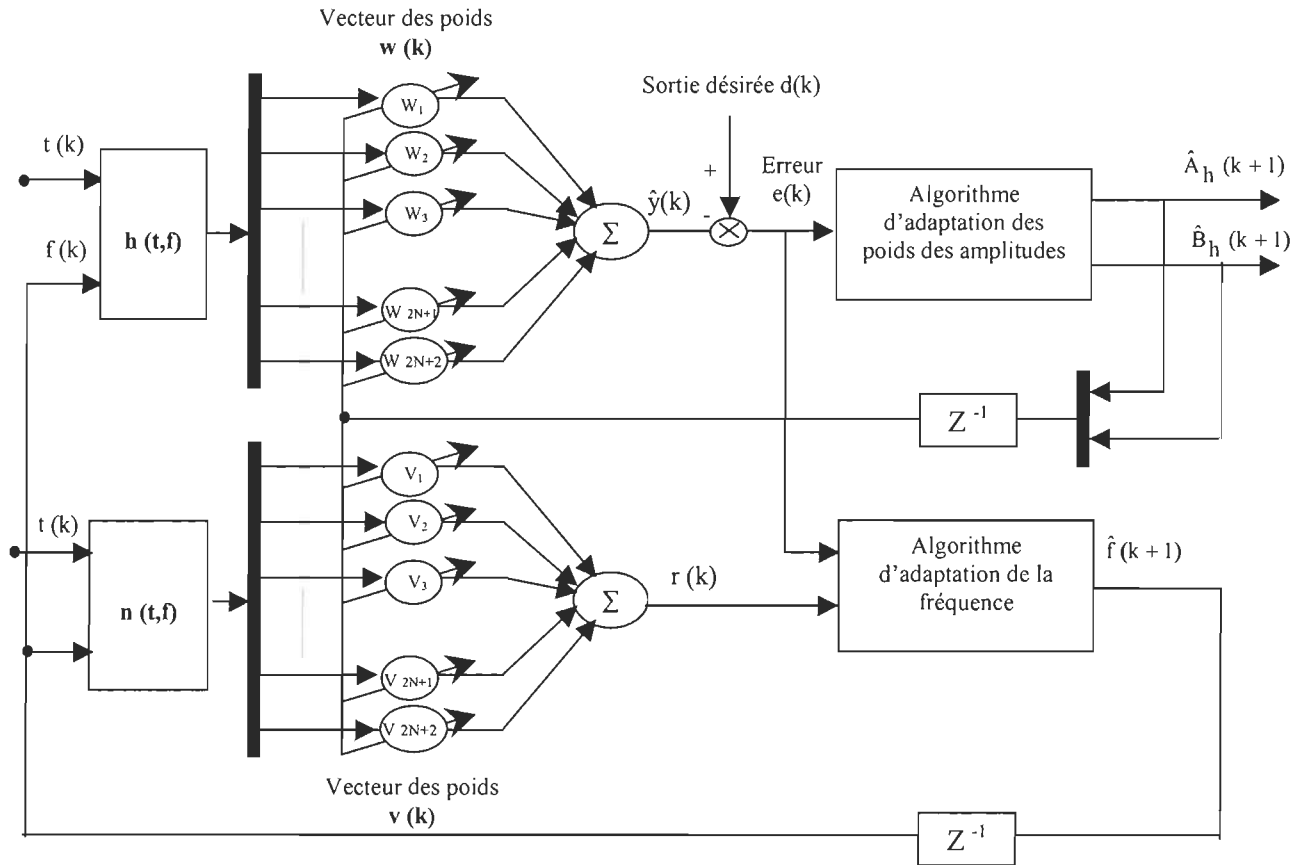


Figure 2.10- Réseau de neurone étudié type ADALINE

Ce RN type ADALINE utilise deux algorithmes pour faire la mise à jour de ses poids. En effet, nous avons utilisé deux algorithmes, le premier pour faire adapter les poids des amplitudes harmoniques tandis que le deuxième est utilisé pour faire l'adaptation de la fréquence fondamentale.

La performance de l'ajustement des poids de l'amplitude est caractérisée par l'algorithme utilisé pour faire l'apprentissage en ligne du RN en minimisant l'erreur quadratique suivante :

$$E = \sum_{i=0}^m \left( y_i - \sum_{h=1}^N (A_h \sin(h\omega.t_i) + B_h \cos(h\omega.t_i)) \right)^2 \quad (2.34)$$

où  $m$  représente le nombre d'échantillons mesurés.

Dans ce qui suit, nous allons développer et présenter les paramètres du RN étudié. L'entrée de l'ADALINE est donnée par l'équation (2.35) avec une composante continue nulle i.e. ( $B_0 = 0$ ):

$$\mathbf{h}(\mathbf{k}) = [1 \quad \sin(\omega t(\mathbf{k})) \quad \cos(\omega t(\mathbf{k})) \quad \cdots \quad \sin(N\omega.t(\mathbf{k})) \quad \cos(N\omega.t(\mathbf{k}))]^T \quad (2.35)$$

où  $T$  représente la transposée. Avec une composante continue variable,  $B_0$  est exprimée comme  $B_{dc} \exp(-\alpha.t)$ . Le vecteur  $\mathbf{h}(\mathbf{k})$  est devenu [20, 21, 23 ]:

$$\mathbf{h}(\mathbf{k}) = [1 \quad -kT_s \quad \sin(\omega t(\mathbf{k})) \quad \cos(\omega t(\mathbf{k})) \quad \cdots \quad \sin(N\omega.t(\mathbf{k})) \quad \cos(N\omega.t(\mathbf{k}))]^T \quad (2.36)$$

où  $T_s$  représente la période d'échantillonnage. La composante continue est modélisée en prenant les deux premiers termes de la série de Taylor:

$$B_0 \exp(-\alpha.k.T_s) = B_0 - B_0 \alpha.k.T_s \quad (2.37)$$

Le vecteur d'adaptation  $\mathbf{w}$  est donné :

- pour une composante continue nulle:

$$\mathbf{w}(\mathbf{k}) = [A_1 \ B_1 \ A_2 \ B_2 \ \dots \ A_N \ B_N ]' \quad (2.38)$$

- pour composante continue variable :

$$\mathbf{w}(\mathbf{k}) = [B_0 \ B_0\alpha \ A_1 \ B_1 \ A_2 \ B_2 \ \dots \ A_N \ B_N ]' \quad (2.39)$$

Par l'estimation du vecteur  $\mathbf{w}$  à l'instant  $k$ , nous pouvons facilement obtenir le signal estimé donné par l'équation suivante :

$$\hat{y}(k) = \mathbf{w}(\mathbf{k})^T \mathbf{h}(\mathbf{k}) \quad (2.40)$$

Par l'estimation de  $A_h$  et  $B_h$ ,  $Y_h$  et  $\phi_h$  peuvent être calculés comme suit :

$$Y_h = \sqrt{A_h^2 + B_h^2} \quad \text{et} \quad \phi_h = \tan^{-1} \left( \frac{B_h}{A_h} \right) \quad (2.41)$$

Ainsi, l'adaptation de la fréquence fondamentale (ou la pulsation fondamentale) est obtenue en minimisant l'erreur quadratique donnée par l'équation (2.34). En développant les équations, nous obtenons :

$$\hat{\omega}(k+1) = \hat{\omega}(k) + \mu_{\omega} (d(k) - y(k)) \cdot t(k) \cdot \sum_{h=1}^N h \cdot (A_h(k) \cdot \cos(h \cdot \hat{\omega}(k) \cdot t(k)) - B_h(k) \cdot \sin(h \cdot \hat{\omega}(k) \cdot t(k))) \quad (2.42)$$

où  $\mu_{\omega}$  représente le coefficient de relaxation du paramètre  $\omega$  (entre 0 et 1) et  $t(k)$  représente l'instant  $k$ . L'équation (2.42) peut être exprimée comme suit :

$$\hat{\omega}(k) = \hat{\omega}(k-1) + \mu_{\omega} e(k) r(k) \quad (2.43)$$

$$\text{où } r(k) = \mathbf{v}(k)^T \cdot \mathbf{n}(k) \quad (2.44)$$

$$\mathbf{v}(k) = t(k) \mathbf{w}(k) \quad (2.45)$$

et le vecteur  $\mathbf{n}(k)$  est donné par :

- Pour une composante continue nulle:

$$\mathbf{n}(k) = [\cos(\hat{\omega} \cdot t(k)) \quad -\sin(\hat{\omega} \cdot t(k)) \quad \cdots \quad N \cdot \cos(N \cdot \hat{\omega} \cdot t(k)) \quad -N \cdot \sin(N \cdot \hat{\omega} \cdot t(k))]^T \quad (2.46)$$

- Pour une composante continue variable:

$$\mathbf{n}(k) = [0 \quad 0 \quad \cos(\hat{\omega} \cdot t(k)) \quad -\sin(\hat{\omega} \cdot t(k)) \quad \cdots \quad N \cdot \cos(N \cdot \hat{\omega} \cdot t(k)) \quad -N \cdot \sin(N \cdot \hat{\omega} \cdot t(k))]^T \quad (2.47)$$

D'après l'équation (2.43), la mise à jour de la fréquence fondamentale s'effectue en utilisant l'algorithme LMSS. On peut aussi développer cet algorithme en utilisant l'algorithme RLS.

### 2.6.1 Technique d'adaptation proposée pour le RNA

La technique d'adaptation développée combine la LMSN [20-21] et la RLS [13 et 14] et est illustrée à la figure 2.11.

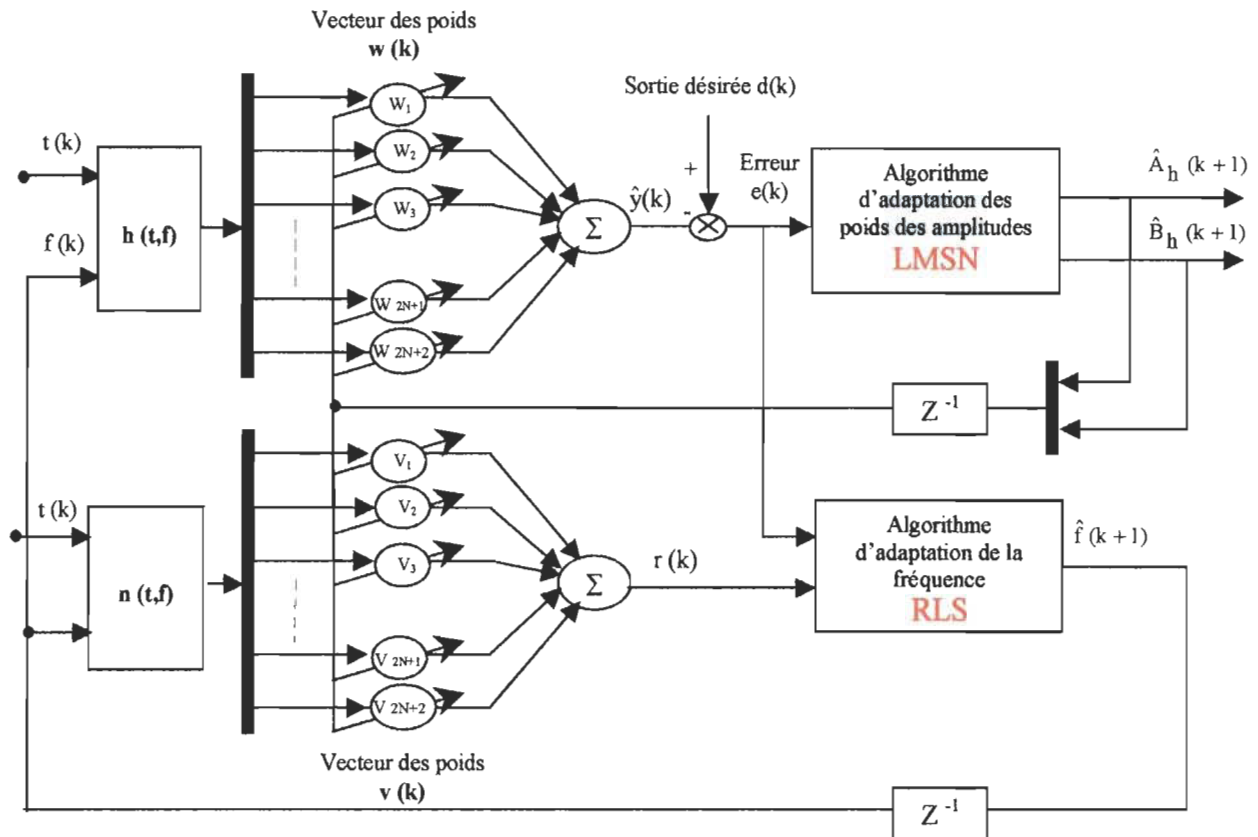


Figure 2.11- Adaptation hybride développée du RNA étudié

Afin d'avoir une meilleure poursuite de la fréquence fondamentale, nous allons utiliser l'algorithme RLS pour la mise à jour de la fréquence. Dans ce cas, l'équation (2.43) peut être exprimée comme suit :

$$\hat{\omega}(k) = \hat{\omega}(k-1) + \rho_{\omega}(k) \cdot e(k) \quad (2.48)$$

$$\rho_{\omega}(k) = \frac{\lambda_{\omega}^{-1} \cdot P_{\omega}(k-1) \cdot r(k)}{1 + \lambda_{\omega}^{-1} \cdot r(k)^T \cdot P_{\omega}(k-1) \cdot r(k)} \quad (2.49)$$

$\lambda_{\omega}$  représente le facteur d'oublie,  $\lambda_{\omega} \in [0,1]$

L'adaptation du scalaire  $P_{\omega}(k)$  est donné par :

$$P_{\omega}(k) = \lambda_{\omega}^{-1} \cdot P_{\omega}(k-1) - \lambda_{\omega}^{-1} \cdot \mu_{\omega}(k) \cdot r(k) \cdot P_{\omega}(k-1) \quad (2.50)$$

où:  $P_{\omega}(0) = \delta_{\omega}^{-1}$ ;  $\delta_{\omega}$  est une constante positive.

En résumé, nous avons analysé quatre techniques d'adaptations pour notre RNA:

- La première adaptation basée sur l'algorithme **LMSS** pour l'estimation des harmoniques et de la fréquence fondamentale.
- La deuxième adaptation basée sur l'algorithme **LMSN** pour l'estimation des harmoniques et de la fréquence fondamentale.
- La troisième adaptation basée sur l'algorithme **RLS** pour l'estimation des harmoniques. Nous avons développé l'algorithme pour l'estimation de la fréquence en utilisant aussi la RLS au lieu de la LMSS.



- La quatrième adaptation basée sur l'algorithme hybride est illustrée à la figure 2.11. Rappelons que vu les tests et les simulations que nous avons effectués, nous avons proposé l'algorithme hybride qui vient surmonter les imperfections d'estimation des variations des amplitudes harmoniques ainsi que la fréquence fondamentale.

## Conclusion

Nous avons étudié trois différentes techniques d'adaptation du RNA basées sur les algorithmes LMSS, LMSN et RLS pour l'adaptation des poids  $w$  et les algorithmes LMSS, LMSS et RLS pour l'adaptation de la fréquence fondamentale successivement. Après avoir effectué des tests de simulations sur ces différents algorithmes, nous avons observé que la **LMSN** fournit des résultats satisfaisants pour l'estimation des harmoniques d'**amplitudes** constantes ou **variables** avec une fréquence fondamentale constante. Par contre, les performances de l'estimateur avec LMSN se dégradent lorsque la fréquence fondamentale varie. Par ailleurs, nous avons observé que la RLS fournit des résultats satisfaisants pour l'estimation d'une **fréquence fondamentale** constante ou **variable** pour des harmoniques d'amplitudes constantes. Par contre les performances de l'estimateur RLS se dégradent lorsque les amplitudes varient. Suite à ces observations, nous avons proposé une technique d'adaptation basée sur la combinaison de la LMSN et de la RLS.

Le chapitre 3 sera dédié à une étude comparative par simulation de ces algorithmes précités afin de prouver l'efficacité et la robustesse de notre algorithme développé.

# CHAPITRE 3

*Étude comparative par simulation des performances  
des différentes méthodes d'estimation des harmoniques*

---

## *Chapitre 3*

# *Étude comparative par simulation des performances des différentes méthodes d'estimation des harmoniques*

Le travail présenté dans ce chapitre porte sur une étude comparative par simulation de différentes techniques d'adaptation du réseau de neurone artificiel auquel sont dévolus les chapitres précédents. Cette étude, validée par simulation, porte sur leur performance en terme de rapidité de convergence et de l'adaptativité aux variations de la fréquence fondamentale du réseau électrique.

Rappelons que ce chapitre présente essentiellement les résultats de simulation relatifs à l'estimation des amplitudes et des phases d'harmoniques et de la fréquence fondamentale. La section 1 présente le cas où les amplitudes harmoniques et la fréquence

fondamentale sont constantes. La section 2 présente le cas où les amplitudes harmoniques sont constantes alors que la fréquence fondamentale est variable. La section 3 présente le cas où les amplitudes harmoniques sont variables alors que la fréquence fondamentale est constante. La section 4 présente le cas où les amplitudes harmoniques et la fréquence fondamentale sont variables. Nous supposons que la fréquence fondamentale varie dans une bande de fréquence de 59 à 61 Hz et que sa vitesse de variation est lente vis-à-vis de sa valeur nominale (60 Hz).

Cette étude comparative va nous permettre de dégager la technique adaptative du réseau de neurone qui offre une meilleure poursuite de l'estimation du contenu harmonique. Cette architecture du RNA sera appliquée à la commande d'un filtre actif monophasé et à celle d'un filtre actif triphasé qui sera l'objet du chapitre 4. La simulation a été faite en utilisant le logiciel Matlab / Simulink<sup>®</sup> avec un pas d'échantillonnage constant  $T_s=1/6000s$ .

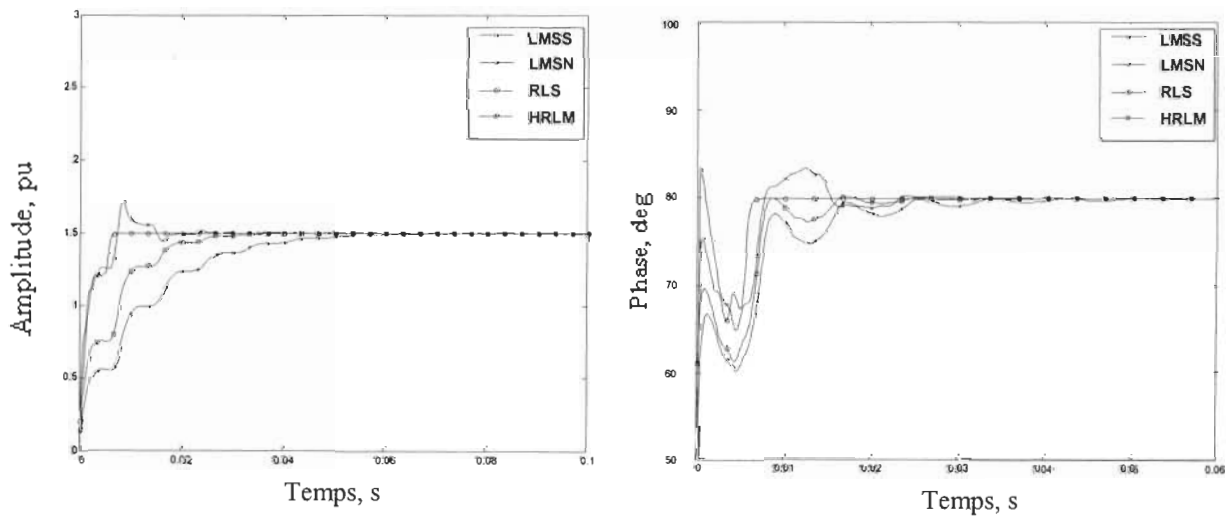
### **3.1- Cas où la fréquence fondamentale du réseau et les amplitudes harmoniques sont constantes**

Étant donné que dans les réseaux électriques, les harmoniques de tension et de courants présents sont en général de rangs impairs, nous considérons comme modèle du signal celui défini par l'équation suivante :

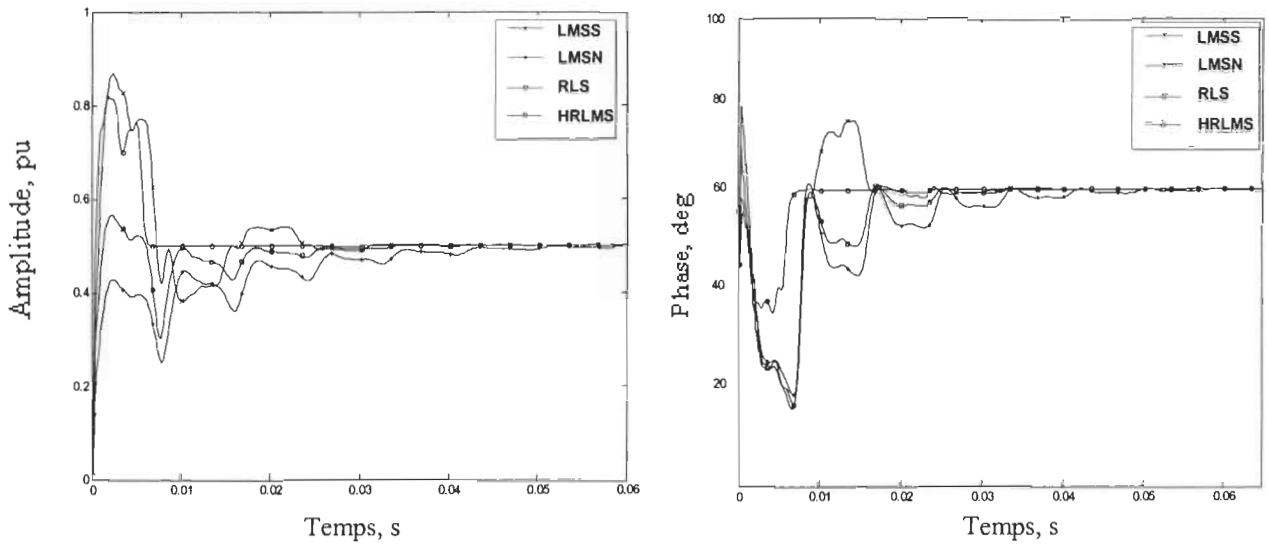
$$y(t) = 1,5 \cdot \sin(\omega \cdot t + 80^\circ) + 0,5 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t + 60^\circ) + 0,2 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t + 45^\circ) + 0,15 \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t + 36^\circ) + 0,11 \cdot \sin(11 \cdot \omega \cdot t + 30^\circ) \quad (3.1)$$

où  $\omega = 2\pi \cdot 60 \text{ rad/s}$ . L'estimation de ce signal est effectuée à l'aide des différentes techniques d'adaptation du RNA basées sur la LMSS, la LMSN, la RLS et la HRLMS.

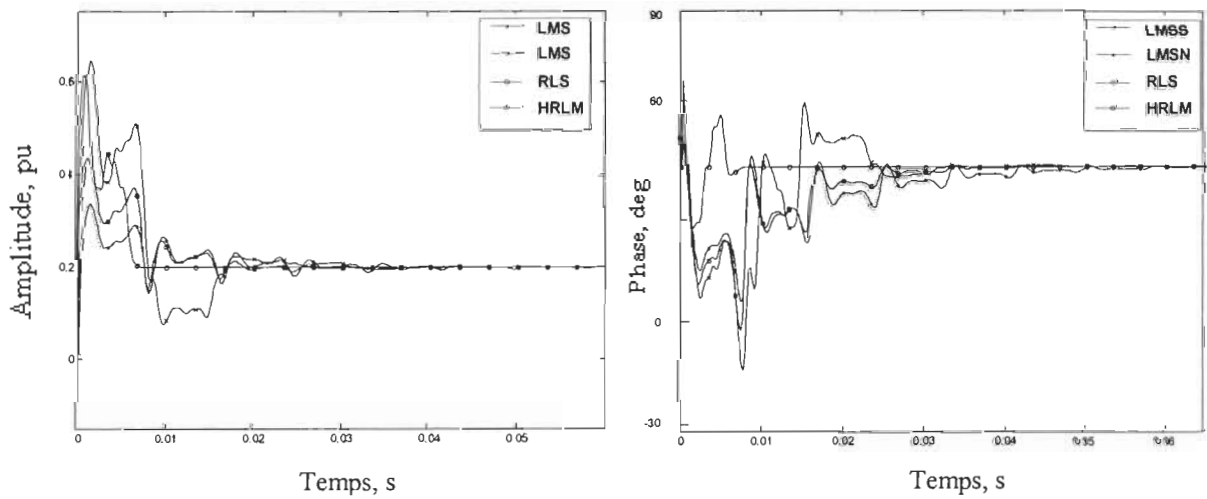
Les figures 3.1 à 3.4 présentent les résultats de simulation relatifs à l'estimation des amplitudes du fondamental, du 3<sup>ième</sup> harmonique et du 5<sup>ième</sup> harmonique. La figure 3.5 présente les résultats relatifs à l'estimation de la fréquence fondamentale.



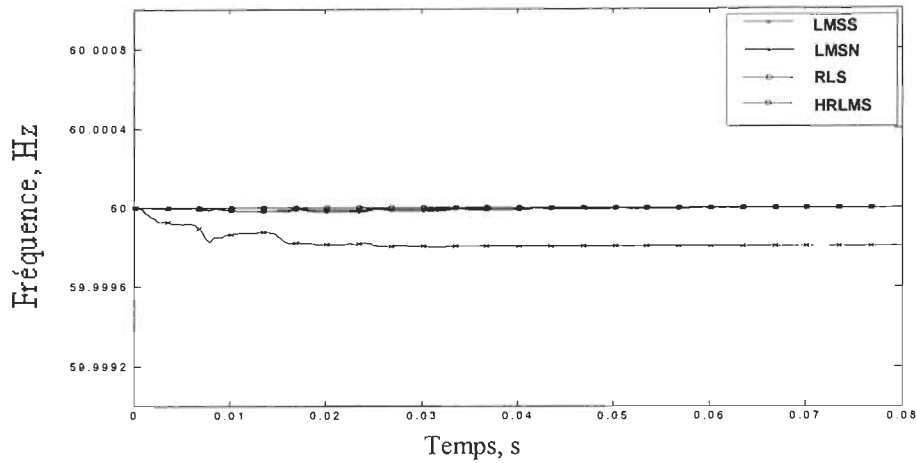
**Figure 3.1-** Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude et de la phase du fondamental



**Figure 3.2-** Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude et de la phase du 3<sup>ème</sup> harmonique



**Figure 3.3-** Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude et de la phase du 5<sup>ème</sup> harmonique



**Figure 3.4-** Convergence des algorithmes : Estimation de la fréquence fondamentale

Nous analysons à présent l'influence du SNR (rapport signal sur bruit) du signal de mesure, variant de 10 dB à 90 dB, sur ces différentes techniques d'adaptation du RNA. Les résultats de simulation sont présentés aux figures 3.5 et 3.6 respectivement sous forme de l'erreur quadratique du signal et de l'erreur quadratique de la fréquence fondamentale, avec une échelle logarithmique, en fonction du SNR. L'erreur quadratique du signal est donnée par l'équation suivante:

$$E = \sum_{i=0}^m \left( y_i - \sum_{h=1}^N (A_h \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t_i) + B_h \cdot \cos(h \cdot \omega \cdot t_i)) \right)^2 \quad (3.2)$$

où  $m$  représente le nombre d'échantillons mesurés;  $y_i$  le signal de mesure.

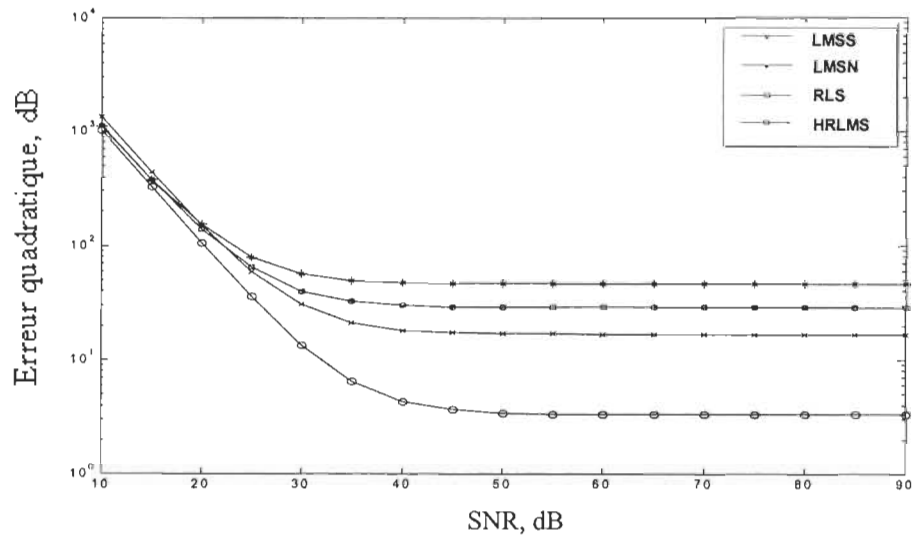
L'erreur quadratique de la fréquence fondamentale est donnée par l'équation suivante:

$$E_f = \sum_{i=1}^m (f_i - f_{\text{estimée}})^2 \quad (3.3)$$

où:

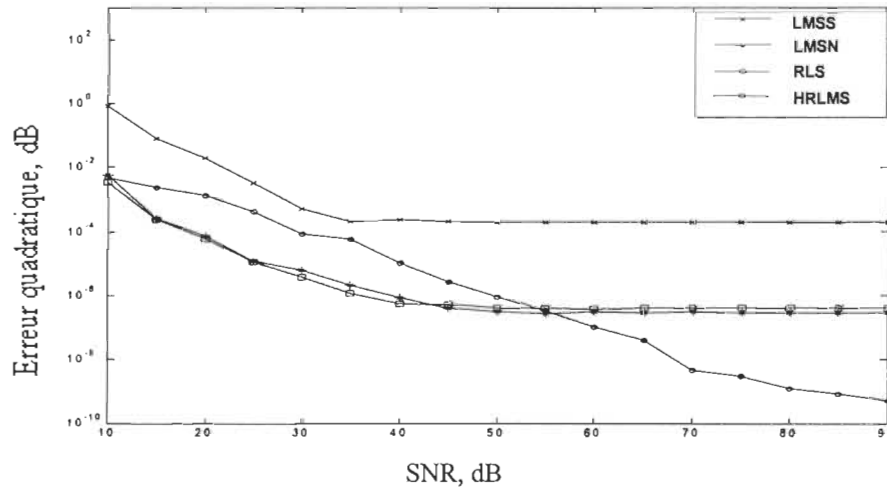
$f_i$  représente la fréquence idéale ;

$f_{\text{estimée}}$  représente la fréquence estimée.



