



Université du Québec à Trois-Rivières
École d'Ingénierie, Département de génie électrique et génie informatique

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

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

PAR

SANAE RECHKA

**ÉTUDE DE MÉTHODES DE FILTRAGE
DES HARMONIQUES DANS LES RÉSEAUX
ÉLECTRIQUES DE DISTRIBUTION**

Avril 2002

2144

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.

RESUME

La pollution harmonique est l'un des problèmes majeurs qui dégrade la qualité d'énergie électrique dans les systèmes de distribution. Les effets des harmoniques les plus connus sont : la destruction de condensateurs ou des disjoncteurs sous l'effet de forts courants harmoniques amplifiés par des résonances; l'échauffement des transformateurs et des conducteurs de neutre et les effets à long terme qui se traduisent par une fatigue accélérée du matériel. En comparaison avec les solutions classiques contre les perturbations harmoniques, à savoir le surdimensionnement de l'installation ou l'insertion de filtres passifs accordés, le filtrage actif est une solution qui présente de meilleures performances.

L'objectif du présent projet est d'évaluer l'efficacité des différents moyens de filtrage d'harmoniques. En ce qui concerne le filtrage passif, la configuration de filtres résonants et amortis parallèles est étudiée théoriquement et par simulation. De nombreuses configurations de filtres actifs peuvent être rencontrées, mais toutes sont basées sur un onduleur (avec transistors de puissance et diodes), une source continue de tension ou de courant et un circuit de filtrage et de couplage. Dans le cadre du présent projet, deux catégories de filtres actifs sont étudiées :

- Un filtre actif dédié à la compensation harmonique; il est composé d'un onduleur de tension parallèle commandé en courant pour agir en tant que source de courant. Il s'agit d'une application usuelle qui représente une étape préliminaire assez importante pour mettre en valeur l'effet compensatoire.

- Un filtre actif hybride parallèle dédié à l'amortissement de la résonance; il est composé d'un filtre actif mis en série avec un filtre passif résonant. Le filtre actif série est commandé (contrairement au premier filtre) en tension pour agir en tant que source de tension contrôlable. Ses caractéristiques doivent répondre aux exigences de la norme IEEE 519-1992 dont le but est de limiter la distorsion harmonique totale de tension, au point de raccordement entre le distributeur d'électricité et le consommateur, à un maximum de 5%.

La commande auto-adaptative en courant ou en tension du filtre actif nécessite l'implantation d'un programme permettant la détection des harmoniques et la génération de signaux MLI afin de commander l'onduleur. Dans ce sens, des algorithmes de détection des harmoniques sont étudiés théoriquement et par simulation à l'aide de l'outil informatique MATLAB-SIMULINK; ils sont de plus validés en temps réel à l'aide du système dSPACE. Il s'agit des algorithmes basés sur les méthodes suivantes : i) la méthode des puissances instantanées, ii) la Transformée de Fourier Discrète, iii) la Transformée de Fourier Discrète Récursive et iv) le filtre de Kalman. Ces méthodes donnent directement la forme d'onde des harmoniques à compenser et peuvent être adaptées à la détection des harmoniques en temps réel. Une comparaison entre ces différentes méthodes, en terme de précision, de rapidité de convergence et de suivi d'un signal de paramètres variant dans le temps, ainsi qu'en terme de qualité de filtrage harmonique, notamment d'atténuation de la résonance, vise la mise en valeur du degré de performance de chacune des techniques suscitées. L'application de ces différentes méthodes à la commande du filtre actif nécessite en plus du logiciel MATLAB-SIMULINK l'utilisation de l'outil de simulation POWER SYSTEM BLOCKSET.

Finalement, pour la mise en œuvre pratique, nous nous sommes intéressés à l'application du filtre actif hybride qui combine les avantages du filtre passif et du filtre actif et permet aussi bien un bon amortissement de la résonance que le filtrage harmonique. Dans ce sens, un banc d'essai a été élaboré dans le cadre de ce projet pour fins de validation des résultats de simulation.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de ce projet de maîtrise, d'abord je tiens à remercier mon directeur M. Éloi Ngandui ainsi que mon codirecteur M. Jianhong Xu qui m'ont orienté et m'ont aidé grâce à leurs judicieux conseils à mener à bonne fin ce projet. Mes remerciements n'épargnent non plus M. Pierre Sicard titulaire de la chaire de recherche industrielle d'hydro-Québec à l'université du Québec à Trois-Rivières pour son apport au projet, et aussi la Chaire d'hydro-Québec ou tout organisme parrain pour tout soutien financier.

Je tiens à remercier aussi tout le corps professoral et administratif de l'université du Québec à Trois-Rivières qui ont contribué directement ou indirectement à la réussite de ce projet, je cite particulièrement M. Abdellfattah Ba-Razzouk, M. Jacques Poisson et M. Ahmed Chériti pour leur support matériel dans le cadre de la mise en œuvre pratique relative au présent projet. Je remercie également M. Daniel Massicotte pour ses orientations dans le cadre du cours Séminaire.

Enfin, je remercie toute ma famille, mes amis et aussi mes camarades chercheurs et étudiants pour leur appui durant ce travail.

TABLE DES MATIERES

TITRES	Page
RESUME	i
REMERCIEMENTS	iii
TABLE DES MATIERES	iv
Liste des symboles	ix
Liste des figures	xiii
Liste des tableaux	xviii
CHAP. 1 INTRODUCTION GENERALE	1
1.1 Introduction	1
1.2 Causes et effets de la propagation des harmoniques	3
1.2.1 Charges génératrices d'harmoniques	3
1.2.1.1 Charges génératrices d'harmoniques de tension	3
1.2.1.2 Charges génératrices d'harmoniques de courant	4
1.2.2 Emission d'harmoniques par catégorie d'utilisateurs	6
1.2.2.1 Utilisateurs domestiques	6
1.2.2.2 Secteur tertiaire	6
1.2.2.3 Secteur industriel	7
1.2.3 Impact de la propagation des harmoniques	7
1.2.3.1 Effets des harmoniques	7
1.2.3.2 Sensibilité de différents types de matériels	8
1.2.4 Phénomène de résonance	9
1.2.4.1 Types de résonance	9
1.2.4.2 Problèmes liés aux résonances	11

1.2.5 Formules de mesure quantitatives des harmoniques	13
1.2.5.1 Transformée de Fourier	13
1.2.5.2 Grandeurs électriques en régime déformé et indices d'harmoniques	14
1.3 Solutions de filtrage des harmoniques	17
1.3.1 Filtrage passif	17
1.3.1.1 Principe	17
1.3.1.2 Différents types de filtres parallèles	18
1.3.1.3 Avantages et inconvénients des filtres passifs	23
1.3.2 Filtrage actif	24
1.3.2.1 Principe	24
1.3.2.2 Principaux types de filtres	25
1.3.2.3 Principales combinaisons possibles	27
1.3.2.4 Avantages et inconvénients des filtres actifs	29
1.3.2.5 Filtres hybrides parallèles dédiés à l'amortissement de la résonance	30
1.3.3 Stratégies de commande des filtres actifs	34
1.3.3.1 Transformée de Fourier Discrète (DFT)	35
1.3.3.2 Transformée de Fourier Discrète Récursive (DFTR)	36
1.3.3.3 Filtre de KALMAN	36
1.3.3.4 Méthode des Puissances Instantanées	38
1.4 Conclusion	38
CHAP. 2 ETUDE ET DIMENSIONNEMENT DES FILTRES PASSIFS	40
2.1 Introduction	40
2.2 Méthode de dimensionnement d'un filtre passif parallèle et algorithme associé	41

2.2.1	Conception d'un filtre résonant simple	41
2.2.2	Conception d'un filtre amorti (passe-haut) de second ordre	50
2.2.3	Algorithme de conception des filtres résonants et du filtre amorti	51
2.3	Implantation du filtre passif à l'aide des outils de simulation	59
2.3.1	Présentation du réseau-type	59
2.3.2	Application du filtre passif au réseau choisi	62
2.4	Conclusion	70
 CHAP. 3 STRATEGIES DE COMMANDE DES FILTRES ACTIFS		 71
3.1	Introduction	71
3.2	Principes théoriques de différentes méthodes de détection des harmoniques	72
3.2.1	Théorie des puissances active et réactive instantanées	72
3.2.2	Transformée de Fourier discrète	74
3.2.3	Transformée de Fourier Discrète récursive	75
3.2.4	Filtre de KALMAN	77
3.3	Schémas de simulation et définition des paramètres	83
3.3.1	Méthode des puissances instantanées	83
3.3.2	Transformée de Fourier Discrète (DFT)	84
3.3.3	Transformée de Fourier Discrète Récursive (DFTR)	85
3.3.4	Filtre de KALMAN	86
3.4	Résultats de simulation	88
3.4.1	Validation des différents algorithmes de détection des harmoniques	88
3.4.2	Caractérisation pratique des différents algorithmes	92
3.5	Conclusion	104

CHAP. 4	APPLICATION DES ALGORITHMES DE DETECTION HARMONIQUE A LA COMMANDE DU FILTRE ACTIF	106
4.1	Introduction	106
4.2	Compensation des harmoniques	107
4.2.1	Schéma d'un réseau électrique de distribution typique	107
4.2.2	Schéma de commande du filtre actif	108
4.2.3	Résultats de simulation	111
4.3	Atténuation de la résonance harmonique	116
4.3.1	Description du réseau-type électrique de distribution	117
4.3.2	Principe de fonctionnement du filtre actif	118
4.3.3	Schéma de commande du filtre actif	120
4.3.4	Résultats de Simulation	121
4.4	Conclusion	135
CHAP. 5	MISE EN ŒUVRE PRATIQUE D'UN FILTRE ACTIF HYBRIDE AVEC DIFFERENTS ALGORITHMES DE DETECTION HARMONIQUE	136
5.1	Introduction	136
5.2	Implantation en temps réel des algorithmes de détection des harmoniques	137
5.3	Application des différentes stratégies à un filtre actif dédié à l'atténuation de la résonance harmonique	141
5.3.1	Mise en œuvre d'un banc d'essai	141
5.3.1.1	Schéma du système expérimental	141
5.3.1.2	Alimentation et commande du filtre actif	142
5.3.2	Résultats expérimentaux	144
5.4	Conclusion	150

CHAP. 6 CONCLUSION GENERALE	152
BIBLIOGRAPHIE	157
ANNEXES	
ANNEXE 1 Les spectres de courants harmoniques émis par les principaux équipements perturbateurs	162
ANNEXE 2 Eléments de comparaison entre le filtrage passif et le filtrage actif	164
ANNEXE 3 Modélisation en régime harmonique des éléments d'un réseau électrique	165
ANNEXE 4 Prix unitaires des condensateurs et inductances pour les filtres passifs	176
ANNEXE 5 Logiciels de simulation	177
ANNEXE 6 Norme IEEE Std 519-1992	184
ANNEXE 7 Méthode des puissances instantanées pour un système triphasé déséquilibré	186
ANNEXE 8 Filtre de KALMAN étendu	188
ANNEXE 9 Estimateur de fréquence basé sur la détection du maximum	192

LISTE DES SYMBOLS

β	Constante (rad)
ω	Pulsation fondamentale du réseau (rad/s)
δ	Déviation de la fréquence par rapport à la fréquence de résonance
θ, ϕ, φ	Angles de phase (rad)
δ_n	Facteur d'incertitude sur la fréquence de résonance du filtre
a, b	Coefficients de série de Fourier
B	Susceptance (Ω^{-1})
C	Capacité (F)
D	Puissance de distorsion (VA)
E, M	Constantes (\$/Kvar)
e	Erreur
f	Fréquence fondamentale du réseau (Hz)
f_e	Fréquence d'échantillonnage
f_c	Fréquence de coupure du filtre numérique butterworth
F_p	Facteur de puissance
F_q	Facteur de qualité de l'inductance ou d'accord du filtre
F_{q_o}	Valeur optimale de q
G	Conductance (Ω^{-1})
h	Rang harmonique
I	Courant efficace (A)
i	Courant instantané (A)
K_G	Coefficient de gain
K	Coût du filtre passif (\$)
L	Inductance (H)
P	Puissance moyenne (W)

p	Puissance instantanée (W)
Q	Puissance réactive (var)
q	Puissance réactive instantanée (var)
R	Résistance (Ω)
S	Puissance apparente (VA)
S_g	Signal (p.u.)
T	Période fondamentale (s) ($=1/f$)
Tr	Transistor
THD	Taux global de distorsion harmonique
t	Temps, instant (s)
U	Coût unitaire d'un composant du filtre passif (\$/ var)
V	Tension efficace (V)
v	Tension instantanée (V)
X	Réactance (Ω)
X_o	Réactance de l'inductance ou de la capacité à la fréquence d'accord
Y	Admittance (Ω^{-1})
Z	Impédance (Ω)
Z_o	Impédance caractéristique du filtre (Ω)
Q_k, ϕ_k, H_k, P_k	Matrices à l'itération k
x_k, z_k, w_k, v_k	Vecteurs à l'itération k
A	Amplitude du signal
N	Longueur du signal (entier pair)
Δt	Pas d'échantillonnage d'un signal numérique
Δ	Variation d'une valeur
x, X	Signal numérique

PRINCIPAUX INDICES

h_{\min}	Rang harmonique le plus faible filtré par le filtre passe haut
-	Composante continue
$\alpha-\beta$	Coordonnées orthogonales
*	Signal de référence
\sim	Composante harmonique
$a-b-c$	Coordonnées triphasées
AF	Filtre actif
b	Base
c	Indice relatif à la capacité
eq	Equivalent
F	Indice indiquant le filtre passif
h	Indice harmonique
I	Indice indiquant le courant
L	Indice relatif à l'inductance
Ld	Indice de charge
max	Valeur maximale
min	Valeur minimale
n	Indice d'accord du filtre passif
n, k, m	Indice variable
ph	Indice du filtre amorti et de l'ensemble des harmoniques de rangs supérieurs y associés
r	Résonance harmonique
s	Indice relatif à la source d'alimentation du réseau électrique
T	Transposée
tot	Total

<i>v</i>	Indice indiquant la tension
<i>ref</i>	Référence
<i>Pcc</i>	Point de couplage commun
<i>BUS</i>	Jeu de barre de raccordement : distributeur d'électricité / consommateur
<i>l</i>	Indice du fondamental quand c'est nécessaire pour plus de précision

LISTE DES FIGURES

	Page
Chapitre 1	
Figure 1.1 : Les deux types de résonance	10
Figure 1.2 : Résonance parallèle liée à la présence de condensateurs	11
Figure 1.3 : Raccordement d'une inductance anti-harmonique	19
Figure 1.4 : Installations de filtres résonants	20
Figure 1.5 : Filtres amortis passe-haut	21
Figure 1.6 : Installation d'un filtre amorti	22
Figure 1.7 : Convertisseur à source de tension	25
Figure 1.8 : Modèle d'un convertisseur à source de courant	26
Figure 1.9 : Topologies de filtres hybrides parallèles	31
Chapitre 2	
Figure 2.1 : Schéma monophasé d'un réseau avec un filtre résonant et amorti	41
Figure 2.2 : Représentation graphique de l'angle d'impédance du réseau	47
Figure 2.3 : Schéma monophasé d'un réseau simplifié avec filtres	51
Figure 2.4 : Schéma monophasé d'un réseau avec filtres passifs pour un redresseur à diodes	60
Figure 2.5 : Formes d'ondes avant installation du filtre passif	61
Figure 2.6 : Spectres (FFT) avant installation du filtre passif	62
Figure 2.7 : Valeurs respectives de l'impédance du filtre passif Z_{fi} et de l'impédance équivalente Z_{eq} (Z_s et Z_{fi}) en fonction du rang harmonique	64
Figure 2.8 : Spectres (FFT) de courant et de tension prévues après installation du filtre passif	65

Figure 2.9 : Formes d'ondes après installation du filtre passif	66
Figure 2.10 : Spectres (FFT) (i_s) après installation du filtre passif	66
Figure 2.11 : Formes d'ondes après installation du filtre passif (R_5 et R_7 nulles)	68
Figure 2.12 : Spectres (FFT) après installation du filtre passif (R_5 et R_7 nulles)	69

Chapitre 3

Figure 3.1 : Schéma de filtrage de la méthode des puissances instantanées	83
Figure 3.2 : Schéma de filtrage de la DFT	85
Figure 3.3 : Schéma de filtrage de la DFTR	86
Figure 3.4 : Algorithme du filtre de Kalman	87
Figure 3.5 : Formes d'ondes extraites par les algorithmes de détection des harmoniques ($I_h(t)$) superposées au signal harmonique analytique $S_h(t)$ ($= S(t) - S_I(t)$)	89
Figure 3.6 : Schéma unifilaire d'un réseau électrique triphasé de distribution avec charge non-linéaire (redresseur triphasé)	92
Figure 3.7 : Forme d'onde et spectre (FFT) du courant i_s (i_L)	93
Figure 3.8 : Formes d'ondes de la somme des composantes harmoniques ($i_{Sh}(t)$) extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques à partir du courant de source ($i_S(t)$)	94
Figure 3.9 : Spectres des formes d'onde (I_{Sh}) extraites par les différentes méthodes présentées en figure 3.8	95
Figure 3.10 : Formes d'ondes extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques quand l'amplitude augmente de 40 V et la phase de 20° à $t=0.06s$	98
Figure 3.11 : Formes d'ondes extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques quand l'amplitude chute de 40 V et la phase de 20° à $t=0.06s$	99

Figure 3.12 : Formes d'ondes extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques quand la fréquence augmente de 1Hz à $t=0.06s$	100
Figure 3.13 : Formes d'ondes extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques quand la fréquence augmente de 10Hz à $t=0.06s$	102
Figure 3.14 : Formes d'ondes extraites par la DFTR et le filtre de Kalman, avec détection idéale de la fréquence, quand la fréquence augmente de 10Hz à $t=0.06s$	103

Chapitre 4

Figure 4.1 : Schéma du réseau électrique de distribution avec un filtre actif parallèle	107
Figure 4.2 : Schéma de commande du filtre actif proposé (commandable en courant)	108
Figure 4.3 : Structure d'un onduleur de tension	109
Figure 4.4 : Bloc de génération des impulsions de commande en courant d'un onduleur de tension triphasé	110
Figure 4.5 : Forme d'onde de courants quand le filtre actif est commandé en utilisant la DFT, un creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts,+20°) de durée supérieure à 3 périodes, survient à $t=0.06s$	111
Figure 4.6 : Formes d'onde de courants quand le filtre actif est commandé en utilisant la méthode des puissances instantanées, un creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts, +20°) de durée supérieure à 3 périodes et une variation simultanée de la fréquence de +10Hz surviennent à $t=0.06s$.	112
Figure 4.7 : Formes d'onde de courants quand le filtre actif est commandé en utilisant le filtre de Kalman, un creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts,+20°) de durée supérieure à 3 périodes et une variation simultanée de la fréquence de +10 Hz surviennent à $t=0.06s$.	113

Figure 4.8 : Formes d'onde de courants quand le filtre actif est commandé en utilisant la DFTR,, un creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts, +20°) de durée supérieure à 3 périodes et une variation simultanée de la fréquence de +10 Hz surviennent à $t=0.06s$.	114
Figure 4.9 : Système de puissance industriel avec un filtre actif hybride	117
Figure 4.10: Schéma de commande du filtre actif proposé (commandable en tension)	120
Figure 4.11 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est déconnecté	122
Figure 4.12 : Formes d'ondes quand le filtre passif seul est connecté	122
Figure 4.13 : Système de puissance industriel avec un filtre actif hybride, lorsque l'onduleur de tension est remplacé par une source de tension contrôlable	123
Figure 4.14 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est installé (source de tension contrôlable)	124
Figure 4.15 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est installé (Onduleur de tension triphasé)	129

Chapitre 5

Figure 5.1 : Validation en temps réel des algorithmes de détection des harmoniques (les formes d'ondes de l'ensemble des harmoniques détectés superposées au signal harmonique analytique $S_h(t)$) en régime permanent.	138
Figure 5.2 : Réponse transitoire en temps réel des algorithmes de détection des harmoniques (les formes d'ondes de l'ensemble des harmoniques détectés superposées au signal harmonique analytique $S_h(t)$).	139
Figure 5.3 : Système de puissance industriel avec un filtre actif hybride (même structure qu'à la figure 4.9)	141
Figure 5.4 : Système d'alimentation de l'onduleur monophasé (filtre actif)	143

Figure 5.5 : Schéma de génération des impulsions de commande du filtre actif	144
Figure 5.6 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre hybride est déconnecté	145
Figure 5.7 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre passif seul est connecté	146
Figure 5.8 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre actif est commandé en utilisant la DFTR	147
Figure 5.9 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre actif est commandé en utilisant le filtre de Kalman	148
Figure 5.10 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre actif est commandé en utilisant la méthode des puissances instantanées	149

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Chapitre 1	
Tableau 1.1 : Caractéristiques des configurations de filtres hybrides parallèles présentées à la figure 1.9	33
Chapitre 2	
Tableau 2.1 : Paramètres du réseau électrique triphasé	60
Tableau 2.2 : Paramètres du filtre passif parallèle	63
Chapitre 3	
Tableau 3.1 : Analyse par la FFT des formes d'onde de la figure 3.5	91
Tableau 3.2 : Paramètres du réseau électrique triphasé	93
Tableau 3.3 : Analyse spectrale (FFT) de la forme d'onde du courant i_s (i_L)	93
Tableau 3.4 : Analyse spectrale (FFT) des formes d'onde de la figure 3.8	97
Tableau 3.5 : Analyse spectrale (FFT) des formes d'onde de la figure 3.12	101
Chapitre 4	
Tableau 4.1 : Paramètres du système expérimental	108

Tableau 4.2 : Analyse par la FFT du courant de source en régime établi pour les différents algorithmes	115
Tableau 4.3 : Paramètres du réseau-type de distribution avec le filtre passif	117
Tableau 4.4 : Analyse par la FFT des formes d'ondes présentées aux figures 4.11,12,13 (source de tension contrôlable)	128
Tableau 4.5 : Analyse par la FFT des formes d'ondes présentées aux figures 4.11,12,14 (Onduleur de tension triphasé)	132
Tableau 4.6 : Analyse par la FFT des formes d'ondes de tensions et courants harmoniques de rang 5 (onduleur de tension monophasé)	134

Chapitre 5

Tableau 5.1 : Analyse par la FFT des formes d'onde de la figure 5.1	139
Tableau 5.2 : Paramètres du système de test	142
Tableau 5.3 : Caractéristiques de l'alimentation (<i>ca</i>)	145
Tableau 5.4 : Analyse par la FFT des formes d'onde des figures 5.6 à 5.10	150

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION GENERALE

1.1 Introduction

Les formes d'onde de courant et de tension relevées sur les réseaux électriques de distribution s'éloignent assez souvent de la sinusoïde idéale pure. La déformation de la tension résulte de la circulation sur le réseau de courants non sinusoïdaux. Les éléments du réseau ayant un comportement linéaire, l'effet sur la tension de l'ensemble des courants est la superposition de l'effet qu'aurait chaque courant individuellement.

Les harmoniques présents sur les réseaux électriques proviennent de l'utilisation de charges non linéaires qui soumises à une tension sinusoïdale, absorbent un courant non sinusoïdal. Dans de nombreux cas, ces charges se comportent comme des sources de courants harmoniques, le courant harmonique étant fixé par la charge et non par la tension ou l'impédance du réseau. On peut définir aussi en tout point d'un réseau une impédance harmonique qui dépend du rang harmonique h considéré; elle représente la mise en parallèle de toutes les lignes qui convergent vers ce point. On parle également d'une source de tension harmonique pour décrire l'état d'un réseau perturbé par une forte charge non linéaire; le produit des harmoniques de courant par l'impédance harmonique du réseau en un point crée des harmoniques de tension selon la loi d'Ohm.

La pollution harmonique est considérée comme étant un des problèmes majeurs qui dégrade la qualité d'énergie électrique dans les systèmes de distribution. Les effets des harmoniques les plus connus sont : la destruction de condensateurs ou des disjoncteurs sous l'effet de forts courants harmoniques amplifiés par des résonances; l'échauffement des transformateurs et des conducteurs de neutre et les effets à long terme qui se traduisent par une fatigue accélérée du matériel [1], [2].

Dans l'état actuel du réseau électrique, il n'y a pas d'équipement qui soit apte à contrôler de façon idéale la circulation des courants harmoniques dans les lignes et entre les charges. En effet, les filtres passifs peuvent altérer d'une manière indirecte la propagation des harmoniques mais leur comportement dépend fortement de la structure du réseau. Les filtres actifs, avec un comportement plus autonome, peuvent réagir directement sur le courant ou la tension harmonique dans le réseau; comme compensateurs d'harmoniques autonomes, leurs avantages par rapport aux filtres passifs ont été démontrés dans de nombreuses applications. Cependant, l'utilisation des dispositifs comme les filtres actifs pour le contrôle de la propagation des harmoniques n'a été abordée que récemment par un nombre limité de chercheurs. Plus d'études de cas sont indispensables afin de développer des solutions efficaces et viables économiquement [3].

A cet effet, il s'agit dans le présent projet de se pencher sur la problématique d'atténuation des effets des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution à l'aide de différentes stratégies de filtrage des harmoniques avec une attention particulière au problème de la résonance.

L'étude du contrôle des harmoniques sera faite à l'aide de l'outil de simulation Matlab/Simulink/Power System Blockset (ANNEXE 5). De plus, l'analyse du mécanisme d'excitation et d'amortissement de résonance sera faite dans le domaine fréquentiel afin d'obtenir une description du comportement souhaité du dispositif de filtrage pour de telles applications.

Dans le chapitre 1, la lumière sera d'abord faite sur la problématique de la propagation des harmoniques dans les réseaux de distribution; notamment sur l'impact de la propagation des harmoniques ainsi que sur les principales solutions de filtrage existantes et les stratégies de commande liées au filtrage actif. La recherche bibliographique relative au chapitre 1 a été faite essentiellement sur la base de la référence [1].

L'objet du chapitre 2 de ce projet est d'étudier théoriquement et par simulation la solution du filtrage passif avec application à un modèle de réseau-type de distribution sujet à la propagation des harmoniques. Par ailleurs, les chapitres 3 et 4 ont pour objet l'étude de la solution du filtrage actif et représente le corps principal de ce projet; il s'agit dans un premier lieu de présenter différents algorithmes de détection des harmoniques à savoir : i) la méthode des puissances instantanées, ii) la Transformée de Fourier Discrète, iii) la Transformée de Fourier Discrète Récursive et iv) le filtre de Kalman; l'étude théorique et la caractérisation détaillée du comportement de chaque algorithme en fonction de nombreuses situations pratiques seront effectuées. Ensuite, deux applications faisant intervenir les différents algorithmes pour la commande d'un filtre actif ainsi qu'un filtre actif hybride dédiés à la compensation des courants harmoniques et l'amortissement de la résonance respectivement seront étudiées .

Dans le chapitre 5, seront présentés les résultats de validation en temps réel des algorithmes de détection harmonique : la méthode des puissances instantanées, la Transformée de Fourier Discrète Récursive et le filtre de Kalman. L'application pratique de ces différents algorithmes à la commande d'un filtre hybride dédié à l'atténuation de la résonance a été mise en œuvre à l'aide d'un banc d'essai développé dans le cadre de ce projet ; les résultats relatifs à l'application de chacune des méthodes sus-citées seront également présentés.

1.2 Causes et effets de la propagation des harmoniques

1.2.1 Charges génératrices d'harmoniques

1.2.1.1 Charges génératrices d'harmoniques de tension

Les alternateurs, les transformateurs et les *ASI (Alimentation Statique Ininterruptionnelles)* représentent les principales charges génératrices d'harmoniques de tension. Le taux de distorsion harmonique produit par ces charges est généralement faible.

Les alternateurs :

Le contenu harmonique de la tension générée par les alternateurs est lié à la qualité du bobinage et des pièces polaires qui assurent la forme sinusoïdale de l'onde.

Les transformateurs :

Ils peuvent être générateurs de tensions harmoniques lorsqu'ils fonctionnent en régime saturé.

Les alimentations statiques ininterrompibles (ASI) :

Elles servent à protéger le matériel, en général des charges non-linéaires comme du matériel informatique, contre les creux de tension et les coupures. Le taux de tension harmonique est dû essentiellement aux courants harmoniques créés par les charges non-linéaires alimentées en aval.

1.2.1.2 Charges génératrices d'harmoniques de courant

Les charges non linéaires consomment un courant non sinusoïdal et représentent les principales sources d'émission en courants harmoniques sur les réseaux. On peut distinguer différents types de charges perturbatrices :

1.2.1.2.1 Les montages électroniques

Le redresseur monophasé à filtre capacitif :

Il est utilisé comme premier étage des alimentations de télévisions, d'ordinateurs, d'imprimantes, des variateurs de vitesse des machines asynchrones, des lampes à ballast électronique, des ballasts électroniques pour rampes d'éclairage, etc.

Le gradateur monophasé :

Il est utilisé pour la commande de l'intensité des lampes à incandescence halogène, la commande de certains fours de cuisson, la régulation de puissance (chaudières), les démarreurs de moteurs électriques, etc.

Le redresseur triphasé à thyristors :

Il permet de réguler la tension appliquée aux bornes d'une charge en faisant varier l'angle de commande des gâchettes; il est utilisé pour la commande en vitesse variable des moteurs à courant continu, des machines synchrones (nous rencontrons des montages redresseurs suivis d'un onduleur pour commander la machine synchrone en vitesse variable), les fours à induction lorsqu'ils sont régulés, etc. Les redresseurs triphasés à thyristors sont la principale source de pollution harmonique dans le secteur industriel.

Le redresseur triphasé à diodes et filtre capacitif :

Il est utilisé pour la commande en vitesse variable des machines asynchrones, ces derniers servent pour l'entraînement des compresseurs, des ventilateurs, des pompes, etc.

1.2.1.2.2 Les charges non linéaires passives

Les moteurs asynchrones :

En théorie, ces moteurs génèrent des ondes de courant purement sinusoïdales; en pratique, les taux d'harmoniques mesurés sont variables.

Les lampes fluorescentes et les lampes à vapeur haute pression :

Elles représentent les deux tiers de la puissance consommée par l'éclairage dans le secteur tertiaire (bureaux, grands commerces, etc.).

Les appareils à arc électrique :

Ils regroupent les fours à arc à courant alternatif et les machines de soudure à l'arc à courant alternatif ou continu.

Le tableau en ANNEXE 1 représente les spectres des courants harmoniques émis par les principaux équipements perturbateurs.

1.2.2 Emission d'harmoniques par catégorie d'utilisateurs

Sur un réseau de taille réduite, il est souvent possible de mesurer directement l'émission harmonique des clients industriels. S'agissant d'un réseau plus vaste, on se permet d'utiliser, sur la base de résultats de mesure, des modélisations du réseau par secteur d'activité dont le comportement harmonique est relativement homogène.

1.2.2.1 Utilisateurs domestiques

Le secteur résidentiel contribue pour une part importante à la pollution harmonique observée sur les réseaux à cause de l'introduction de l'électronique dans les appareils électrodomestiques, l'un des principaux appareils perturbateurs est le poste de télévision dont l'alimentation est constituée d'un redresseur monophasé à filtre capacitif.

1.2.2.2 Secteur tertiaire

Les activités les plus perturbatrices sont les bureaux, l'administration et les commerces, les institutions d'enseignement viennent occuper la troisième place. Les appareils injecteurs d'harmoniques sont essentiellement les redresseurs à filtre capacitif (informatique, bureautique), le froid alimentaire, la climatisation, les ascenseurs et les lampes fluorescentes.

1.2.2.3 Secteur industriel

De fortes injections harmoniques sont constatées au niveau des installations relevant des secteurs de l'énergie ainsi que des transformations et de la mécanique. Parmi les appareils injecteurs d'harmoniques : les variateurs pour moteurs à courant alternatif qui remplacent progressivement les variateurs pour moteurs à courant continu et qui sont trois fois plus polluants. L'injection harmonique dépend également des périodes de l'année et des tranches horaires, un facteur de simultanéité peut être appliqué pour un nombre N d'utilisateurs homogènes, selon une tranche horaire spécifiée.

1.2.3 Impact de la propagation des harmoniques

1.2.3.1 Effets des harmoniques

On distingue deux grands types d'effets :

Les effets instantanés :

Ce sont les effets immédiats sur le fonctionnement d'un matériel, ils concernent les appareils produisant une image électronique (écrans d'ordinateurs, téléviseurs), les appareils produisant un son censé être de bonne qualité (chaîne *HI-FI*, téléphone) ou la précision des appareils de mesure.

Les effets différés :

Ils se manifestent après une exposition longue au phénomène et se traduisent par une perte partielle des fonctionnalités ou une destruction complète de l'appareil.

1.2.3.2 Sensibilité de différents types de matériels

Machines asynchrones :

La circulation des courants harmoniques dans les enroulements du moteur, crée des échauffements supplémentaires ainsi qu'une altération, généralement faible, du couple moteur.

Transformateurs :

Ils subissent des échauffements supplémentaires en présence des courants harmoniques et peuvent également entrer en résonance mécanique aux fréquences harmoniques, ce qui entraîne outre l'inconvénient sonore, une fatigue mécanique.

Câbles de puissance :

La circulation de courants harmoniques dans les câbles se traduit par des pertes Joule supplémentaires.

Condensateurs :

En présence de charges générant des harmoniques, il est nécessaire de sur-dimensionner les condensateurs. En cas de résonance dans un réseau, les condensateurs peuvent être soumis à de fortes tensions harmoniques et se détériorer.

Relais de protection des réseaux :

La présence de courants harmoniques se traduit par des déclenchements intempestifs ou par une perte de précision du seuil de déclenchement.

Compteurs électriques :

La précision des mesures des puissances est influencée par la présence d'harmoniques de tensions et de courant.

Matériels électroniques de grande diffusion :

Ils sont susceptibles d'être perturbés au niveau de leur alimentation en courant continu. Sur les écrans de téléviseurs et de micro-ordinateurs, des raies blanchâtres apparaissent lorsque le rang de l'harmonique appliqué ainsi que son amplitude sont élevés.

Lignes téléphoniques :

Leur juxtaposition avec des lignes électriques où circulent des courants harmoniques, produit par induction, l'apparition de tensions harmoniques indésirables qui viennent perturber le signal sonore. Le signal est d'autant plus perturbé que la fréquence en cause est proche du maximum de la sensibilité de l'oreille humaine dans la gamme de fréquence utilisée pour la transmission téléphonique.

1.2.4 Phénomène de résonance [4], [5]

L'utilisation de condensateurs pour la correction d'un faible facteur de puissance et par conséquent la réduction des pénalités dues à une consommation excessive de l'énergie réactive est un moyen assez courant pour réduire la demande et les pertes du système de puissance. Malheureusement de sérieux problèmes sont rencontrés avec l'installation des batteries de condensateurs à cause de l'interaction avec des distorsions harmoniques causées par des charges non linéaires. Les condensateurs peuvent entraîner une ou plusieurs résonances harmoniques ou causer leur propre endommagement.

1.2.4.1 Types de résonance

Certes, l'apparition de phénomènes de résonance est due à l'association sur les réseaux d'éléments capacitifs et inductifs. Ceux-ci se manifestent par des valeurs très élevées ou très faibles de l'impédance, des tensions et des courants harmoniques.