**Figure 3.5-** Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique du signal estimé pour  $m=1200$



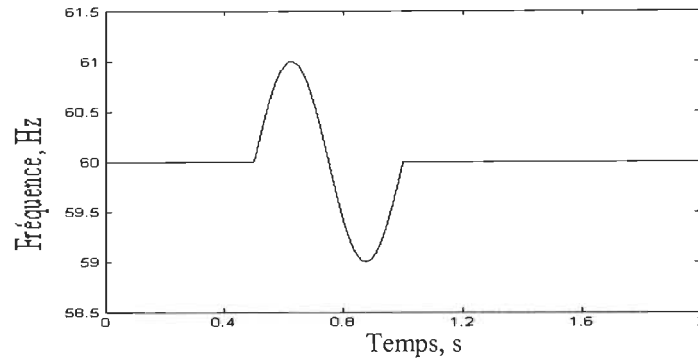


**Figure 3.6-** Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique de la fréquence fondamentale pour  $m=1200$

Les résultats de simulation montrent que toutes les techniques d'adaptation du RNA, exceptée la LMSS, présentent une meilleure poursuite des composantes harmoniques, pour un signal stationnaire.

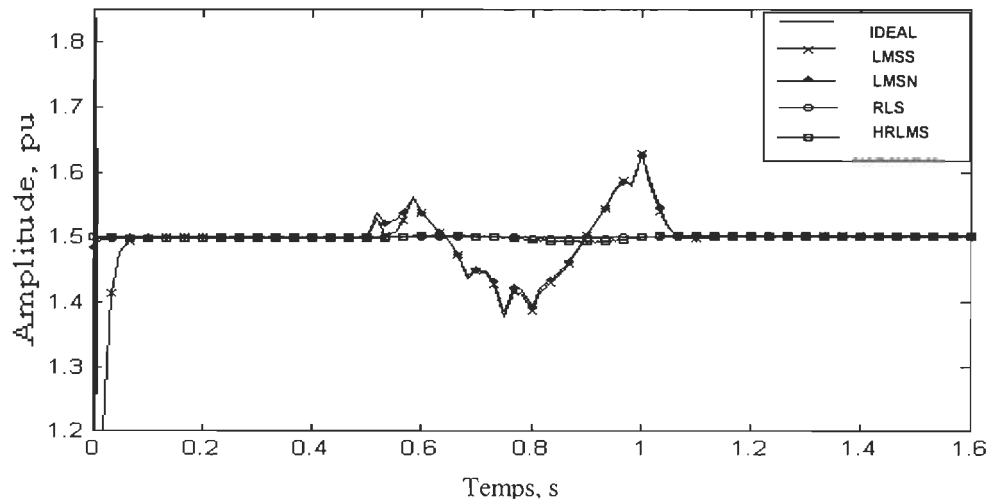
### 3.2- Cas où les amplitudes harmoniques sont constantes et la fréquence fondamentale du réseau est variable

Nous allons présenter dans cette section les résultats de simulation relatifs à l'estimation des amplitudes harmoniques constantes et fréquence variable. Le modèle du signal est donné par l'équation 3.1. La fréquence fondamentale varie entre 59 Hz et 61 Hz, ses variations dans le temps sont présentées à la figure 3.7.

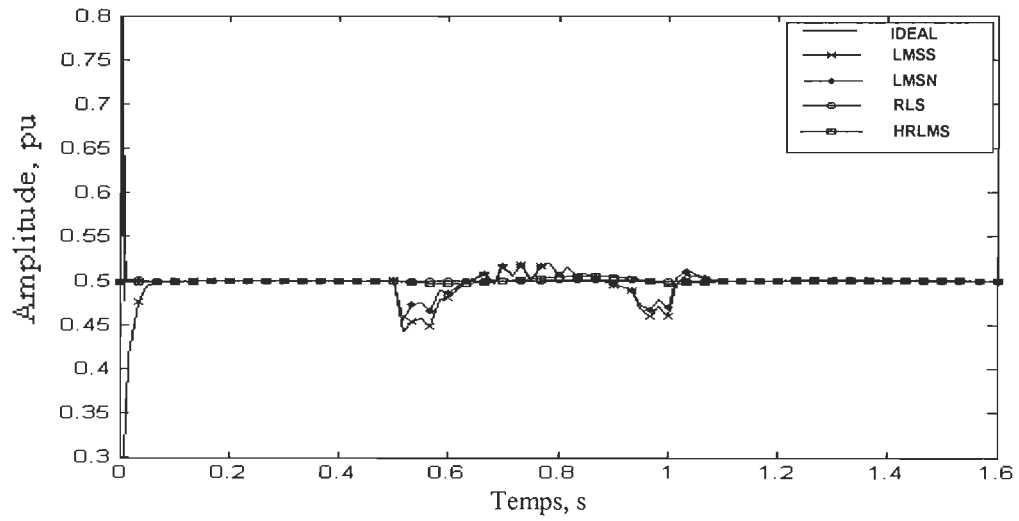


**Figure 3.7-** Variations de la fréquence fondamentale

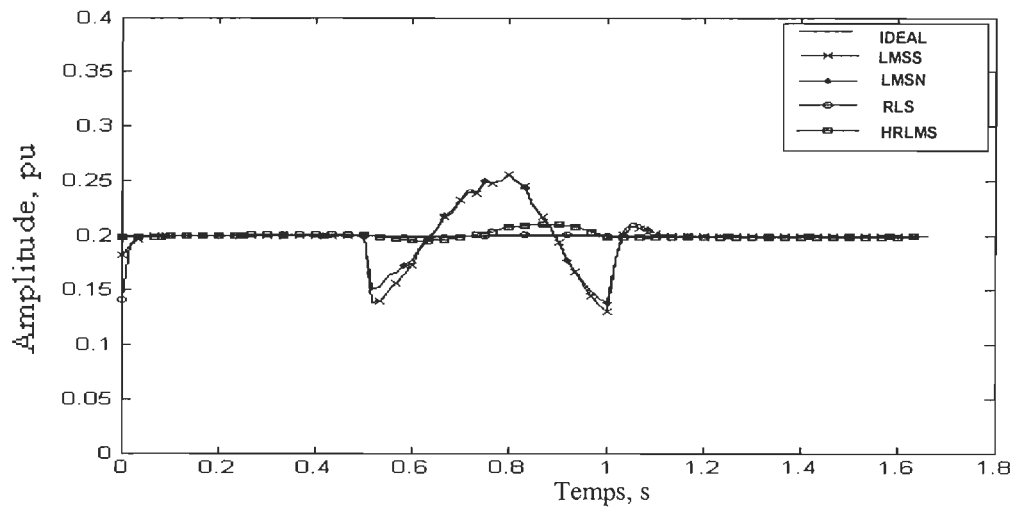
Les figures 3.8 à 3.10 présentent les résultats de simulation relatifs à l'estimation des amplitudes du fondamental, du 3<sup>ième</sup> harmonique et du 5<sup>ième</sup> harmonique. La figure 3.11 présente les résultats relatifs à l'estimation de la fréquence fondamentale.



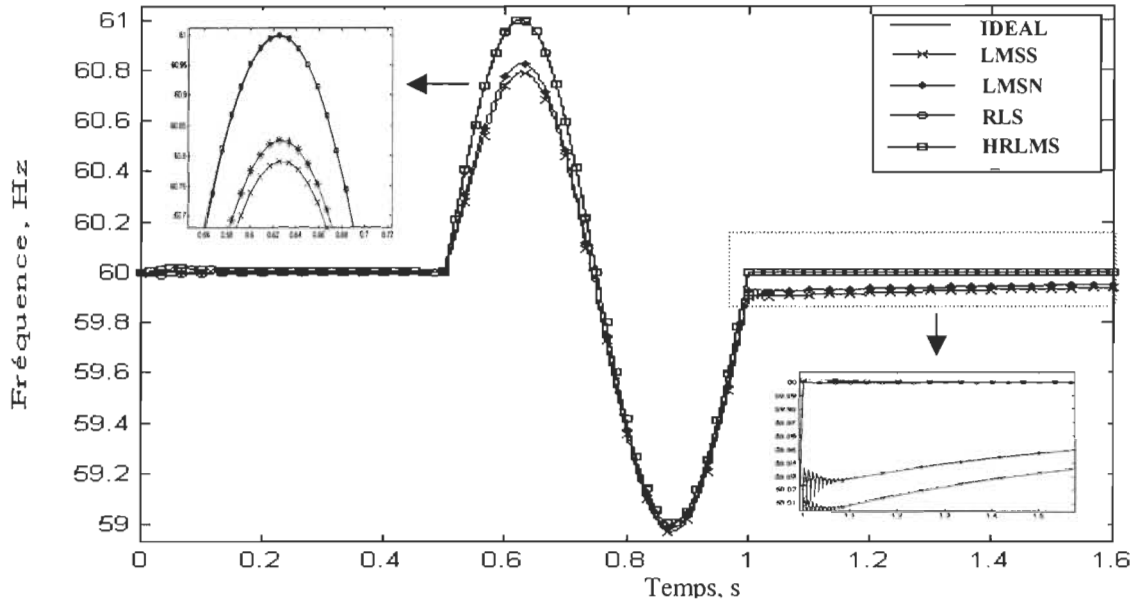
**Figure 3.8-** Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du fondamental avec fréquence variable



**Figure 3.9-** Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 3<sup>ème</sup> harmonique avec fréquence variable



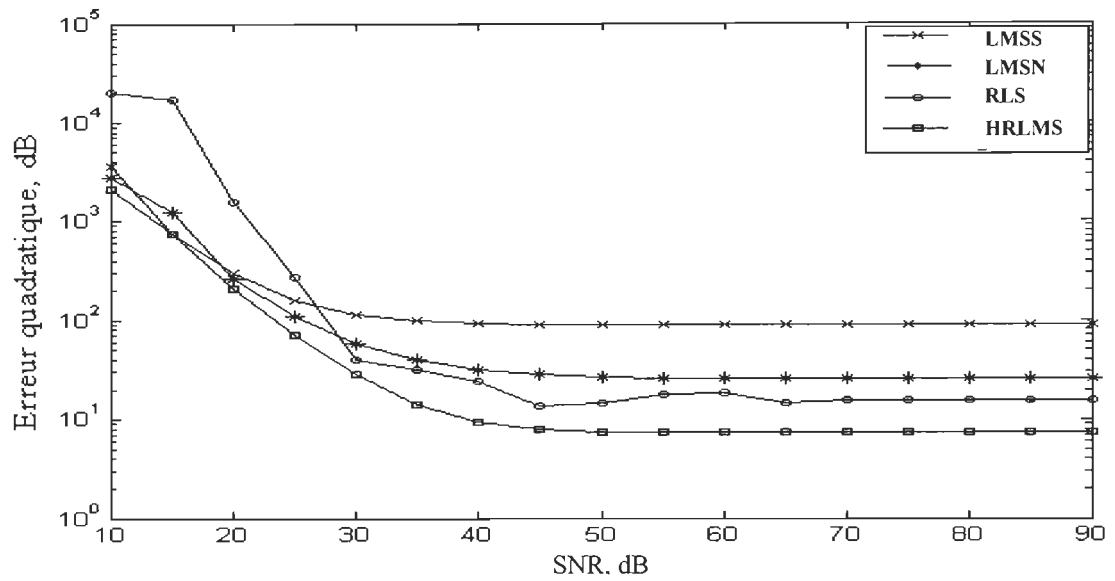
**Figure 3.10-** Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 5<sup>ème</sup> harmonique avec fréquence variable



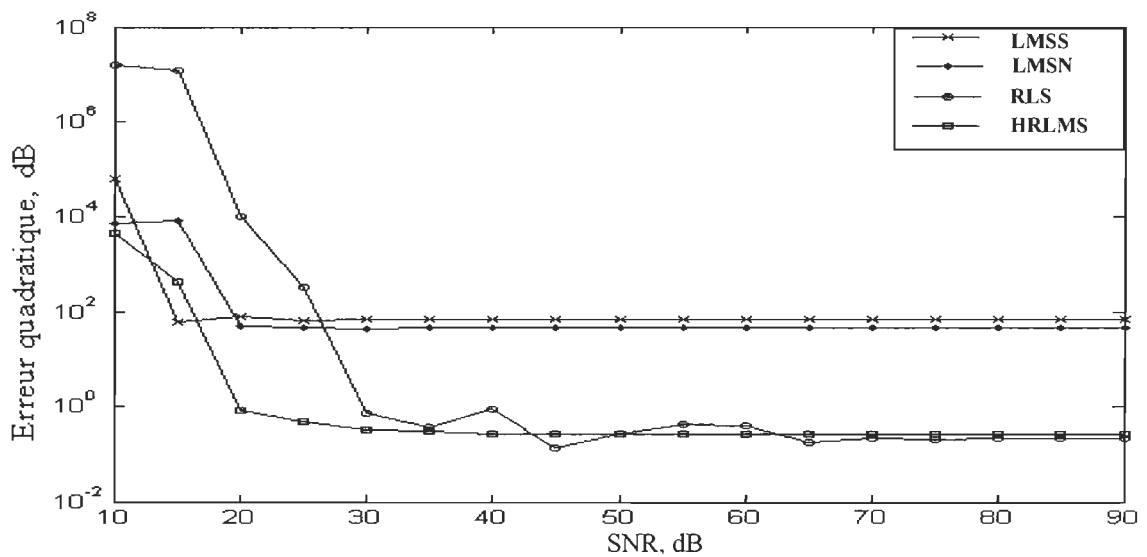
**Figure 3.11-** Convergence des algorithmes : Estimation de la fréquence fondamentale variable

Les RNAs avec adaptation basée sur le HRLMS et la RLS présentent une meilleure poursuite du contenu harmonique. Signalons qu'ils présentent une bonne estimation des amplitudes durant la variation de la fréquence; ce qui n'est pas le cas pour la LMSS et la LMSN.

Nous examinons aussi l'influence du SNR, variant de 10 dB à 90 dB, sur ces différentes techniques d'adaptation du RNA. Les résultats de simulation sont présentés sous forme de l'erreur quadratique du signal et de l'erreur quadratique de la fréquence fondamentale en fonction du SNR, avec une échelle logarithmique, respectivement aux figures 3.12 et 3.13.



**Figure 3.12-** Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique du signal estimé pour  $m=1200$



**Figure 3.13-** Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique de la fréquence fondamentale pour  $m=1200$

Les résultats de simulation montrent que les techniques d'adaptation du RNA basées notamment sur la RLS et HRLMS présentent une meilleure poursuite des composantes harmoniques durant la variation de la fréquence pour un signal stationnaire. Cependant l'adaptation hybride présente une meilleure robustesse et rapidité lorsque le signal est bruité.

### **3.3- Cas où les amplitudes harmoniques sont variables et la fréquence fondamentale du réseau est constant**

Nous allons aborder dans cette section les résultats de simulation pour l'estimation des amplitudes harmoniques variables et fréquence constante (60 Hz). La forme d'onde du signal est donnée à la figure 3.14 . Elle est définie par l'équation suivante :

$$y(t) = a_1 \cdot \sin(\omega \cdot t + 4 \cdot \pi / 9) + a_3 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t + \pi / 3) + 0.2 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t + \pi / 4) + 0.15 \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t + \pi / 5) + 0.11 \cdot \sin(11 \cdot \omega \cdot t + \pi / 6) \quad (3.4)$$

où :

$a_1$  représente l'amplitude du fondamental dont la variation est présentée à la figure 3.15;

$a_3$  représente l'amplitude du 3<sup>ième</sup> harmonique dont la variation est présentée à la figure 3.15.

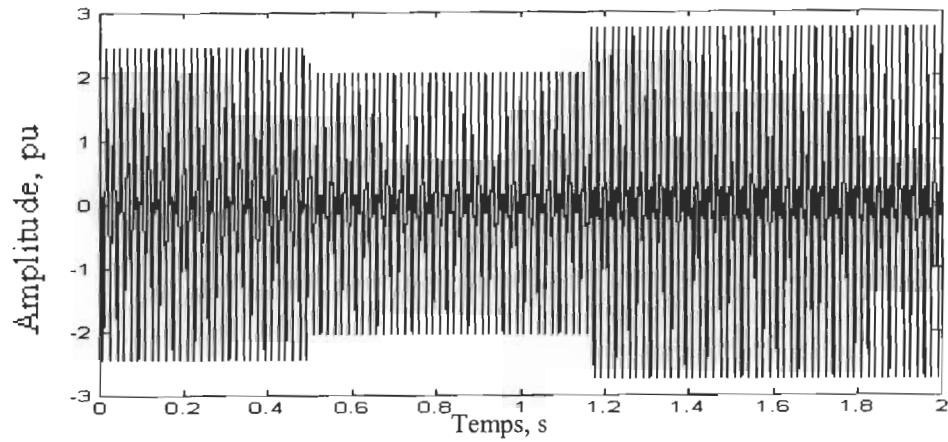


Figure 3.14- Forme d'onde du signal perturbé

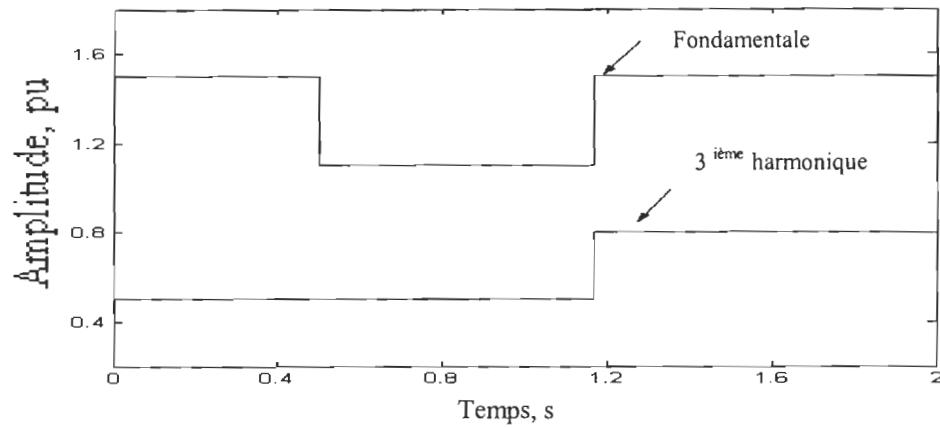


Figure 3.15- Variations des amplitudes du fondamental et du 3<sup>ième</sup> harmonique

Les figures 3.16 à 3.18 présentent les résultats de simulation relatifs à l'estimation des amplitudes du fondamental, du 3<sup>ième</sup> harmonique et du 5<sup>ième</sup> harmonique. La figure 3.19 présente les résultats relatifs à l'estimation de la fréquence fondamentale.

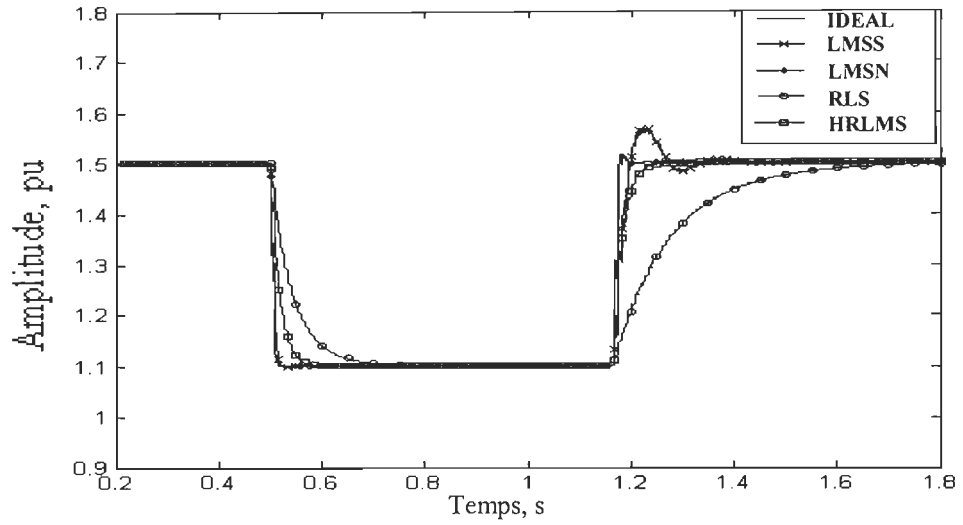


Figure 3.16- Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du fondamental avec amplitude variable et fréquence constante

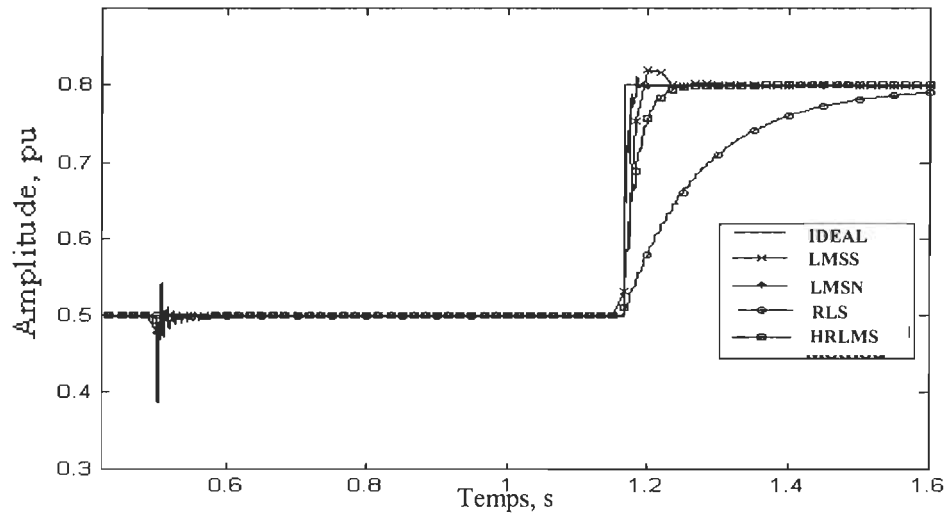
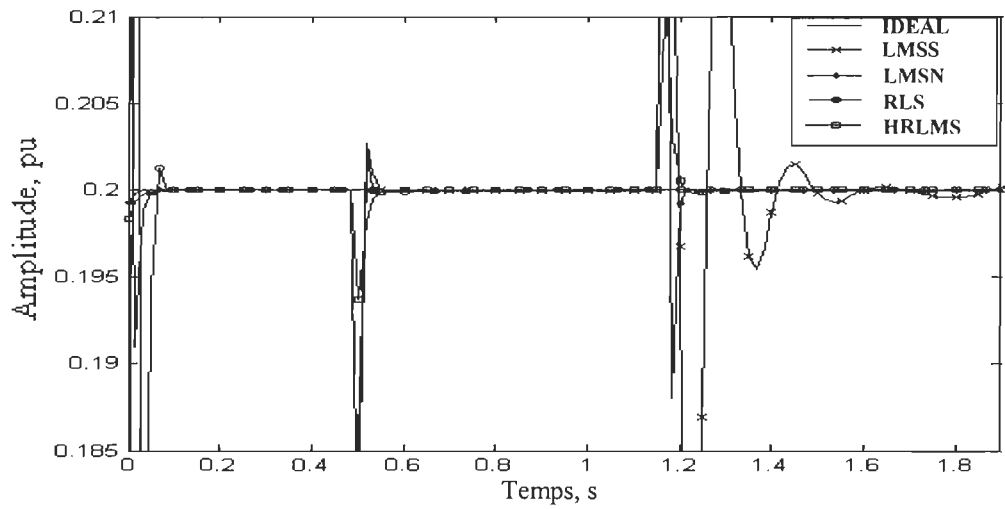


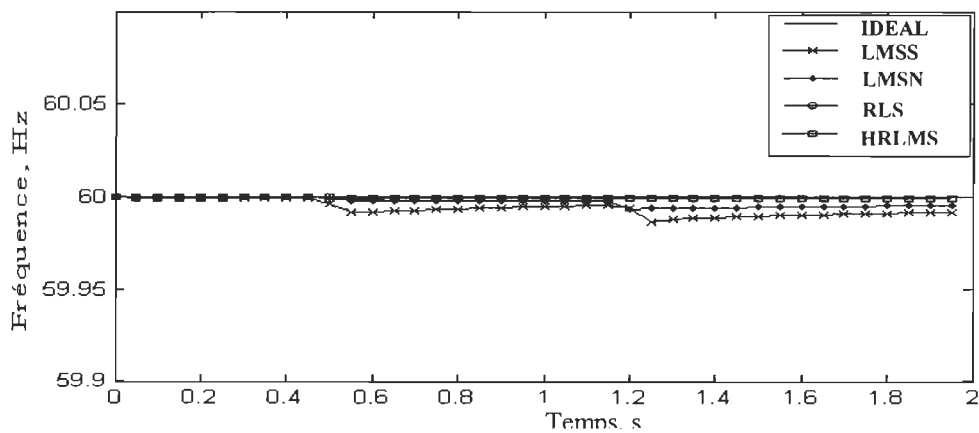
Figure 3.17- Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 3<sup>ème</sup> harmonique avec amplitude variable et fréquence constante





**Figure 3.18-** Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 5<sup>ème</sup> harmonique avec amplitude variable et fréquence constante

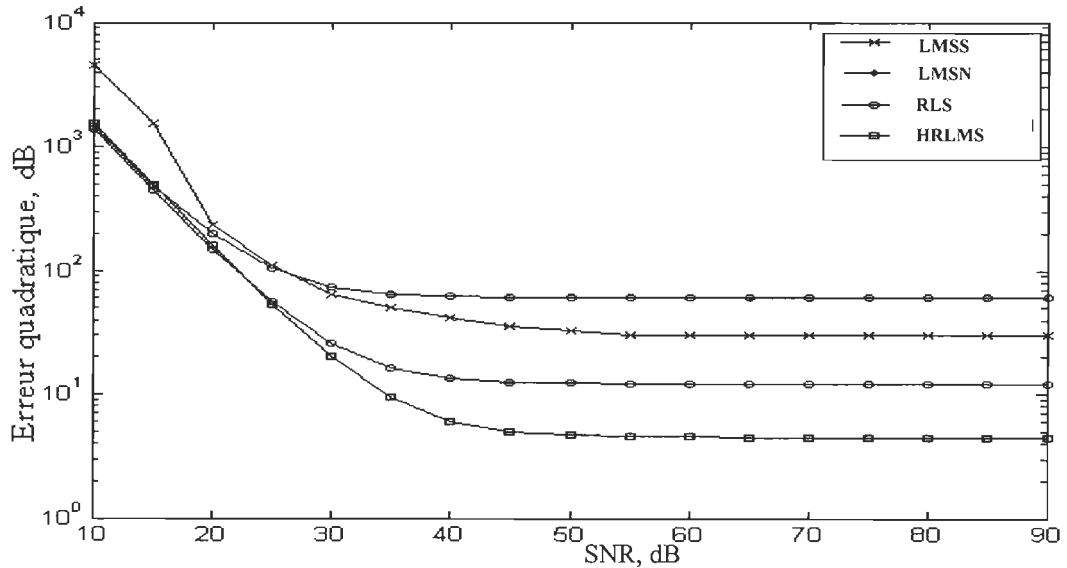
Les RNAs avec adaptations basées sur la LMSS, la LMSN et HRLMS présentent une meilleure poursuite des amplitudes harmoniques variables tandis que le RNA avec adaptation basée sur la RLS présente une latence de convergence.



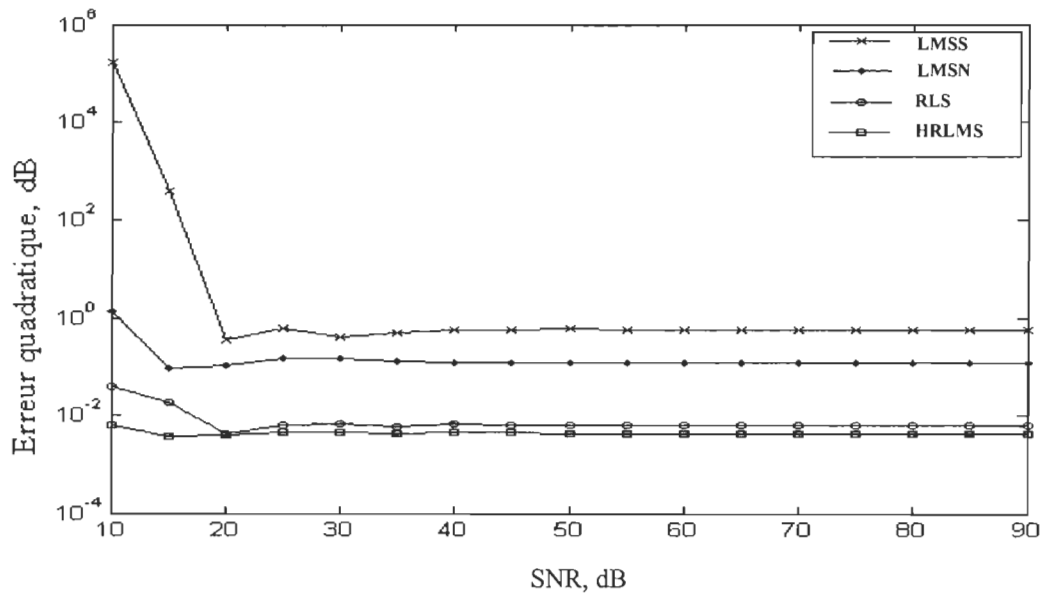
**Figure 3.19-** Convergence des algorithmes : Estimation de la fréquence fondamentale avec amplitudes variables et fréquence constante

Les RNAs avec adaptations basées sur la RLS et HRLMS présentent une meilleure poursuite d'estimation de la fréquence durant la variation des amplitudes; ce qui n'est pas le cas ni pour la LMSS ni pour la LMSN.