Selon que les éléments capacitifs et inductifs sont associés en parallèle ou en série, on distingue deux types de résonance :

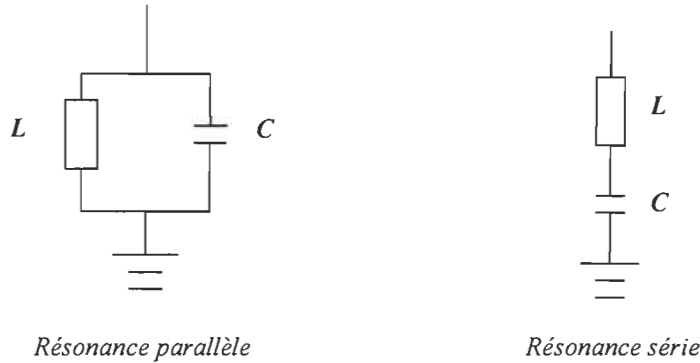


Figure 1.1 : Les deux types de résonance

a- Résonance parallèle :

La mise en parallèle d'une capacité et d'une inductance constitue une impédance donnée par :

$$Z_h = \frac{jL \cdot h \cdot \omega}{1 - L \cdot C \cdot h^2 \cdot \omega^2} \quad (1.1)$$

Il y'a résonance lorsque le dénominateur $1 - L \cdot C \cdot h^2 \cdot \omega^2$ est nul, cette impédance est alors infinie.

La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}}$$

b- Résonance série :

De même, l'association en série d'une capacité et d'une inductance constitue une impédance donnée par :

$$Z_h = \frac{1 - L.C.h^2.\omega^2}{jC.h.\omega} \quad (1.2)$$

Il y'a résonance lorsque le numérateur est égal à zéro. L'impédance est alors nulle. La fréquence de résonance est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}$$

1.2.4.2 Problèmes liés aux résonances

Soit le réseau de la figure ci-dessous, qui est le siège d'une résonance alimentée par une source de courant harmonique :

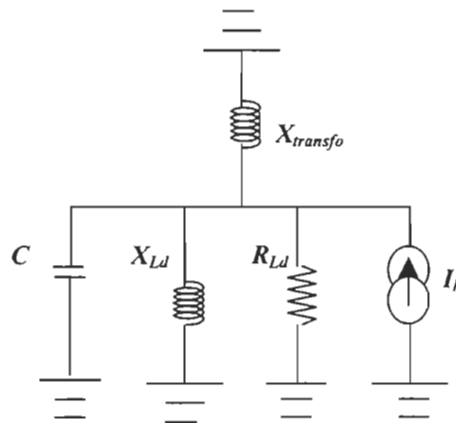


Figure 1.2 : Résonance parallèle liée à la présence de condensateurs

X_{Ld} et R_{Ld} représentent les puissances réactive et active de la charge. C est une batterie de condensateurs.

Si le réseau est à vide ($R_{Ld} = \infty$), l'impédance harmonique Z_h au niveau du jeu de barres est infinie à la résonance. Ceci entraîne une tension harmonique infinie aux bornes des différents éléments :

$$V_h = Z_h \times I_h \rightarrow \infty$$

V_h se retrouve aux bornes de l'inductance L représentant $X_{Ld} // X_{transfo}$ et la capacité C . Les courants qui circulent dans ces éléments, respectivement I_{hL} et I_{hC} sont donc infinis :

$$I_{hC} = \frac{V_h}{Z_{hC}} \rightarrow \infty$$

Ceci signifie qu'une impédance harmonique infinie en cas de résonance parallèle dans un réseau, entraîne une tension harmonique infinie et par conséquent l'apparition de courants harmoniques infinis, ainsi les condensateurs peuvent être soumis à de fortes tensions harmoniques et se détériorer.

Cependant, dans la majorité des cas concrets, la résonance est amortie grâce à la présence de composantes résistives dans les charges. Dans ces conditions, les valeurs de tension et de courant ne sont plus infinies. Elles peuvent toutefois demeurer préjudiciables à certains types de matériels.

En raison du risque de voir apparaître une ou plusieurs résonances, des précautions doivent être prises lors de l'installation des condensateurs. Aussi pour réduire l'amplification à la résonance, il faut éviter de laisser les condensateurs enclenchés sur un réseau faiblement chargé, d'où l'intérêt des gradins de condensateurs régulés par relais var- métriques.

Hors la zone de résonance, la présence de condensateurs sur le réseau a un effet favorable sur les tensions harmoniques en raison de la faible impédance qu'ils présentent aux fréquences élevées.

1.2.5 Formules de mesure quantitatives des harmoniques

1.2.5.1 Transformée de Fourier

Soit un signal $Sg(t)$, pouvant représenter un courant ou une tension, périodique de période T , donc de fréquence $f = \frac{1}{T}$ et de pulsation $\omega = 2\pi f$.

Ce signal peut se décomposer en série de Fourier de la façon suivante :

$$Sg(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(\omega \cdot h \cdot t) + b_h \sin(\omega \cdot h \cdot t)] \quad (1.3)$$

avec :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T Sg(t) \cdot dt$$

et pour $h \geq 1$,

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T Sg(t) \cdot \cos(\omega \cdot h \cdot t) \cdot dt$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T Sg(t) \cdot \sin(\omega \cdot h \cdot t) \cdot dt$$

Soit :

$$Sg(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [c_h \sin(\omega \cdot h \cdot t + \theta_h)] \quad (1.4)$$

où :

$$c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad \text{et} \quad \theta_h = \arctan\left(\frac{a_h}{b_h}\right).$$

Les fréquences harmoniques f_h sont définies comme les fréquences multiples de la fréquence dite fondamentale f . Leur rang « h » est tel que : $f_h = h \times f$.

Le terme $[a_h \cos(\omega \cdot h \cdot t) + b_h \sin(\omega \cdot h \cdot t)]$ est l'harmonique de rang h .

La grandeur $c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2}$ est l'amplitude de l'harmonique de rang h .

Un signal déformé comporte généralement plusieurs harmoniques. On représente souvent ce signal sous la forme d'un spectre. A chaque fréquence harmonique f_h , on fait correspondre la valeur de c_h .

L'intérêt de la décomposition harmonique est de faciliter les calculs de réseaux, car on dissocie l'étude à la fréquence fondamentale de celles relatives aux fréquences harmoniques. Cette décomposition, dite harmonique, est un artifice mathématique très commode, il ne s'agit pas d'un phénomène physique distinct car, en réalité, on observe que des signaux non sinusoïdaux et non pas réellement des harmoniques.

1.2.5.2 Grandeurs électriques en régime déformé et indices d'harmoniques

Les expressions de tension et de courant instantanés sont données respectivement par :

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_h \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t + \theta_h) \quad (1.5)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t + \phi_h) \quad (1.6)$$

où :

V_h : Valeur efficace de la tension harmonique de rang h

I_h : Valeur efficace du courant harmonique de rang h

Puissance instantanée et puissance moyenne (active) :

$$\begin{aligned}
 p(t) &= v(t) \cdot i(t) \\
 P &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \\
 P &= \sum_{h=1}^{\infty} V_h \times I_h \times \cos(\theta_h - \phi_h) = \sum_{h=1}^{\infty} P_h
 \end{aligned}
 \tag{1.7}$$

Valeurs efficaces du courant et de la tension :

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2}
 \tag{1.8}$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}
 \tag{1.9}$$

Puissance apparente, puissance réactive et puissance de distorsion :

Une définition de la puissance apparente est donnée par :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}
 \tag{1.10}$$

En monophasé, si la tension et le courant instantanés ont pour expressions :

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t + \phi_h)$$

nous avons alors :

$$P = V \cdot I_1 \cdot \cos(\phi_1) \quad , \quad Q = V \cdot I_1 \cdot \sin(\phi_1) \quad , \quad S = V \cdot I$$

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$$

$$D = V \cdot \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$$

Lorsque les harmoniques ne sont pas présents, S est égal à $V \cdot I_1$, qui est la définition classique de la puissance apparente à la fréquence fondamentale.

Facteur de puissance :

Indépendamment du régime sinusoïdal ou déformé, le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et apparente :

$$F_p = \frac{P}{S} \quad (1.11)$$

Indices d'harmoniques :

Il existe plusieurs indices qui permettent de décrire les effets des harmoniques sur l'appareillage du réseau électrique. Les harmoniques de courant et de tension sont caractérisés par les principaux indices suivants :

TAUX DE DISTORSION INDIVIDUEL - C'est le rapport entre valeur efficace de l'harmonique (de courant ou de tension) de rang h et la valeur efficace du fondamental (de courant ou de tension) :

$$\frac{I_h}{I_1} \quad \text{ou} \quad \frac{V_h}{V_1}$$

TAUX GLOBAL DE DISTORSION (THD) - il est utilisé pour mesurer la déviation d'une onde périodique contenant des harmoniques par rapport à une onde purement sinusoïdale :

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad : \quad \text{Taux global de distorsion en tension} \quad (1.12)$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad : \quad \text{Taux global de distorsion en courant} \quad (1.13)$$

1.3 Solutions de filtrage des harmoniques

1.3.1 Filtrage passif [6], [7]

De nombreuses solutions ont été développées pour désensibiliser les installations industrielles et le réseau vis-à-vis de la pollution harmonique. La solution la plus fréquemment mise en œuvre est le filtrage passif des harmoniques.

1.3.1.1 Principe

Le principe d'un filtre passif est de modifier localement l'impédance du réseau, de façon à « dériver » les courants harmoniques et à éliminer les tensions harmoniques y afférentes. Des éléments capacitifs et inductifs sont, en effet, associés de manière à obtenir une résonance série accordée sur une fréquence choisie.

Une connaissance précise des rangs harmoniques devant être filtrés et des atténuations requises est nécessaire à la réalisation d'un filtre. Une telle étude est généralement menée à l'aide d'un

logiciel de simulation. En fonction de l'atténuation harmonique recherchée, différents types de filtres passifs sont utilisés.

Ils peuvent être classifiés selon leur emplacement, leur mode de connexion au circuit principal, leur degré d'amortissement ainsi que les fréquences de leurs résonances. On distingue généralement un filtre shunt et un filtre série. Par ailleurs, le filtre shunt est utilisé exclusivement du côté courant alternatif (*ca*) pour les raisons suivantes :

- Le filtre série peut porter le courant en entier à partir du circuit principal et doit être isolé de la terre. Le filtre shunt, par contre, porte uniquement le courant harmonique et peut être lié à la terre à l'une des extrémités.
- A la fréquence fondamentale, un filtre shunt (*ca*) a l'avantage de fournir de la puissance réactive alors qu'un filtre série consomme de la puissance réactive.
- Pour des performances égales, un filtre shunt est beaucoup moins cher qu'un filtre série.

Dans ce sens, le présent projet s'intéresse à l'étude de filtres passifs de type shunt (ou filtres parallèles) dont les différents types pouvant être rencontrés sont : i) l'inductance anti-harmonique, ii) le filtre résonant, iii) le filtre amorti.

1.3.1.2 Différents types de filtres parallèles

a- Inductance anti-harmonique :

Cette première solution consiste à installer une inductance en série avec les condensateurs de compensation sur chaque branche monophasée.

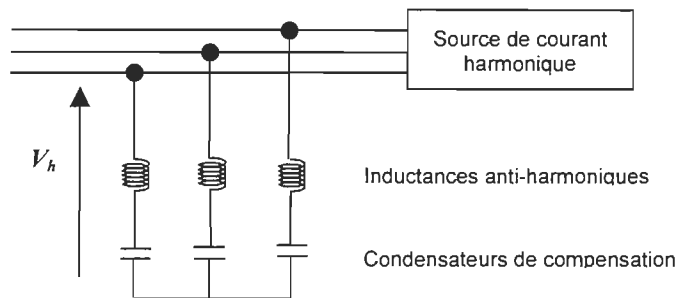


Figure 1.3 : Raccordement d'une inductance anti-harmonique

Ce type de filtre a pour objectif essentiel de protéger les batteries de condensateurs d'une surintensité due aux harmoniques. Il a en outre pour effet de réduire les tensions harmoniques aux bornes de ces condensateurs. Il permet souvent de réduire les valeurs d'impédance harmonique du réseau, vues du point d'injection au voisinage de la fréquence d'accord et donc les tensions harmoniques sur le réseau.

Pour éviter que ce filtre présente une résonance parallèle (anti-résonance) avec l'inductance du réseau sur lequel ils sont raccordés, on les accorde sur une fréquence inférieure à celle de la première injection de courant harmonique.

A noter aussi que l'installation d'inductances anti-harmoniques accroît la tension permanente à la fréquence fondamentale aux bornes des condensateurs qui doivent donc être dimensionnés en conséquence.

b- Filtre résonant :

Un filtre résonant a pour objet de présenter une impédance très faible au passage d'un courant harmonique à un rang déterminé.

Le facteur de qualité d'un filtre résonant est élevé; l'accord du filtre est donc très pointu. Plusieurs filtres résonants correspondant aux différents rangs harmoniques à filtrer, sont souvent installés, en parallèle.

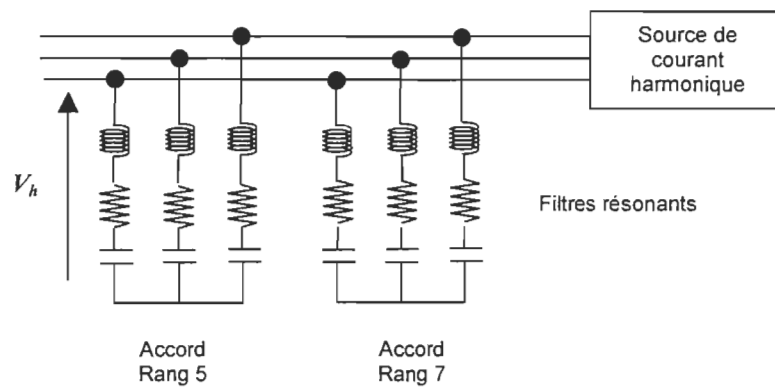


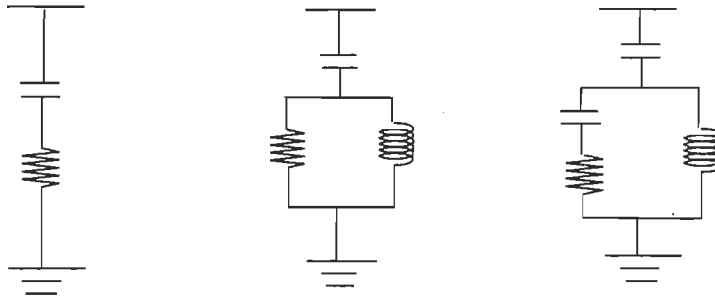
Figure 1.4 : Installations de filtres résonants

La puissance réactive nécessaire pour l'installation est répartie entre condensateurs des différents filtres. Ceci nécessite une étude fine du profil de charge de l'installation.

Les filtres résonants présentent l'inconvénient d'être sensibles aux variations de l'inductance (dus à la qualité de réalisation) ou de la capacité (dus au vieillissement ou à la température), ce qui entraîne un désaccord de l'ensemble. Cette dérive est plus marquée pour les filtres utilisant des condensateurs de faible capacité. Afin d'ajuster la fréquence du filtre à la mise en service, l'inductance doit être munie de prises de réglage.

c- *Filtre amorti* :

On distingue trois types de filtres amortis tels qu'illustrés en figure 1.5; nous avons en (a) un filtre amorti de premier ordre, en (b) un filtre amorti de second ordre et en (c) un filtre de troisième ordre.



1.5.a : filtre de 1^{er} ordre 1.5.b : filtre de 2^{ème} ordre 1.5.c : filtre de 3^{ème} ordre

Figure 1.5 : Filtres amortis passe-haut

Le filtre de premier ordre exige une grande capacité et présente une perte de puissance excessive à la fréquence fondamentale. Les filtres de second ordre et d'ordre 3 sont couramment utilisés. Tous les deux sont en général conçus avec un faible facteur de qualité Fq compris entre 0,7 et 1,4.

Un filtre amorti de second ordre se compose d'une capacité en série avec un ensemble constitué de la mise en parallèle d'une inductance et d'une résistance appelée résistance d'amortissement. Il est utilisé lorsque les performances demandées ne sont pas élevées pour filtrer simultanément les plus hautes fréquences du spectre; c'est un filtre passe-haut de deuxième ordre.

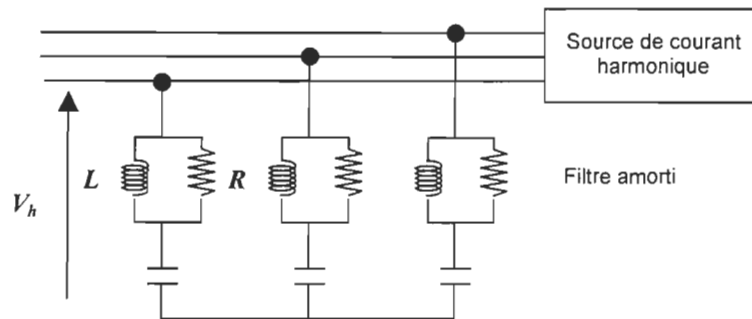


Figure 1.6 : Installation d'un filtre amorti

En pratique, il est courant de mettre en œuvre :

- des filtres résonants accordés sur les premiers rangs harmoniques (rangs 5 et 7) où les injections de courant sont importantes.
- Un filtre amorti pour limiter l'impédance harmonique sur le reste du spectre (rangs > 11).

L'anti-résonance des filtres provoque une amplification des rangs harmoniques inférieurs à la fréquence d'accord. Le premier filtre est alors accordé sur la première fréquence d'injection de façon à ne pas faire coïncider la fréquence d'anti-résonance avec une injection de courant.

Il est important de prévoir une inductance ajustable afin d'accorder correctement le filtre; ce en raison des tolérances sur les valeurs des condensateurs et de l'inductance dont l'effet peut être très important sur l'efficacité du filtre.

Il s'agit dans le présent projet de mettre en œuvre cette pratique, c'est-à-dire de concevoir un filtre passif constitué de filtres résonants et d'un filtre amorti de second ordre dont l'étude théorique et l'algorithme de conception associé sont présentés dans le chapitre 2.

1.3.1.3 Avantages et inconvénients des filtres passifs

Le filtrage passif a déjà largement fait ses preuves dans le milieu industriel grâce à son coût faible, son efficacité et son adaptation pour des réseaux de forte puissance. Il présente cependant les inconvénients suivants :

- La présence sur un même réseau de deux filtres passifs accordés sur un rang théoriquement égal, mais en pratique légèrement différent, provoque entre eux la circulation de courants harmoniques très importants qui provoque rapidement leur destruction. Ce cas se rencontre facilement en raison du fait que la fréquence d'accord varie lentement avec le vieillissement des éléments du filtre. Il faut absolument éviter de raccorder des filtres harmoniques de même rang sur un même réseau.
- La mise en parallèle d'un filtre anti-harmonique et d'une batterie de condensateurs provoque une contrainte pouvant amener la destruction des condensateurs.
- Lorsqu'il y a plusieurs rangs harmoniques à filtrer, il est nécessaire de mettre autant de filtres accordés sur les rangs correspondants. Ce problème peut être résolu en adoptant un filtre à large bande qui atténue plusieurs rangs harmoniques; ce avec un facteur d'atténuation moindre.
- L'implantation de filtres passifs sur un réseau nécessite une étude poussée et précise. En outre, il n'est pas toujours possible de connaître tous les paramètres du réseau, nécessaires à l'étude, lorsqu'il est de grande dimension.
- Finalement, l'amortissement de la résonance dans les systèmes de puissance par les filtres passifs peut introduire des résonances additionnelles indésirables pouvant conduire à la destruction de ces filtres. L'amortissement utilisant la commande et l'électronique de puissance se présente comme solution pour améliorer efficacement le mode opératoire du réseau.

1.3.2 Filtrage actif

Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour compenser les harmoniques dans les systèmes de puissance industriels depuis le principe de compensation de base proposé en 1971 par *Sasaki* et *Machida* [8]. Cependant, au début de l'année 1970, le domaine de filtres actifs de puissance ne connaissait presque pas de progrès au-delà du stade de test de laboratoire, parce que la technologie de ces circuits était très pauvre pour l'implantation pratique du principe de compensation. Dans les années 80, un remarquable progrès des dispositifs de commutation rapide comme les transistors de puissance et les thyristors à induction statique a aiguillonné le centre d'intérêt dans l'étude des filtres actifs pour la compensation des harmoniques [9].

En plus de la technologie de commande (*MLI*) [i.e. modulation de largeur d'impulsion] sophistiquée, le développement de l'étude théorique a rendu possible leur mise au stade de test pratique. En 1990, le filtre actif (*MLI*) a connu un regain d'intérêt. Ses performances de compensation harmonique sont supérieures à celles du filtre passif *LC* classique [9].

1.3.2.1 Principe

Les filtres actifs sont des convertisseurs de puissance, agissant comme source de courants ou de tensions harmoniques, qui injectent en série ou en parallèle sur les réseaux des courants ou des tensions harmoniques en opposition par rapport aux perturbations existantes.

Les convertisseurs de puissance totalement commandables utilisent un GTO, IGBT ou un MOFSET comme organe de réglage en vue d'asservir l'évolution de certaines grandeurs relatives au générateur ou au récepteur. Ces interrupteurs sont à amorçage et blocage commandés. L'utilisation de réseaux de commutation avec les thyristors classiques limite la fréquence de l'onduleur à environ 100 Hz. Les thyristors interruptibles par la gâchette étendent la fréquence jusqu'à environ 2 kHz, le transistor bipolaire à 10 kHz et le transistor MOS de puissance à 25 kHz.

La principale raison de l'utilisation de dispositifs de commutation rapides est de pouvoir commander l'onduleur par modulation de largeur d'impulsions. Plus on effectue des commutations par période, plus on élimine les harmoniques de rangs supérieurs.

1.3.2.2 Principaux types de filtres

Le filtre actif peut être à source de tension ou à source de courant dont les schémas généraux sont présentés aux figures 1.7 et 1.8.

Filtre actif à source de tension [10], [11], [12] :

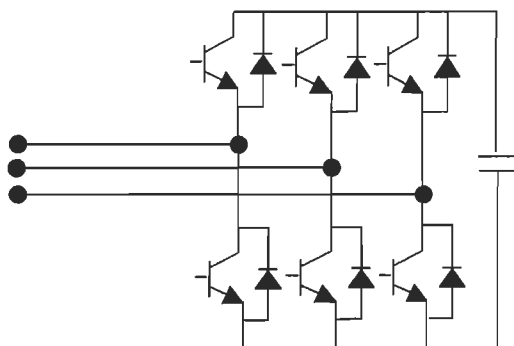


Figure 1.7 : Convertisseur à source de tension

Filtre actif à source de courant [13], [14] :

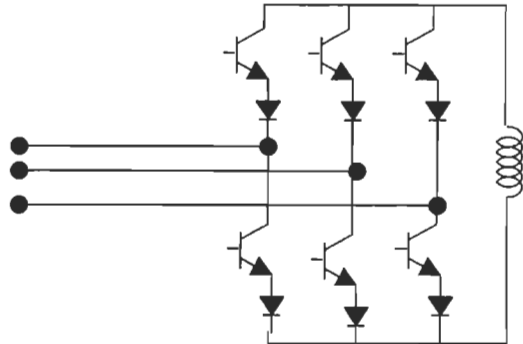


Figure 1.8 : Modèle d'un convertisseur à source de courant

Il est requis que le convertisseur ait :

- 1- Une grande capacité de contrôle de courant pour une meilleure performance
- 2- Une grande efficacité d'opération pour une puissance supérieure

Les convertisseurs à source de tension ou à source de courant peuvent être utilisés pour le filtrage actif. Un filtre actif à source de courant (CSAF) est supérieur en (1), parce que le contrôle de courant se fait sans une boucle de retour. Le filtre actif à source de tension (VSAF) est supérieur en (2), parce que les pertes dans les capacités (CC) sont inférieures à celles dans les réactances (CC) utilisées dans les (CSAF). Plaçant l'importance en (2), plusieurs littératures s'intéressent au filtre actif à source de tension (VSAF). Cependant, le CSAF peut s'avérer prometteur si des bobines supraconductrices entrent dans l'usage pratique parce qu'elles peuvent offrir une réactance (CC) avec moins de pertes [13].

Un système de filtrage pratique consiste en une combinaison d'un filtre actif (FA) et d'un filtre passe-haut de second ordre; une excellente performance de filtrage avec une faible fréquence de

commutation est ainsi obtenue. Le filtre actif supprime les harmoniques de rangs faibles, pendant que le filtre passe haut s'occupe du filtrage des harmoniques de rangs élevés dans les courants de la charge.

1.3.2.3 Principales combinaisons possibles

1.3.2.3.1 Filtrage actif parallèle (shunt)

Il est placé en parallèle avec la charge. On parle alors de filtre shunt ou parallèle. Il existe deux types de fonctionnement pour un filtre actif parallèle :

Compensation de courants harmoniques :

Le filtre actif parallèle compensateur de courant injecte un courant qui s'oppose au courant harmonique émis par la charge. L'ensemble charge/filtre se présente sur le réseau comme une charge qui absorbe un courant sinusoïdal. Le dimensionnement du filtre actif dépend du courant harmonique à fournir.

Compensation de tensions harmoniques :

Le filtre actif parallèle compensateur de tension a pour rôle de maintenir sinusoïdale la tension à ses bornes, c'est-à-dire du côté de la charge. Le filtre actif injecte un courant harmonique au travers de l'impédance Z_s de façon à créer à ses bornes une chute de tension harmonique qui permet de régler la tension harmonique aux bornes de la charge. Cette stratégie de filtrage convient lorsque l'impédance de ligne Z_s est suffisamment grande. En effet, le dimensionnement en courant du filtre actif dépend du rapport : tension -source / impédance -source.

1.3.2.3.2 Filtrage actif série

Le filtre actif fonctionnant en compensateur de tension fournit une tension qui s'oppose à la tension harmonique du côté de la source et à la chute de tension harmonique due à la charge non-linéaire. Il permet de limiter la tension harmonique aux bornes de la charge.

1.3.2.3.3 Filtrage hybride (mixte actif -passif)

Le filtrage mixte ou hybride résulte de l'association d'un filtre passif et d'un filtre actif. L'intérêt des filtres mixtes est que le filtre passif prend en charge la compensation d'une grande partie des harmoniques, le filtre actif maintient les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau. Ainsi la puissance du convertisseur qui constitue le filtre actif est fortement diminuée grâce aux éléments passifs. Ces structures permettent donc d'optimiser le rapport performance/coût et d'avoir une meilleure tenue de tension. De nombreuses variantes sont possibles mais peu ont été réalisées industriellement. Des performances élevées sont possibles, même avec un filtre actif de puissance réduite [15].

Filtre actif en série avec la source / filtres passifs en parallèle avec la charge :

Les filtres passifs sont accordés aux fréquences des harmoniques fortement présents sur le réseau, ils absorbent une grande partie des courants harmoniques créés par la charge non linéaire. Le filtre actif fournit une tension qui s'oppose à la tension harmonique venant du côté source et à la chute de tension harmonique due à la charge non linéaire de façon à contrôler la tension harmonique aux bornes de la charge.

Filtre actif et filtres passifs en parallèle avec la charge :

Les filtres passifs sont accordés aux fréquences des harmoniques fortement présents sur le réseau. Le filtre actif se comporte comme une source de tension contrôlée en courant. Les composantes

harmoniques du courant de la charge sont absorbées par la branche parallèle. Le courant i_s du réseau est alors sinusoïdal.

1.3.2.4 Avantages et inconvénients des filtres actifs

Le filtre actif offre de nombreux avantages :

- Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau;
- Il peut compenser plusieurs rangs harmoniques (dans la limite de sa bande passante);
- Il ne passe pas en surcharge lorsque le courant harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif. Il limite son émission de compensation harmonique au maximum de ses capacités, mais il n'y a aucun risque de destruction;
- Le risque de résonance entre le filtre et l'impédance du réseau ne se présente pas comme dans le cas du filtre passif;
- Il peut protéger des condensateurs de compensation par élimination des courants harmoniques générés par une charge.

Toutefois, le filtrage actif présente quelques inconvénients :

- Le filtrage actif n'est possible que dans le cas des réseaux de faible puissance;
- Il permet la compensation de l'énergie réactive, mais à un coût très élevé par rapport au filtrage passif;
- Son coût est beaucoup plus élevé que celui du filtrage passif.

Le filtrage actif est donc plus intéressant sur des charges ne nécessitant pas de compensation de la puissance réactive. Par contre, le filtrage passif est intéressant sur des charges nécessitant cette compensation.

Le tableau en ANNEXE 2 présente quelques éléments de comparaison entre le filtrage passif et le filtrage actif.

1.3.2.5 Filtres hybrides parallèles dédiés à l'amortissement de la résonance

L'atténuation de la résonance harmonique dans les systèmes de distribution est un problème qui demande une attention spéciale. La solution la plus efficace et la plus économique est d'adopter des filtres hybrides dans lesquels les filtres actifs agissent comme une composante variable fictive apte à changer les conditions opératoires du système d'une manière dynamique dans le but d'atténuer la résonance. En plus, la performance du filtre passif est aussi améliorée. Selon la configuration du système de filtrage et de la stratégie de commande, la composante générée peut être résistive ou inductive ou elle peut être les deux. Il est important de souligner que le filtrage harmonique et l'atténuation de la résonance ne sont pas toujours compatibles. Le contrôle visé pour le filtrage harmonique en régime permanent peut avoir des effets négatifs par rapport à l'atténuation de la résonance durant le régime transitoire.

Les filtres actifs hybrides peuvent fournir aussi bien un bon amortissement de la résonance que le filtrage harmonique; par ailleurs la performance dépend autant de la configuration que de la stratégie de contrôle. Le filtre actif agit comme une impédance fictive dans le circuit et change par conséquent les caractéristiques fréquentielles du système. Comme la nature de l'impédance active peut être variée par la commande, elle présente une solution adaptative pour l'amortissement de la résonance harmonique. Cependant, un compromis est à résoudre entre le filtrage harmonique et l'amortissement de la résonance.

Quatre topologies de filtres hybrides parallèles sont illustrées ci-dessous [16]:

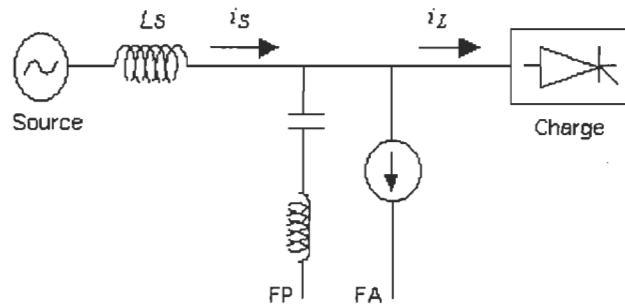


Figure 1.9.a : Configuration de type 1

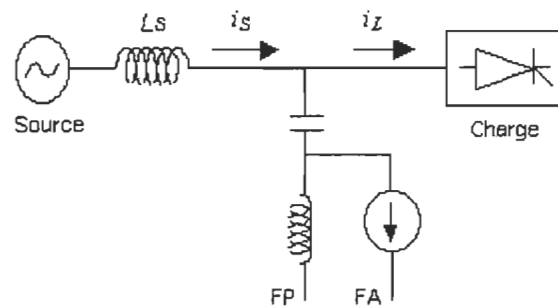


Figure 1.9.b : Configuration de type 2

Figure 1.9 : Topologies de filtres hybrides parallèles

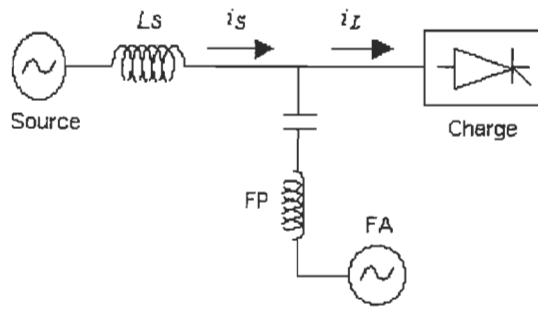


Figure 1.9.c : Configuration de type 3-1

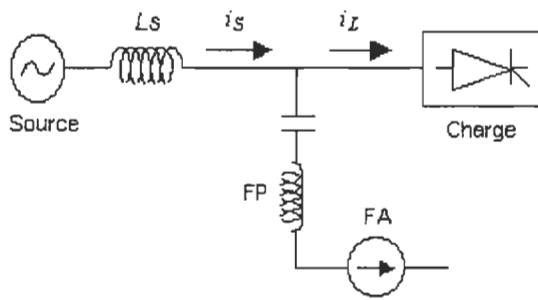


Figure 1.9.d : Configuration de type 3-2

Figure 1.9 : Topologies de filtres hybrides parallèles

Tableau 1.1 : Caractéristiques des configurations de filtres hybrides parallèles présentées à la figure 1.9, [16].

Type de configuration	Type 1	Type 2	Type 3-1	Type 3-2
Connexion du circuit du filtre actif	Filtre actif parallèle et filtre passif parallèle	Filtre actif en parallèle avec l'inductance du filtre passif	Filtre actif en série avec un filtre passif parallèle	Filtre actif en série avec un filtre passif parallèle
Comportement du filtre	Source de courant harmonique	Source de tension et courant harmonique	Source de tension et courant harmonique	Source de courant harmonique
Principe de Contrôle d'amortissement	$i_{AF} = -K_d di_{sh} / dt$	$i_{AF} = -K_i \int i_{sh} dt$	$v_{AF} = K_p i_{sh}$	$i_{AF} = V_{F1} / Z_F - i_{Lh}$, $V_{AF} = I_{Lh} Z_F$
Impédance active	$Z_D = r_D$ $r_D = L_s / K_d$	$Z_D = r_D + 1/s C_D$ $r_D = K_i L_F$, $C_D = 1/K_i R_F$	$Z_D = r_D$ $r_D = K_p$	$Z_D = -Z_F$
Méthode d'amortissement	Injection d'un courant résistif pour augmenter le facteur d'amortissement	Injection partielle d'un courant résistif pour augmenter le facteur d'amortissement	Insertion d'une tension dans la ligne pour isoler la propagation des harmoniques entre la source et la charge	Insertion d'une tension négative dans le FP pour court-circuiter le courant harmonique de charge
Effets de l'amortissement	Résonance parallèle	Résonances série et parallèle	Résonances série et parallèle	Résonance parallèle
Inconvénients	Amplification des tensions harmoniques	Le facteur K_i exigé est relativement important	La bande passante du filtre est faible	Pas d'effet dans le cas de la résonance série

La configuration de type 3.1 (Fig. 1.9) sera étudiée dans le cadre du présent projet avec application de différents algorithmes de commande dont une revue générale est présentée dans le paragraphe suivant. Il s'agit d'un filtre actif commandé en tension mis en série avec un filtre passif shunt; il agit au sein du réseau en tant que source de tension contrôlable, à la différence du filtre actif classique (*) qui agit en tant que source de courant contrôlable. D'où, notre choix d'un convertisseur MLI à source de tension, par rapport au convertisseur MLI à source de courant, pour réaliser notre filtre actif.

1.3.3 Stratégies de commande des filtres actifs

La commande de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de générer une tension ou un courant de sortie d'amplitude et de fréquence variables. Par ailleurs, la qualité de l'onde obtenue dépend du nombre d'angles de commutation dans une période de fonctionnement. Un découpage approprié du signal d'entrée permet de régler la tension ou le courant de sortie et de neutraliser un certain nombre d'harmoniques.

Deux lois générales de modulation sont adaptables au dispositif de commande MLI. L'une consiste à régler la tension ou le courant de sortie en faisant varier les angles de commutation, tout en éliminant un nombre fixe d'harmoniques, l'autre consiste à moduler une tension ou un courant de référence avec un train d'impulsions de haute fréquence de rapport cyclique variable et l'onde résultante est l'image du signal recherché.

() Un filtre actif à source de tension commandé en courant dédié à la compensation des courants harmoniques, sera étudié en premier dans le cadre de ce projet en tant qu'application usuelle et à la fois préliminaire mettant en relief le comportement compensatoire et les caractéristiques des algorithmes de détection des harmoniques dédiés à la commande.*

Par ailleurs, les performances du filtre actif dépendent essentiellement de l'approche de détection harmonique utilisée. Il existe différentes méthodes de détection harmonique qui peuvent être classifiées en deux catégories principales à savoir l'approche temporelle et l'approche fréquentielle. La DFT, la DFTR et le filtre de Kalman sont des approches fréquentielles alors que la méthode des puissances instantanées est une approche temporelle.