Nous examinons aussi l'influence du SNR, variant de 10 dB à 90 dB, sur ces différentes techniques d'adaptation du RNA. Les résultats de simulation sont présentés sous forme de l'erreur quadratique du signal et l'erreur quadratique de la fréquence fondamentale en fonction du SNR, avec une échelle logarithmique, respectivement aux figures 3.20 et 3.21.



**Figure 3.20-** Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique du signal estimé avec amplitude variable et fréquence constante pour  $m=1200$



**Figure 3.21**-Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique de la fréquence fondamentale avec amplitude variable et fréquence constante pour  $m=1200$

Le RNA avec adaptation basée sur HRLMS présente une meilleure poursuite du contenu harmonique. Il présente une meilleure robustesse et rapidité pour différentes valeurs de SNR. Signalons aussi que la RLS présente une meilleure poursuite pour l'estimation de la fréquence pourtant elle perd la rapidité pour l'estimation des amplitudes variables.

### 3.4- Cas où les amplitudes des harmoniques et la fréquence fondamentale du réseau sont variables

Nous allons présenter dans cette section le cas où les harmoniques ainsi que la fréquence sont variables. Le signal est définie par l'équation 3.5 et sa forme d'onde est illustrée à la figure 3.22. La fréquence fondamentale varie entre 59 Hz et 61 Hz, ses variations dans le temps sont illustrées à la figure 3.24.

$$y(t) = a_1 \cdot \sin(\omega \cdot t + 4\pi / 9) + a_3 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t + \pi / 3) + 0.2 \cdot \sin(5 \cdot \omega \cdot t + \pi / 4) + 0.15 \cdot \sin(7 \cdot \omega \cdot t + \pi / 5) + 0.11 \cdot \sin(11 \cdot \omega \cdot t + \pi / 6) \quad (3.5)$$

où :

$a_1$  représente l'amplitude du fondamental dont la variation est présentée à la figure 3.23;

$a_3$  représente l'amplitude du 3<sup>ième</sup> harmonique dont la variation est présentée à la figure 3.23.

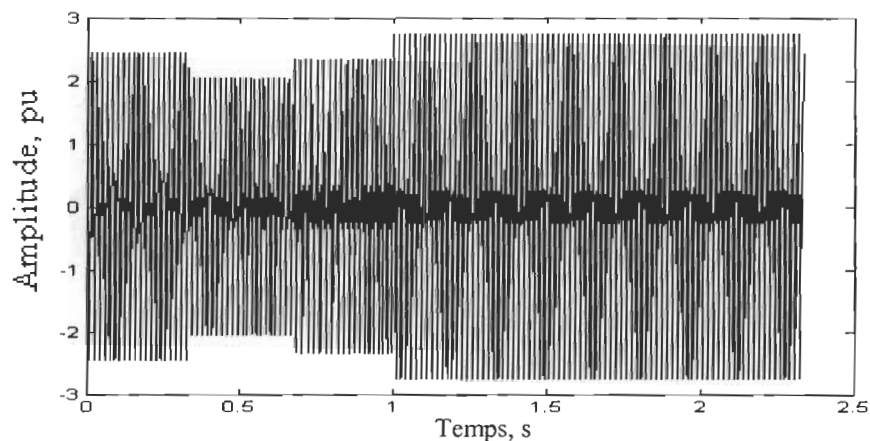
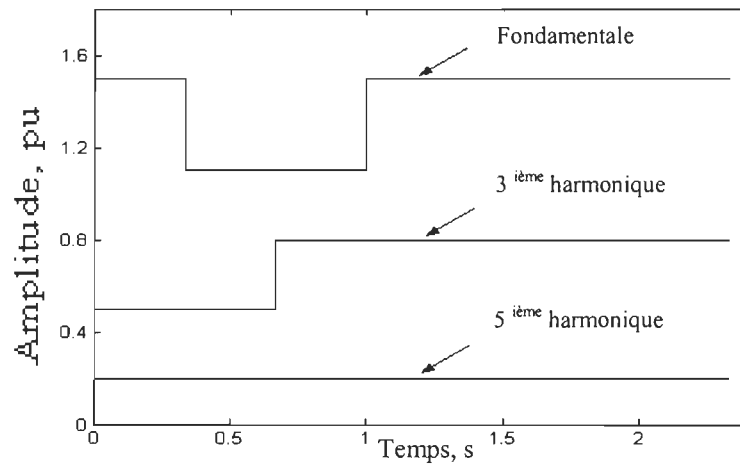
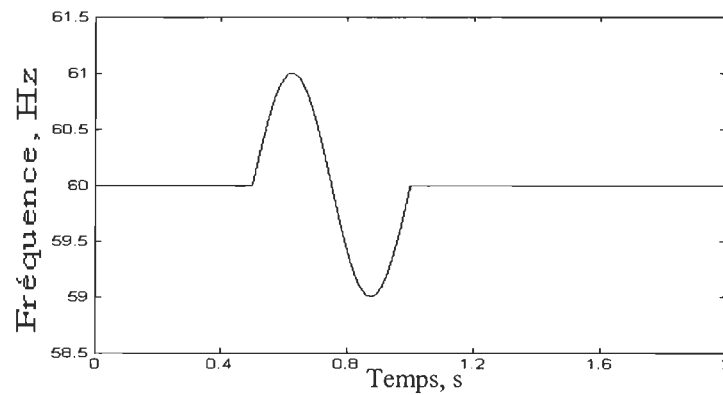


Figure 3.22- Forme d'onde du signal perturbé



**Figure 3.23-** Formes d'ondes des amplitudes du fondamental, du 3<sup>ième</sup> harmonique et du 5<sup>ème</sup> harmonique



**Figure 3.24-** Variations de la fréquence fondamentale

Les résultats de simulation relatifs à l'estimation des amplitudes harmoniques et de la fréquence fondamentale à l'aide des différentes techniques sont présentés aux figures 3.25 à 3.27.

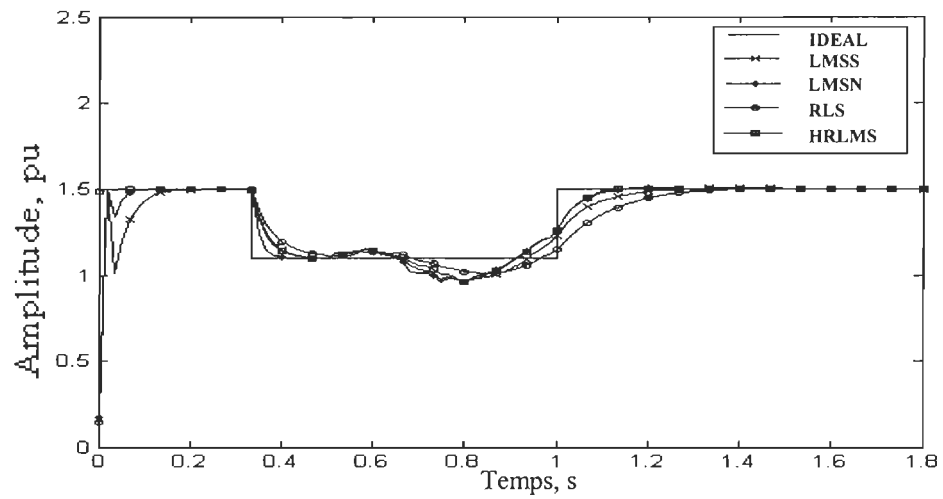


Figure 3.25- Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du fondamental avec amplitude et fréquence variables

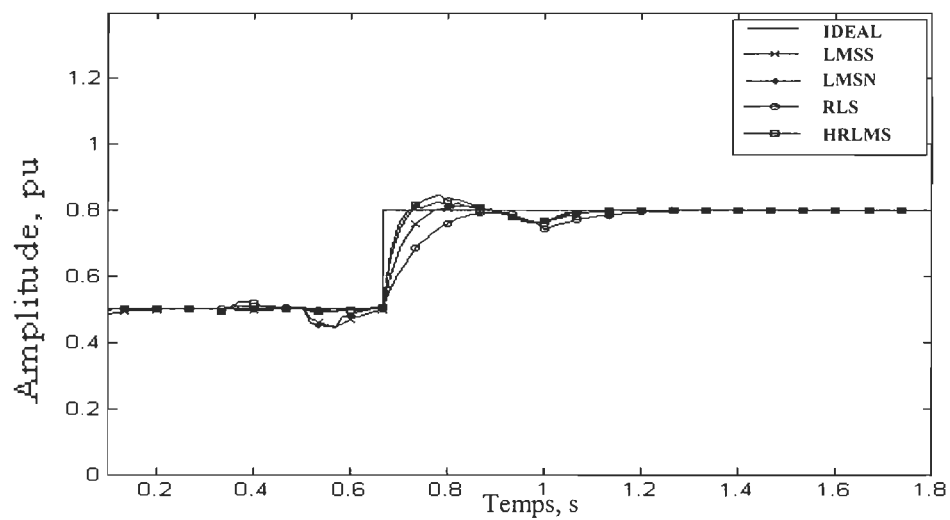
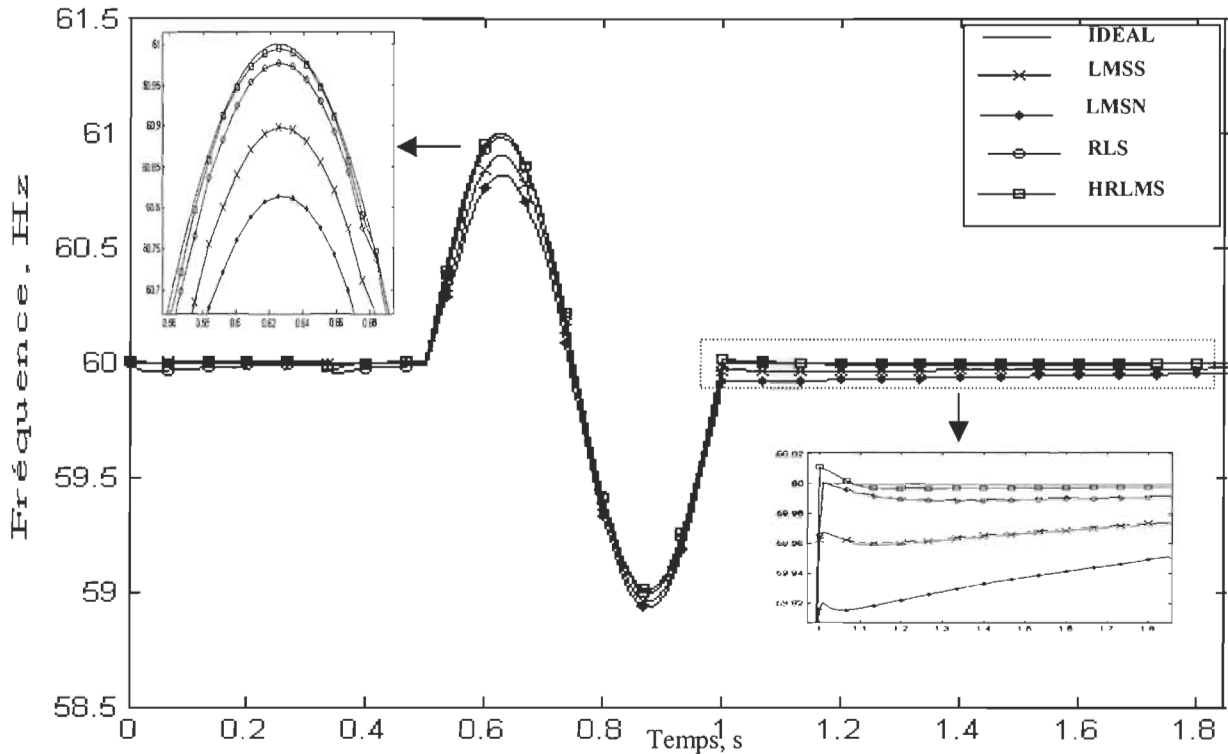


Figure 3.26- Convergence des algorithmes : Estimation de l'amplitude du 3<sup>ème</sup> harmonique avec amplitude et fréquence variables

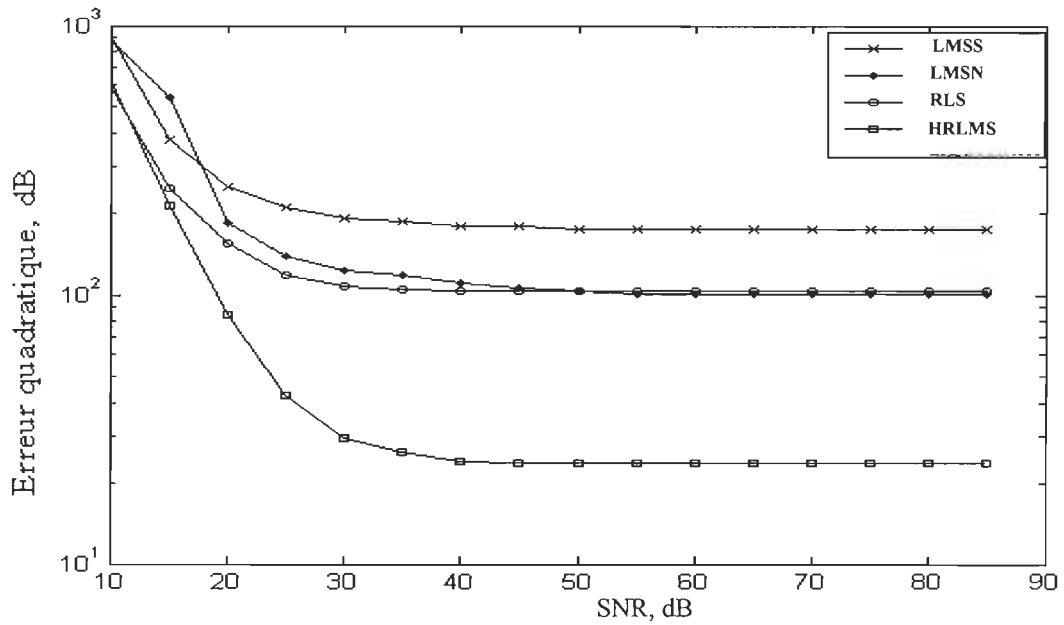
Les RNAs avec adaptation basée sur la LMSN et sur la HRLMS présentent une meilleure poursuite des amplitudes harmoniques variables tandis que le RNA avec l'adaptation basée sur la LMSS et la RLS présentent toujours une latence de convergence.



**Figure 3.27-** Convergence des algorithmes : Estimation de la fréquence fondamentale avec amplitude et fréquence variables

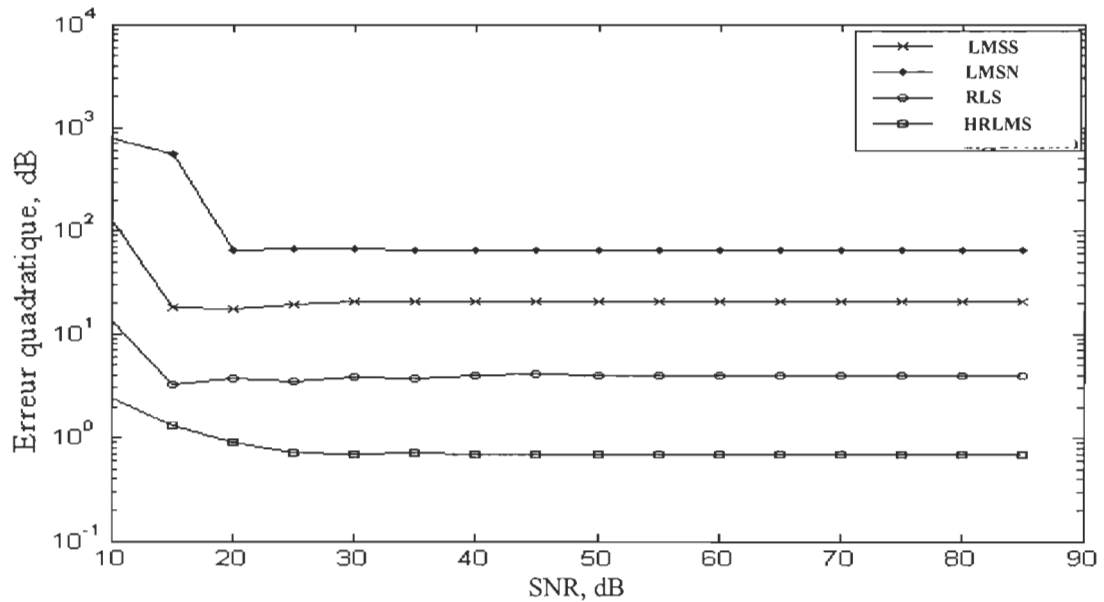
Les RNAs avec l'adaptation basée sur la RLS et la HRLMS présentent une meilleure poursuite d'estimation de la fréquence variable et les variations des amplitudes; ce qui n'est pas le cas ni pour la LMSS ni pour la LMSN.

Nous examinons aussi l'influence du SNR, variant de 10 dB à 90 dB, sur ces différentes techniques d'adaptation du RNA. Les résultats de simulation sont présentés sous forme de l'erreur quadratique du signal et l'erreur quadratique de la fréquence fondamentale en fonction du SNR, avec une échelle logarithmique, respectivement aux figures 3.28 et 3.29.



**Figure 3.28-** Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique du signal estimé avec amplitude et fréquence variables pour  $m=1200$





**Figure 3.29-** Convergence et robustesse des algorithmes : Erreur quadratique de la fréquence fondamentale avec amplitude et fréquence variables pour  $m=1200$

Le RNA avec l'adaptation basée sur HRLMS présente une meilleure poursuite du contenu harmonique variable simultanément avec la fréquence du fondamentale. Il présente une remarquable robustesse et rapidité pour différentes valeurs de SNR.

### 3.5- Conclusion

Dans ce chapitre, les résultats de simulation relatifs à l'estimation du contenu harmonique des signaux avec un bruit additif ont été présentés. Les estimateurs sont fondés sur une architecture du réseau de neurone de type ADALINE avec les différentes

techniques d'adaptation basées notamment sur la LMSS, la LMSN, la RLS et HRLMS. Cependant, on peut rencontrer dans le réseau plusieurs cas où le contenu harmonique du signal électrique varie dans le temps. Nous avons restreint notre étude dans quatre cas où les amplitudes harmoniques et la fréquence fondamentale varient simultanément ou alternativement.

Notre étude comparative par simulation nous a permis de faire les observations suivantes :

- La RLS présente une meilleure poursuite de la fréquence pour un signal stationnaire et variable; et ceci peut s'expliquer par le fait que pour l'estimation de la fréquence fondamentale, le système est non linéaire, et que la RLS se comporte bien en estimation non linéaire; en revanche, elle présente une latence pour la poursuite des amplitudes variables;
- La LMSN présente une meilleure poursuite des amplitudes pour une fréquence stationnaire et perd l'estimation durant la variation de la fréquence due à la mauvaise poursuite de la fréquence.

Ces observations nous ont conduits à présenter une adaptation hybride, nommée HRLMS, qui est une combinaison de la LMSN et de la RLS. Ces deux algorithmes d'adaptation sont utilisés pour la mise à jour des poids respectivement de l'amplitude et de

la fréquence fondamentale; en effet, pour l'estimation de la fréquence fondamentale, le système est non linéaire, alors que la LMSN convient pour les systèmes linéaires.

D'après les résultats obtenus par simulation, nous avons observé que la HRLMS présente une meilleure poursuite des amplitudes et de la fréquence variables et une remarquable robustesse face à un bruit additif.

Au chapitre 4, nous allons présenter les résultats de simulation, obtenus avec Power System BlockSet, d'un circuit illustré au chapitre 1 à la figure 1.17. Le réseau de neurones ADALINE avec adaptation HRLMS est utilisé pour l'estimation des harmoniques du courant électrique. La compensation harmonique est effectuée par filtrage actif à source de tension. L'environnement de test servira à l'étude pour des installations électriques monophasée et triphasée. Le dernier chapitre 5 sera consacré à la réalisation pratique de la compensation harmonique dans un réseau électrique monophasé en utilisant le système dSPACE.

# CHAPITRE 4

*Simulation dans l'environnement Power System*

*Blockset d'un réseau électrique avec filtre actif*

---

## *Chapitre 4*

### *Simulation dans l'environnement Power*

### *System Blockset d'un réseau électrique*

### *avec filtre actif*

Ce chapitre porte essentiellement sur les simulations de la compensation harmonique par filtrage actif dans l'environnement Power System Blockset (PSB). La première section présente l'étude effectuée et les résultats de simulation pour un réseau monophasé. Ces résultats ont été présentés pour une charge et une fréquence constantes et pour une charge et une fréquence variables. Les résultats de simulation pour un réseau triphasé sont également présentés pour une charge et une fréquence constantes et une charge et une fréquence variables. Signalons que la réalisation pratique et les résultats de la compensation harmonique dans un réseau électrique monophasé par filtrage actif seront présentés au chapitre suivant en utilisant le système dSPACE.

## 4.1 Réseau électrique avec filtre actif monophasé

Dans cette section, nous allons effectuer la compensation harmonique dans un réseau électrique où la charge et la fréquence fondamentale sont constantes et dans un réseau où la charge cc et la fréquence fondamentale varient dans le temps.

### 4.1.1 Charge et fréquence fondamentale constantes

Dans cette section, nous allons présenter les résultats de la compensation harmonique pour un réseau électrique monophasé. L'environnement de test effectué dans PSB, du réseau présenté à la figure 1.22, est illustré à la figure 4.1 pour charge cc capacitive.

Les paramètres utilisés dans l'environnement de test sont :

- Source de tension monophasée : 120V, 60Hz ;
- Inductance ( $L_s$ ) et résistance ( $R_s$ ) de la source :  $L_s = 0.1$  mH,  $R_s = 0.1$   $\Omega$  ;
- Filtre actif :
  - Tension cc ( $V_{cc}$ ) du filtre: 200 V;
  - Inductance ( $L_F$ ) de sortie du filtre actif :  $L_F = 20$  mH ;
  - Fréquence de commutation :  $f_c = 40$  kHz ;
- Charge non linéaire monophasée :
  - Pont de Graëtz monophasé à diodes ;

- Condensateur ( $C_{ch}$ ) de filtrage cc:  $C_{ch} = 3 \text{ mF}$  ,
- Résistance ( $R_{ch}$ ) de charge cc :  $R_{ch} = 15 \Omega$ ;
- Fréquence d'échantillonnage :  $f_s$ : 100k Hz.

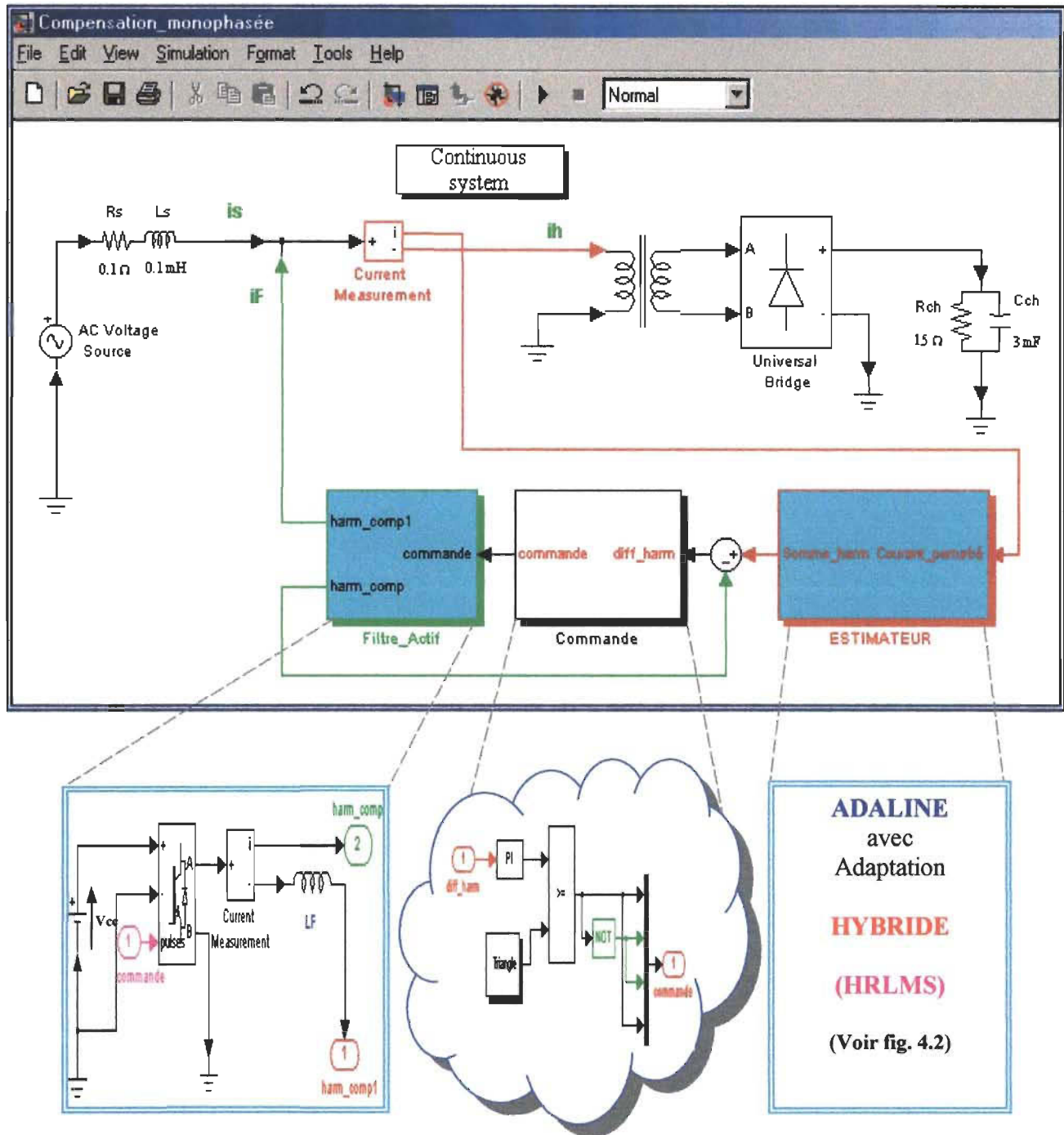
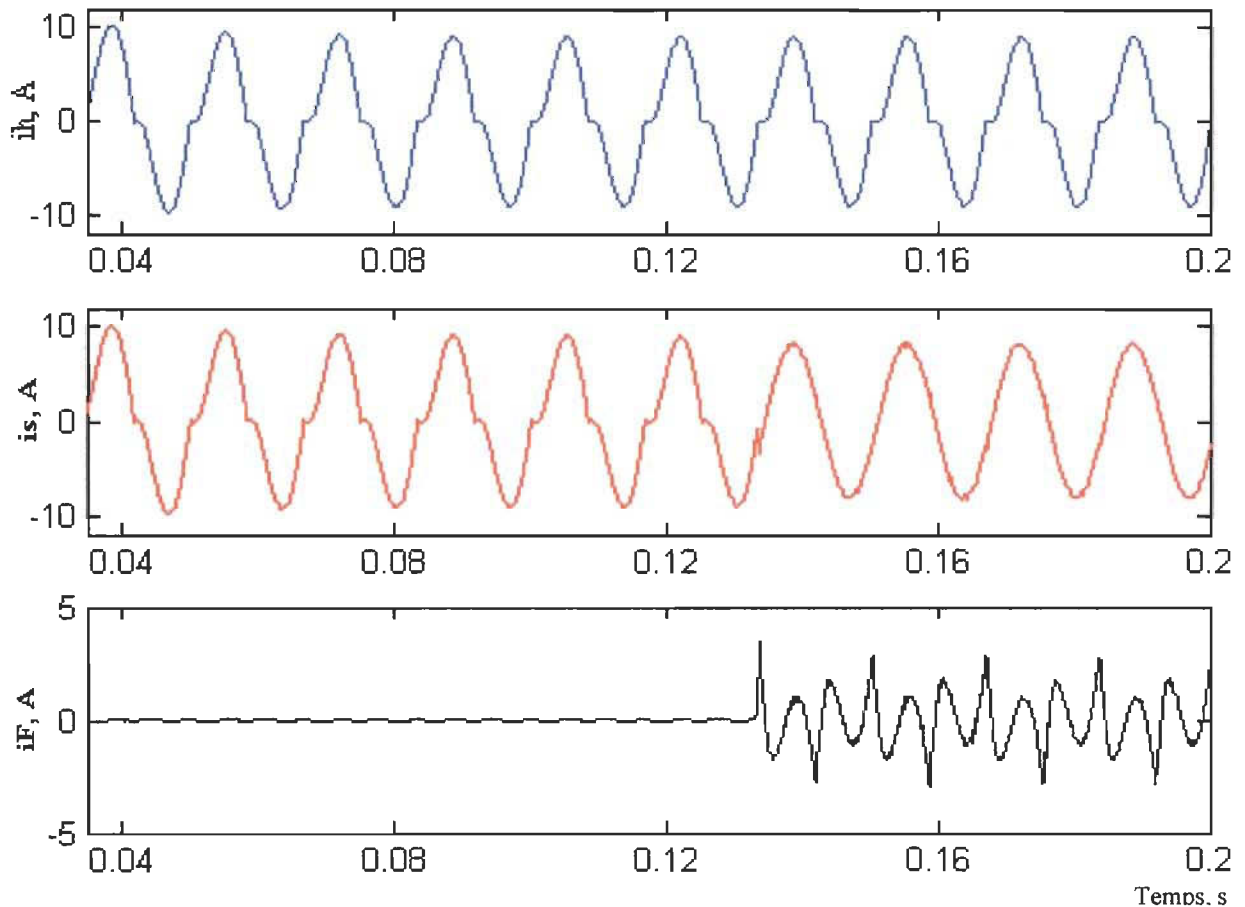


Figure 4.1- Schéma de simulation dans l'environnement PSB pour un redresseur avec filtrage capacitif.



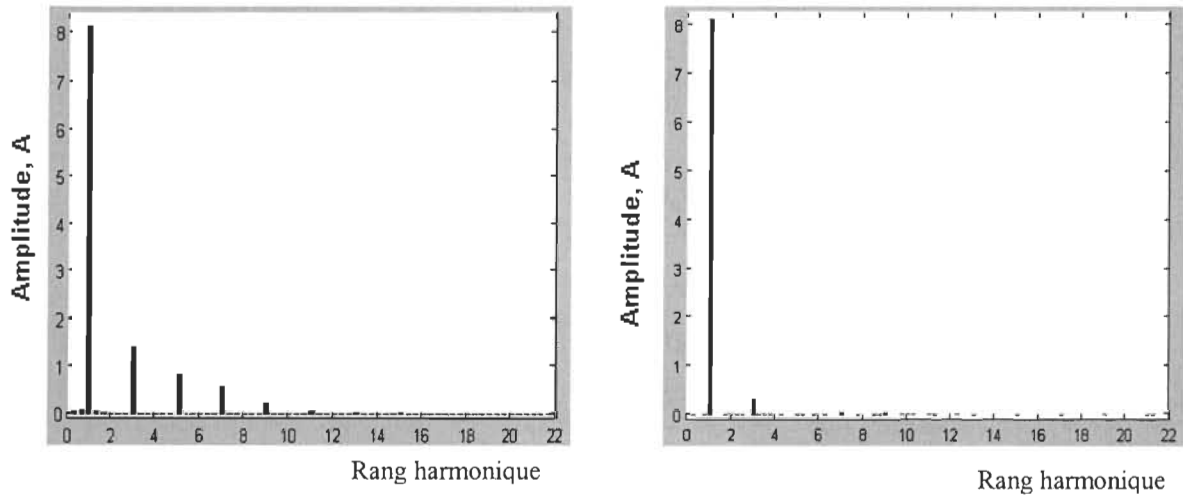
### 4.1.1.1 Résultats de simulation d'un réseau électrique avec filtre actif monophasé

La figure 4.2 présente les formes d'ondes des courants du redresseur monophasé ( $i_h$ ), de la source ( $i_s$ ) et de la sortie du filtre actif ( $i_F$ ) avant et après le fonctionnement du filtre actif.



**Figure 4.2-** Les formes d'ondes des courants:  $i_h$  courant absorbé par le redresseur;  $i_s$  : courant de source et  $i_F$  courant harmonique injecté avant et après le fonctionnement du filtre actif à  $t=0.1333$  s

À  $t= 0.1333$  s, nous avons fait fonctionner le filtre actif; nous constatons bien que la forme d'onde de courant de la source est presque sinusoïdale. La figure 4.3 illustre le spectre harmonique avant et après compensation.



a) avant compensation

b) après compensation

**Figure 4.3-** Le spectre harmonique du courant de la source ( $i_s$ ) avant et après compensation.

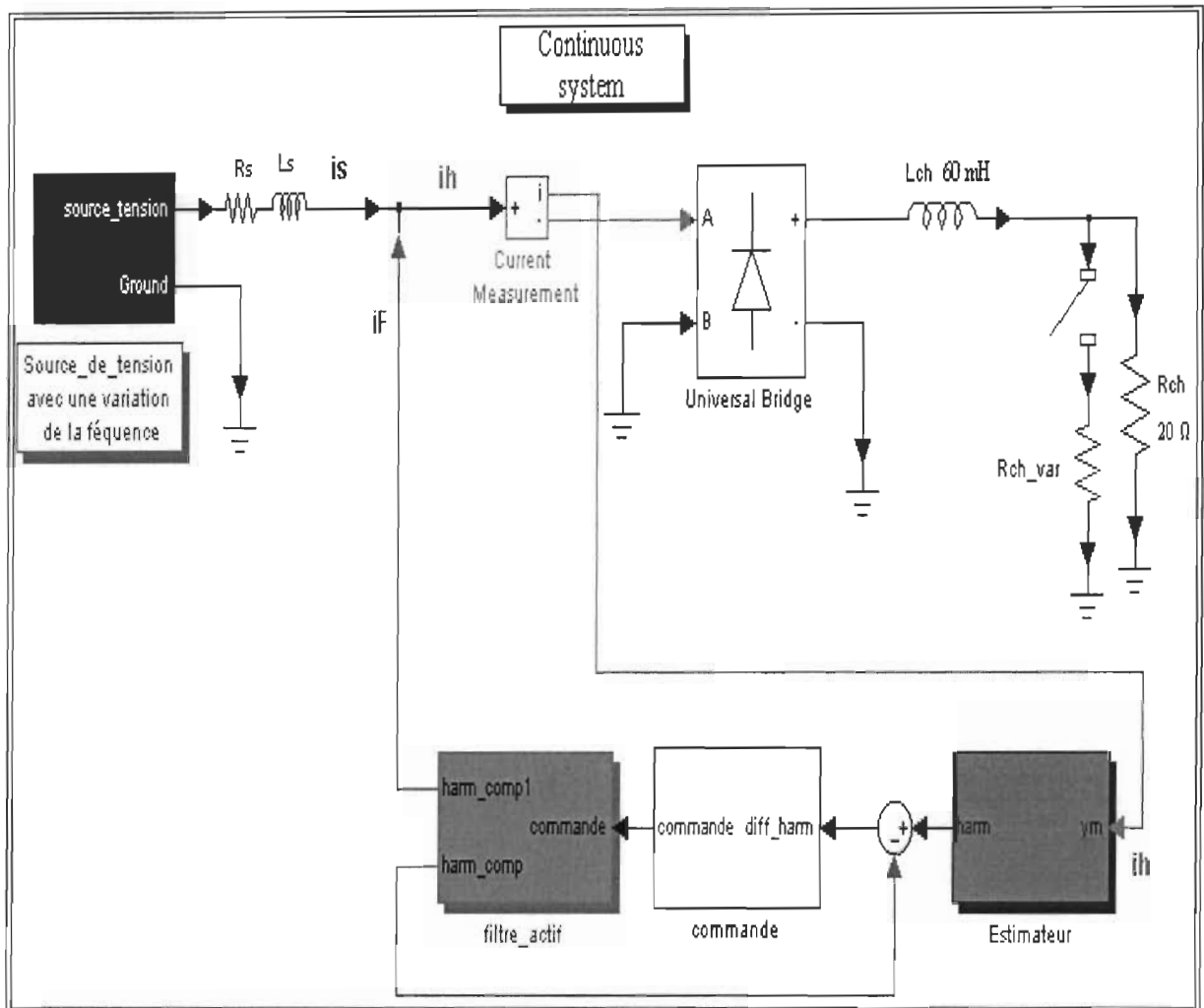
**Tableau 4.1-** Courants harmoniques de source ( $i_s$ ) et TDHi avant et après compensation harmonique

Rang harmonique	Avant compensation	Après compensation
<b>3<sup>ème</sup> harmonique (A)</b>	1.43	<b>0.28</b>
<b>5<sup>ème</sup> harmonique (A)</b>	0.85	<b>0.02</b>
<b>7<sup>ème</sup> harmonique (A)</b>	0.41	<b>0.05</b>
<b>9<sup>ème</sup> harmonique (A)</b>	0.23	<b>0.04</b>
<b>TDHi %</b>	21.18	<b>3.5</b>

D'après la figure 4.3 et le tableau 4.1, nous constatons bien l'atténuation des harmoniques de rangs 3, 5, 7 et 9, du courant de source après compensation. Le taux global de distorsion en courant (TDHi) passe de 21.18 % à 3.5 % après la mise en service du filtre actif à l'instant  $t=0.133s$ .

#### **4.1.2 Charge cc et fréquence fondamentale variant dans le temps**

Dans cette section, nous allons présenter les résultats de la compensation harmonique dans un réseau électrique monophasé comprenant un redresseur avec filtrage inductif; la fréquence fondamentale et charge cc varient dans le temps. La figure 4.4 illustre l'environnement de test implanté dans PSB. Un interrupteur commandé à la fermeture et à l'ouverture a été mis en parallèle avec la charge afin de faire varier cette dernière.

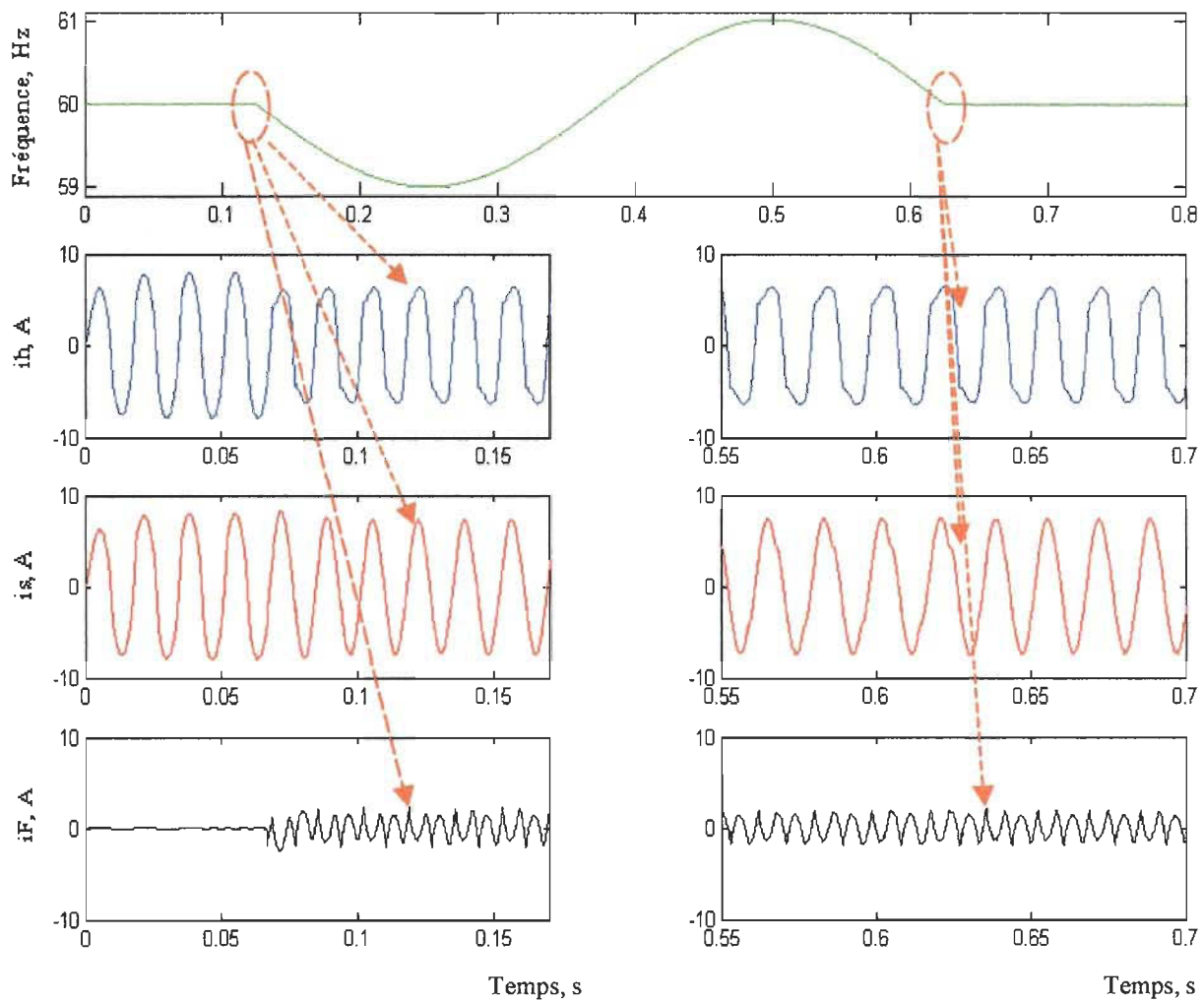


**Figure 4.4-** Environnement de test dans PSB pour un redresseur avec filtrage inductif et fréquence variant dans le temps

Les paramètres modifiés dans l'environnement de test sont :

- Inductance cc ( $L_{ch}$ ) :  $L_{ch} = 100$  mH;
- Résistance cc de charge :  $R_{ch} = 10$   $\Omega$  ;  $R_{ch\_var} = 30$   $\Omega$  (mise en ou hors service).

La figure 4.5 présente les résultats de la compensation harmonique. Elle illustre la forme d'onde de la fréquence du réseau, les formes d'ondes des courants du redresseur ( $i_h$ ), de la source ( $i_s$ ) et du filtre actif ( $i_F$ ) après compensation.



**Figure 4.5-** Formes d'ondes de courants du redresseur ( $i_h$ ), de la source ( $i_s$ ) et du filtre actif ( $i_F$ ) avant et après compensation; charge cc et fréquence variant dans le temps

Il ressort de la figure 4.5 que la forme d'onde du courant ( $i_s$ ) reste proche d'une sinusoïde pendant la variation de la charge cc de 25% et de la fréquence du réseau; ce qui illustre la robustesse de l'estimateur d'harmoniques employé.

## 4.2 Réseau électrique avec filtre actif triphasé

Dans cette section, nous allons effectués la compensation harmonique dans un réseau électrique où la charge cc et la fréquence fondamentale sont constantes et dans un réseau où la charge cc et la fréquence fondamentale varient dans le temps.

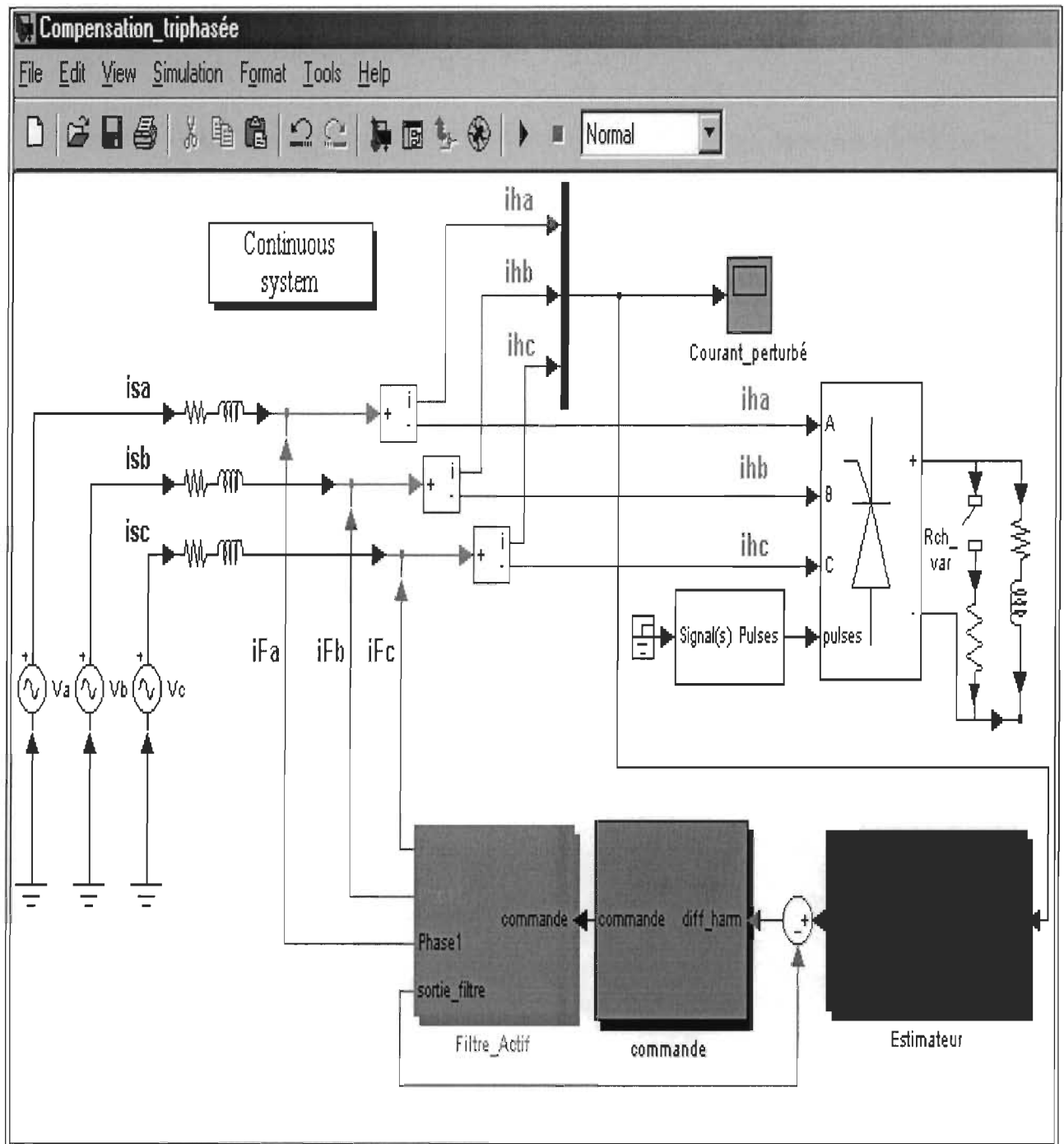
### 4.2.1 Charge et fréquence fondamentale constantes

Nous analysons dans cette section la compensation harmonique dans un réseau électrique triphasé dans l'environnement PSB. Le schéma électrique étudié est illustré à la figure 4.6.

Les paramètres utilisés dans l'environnement de test sont :

- Source de tension triphasée : 208 V, 60Hz ;
- Inductance ( $L_s$ ) et résistance ( $R_s$ ) par phase de source:  $L_s = 1$  mH,  $R_s = 0.1 \Omega$  ;
- Pont de Graëtz triphasé à thyristors;

- Inductance cc ( $L_{ch}$ ) :  $L_{ch} = 20$  mH ;
- Résistance cc de charge :  $R_{ch} = 60$   $\Omega$  ;
- Angle d'amorçage ( $\alpha$ ):  $\alpha = 30^\circ$  ;
- Fréquence d'échantillonnage :  $f_s = 10000k$  Hz ;
- Filtre actif :
  - Tension cc ( $V_{cc}$ ) du filtre: 1200 V;
  - Inductance ( $L_F$ ) de sortie du filtre actif :  $L_F = 30$  mH ;
  - Fréquence de commutation :  $f_c = 40k$  Hz ;

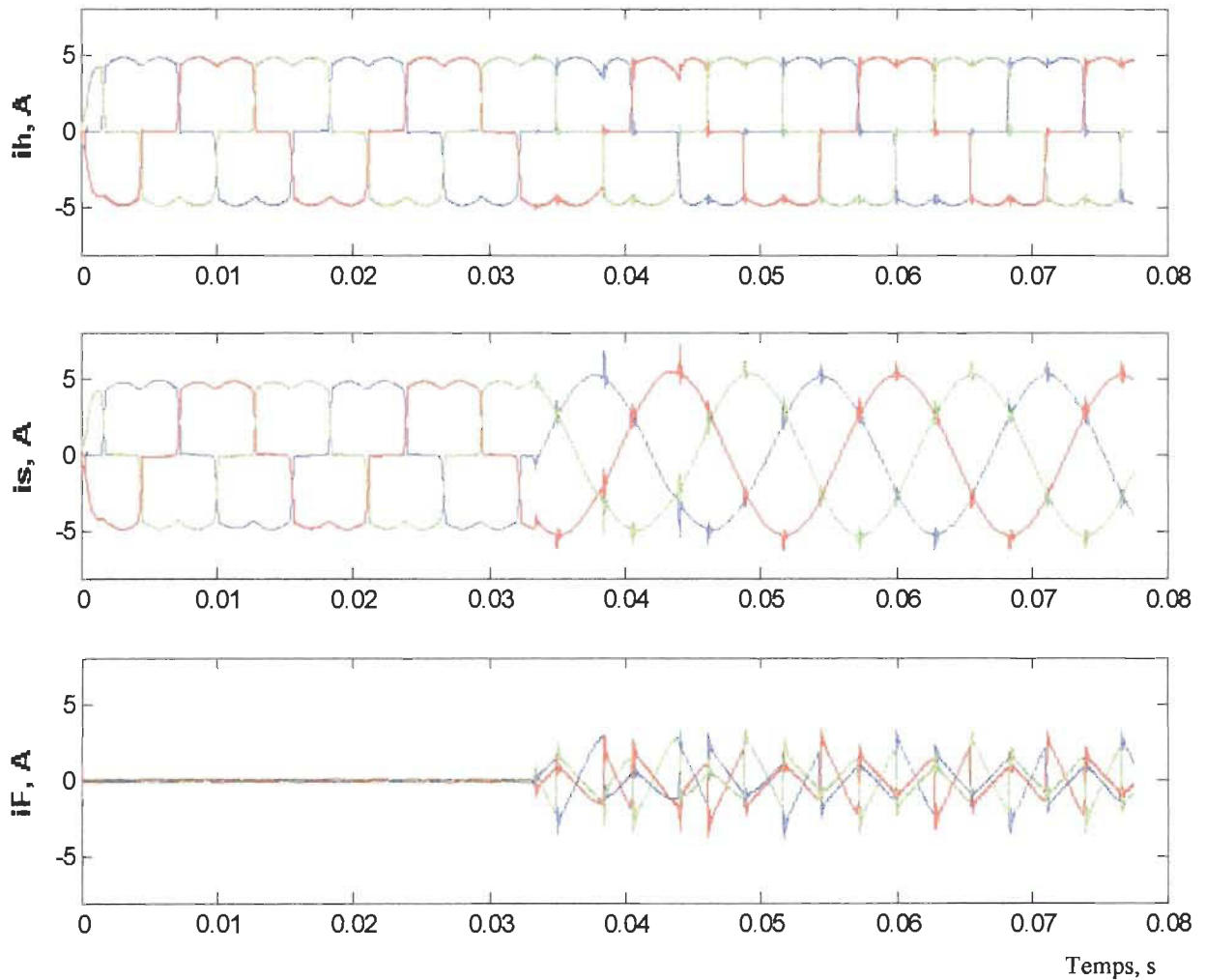


**Figure 4.6-** Schéma de simulation dans l'environnement PSB d'un réseau électrique avec filtre actif triphasé



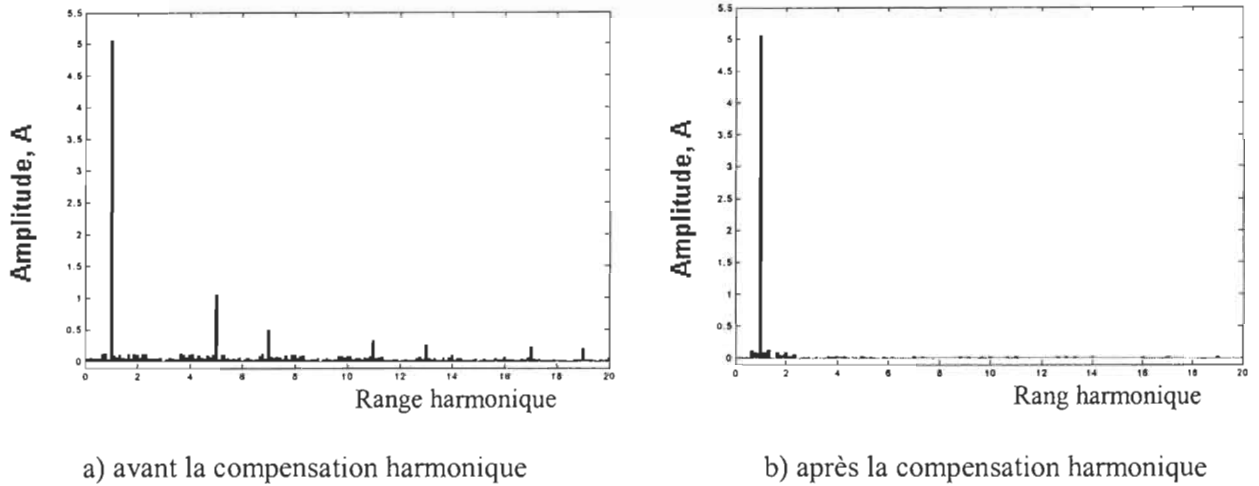
### 4.2.1.1- Résultats de simulation d'un réseau électrique avec filtre actif triphasé

La figure 4.7 illustre les résultats de compensation harmonique pour les trois phases a, b et c. Le filtre actif est activé à  $t=0.033$  s.



**Figure 4.7-** Formes d'ondes des courants des trois phases :  $i_h$  : courants absorbés par le redresseur;  $i_s$  : courants de source et  $i_f$  : courants harmoniques injectés

Il ressort de la figure 4.7 que les courants de source sont presque sinusoïdaux après compensation. La figure 4.8 illustre le spectre harmonique pour la phase  $a$  avant et après compensation.



**Figure 4.8-** Le spectre harmonique du courant source ( $i_s$ ) de la phase  $a$  avant et après compensation

**Tableau 4.2-** Courants harmoniques de source ( $i_s$ ) et TDHi de la phase  $a$  après la compensation

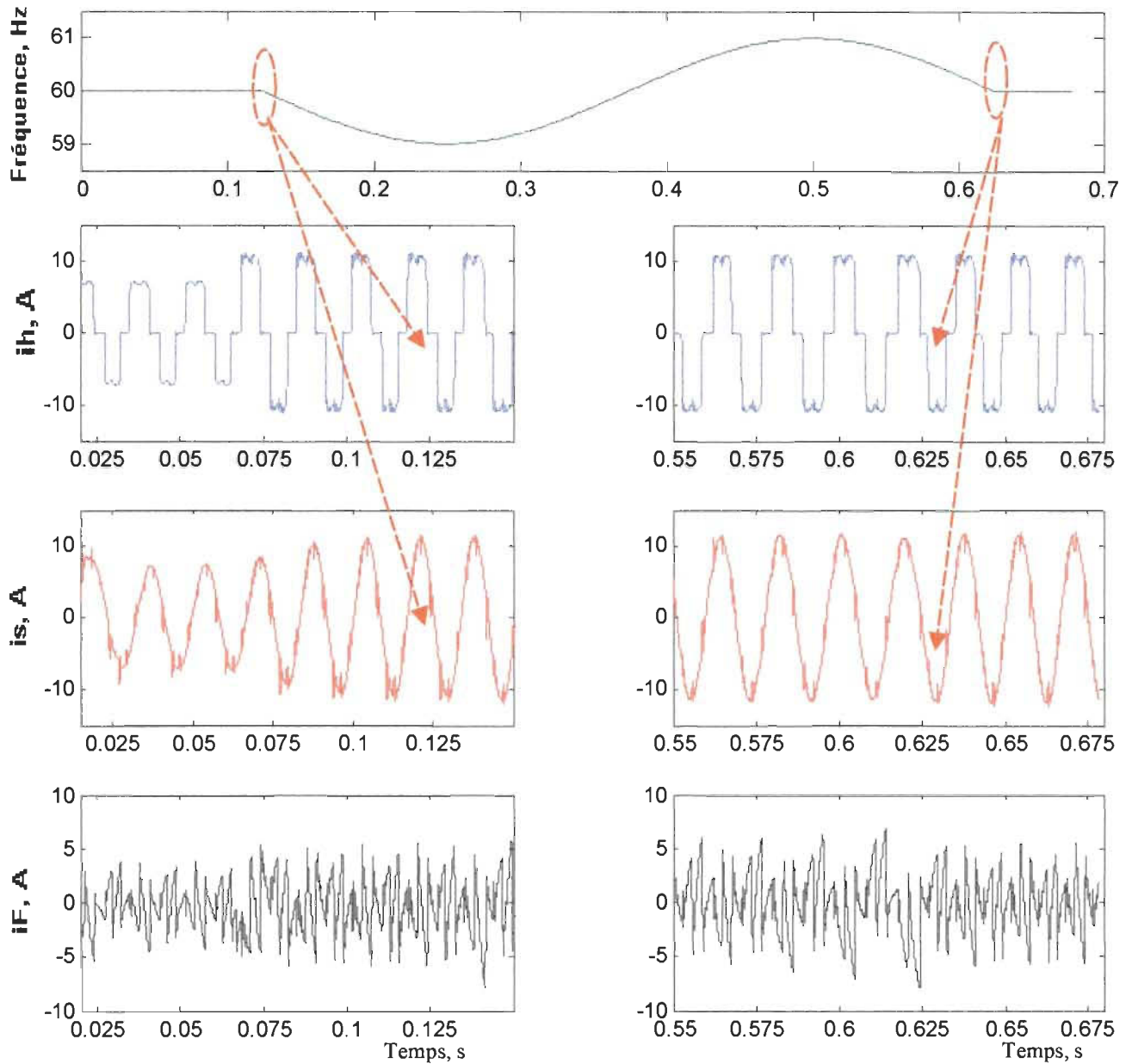
Rang harmonique	Avant compensation	Après compensation
5 <sup>ème</sup> harmonique (A)	1.0555	0.0307
7 <sup>ème</sup> harmonique (A)	0.5019	0.0232
11 <sup>ème</sup> harmonique (A)	0.3381	0.0204
13 <sup>ème</sup> harmonique (A)	0.2617	0.02
<b>TDHi</b>	<b>24.68 %</b>	<b>4.79 %</b>

Il ressort de la figure 4.8 et du tableau 4.2 que les harmoniques de rangs 5, 7, 11 et 13, du courant de source ( $i_s$ ) sont bien atténués après compensation. Le taux global de distorsion en courant (TDHi) passe de 24.68 % à 4.79 % après la mise en service du filtre actif à l'instant  $t=0.033s$ .