1.3.3.1 Transformée de Fourier Discrète (DFT) [17], [18], [19]

La transformée de Fourier discrète (DFT) est l'un des outils fondamentaux de traitement des signaux numériques et est beaucoup utilisée dans de nombreuses applications industrielles incluant l'analyse de systèmes de puissance, les diagnostics des machines et conduites électriques, l'analyse des vibrations, les applications des radars, l'instrumentation médicale, les communications, le traitement des images, les systèmes de commande numérique etc. ; ce pour estimer le contenu spectral de différents signaux [19].

La DFT convertit le signal d'entrée du domaine temporel au domaine fréquentiel. Lorsque le signal est converti dans le domaine fréquentiel, le bruit ou certaines composantes fréquentielles indésirables peuvent effectivement être filtrés. Ensuite en appliquant l'inverse de la DFT, le signal peut être reconverti dans le domaine temporel. Les algorithmes de transformée de Fourier rapide FFT sont des méthodes efficaces de calcul de la DFT.

Pour de nombreuses applications de calcul, le temps joue un rôle important dans l'utilisation de la FFT et un grand nombre de versions de la FFT ont été développées pour répondre à un compromis de vitesse de calcul, d'allocation de mémoire et de complexité de l'algorithme. Le temps de calcul peut être réduit en utilisant la symétrie, la périodicité, etc. de la DFT. Le temps de calcul peut aussi être réduit en utilisant le parallélisme dans la FFT, les données sont séparées en sous-blocs qui peuvent être traitées simultanément par de multiples processeurs. Seulement pour

rendre efficace l'utilisation de la méthode de parallélisme, le délai de communication entre processeurs doit être minimal [17].

1.3.3.2 Transformée de Fourier Discrète Récursive (DFTR)

En réalité, il existe une relation simple entre les coefficients de Fourier pour des données consécutives de même fréquence quand la fenêtre de données est déplacée d'un point ("one data point"). Une deuxième solution plus efficace consiste donc à utiliser une forme récursive qui permet de minimiser le nombre d'opérations de calculs et par conséquent la vitesse et l'allocation mémoire. Dans ce sens, de nombreux algorithmes de la DFT récursive (DFTR) ont été développés [20], [21]. Les efforts de calcul pour de telles techniques sont proportionnels à la longueur de la transformation = N qui est meilleure que la longueur ($N \log_2 N$) relative aux schémas basés sur la DFT.

Dans le cadre du présent projet, les deux formes sus-citées sont étudiées, à savoir la DFT classique qui a été adaptée au suivi d'un signal d'amplitude variant dans le temps avec un délai de convergence non important, et la DFTR dont les résultats sont comparables à la première méthode mais qui présente l'avantage d'un fonctionnement en temps réel.

1.3.3.3 Filtre de KALMAN

Une autre approche basée sur le filtre de Kalman permet une estimation optimale des paramètres d'un signal variant dans le temps. Le filtre de Kalman a démontré son efficacité pour résoudre de nombreux problèmes pratiques dans différents domaines en particulier dans le domaine de l'aéronautique et de l'aérospatiale.

Une des propriétés du filtre de Kalman est le calcul récursif de la solution; en particulier chaque nouvelle estimée de l'état est calculée à partir de l'ancienne estimée et une nouvelle donnée d'entrée; seule l'ancienne estimée nécessite d'être stockée et pour cette raison le filtre de Kalman est idéalement adaptée à une implantation sur ordinateur.

Le filtre de Kalman n'exige pas, à la différence de la DFT ou de la DFTR, que le nombre d'échantillons par période soit un entier puissance de 2. L'implantation du modèle du filtre de Kalman linéaire est relativement simple; cependant les équations d'état, les équations de mesure et les matrices de covariances doivent être correctement définies.

Le filtre de Kalman [22], [23] peut être utilisé pour l'estimation des harmoniques quand la fréquence fondamentale est fixée. Quoique l'algorithme peut suivre les variations du signal, sa capacité est limitée aux variations d'amplitude et de phase [18]. Durant les variations de fréquence, son fonctionnement est altéré car il ne peut pas actualiser par lui même la valeur de la fréquence après chaque variation. Pour résoudre ce problème il faut tenir compte de l'élément fréquence dans l'équation d'état; le modèle du filtre de Kalman sera dans ce cas décrit par des équations mathématiques non-linéaires ou différentielles; d'où le filtre de Kalman non-linéaire appelé filtre de Kalman étendu (FKE) [24].

La recherche d'une solution, c'est-à-dire l'estimation des paramètres par un FKE, consistera à linéariser les équations d'état autour d'un point ou d'un ensemble de points dits de référence appelés aussi trajectoire de référence. Le gain du filtre de Kalman étendu ne peut pas être déterminé a priori comme dans le cas linéaire; de plus tous ses paramètres deviennent des fonctions aléatoires dépendant de l'estimation. Le filtre FKE a donc une tendance à diverger si le passage de l'ancienne estimée à la nouvelle estimée s'écarte des limites de la zone de linéarité.

Une technique sous-optimale qui évite l'emploi d'un filtre non-linéaire consiste à décomposer le problème d'estimation des paramètres par l'utilisation de deux estimateurs. La solution la plus simple et la plus robuste consiste à adopter un estimateur de fréquence permettant l'actualisation

de la valeur de la fréquence dans l'algorithme de Kalman. Une étude détaillée du filtre de Kalman sera présentée dans le chapitre 3 afin de mettre en valeur par simulation ses caractéristiques.

1.3.3.4 Méthode des Puissances Instantanées

À côté de ces approches fréquentielles, une approche temporelle qui a prouvé son efficacité, à en croire la littérature, sera étudiée dans le cadre de ce projet. Il s'agit de la méthode des puissances instantanées [10], [11], [12]. Cette méthode présente, comparée aux autres méthodes, certains inconvénients, elle ne permet pas de détecter un rang harmonique spécifique et sa bande passante doit être suffisamment large afin de ne pas perdre la précision; elle est essentiellement adaptée aux systèmes triphasés équilibrés. Par ailleurs, il est à mentionner que la méthode des puissances instantanées présente certains avantages puisqu'elle est plus robuste face à tout type de variations du signal en comparaison avec les autres méthodes; en particulier dans le cas où des harmoniques non nécessairement des entiers multiples de la fréquence fondamentale sont présents dans le réseau.

Les différentes caractéristiques des algorithmes proposés seront mises en évidence par les simulations et l'expérience dans les chapitres 3, 4 et le chapitre 5 du présent projet. Les performances des architectures proposées seront examinées et des solutions seront adoptées pour améliorer leur performance et robustesse.

1.4 Conclusion

La recherche bibliographique présentée dans ce chapitre a permis de relever toutes les causes responsables de la propagation harmonique et particulièrement du problème de résonance dû à la circulation de ces harmoniques dans les réseaux électriques. Mais surtout elle a permis de mettre en relief les différentes solutions possibles pour le contrôle des harmoniques en précisant les

avantages et les inconvénients de chacune. Ainsi, les solutions de filtrage passif ou actif à étudier dans le cadre de ce projet ont été définies.

En résumé, nous nous intéresserons dans les prochains chapitres aux points suivants :

i) Dans le cas du filtrage passif, nous allons concevoir un filtre passif constitué de filtres résonants et d'un filtre amorti de second ordre, dont l'étude théorique et l'algorithme de conception associés sont présentés dans le chapitre 2. Nous faisons appel à la même catégorie de filtres, autrement dit à un filtre passif résonant dans le cadre de l'application d'un filtre actif hybride dédié à l'amortissement de la résonance.

ii) Dans le cas du filtrage actif, nous faisons l'étude de différents algorithmes de détection des harmoniques pour la commande des filtres actifs. Il s'agit notamment des deux formes d'analyse de Fourier qui sont la DFT classique et la DFTR, du filtre de Kalman linéaire et de la méthode des puissances instantanées. Le degré de performance, les avantages et les inconvénients de chaque approche seront aussi étudiés.

iii) Pour une mise en relief du comportement des différents algorithmes de détection des harmoniques dans les différentes situations réelles pouvant survenir dans le réseau, une première application adoptant un filtre actif dédié à la compensation des harmoniques dans un réseau électrique de distribution sera présentée.

iv) Une deuxième application adoptant un filtre hybride dédié à l'amortissement de la résonance et qui constitue l'objectif principal de notre projet sera présentée. Il s'agit d'un filtre actif commandé en tension, mis en série avec un filtre passif shunt; il agit au sein du réseau comme source de tension contrôlable, contrairement au filtre actif classique qui agit comme source de courant contrôlable. Cette deuxième application fera l'objet d'une mise en œuvre pratique dont les résultats d'implantation seront présentés pour valider les résultats de simulations.

CHAPITRE 2 : ETUDE ET DIMENSIONNEMENT DES FILTRES PASSIFS

2.1 Introduction

Deux types de filtres sont couramment utilisés :

- i) Le filtre résonant avec un facteur de qualité Fq élevé, est accordé sur les fréquences harmoniques de rangs réduits comme les 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques.
- ii) Le filtre amorti avec un facteur de qualité Fq faible, offre une impédance faible dans une bande de fréquences embrassant, par exemple le 11^{ème} et les rangs harmoniques élevés. D'où l'appellation de filtre passe-haut.

Le coût des filtres (ca) est suffisamment élevé pour justifier une conception précise. Le coût des filtres peut être partiellement destiné à la puissance réactive et partiellement au filtrage harmonique, cependant il n'existe aucune base logique de la division.

Par l'installation des filtres passifs, deux objectifs sont visés : i) réduire les tensions et les courants harmoniques dans les réseaux (ca) à des niveaux acceptables, ii) fournir tout ou une partie de la puissance réactive consommée. Il faut donc concevoir un filtre minimum; autrement dit un filtre qui supprime adéquatement les harmoniques à un coût minimal et qui fournit de la puissance réactive (pas nécessairement toute la puissance requise).

La méthode de dimensionnement présentée dans le paragraphe suivant respecte ce compromis, elle est extraite de la référence [6].

2.2 Méthode de dimensionnement d'un filtre passif parallèle et algorithme associé

2.2.1 Conception d'un filtre résonant simple

Un filtre résonant simple est un circuit RLC série accordé sur la fréquence d'un seul harmonique (figure 2.1). Son impédance Z_F est donnée par :

$$Z_F = R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) \quad (2.1)$$

où : R est la résistance du filtre (Ω) ;

L est l'inductance du filtre (H) ;

C est la capacité du filtre (F) ;

ω est la pulsation du réseau; $\omega = 2\pi f$ avec f la fréquence du réseau.

A sa fréquence de résonance, son impédance est une résistance R de valeur relativement faible.

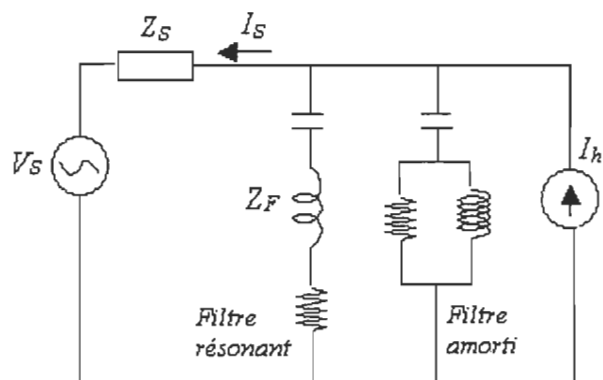


Figure 2.1 : Schéma monophasé d'un réseau avec un filtre résonant et amorti

A partir des relations suivantes :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad : \text{Fréquence angulaire d'accord (rad/sec);}$$

$$\delta = \frac{\omega - \omega_n}{\omega_n} \quad : \text{Déviation de la fréquence par rapport à la fréquence de résonance;}$$

$$X_o = L\omega_n = \frac{1}{C\omega_n} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad : \text{Réactance de l'inductance ou de la capacité à la fréquence d'accord;}$$

$$Fq = \frac{X_o}{R} \quad : \text{Facteur de qualité de l'inductance ou d'accord du filtre.}$$

nous obtenons :

$$\omega = \omega_n(1 + \delta) ; \quad C = \frac{1}{\omega_n X_o} = \frac{1}{\omega_n R \cdot Fq} ; \quad L = \frac{X_o}{\omega_n} = \frac{R \cdot Fq}{\omega_n}$$

La substitution de ces équations dans l'équation (2.1) donne :

$$Z_F = R \cdot \left(1 + jFq \cdot \delta \frac{2 + \delta}{1 + \delta}\right) \quad (2.2)$$

Pour de faibles déviations de fréquence ($\delta \ll 1$), l'impédance est donnée d'une manière très rapprochée par :

$$Z_F \cong R(1 + j2\delta \cdot Fq) = X_o \left(\frac{1}{Fq} + 2j\delta\right) \quad (2.3)$$

$$|Z_F| \cong R \sqrt{1 + 4\delta^2 \cdot Fq^2} = X_o \sqrt{\frac{1}{Fq^2} + 4\delta^2} \quad (2.4)$$

Sous de telles conditions, l'admittance, la conductance et la susceptance du filtre sont données par :

$$Y_F \cong \frac{1}{R(1+j2\delta.Fq)} = \frac{1-j2\delta.Fq}{R(1+4\delta^2.Fq^2)} = \frac{Fq-j2\delta.Fq^2}{X_o(1+4\delta^2.Fq^2)} \quad (2.5)$$

$$|Y_F| \cong \frac{1}{R\sqrt{1+4\delta^2.Fq^2}} = \frac{Fq}{X_o\sqrt{1+4\delta^2.Fq^2}} \quad (2.6)$$

$$G_F \cong \frac{1}{R(1+4\delta^2.Fq^2)} = \frac{Fq}{X_o(1+4\delta^2.Fq^2)} \quad (2.7)$$

$$B_F \cong \frac{2\delta.Fq}{R(1+4\delta^2.Fq^2)} = \frac{2\delta.Fq^2}{X_o(1+4\delta^2.Fq^2)} \quad (2.8)$$

Déviaton de la fréquence :

Dans la pratique, le filtre n'est pas toujours accordé exactement sur la fréquence de l'harmonique à supprimer.

La fréquence du réseau (ω) peut changer; ce qui cause un changement proportionnel de la fréquence harmonique. Aussi, l'inductance et la capacité peuvent changer à cause du changement de la température ambiante, etc. Les changements de L et de C de 2% causent la même atténuation que le changement de la fréquence du réseau de 1%.

Le désaccord total ou la déviation de la fréquence équivalente est donnée par l'équation suivante :

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad (2.9)$$

Minimisation de la tension harmonique V_h :

Il s'agit de minimiser, non l'impédance du filtre Z_{hF} seule, mais l'impédance Z_h résultant de la combinaison parallèle de l'impédance du filtre Z_{hF} et de l'impédance Z_{hS} du réseau (ca) :

$$V_h = |Z_h| I_{hs} = \frac{|I_{hs}|}{|Y_h|} = \frac{|I_{hs}|}{|Y_{hF} + Y_{hS}|} \quad (2.10)$$

où :

- I_{hs} est le courant harmonique de rang h du côté de la source du réseau;
- Y_{hF} est l'admittance du filtre;
- Y_{hS} est l'admittance du réseau;
- Y_h est l'admittance équivalente de la mise en parallèle de Y_{hF} et Y_{hS} .

Les variables qui ne sont pas sous le contrôle du concepteur du filtre sont choisies avec pessimisme pour avoir V_h maximale; ensuite les variables sous contrôle sont choisies de manière optimale pour donner à V_h une valeur acceptable. Les variables auxquelles des valeurs pessimistes sont attribuées sont :

- La déviation de fréquence : δ (la tension harmonique augmente avec δ), sa valeur maximale est notée δ_{max} .
- L'impédance du réseau : Z_{hS} .

C'est une valeur optimale de Fq qui donne une tension harmonique minimale pour des conditions fixées du réseau, cette valeur est dénotée par Fq_0 . Puisque Fq_0 dépend de l'impédance du réseau qui est susceptible de varier, plusieurs cas doivent être examinés.

- Cas 1 : Impédance du réseau infinie

Dans ce cas, l'impédance résultante est simplement celle du filtre :

$$Z_h = Z_{hF}$$

d'où :

$$V_h = |Z_{hF}| I_{hs} = X_o \left(Fq^{-2} + 4\delta_{max}^2 \right)^{\frac{1}{2}} I_{hs} \quad (2.11)$$

Pour X_o et δ_{max} donnés, V_h est minimisée en mettant $Fq = Fq_o = \infty$

Ensuite, la tension harmonique est donnée par :

$$V_h = 2 \delta_{max} \cdot X_o \cdot I_{hs} \quad (2.12)$$

Dans la pratique, il existe une valeur maximale de Fq pour laquelle la bobine peut être construite pour opérer à une fréquence donnée. Inversement l'économie du coût impose une valeur de Fq assez faible. Si l'harmonique de tension dépasse les limites permises pour cette valeur de Fq , il devient nécessaire de diminuer X_o .

- Cas 2 : Réseau réactif pur

L'hypothèse d'une impédance infinie du réseau est optimiste et irréaliste. Nous considérons maintenant la condition la plus pessimiste à savoir celle d'un réseau purement réactif en présence de résonance harmonique :

$$V_h = \frac{I_{hs}}{\sqrt{(G_{hF} + G_{hs})^2 + (B_{hF} + B_{hs})^2}} \quad (2.13)$$

Avec l'hypothèse de réseau réactif pur, nous posons : $G_{hs} = 0$; si nous supposons qu'il y'a résonance, nous pouvons poser : $B_{hF} + B_{hs} = 0$,

Ainsi la relation (2.13) devient :

$$V_h = \frac{I_{hs}}{G_{hF}} \quad (2.14)$$

avec $\delta = \delta_{max}$.

d'où :

$$V_h = X_o (Fq^{-1} + 4\delta_{max}^2 \cdot Fq) I_{hs} \quad (2.15)$$

La tension V_h est minimisée si $Fq = Fq_o = \frac{1}{2\delta_{max}}$

Soit une tension harmonique minimale donnée par :

$$V_h = 4\delta_{max} X_o \cdot I_{hs} \quad (2.16)$$

Le présent cas quoique réaliste, reste pessimiste parce que la plupart des réseaux de puissance ont une conductance qui diminue la tension en cas de résonance parallèle.

- Cas 3 : Réseau avec un angle d'impédance limité

Soit l'angle associé à l'impédance du réseau ϕ limité aux valeurs $\pm \phi_{max}$, où : $0^\circ < \phi_{max} < 90^\circ$.

Il est montré que la tension harmonique la plus élevée survient si : $\phi = \phi_{max}$. Nous devons trouver et utiliser la valeur qui minimise $|Y_h|$ et par conséquent, qui maximise V_h . Le schéma de la figure 2.2 est une représentation graphique de l'angle d'impédance du réseau ϕ , il est tracé

pour $\phi_{max}=60^\circ$. Comme précédemment, la valeur la plus élevée de δ , soit δ_{max} doit être considérée; et l'optimum de q doit être trouvé pour maximiser $|Y_h|$.

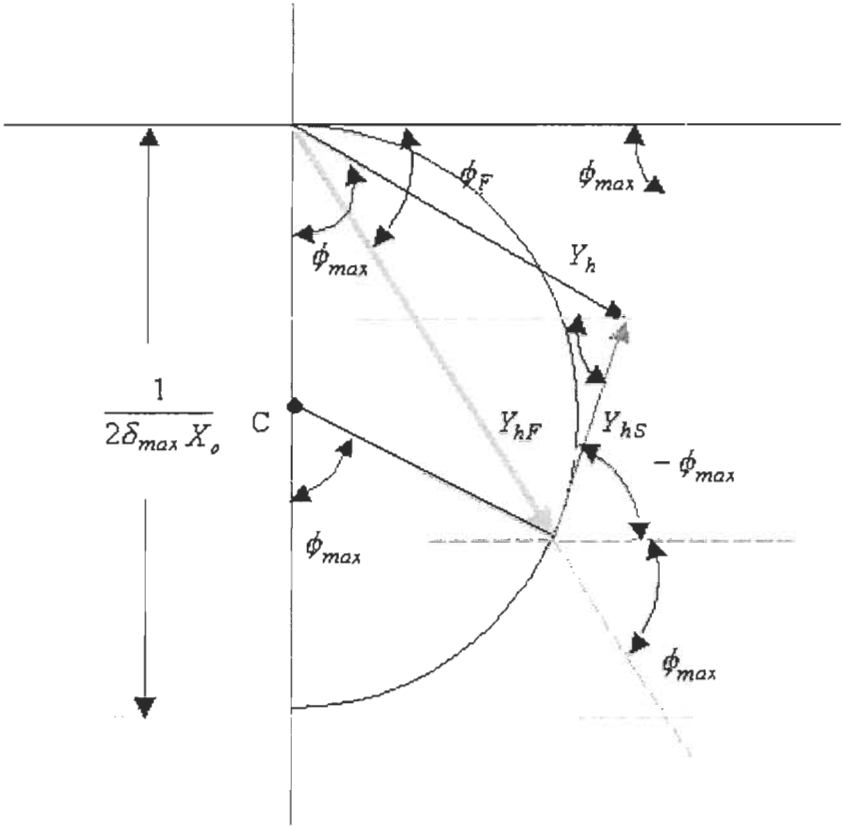


Figure 2.2 : Représentation graphique de l'angle d'impédance du réseau

D'après le schéma :

$$\tan(\phi_F) = \cot(\phi_{max} / 2) = \frac{X_F}{R_F} = \frac{2\delta_{max} X_o}{X_o / Fq} = 2\delta_{max} \cdot Fq \quad (2.17)$$

d'où la valeur de Fq_o :

$$Fq_o = \frac{\cot(\phi_{max} / 2)}{2 \times \delta_{max}} = \frac{\cos(\phi_{max}) + 1}{2 \times \delta_{max} \times \sin(\phi_{max})} \quad (2.18)$$

et la tension harmonique est :

$$V_h = \frac{I_{hs}}{|Y_h|} = \frac{4\delta_{max} X_o \cdot I_{hs}}{\cos(\phi_{max}) + 1} \quad (2.19)$$

- *Coût minimal d'un filtre résonant :*

Le coût d'un filtre résonant pour un rang harmonique déterminé varie avec la puissance (var) du filtre et il est minimal pour une puissance particulière :

$$K = E \times Q + M \times Q^{-1} \quad (2.20)$$

où :

- K : coût (\$)
- Q : puissance du filtre (var)
- E, M : constantes (\$/var)

La capacité du filtre est sujette à des courants et des tensions relatifs à la fréquence fondamentale du réseau (ca) et la fréquence harmonique (de rang h) sur laquelle le filtre est accordé.

La puissance nominale de la capacité est la somme de la puissance réactive fondamentale et la puissance réactive harmonique pour laquelle le filtre est conçu. Les autres harmoniques dans le filtre résonant sont négligeables.

La puissance de la capacité peut être exprimée comme suit :

$$Q_c = V_c^2 \omega C + \frac{I_{hF}^2}{h \omega C} = Q + \frac{V_c^2 I_{hF}^2}{h \cdot Q} \quad (2.21)$$

où : C est la capacité (F) ;

$\omega = 2 \times \pi \times f$; f étant la fréquence fondamentale du réseau ;

V_c est la tension fondamentale aux bornes du condensateur (V) ;

I_{hF} est le courant harmonique de rang h (A) ;

Q est la puissance de la capacité à la fréquence fondamentale (var).

Il est supposé aussi que l'inductance dépend de façon similaire, de la somme des puissances réactives fondamentale et harmonique :

$$Q_L = \frac{Q}{h^2} + \frac{V_c^2 I_{hF}^2}{h \cdot Q} \quad (2.22)$$

En négligeant le coût de la résistance, le coût total du filtre est donné par :

$$K = Q_c \times U_c + Q_L \times U_L \quad (2.23)$$

où U_c et U_L sont respectivement les coûts unitaires de la capacité et de l'inductance.

La substitution des valeurs de Q_c et Q_L dans (2.23) donne :

$$K = Q \times (U_c + \frac{U_L}{h_2}) + \frac{V_c^2 \times I_{hf}^2}{h \times Q} \times (U_c + U_L) \quad (2.24)$$

$$K = E \times Q + M \times Q^{-1} \quad (2.25)$$

La puissance relative à un coût minimal est trouvée par le calcul de $\frac{dK}{dQ} = 0$

$$\frac{dK}{dQ} = E - M \times Q^{-2} = 0$$

d'où :

$$Q_{min} = \sqrt{\frac{M}{E}} \quad \text{et} \quad K_{min} = 2\sqrt{M \times E}$$

2.2.2 Conception d'un filtre amorti (passe-haut) de second ordre

L'impédance du filtre de second ordre (figure 1.5) est :

$$Z_{ph} = \frac{1}{jC\omega} + (\frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega})^{-1} \quad (2.26)$$

Les variables suivantes sont introduites :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} ; \quad f' = \frac{\omega}{\omega_n} = \frac{f}{f_n} ; \quad X_o = \sqrt{\frac{L}{C}} ;$$

$$Fq = \frac{R}{X_o} ; \quad Z' = \frac{Z}{X_o} ;$$

$$Z'_{ph} = \frac{1}{j\omega f'} + \left(\frac{1}{q} + \frac{1}{j\omega f'} \right)^{-1}; \quad Z_{ph} = X_o \cdot Z'_{ph};$$

$$R = \sigma \cdot X_o, \quad (Fq = \sigma);$$

$$0.5 < \sigma < 2 \quad \text{et} \quad h_o \leq \sqrt{2} h_{\min};$$

où :

h_{\min} est le rang harmonique le plus faible filtré par le filtre passe haut ;

h_o est le rang harmonique choisi pour le calcul de la fréquence de résonance du filtre passe-haut.

2.2.3 Algorithme de conception des filtres résonants et du filtre amorti

Considérons le schéma simplifié d'un réseau électrique avec filtres passifs, représenté à la figure 2.3, sur la base duquel les étapes de conception d'un filtre passif seront décrites.

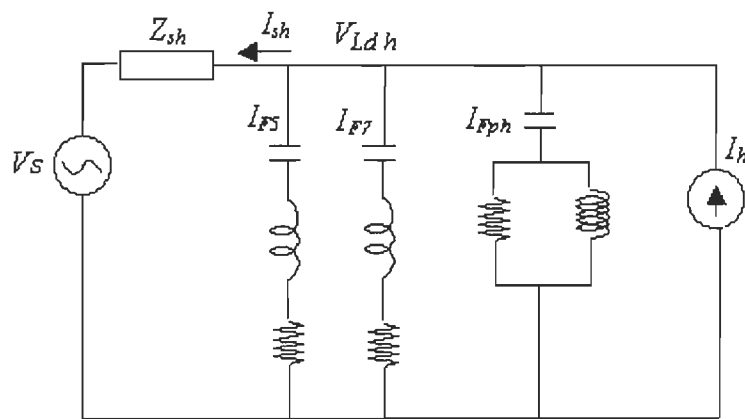


Figure 2.3 : Schéma monophasé d'un réseau simplifié avec filtres

Étape 1 : Déterminer l'impédance de la source

A noter que pour les réseaux de distribution de type industriel, l'impédance du transformateur d'alimentation est prédominante et peut être considérée souvent comme impédance de source.

Étape 2 : Déterminer les courants harmoniques produits par la charge non-linéaire

Les données sur les courants harmoniques (amplitudes et phases) produits par la charge non-linéaire peuvent être obtenues soit par des mesures expérimentales soit par simulation numérique. La puissance S_1 (puissance apparente monophasée en VA à la fréquence fondamentale) et le facteur de puissance F_p de la charge non-linéaire doivent être spécifiés.

Étape 3 : Calculer la puissance réactive monophasée Q (var) requise pour la compensation

$$Q = S_1 \sqrt{1 - F_p^2} \quad (2.27)$$
$$S_1 = V_{Ld1} \cdot I_{Ld}$$

V_{Ld1} : valeur efficace de la tension fondamentale phase-neutre à l'entrée de la charge non-linéaire

I_{Ld} : valeur efficace du courant fondamental nominal absorbé par la charge non-linéaire

Étape 4 : Déterminer la valeur totale du condensateur C_{tot} requis par phase pour fournir la puissance réactive Q

En première approximation, C_{tot} est déterminée par :

$$C_{tot} = \frac{Q}{(\omega_1 \cdot V_{C1}^2)} \quad (2.28)$$

V_{C1} : valeur efficace de la tension fondamentale aux bornes du condensateur

$\omega_1 = 2\pi f$; f est la fréquence fondamentale (60 Hz)

Étape 5 : Répartir la valeur de C_{tot} entre toutes les branches constituant l'ensemble du système de filtrage

La valeur de C_{tot} est répartie entre les branches relatives aux filtres résonants accordés sur les rangs harmoniques 5 et 7 et le filtre passe-haut amorti de deuxième ordre sur le rang harmonique 11 (FPH)

$$C_{tot} = C_5 + C_7 + C_{FPH} \quad (2.29)$$

La puissance réactive totale Q des condensateurs est répartie selon l'amplitude des courants harmoniques parcourant les filtres et selon la procédure de réduction du coût, décrite au paragraphe 2.2.1, qui appliquée à chaque branche, nous permet d'obtenir :

La puissance optimale de la capacité :

$$Q_{Fh} = \sqrt{\frac{M_h}{E_h}} \quad (2.30)$$

avec :

$$E_h = U_C + \frac{U_L}{h^2} ; \quad M_h = \left(\frac{I_h^2 V_{C1}^2}{h} \right) \times (U_C + U_L)$$

Note : On suppose que le courant harmonique de rang 5 passe uniquement par le filtre résonant $L_5 - C_5$; que le courant harmonique de rang 7 passe uniquement par le filtre résonant $L_7 - C_7$ et

que tous les courants harmoniques de rangs supérieurs à 11 passent par le filtre passe-haut $L_{ph} - C_{ph}$, d'où :

$$E_5 = U_c + \frac{U_L}{5} \quad M_5 = \left(\frac{I_5^2 V_{cl}^2}{5} \right) (U_c + U_L) \quad (2.31)$$

$$Q_{F5} = \sqrt{\frac{M_5}{E_5}} \quad C_5 = \frac{Q_{F5}}{\omega l V_{cl} F_5^2}$$

$$E_7 = U_c + \frac{U_L}{7} \quad M_7 = \left(\frac{I_7^2 V_{cl}^2}{7} \right) (U_c + U_L)$$

$$Q_{F7} = \sqrt{\frac{M_7}{E_7}} \quad C_7 = \frac{Q_{F7}}{\omega l V_{cl} F_7^2}$$

$$E_{ph} = U_c + \frac{U_L}{h} \quad M_{ph} = \left(\frac{I_{ph}^2 V_{cl}^2}{h} \right) (U_c + U_L)$$

$$I_{hp} = \sqrt{\sum_{h=11}^{50} I_h^2} \quad Q_{Fph} = \sum_{h=11}^{50} \sqrt{\frac{M_{ph}}{E_{ph}}} \quad C_{ph} = \frac{Q_{Fph}}{\omega l V_{cl} F_{ph}^2}$$

$$Q_{Ftot} = Q_{F5} + Q_{F7} + Q_{Fph}$$

$$C'_{tot} = C_5 + C_7 + C_{ph}$$

I_5, I_7 : valeurs efficaces des courants harmoniques de rangs 5 et 7 parcourant respectivement les filtres résonants accordés $L_5 - C_5, L_7 - C_7$;

I_{ph} : valeur efficace des courants harmoniques de rangs supérieurs à 11 parcourant le filtre passe-haut ;

C'_{tot} : valeur totale des condensateurs à utiliser pour obtenir un coût minimum sur chacun des filtres.

S'il n'y a pas de contingence sur la correction du facteur de puissance, C_5 , C_7 et C_{ph} sont utilisés comme valeurs initiales de filtre, sinon on augmente la capacité totale de façon proportionnelle sur chacun des filtres (résonants et passe-haut) suivant les équations suivantes :

$$C_5 = C'_{tot} \cdot \frac{Q_{F5}}{Q_{Ftot}} \quad (2.32)$$

$$C_7 = C'_{tot} \cdot \frac{Q_{F7}}{Q_{Ftot}}$$

$$C_{ph} = C'_{tot} \cdot \frac{Q_{Fph}}{Q_{Ftot}}$$

Q_{F5} , Q_{F7} : Puissances réactives (var) monophasées des filtres résonants accordés respectivement sur les 5^{ième} et 7^{ième} rangs harmoniques ;

Q_{ph} : Puissance réactive (var) monophasée du filtre passe-haut ;

Q_{Ftot} : Puissance réactive (var) monophasée totale de l'ensemble des filtres (filtres résonants + filtre passe-haut) .

Étape 6 : Déterminer les valeurs des inductances des filtres résonants et du filtre passe-haut

$$L_5 = \frac{1}{(2\pi f \times 5)^2 C_5} \quad (2.33)$$

$$L_7 = \frac{1}{(2\pi f \times 7)^2 C_7}$$

$$L_{ph} = \frac{1}{(2\pi f \times 11)^2 C_{ph}}$$

Étape 7 : Calculer le facteur d'incertitude sur la fréquence de résonance des filtres

$$\delta_n = \frac{\Delta f_n}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L_n}{L_n} + \frac{\Delta C_n}{C_n} \right) \quad (2.34)$$

où :

$$f_n \text{ est la fréquence de résonance du filtre } n; \quad f_n = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_n C_n}};$$

C_n est la capacité du filtre n ;

L_n est l'inductance du filtre n ;

δ_n est le facteur d'incertitude sur la fréquence de résonance du filtre n .

Étape 8 : Déterminer le facteur de qualité des filtres

Le facteur de qualité donné par la formule suivante permet d'optimiser l'admittance des filtres et par conséquent de minimiser le taux de distorsion en tension.

$$Fq_n = \frac{1 + \cos \theta_{sn}}{2\delta_n \sin \theta_{sn}} \quad (2.35)$$

Fq_n : facteur de qualité du filtre n ($Fq = \frac{XL}{R}$) ;

θ_{sn} : angle d'impédance de la source ;

δ_n : facteur d'incertitude sur la fréquence de résonance $n = 5, 7$ ou 11 .

Les valeurs des résistances des filtres résonants sont données par :

$$R_5 = 5L_5 \cdot \omega / Fq_n \quad ; \quad R_7 = 7L_7 \cdot \omega / Fq_n \quad (2.36)$$

Une valeur du facteur de qualité supérieure à celle imposée par l'équation précédente peut être utilisée afin de réduire les pertes.

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

Les valeurs de l'inductance et de la capacité du filtre ont été calculées aux étapes 5 et 6 ; la valeur de la résistance shunt est donnée par les équations suivantes :

$$R = \sigma \times Z_o \quad (2.37)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_{ph}}{C_{ph}}}$$

Les valeurs suivantes peuvent être choisies :

$$0.5 < \sigma < 2 \quad \text{et} \quad h_o \leq \sqrt{2} \times h_{\min}$$

Z_o : impédance caractéristique du filtre ;

h_{\min} : le rang harmonique le plus faible, filtré par le filtre passe haut ;

h_o : le rang harmonique choisi pour le calcul de la fréquence de résonance du filtre passe-haut

$L_{ph} - C_{ph}$.

Étape 10 : Vérifier si les critères de convergence sont satisfaits

Les équations suivantes sont utilisées pour le calcul des distorsions harmoniques.

Le module de l'impédance harmonique équivalent de rang h de l'ensemble des filtres (filtres résonants + filtre passe-haut) Z_{Feqh} :

$$|Z_{Feqh}| = \frac{1}{|Y_{F5h} + Y_{F7h} + Y_{Fphh}|} \quad (2.38)$$

Y_{F5h} : admittance harmonique de rang h du filtre résonant $L_5 - C_5$, ($Y = 1/Z$) ;

Y_{F7h} : admittance harmonique de rang h du filtre résonant $L_7 - C_7$;

Y_{Fphh} : admittance harmonique de rang h du filtre passe-haut $L_{ph} - C_{ph}$.