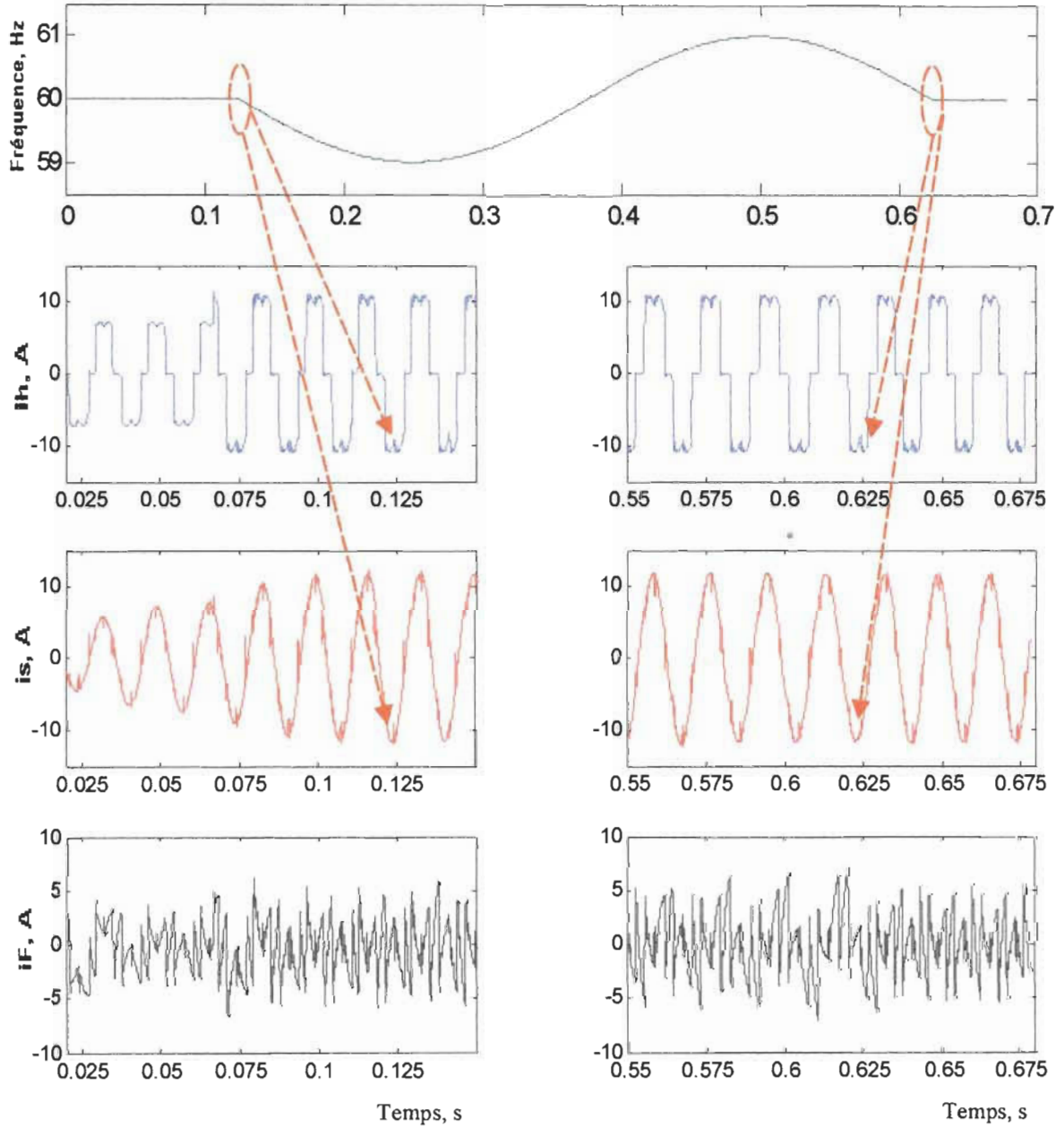
#### **4.2.2 Charge cc et fréquence fondamentale variant dans le temps**

Considérant la variation de la charge cc et de la fréquence fondamentale, nous effectuons dans cette section la simulation de la compensation harmonique dans un réseau triphasé dans l'environnement PSB. Les figures 4.9 et 4.10 présentent les formes d'ondes de courants après la compensation harmonique respectivement dans les phases a et b. La figure 4.11 illustre le spectre harmonique du courant dans la phase a.

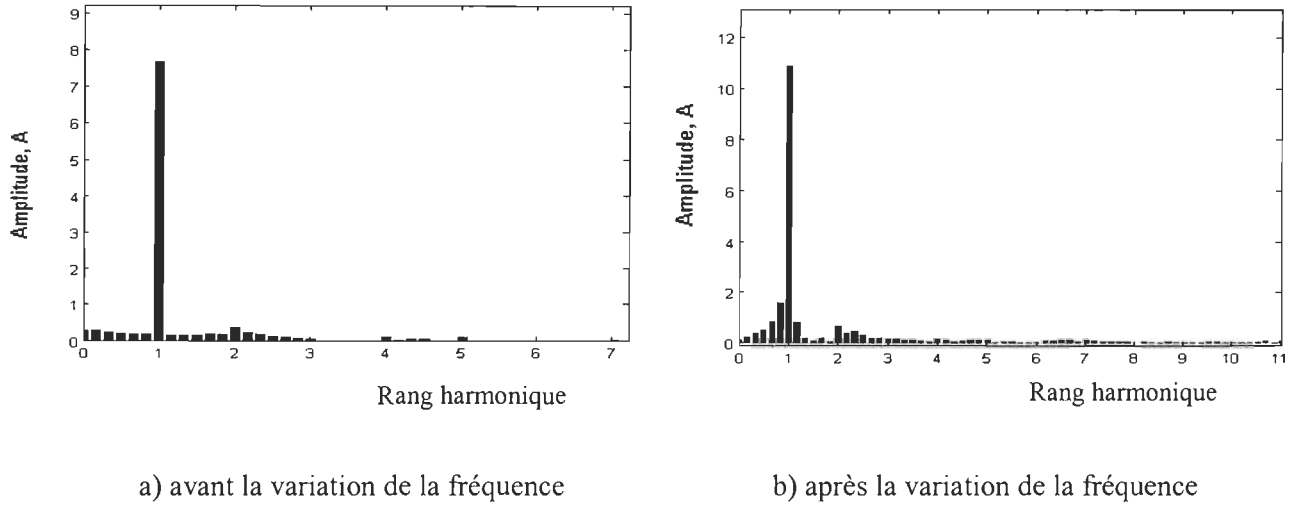
La mise en ou hors service de la résistance  $R_{ch\_var}$  (voir figure 4.6) de valeur  $80 \Omega$  permet de faire varier la charge cc.



**Figure 4.9-** Forme d'onde de courant de la phase  $a$  :  $i_h$  : courant absorbé par le redresseur;  
 $i_F$  : courant harmonique injecté et  $i_s$  : courant de source



**Figure 4.10-** Forme d'onde de courant de la phase  $b$  :  $i_b$  : courant absorbé par le redresseur;  $i_F$  : courant harmonique injecté et  $i_s$  : courant de source



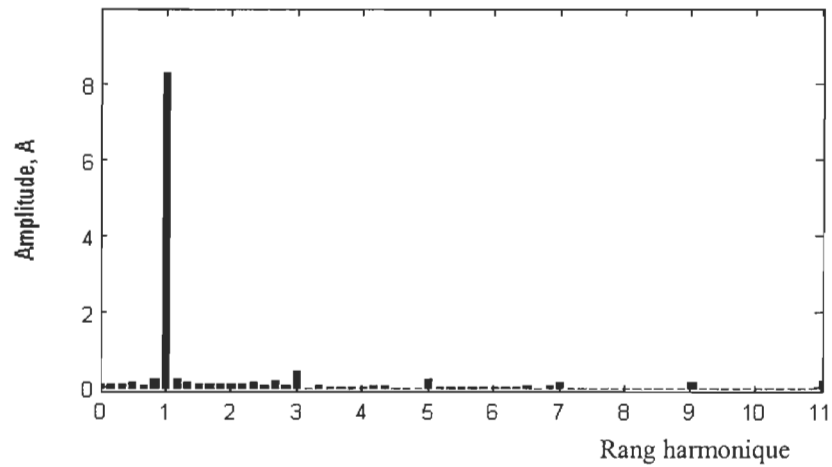
**Figure 4.11-** Le spectre harmonique du courant de source ( $i_s$ ) de la phase  $a$  avant et après la variation de la fréquence et de la charge cc durant la compensation

D'après les figures 4.9 à 4.11, nous constatons que la compensation harmonique est maintenue lorsque la charge varie brusquement de 50% et que la fréquence fondamentale varie de façon sinusoïdale; ce qui illustre la robustesse de l'estimateur employé

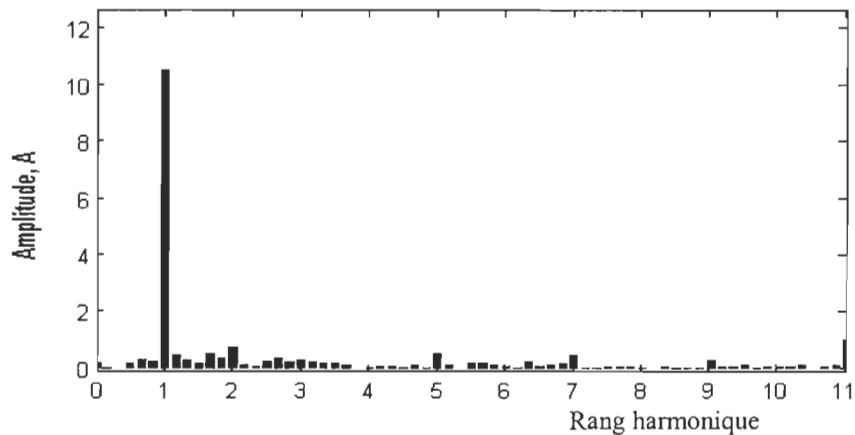
### 4.3- L'influence de l'estimation de la fréquence fondamentale sur la compensation harmonique

Afin de bien illustrer l'influence de l'estimation de la fréquence fondamentale sur la compensation harmonique, nous présentons au tableau 4.3 le TDHi avant et après la variation de la fréquence pour une installation monophasée et triphasée en utilisant un

estimateur qui n'estime pas la fréquence fondamentale, c'est-à-dire qu'il prend toujours en compte que la fréquence fondamentale nominale est égale à 60 Hz [22-24].



**Figure 4.12-** Le spectre harmonique du courant source ( $i_s$ ) dans l'installation monophasée après la compensation harmonique durant une variation de  $\pm 1$  Hz de la fréquence fondamentale



**Figure 4.13** Le spectre harmonique du courant source ( $i_s$ ) de la phase  $a$  de l'installation triphasée après la compensation harmonique et durant une variation de  $\pm 1$  Hz de la fréquence fondamentale

**Tableau 4.3-** L'influence de l'estimation de la fréquence fondamentale sur la compensation harmonique pour des installations monophasée et triphasée.

<b>Algorithme d'estimation</b>	<b>Le TDHi pour une installation monophasée</b>	<b>Le TDHi pour une installation triphasée</b>
Algorithme qui n'estime pas la fréquence du réseau	9.07 %	14.83 %
En utilisant l' <b>HRLMS</b>	<b>4.12 %</b>	<b>4.79 %</b>

D'après les résultats donnés aux figures 4.12 et 4.13 et au tableau 4.3, nous constatons l'influence de l'absence de l'estimation de la fréquence fondamentale du réseau sur la compensation harmonique; en particulier sur la valeur du TDHi. Cette influence pourrait être plus remarquable si au lieu d'utiliser une source de tension continue constante aux bornes du filtre actif, nous avons utilisé un condensateur mené par une régulation appropriée de la tension à ses bornes comme c'est le cas en pratique; (figure 4.13).

En effet, pour simplifier notre analyse, nous avons alimenté le filtre actif par une source de tension continue ( $V_{cc}$ ) en faisant l'hypothèse que la tension à ses bornes demeure constante. Mais en réalité, cet onduleur doit être alimenté par une grande capacité ( $C_{dc}$ ), dont on introduit un circuit de réglage qui va contrôler et ajuster la tension à ses bornes afin de la maintenir toujours constante. Cette tension doit être toujours plus grande que la



tension maximale du réseau [5,19 et 20]. Pratiquement, cette tension fluctue toujours autour de sa valeur nominale; ce qui a un impact sur les performances dynamiques du filtre actif .

#### **4.4- Discussion et conclusion**

Le présent chapitre regroupe l'ensemble des résultats de simulation de la compensation harmonique dans l'environnement Power System BlockSet pour des installations monophasée et triphasée.

Pour le réseau électrique monophasé, le taux global de distorsion en courant (TDHi) est réduit de 21.18 % à 3.5 % pour un redresseur monophasé à filtrage capacitif (figures 4.2 et 4.3). La figure 4.5 illustre une bonne compensation harmonique durant les variations de la charge et de la fréquence fondamentale.

Pour le réseau électrique triphasé, le taux global de distorsion en courant (TDHi) est réduit de 24.68 % à 4.79 % pour un redresseur monophasé à filtrage inductif (figure 4.7 et 4.8). Les figures 4.9 à 4.11 illustrent une bonne compensation harmonique durant les variations de la charge et de la fréquence fondamentale.

Dans ce chapitre, nous avons aussi mis en relief l'importance de l'estimation de la fréquence fondamentale pour la compensation harmonique dans une installation électrique.

Le tableau 4.3 illustre l'augmentation du TDHi durant une variation de la fréquence de  $\pm 1$  Hz d la fréquence nominale et cela due à l'absence de l'estimation de la fréquence.

Les simulations dans l'environnement PSB d'un réseau électrique avec filtre actif ont permis de montrer l'efficacité de l'estimateur ADALINE avec l'adaptation HRLMS.

# CHAPITRE 5

*Compensation des harmoniques produits par un  
redresseur en pont de Graët $\zeta$  monophasé: Réalisation  
pratique*

---

## *Chapitre 5*

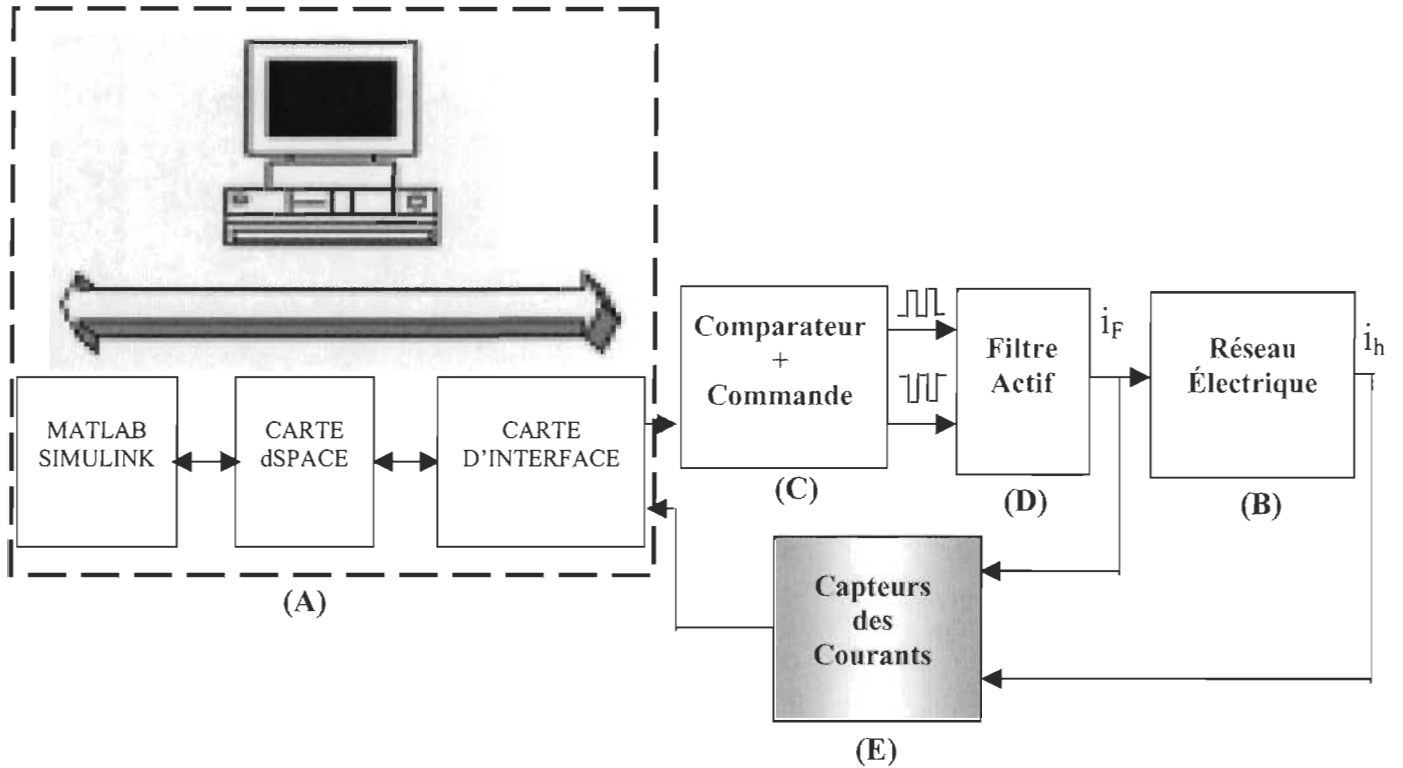
# *Compensation des harmoniques produits par un redresseur en pont de Graëtz monophasé: Réalisation pratique*

Ce chapitre porte essentiellement sur la réalisation pratique de la compensation harmonique par filtrage actif en utilisant le système dSPACE. Une brève étude sur le système dSPACE est présentée dans l'annexe 1. La première section présente le banc expérimental pour la compensation harmonique dans un réseau monophasé. L'implantation et la validation en temps réel de l'estimateur ADALINE avec l'adaptation HRLMS ont été faites avec le système dSPACE. Les résultats de la compensation harmonique pour des redresseurs avec filtrage inductif et capacitif sont présentés respectivement aux sections 5.2 et 5.3. Les performances de la compensation pour des variations de la charge cc et de la fréquence fondamentale sont analysées.

## 5.1 Banc d'essais pour la compensation harmonique

La figure 5.1 présente le système global réalisé pour la compensation des harmoniques produits par un redresseur monophasé. L'estimateur ADALINE avec l'adaptation hybride HRLMS est implanté sur un système TDE DS1003/1004 alpha combo (dSPACE). Ce système, de structure multiprocesseurs, est muni de deux processeurs qui peuvent fonctionner en parallèle; un processeur numérique DS1003 (DSP TMS320C40) dont la fréquence est de 50 MHz et un processeur numérique DS1004 (DEC ALPHA AXP21164/500 processor) dont la fréquence est de 500 MHz; c'est un outil puissant conçu pour le prototypage rapide de commande, la validation temps réel et les simulations *hardware-in-the-loop*. La communication inter-processeurs s'effectue à l'aide d'une mémoire à double accès (*Dual Port Memory*) accessible par les deux processeurs simultanément comme une mémoire locale. Le système possède une carte d'entrée analogique-numérique (DS2003) avec 32 voies et une carte de sortie numérique-analogique (DS1003) avec 32 voies.

Nous avons mis en place un banc de test piloté à partir d'un PC sous l'environnement Matlab-Simulink par l'intermédiaire d'une carte dSPACE. La figure 5.1 illustre la structure générale du banc expérimental pour la compensation des harmoniques produits par un redresseur monophasé.



**Figure 5.1-** Banc expérimental pour la compensation harmonique

Les blocs A, B, C, D, E et F apparaissant sur la figure 5.1 sont identifiés comme suit :

- Le bloc A représente le système dSPACE, où l'estimateur ADALINE avec l'adaptation hybride est implanté ; ce bloc est représenté à la figure 5.3. Les cartes dSPACE représentent les cartes des convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique représentées à la figure A1.1;
- Le bloc B représente le réseau électrique monophasé donné à la figure 5.2 ;

- Le bloc C représente le comparateur et la génération des signaux de la commande du filtre actif ; il est représenté à la figure 5.4 ;
- Le bloc D représente le filtre actif illustré à la figure 5.5.

La figure 5.2 illustre le réseau électrique monophasé étudié. La charge non linéaire est un redresseur en pont monophasé à diodes.

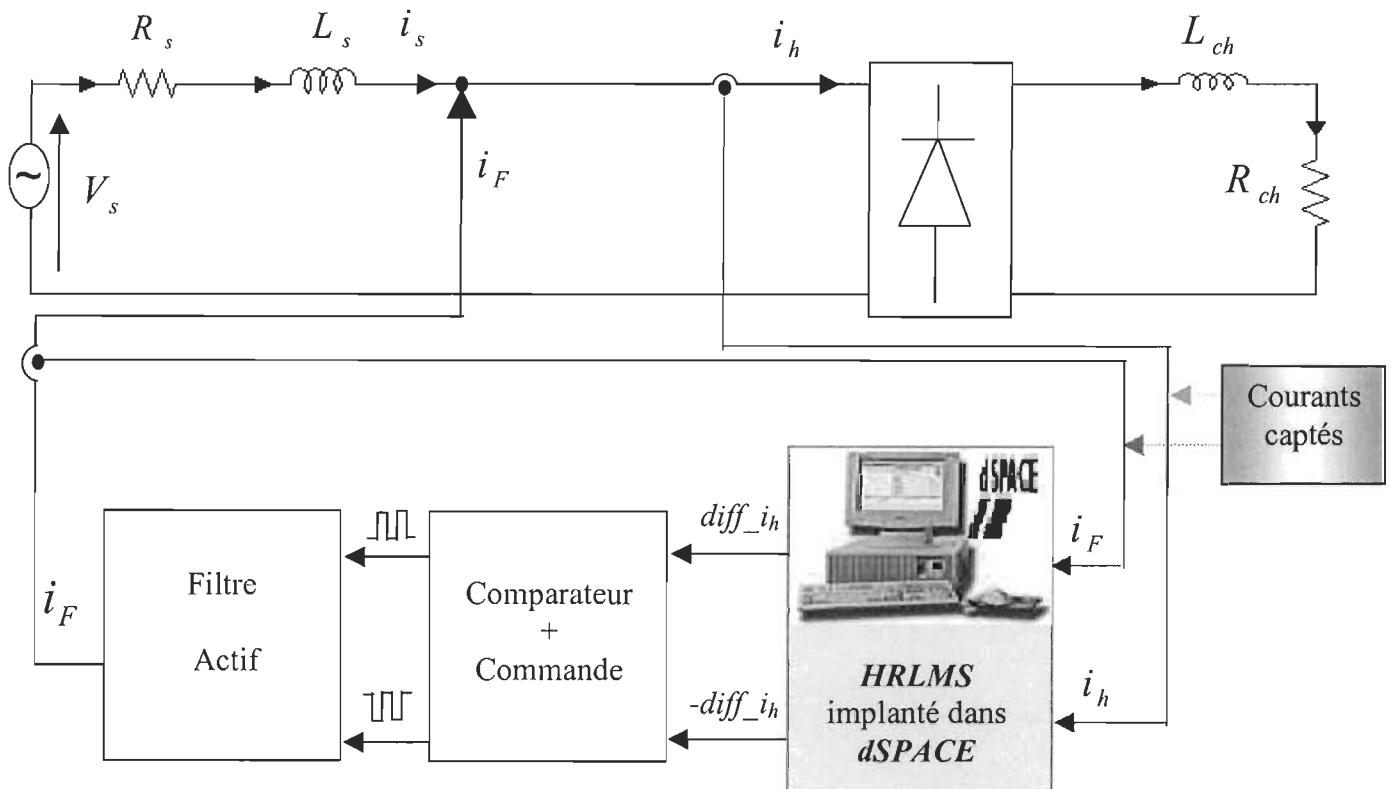


Figure 5.2- Montage électrique étudié

L'implantation de l'estimateur Adaline\_hybride HRLMS a été réalisée à partir du logiciel de simulation Matlab-Simulink (version 6.1 et 4.1). Le choix du logiciel de calcul s'est imposé dans l'optique de l'implantation sur le système de développement temps réel dSPACE. La figure 5.3 illustre l'implantation de l'estimateur et le régulateur PI. Le système multiprocesseur est utilisé afin de réduire le pas d'échantillonnage de fonctionnement.

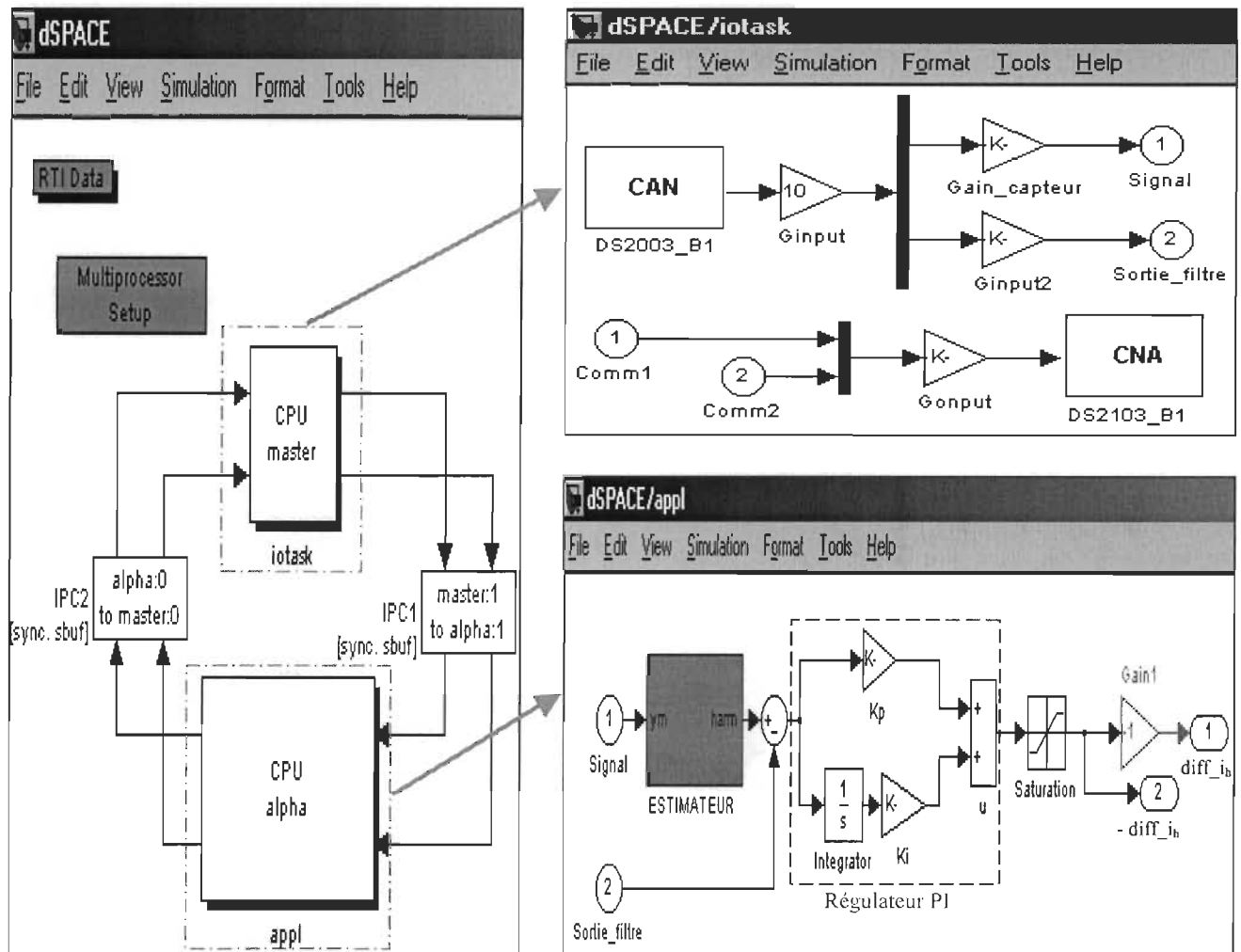
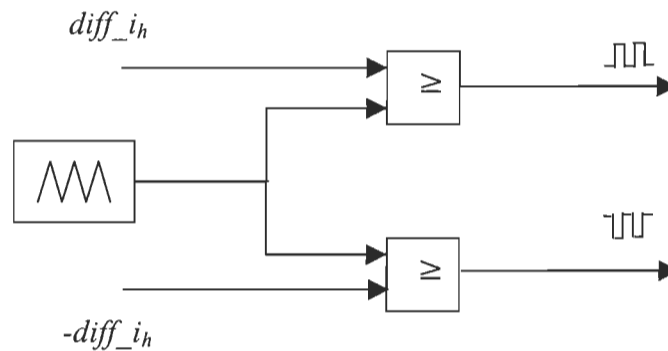


Figure 5.3- Implantation de l'estimateur hybride HRLMS dans dSPACE



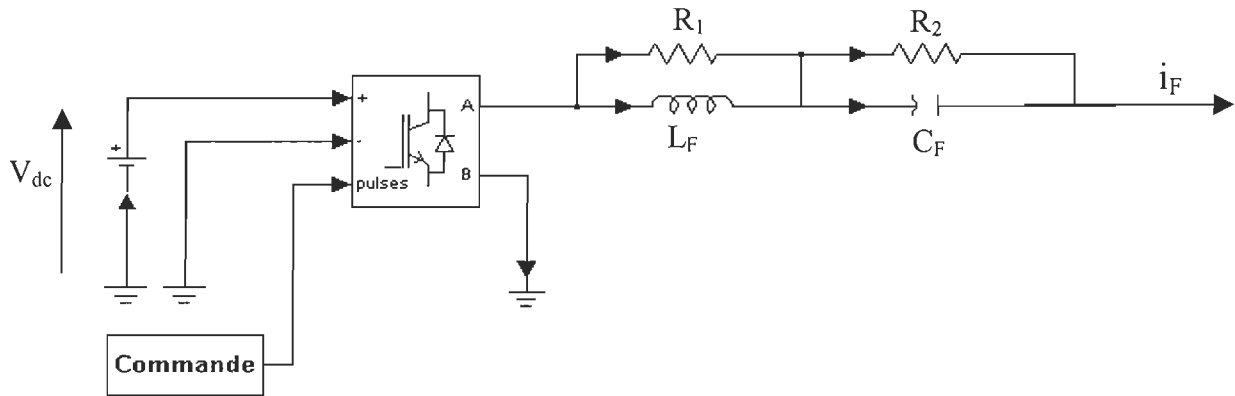
La figure 5.4 illustre l'onde triangulaire (porteuse) suivie par les comparateurs, qui sont implantés pratiquement. Ils ont comme entrées :

- $diff\_i_h$  : représente la première sortie du régulateur PI;
- $-diff\_i_h$  : représente la deuxième sortie du régulateur PI qui est la valeur opposée du ( $diff\_i_h$ ) comme montrée à la figure 5.3.



**Figure 5.4-** Comparateur et génération des signaux de commande du filtre actif

La compensation harmonique adéquate pour notre système nécessite la mise au point d'un filtre passe haut, à la sortie du filtre, dédié à bloquer le fondamental provenant du réseau et de laisser les harmoniques circuler sur la ligne de sortie du filtre actif. La figure 5.5 illustre le filtre actif étudié.



**Figure 5.5-** Filtre actif monophasé étudié

Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats pratiques de la compensation harmonique dans un réseau électrique monophasé. Ces résultats seront présentés pour différents types de charge cc, notamment inductive et capacitive. Finalement, afin de mettre en relief la rapidité et la robustesse de notre algorithme développé, nous allons varier la valeur de l'impédance de la charge et la fréquence du réseau électrique simultanément. La valeur du pas d'échantillonnage du système dSPACE est gardée constante pour toutes les simulations  $T_s = 10^{-6}$  s.

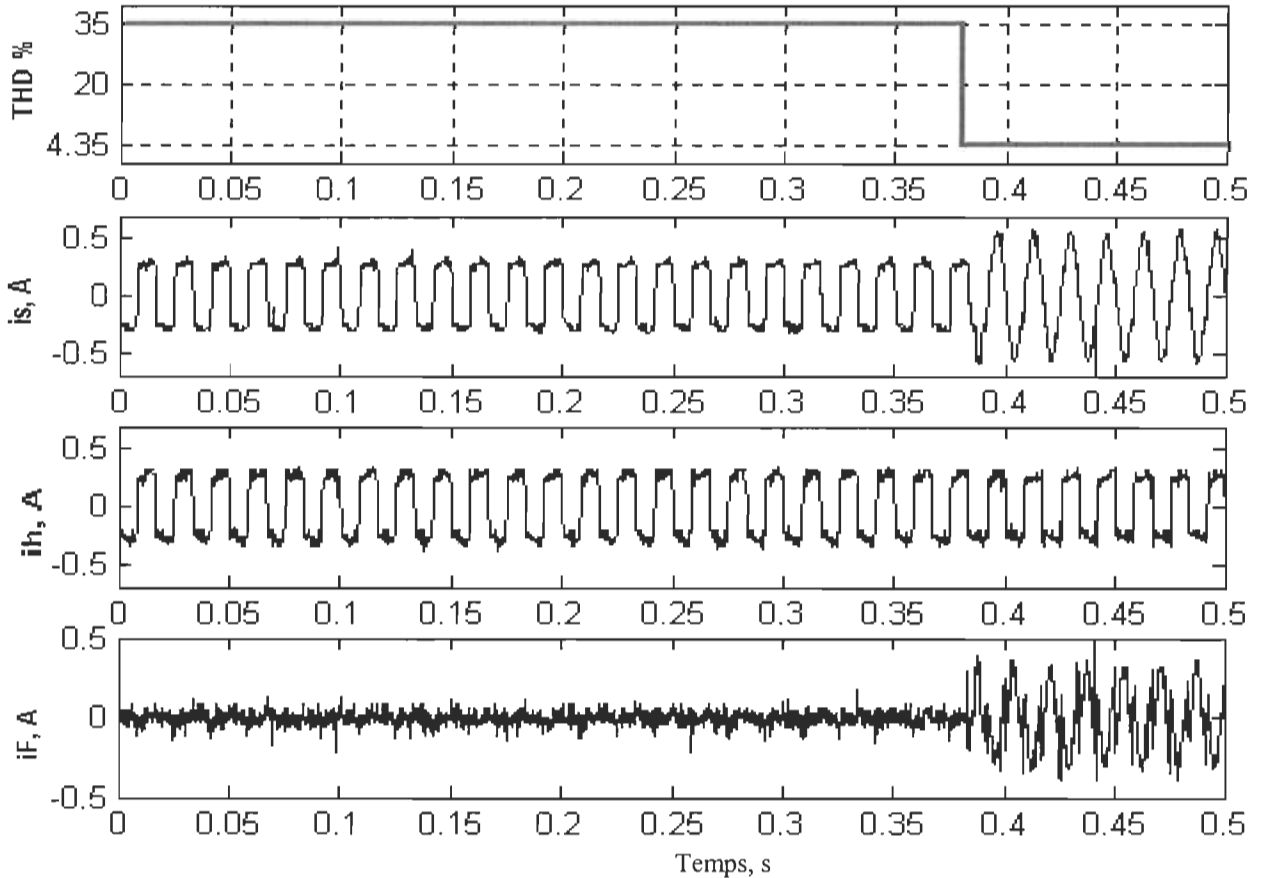
## 5.2- Compensation harmonique pour un redresseur monophasé avec filtrage inductif

Le réseau électrique monophasé étudié est présenté à la figure 5.2. Les paramètres utilisés dans l'environnement de test sont :

- Source de tension monophasée : 11V, 60Hz ;
- Inductance ( $L_s$ ) et résistance ( $R_s$ ) de source:  $L_s=1$  mH,  $R_s = 1 \Omega$  ;
- Pont de Graëtz monophasé à diodes ;
- Inductance cc ( $L_{ch}$ ) et résistance cc de charge:  $L_{ch}= 40$  mH,  $R_{ch} = 30 \Omega$  ;
- Filtre actif :
  - Tension continue :  $V_{dc}= 7.5$  V ;
  - $R_1 = 30 \Omega$  ;
  - $R_2 = 26,66 \Omega$  ;
  - $C_F = 50 \mu\text{F}$ ;
  - $L_F = 10$  mH ;
- Onde triangulaire :
  - Fréquence de commutation :  $f_c= 20$  kHz ;
  - Tension  $V_{pp}=5$ V ;
- Régulateur PI :
  - $K_p=13.5$  ;
  - $K_i=7.5 \cdot 10^{-5}$  ;
- Pas d'échantillonnage :  $T_s=11 \cdot 10^{-5}$ s.

### 5.2.1- Résultats expérimentaux de la compensation harmonique pour un redresseur monophasé avec filtrage inductif

À l'instant  $t=0.38s$ , le filtre actif est mis en service. La figure 5.6 présente les formes d'onde des courants de la source ( $i_s$ ), du redresseur ( $i_h$ ) et de la sortie du filtre actif ( $i_F$ ) avant et après la compensation par filtrage actif.

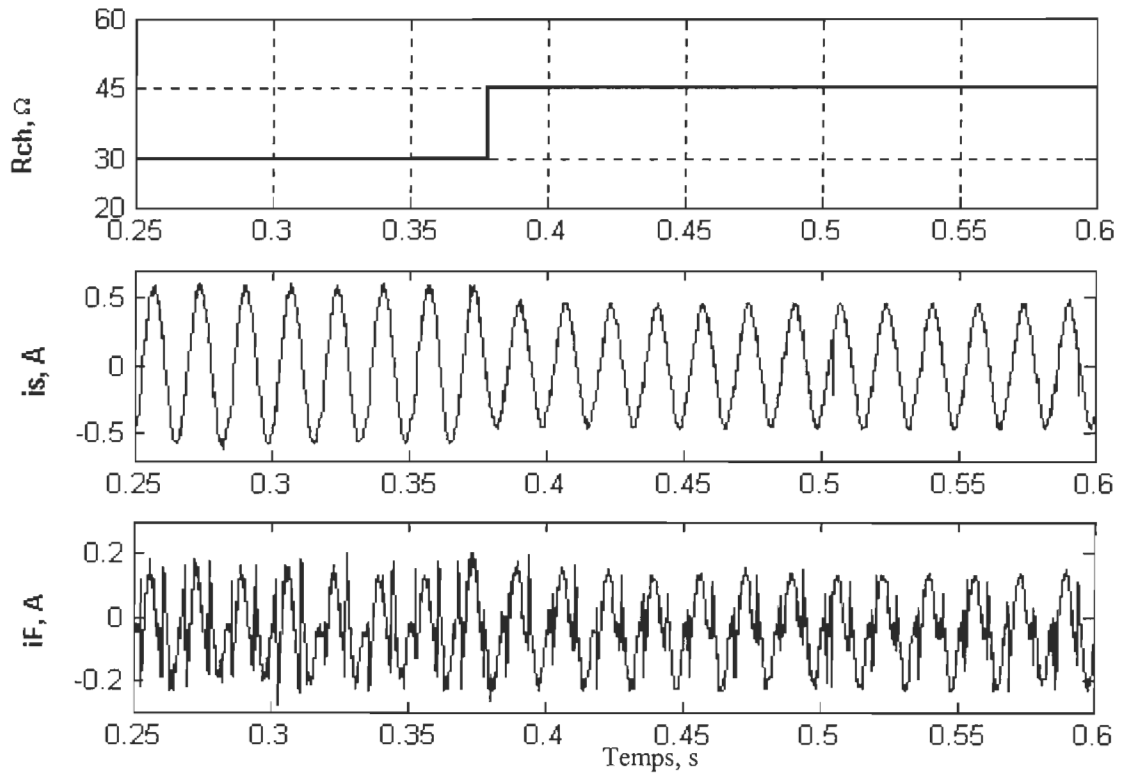


**Figure 5.6-** Formes d'onde des courants avant et après compensation à l'instant  $t=0.38s$  pour un redresseur avec filtrage inductif

À la figure 5.6, nous constatons que le courant  $i_s$  passe d'une onde rectangulaire à une onde d'allure sinusoïdale. Le taux de distorsion en courant (TDHi) passe de 35 % à 4.35% après la mise en service du filtre actif à l'instant  $t=0.38s$ .

### **5.2.2- Résultats expérimentaux de la compensation harmonique lorsque la charge cc (avec filtre inductif) varie**

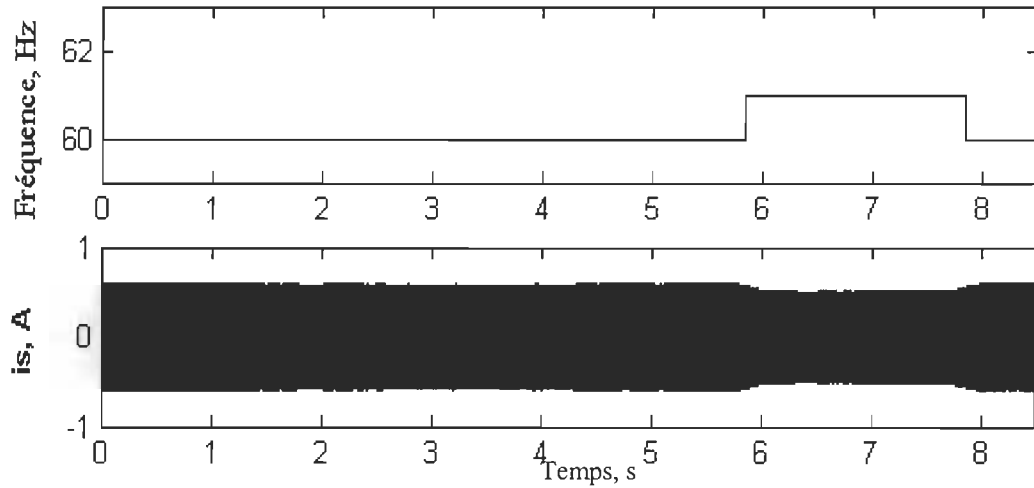
Dans cette partie, nous avons inséré des résistances en parallèle du côté cc du redresseur monophasé. Ces résistances sont commutées par des interrupteurs afin d'avoir une variation brusque de la charge cc à un instant donné. La figure 5.7 présente les formes d'onde des courants de la source ( $i_s$ ) et de la sortie du filtre ( $i_f$ ) avant et après la variation de la charge à l'instant  $t=0.379s$ .



**Figure 5.7-** Formes d'onde des courants avant et après la variation de la charge cc à  $t=0.379s$   
(charge cc avec filtrage inductif)

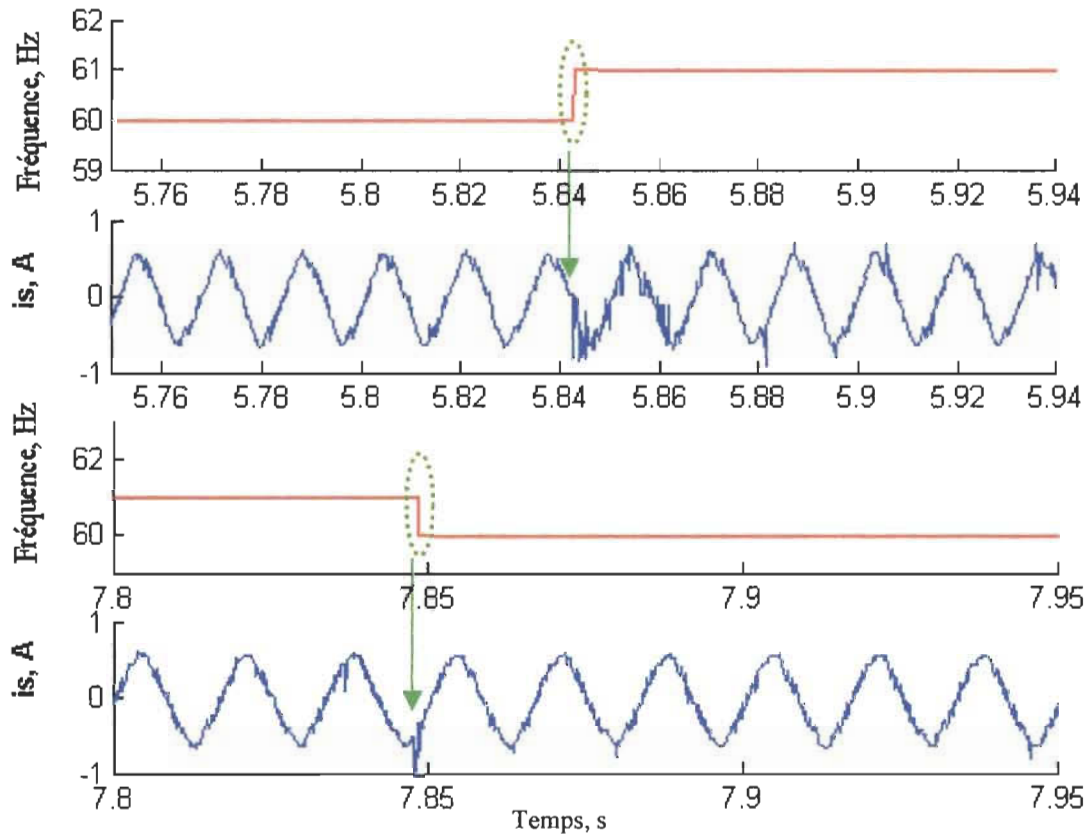
À la figure 5.7, nous observons la rapidité de l'adaptation avec une augmentation brusque de charge cc de 50% à l'instant  $t=0.379 s$ .

Afin de mettre en relief l'importance de l'estimation de la fréquence fondamentale du réseau pour la détection des harmoniques et particulièrement lorsqu'elle est variable, nous allons présenter des résultats de la compensation harmonique en utilisant un estimateur Adaline [23-24] qui n'estime pas la fréquence fondamentale. La figure 5.8 illustre le courant compensé  $i_s$  et le modèle de la variation de la fréquence étudiée pour un échelon.



**Figure 5.8-** Forme d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de source ( $i_s$ ) (charge cc avec filtrage inductif)

À la figure 5.8, nous observons bien une diminution de l'amplitude du courant de source ( $i_s$ ) durant l'intervalle de la variation de la fréquence; et cela due à la mauvaise estimation du courant du redresseur ( $i_h$ ) dans cet intervalle. Des agrandissements («zooms») correspondant aux fronts montant et descendant de l'échelon de la fréquence sont illustrés à la figure 5.9 pour bien montrer la forme d'onde du courant ( $i_s$ ) durant une variation inattendue de la fréquence.



**Figure 5.9-** Forme d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de la source ( $i_s$ ) aux fronts montant et descendant (charge cc avec filtrage inductif)

Avant la compensation, le courant déformé du redresseur ( $i_h$ ) possède une distorsion de 35%, et d'après la figure 5.9, nous observons qu'à fréquence constante est égale à 60 Hz, le courant de la source ( $i_s$ ) est bien compensé; son TDHi est égal à 4.25%. Lorsque la fréquence est différente de 60 Hz suite à une variation, le courant  $i_s$  n'est pas bien compensé et le TDHi passe à 11.45%.



De la même manière, nous avons testé cet estimateur pour une variation sinusoïdale d'amplitude 1Hz de la fréquence fondamentale. Le tableau 5.1 présente les valeurs du TDHi après la compensation harmonique avec et sans estimation de la fréquence fondamentale.

**Tableau 5.1** Compensation harmonique sans estimation de la fréquence fondamentale

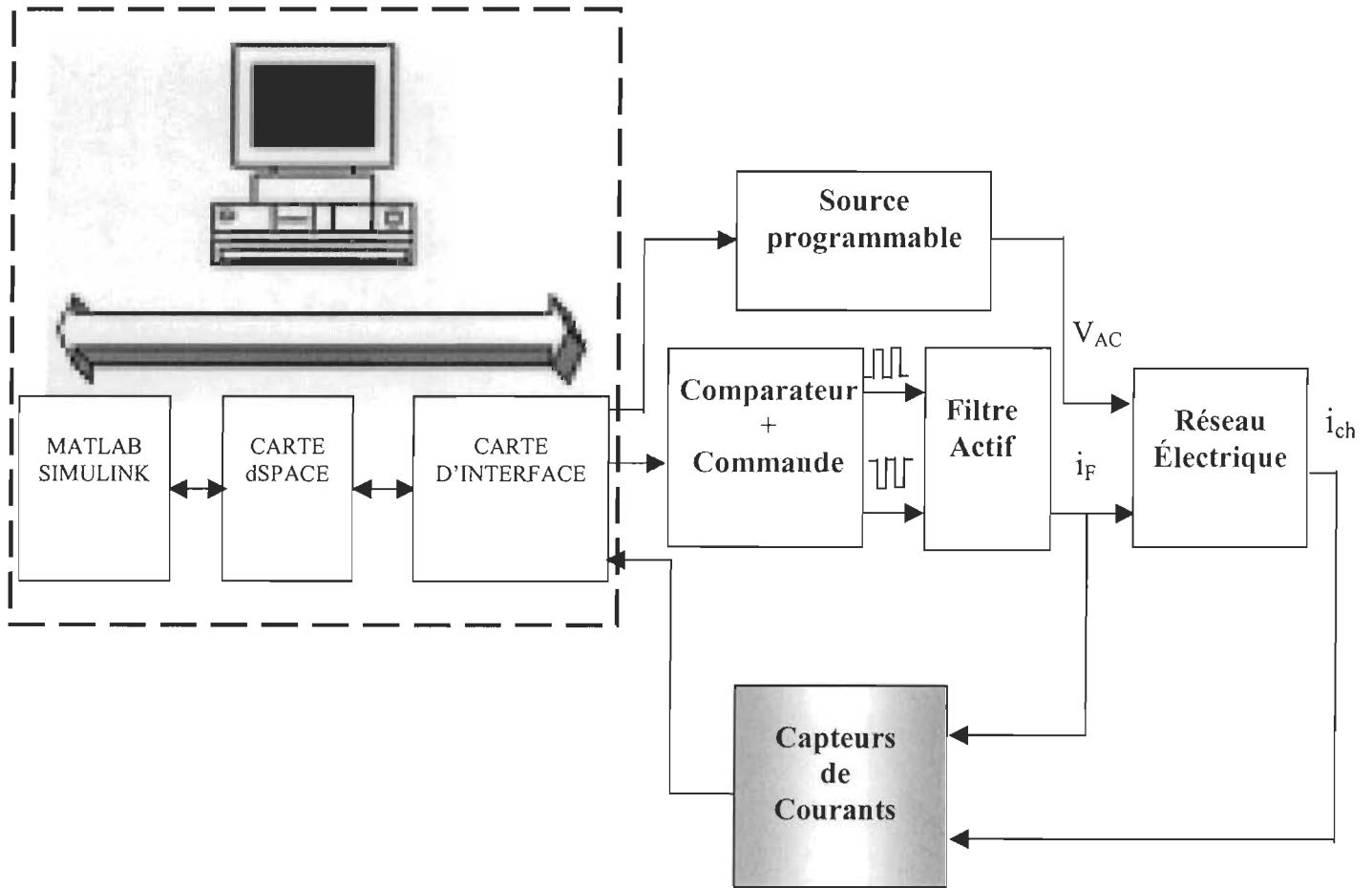
	Avant la variation de la fréquence fondamentale	Après la variation de la fréquence fondamentale
<b>TDH</b>	4.25 %.	10.14 %.

D'après les figures 5.8 à 5.9 et le tableau 5.1, nous pouvons conclure que la mauvaise ou l'absence de l'estimation de la fréquence fondamentale dans le réseau électrique pour la détection des harmoniques influe sur la compensation harmonique et particulièrement durant l'intervalle de la variation de la fréquence.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats de la compensation harmonique en utilisant l'estimateur Adaline hybride HRLMS.

### **5.2.3- Résultats expérimentaux de la compensation harmonique lorsque la fréquence du réseau (avec filtre inductif ) varie**

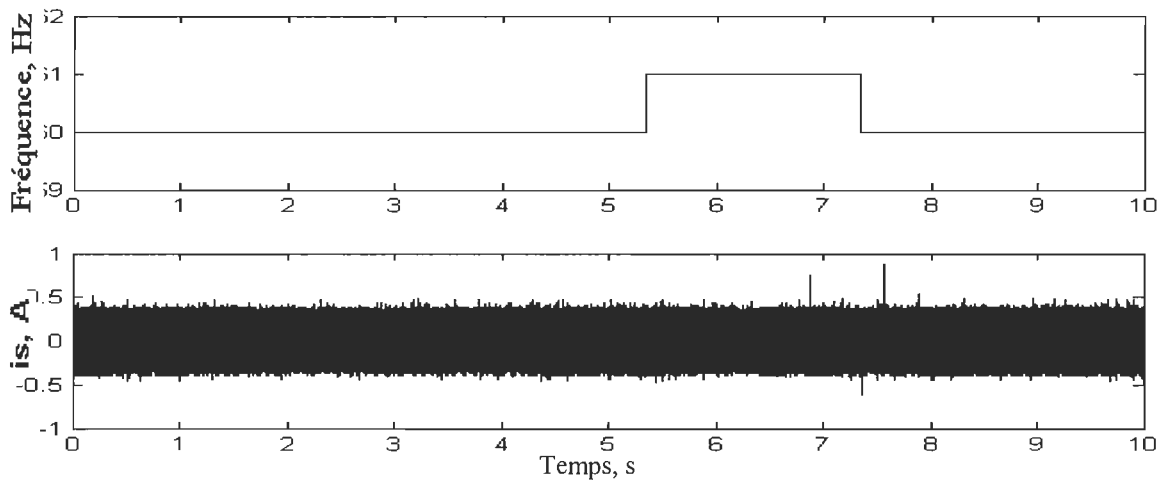
Dans cette section, nous faisons varier la fréquence du réseau en utilisant dSPACE. Nous avons ajouté une troisième sortie dans dSPACE qui représente la tension du réseau à une fréquence variable. Cette sortie va être injectée dans la source programmable. Cette dernière nous a aidé à créer un environnement de test qui nous a permis de créer toutes les formes des tensions rencontrées dans la pratique. Les modèles de la variation de la fréquence sont étudiés pour un échelon et une sinusoïde autour de 60 Hz. La figure 5.10 illustre le banc de test expérimental étudié.



**Figure 5.10-** Banc expérimental pour la compensation harmonique avec la variation de la fréquence fondamentale du réseau.

### 5.2.3-1. Variation de la fréquence d'un échelon (charge cc avec filtre inductif)

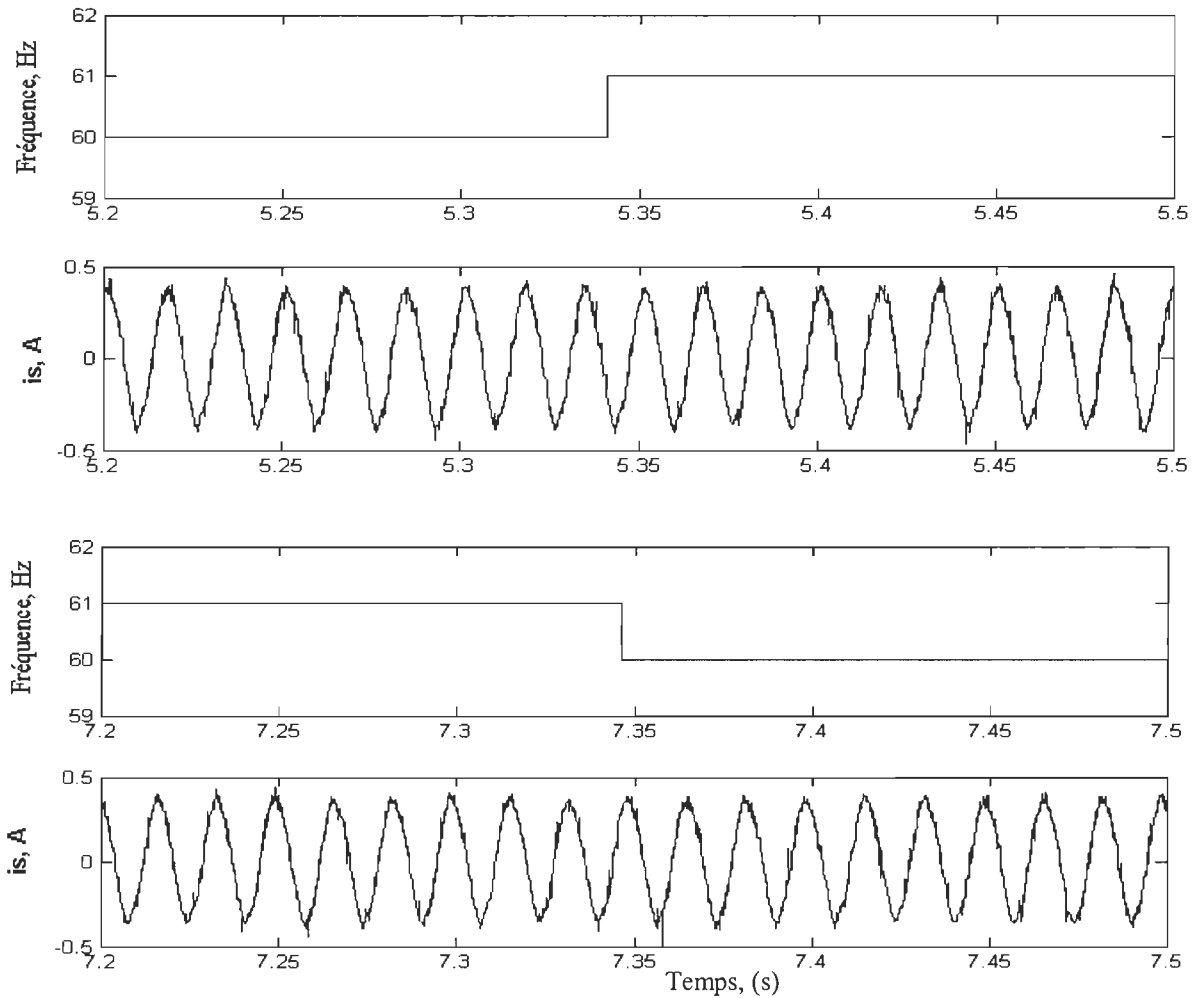
La figure 5.11 présente le modèle de la fréquence étudié. Ce dernier est un échelon autour de 60Hz. Le courant de la source après compensation est présenté. Des agrandissements («zooms») aux instants correspondant aux fronts montant et descendant sont présentés à la figure 5.12.



**Figure 5.11-** Forme d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de source ( $i_s$ ).

À la figure 5.11, nous observons bien que l'amplitude du courant de source ( $i_s$ ) demeure constante durant l'intervalle de la variation de la fréquence; et cela due à une bonne estimation du courant de charge ( $i_n$ ) dans cet intervalle. Des agrandissements («zooms») aux fronts montant et descendant de l'échelon de la fréquence sont illustrés à la

figure 5.12 pour bien illustrer la forme d'onde du signal  $i_s$  durant une variation brusque de la fréquence.