Le courant harmonique de rang h , I_{sh} , pénétrant dans la source :

$$I_{sh} = \frac{I_h |Z_{Feqh}|}{|Z_{Feqh} + Z_{sh}|} \quad (2.39)$$

Z_{sh} : impédance harmonique équivalente de rang h de la source (réseau amont) ;

I_h : valeur efficace du courant harmonique de rang h produit par la charge ;

I_{sh} : valeur efficace du courant harmonique de rang h pénétrant la source .

La tension harmonique (ligne - neutre) de rang h , V_{Ldh} :

$$V_{Ldh} = I_{sh} |Z_{sh}| \quad (2.40)$$

Z_{sh} : impédance harmonique équivalente de rang h de la source (réseau amont) ;

I_{sh} : valeur efficace du courant harmonique de rang h pénétrant la source .

Les distorsions harmoniques en tension et en courant sont définies par :

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} V_{Ldh}^2}}{V_{L1}} ; \quad THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_{sh}^2}}{I_{s1}} \quad (2.41)$$

Si les taux de distorsions obtenus sont supérieurs aux limites fixées par la norme IEEE 519-92, il faut augmenter la valeur de C_{tot} calculée à l'étape 4. L'augmentation de C_{tot} a pour effet de diminuer l'impédance harmonique équivalente de rang h des filtres, et par conséquent le courant et la tension harmoniques.

Les étapes 5 à 10 sont reprises jusqu'à ce que les taux de distorsion individuelle en courant et en tension (I_{sh}/I_{s1} , V_{Ldh}/V_{Ld1}) et les taux de distorsion globale en courant et en tension (THD_I , THD_V) soient inférieurs à ceux fixés par les normes.

2.3 Implantation du filtre passif à l'aide des outils de simulation

Jugé comme étant l'environnement le plus approprié dans le cadre de ce projet, l'outil de simulation MATLAB- SIMULINK / POWER SYSTEM BLOCKSET (ANNEXE 5) a été utilisé pour l'ensemble des simulations suivantes .

2.3.1 Présentation du réseau-type [7]

Dans le réseau-type choisi (figure 2.4) le redresseur à diode agit comme une source de tension harmonique qui crée des distorsions très importantes de courant, l'amplitude harmonique est profondément affectée par l'impédance du côté (ca), comme montré par la figure 2.5 ainsi que la figure 2-6. Le filtre passif à concevoir est constitué de plusieurs faibles impédances shunt LCR dont chaque branche est accordée en série à une fréquence harmonique déterminée. Le tableau 2.1 présente les valeurs des paramètres du réseau-type choisi.

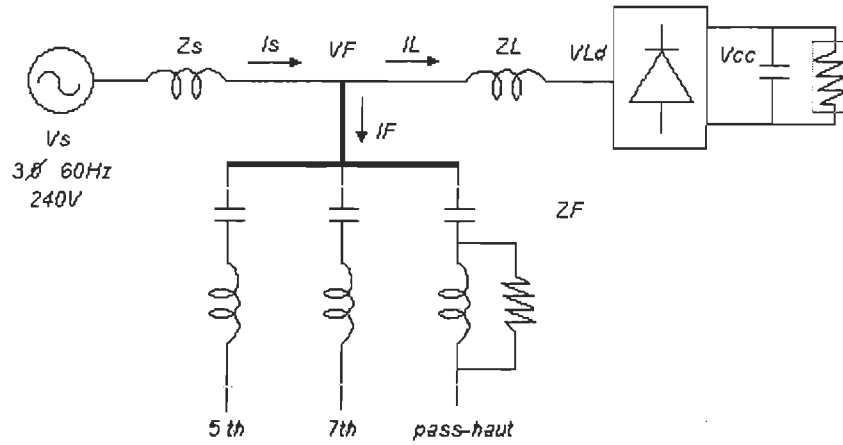


Figure 2.4 : Schéma monophasé d'un réseau avec filtres passifs pour un redresseur à diodes [7]

Tableau 2.1 : paramètres du réseau électrique triphasé

V_s	L_s	L_L	R_L
$3\phi - 60\text{Hz} - 240\text{V}$	0.3mH	$76\ \mu\text{H}$	$5\ \Omega$
$Z_b = V_s^2 / S_b = 240^2 / 20e3. \quad Z_s = 4\% \text{ et } Z_L = 1\%$			

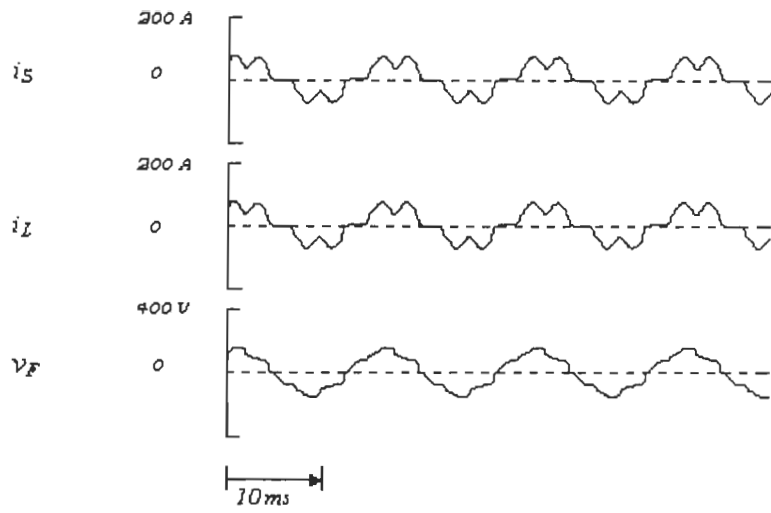


Figure 2.5 : Formes d'ondes avant installation du filtre passif

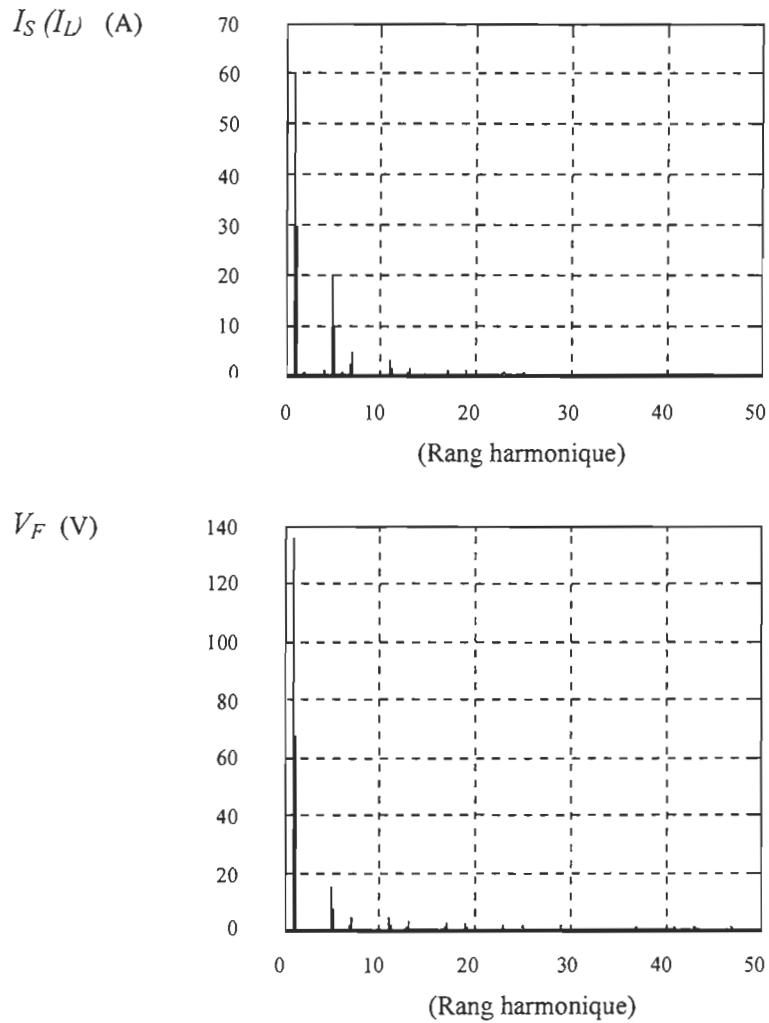


Figure 2.6 : Spectres (*FFT*) avant installation du filtre passif

2.3.2 Application du filtre passif au réseau choisi

Une connaissance précise du profil des harmoniques devant être filtrés et des atténuations requises est nécessaire à la réalisation du filtre passif.

Après l'identification du contenu harmonique du courant $i_S (= i_L)$ dans le réseau électrique (figure 2.4) à l'aide des outils de simulation, en l'occurrence Matlab/ Simulink/ Power System

Blockset, l'application de l'algorithme de conception présenté au paragraphe (2.2.3) et implanté sous Matlab, nous a permis de dimensionner le filtre passif (tableau 2.2). Il est à noter que la mise au point de cet algorithme requiert une connaissance au préalable de la pratique de modélisation des éléments du réseau électrique en régime harmonique (ANNEXE 3).

D'un autre côté, l'ANNEXE 4 présente les coûts unitaires des condensateurs et inductances en fonction de la fréquence d'accord du filtre passif ainsi que la tension nominale du réseau, utilisés dans le programme de conception. Ces valeurs peuvent subir les fluctuations du marché, mais ne peuvent cependant qu'affecter très légèrement la conception de notre filtre passif; elles ont été utilisées donc pour nos calculs.

Tableau 2.2 : paramètres du filtre passif parallèle

<i>Fréquence d'accord du filtre</i>	<i>L</i>	<i>C</i>	<i>R</i>	<i>Fq</i>
<i>5^{ème} harmonique</i>	<i>0.89 mH</i>	<i>304.38 μH</i>	<i>0.085 Ω</i>	<i>19.76</i>
<i>7^{ème} harmonique</i>	<i>2.55 mH</i>	<i>56.22 μH</i>	<i>0.34 Ω</i>	
<i>Passe-haut</i>	<i>0.11 mH</i>	<i>537.12 μH</i>	<i>0.46 Ω</i>	

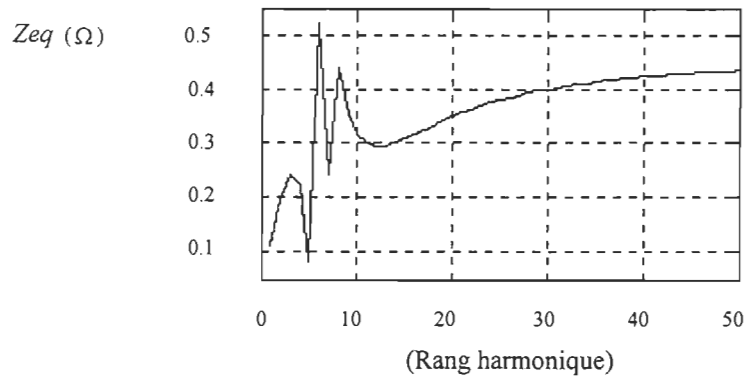
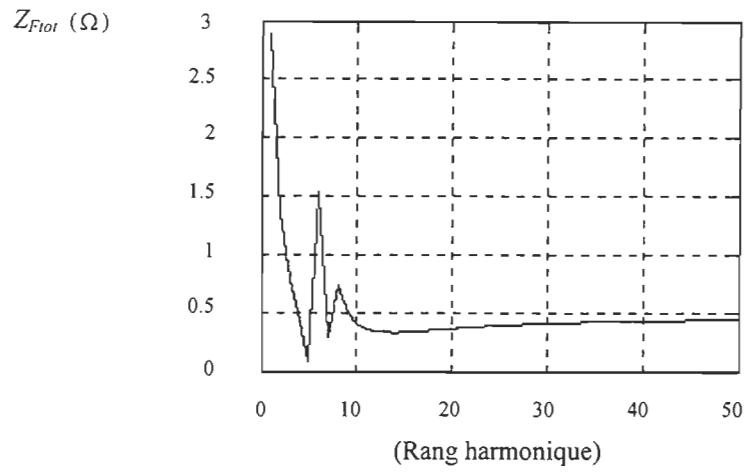


Figure 2.7 : Valeurs respectives de l'impédance du filtre passif Z_{Ftot} et de l'impédance équivalente Z_{eq} (Z_s et Z_{Ftot}) en fonction du rang harmonique.

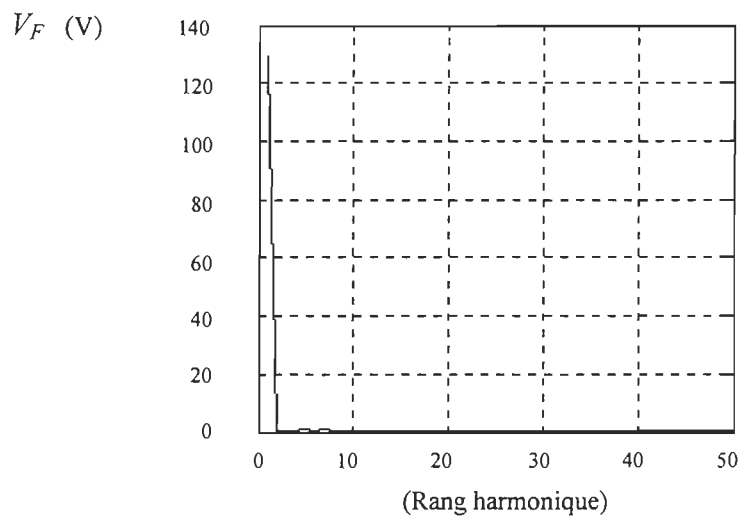
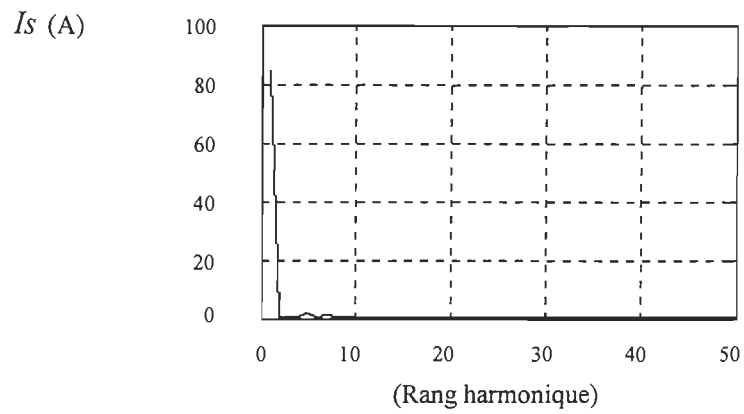


Figure 2.8 : Spectres (FFT) de courant et de tension prévues après installation du filtre passif

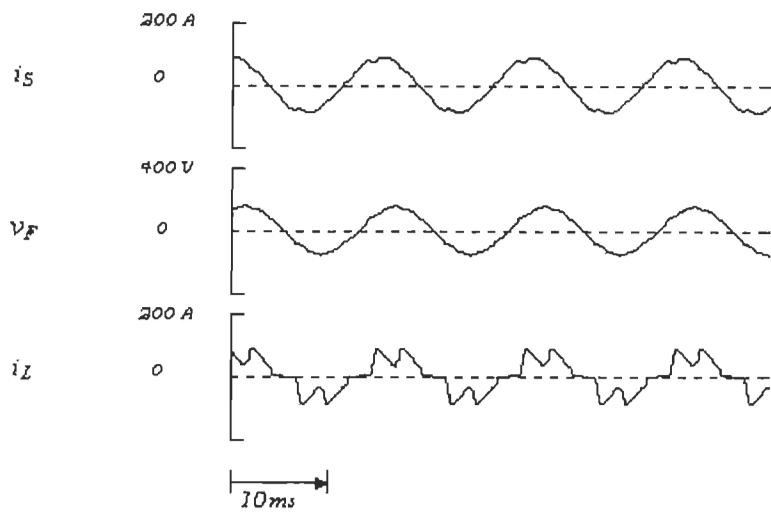


Figure 2.9 : Formes d'ondes après installation du filtre passif

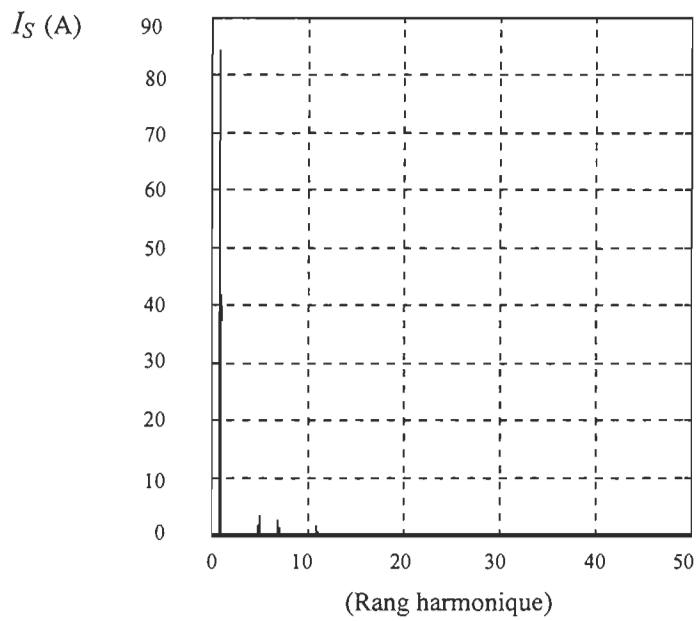


Figure 2.10 : Spectres FFT (i_S) après installation du filtre passif

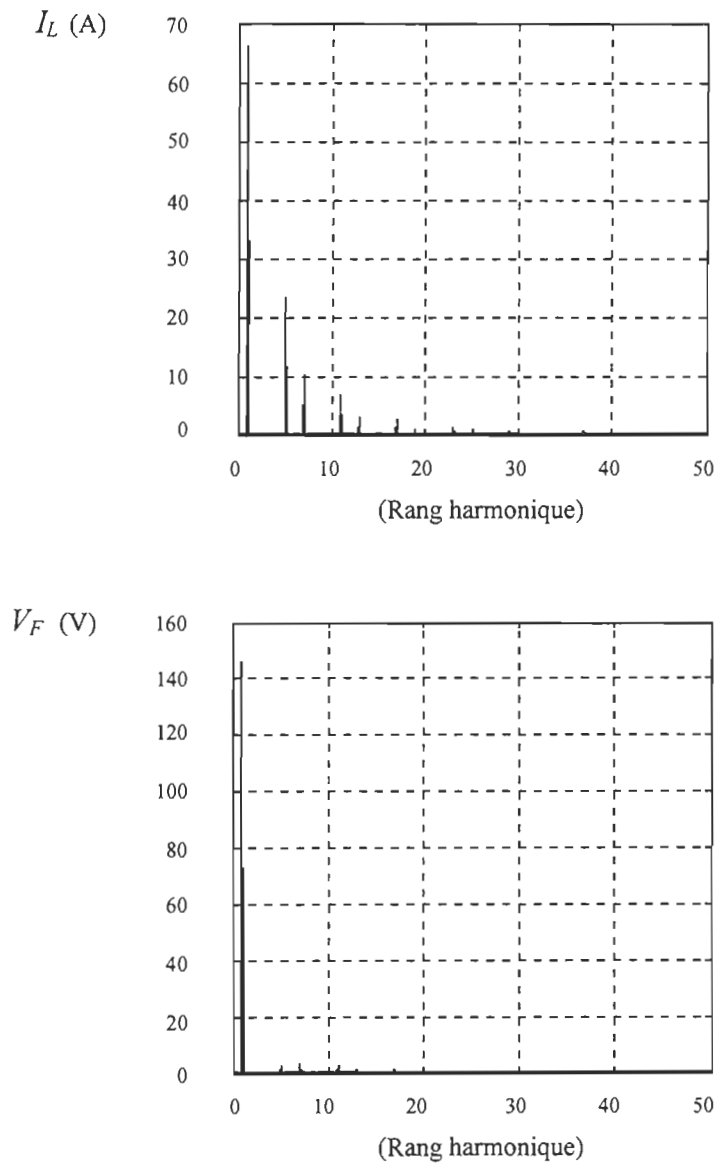


Figure 2.10 : Spectres FFT (i_L , v_F) après installation du filtre passif

Les taux de distorsion globale de tension et de courant après installation du filtre passif, sont respectivement $THDV = 0.0124$ et $THDI = 0.0273$, ces valeurs se situent dans les limites de la norme IEEE Std 519-1992 [25], comme montré en ANNEXE 6.

En prenant des résistances nulles dans les filtres résonants, les résultats obtenus sont encore meilleurs (figures 2.11 et 2.12) si on néglige le risque d'amplification d'autres résonances bien entendu.

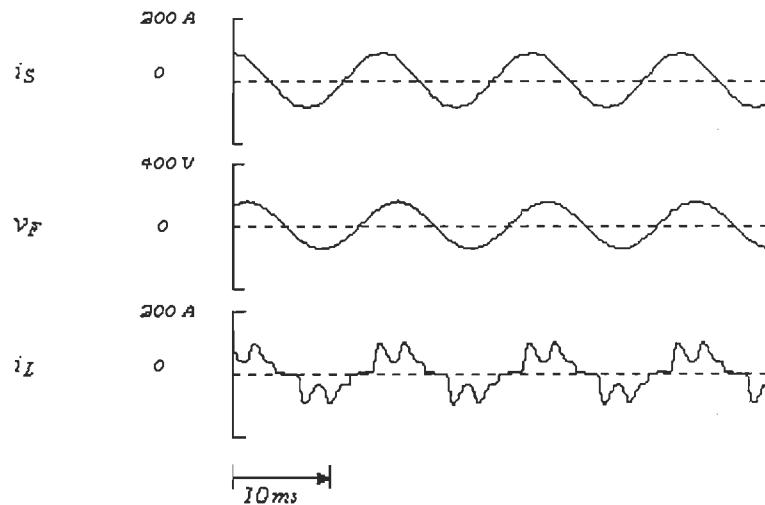


Figure 2.11 : Formes d'ondes après installation du filtre passif (Résistance R_5 et R_7 nulles)

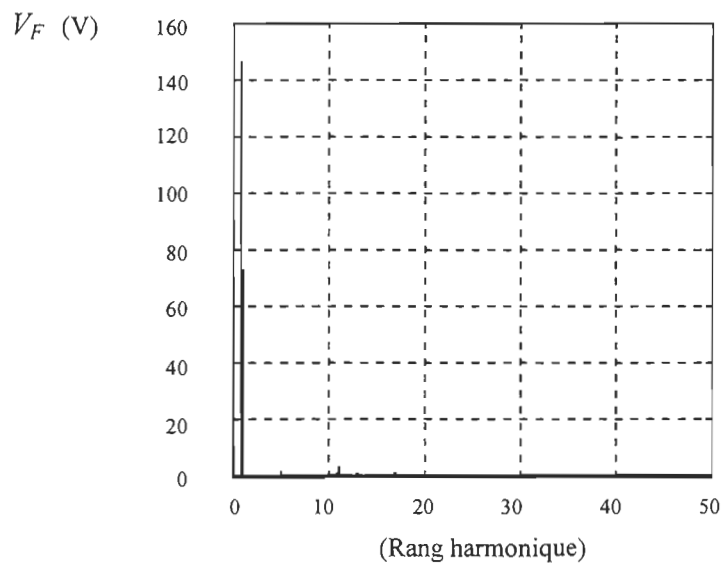
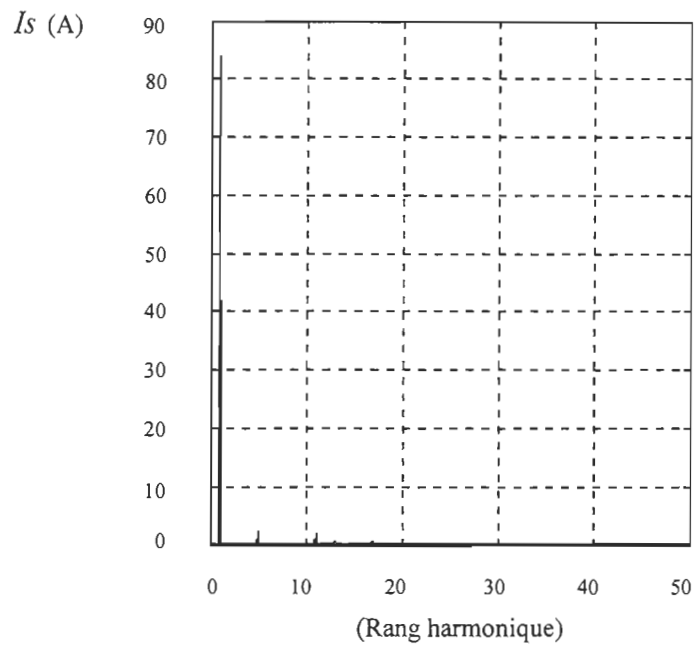


Figure 2.12 : Spectres (FFT) après installation du filtre passif (résistance R_3 et R_7 nulles)

2.4 Conclusion

En conclusion, les oscillations dues à la génération des harmoniques sont éliminées par les filtres résonants et le filtre shunt passe-haut qui offrent une impédance faible pour les harmoniques de courant et limitent ainsi les tensions harmoniques transférées au réseau. Cependant, ces filtres ensemble avec l'impédance d'alimentation cause des résonances à d'autres fréquences. La figure 3.6 montre que l'impédance Z_{eq} présente des valeurs faibles aux fréquences du 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques, cependant sa valeur est importante aux fréquence du 6^{ème} et du 8^{ème} harmoniques, ce qui peut provoquer l'amplification de ces harmoniques s'ils apparaissent.

Les résistances sont insérées dans les filtres pour amortir ces résonances mais les pertes augmentent. Une autre solution est l'application de filtres résonants pointus capables de suivre le changement des conditions du réseau pour assurer des caractéristiques dynamiques de filtrage harmonique ou d'amortissement de résonance; d'où l'avantage du filtre hybride dont l'application à l'amortissement de la résonance sera étudiée dans le chapitre 4.

CHAPITRE 3 : STRATEGIES DE COMMANDE DES FILTRES ACTIFS

3.1 Introduction

Récemment, plusieurs types de filtres actifs de puissance ont été introduits pour obtenir de meilleures caractéristiques de filtrage. Ces filtres peuvent être commandés en tension ou en courant et donc se comporter comme une source de tension ou de courant vis-à-vis du circuit extérieur. Ce comportement en source de tension ou de courant peut être obtenu indifféremment avec une structure d'onduleur de tension ou de courant. En pratique, suivant le type de correction à apporter au circuit extérieur, une structure sera préférée à l'autre si elle rend plus aisée et moins onéreuse la réalisation de l'ensemble convertisseur-commande.

Pour les filtres actifs, le détecteur d'harmoniques est une partie importante qui détermine les caractéristiques de filtrage et la stabilité du filtre. Dans le domaine temporel, on fait appel à la théorie des puissances active et réactive instantanées qui permet d'extraire à partir des signaux de mesure effectués sur le réseau, des signaux de référence qui correspondent aux tensions ou aux courants qu'on veut imposer aux accès du générateur ou du récepteur. Dans le domaine fréquentiel, seront étudiées la transformée de Fourier discrète (DFT), la transformée de Fourier discrète récursive (DFTR) et le filtre de KALMAN. Les théories ou les équations de base relatives à ces différentes approches sont présentées et une analyse de leurs performances est faite.

3.2 Principes théoriques de différentes méthodes de détection des harmoniques

3.2.1 Théorie des puissances active et réactive instantanées [10], [11], [12]

Pour traiter mathématiquement les tensions et les courants instantanés dans les circuits triphasés, il est adéquat d'exprimer leurs quantités comme des vecteurs instantanés de l'espace. Pour un réseau équilibré, les tensions et les courants triphasés ont des composantes homopolaires nulles.

Dans les coordonnées a - b - c , les axes a , b et c sont fixés dans le même plan et sont décalés de $2\pi/3$. Les vecteurs instantanés de l'espace, v_a et i_a sont placés sur l'axe a , leurs amplitudes et leurs directions (+,-) sont fonction du temps. De la même manière, v_b et i_b sont sur l'axe b , et v_c et i_c sur l'axe c . Ces vecteurs de l'espace sont aisément transformés en coordonnées α - β comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

où les axes α et β sont les coordonnées orthogonales. Nécessairement, v_α et i_α sont sur l'axe α , et v_β et i_β sont sur l'axe β . Leur amplitude et leur direction (+,-) sont fonction du temps.

La puissance instantanée conventionnelle dans le circuit triphasé peut être définie comme suit :

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (3.3)$$

où p est égale à l'équation conventionnelle : $p = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c$

Pour définir la puissance réactive instantanée, le vecteur de l'espace relatif à la puissance imaginaire instantanée a été introduit et défini comme suit :

$$q = v_{\alpha} \cdot i_{\beta} - v_{\beta} \cdot i_{\alpha} \quad (3.4)$$

A partir de (3.3) et (3.4) nous obtenons l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Soient \bar{p} et \tilde{p} respectivement la composante continue et la composante harmonique de p , nous avons alors :

$$p = \bar{p} + \tilde{p}$$

De manière similaire, nous avons : $q = \bar{q} + \tilde{q}$

Le circuit de calcul des références des courants compensateurs (i_a^* , i_b^* , i_c^*) accompli l'inversion de (3.5) et (3.2) pour donner :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

\tilde{p} et \tilde{q} sont données par le circuit de calcul.

Une description détaillée du circuit de calcul et d'extraction d'harmoniques fera l'objet du paragraphe 3.3.1

3.2.2 Transformée de Fourier discrète

Le contenu fréquentiel d'un signal périodique discret stationnaire à N périodes peut être déterminé en utilisant la transformée de Fourier discrète (DFT).

La DFT de la séquence $x(n)$ est exprimée comme suit :

$$X(k) = \sum_{n=1}^N x(n) \cdot \exp(-j2\pi(k-1) \cdot (n-1)/N), \quad 1 \leq k \leq N \quad (3.7)$$

k : index fréquentiel.

La DFT inverse est donnée par :

$$x(n) = (1/N) \cdot \sum_{k=1}^{N/2} X(k) \cdot \exp(j2\pi(k-1) \cdot (n-1)/N), \quad 1 \leq n \leq N \quad (3.8)$$

qui peut être exprimée aussi sous la forme suivante :

$$x(n) = a_0 + \sum_{k=1}^{N/2} a(k) \cdot \cos(2\pi k \cdot t(n)/(N \cdot \Delta t)) + b(k) \cdot \sin(2\pi k \cdot t(n)/(N \cdot \Delta t)) \quad (3.9)$$

avec :

$$a(k) = 2 \cdot \text{real}(X(k+1))/N, \quad b(k) = -2 \cdot \text{imag}(X(k+1))/N \quad (3.10)$$

$$a_0 = X(1)/N$$

où : x est un signal discret de longueur N , échantillonné aux instants t avec un pas (Δt);

a et b sont les coefficients de Fourier.

Les résultats de la transformée de Fourier discrète sont précis; cependant, l'application de la DFT se base sur les hypothèses suivantes :

- Chaque fréquence du signal est un entier multiple de la fréquence fondamentale;
- La fréquence d'échantillonnage est égale au nombre d'échantillons multiplié par la fréquence fondamentale adoptée par l'algorithme;
- Le nombre d'échantillons par période est un entier puissance de 2;
- La fréquence d'échantillonnage est supérieure à 3 fois la fréquence la plus grande dans le signal.

3.2.3 Transformée de Fourier Discrète récursive [20], [21]

Pour un signal discret $\{x_n\}$ de dimension N , la DFT de l'harmonique de rang m correspondant au pas temporel $(k-1)$ peut être exprimée comme suit [21] :

$$X_m(k-1) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\{-j\beta_m n - j\varphi_m(k-1)\} = \exp\{-j\varphi_m(k-1)\} \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\{-j\beta_m n\} \quad (3.11)$$

où : $j = \sqrt{-1}$ et $\beta_m = 2\pi m/N$ pour $m=0, 1, \dots, N-1$ (N est un entier pair)

φ_m représente le changement de la phase de la forme d'onde de référence.

Supposons qu'une nouvelle donnée arrive à l'instant associé au pas k , la DFT de la nouvelle séquence après l'ajout de cette nouvelle valeur devient :

$$X_m(k) = \sum_{n=1}^N x_n \exp\{-j\beta_m(n-1) - j\varphi_m(k)\} = \exp\{j\beta_m - j\varphi_m(k)\} \sum_{n=1}^N x_n \exp\{-j\beta_m n\} \quad (3.12)$$

En changeant les limites de sommation de (3.12) et en employant (3.11) nous obtenons :

$$X_m(k) = \exp\{j\beta_m\} \exp\{-j\varphi_m(k)\} \left[\exp\{j\varphi_m(k-1)\} X_m(k-1) + x(k) - x(k-N) \right] \quad (3.13)$$

où x_N et x_0 sont remplacés respectivement par $x(k)$ et $x(k-N)$ pour généraliser le model discret.

La relation $\varphi_m(k) \equiv \varphi_m(k-1) + \beta_m$ fournit une solution réursive simple pour l'harmonique de rang m :

$$X_m(k) = X_m(k-1) + \exp\{-j\varphi_m(k-1)\} (x(k) - x(k-N)) \quad (3.14)$$

La DFT inverse de (3-14) fournit la composante harmonique de rang m de $x(k)$ pour $m=0, 1, \dots, N/2$ et $n=1, 2, \dots, N$:

$$x_m(n) = \Gamma(m) \operatorname{Re} \left\{ X_m(k) \exp\{j\beta_m n\} \exp\{j\varphi_m(k-1)\} \right\} \quad (3.15)$$

où on considère : $\operatorname{Re} \{X_m\} = \operatorname{Re} \{u_m + jv_m\} = u_m$

Le facteur Γ est défini comme suit :

$$\Gamma(m) = \begin{cases} N^{-1} & m=0, N/2 \\ 2N^{-1} & \text{autrement} \end{cases}$$

La réponse du filtre RDFT à l'instant associé au pas k : $x_m(k)$ peut être obtenu à partir de (3.15) à $n=N$.

Un cas particulier survient quand $\varphi_m(k)=\varphi_m(k-1)=0$. Les formes d'onde de référence deviennent par la suite stationnaires en considérant la fenêtre de données qui se déplace.

Dans ce cas on peut obtenir les équations correspondantes à (3.14) et (3.15) comme suit :

$$X_m(k)=\exp\{j\beta_m\}[X_m(k-1)+\Delta x(k)] \quad (3.16)$$

$$x_m(n)=\Gamma(m)\operatorname{Re}\{X_m(k)\exp\{j\beta_m(n-1)\}\} \quad (3.17)$$

où $n=1,2,\dots,N$.

Le principe de calcul de $x_m(k)$ est le même.

La DFTR donne directement la forme d'onde de l'harmonique à compenser, elle a une réponse rapide souhaitable pour le traçage (suivi) des harmoniques variant dans le temps; elle peut être utilisée pour détecter uniquement des composantes d'harmoniques spécifiques ou tous les harmoniques avec une grande exactitude. Elle n'exige que peu de calculs car elle peut actualiser les valeurs de son spectre immédiatement après l'entrée d'une nouvelle donnée contrairement à la DFT qui renouvelle les valeurs de données de N points, d'où la possibilité de son implémentation en temps réel.

3.2.4 Filtre de KALMAN [22], [23]

Le filtre de Kalman est un estimateur optimal récursif bien approprié pour une application en ligne. Il exige un modèle de variables d'états pour les paramètres à estimer et l'équation de mesure qui rattache la mesure discrète aux variables d'état (paramètres).

Équations de base de l'algorithme du filtre de Kalman :

Si l'équation d'état est exprimée comme suit :

$$x_{k+1} = \phi_k \times x_k + w_k \quad (3.18)$$

où : x_k est un vecteur d'état de dimension $(n \times 1)$ à l'étape k ;
 ϕ_k est une matrice d'état de transition de dimension $(n \times n)$;
 w_k représente la variation discrète des variables d'état due au bruit blanc.