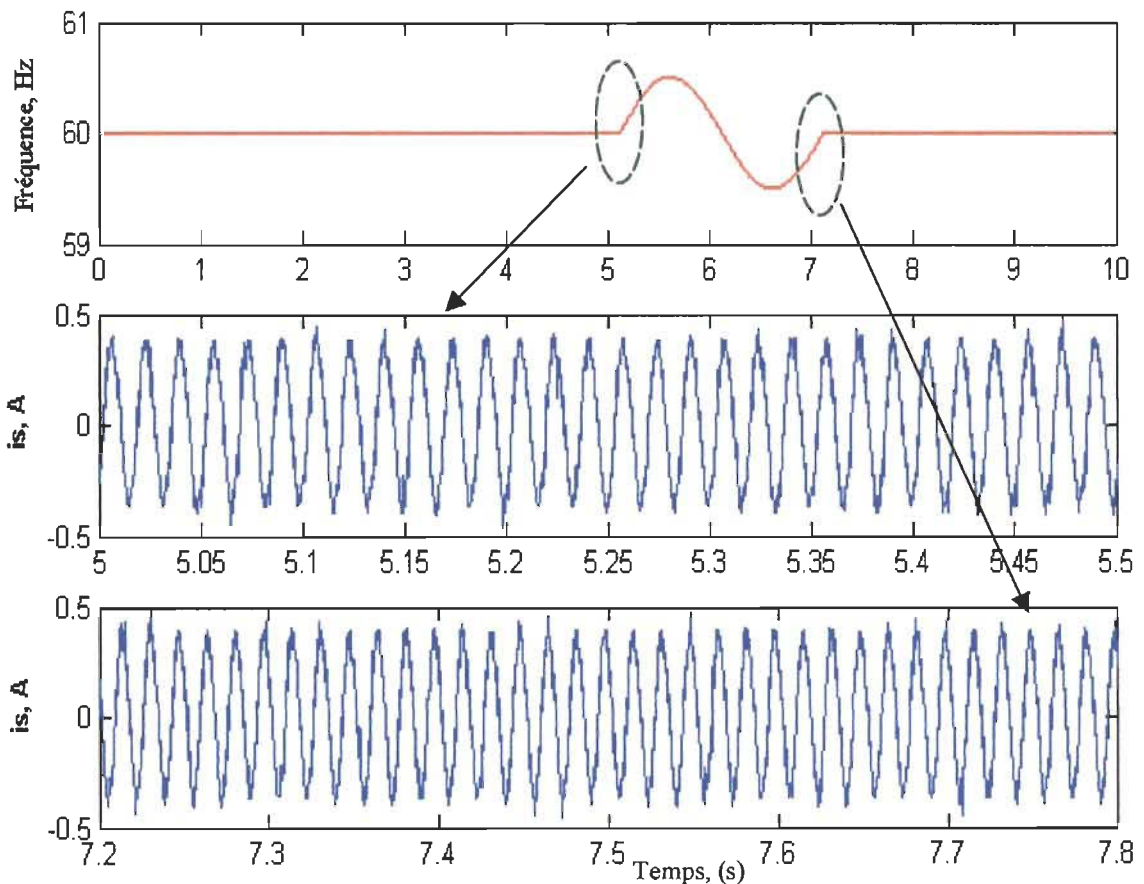


**Figure 5.12-** Formes d'onde du courant de source ( $i_s$ ) après le fonctionnement du filtre actif et durant la variation de la fréquence pour un échelon.

À la figure 5.12, nous remarquons bien la rapidité de l'adaptation avec la variation brusque de la fréquence fondamentale. Le TDHi est de l'ordre de 4.92% dans cet intervalle de variation.

### 5.2.3-2. Variation sinusoïdale de la fréquence ( charge cc avec filtre inductif )

La figure 5.13 présente le modèle de la fréquence variable étudié. Ce dernier est une sinusoïde d'amplitude 1Hz autour de 60Hz. Le courant de source après compensation est présenté. Des agrandissements («zooms») au niveau de la sinusoïde sont présentés.



**Figure 5.13-** Formes d'onde de courant de la source ( $i_s$ ) après le fonctionnement du filtre actif et durant une variation sinusoïdale de la fréquence.

À la figure 5.13, nous constatons bien la rapidité de l'adaptation avec une variation sinusoïdale de la fréquence fondamentale. Nous en concluons que pour les deux variations étudiées, nous avons obtenu une bonne compensation harmonique dans le réseau électrique avec une charge inductive; ceci prouve la robustesse de l'estimateur employé.

### **5.3. Compensation harmonique pour un redresseur monophasé avec filtrage capacitif**

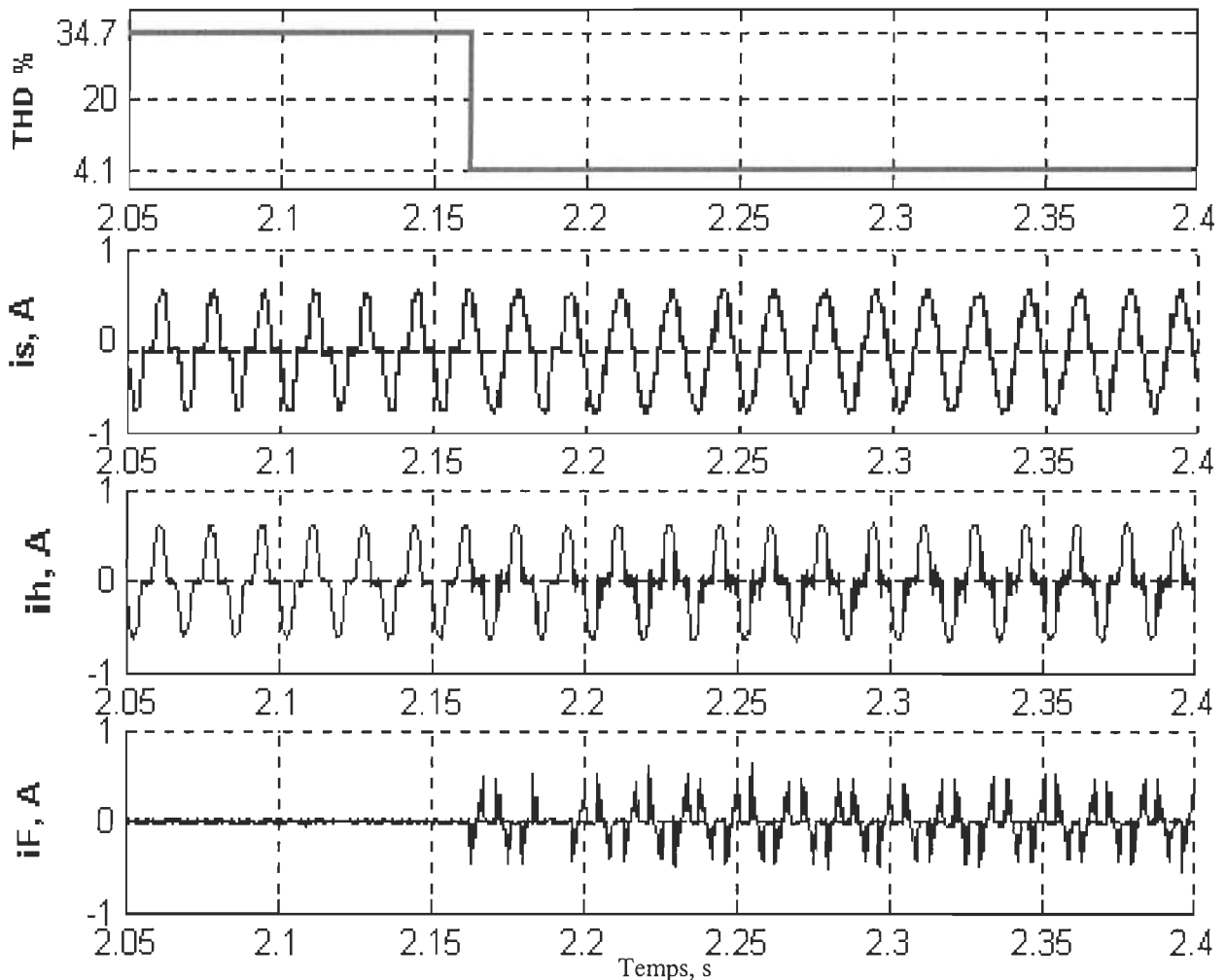
Le réseau électrique monophasé étudié dans ce qui suit est donné par la figure 5.2. La charge cc à la sortie du redresseur est une résistance en parallèle avec une capacité de valeur :  $C_{ch}=650 \mu\text{F}$ .

#### **5.3.1- Résultats expérimentaux de la compensation harmonique pour un redresseur monophasé avec filtrage capacitif**

À l'instant  $t=2.19\text{s}$ , le filtre actif est mis en service. La figure 5.14 présente les formes d'onde de courant de source ( $i_s$ ), du redresseur ( $i_h$ ) et du filtre actif ( $i_F$ ) avant et après compensation par filtrage actif.

La fonction de transfert du régulateur employé est changée due au changement de la charge cc.

- Régulateur PI :
  - $K_p=7,5$  ;  $K_i=7,5 \cdot 10^{-5}$ .



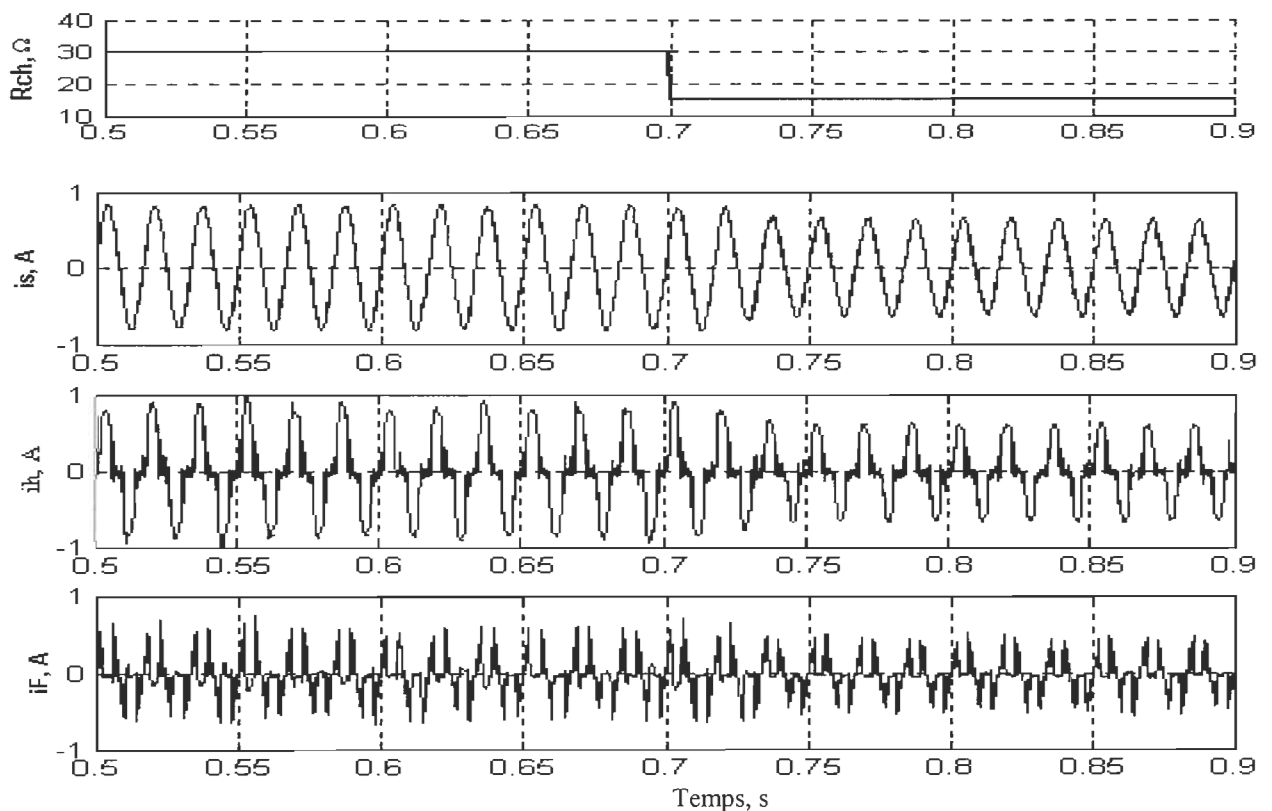
**Figure 5.14-** Formes d'onde de courants avant et après la compensation à l'instant  $t=2.19s$  pour une charge cc avec filtrage capacitif.

D'après la figure 5.14, nous constatons que le courant de source est presque sinusoïdal; le taux global de distorsion (TDHi) passe de 34% à 4.1% après compensation.



### 5.3.2- Résultats expérimentaux de la compensation harmonique lorsque la charge cc ( avec filtrage capacitif) varie

Dans cette partie, nous avons ajouté des résistances en parallèle avec la charge cc. Ces résistances sont commutées par des interrupteurs afin d'avoir une variation brusque de la charge à un instant donné. La figure 5.15 présente les formes d'onde des courants de la source ( $i_s$ ) et de la sortie du filtre ( $i_F$ ) avant et après la variation de la charge à l'instant  $t=0.7s$ .



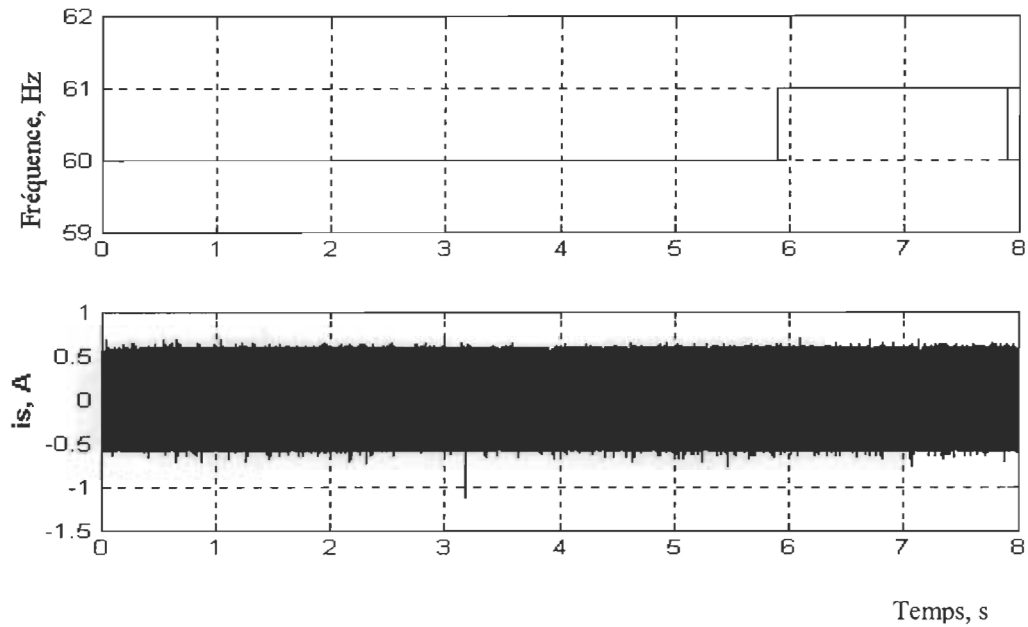
**Figure 5.15-** Formes d'onde de courants avant et après la variation de la charge à  $t=0.7s$  ( charge cc avec filtrage capacitif).

D'après la figure 5.15, on voit bien la rapidité de l'adaptation avec une variation brusque de charge de 50 % à l'instant  $t=0.7s$ .

### **5.3.3- Résultats expérimentaux de la compensation harmonique lorsque la fréquence du réseau varie (charge cc avec filtrage capacitif)**

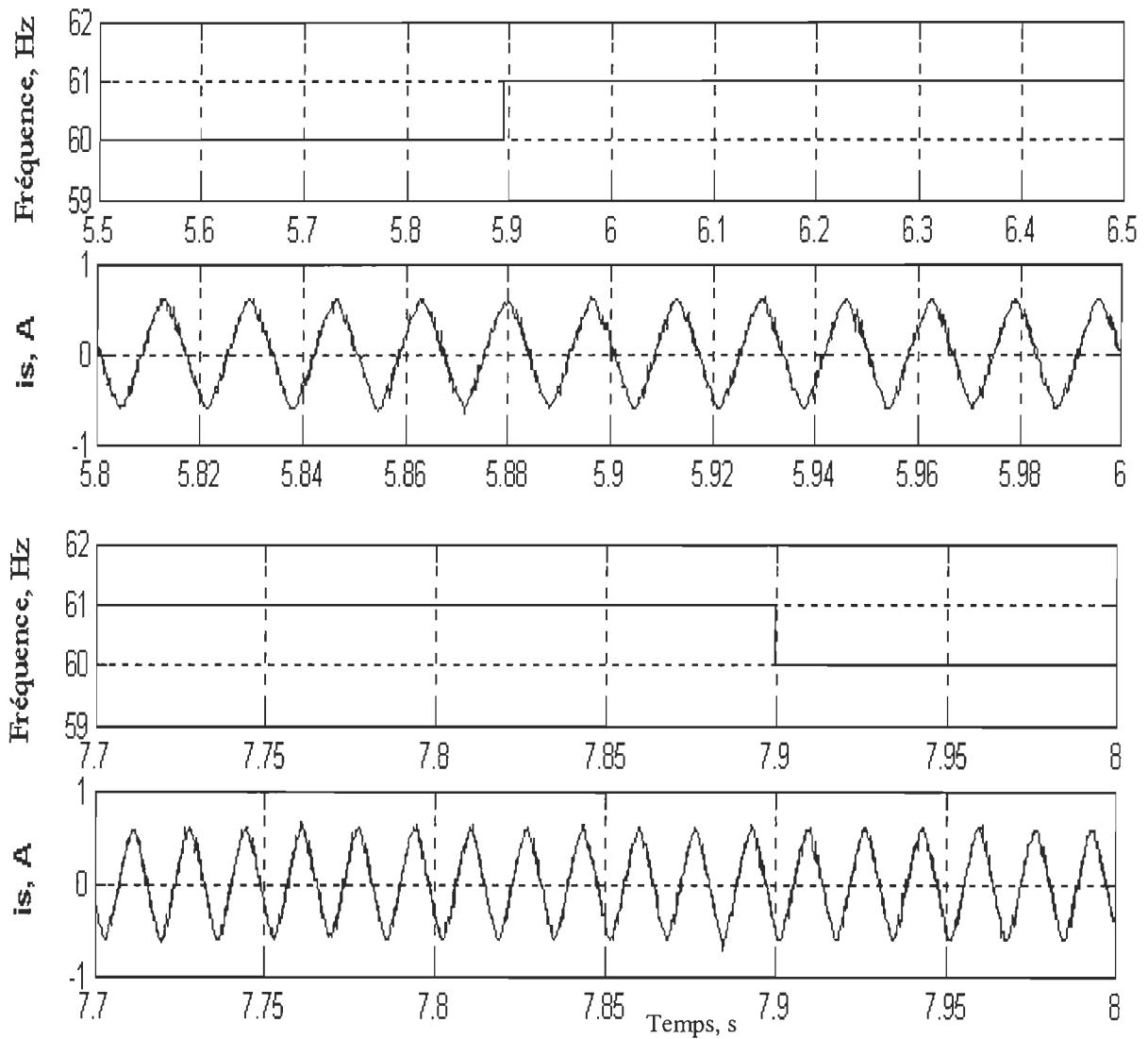
Dans cette section, nous faisons varier la fréquence du réseau en utilisant aussi dSPACE (figure 5.10).

La figure 5.16 présente le modèle de la fréquence étudié. Ce dernier est un échelon autour de 60Hz. Le courant de la source après compensation est présenté. Des agrandissements («zooms») aux instants correspondant aux fronts montant et descendant sont présentés à la figure 5.17.



**Figure 5.16-** Formes d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de source après compensation ( charge cc avec filtrage capacitif)

À la figure 5.16, nous observons bien que l'amplitude du courant de source ( $i_s$ ) demeure constante durant l'intervalle de la variation de la fréquence; et cela due à la bonne estimation du courant de la charge ( $i_h$ ) dans cet intervalle. Des agrandissements («zooms») aux fronts montant et descendant de l'échelon de la fréquence sont illustrés à la figure 5.17 pour bien montrer la forme d'onde du courant ( $i_s$ ).



**Figure 5.17-** Formes d'onde de la fréquence fondamentale et du courant de source après compensation sur les fronts montant et descendant de l'échelon ( charge cc avec filtrage capacitif).

D'après la figure 5.17, nous constatons bien la rapidité de l'adaptation avec la variation d'un échelon de la fréquence fondamentale.

## 5.4- Discussion et conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de la compensation harmonique dans un réseau électrique monophasé. L'implantation et la validation en temps réel de l'estimateur ADALINE avec l'adaptation hybride ont été réalisées à l'aide du système dSPACE.

Nous avons mis en relief l'influence de l'absence de l'estimation de la fréquence fondamentale dans le réseau électrique sur l'estimation des harmoniques et donc sur la valeur du TDHi.

Les résultats de la compensation harmonique en utilisant l'estimateur ADALINE avec l'adaptation HRLMS sont présentés pour des charges cc avec filtrages inductif et capacitif. Des variations de la charge et de la fréquence fondamentale du réseau ont été aussi étudiées afin de mettre en relief la robustesse et la rapidité de l'estimateur employé.

Les résultats de la compensation présentent une bonne compensation, une meilleure poursuite et rapidité en présence de variations brusques de la charge cc et de la fréquence fondamentale.

# CONCLUSION

---

## *Conclusion*

Dans le cadre de ce travail, nous avons été amenés à analyser les différentes méthodes conventionnelles d'estimation des harmoniques à savoir la FFT, la DFTR et le filtre de Kalman. Nous avons discuté sur leurs inconvénients au niveau de la réponse de l'estimation en temps réel, au niveau de la complexité arithmétique et au niveau de la sensibilité à la variation de la fréquence fondamentale du réseau. De ce fait, nous avons utilisé le réseau de neurones artificiel de type ADALINE dédié à la détection des harmoniques vu qu'il présente une meilleure poursuite du contenu harmonique variant dans le temps, et une capacité incomparable pour l'identification des paramètres du système non linéaire.

Cette architecture du réseau de neurones artificiel est basée sur les différentes techniques d'adaptation notamment les moindres carrés moyens stochastiques (LMSS), normalisés (LMSN), et le moindre carré récursif (RLS). Nous avons proposé une adaptation hybride : Hybrid Recursive Least Mean Square (HRLMS) afin de surmonter les imperfections de toutes ces adaptations précitées. Cet algorithme est basé sur la

combinaison entre la LMSN et la RLS qui sont utilisés pour la mise à jour des poids respectivement de l'amplitude et de la fréquence fondamentale.

Une étude comparative validée par simulation de ces différents algorithmes d'adaptation a été faite afin de présenter leurs performances en terme de rapidité de convergence et de l'adaptativité aux variations de la fréquence fondamentale du réseau électrique.

Cette étude comparative par simulation nous a permis d'identifier les avantages et les inconvénients des adaptations précitées en vue d'apporter et de dégager l'algorithme qui sera utilisé comme estimateur d'harmonique pour la commande d'un filtre actif. Ainsi, elle nous a permis de faire les observations suivantes :

- la HRLMS présente une meilleure poursuite des amplitudes et de la fréquence variables et une remarquable robustesse face à un bruit additif;
- La RLS présente une meilleure poursuite de la fréquence pour un signal stationnaire et variable; en revanche, elle présente une latence pour la poursuite des amplitudes variables;
- La LMSN présente une meilleure poursuite des amplitudes pour une fréquence stationnaire et perd l'estimation durant la variation de la fréquence due à la mauvaise poursuite de la fréquence;



- La LMSS présente une bonne poursuite des amplitudes pour une fréquence stationnaire et perd l'estimation durant la variation de la fréquence.

Nous avons présenté par la suite les résultats de simulation dans Power System BlockSet de la compensation harmonique dans un circuit électrique. Le réseau de neurones ADALINE avec adaptation HRLMS est utilisé pour l'estimation des courants harmoniques. La compensation harmonique est effectuée par un filtre actif à source de tension. Des installations électriques monophasée et triphasée ont été étudiées. Le dernier chapitre a été consacré à la réalisation pratique, pour fins de validation des résultats de simulation, de la compensation harmonique dans un réseau électrique monophasé en utilisant le système dSPACE. Les essais effectués pour des charges cc inductives et capacitives mettent en relief l'efficacité de la compensation harmonique aussi bien en régime établi que lors des variations de la charge cc et de la fréquence fondamentale du réseau.

Dans l'accomplissement de travaux futurs, cette architecture du réseau de neurone basée sur la combinaison hybride HRLMS doit être implémentée dans un DSP afin d'étudier ses performances au niveau de la complexité arithmétique, au niveau de la réponse de l'estimation en temps réel, au niveau de sa robustesse face à un bruit additif et finalement au niveau des variations d'amplitudes et de fréquence fondamentale du réseau.

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] Éric Félice, " Perturbations harmoniques : effets, origine, mesures, diagnostic, remèdes " Dunod , 2000.
- [2] Thierry Deflandre, Philippe Mauras, " Les harmoniques sur les réseaux électriques ", Eyrolles , c1998
- [3] Marek Samotyi, R.C.Dugan, H. W. Beaty, " Electrical Power Systems Quality ", Annabooks, 1998.
- [4] Wakileh, George J., " Power systems harmonics , fundamentals, analysis and filter design ", New York : Springer-Verlag , 2001.
- [5] Sequier, Guy, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance ", Vol. 4.
- [6] Brichtant, Francis , "Les Onduleurs autonomes , conception et applications industrielles ", Dunod , 1982
- [7] Maurice Bellanger, " Traitement numérique du signal , théorie et pratique ", 7e éd, 2002.
- [8] John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis, "Digital signal processing, principles, algorithms, and applications ", 3rd ed, 1996.
- [9] L. L. Lai, " Real –Time Frequency and Harmonic Evaluation using Artificial Neural Networks " IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 14, No. 1, p.52-59, Jan. 1999.
- [10] S. Srianthumrong, S. Sangwongwanich " An Active Power Filter with Harmonic Detection Method Based on Recursive DFT " accepted for presentation at 8<sup>th</sup> International Conf. on Harmonics and Quality of Power ICHQP'98 Oct. 14-16,1998.

- [11] M. dolen, R. D. Lorenz “ An Industrial Useful Means for Decomposition and Differentiation of Harmonic Components of Periodic Waveforms.” Accepted for publication in IEEE Industry Applications Society Conference Rome, Italy, Oct. 8 – 12, 2000.
- [12] M. dolen, R. D. Lorenz “ Recurrent Neural Network Topologies for Spectral State Estimation and Differentiation. ”ANNIE 2000 Conference, St. Louis, MO, Nov. 5-8, 2000.
- [13] Haykin, Simon, "Adaptive filter theory" , third edition, Prentice Hall, p. 562-569, 1996.
- [14] J. R. Treichler, C. R. Johnson, JR., M. G. Larimore, "Theory and design of adaptive filters", Prentice Hall, p. 91-133, 2001.
- [15] Ibrahim El-Amin, Ihab Arafah “ Artificial Neural Networks for Power Systems Harmonic Estimation ” Harmonics and Quality of Power Proceedings, 1998. p. 999-1008
- [16] F. Blayo, M. Verleysen, " Les réseaux de neurones artificiels ", 1996.
- [17] Jean-François Jodouin, " Les réseaux neuromimétiques , modèles et applications ", 1994
- [18] P. Bourret, J. Reggia et M. Samuelides., " Reseaux neuronaux , une approche connexionniste de l'intelligence artificielle ", 1991.
- [19] H. I. Yunus, R. M. Bass, “ Comparison of VSI Topologies for Single-Phase Active Power Filters ” Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996, p. 1892-1896.

- [20] R. El Shatshat, M. Kazerani, M. M. A. Salama, "Multi Converter Approach to Active Power Filtering Using Current Source Converters" *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 16, No. 1, p. 38-45, Jan. 2001.
- [21] R. El Shatshat, M. Kazerani, M. M. A. Salama, "Modular Approach to Active Power-Line Harmonic Filtering" *Proceedings of 1998 IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'98)*, Vol. 1, p. 223-228, Fukuoka, Japan, May 17-22, 1998.
- [22] P.K. Dash, D. P. Swain, A. Routray, A. C. Liew, "Harmonic Estimation in a Power System Using Adaptive Perceptrons" *IEEE Proc. –Gener. Trans. Distrib.*, Vol. 143, No. 6, November 1996.
- [23] P.K. Dash, D.P. Swain, A.C. Liew, and S. Rahman, "An adaptive linear combiner for on-line tracking of power system harmonics", *IEEE Trans. On Power Systems*, vol. 11, no. 4, Nov. 1996, p. 1730- 1735.
- [24] S. Osowski, "Neural network for estimation of harmonic components in a power system" *IEE Proceedings*, Vol. 139, March 1992.
- [25] E. H. Watanabe, R. M. Stephan, M. Aredes, "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads", *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, no. 2, April 1993, pp. 697-703.
- [26] Adel Omar Dahmane, "Étude comparative d'égalisateurs de canaux adaptifs pour une intégration sur silicium" *Mémoire de l'université du Québec à Trois-Rivières*.

# ANNEXE 1

---

## *Systeme dSPACE*

Le système dSPACE est un système multiprocesseur possédant un DSP de Texas Instruments et un DEC ALPHA. C'est un outil puissant conçu pour le prototypage et la validation en temps réel. Il jouit d'une bonne intégration avec l'environnement Matlab / Simulink®. C'est un système de développement souple qui nous permet de tester des conceptions de contrôleur sur le système asservi en temps réel directement dans des modèles Simulink® sans aucune programmation. Il dispose des logiciels de liaison notamment : REAL-TIME WORKSHOP qui permet le développement et l'implantation rapide de maquettes en temps réel. Après avoir établi le modèle du système étudié et après l'avoir simulé en utilisant SIMULINK, REAL-TIME WORKSHOP permettra de générer du code source C qui après compilation sera chargé puis exécuté sur la carte dSPACE.