Le terme w_k peut être décrit par la matrice de covariance Q_k , où :

$$E[w_k \cdot w_i^T] = \begin{cases} Q_k, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (3.19)$$

L'observation des mesures du processus est supposée effectuée à des instants discrets dans le temps sous la forme :

$$z_k = H_k \times x_k + v_k \quad (3.20)$$

où : z_k est un vecteur d'état de dimension $(m \times 1)$ à l'étape k ;
 H_k est une matrice $(m \times n)$ donnant une connexion idéale (sans bruit) entre la mesure et le vecteur d'état ;
 v_k est un vecteur de mesure du bruit supposé avoir une structure de covariance connue et non-corrélée avec la séquence w_k .

Le bruit est souvent décrit par sa variance R_k , où :

$$E[v_k \cdot v_i^T] = \begin{cases} R_k, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases} \quad (3.21)$$

Pour commencer l'estimation récursive du filtre Kalman, un vecteur \hat{x}_0^- du processus initial et la matrice de covariance initiale associée P_0^- sont nécessaires.

En général, la matrice de covariance associée à l'estimation à priori \hat{x}_k^- , est définie par :

$$P_k^- = E[e_k^- . e_k^{-T}] = E\left[\begin{pmatrix} x_k - \hat{x}_k^- \\ x_k - \hat{x}_k^- \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_k - \hat{x}_k^- \\ x_k - \hat{x}_k^- \end{pmatrix}^T \right] \quad (3.22)$$

Deux représentations d'état sont possibles pour l'estimation des harmoniques dans un système de puissance à l'aide du filtre de Kalman :

Représentation des variables d'état d'un signal d'amplitude variant dans le temps utilisant une référence rotationnelle :

Considérons un signal de fréquence ω et d'amplitude $A(t)$, où $A(t)$ représente une combinaison d'une valeur constante plus une composante variant dans le temps. Considérons une référence tournant à une vitesse ω , le signal d'un bruit libre peut être exprimé comme suit :

$$Sg(t) = A(t) \cdot \cos(\omega t + \theta) = A(t) \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\omega t) - A(t) \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\omega t)$$

$$\text{Soit : } x_1 = A(t) \cdot \cos(\theta) \quad \text{et} \quad x_2 = A(t) \cdot \sin(\theta) \quad (3.23)$$

donc chacune des variables x_1 et x_2 comprend deux composantes; une composante est constante mais inconnue et l'autre composante peut varier dans le temps. Les variables x_1 et x_2 représentent les composantes en phase et en quadrature de phase et sont référencées comme des variables d'état.

Ceci conduit aux équations d'état suivantes :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \end{bmatrix}_k \quad (3.24)$$

où ω_1 et ω_2 représentent la variation irrégulière des variables d'état dans le temps.

L'équation de mesure doit inclure le signal en plus du bruit et peut être représentée comme :

$$z_k = [\cos(\omega \times t_k) \quad -\sin(\omega \times t_k)] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + v_k \quad (3.25)$$

où : v_k représente le bruit de haute fréquence.

Représentation des variables d'état d'un signal d'amplitude variant dans le temps utilisant une référence stationnaire :

Considérons que notre signal est le suivant :

$$Sg(t_k) = A(t_k) \cdot \cos(\omega t_k + \theta)$$

$$\text{Soit : } x_{1k} = A(t_k) \cdot \cos(\omega t_k + \theta) \quad \text{et} \quad x_{2k} = A(t_k) \cdot \sin(\omega t_k + \theta) \quad (3.26)$$

A $t_{k+1} = t_k + \Delta t$, le signal peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} S(t_{k+1}) &= A(t_{k+1}) \times \cos(\omega t_k + \omega \Delta t + \theta) = x_{1k+1} \\ &= x_{1k} \times \cos(\omega \Delta t) - x_{2k} \times \sin(\omega \Delta t) \end{aligned} \quad (3.27)$$

nous obtenons aussi :

$$\begin{aligned}
 x_{2_{k+1}} &= A(tk+1) \times \sin(\omega tk + \omega \Delta t + \theta) \\
 x_{2_{k+1}} &= x_{1_k} \times \sin(\omega \Delta t) + x_{2_k} \times \cos(\omega \Delta t)
 \end{aligned}
 \tag{3.28}$$

Donc la représentation de la variable d'état prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega \Delta t) & -\sin(\omega \Delta t) \\ \sin(\omega \Delta t) & \cos(\omega \Delta t) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}_k
 \tag{3.29}$$

L'équation de mesure devient :

$$z_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + v_k
 \tag{3.30}$$

Quand le signal contient n fréquences, le fondamental + $(n-1)$ harmoniques, la représentation de la variable d'état peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & M_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \alpha_{2n-1} \\ \alpha_{2n} \end{bmatrix} \times w_k
 \tag{3.31}$$

où les sous-matrices M_k sont montrées ci-dessous :

$$M_i = \begin{bmatrix} \cos(i\omega\Delta t) & -\sin(i\omega\Delta t) \\ \sin(i\omega\Delta t) & \cos(i\omega\Delta t) \end{bmatrix}$$

L'équation de mesure peut être exprimée par :

$$z_k = [1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + v_k \quad (3.32)$$

Le modèle donné par (3.31) et (3.32) considère une référence stationnaire. Donc les composantes en phase et en quadrature de phase représentent respectivement les valeurs instantanées des formes d'onde cosinusoidale et sinusoidale.

Il reste important de noter que les deux représentations précédentes offrent des résultats identiques, le choix d'utilisation de la première ou de la deuxième représentation est tributaire de la facilité d'implantation. Les équations décrites précédemment sont convenables pour l'algorithme du filtre de Kalman.

La méthode de Kalman est une approche fréquentielle qui permet une estimation optimale des paramètres harmoniques variant dans le temps.

3.3 Schémas de simulation et définition des paramètres

3.3.1 Méthode des puissances instantanées

Les courants de référence $\begin{bmatrix} i_a^* & i_b^* & i_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ha} & i_{hb} & i_{hc} \end{bmatrix}$ sont calculés quasi-instantanément en utilisant les courants du côté de la charge et préférablement les tensions du côté de la source pour une meilleure précision. Le circuit de contrôle représenté à la figure (3.1) est constitué de plusieurs multiplicateurs, diviseurs et amplificateurs et de filtres passe-haut dont la fréquence de coupure est prise = 150 Hz et 50 Hz pour extraire la composante harmonique des puissances.

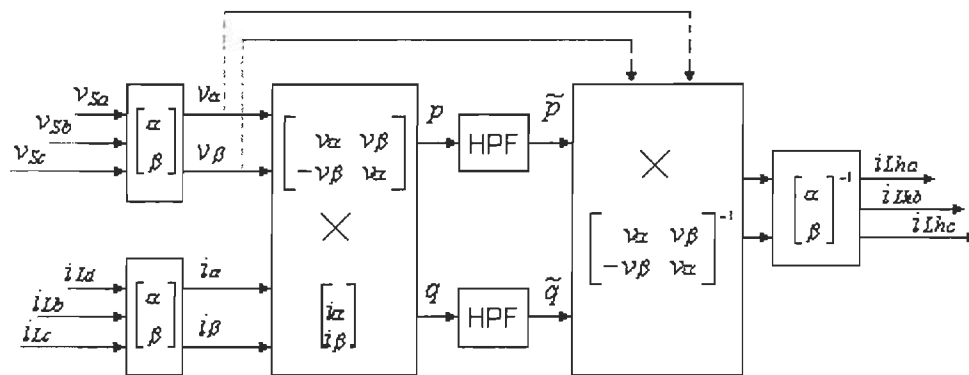


Figure 3.1 : Schéma de filtrage de la méthode des puissances instantanées

Le filtre passe-haut contient un filtre «butterworth» passe-bas (BLPF) d'ordre 5. Ce filtre passe-haut, présente par rapport à un simple filtre passe-haut «butterworth» de bonnes caractéristiques résiduelles [10]; cependant, il donne de faibles caractéristiques d'amortissement en-dessous de la fréquence de coupure.

Ce schéma adopté suppose bien entendu que le régime soit équilibré; il traduit parfaitement la théorie déjà développée. Par ailleurs, il est possible d'étendre la théorie de la puissance réactive instantanée à un circuit triphasé comportant une composante homopolaire non-nulle (ANNEXE 7) quand le régime est déséquilibré. Il est possible de combiner les calculs relatifs aussi bien au régime équilibré qu'au régime déséquilibré en faisant inclure des conditions de choix dans l'algorithme de calcul pour traiter les calculs relatifs soit au cas équilibré, soit au cas déséquilibré; mais cette solution ne peut être considérée comme étant très réaliste puisqu'elle va alourdir beaucoup la procédure de calcul; plus la procédure est complexe, plus la capacité mémoire demandée augmente et plus la convergence est lente.

3.3.2 Transformée de Fourier Discrète (DFT)

Le schéma présenté en figure 3.2 traduit le principe de la transformée de Fourier discrète (DFT). Il s'agit de convertir le signal d'entrée du domaine temporel au domaine fréquentiel. Une fois le signal converti dans le domaine fréquentiel, les composantes fréquentielles (harmoniques) indésirables peuvent être filtrées. Ensuite, en appliquant l'inverse de la DFT, le signal peut être reconverti dans le domaine temporel.

La DFT renouvelle les valeurs de données de N points (Figure 3.2); en l'occurrence $N=64$ et par conséquent demande des calculs fastidieux. D'où l'intérêt de la DFT récursive qui actualise son spectre immédiatement après la rentrée d'une nouvelle donnée (Figure 3.3) et qui par conséquent peut être employée en temps réel.

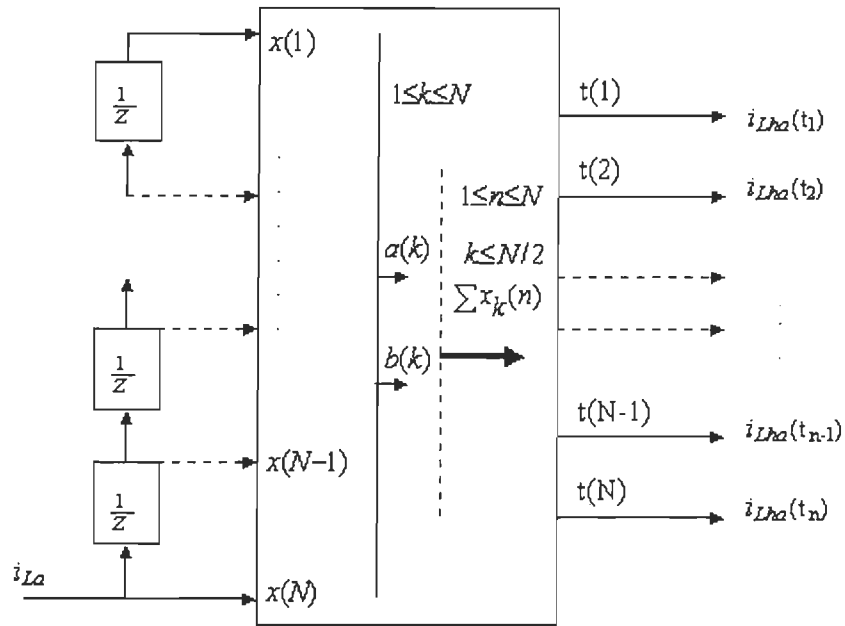


Figure 3.2 : Schéma de filtrage de la DFT

3.3.3 Transformée de Fourier Discrète Récursive (DFTR)

La forme récursive de la DFTR permet de minimiser le nombre d'opérations de calculs et par conséquent la vitesse et l'allocation mémoire (Figure 3.3). Les efforts de calcul pour de telles techniques sont proportionnels à la dimension de la transformation N qui est meilleure que la valeur $N \log_2 N$ relative au schéma basé sur la DFT.

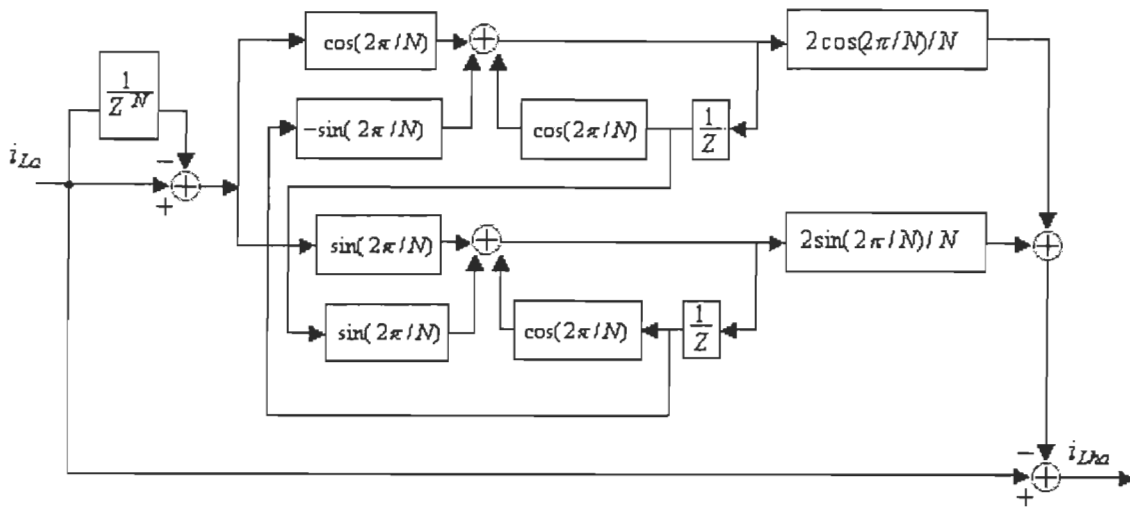


Figure 3.3 : Schéma de filtrage de la DFTR

La DFT récursive est plus rapide que la DFT; elle n'exige que peu de calculs puisqu'elle actualise son spectre immédiatement après la rentrée d'une nouvelle donnée (Figure 3.3); elle peut être donc implémentée en temps réel.

3.3.4 Filtre de KALMAN

L'implantation du modèle du filtre de Kalman linéaire est relativement simple (Figure 3.4); cependant les équations d'état, les équations de mesure, les matrices de covariances doivent être correctement définies.

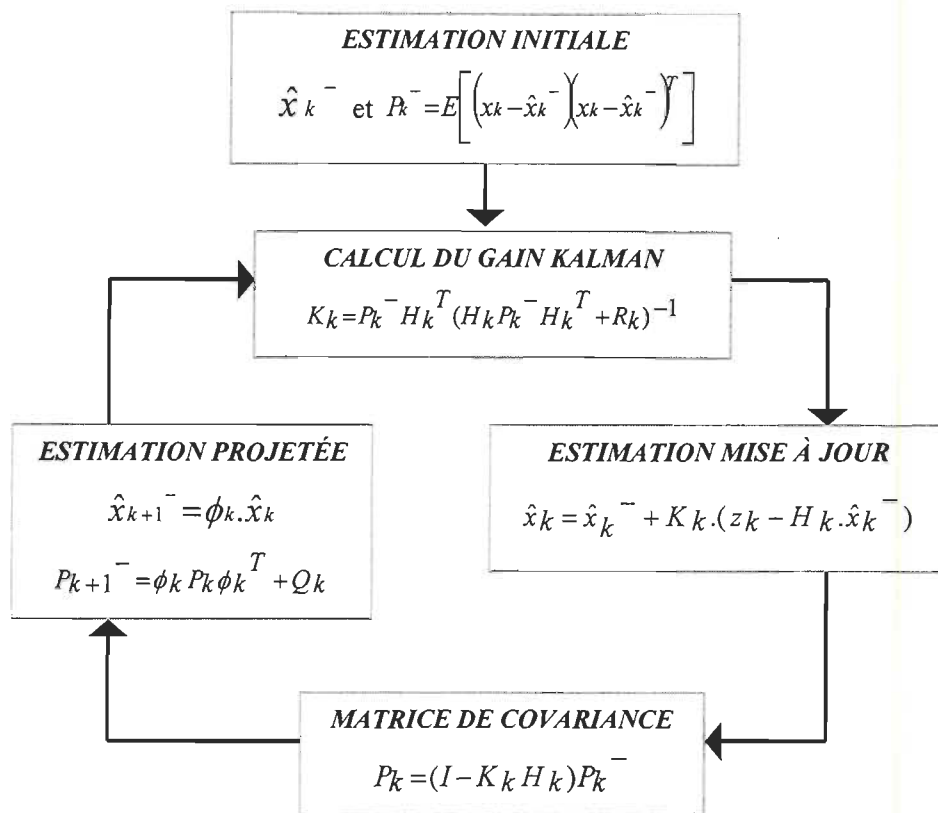


Figure 3.4 : Algorithme du filtre de Kalman

Comme le modèle du filtre de Kalman ne commence par aucune ancienne mesure, le vecteur d'état initial \hat{x}_0^- est choisi nul. La matrice de covariance initiale P_0^- est choisie égale à une matrice diagonale de valeur égale à 10. La valeur de la variance du bruit R est choisie égale à une constante = 0.05. On fixe cette valeur pour varier par la suite la valeur de la matrice de covariance des variables d'état due au bruit; dans ce sens la matrice Q est donc choisie égale = 0.05.

Concernant l'ordre du vecteur d'état, il est choisi selon les rangs des harmoniques présents dans notre système de puissance.

3.4 Résultats de simulation

3.4.1 Validation des différents algorithmes de détection des harmoniques

La fréquence d'échantillonnage choisie pour la simulation des algorithmes de détection des harmoniques qui sont basés sur la DFT, la DFTR, le filtre de Kalman, la méthode des Puissances instantanées, est $f_e = 64 \times 60 \text{ Hz}$.

L'analyse est faite avec le signal suivant, généré par Simulink, dont les composantes harmoniques sont connues:

$$Sg(t) = 1.0 \cos(\omega t + 10^\circ) + 0.08 \cos(5\omega t + 30^\circ) + 0.08 \cos(7\omega t + 40^\circ) + 0.06 \cos(11\omega t + 50^\circ) \quad (\text{p.u.})$$

Avec $\omega = 2\pi f$, $f = 60 \text{ Hz}$.

Pour l'application de la méthode des puissances instantanées, on a besoin d'un deuxième signal triphasé représentant la tension dans le réseau et que nous supposons, idéalement, contenir la composante fondamentale seule.

Les figures 3-5 (a-d) présentent les formes d'ondes extraites par les algorithmes de détection des harmoniques ($I_h(t)$) superposées au signal harmonique analytique $Sg_h(t)$ ($= Sg(t) - Sg_1(t)$). Le tableau 3-1 donne les résultats d'analyse spectrale de ces formes d'onde en régime établi.

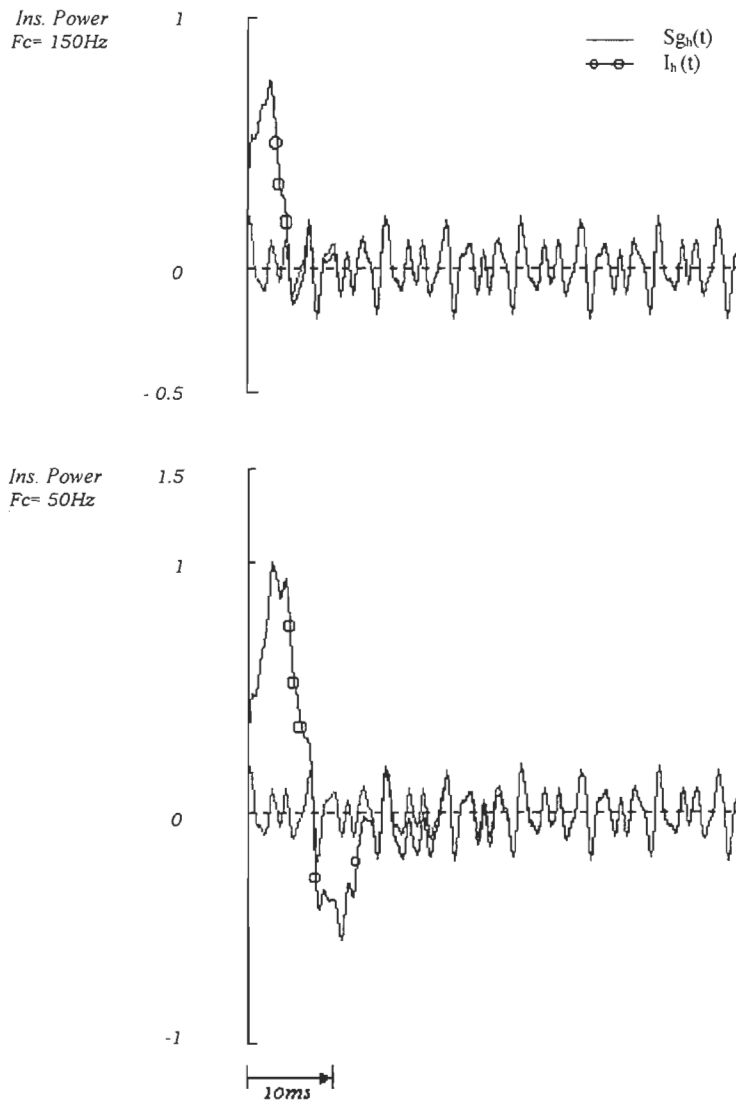


Figure 3.5.a : Méthode des puissances instantanées

Figure 3.5 : Formes d'ondes extraites par les algorithmes de détection des harmoniques ($I_h(t)$) superposées au signal harmonique analytique $S_{gh}(t)$ ($= S_g(t) - S_{g_1}(t)$)

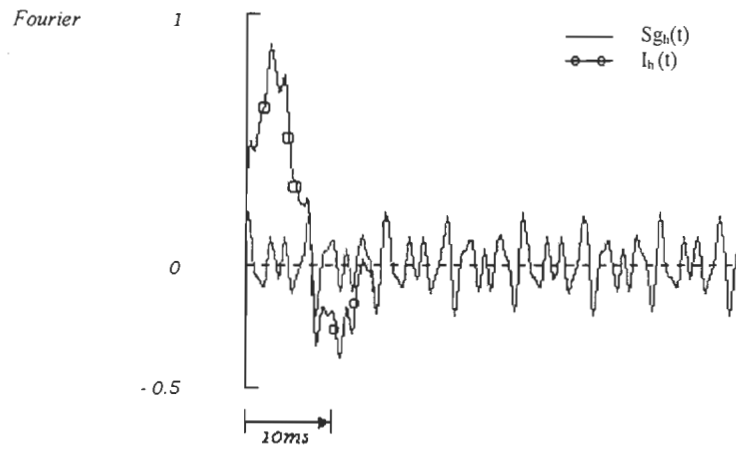


Figure 3.5.b : Transformée de Fourier Discrète DFT

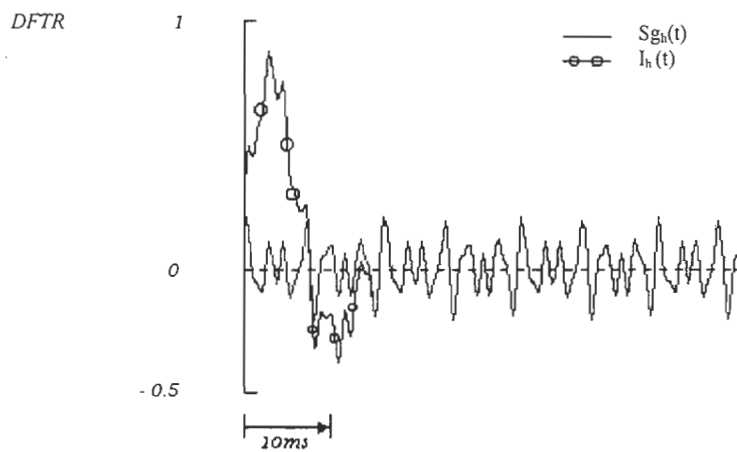


Figure 3.5.c : Transformée de Fourier Discrète Récursive DFTR

Figure 3.5 : Formes d'ondes extraites par les algorithmes de détection des harmoniques ($I_h(t)$) superposées au signal harmonique analytique $S_{gh}(t)$ ($= S_g(t) - S_{g_l}(t)$)

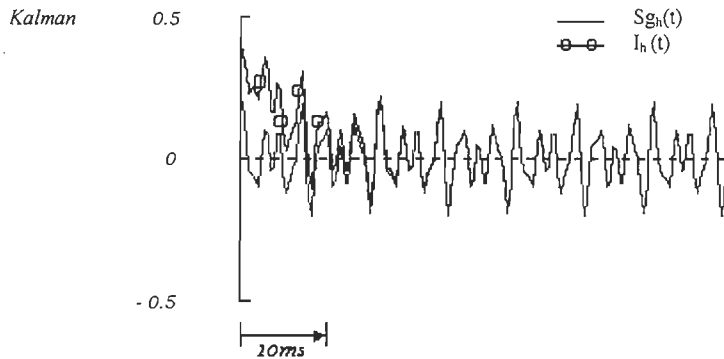


Figure 3.5.d : Filtre de Kalman

Figure 3.5 : Formes d'ondes extraites par les algorithmes de détection des harmoniques ($I_h(t)$) superposées au signal harmonique analytique $S_{g_h}(t)$ ($= S_g(t) - S_{g_1}(t)$)

Tableau 3.1 : Analyse par la FFT des formes d'onde de la figure 3.5

FFT	S_h	DFT	DFTR	Kalman	Puissances instantanées	
					$f_c = 150 \text{ Hz}$	$f_c = 50 \text{ Hz}$
5 th harm.	0.08	0.0800	0.0800	0.0800	0.0740	0.0800
7 th harm.	0.08	0.0800	0.0800	0.0800	0.0792	0.0800
11 th harm.	0.06	0.0600	0.0600	0.0600	0.0600	0.0600

D'après la figure 3.5, nous constatons que le filtre de Kalman, la DFT ainsi que la DFTR convergent en une période (16ms). Ils présentent aussi le même degré de précision (tableau 3.1).

Par ailleurs, la convergence de la méthode des puissances instantanées dépend du choix de la fréquence de coupure f_c ; pour une fréquence de coupure égale à 150Hz, la méthode de puissances instantanées converge en moins d'une période (10ms) soit plus rapidement que les trois autres méthodes mais au dépend de la précision de détection. Le délai de convergence pour une fréquence de coupure $f_c = 50\text{Hz}$ dépasse une période (24ms – 32ms) mais en contre partie ce dernier cas offre une précision égale aux autres méthodes.

3.4.2 Caractérisation pratique des différents algorithmes

En vue d'une caractérisation plus pratique ou plus proche de la réalité, le réseau électrique triphasé de la figure 3.6 dont les paramètres sont décrits dans le tableau 3.2 est considéré. Il contient des harmoniques de rangs élevés et sera analysé suivant différentes conditions de fonctionnement : i) variations de la fréquence fondamentale, ii) chute ou augmentation de la tension du réseau, iii) variations de la phase de la tension d'alimentation, etc.

La charge responsable des courants harmoniques dans le réseau (figure 3.6) est un redresseur triphasé à diodes.

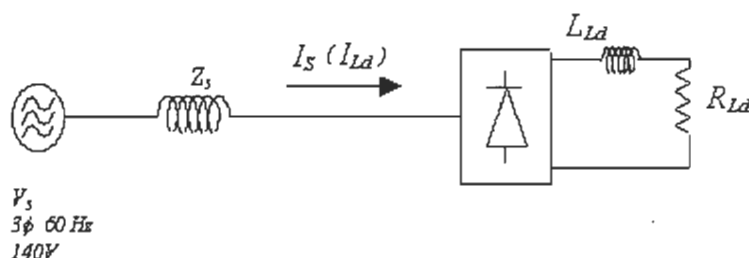


Figure 3.6 : Schéma unifilaire d'un réseau électrique triphasé de distribution avec charge non-linéaire (redresseur triphasé)

Tableau 3.2 : paramètres du réseau électrique triphasé

V_s	L_s	L_{Ld}	R_{Ld}
3 ϕ - 60Hz - 140V	2 mH	35 mH	50 Ω

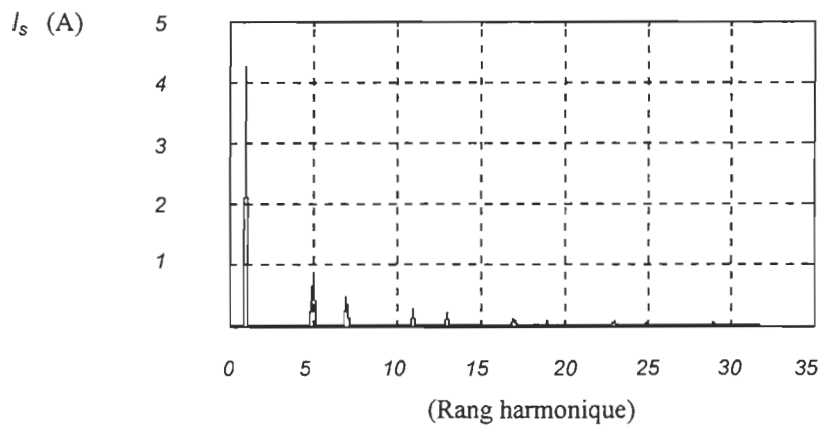
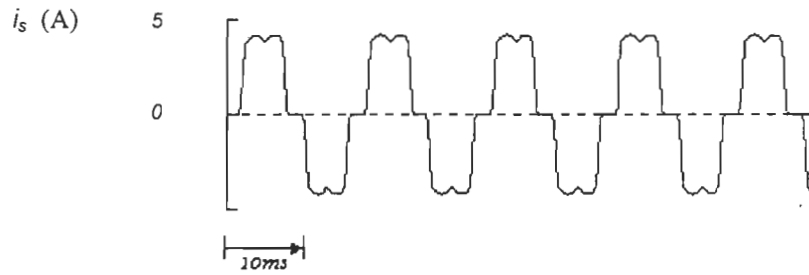


Figure 3.7 : Forme d'onde et spectre (FFT) du courant i_s (i_L)

Tableau 3.3 : Analyse spectrale (FFT) de la forme d'onde du courant i_s (i_L)

i_s	Amplitude (A)									
	i_1	i_5	i_7	i_{11}	i_{13}	i_{17}	i_{19}	i_{23}	i_{25}	i_{29}
FFT	4.2485	0.8852	0.4652	0.2936	0.2046	0.1295	0.0928	0.0663	0.0414	0.0530

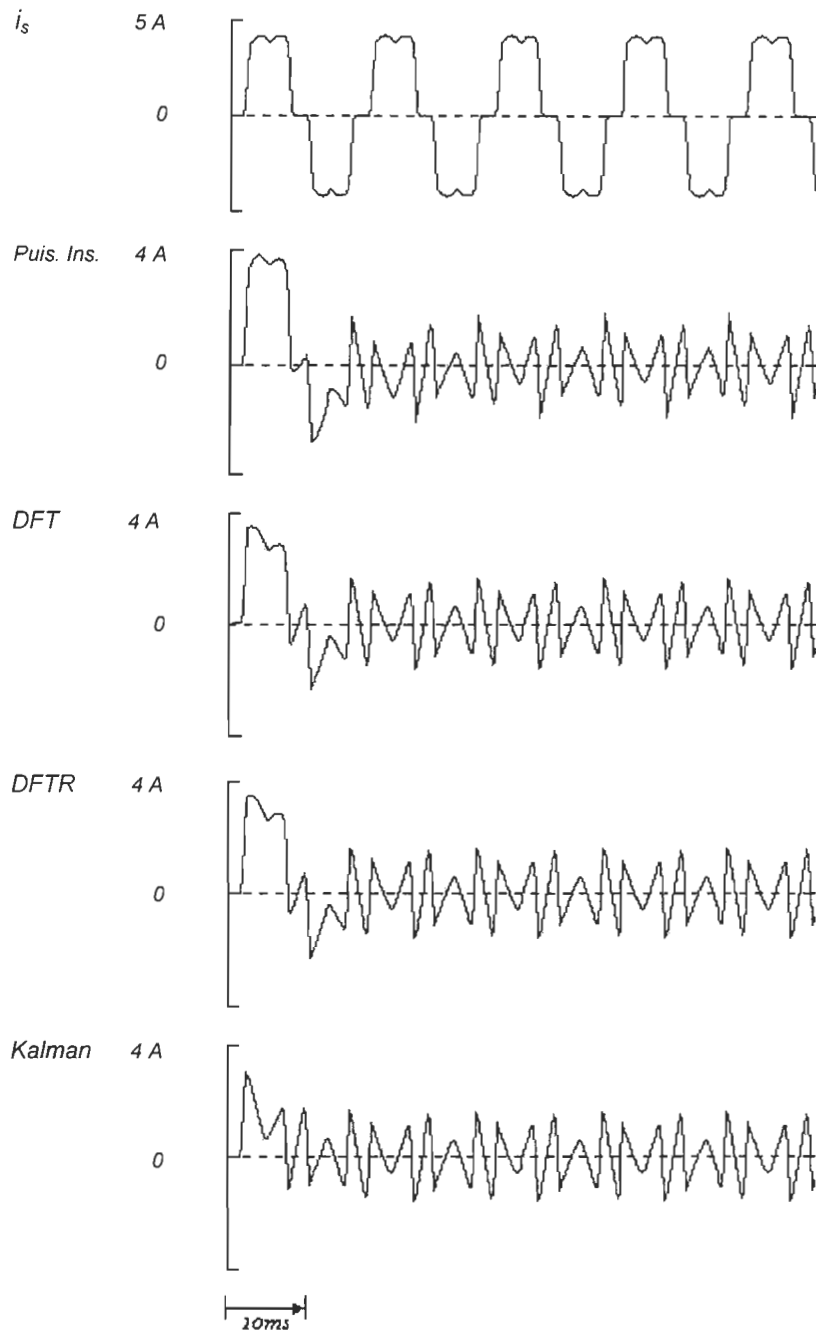


Figure 3.8 : Formes d'ondes de la somme des composantes harmoniques ($i_{sh}(t)$) extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques à partir du courant de source ($i_s(t)$)

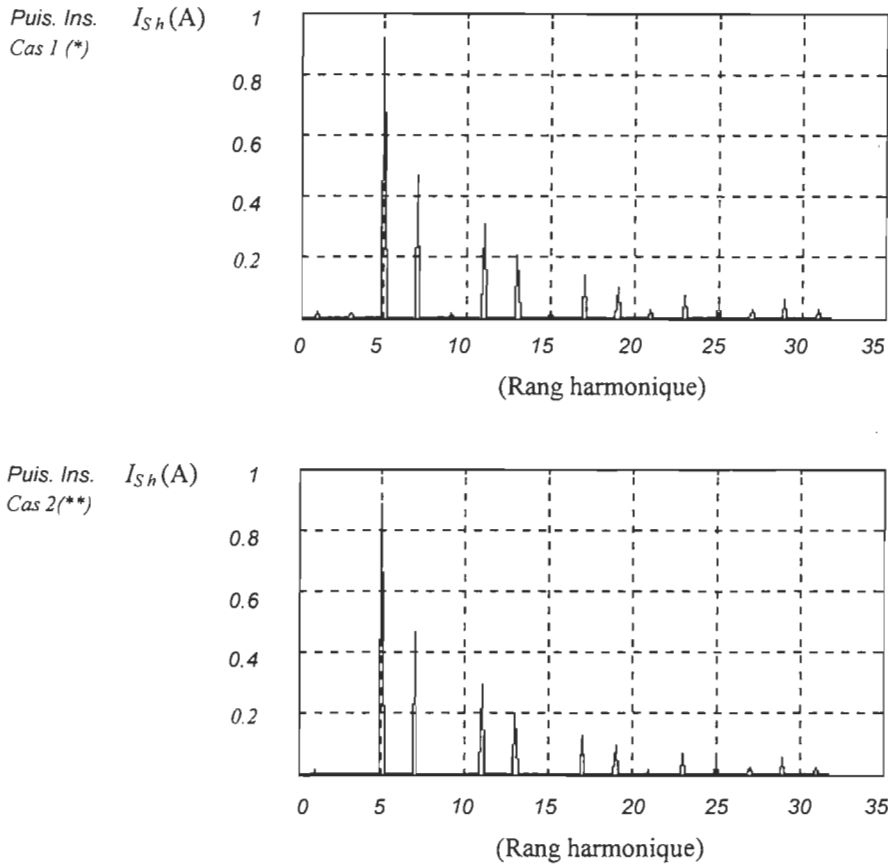


Figure 3.9.a : méthode des puissances instantanées

Figure 3.9 : Spectres des formes d'onde (I_{Sh}) extraites par les différentes méthodes présentées en figure 3.8

(*) Cas 1 : référence = tension du réseau ;

(**) Cas 2 : référence parfaitement sinusoïdal : l'inconvénient est que lorsque la fréquence dans le réseau varie la référence ne peut pas suivre la déviation de la fréquence sauf si on est doté d'un estimateur de fréquence et dans ce cas on perd les avantages de la méthode; aussi les calculs deviendront lourds. Comme solution on peut utiliser un circuit avec un PLL pour générer une forme d'onde sinusoïdale qui est synchronisée avec la tension du réseau.

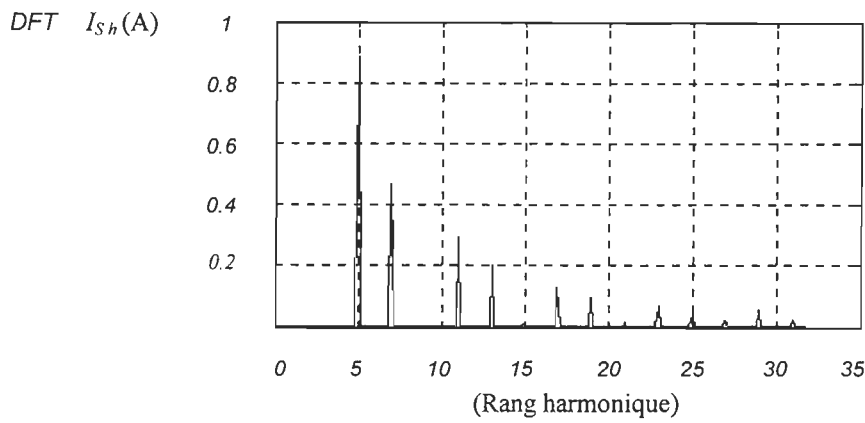


Figure 3.9.b : Transformée de Fourier discrète DFT

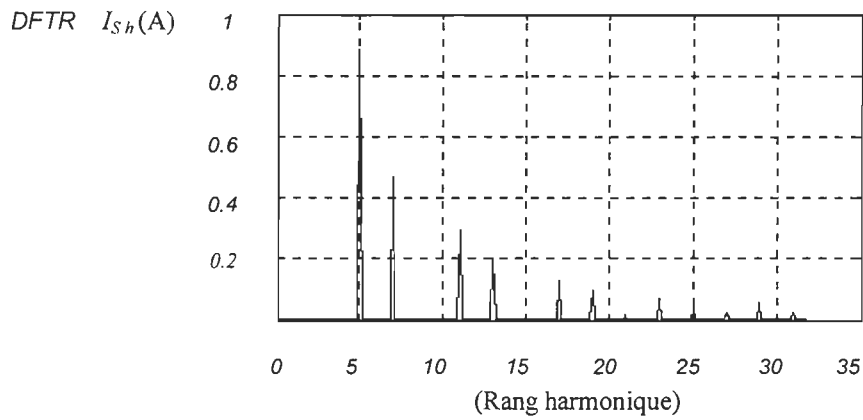


Figure 3.9.c : Transformée de Fourier discrète récursive DFTR

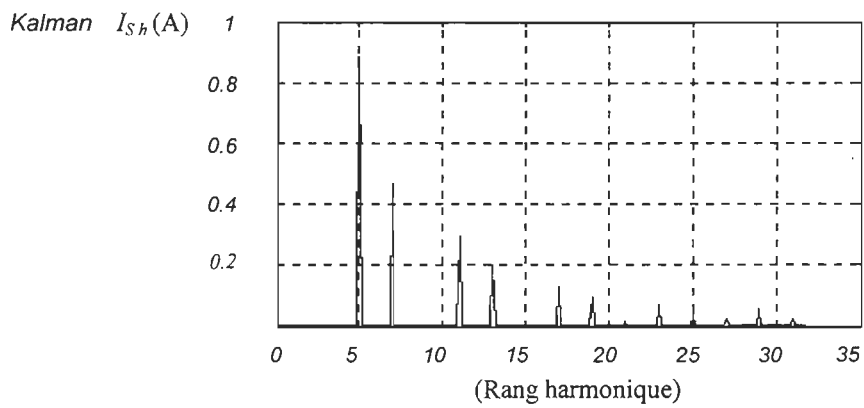


Figure 3.9.d : Filtre de Kalman

Figure 3.9 : Spectres des formes d'onde (I_{Sh}) extraites par les différentes méthodes présentées en figure 3.8

Tableau 3.4 : Analyse spectrale (FFT) des formes d'onde de la figure 3.8

		I_5	I_7	I_{11}	I_{13}	I_{17}	I_{19}	I_{23}	I_{25}	I_{29}
I_s (A)		0.8852	0.4652	0.2936	0.2046	0.1295	0.0928	0.0663	0.0414	0.0530
<i>Puis. Inst.</i> $F_c = 50\text{Hz}$	<i>Cas 1</i>	0.8983	0.4665	0.3091	0.2116	0.1417	0.1028	0.0741	0.0497	0.0603
	<i>Cas 2</i>	0.8852	0.4653	0.2936	0.2046	0.1295	0.0928	0.0662	0.0414	0.0531
<i>DFT</i>		0.8852	0.4652	0.2936	0.2046	0.1295	0.0928	0.0663	0.0414	0.0530
<i>DFTR</i>		0.8852	0.4652	0.2936	0.2046	0.1295	0.0928	0.0663	0.0414	0.0530
<i>Kalman</i>		0.8852	0.4652	0.2936	0.2046	0.1295	0.0928	0.0663	0.0414	0.0530

Les paramètres du réseau étaient maintenues fixes, et les résultats de la section IV.3.1 sont confirmés encore une fois ici d'après les résultats présentés dans le tableau 3.4.

Dans ce qui suit, différentes situations pratiques sont considérées :

- *Augmentation instantanée d'amplitude de la tension d'alimentation de 40V et de la phase de 20° à l'instant $t = 0.06\text{s}$*
- *Chute instantanée de l'amplitude de la tension d'alimentation de 40V et de la phase de 20° à l'instant $t = 0.06\text{s}$*
- *Augmentation de la fréquence du réseau de 1Hz à l'instant $t = 0.06\text{s}$*
- *Augmentation de la fréquence du réseau de 10Hz (*) à l'instant $t = 0.06\text{s}$*
- *Augmentation de la fréquence du réseau de 10 Hz (*) à l'instant $t = 0.06\text{s}$ Avec un estimateur de fréquence idéal (ANNEXE 9), cas du filtre de Kalman et de la DFTR*

(*) En régime permanent, la déviation de la fréquence fondamentale du réseau électrique ne dépasse pas 1Hz, cependant pour comparer la robustesse des algorithmes face aux changements importants de la fréquence, leur réponse face à une variation instantanée $\Delta f = +10\text{Hz}$ est également étudiée (Fig. 3.13).

- Augmentation instantanée d'amplitude de la tension d'alimentation de 40 V et de la phase de 20° à l'instant $t = 0.06s$

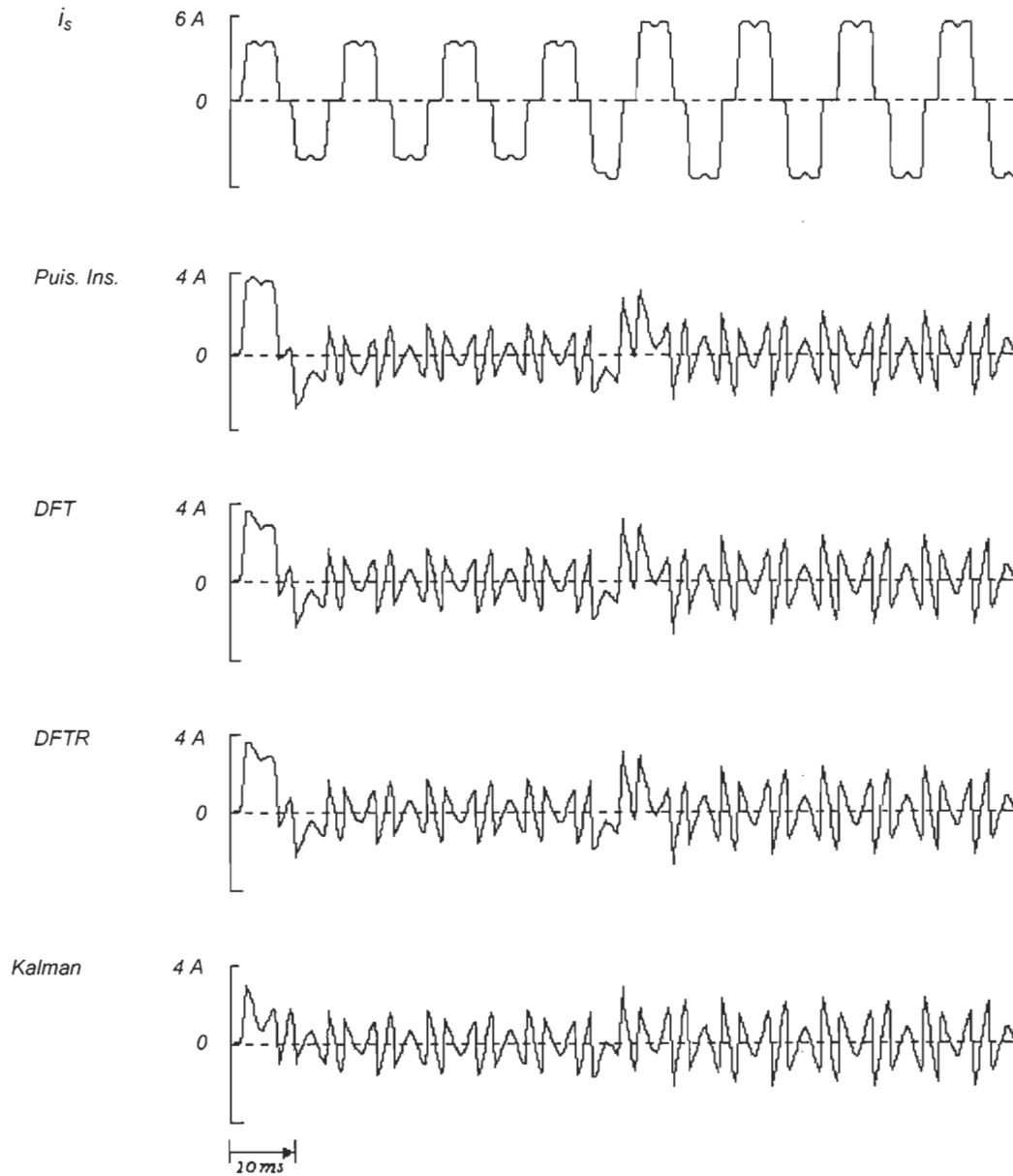


Figure 3.10 : Formes d'ondes extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques quand l'amplitude augmente de 40 V et la phase de 20° à $t=0.06s$

- Chute instantanée de l'amplitude de la tension d'alimentation de 40 V et de la phase de 20° à l'instant $t = 0.06s$

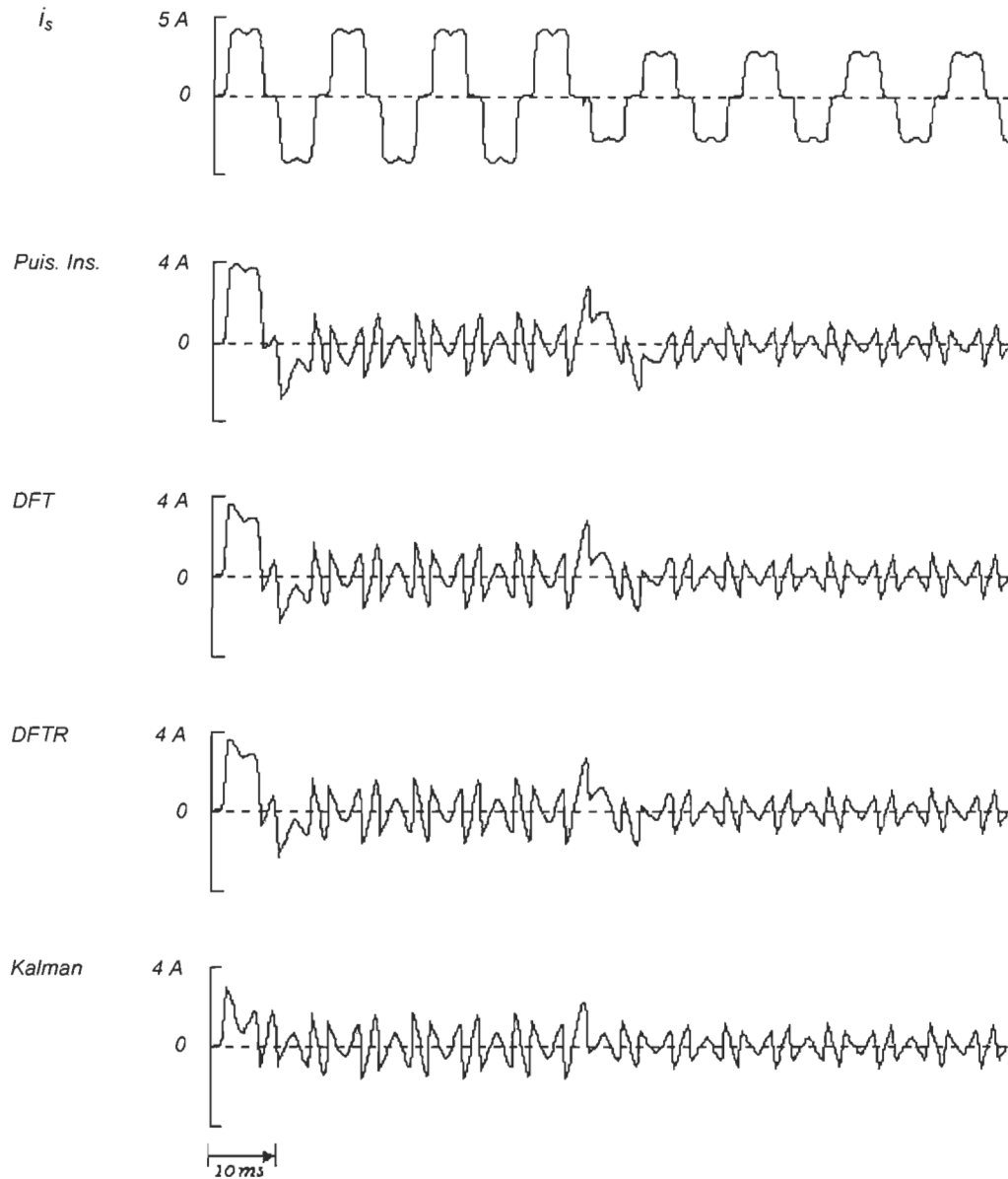


Figure 3.11 : Formes d'ondes extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques quand l'amplitude chute de 40 V et la phase de 20° à $t=0.06s$

- Augmentation de la fréquence du réseau de 1Hz à l'instant $t = 0.06s$:

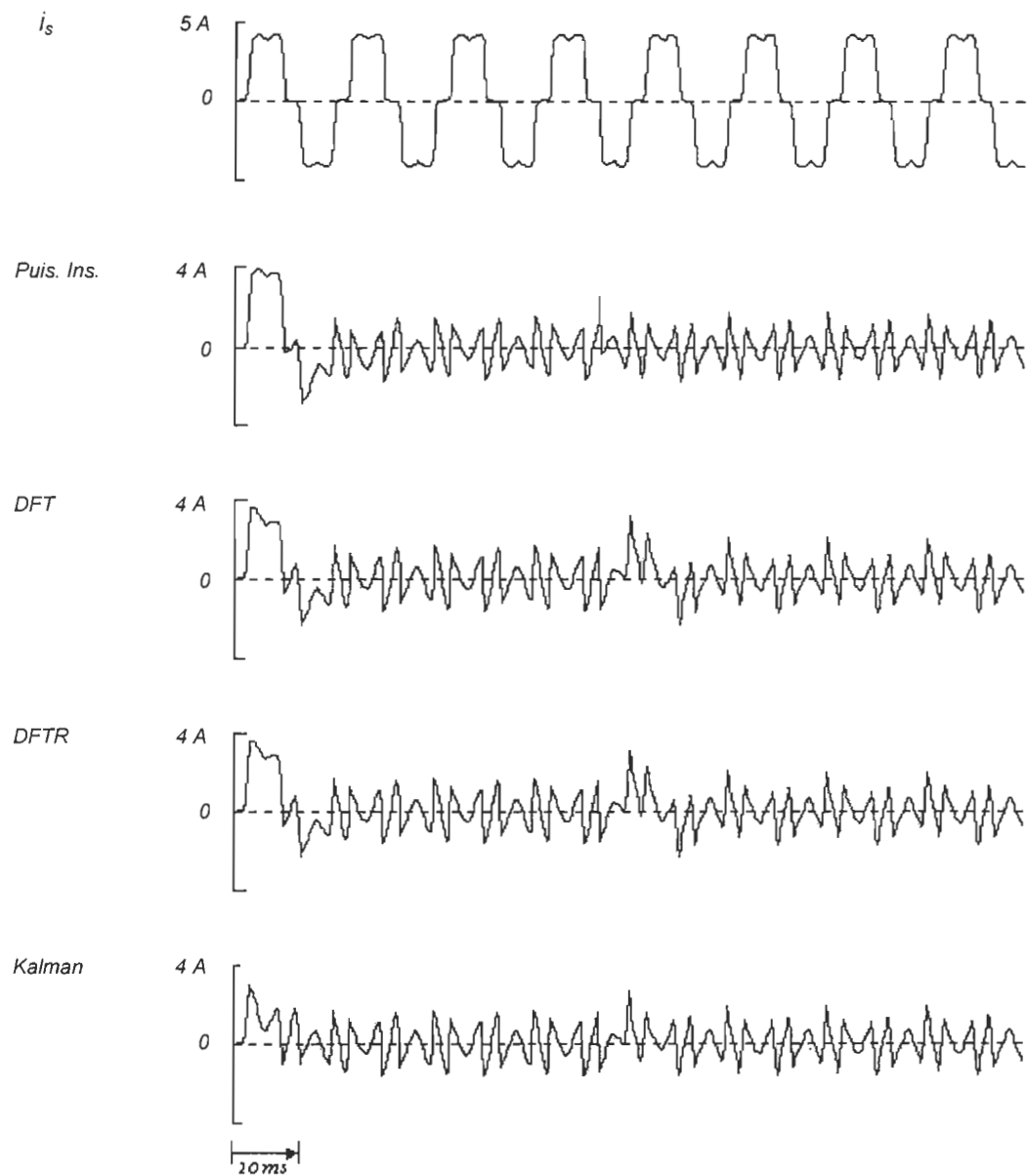


Figure 3.12 : Formes d'ondes extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques quand la fréquence augmente de 1Hz à $t=0.06s$

Tableau 3.5 : Analyse spectrale (FFT) des formes d'onde de la figure 3.12

		I_1	I_5	I_7	I_{11}	I_{13}	I_{17}	I_{19}	I_{23}	I_{25}	I_{29}
I_s (A)		4.2456	0.8750	0.4606	0.2804	0.1968	0.1144	0.0855	0.0475	0.0378	0.0281
<i>Puis. Inst.</i> $F_c = 50\text{Hz}$	<i>Cas I</i>	-	0.8783	0.4609	0.2859	0.1973	0.1196	0.0863	0.0515	0.0381	0.0315
<i>DFT</i>		0.2223	0.8454	0.4454	0.2712	0.1904	0.1109	0.0829	0.0461	0.0368	0.0277
<i>DFTR</i>		0.2189	0.8453	0.4453	0.2711	0.1903	0.1107	0.0828	0.0460	0.0366	0.0272
<i>Kalman</i>		0.2027	0.8470	0.4462	0.2716	0.1906	0.1109	0.0829	0.0460	0.0367	0.0274

On remarque d'après le tableau 3.5 que contrairement à la méthode des puissances instantanées, la précision des méthodes basées sur la DFT, la DFTR ainsi que le filtre de Kalman a été affectée quand la fréquence du réseau a augmenté de 1Hz; ce qui est justifié par le fait que ces filtres sont conçus pour fonctionner à fréquence constante. On observe aussi le même comportement quand on diminue la fréquence de la même valeur.

Quand on augmente la fréquence du réseau de 10Hz comme montré en figure 3.13, la méthode des puissances instantanées reste pratiquement insensible à cette variation, par ailleurs les autres méthodes donnent pratiquement des résultats erronés et on observe le même comportement quand on diminue la fréquence de cette valeur.

Une remarque importante à signaler est que le fonctionnement normal de la DFT, de la DFTR et du filtre de Kalman reprend quand la fréquence est de nouveau égale à sa valeur nominale; on ne constate pas une divergence de ces filtres pendant le régime transitoire; autrement dit la stabilité des filtres est conservée.

- Augmentation de la fréquence du réseau de 10Hz à l'instant $t = 0.06s$:

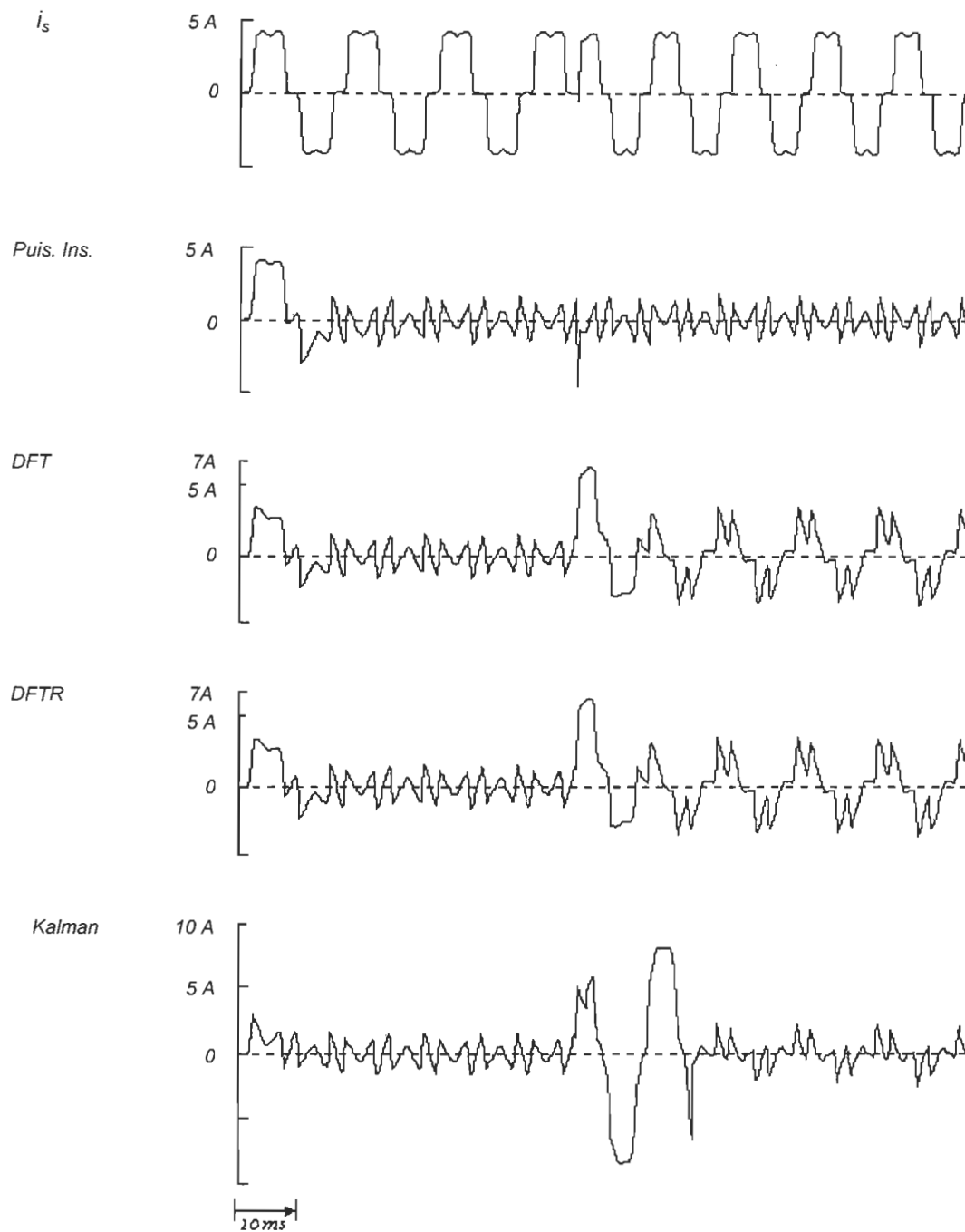


Figure 3.13 : Formes d'ondes extraites par les différentes méthodes de détection des harmoniques quand la fréquence augmente de 10Hz à $t=0.06s$

- Augmentation de la fréquence du réseau de 10Hz à l'instant $t = 0.06s$, dans le cas du filtre de Kalman et de la DFTR, avec détection idéale de la fréquence (ANNEXE 9).

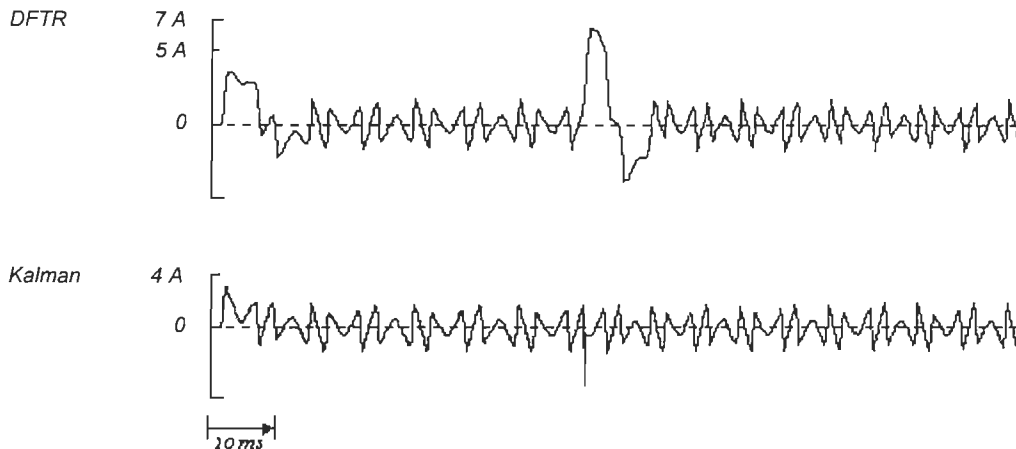


Figure 3.14 : Formes d'ondes extraites par la DFTR et le filtre de Kalman avec détection idéale de la fréquence, quand la fréquence augmente de 10Hz à $t=0.06s$

Pour améliorer le comportement du filtre de Kalman et de la DFTR en régime transitoire dans le cas de la variation de la fréquence, il fallait inclure un estimateur de fréquence (ANNEXE 9) qui permet d'actualiser la fréquence dans l'algorithme de Kalman et le pas d'échantillonnage dans l'algorithme de la DFTR.

Dans le cas du filtre de Kalman il s'agit d'actualiser la valeur de la fréquence qui intervient soit dans la matrice de transition ou de mesure selon la représentation d'état choisie. Par ailleurs, dans le cas de la DFTR, il faut actualiser la valeur du pas d'échantillonnage; ce pour la simple raison que le nombre d'échantillons par période doit être un entier puissance de 2; si on choisi un pas d'échantillonnage = $1/(64 \times 60)$ dans la cas d'un signal de fréquence de 60 Hz, la règle est respectée, si la fréquence augmente de 10 Hz par exemple la nouvelle valeur du pas doit être égale à $1/(64 \times 70)$.

Si nous désirons conserver les mêmes avantages des filtres en terme de précision en régime permanent, il faut un estimateur de fréquence de très haute précision; dans la figure 3.14 par exemple on suppose la présence d'un estimateur idéal.

3.5 Conclusion

On retient des résultats de simulations précédents que toutes les méthodes étudiées s'adaptent très bien au suivi d'un signal d'amplitude ou de phase variant dans le temps; qu'à précision égale, la méthode des puissances instantanées converge moins rapidement que les autres méthodes de détection des harmoniques présentées. Cependant cette méthode est robuste face aux variations de la fréquence du réseau contrairement aux autres méthodes dont le fonctionnement est altéré en fonction du degré de variation de la fréquence dans le réseau.

Pour améliorer le comportement du filtre de Kalman et de la DFTR en régime transitoire dans le cas de la variation de la fréquence, il fallait inclure un estimateur de fréquence idéal qui permet d'actualiser la fréquence dans l'algorithme de Kalman et le pas d'échantillonnage dans l'algorithme de la DFTR. Un estimateur de fréquence de précision moyenne améliorera certes le comportement du filtre en régime transitoire quand de grandes variations de fréquence surviennent; mais ceci est au dépend du régime permanent où un cas semblable à celui correspondant à une augmentation légère de la fréquence (tableau 3.5) se présentera. Si nous supposons que le régime transitoire est de courte durée, l'estimateur de fréquence n'est pas indispensable sachant que lorsque le fonctionnement normal est rétabli, le filtre de Kalman ou la DFTR reprennent leur fonctionnement normal et leur convergence n'est pas affectée.

Une autre alternative se présente dans le cas du filtre de Kalman, soit celle de tenir compte de l'estimation de la fréquence dans le modèle d'état; on parle dans ce cas du filtre de Kalman étendu (FKE) pour l'estimation de la fréquence et des harmoniques dans un réseau électrique.

L'estimation de la fréquence dans un système de puissance s'avère simple par un filtrage Kalman complexe à deux états (ANNEXE 8), [24].

L'extension de cet algorithme pour l'estimation des harmoniques se montre avantageuse, en terme de temps de calcul puisque la dimension des matrices d'état à manipuler est nettement inférieure par rapport à celle relative à la méthode de Kalman usuelle. Par ailleurs, une comparaison des deux méthodes de Kalman linéaire et non-linéaire montre que la première méthode s'adapte très bien à l'estimation des composantes harmoniques d'un signal variant dans le temps, et s'avère plus stable que la deuxième méthode face à des variations imprévues du signal. Dans ce sens il est important de mettre en relief que tous les paramètres, dans le cas du filtre Kalman non linéaire, sont des fonctions aléatoires dépendant de l'estimation contrairement au filtre de Kalman linéaire; le filtre de Kalman non linéaire a donc une tendance à diverger si le passage de l'ancienne estimée à la nouvelle estimée s'écarte des limites de la zone de linéarité. Étant donné que la fréquence est l'élément qui intervient dans la non linéarité du système, la stabilité du filtre de Kalman non-linéaire est affectée essentiellement par les variations aléatoires de la fréquence.

CHAPITRE 4 : APPLICATION DES ALGORITHMES DE DETECTION HARMONIQUE A LA COMMANDE DU FILTRE ACTIF

4.1 Introduction

Le filtre actif faisant l'objet du présent projet est composé d'un onduleur de tension commandé en courant dans le cas de la compensation harmonique et en tension dans le cas de l'amortissement de la résonance harmonique.

Pour la compensation harmonique nous faisons appel au principe de la commande MLI en courant d'un onduleur de tension installé en parallèle sur le réseau électrique du côté de la charge émettrice de courants harmoniques; le système considéré offre la possibilité d'analyse des stratégies de commande du filtre actif basées sur les différentes méthodes de détection harmonique.

Les objectifs de l'installation hybride étudiée dans le cadre de la deuxième application sont d'amortir la résonance harmonique dans les systèmes de puissance industriels et de filtrer les harmoniques. Le filtre actif hybride est composé d'un filtre actif à faible puissance et d'un filtre passif connectés en série. Le filtre hybride est connecté en parallèle avec d'autres charges au point de couplage commun (point de raccordement entre le distributeur d'électricité et le consommateur).

4.2 Compensation des harmoniques

4.2.1 Schéma d'un réseau électrique de distribution typique

La figure 4.1 présente le schéma unifilaire d'un réseau électrique de distribution avec un filtre actif parallèle dédié à la compensation des harmoniques dans le réseau; la charge non linéaire est un redresseur triphasé à diodes alimentant une charge inductive. Les paramètres du système sont décrites dans le tableau 4.1. Il s'agit du même réseau ayant servi dans le chapitre précédent en tant que référence de comparaison entre les méthodes proposées pour la détection des harmoniques dans différentes conditions pratiques. Dans cette section sera mise en relief la compensation harmonique à l'aide d'un onduleur (MLI) à source de tension commandé en courant.

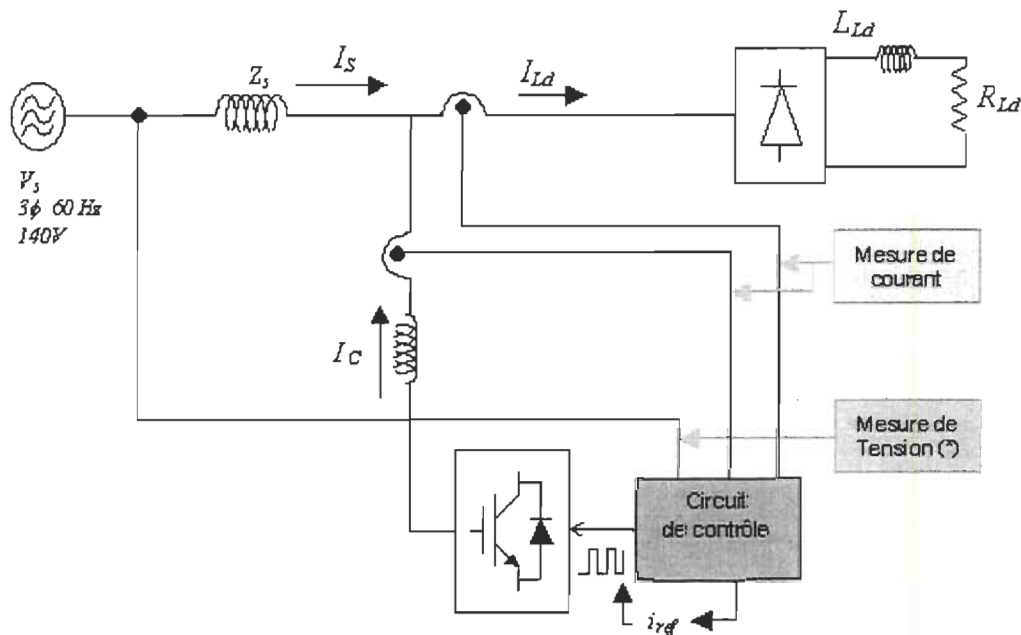


Figure 4.1 : Schéma du réseau électrique de distribution avec un filtre actif parallèle

(*) : La mesure de tension à la source est nécessaire pour la détermination du courant de référence dans le cas de la méthode des puissances instantanées et pour la détermination de la fréquence dans le cas du filtre de Kalman et de la transformée de Fourier discrète récursive (DFTR). Il est à noter que l'impédance Z_s comprend l'impédance de ligne ainsi que l'impédance du transformateur d'alimentation.