Le matériel de dSPACE Prototyper comprend des processeurs haute performance sur lesquels les modèles peuvent être calculés en temps réel. La connexion au monde extérieur est établie avec de nombreuses interfaces E/S. Pour dSPACE Prototyper, il existe

trois options différentes de matériel : Matériel monocarte, MicroAutoBox et système modulaire.

- Avec le matériel monocarte, on peut tout mettre sur une carte. En plus de processeurs rapides, les cartes possèdent une sélection complète d'interfaces d'E/S qui satisfont entièrement aux exigences typiques du prototypage. Le matériel monocarte fonctionne généralement directement dans le PC.



- MicroAutoBox est le matériel de prototypage idéal si on a des contraintes fixées pour les interfaces d'E/S. La force spéciale de la MicroAutoBox réside dans sa combinaison unique d'E/S automobiles haute performance et complètes, une conception extrêmement compacte et un prix peu élevé.

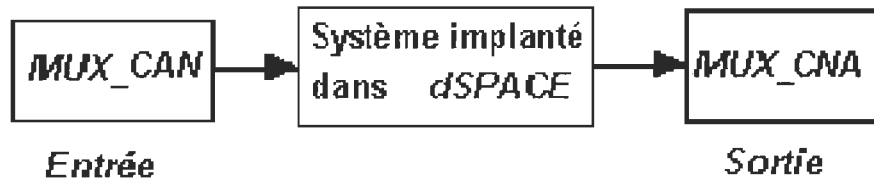


- Le système modulaire offre une plate-forme haute performance pour répondre à toutes les exigences. On peut obtenir une réponse à nos besoins et une flexibilité optimales. À partir des cartes d'E/S et de cartes processeurs, on peut assembler le matériel de prototypage exactement nécessaire pour notre projet. En utilisant les cartes processeur comme base, on peut créer des systèmes monoprocesseurs ainsi que des systèmes multiprocesseurs.



Notons que le système modulaire utilisé comme matériel dans notre système, nous a servi de créer des multiprocesseurs. Cette configuration nous a permis de réduire le pas d'échantillonnage de notre travail.

La figure A2.1 présente un tel système implanté dans dSPACE avec des cartes d'entrée et de sortie.



**Figure A1.1 :** L'implémentation dans le système dSPACE

Tels que :

MUX\_CAN : représente un convertisseur analogique numérique;

MUX\_CNA : représente un convertisseur numérique analogique.

Cette configuration matérielle est complétée par des logiciels dSPACE: deux autres outils de contrôle ont été exploités dans ce travail:

- TRACE permet de visualiser sur l'écran, l'évolution de certaines grandeurs caractéristiques du système, un peu à l'image d'un oscilloscope;



- COCKPIT constitue le tableau de bord de l'application permettant ainsi de visualiser et d'agir sur les paramètres de réglage du système.

Nous sommes donc capables rapidement de visualiser des signaux et de mettre en évidence l'influence de certaines variables (régulateur PI par exemple) sur le comportement du système étudié en temps réel.

# Performance Evaluation of Adaptive Techniques for a Power System Harmonic Neural Network Estimator Method

Salma AIT FARES, Éloi NGANDUI, Daniel MASSICOTTE and Pierre SICARD

**Abstract--** This paper presents a combined adaptive technique based on artificial neural networks to estimate simultaneously the power supply frequency variations and the time varying power system harmonics. The main feature of the estimation is that it enables robust real-time tracking of time varying harmonic components. The proposed estimation is compared to existing artificial neural networks methods based on adaptation of the stochastic least mean square (LMSS), normalized least mean square (LMSN), and the recursive least square (RLS). Simulation results and Comparison with respect to speed of convergence and accuracy of current harmonic amplitude and phase angle estimation, signal-to-noise ratio and distortion show the superiority of the proposed method.

**Index Terms--** Power system harmonics estimation, Stochastic least mean square, Normalized least mean square, Recursive least square, Artificial neural network.

## I. INTRODUCTION

THE number and the power rating of solid-state power switching devices do not cease growing in power systems. The increasing emphasis on overall power system efficiency has resulted in a continued growth in the application of variable speed drives and other power electronic equipment and consequently in increasing harmonic levels. The presence of harmonics in a power system results in increased transmission losses, and interference in electronic circuits and communication systems. To avoid problems associated with harmonics and improve the quality of the delivered energy, harmonic parameters such as magnitude, phase angle, and fundamental frequency should be known. Efficient estimation of these parameters is essential to eliminate or reduce harmonic disturbances through filtering methods. Harmonic estimation is not an easy task when the harmonic generating loads are dynamic in nature. Fast methods of estimation are required when harmonics produced have time varying amplitudes. Various digital signal-processing algorithms have

been proposed for power system harmonics estimation; they include Fast Fourier Transform (FFT), Recursive Discrete Fourier Transform (RDFT) [1-2], and Kalman Filter (KF) method [3]. These conventional methods are very sensitive to fundamental frequency variations. However Artificial Neural Networks (ANN) have gained attention for power system harmonic estimation and some neural networks based methods have been proposed [4-5 and 6] to overcome this problem. The LMSS and LMSN algorithms present a good estimation of harmonic components but fail to cope with accurate frequency tracking. The RLS algorithm presents a good estimation of frequency but shows insufficient results in the case of fast amplitude variation.

This paper presents an adaptive technique for ANN for harmonics amplitude and phase angle identification based on combination LMSN and RLS algorithms to overcome their respective shortcomings. In the section II, the combined adaptive technique is presented. In section III, the combined adaptive ANN method is compared to three other adaptive techniques of ANNs based on LMSS, LMSN, and RLS. Their abilities to satisfy fast convergence speed and their accuracy in current harmonics estimation by estimating the magnitude, phase angle, and the fundamental frequency of time varying signals in power system are verified by simulation.

## II. LMSN AND RLS COMBINED ADAPTATION OF ANN'S

### A. Amplitude and phase angle tracking of a signal

Our objective concerns the detection of current harmonics content in power system supply network lines. Let  $y(t)$  be a periodical signal to characterize; by breaking it into Fourier series, it follows that:

$$y(t) = B_0 + \sum_{h=1}^N Y_h \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t + \phi_h) \quad (1)$$

$$y(k) = B_0 + \sum_{h=1}^N (A_h \cdot \sin(h \cdot \theta) + B_h \cdot \cos(h \cdot \theta)) \quad (2)$$

where,  $B_0$  is the dc component;  $\theta = 2\pi k / N_s = \omega \cdot k / f_s$ ,  $N_s = f_s / f_o$ ,  $f_o$  is the nominal frequency,  $f_s$  is he sampling frequency;  $k / f_s$  is the sample time;  $Y_h$  and  $\phi_h$  are respectively the amplitude and the phase angle of the  $h^{\text{th}}$  harmonic of signal  $y(t)$ ;  $A_h = Y_h \cdot \cos \phi_h$  and  $B_h = Y_h \cdot \sin \phi_h$ .

This work was supported by funds received from Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada (NSERC) and from Hydro-Québec Research Chair on Power and Electrical Energy (CPEE).

The authors are with Hydro-Québec Research Chair on Power and Electrical Energy, Department of Electrical Engineering, Université du Québec à Trois-Rivières, C.P. 500, Trois-Rivières, Québec, Canada G9A 5H7. (E-mail: Salma\_ait\_fares, Eloi\_Ngandui, Daniel\_Massicotte, and Pierre\_Sicard @ uqtr.quebec.ca).

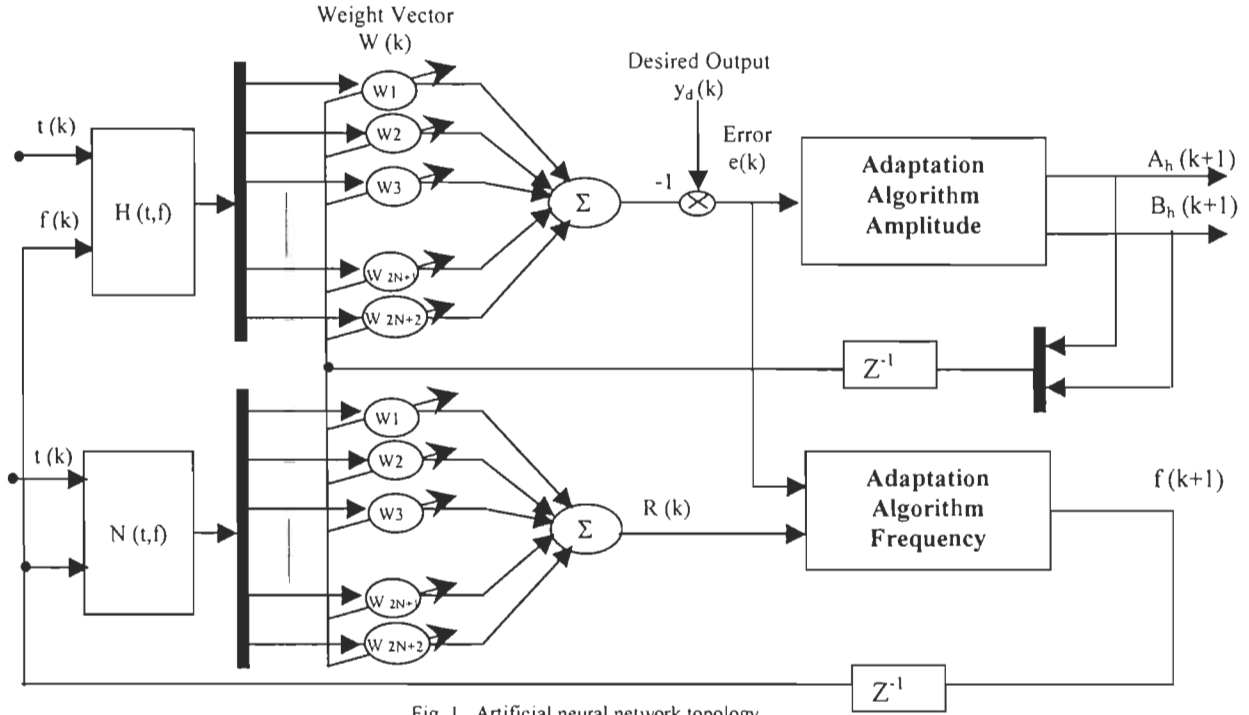


Fig. 1. Artificial neural network topology

Our objective is to estimate the values of  $A_h$ ,  $B_h$ , and  $\omega$  in (2) to minimize the total squared error,  $E$ :

$$E = \sum_{i=1}^m \left( y_i - \sum_{h=0}^N (A_h \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t_i) + B_h \cdot \cos(h \cdot \omega \cdot t_i)) \right)^2 \quad (3)$$

where,  $m$  is the number of measuring samples.

To estimate harmonics content of  $y(t)$  in real time, we present an adaptive neural network with linear adaptation (ADALINE) that uses LMSN adaptation algorithm to update the amplitudes' weights and RLS algorithm to update the frequency as illustrated in Fig. 1

Now we proceed deriving the equations for the combined adaptation of the ANN. The input of ADALINE is given by the vector  $H(k)$  defined in (4) with zero dc component. i.e. ( $B_0 = 0$ ):

$$H(k) = [\sin(\theta) \cos(\theta) \sin(2\theta) \cos(2\theta) \dots \sin(N\theta) \cos(N\theta)]^T \quad (4)$$

where,  $T$  denotes the transpose of vector.

With variable dc component,  $B_0$  is modeled by using the first two terms of Taylor series,

$$B_0 \exp(-\alpha \cdot k \cdot Ts) = B_0 - B_0 \cdot \alpha \cdot k \cdot Ts \quad (5)$$

The vector  $H(k)$  becomes [6]:

$$H(k) = [1 - kTs \sin(\theta) \cos(\theta) \dots \sin(N\theta) \cos(N\theta)]^T \quad (6)$$

where,  $T_s$  is the sampling time.

The weight adaptation vector is given by:

$$W(k) = [A_1 \ B_1 \ A_2 \ B_2 \ \dots \ A_N \ B_N] \quad (7) \quad \text{with zero dc component.}$$

$$W(k) = [B_0 \ B_0\alpha \ A_1 \ B_1 \ A_2 \ B_2 \ \dots \ A_N \ B_N] \quad (8) \quad \text{with variable dc component.}$$

The weight adjustment is performed during the on-line training process of the ADALINE, which minimizes the mean square error given by equation (3).

$$W(k+1) = W(k) + \mu \cdot \frac{H(k)}{H^T(k) \cdot H(k)} \cdot e(k) \quad (9)$$

where,  $W(k)$  is the vector given in equation (7) or (8);

$\mu = [\mu_{A_1} \ \mu_{B_1} \ \mu_{A_2} \ \mu_{B_2} \ \dots \ \mu_{A_N} \ \mu_{B_N}] \cdot I$  is a diagonal matrix vector of the relaxation coefficient ( $\mu_i \in [0,1]$ );

$H(k)$  is the column vector given in (4) or (6) and  $e(k)$  is the error between the estimated and measured signals.

From the estimated weight vector at time  $k$ , we obtain the estimated signal:

$$y_{est}(k) = W(k) \cdot H(k) \quad (10)$$

From the estimation of  $A_h$  and  $B_h$  in  $W$ ,  $Y_h$  and  $\phi_h$  can be calculated as follows:  $Y_h = \sqrt{A_h^2 + B_h^2}$  and  $\phi_h = \tan^{-1}\left(\frac{B_h}{A_h}\right)$ .

The adaptation of the fundamental frequency is done by minimizing the mean square error given by equation (3). It follows that:

$$\omega(k) = \omega(k-1) + \mu_\omega \cdot e(k) \cdot \left[ \sum_{h=1}^N (h \cdot t(k) \cdot A_h(k) \cdot \cos(h \cdot \omega(k) \cdot t(k)) - h \cdot t(k) \cdot B_h(k) \cdot \sin(h \cdot \omega(k) \cdot t(k))) \right] \quad (11)$$

where,  $\mu_\omega$  is the frequency relaxation coefficient (between 0 and 1) and  $t(k)$  is the  $k^{\text{th}}$  sampling time.

Equation (11) can be expressed as:

$$\omega(k) = \omega(k-1) + \mu_\omega \cdot e(k) \cdot R(k) \quad (12)$$

where,  $R$  is a scalar given by:

$$R(k) = W(k) \cdot N(k) \quad (13)$$

$$N(k) = [\cos(\theta) \quad -\sin(\theta) \quad \dots \quad N \cdot \cos(N \cdot \theta) \quad -N \cdot \sin(N \cdot \theta)]^T \quad (14)$$

with zero dc component i.e. ( $B_0 = 0$ ).

$$N(k) = [0 \quad 0 \quad \cos(\theta) \quad -\sin(\theta) \quad \dots \quad N \cdot \cos(N \cdot \theta) \quad -N \cdot \sin(N \cdot \theta)]^T \quad (15)$$

with variable dc component

To have good frequency tracking, we propose to train the frequency estimator by using the RLS algorithm as follows:

$$\omega(k) = \omega(k-1) + K_\omega(k) \cdot e(k) \quad (16)$$

$$K_\omega(k) = \frac{\lambda_\omega^{-1} \cdot P_\omega(k-1) \cdot R(k)}{1 + \lambda_\omega^{-1} \cdot R(k)^T \cdot P_\omega(k-1) \cdot R(k)} \quad (17)$$

where,  $\lambda_\omega$  is the forgetting factor between 0 and 1.

By using (17), (16) can be writing as:

$$\omega(k) = \omega(k-1) + \left( \frac{\lambda_\omega^{-1} \cdot P_\omega(k-1) \cdot R(k)}{1 + \lambda_\omega^{-1} \cdot R(k)^T \cdot P_\omega(k-1) \cdot R(k)} \right) \cdot e(k) \quad (18)$$

The adaptation of the matrix  $P_\omega$  is given as following:

$$P_\omega(k) = \lambda_\omega^{-1} \cdot P_\omega(k-1) - \lambda_\omega^{-1} \cdot \mu_\omega(k) \cdot R(k)^T \cdot P_\omega(k-1) \quad (19)$$

where,  $P(0) = \delta_\omega^{-1} I$ ,  $\delta_\omega$  is a small positive constant,  $I$  is an  $(2N+2) \times (2N+2)$  identity matrix, and  $R$  is given by equation (13).

The quadratic error of the fundamental frequency is given as follows:

$$E_f = \sum_{i=1}^m (f_i - f_{estimated})^2 \quad (20)$$

where,  $E_f$  represents the quadratic error of the fundamental frequency,  $f_i$  represents the ideal fundamental frequency, and  $f_{estimated}$  represents the estimated fundamental frequency.

## II. VALIDATION OF THE NEW COMBINED APPROACH

To validate and evaluate the performance of the combined adaptive technique for the ANN with respect to estimation of amplitudes, phases, and fundamental frequency of the harmonic components, we present a practical example for a comparative study with adaptation techniques of ANN based on LMSS [4], LMSN [5], RLS [7] in a the worst-case scenario using time varying amplitude and frequency signals.

A time varying distorted signal of known variations is considered. The distorted waveform shown in Fig. 2 is given by:

$$y(t) = a_1 \cdot \sin(\omega \cdot t + 4 \cdot \pi/9) + a_3 \cdot \sin(3 \omega \cdot t + \pi/3) + 0.2 \cdot \sin(5 \omega \cdot t + \pi/4) + 0.15 \cdot \sin(7 \omega \cdot t + \pi/5) + 0.11 \cdot \sin(11 \omega \cdot t + \pi/6) \quad (21)$$

where,  $a_1$  is the fundamental magnitude and  $a_3$  is the magnitude of the 3<sup>rd</sup> harmonic of the signal represented in Fig.3. The fundamental frequency is varying between 59 and 61 Hz as illustrated in Fig. 4.

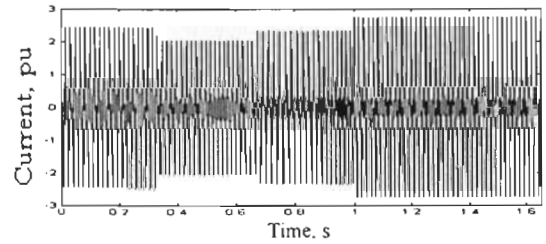


Fig.2. Distorted waveform

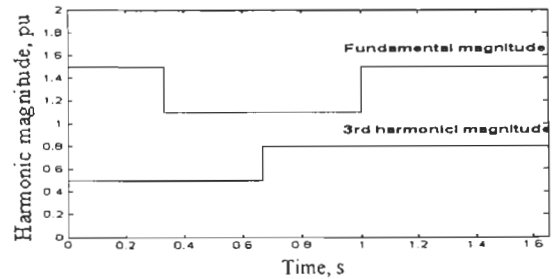


Fig.3. Harmonic magnitude

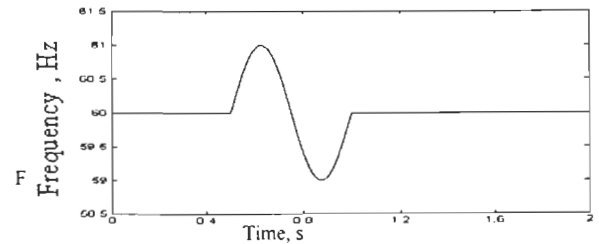


Fig.4. Fundamental frequency

Figs 5 and 6 show the relative performance of each adaptive technique and present the results of the estimated amplitudes of the fundamental and 3<sup>rd</sup> harmonics.

Fig. 7 presents the estimation results for the fundamental frequency variation.

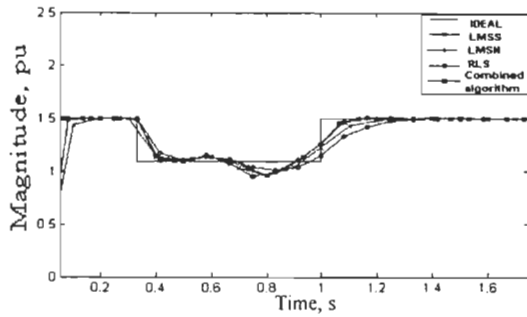


Fig. 5. Rate of convergence of algorithms for the fundamental magnitude

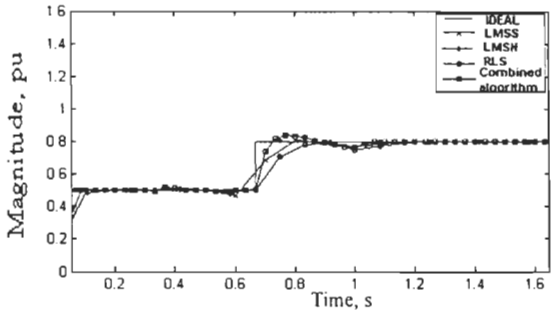


Fig. 6. Rate of convergence of algorithms for the 3<sup>rd</sup> harmonic magnitude

Fig. 5 shows that the combined adaptive technique gives good tracking of fundamental magnitude as well as LMSS algorithm. The RLS and LMSS algorithms show a latency before convergence. Fig. 6 shows that the combined adaptive technique algorithm gives good tracking of the 3<sup>rd</sup> harmonic magnitude as well as LMSS algorithm. The RLS algorithm shows a longer latency than LMSS for variable magnitude estimation.

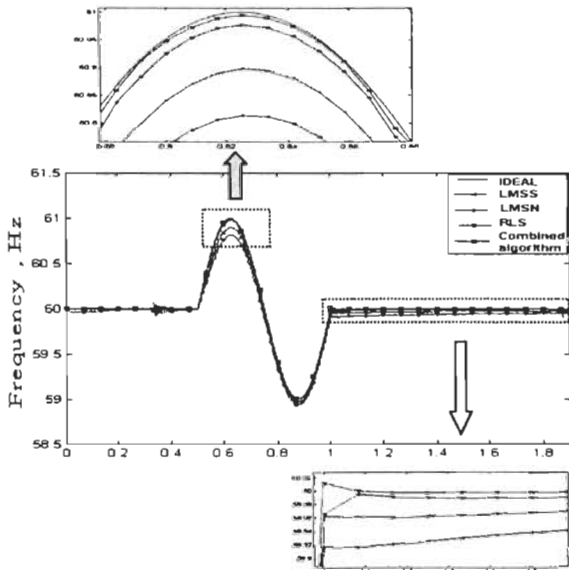


Fig. 7. Time response of fundamental frequency estimation

Fig. 7 shows that the combined adaptive technique gives good tracking of fundamental frequency variations as well as RLS algorithm. The LMSS algorithm shows a longer latency than LMSSN for estimation of fundamental frequency variation.

The performance of the combined adaptive technique is evaluated in the presence of Gaussian distribution noise with zero mean, and signal-to-noise ratio (SNR) varying from 10dB to 90 dB. Fig. 8 and 9 display on a logarithmic scale respectively the quadratic error of the estimated signal given by equation (3) in term of the SNR and the quadratic error of the fundamental frequency given by equation (19) versus the SNR.

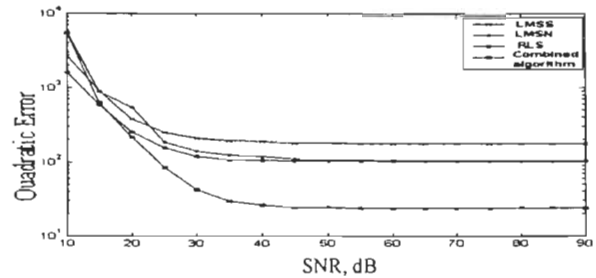


Fig. 8. Quadratic error of the total signal with respect to SNR

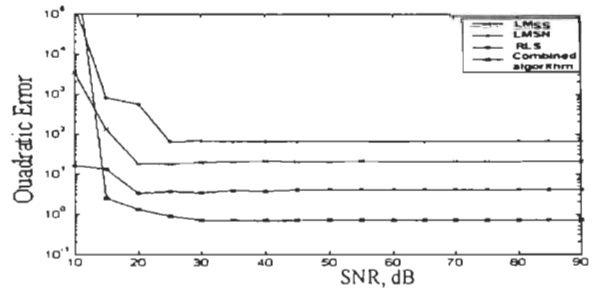


Fig. 9. Quadratic error of the fundamental frequency with respect to SNR

From fig. 8 and 9, we observe that in the cases of sudden jump of the harmonic magnitudes and variable fundamental frequency, the combined adaptive technique produces accurate estimation of the frequency and harmonic components in the presence of noise. The combined adaptive technique produces significant convergence speed in the estimation of fundamental frequency as well as time varying amplitude signal.

#### IV. CONCLUSION

This paper presents a combined adaptive technique of ADALINE ANN for estimation of power system signals in the presence of time variable harmonic amplitudes and frequency, and random noise. The ANN is based on LMSSN weight amplitudes and RLS frequency adaptation. This choice is based on our observation of the respective advantages and



shortcoming of LMSN and RLS algorithms.

Simulation results have shown that the proposed algorithm presents superior tracking of the fundamental and the harmonics amplitudes variations even better than the other algorithms, including LMSN algorithm, and superior tracking of fundamental frequency variations than RLS algorithm and the other techniques.

Tests with noise demonstrate the overall superiority of the proposed algorithm over the other methods that were tested. The estimation can be used for real-time measurement for active filter applications, for synchronization, for power converter control and in other applications requiring fast and accurate harmonics estimation.

## References

- [1] S. Srianthumrong, S. Sangwongwanich, "An Active Power Filter with Harmonic Detection Method Based on Recursive DFT", Proceedings of 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP'98 Oct 14-16, 1998.
- [2] M. Dolen and R. D. Lorenz, "An Industrial Useful Means for Decomposition and Differentiation of Harmonic Components of Periodic Waveforms", Proceedings of IEEE Industry Applications Society Conference, Rome, Italy, October 8 - 12, 2000.
- [3] Steven Liu, "An Adaptive Kalman Filter for Dynamic Estimation of Harmonic Signals", Proceedings of 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power Proceedings, V. 2, 1998, p. 636-640.
- [4] L. L. Lai, "Real-Time Frequency and Harmonic Evaluation using Artificial Neural Networks", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 1, p.52-59, January 1999.
- [5] R. El Shatshat, M. Kazerani, and M. M. A. Salama, "Multi Converter Approach to Active Power Filtering Using Current Source Converters", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 16, No. 1, p. 38-45, January 2001.
- [6] Ibrahim El-Amin, and Ihab Arafah, "Artificial Neural Networks for Power Systems Harmonic Estimation", Harmonics and Quality of Power Proceedings, 1998. p: 999-1008
- [7] Simon Haykin, "Adaptive Filter Theory", Third edition, p.562-569



**Salma Ait Fares** obtained her bachelor degree in electromechanics from Université Mohammed V, Rabat, Morocco in 1999. Currently, she pursuing her master degree in electrical engineering from the Université du Québec à Trois-Rivières Qc, Canada.



**Éloi Ngandui** (S'90-M'97) received the Professeur degree (with honor) from the Advanced Teacher's Training College for Technical Education (ENSET), University of Douala, Douala, Cameroun, in 1987, the M.Sc.A. and Ph.D. degrees in electrical and computer engineering from the Ecole Polytechnique de Montréal, Montréal, Canada, in 1991 and 1997 respectively. From 1987 to 1988 and from 1991 to 1992, he worked as assistant professor at the Department of Electrical Engineering at ENSET. In 1998, he joined the Department of Electrical and Computer Engineering, Université du Québec à Trois-Rivières, where he is currently a Professor. He is currently Chair of the Research Group in Industrial Electronics and member of the Hydro-Québec Research Chair on Power and Electrical Energy, both at the Université du Québec à Trois-Rivières His research interests include power electronics, power quality and power system harmonics analysis and control. Dr Ngandui is a Registered Professional Engineer in the Province of Québec.



**Daniel Massicotte** (S'91-M'94) received the B.Sc.A. and M.Sc.A. degrees in electrical engineering and industrial electronics in 1987 and 1990 respectively from the Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), PQ, Canada. He obtained the Ph.D. degree in electrical engineering in 1995 at the École Polytechnique de Montréal, PQ, Canada. In 1990 he joined the Microelectronics Research Group at the École Polytechnique de Montréal and the Laboratory of Measuring Systems at the Université du Québec à Trois-Rivières. In 1994, he joined the Department of Electrical and Computer Engineering, Université du Québec à Trois-Rivières, where he is currently a Professor. He is currently Head of the Laboratory of Signal and Systems Integration and Chief Technology Officer of Axiocom inc.. He received the Douglas R. Colton Medal for Research Excellence awarded by the Canadian Microelectronics Corporation, the PMC-Sierra High Speed Networking and Communication Award and the Second place at the Year 2000 Complex Multimedia/Telecom IP Design Contest from Europractice in 1997, 1999 and 2000 respectively. His research interests include implementation of algorithms in VLSI technologies and digital signal processing for the communications and measurement problems. He is the author and co-author of more than 30 technical papers.



**Pierre Sicard** (S'84, M'85) received his bachelor degree in technology of electricity in 1985 from the École de Technologie Supérieure, Montréal Qc, Canada, his M.S. degree in industrial electronics in 1990 from the University du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières Qc, Canada, and his Ph.D. degree in electrical engineering in 1993 from Rensselaer Polytechnic Institute, Troy NY, USA. In 1992, he joined the Université du Québec à Trois-Rivières as Professor in Electrical Engineering. He is currently holder of the Hydro-Québec Research Chair on Power and Electrical Energy and a member of the Research Group in Industrial Electronics, both at the Université du Québec à Trois-Rivières. His current research interests include power quality, modeling, controller and observer design for nonlinear systems, control in power electronics, passivity-based control, adaptive control and neural networks.