Tableau 4.1 : Paramètres du système expérimental

V_s	L_s	L_c	L_{Ld}	R_{Ld}
3ϕ (réseau triphasé); 60Hz; 140V	2mH	30mH	35 mH	50 Ω

4.2.2 Schéma de commande du filtre actif :

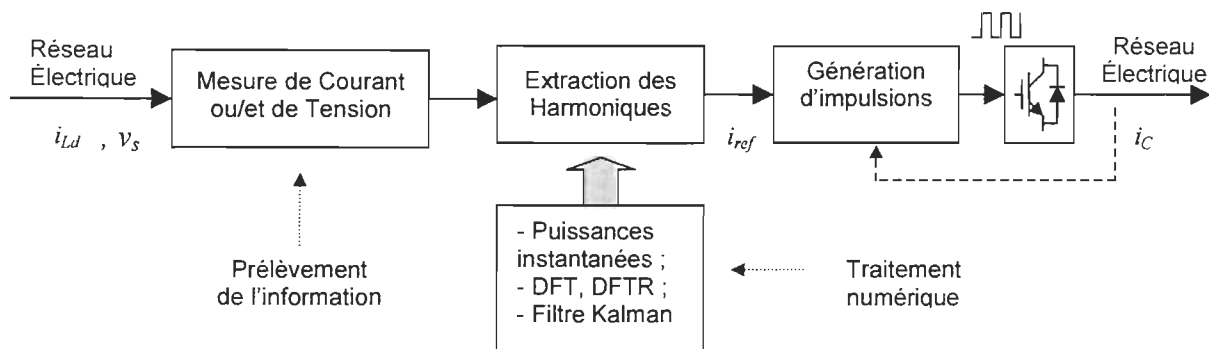


Figure 4.2 : Schéma de commande du filtre actif proposé (commandable en courant)

Bloc de mesure :

Il s'agit d'un mesurage dynamique qui détermine la valeur instantanée de la grandeur à mesurer. Le bloc de mesure de tension offert par Simulink permet la mesure de la tension instantanée entre deux nœuds électriques et le bloc de mesure de courant est employé pour mesurer le courant instantané circulant dans n'importe quelle branche électrique. La sortie des deux blocs fournit un signal Simulink qui peut être employé par d'autres blocs de Simulink et dont la variation dans le temps peut être visualisée à l'aide d'un oscilloscope disponible sous un autre bloc.

Bloc d'extraction des harmoniques :

Pour l'extraction des harmoniques de nombreuses techniques peuvent être employées. Dans le cadre du présent travail, différentes méthodes de détection des harmoniques sont analysées, à savoir la méthode de la puissance réactive instantanée, le filtre de Kalman, la transformée de Fourier Discrète et la transformée de Fourier Discrète récursive.

Bloc de génération des impulsions :

Pour la structure « onduleur de tension », les interrupteurs sont réalisés par l'association en parallèle inverse de transistors et de diodes tels que présentés sur le montage de la figure 4.3. L'inductance placée à la sortie du filtre sert à absorber les courants harmoniques de haute fréquence dus à la commande MLI.

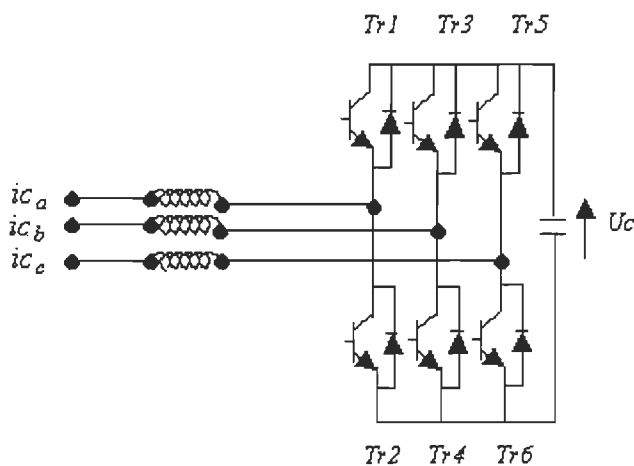


Figure 4.3 : Structure d'un onduleur de tension

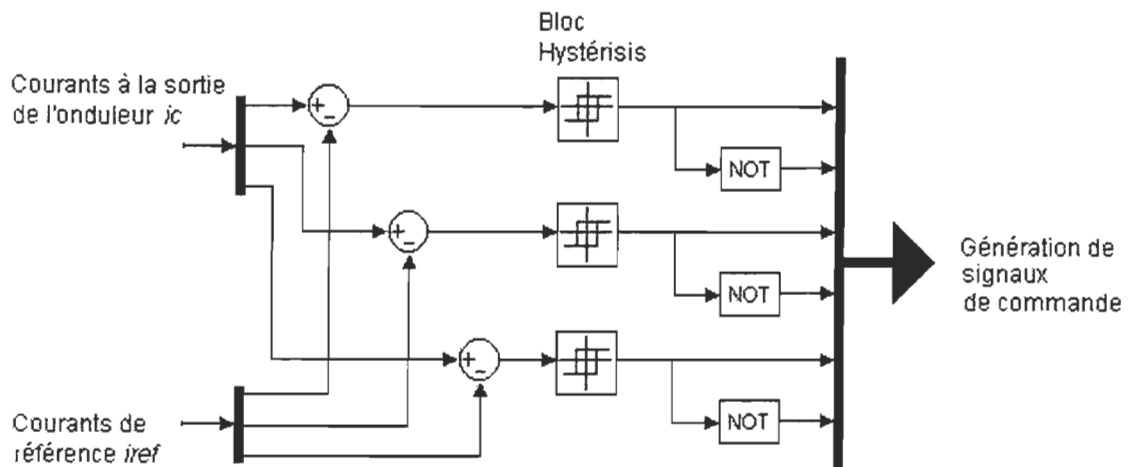


Figure 4.4 : Bloc de génération des impulsions de commande en courant d'un onduleur de tension triphasé

Faisant référence aux figures 4.3 et 4.4, supposons que le courant compensateur de référence i_{ref_a} soit positif, alors le transistor Tr_1 est amorcé quand le courant compensateur à la sortie du filtre actif i_{c_a} est égal à la limite inférieure du i_{ref_a} ; par contre Tr_1 est éteint quand i_{c_a} est égal à la limite supérieure de i_{ref_a} .

L'opération de commutation des transistors de puissance force automatiquement les courants compensateurs i_{c_a} , i_{c_b} , i_{c_c} , à la sortie de l'onduleur, à suivre respectivement les courants compensateurs de référence i_{ref_a} , i_{ref_b} et i_{ref_c} .

4.2.3 Résultats de simulation

Il s'agit ici d'étudier le comportement du filtre actif dédié à la compensation des harmoniques dans un réseau électrique triphasé, en considérant chaque algorithme de détection des harmoniques, face aux variations de différents paramètres du réseau. Dans le cas du filtre de Kalman et de la DFTR on suppose la présence d'un estimateur de fréquence idéal (ANNEXE 9).

- Creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts, +20°) de durée supérieure à trois périodes ('short undervoltage'), la fréquence est supposée constante et égale à 60 Hz :

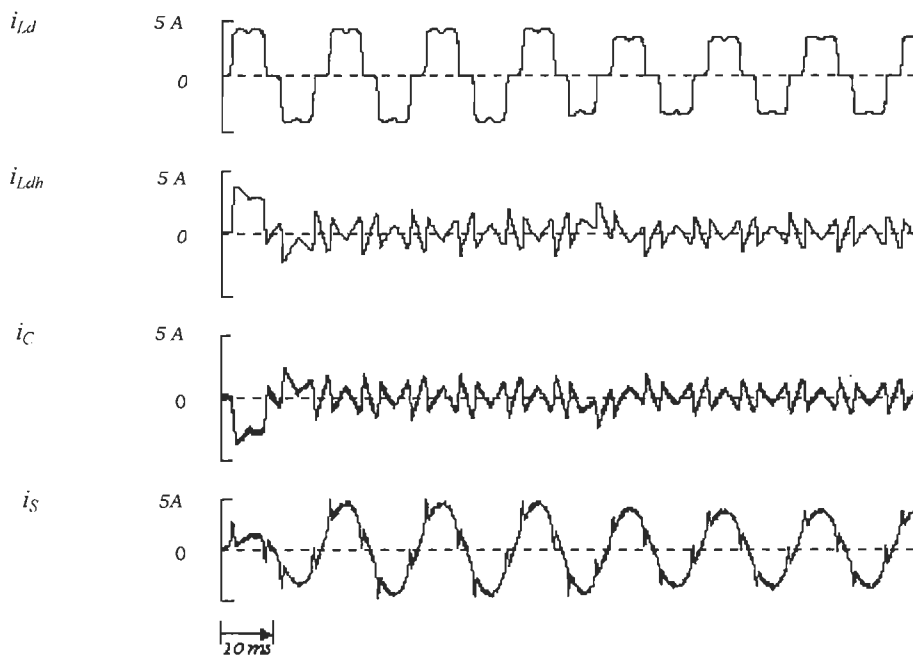


Figure 4.5: Forme d'onde de courants quand le filtre actif est commandé en utilisant la DFT, un creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts, +20°) de durée supérieure à 3 périodes, survient à $t=0.06s$.

- Creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts, +20°) de durée supérieure à trois périodes ('short undervoltage') et variation simultanée de la fréquence de +10 Hz :

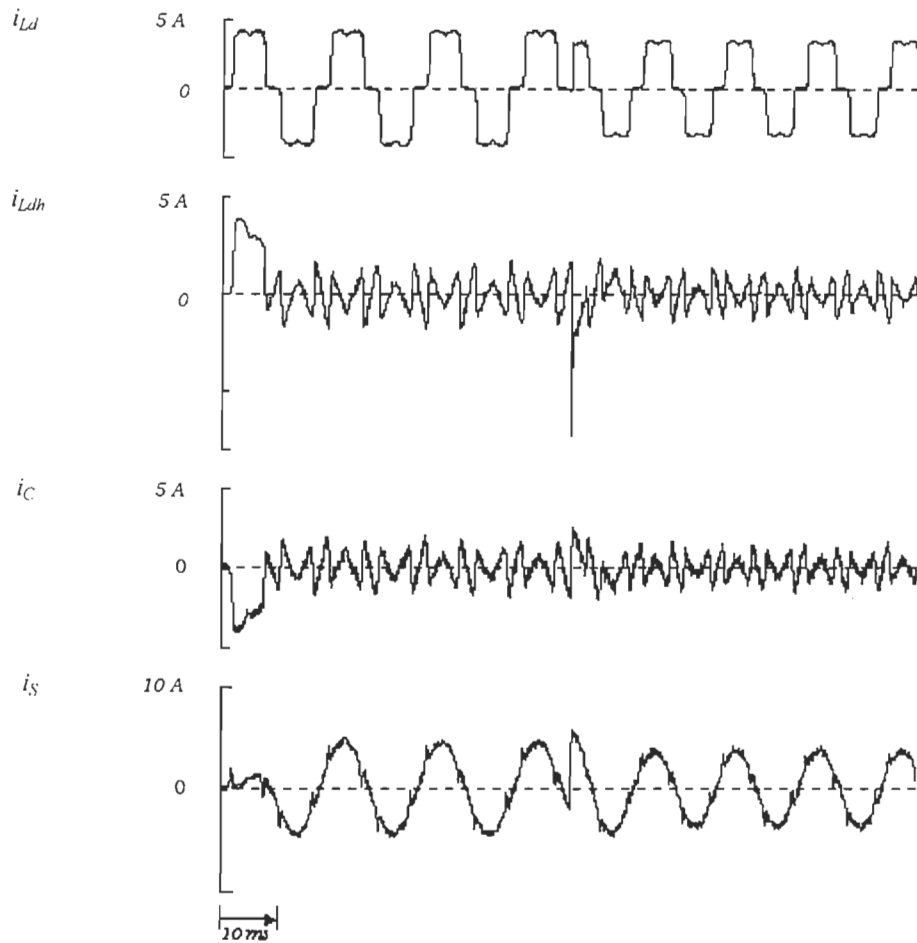


Figure 4.6: Formes d'onde de courants quand le filtre actif est commandé en utilisant la méthode des puissances instantanées, un creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts, +20°) de durée supérieure à 3 périodes et une variation simultanée de la fréquence de +10Hz surviennent à $t=0.06s$.

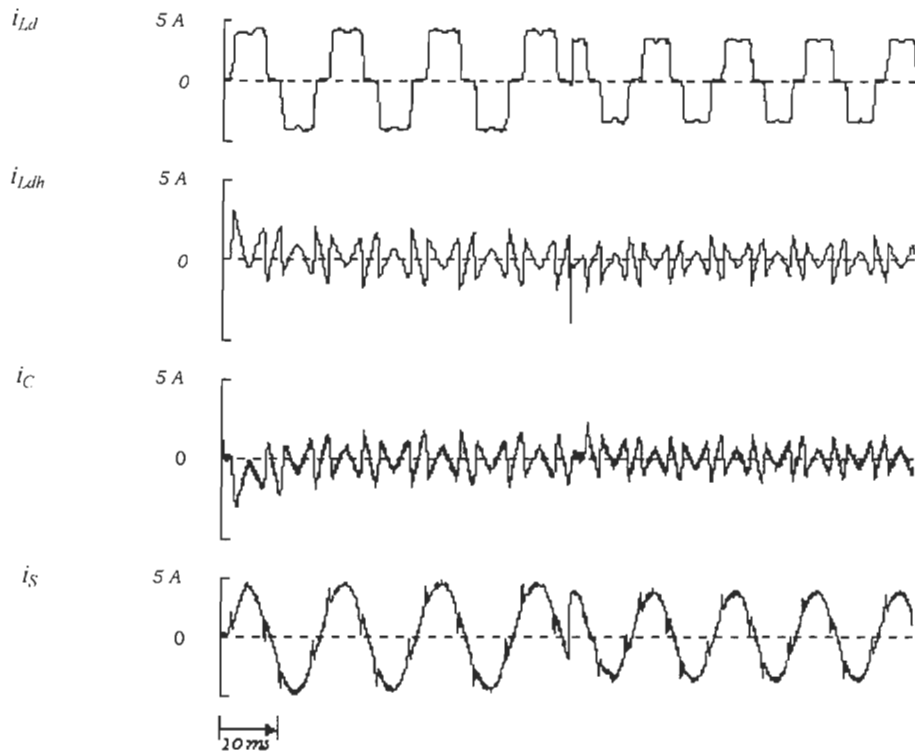


Figure 4.7: Formes d'onde de courants quand le filtre actif est commandé en utilisant le filtre de Kalman, un creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts, +20°) de durée supérieure à 3 périodes et une variation simultanée de la fréquence de +10 Hz surviennent à $t=0.06s$.

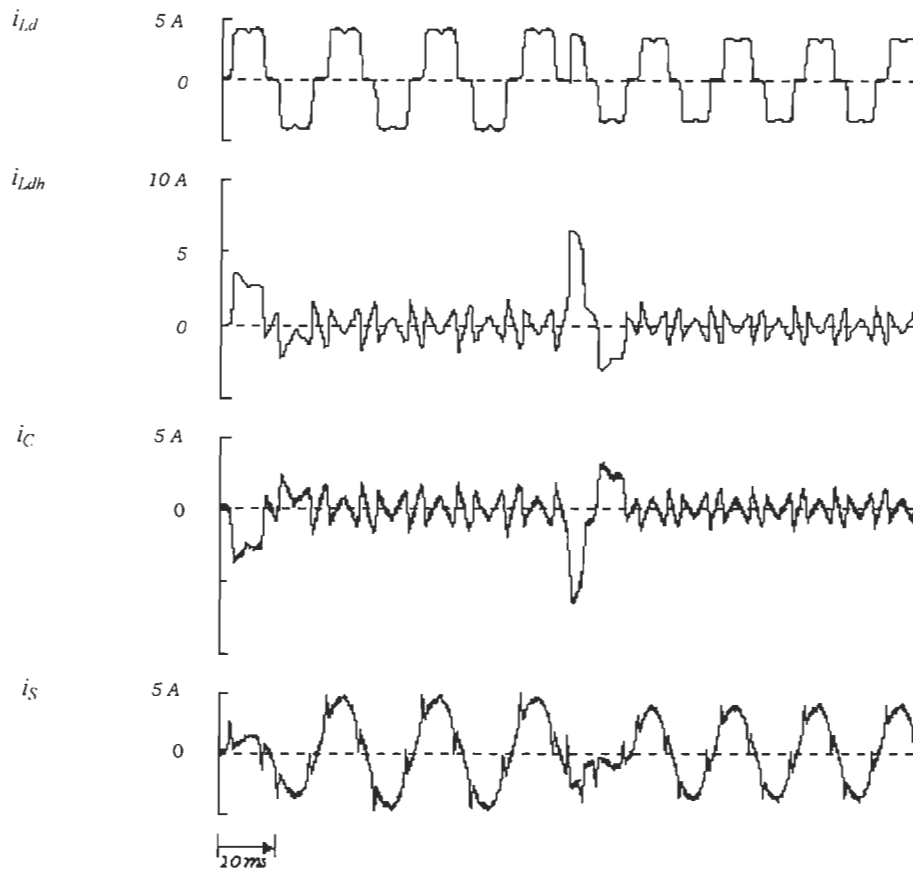


Figure 4.8: Formes d'onde de courants quand le filtre actif est commandé en utilisant la DFTR, un creux de tension triphasé de 17 % (-20Volts, +20°) de durée supérieure à 3 périodes et une variation simultanée de la fréquence de +10 Hz surviennent à $t=0.06s$.

Tableau 4.2 : Analyse par la FFT du courant de source en régime établi
pour les différents algorithmes

<i>FFT</i>	I_1 (A)	I_{ref5} (A)	I_{ref7} (A)	I_{ref11} (A)	I_{ref13} (A)	I_{ref17} (A)	I_{ref19} (A)	I_{ref23} (A)	I_{ref25} (A)
<i>Puis. Inst.</i>	4.359	0.257	0.192	0.207	0.153	0.148	0.100	0.106	0.068
<i>Kalm.</i>	4.345	0.279	0.212	0.215	0.164	0.165	0.123	0.127	0.077
<i>DFT</i>	4.324	0.459	0.305	0.327	0.220	0.216	0.140	0.101	0.073
<i>DFTR</i>	4.344	0.281	0.210	0.218	0.176	0.172	0.132	0.120	0.084

Pour la compensation harmonique nous faisons appel au principe de la commande MLI en courant d'un onduleur de tension; le système considéré a permis d'analyser des stratégies de commande du filtre actif basées sur différentes méthodes de détection harmonique.

A partir du tableau 4.2, nous constatons que la DFTR, le filtre de Kalman et la méthode des puissances instantanées ont un comportement très proche. Commandé par l'une de ces trois méthodes, le filtre actif limite le taux de distorsion en courant à un maximum de 6%.

Quant à la DFT, elle limite le taux de distorsion en courant à 10%, quoique cette limite respecte la norme *IEEE Std 519-1992*, le résultat reste moins performant par rapport aux autres méthodes à cause des calculs fastidieux exigés par cette méthode.

Il a été alors confirmé lors des simulations et à partir des résultats que la méthode basée sur la DFT demande contrairement aux autres méthodes un grand effort de calcul. Par ailleurs, cette méthode a été appliquée aussi dans la cadre de l'application suivante (commande d'un filtre actif dédié à l'amortissement de la résonance) pour montrer que son comportement est tout à fait identique à celui de la DFTR; cependant la DFT n'est pas adaptée à un fonctionnement en temps

réel d'où l'utilité de la DFTR qui n'exige pas un grand effort de calcul. Pour l'implantation pratique, seuls les algorithmes basés sur la méthode des puissances instantanées, la DFTR ainsi que le filtre de Kalman seront appliqués.

4.3 Atténuation de la résonance harmonique

La distorsion de la tension harmonique dans les systèmes de puissance est devenue si sérieuse que les tensions harmoniques de rangs 5 et 7 sont à peine acceptables. La tension harmonique de rang 5 peut excéder (dépasser) dans les systèmes de puissance industriels 7% sous des conditions de faibles charges rencontrées la nuit. L'augmentation de cette tension est due à la résonance harmonique entre l'inductance des lignes et les capacités shunt installées pour corriger le facteur de puissance.

L'amortissement de la résonance harmonique devra donc être aussi rentable pour l'atténuation des tensions et courants harmoniques que la compensation harmonique. Dans ce cadre, les filtres hybrides, consistant en des filtres passifs et actifs connectés en série ou en parallèle entre eux, combinent les avantages des deux filtres. Ceci conduit à une meilleure efficacité et un meilleur compromis coût/performance.

Un filtre actif hybride consistant en un filtre actif à faible puissance et un filtre passif conçu spécialement seront présentés. Le filtre hybride est connecté en parallèle avec d'autres charges au point de couplage commun (alimentation- consommateur). Les objectifs de l'installation hybride étudiée [26] sont d'amortir la résonance harmonique dans les systèmes de puissance industriels et d'atténuer les courants et tensions harmoniques. Les quatre algorithmes de détection des harmoniques basés respectivement sur la méthode des puissances instantanées, le filtre de Kalman, la DFT et la DFTR, seront appliqués à la commande du filtre actif.

4.3.1 Description du réseau-type électrique de distribution

La figure 4.9 montre le circuit expérimental utilisé; il est décrit en détail dans la référence [26]. Il représente un système de puissance industriel dans lequel la charge non linéaire, la capacité pour la correction du facteur de puissance et le filtre passif sont connectés à un jeu de barre commun. On considère la condition de charge nulle sous laquelle la perturbation harmonique la plus sévère survient. Le tableau 4.3 résume les paramètres du circuit de la figure 4.9.

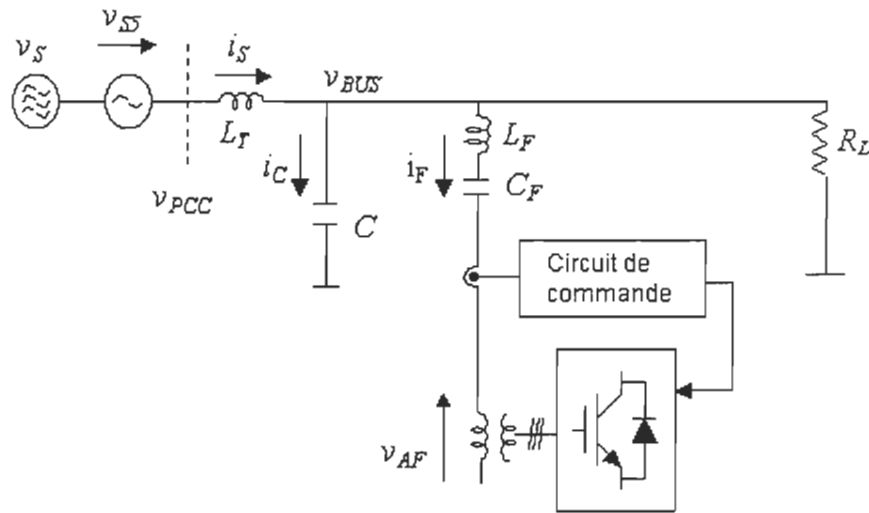


Figure 4.9 : Système de puissance industriel avec un filtre actif hybride [26]

Tableau 4.3 : Paramètres du réseau-type de distribution avec le filtre passif

<i>3 φ (système triphasé), 200-V, 60-Hz,</i>	
Filtre résonant accordé sur le 5 ^{ème} harmonique	$L_F = 12 \text{ mH}, C_F = 24 \text{ } \mu\text{F}$
Condensateur shunt	$C = 900 \text{ } \mu\text{F}$
Inductance de fuite	$L_T = 360 \text{ } \mu\text{H}$

Le système de puissance industriel opère à une tension de 200 V et une fréquence de 60 Hz. Un générateur du 5^{ème} harmonique v_{S5} , est connecté en série avec la source d'alimentation du réseau pour simuler la tension du 5^{ème} harmonique existante en amont du point de couplage commun P_{CC} .

On suppose que seule la tension harmonique de rang 5 existe au point P_{CC} . L_T est l'inductance de fuite du transformateur. 'C' est la capacité des condensateurs pour la correction du facteur de puissance. Si R_L est la résistance équivalente aux charges, la tension harmonique de rang 5, notée v_{BUS5} est donnée par :

$$v_{BUS5} = \frac{1}{1 - (5\omega)^2 L_T C + \frac{j5\omega L_T}{R_L}} v_{S5} \quad (4.1)$$

où : ω est la fréquence angulaire de la tension de ligne.

La condition de charge nulle ($RL = \infty$) conduit à la relation $v_{BUS5} > v_{S5}$ (fig 4.9). Ceci implique qu'une propagation harmonique survient dans le système de puissance industriel où la fréquence de résonance naturelle entre L_T et C est proche de la fréquence du 5^{ème} harmonique.

4.3.2 Principe de fonctionnement du filtre actif [26]

Le filtre actif consiste en un convertisseur MLI triphasé à source de tension utilisant 6 transistors de puissance IGBT ; il est connecté en série avec un filtre passif accordé sur le 5^{ème} harmonique.

Le filtre actif détecte le 5^{ème} harmonique du courant parcourant le filtre passif, soit i_{F5} ; après l'amplification du courant i_{F5} par un gain K_G , la tension de référence v_{AF} du filtre actif est déterminée par:

$$v_{AF}^* = K_G \cdot i_{F5} \quad (4.2)$$

Le filtre actif agit donc comme une résistance pure de $K_G[\Omega]$ pour la tension et le courant harmoniques de rang 5 ; l'impédance du filtre hybride à la fréquence harmonique de rang 5, soit Z_5 , est donnée par :

$$Z_5 = j5\omega L_F + \frac{1}{j5\omega C_F} + r_F + K_G \quad (4.3)$$

Ici, r_F est la valeur de la résistance inhérente au filtre passif. Admettons que le filtre passif soit accordé parfaitement à la fréquence du 5^{ème} harmonique; alors, l'impédance du filtre passif est égale à r_F . Il est clair que $Z_5=0$ lorsque $K_G = -r_F$; ceci implique qu'aucune tension harmonique de rang 5 n'apparaît au jeu de barre commun.

La tension harmonique v_{BUS5} apparaissant au jeu de barre commun et le courant harmonique de rang 5, soit i_{s5} , présent dans le courant d'alimentation, sont donnés par :

$$v_{BUS5} = \frac{1}{1 - (5\omega)^2 L_T C + j5\omega L_T \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_F + K_G} \right)} v_{s5} \quad (4.4)$$

$$i_{s5} = \frac{j5\omega C + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_F + K_G}}{1 - (5\omega)^2 L_T C + j5\omega L_T \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_F + K_G} \right)} v_{s5} \quad (4.5)$$

$K = -r_F$ mène aux relations suivantes :

$$v_{BUS5} = 0 \quad (4.6)$$

$$i_{s5} = \frac{1}{j5\omega L_T} v_{s5} \quad (4.7)$$

4.3.3 Schéma de commande du filtre actif

Le circuit d'extraction détecte les courants triphasés parcourant le filtre passif via trois transformateurs de courant et ensuite les courants harmoniques de rang 5 peuvent être extraits à l'aide de l'une des méthodes de détection des harmoniques (Figure 4.10) et ensuite multipliés par le gain K_G pour en déduire les tensions harmoniques de référence.

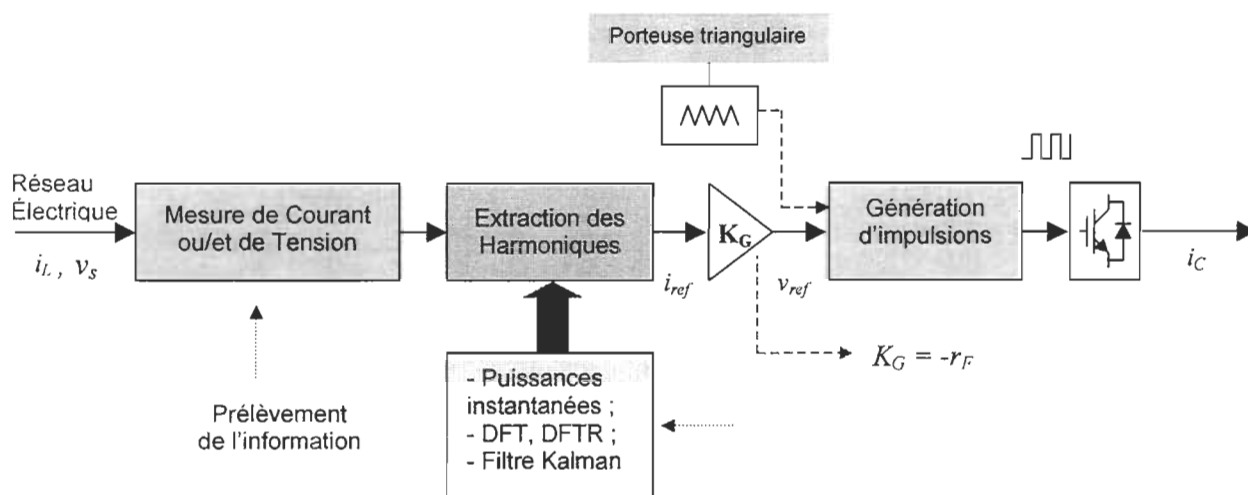


Figure 4.10 : Schéma de commande du filtre actif proposé (commandable en tension)

La tension de référence est comparée à une porteuse triangulaire afin de produire les impulsions de commutation MLI. La fréquence du signal triangulaire est prise = 15 kHz. D'où, le filtre actif série opère comme une source de tension contrôlable alors que le filtre conventionnel opère comme une source de courant contrôlable.

Trois scénarios de détection des harmoniques [26] pour le filtre actif sont possibles :

- Détection du courant harmonique parcourant le filtre passif $I_{Fh} : V_{AF}^* = K_G \cdot I_{Fh}$;
- Détection de la tension harmonique apparaissant aux bornes du filtre passif, $V_{Fh} : V_{AF}^* = K_G \cdot V_{Fh}$;
- Détection de la tension harmonique apparaissant au jeu de barre commun, $V_{BUSh} : V_{AF}^* = K_G \cdot V_{BUSh}$.

La méthode de détection du courant i_F est retenue car elle est supérieure aux autres méthodes en terme de précision de détection des harmoniques; avec cette méthode, la proportion de la composante harmonique extraite par rapport à la composante fondamentale est la plus élevée parmi les trois méthodes.

4.3.4 Résultats de Simulation

Les figures 4.11 et 4.12 montrent les formes d'onde de simulation obtenues à partir du système de la figure 4.9 quand le filtre hybride est déconnecté (figure 4.11), autrement dit lorsque le filtre passif et le filtre actif ne sont pas installés, la tension harmonique de rang 5 de v_{BUS} est amplifiée comme résultat de la résonance harmonique entre L_T et C .

Quand uniquement le filtre passif est installé, la tension harmonique de rang 5 est atténuée comme montré à la figure 4.12 et au tableau 4.4. Les figures 4.14 et 4.15 montrent les formes d'onde quand le filtre hybride est installé. Aucune amplification de la tension harmonique ne survient et v_{BUS} est presque sinusoïdale. Le courant et la tension harmoniques de rang 5 sont réduits à peu près à plus d'un cinquième (1/5) par rapport à la figure 4.11. Ceci indique que le filtre actif connecté en série avec le filtre passif contribue de façon significative à l'amortissement de la résonance. La tension à la sortie du filtre actif v_{AF} est en opposition de phase par rapport au courant harmonique de rang 5 présent dans i_F car le filtre actif agit comme une résistance négative pour la tension et le courant harmoniques de rang 5.

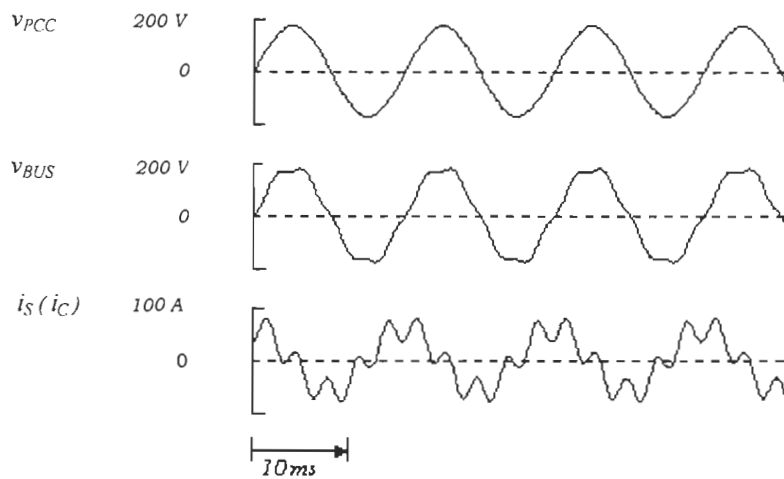


Figure 4.11 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est déconnecté

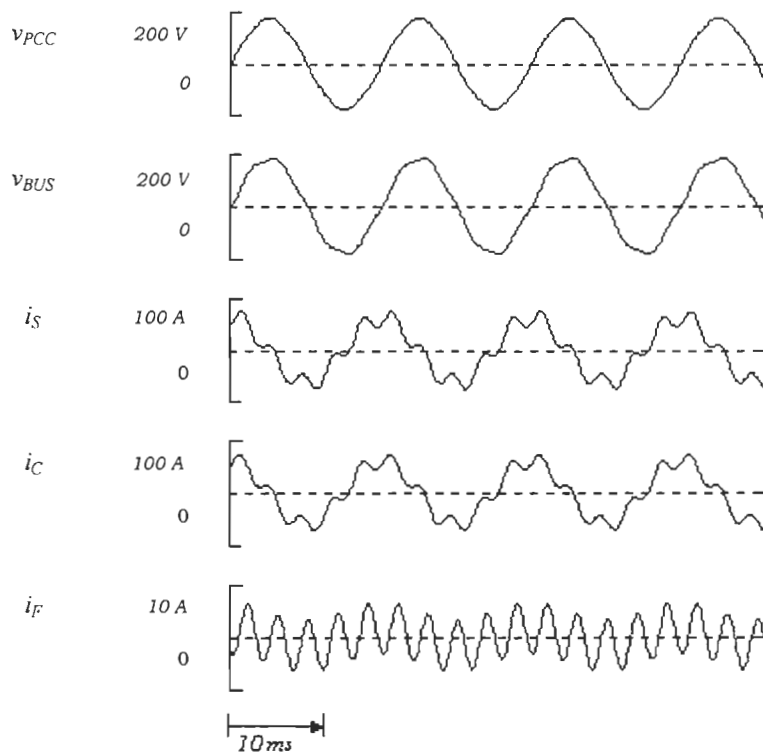


Figure 4.12 : Formes d'ondes quand le filtre passif seul est connecté

Les figures 4.14 montrent les formes d'onde obtenues par simulation à partir d'une source de tension contrôlable (Fig. 4.13) au lieu d'un onduleur de tension (fig.4.9) afin de vérifier en premier la validité des circuits de commande. En simulation, la source de tension contrôlable a été insérée directement en série avec le filtre passif, autrement dit sans avoir recours au transformateur de courant, ce qui représente une solution théorique (idéale) n'introduisant aucun déphasage de tension, mais non réalisable dans la pratique car le transformateur de courant est nécessaire pour assurer soit l'isolement de la source de tension contrôlable (utilisable à condition qu'elle soit réversible) par rapport au réseau électrique ou l'insertion en série de l'onduleur de tension dans le réseau (Fig. 4.9).

Le tableau 5.4 résume les résultats d'analyse par la FFT des tensions et courants harmoniques de rang 5.

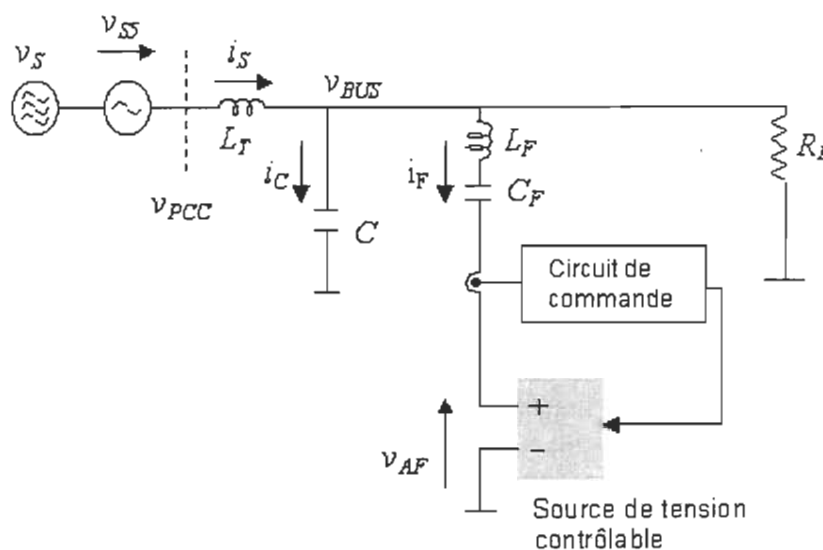


Figure 4.13 : Système de puissance industriel avec un filtre actif hybride lorsque l'onduleur de tension est remplacé par une source de tension contrôlable

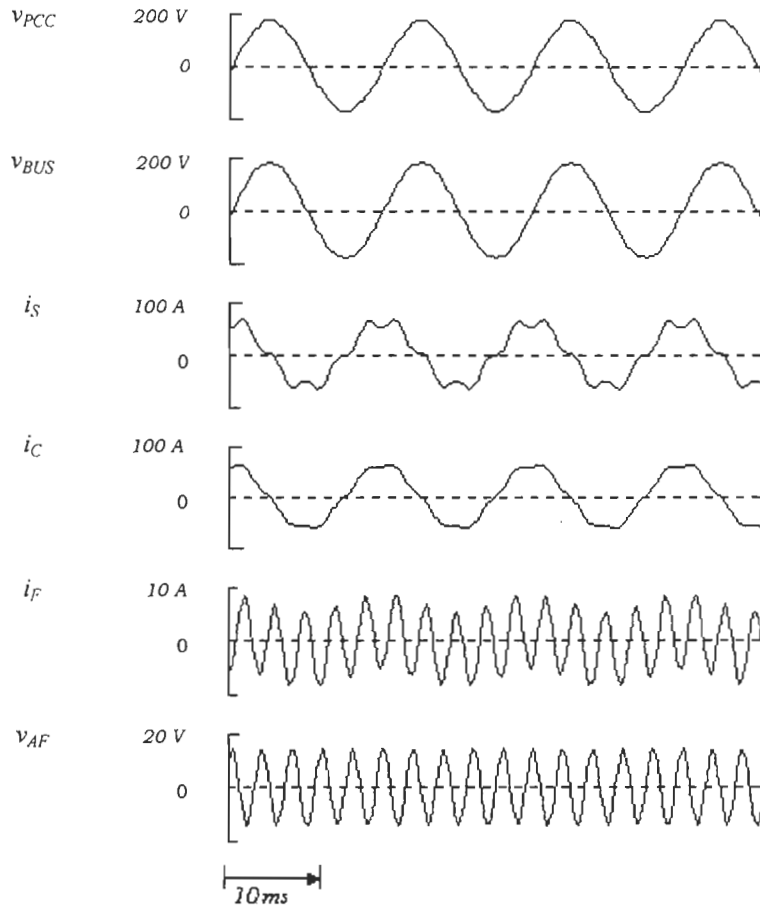


Figure 4.14.a : Le filtre actif est commandé en utilisant la DFT ($f_e = 64 \times 60\text{Hz}$)

Figure 4.14 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est installé
(source de tension contrôlable)

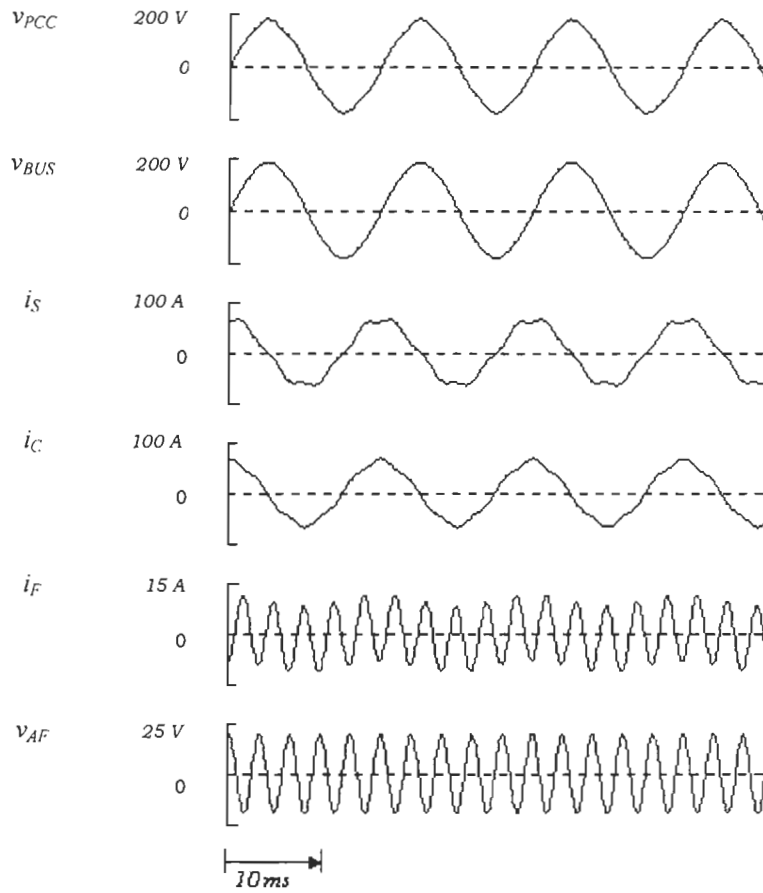


Figure 4.14.b : Le filtre actif est commandé en utilisant la DFTR ($f_e = 128 \times 60 \text{ Hz}$)

Figure 4.14 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est installé
(source de tension contrôlable)

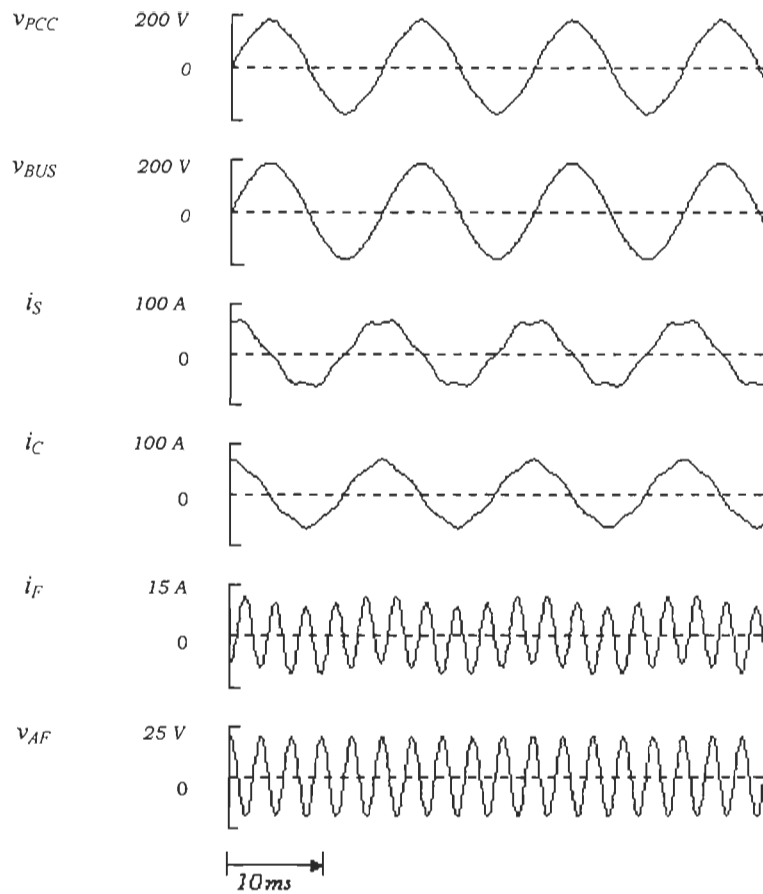


Figure 4.14.c : Le filtre actif est commandé en utilisant le filtre de Kalman ($f_e=128 \times 60\text{Hz}$)

Figure 4.14 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est installé
(source de tension contrôlable)

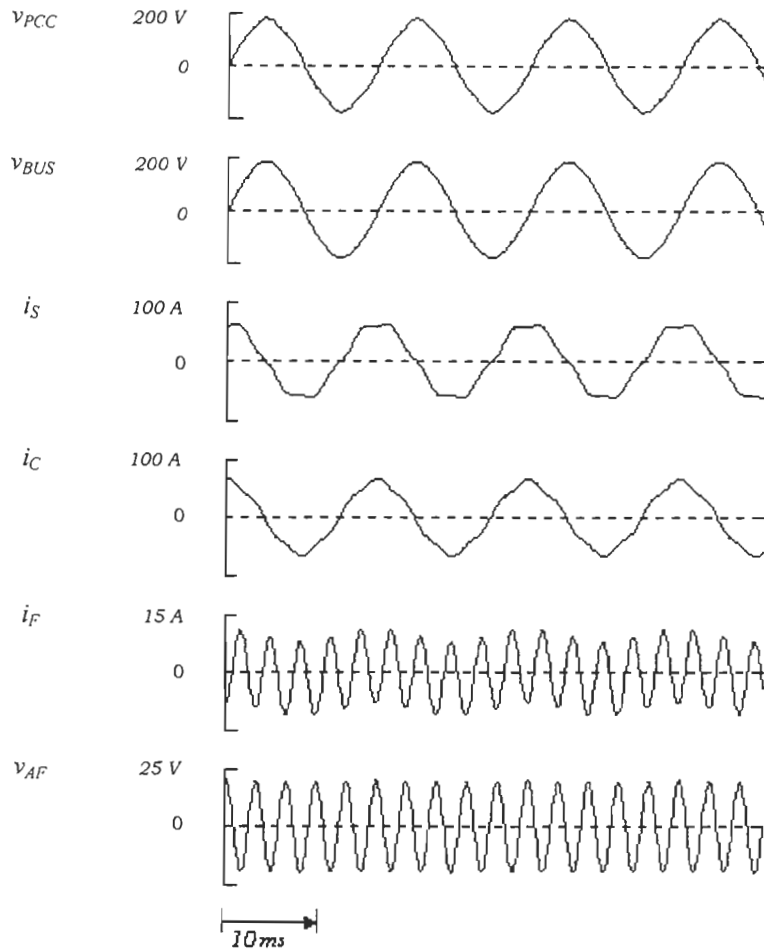


Figure 4.14.d : Le filtre actif est commandé en utilisant la méthode des puissances instantanées ($f_e=128 \times 60\text{Hz}$)

Figure 4.14 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est installé (source de tension contrôlable)

Tableau 4.4 : analyse par la FFT des formes d'ondes présentées aux figures 4.11,12,14
(source de tension contrôlable)

Tableau 4.4.a : Fréquence d'échantillonnage : $f_e=64 \times 60$ Hz

Composante du 5ème harmonique	Sans filtre hybride	Avec filtre Passif seul	Filtre Hybride			
			DFT	RDFT	Kalman	Puissances Instantanées $f_c=50$ Hz
			$f_e = 64 \times 60$ Hz			
v_{PCC} (V)	2.021	3.676	4.885	4.884	4.884	4.884
v_{BUS} (V)	15.097	9.281	2.515	2.516	2.517	2.518
i_S (A)	25.359	17.240	10.844	10.846	10.847	10.849
i_C (A)	25.359	15.582	4.085	4.086	4.088	4.090
$I_{réf}$ (A)	-	-	6.777	6.776	6.776	6.775
i_F (A)	-	4.712	6.777	6.776	6.776	6.775
v_{AF} (V)	-	-	13.554	13.553	13.551	13.550

S'agissant des trois méthodes basées respectivement sur la RDFT, le filtre de Kalman et la méthode des puissances instantanées qui demandent moins de temps de calcul, la fréquence d'échantillonnage est augmentée (tableau 4.4.b).

Tableau 4.4.b : Fréquence d'échantillonnage : $f_e=128 \times 60$ Hz

Composante du 5ème harmonique	Sans filtre hybride	Avec filtre Passif seul	Filtre Hybride		
			RDFT	Kalman	Puissances Instantanées $f_c=50$ Hz
			$f_e = 128 \times 60$ Hz		
v_{PCC} (V)	2.021	3.676	5.924	5.924	5.923
v_{BUS} (V)	15.097	9.281	2.546	2.546	2.544
i_S (A)	25.359	17.240	5.315	5.314	5.317
i_C (A)	25.359	15.582	4.274	4.274	4.271
$I_{réf}$ (A)	-	-	9.158	9.158	9.156
i_F (A)	-	4.712	9.158	9.158	9.157
v_{AF} (V)	-	-	18.315	18.315	18.313

Pour que la source de tension contrôlable utilisée en simulation puisse être insérée en pratique dans un réseau alimenté par une autre source de tension, elle doit être réversible.

Dans ce qui suit, au lieu de la source tension contrôlable (4.13) nous utilisons un onduleur triphasé à source de tension (4.9). Les figures 4.15 montrent les formes d'onde obtenues par simulation et le tableau 4.5 résume les résultats d'analyse par la FFT des tensions et courants harmoniques de rang 5.

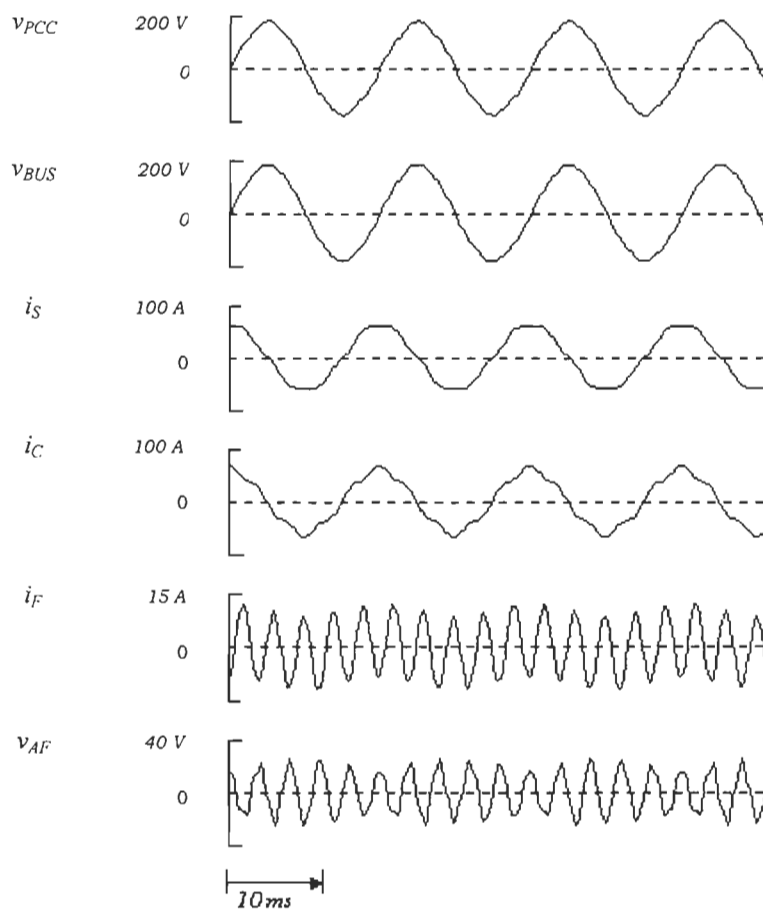


Figure 4.15.a : Le filtre actif est commandé en utilisant la DFTR

Figure 4.15 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est installé
(Onduleur de tension triphasé)

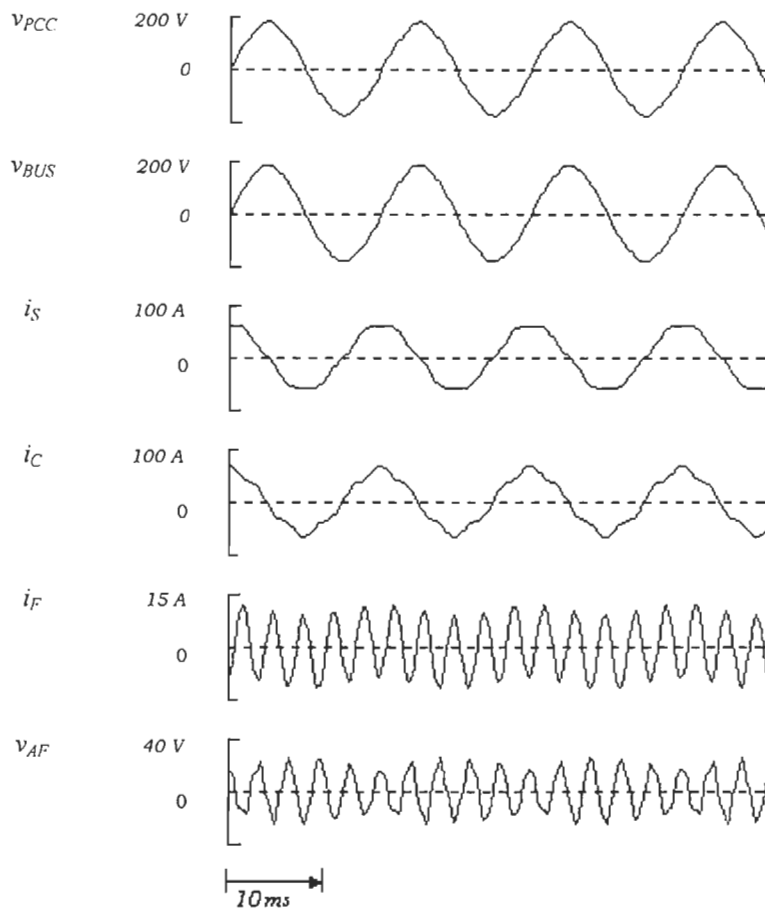


Figure 4.15.b : Le filtre actif est commandé en utilisant le filtre de Kalman

Figure 4.15 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est installé
(Onduleur de tension triphasé)

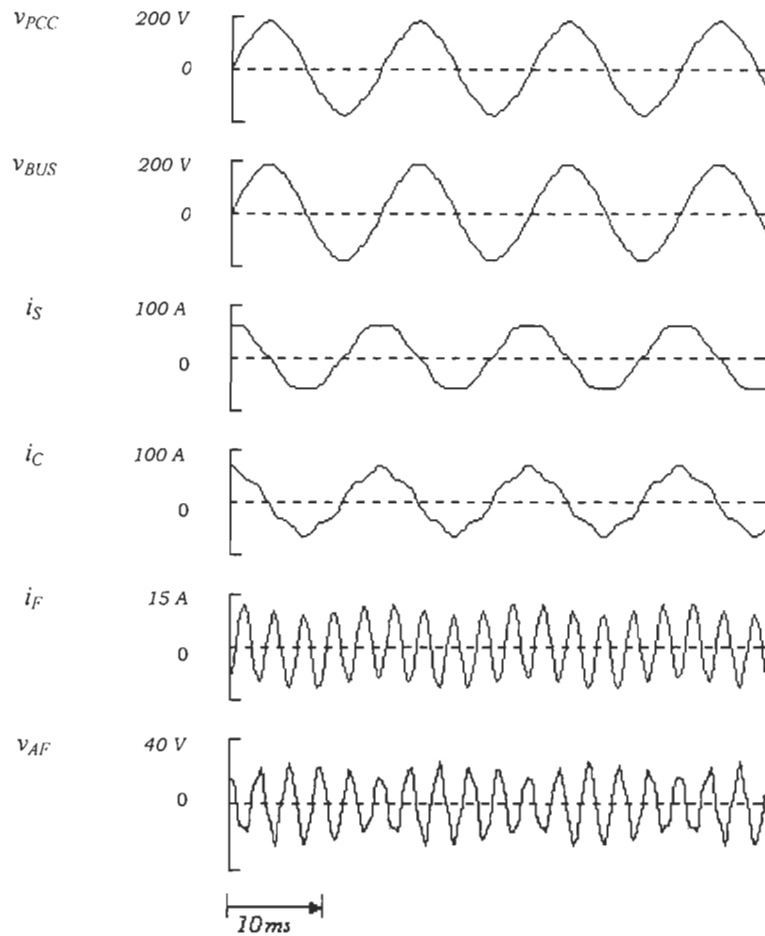


Figure 4.15.c : Le filtre actif est commandé en utilisant la méthode des puissances instantanées

Figure 4.15 : Formes d'ondes quand le filtre hybride est installé
(Onduleur de tension triphasé)

Tableau 4.5 : analyse par la FFT des formes d'ondes présentées aux figures 4.11,12,15
(Onduleur de tension triphasé)

Tableau 4.5.a : Fréquence d'échantillonnage : $f_e=64 \times 60$ Hz

Composante du 5ème harmonique	Sans filtre hybride	Avec filtre Passif seul	Filtre Hybride		
			<i>RDFT</i>	<i>Kalman</i>	<i>Puissances Instantanées $f_c=50$ Hz</i>
			$f_e=64 \times 60$ Hz		
v_{PCC} (V)	2.021	3.676	6.658	6.655	6.661
v_{BUS} (V)	15.097	9.281	6.873	6.862	6.910
i_S (A)	25.359	17.240	3.580	3.584	3.618
i_C (A)	25.359	15.582	11.662	11.644	11.725
I_{ref} (A)	-	-	11.256	11.248	11.275
i_F (A)	-	4.712	11.256	11.249	11.268
v_{AF} (V)	-	-	21.930	21.890	21.868

Tableau 4.5.b : Fréquence d'échantillonnage : $f_e=128 \times 60$ Hz

Composante du 5ème harmonique	Sans filtre hybride	Avec filtre Passif seul	Filtre Hybride		
			<i>RDFT</i>	<i>Kalman</i>	<i>Puissances Instantanées $f_c=50$ Hz</i>
			$f_e=128 \times 60$ Hz		
v_{PCC} (V)	2.021	3.676	6.249	6.244	6.245
v_{BUS} (V)	15.097	9.281	3.761	3.700	3.763
i_S (A)	25.359	17.240	3.781	3.829	3.792
i_C (A)	25.359	15.582	6.383	6.278	6.385
I_{ref} (A)	-	-	10.054	10.037	10.041
i_F (A)	-	4.712	10.043	10.021	10.034
v_{AF} (V)	-	-	20.050	20.060	20.000

A titre de précision, les valeurs de v_{BUS} et i_S ci-dessus (tableau 4.5) sont différentes de celles obtenues au tableau 4.4. Par ailleurs, elles sont plus réalistes car en simulation la source de tension contrôlable a été insérée directement en série avec le filtre passif, autrement dit sans avoir recours au transformateur de courant; ce qui représente une solution théorique (idéale) n'introduisant aucun déphasage de tension (Fig. 4.13), mais non réalisable dans la pratique car le transformateur de courant est nécessaire pour assurer soit l'isolement de la source de tension contrôlable (utilisable à condition qu'elle soit réversible) par rapport au réseau électrique ou l'insertion en série de l'onduleur de tension dans le réseau (fig. 4.9); d'où l'introduction d'un faible déphasage de tension à la sortie de l'onduleur par rapport à la tension v_{BUS} . Ce qui explique le fait que dans le cas d'utilisation de la source de tension contrôlable, la résonance est mieux amortie que dans le cas d'utilisation de l'onduleur de tension avec transformateur de courant, mais au dépend de l'atténuation harmonique dans i_S , la relation $i_{S_s} = \frac{v_{PCC_s} - v_{BUS_s}}{j5\omega L_T}$ exprimée à partir de la figure 4.9 (ou la figure 4.13) traduit bien ce compromis.

La différence entre les deux cas de simulation ci-dessus est constatée quand la fréquence d'échantillonnage choisie est faible; l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage améliore les résultats obtenus à basse fréquence d'échantillonnage : à savoir l'atténuation du courant harmonique dans i_S par la source de tension contrôlable ainsi que l'amortissement de la tension harmonique dans v_{BUS} par l'onduleur de tension.

Aussi, nous avons montré à partir des simulations que l'utilisation d'une source de tension contrôlable avec un transformateur de courant dans le réseau, donne des résultats semblables à ceux obtenus à partir d'un onduleur de tension avec le même transformateur de courant.

Le même réseau précédent est remplacé par un réseau monophasé en gardant les mêmes paramètres relatifs à une phase et donc dans ce cas un onduleur monophasé sera utilisé en tant que filtre actif. Le tableau 4.6 résume les résultats d'analyse par la FFT des tensions et courants harmoniques de rang 5. Le choix des deux fréquences d'échantillonnages relatives à la méthode des puissances instantanées (tableau 4.6) est justifié en raison de l'adaptation de cette méthode à un réseau monophasé, le même principe est adopté dans la réalisation pratique (CHAPITRE 5).

Tableaux 4.6 : Analyse par la FFT des formes d'ondes de tensions et courants harmoniques de rang 5 (Onduleur de tension triphasé)

Composante du 5ème harmonique	Sans filtre hybride	Avec filtre Passif seul	Filtre Hybride		
			<i>RDFT</i>	<i>Kalman</i>	<i>Puissances Instantanées fc =50 Hz</i>
			<i>fe=128 x 60 Hz</i>		<i>fe=129 x 60 Hz</i>
v_{PCC} (V)	2.021	3.676	7.000	7.000	7.000
v_{BUS} (V)	15.097	9.281	4.740	4.721	4.760
i_S (A)	25.359	17.240	3.698	3.714	3.631
i_C (A)	25.359	15.582	8.042	8.009	8.075
I_{ref} (A)	-	-	11.353	11.349	11.361
i_F (A)	-	4.712	11.355	11.351	11.361
v_{AF} (V)	-	-	22.295	22.310	22.234

Composante du 5ème harmonique	Sans filtre hybride	Avec filtre Passif seul	Filtre Hybride		
			<i>RDFT</i>	<i>Kalman</i>	<i>Puissances Instantanées fc =50 Hz</i>
			<i>fe=64 x 60 Hz</i>	<i>fe=64 x 60 Hz [φ]=[4 x 4]</i>	<i>fe=66 x 60 Hz</i>
v_{PCC} (V)	2.021	3.676	7.000	7.000	6.999
v_{BUS} (V)	15.097	9.281	8.019	7.981	7.755
i_S (A)	25.359	17.240	4.398	4.351	4.130
i_C (A)	25.359	15.582	13.605	13.541	13.155

On constate qu'en utilisant dans le filtre hybride, une source de tension contrôlable, un onduleur de tension triphasé ou bien un onduleur de tension monophasé, le comportement des trois méthodes de détection harmonique est pratiquement identique, de plus dans chaque cas, l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage améliore les résultats d'atténuation des harmoniques.

4.4 Conclusion

Les résultats de simulation ont confirmé de nouveau le degré de précision des différentes méthodes de détection harmonique et mettent en relief leur efficacité à la fois pour la compensation harmonique et pour l'amortissement de la résonance. Les comportements des différentes méthodes sont proches et les formes d'ondes obtenues sont pratiquement identiques.

On retient par la suite trois méthodes de détection à savoir, la méthode des puissances instantanées, le filtre de Kalman et la DFTR qui demandent peu de calcul à l'opposé de la DFT . Leur validation en temps réel à l'aide de l'outil dSPACE fera l'objet de la première section du prochain chapitre

Il s'agit dans le chapitre suivant de valider par l'expérience les résultats de simulation obtenus dans ce chapitre et dans le chapitre précédent. La mise en œuvre pratique retient l'application du filtre actif hybride qui combine les avantages du filtre passif et du filtre actif et permet aussi bien un bon amortissement de la résonance que le filtrage harmonique. Dans ce sens, un banc d'essai est élaboré dans le cadre de ce projet pour fins de validation des résultats de simulation et ce pour chacune des méthodes de détection harmonique appliquées à la commande du filtre actif hybride .

CHAPITRE 5 : MISE EN ŒUVRE PRATIQUE D'UN FILTRE ACTIF HYBRIDE AVEC DIFFERENTS ALGORITHMES DE DETECTION HARMONIQUE

5.1 Introduction

Généralement, un filtre actif auto-adaptatif est composé d'un onduleur commandé en MLI et d'un système DSP. Dans le cadre de ce projet nous faisons appel au système dSPACE qui est doté d'un processeur de signal numérique (DSP) et d'un système complet d'interfaces entrée-sortie [27].

Les systèmes de développement dSPACE sont conçus pour contrôler, mettre en oeuvre et évaluer des algorithmes de commande à haute vitesse des dispositifs de l'électronique de puissance. Ils apportent le matériel nécessaire à la réalisation de simulations intégrées à des expériences réelles.

Le système dSPACE permet l'interfaçage avec Matlab-Simulink, la génération automatique de code, la compilation et le contrôle des outils graphiques pour enregistrement des données. Notamment, La génération de code des diagrammes-bloc de Simulink est entièrement automatique.

Dans ce sens, la commande du filtre actif hybride qui fera l'objet de la mise oeuvre pratique qui suit, nécessitera l'implantation dans le système dSPACE d'un programme permettant la détection des harmoniques et la génération de signaux MLI afin de commander le module de puissance (ANNEXE 5). Nous procéderons d'abord par la validation des programmes de détection harmonique en temps réel et ensuite par la connexion du système dSPACE au banc d'essai (réseau-électrique + onduleur).

5.2 Implantation en temps réel des algorithmes de détection des harmoniques

Nous n'avons pas besoin d'un banc d'essai expérimental pour une première validation en temps réel des algorithmes de détection harmonique étudiés.

L'analyse peut être faite avec le signal suivant (même signal utilisé précédemment dans le cadre des simulations), généré simplement par Simulink, dont les composantes harmoniques sont connues:

$$Sg(t)=1.0\cos(\omega t+10^\circ)+0.08\cos(5\omega t+30^\circ)+0.08\cos(7\omega t+40^\circ)+0.06\cos(11\omega t+50^\circ) \quad (\text{p.u.})$$

Avec $\omega=2\pi f$, $f=60$ Hz.

Pour l'application de la méthode des puissances instantanées, nous avons besoin d'un deuxième signal triphasé représentant la tension d'alimentation ; cette tension est supposée contenir la composante fondamentale seule.

La simulation des différents algorithmes est faite à pas fixe, en temps réel en faisant appel aux commandes *dSPACE*, pour extraire la forme d'onde des composantes harmoniques du signal ci-dessus.

La fréquence d'échantillonnage est choisie égale à 64x60 Hz dans le cas des trois méthodes à savoir la méthode des puissances instantanées, la transformée de Fourier récursive et le filtre de Kalman. Ces trois programmes ont été conçus à l'aide de l'outil Simulink, soit dans un environnement de programmation commun. Par ailleurs, il est important de signaler que des performances supérieures en temps réel pourraient de plus en plus être atteintes en terme de rapidité et en terme de précision si le langage de programmation est proche du langage machine; car les opérations de calcul pourraient être plus optimisées et les fréquences d'échantillonnage plus élevées.

Les résultats de validation en temps réel de la transformée de Fourier récursive, du filtre de Kalman et de la méthode des puissances instantanées sont présentés à la figure 5.1. Par ailleurs, dans la figure 5.2, on applique une augmentation de l'amplitude du signal $Sg(t)$ en appliquant un gain de 2 au même instant pour les trois algorithmes.

On déduit que le comportement en temps réel des trois algorithmes ainsi que leur précision (tableau 5.1) sont identiques aux résultats de simulation trouvés précédemment.

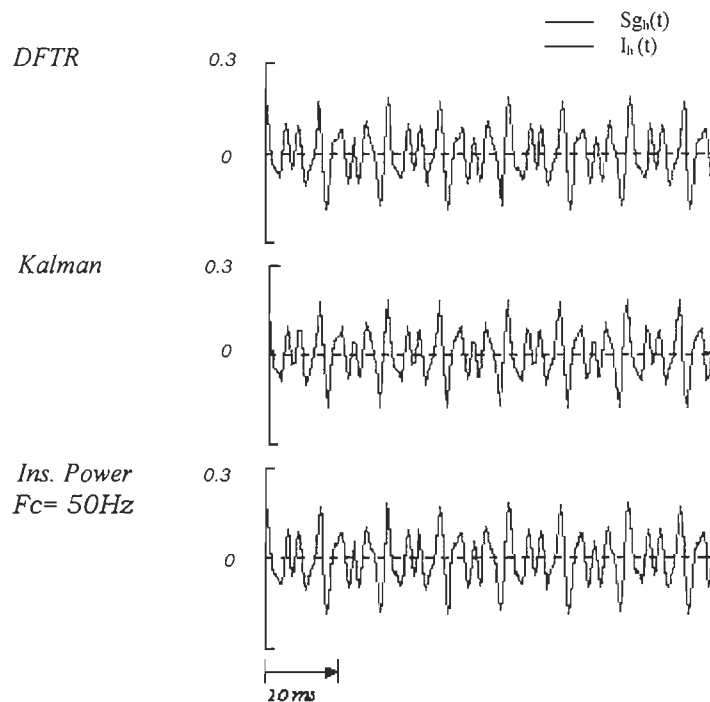


Figure 5.1 : Validation en temps réel des algorithmes de détection des harmoniques (les formes d'ondes de l'ensemble des harmoniques détectés superposées au signal harmonique analytique $Sg_h(t)$ ($= Sg(t)-Sg_l(t)$) en régime permanent.

Tableau 5.1 : Analyse par la FFT des formes d'onde de la figure 5.1

FFT	S_h	DFTR	Kalman	Puissances instantanées	
				$f_c = 150 \text{ Hz}$	$f_c = 50 \text{ Hz}$
5 th harm.	0.08	0.0800	0.0800	0.0740	0.0800
7 th harm.	0.08	0.0800	0.0800	0.0792	0.0800
11 th harm.	0.06	0.0600	0.0600	0.0600	0.0600

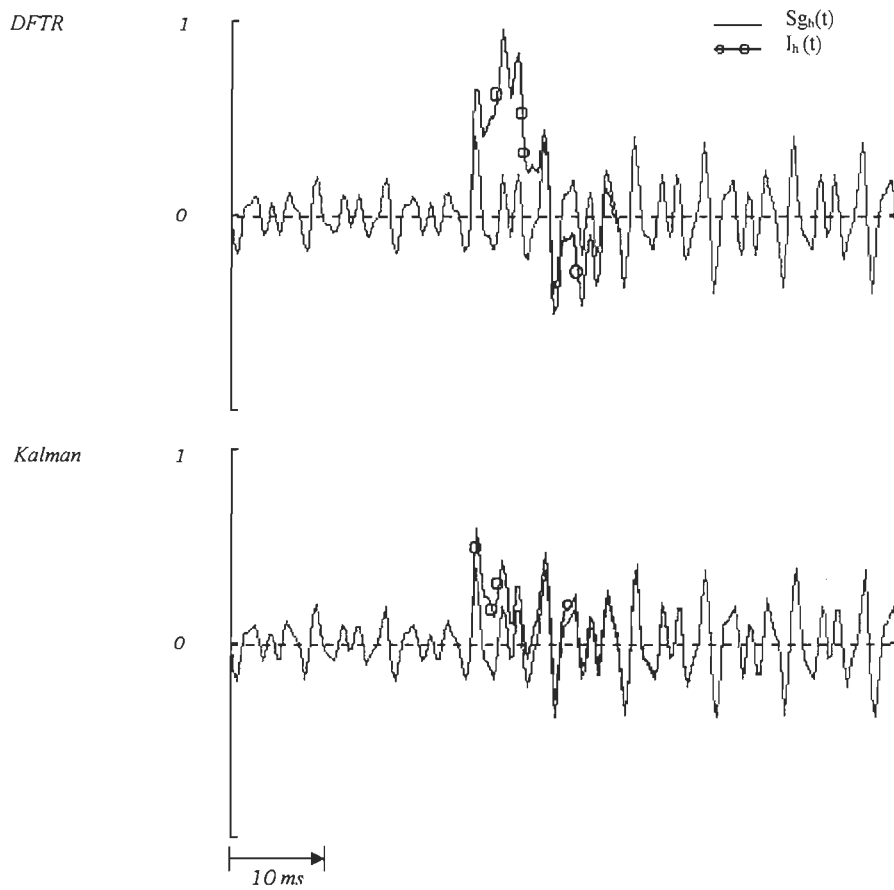


Figure 5.2.a : DFTR et Filtre de Kalman

Figure 5.2 : Réponse transitoire en temps réel des algorithmes de détection des harmoniques (les formes d'ondes de l'ensemble des harmoniques détectés superposées au signal harmonique analytique $S_{g_h}(t) (= S_g(t) - S_{g_l}(t))$).

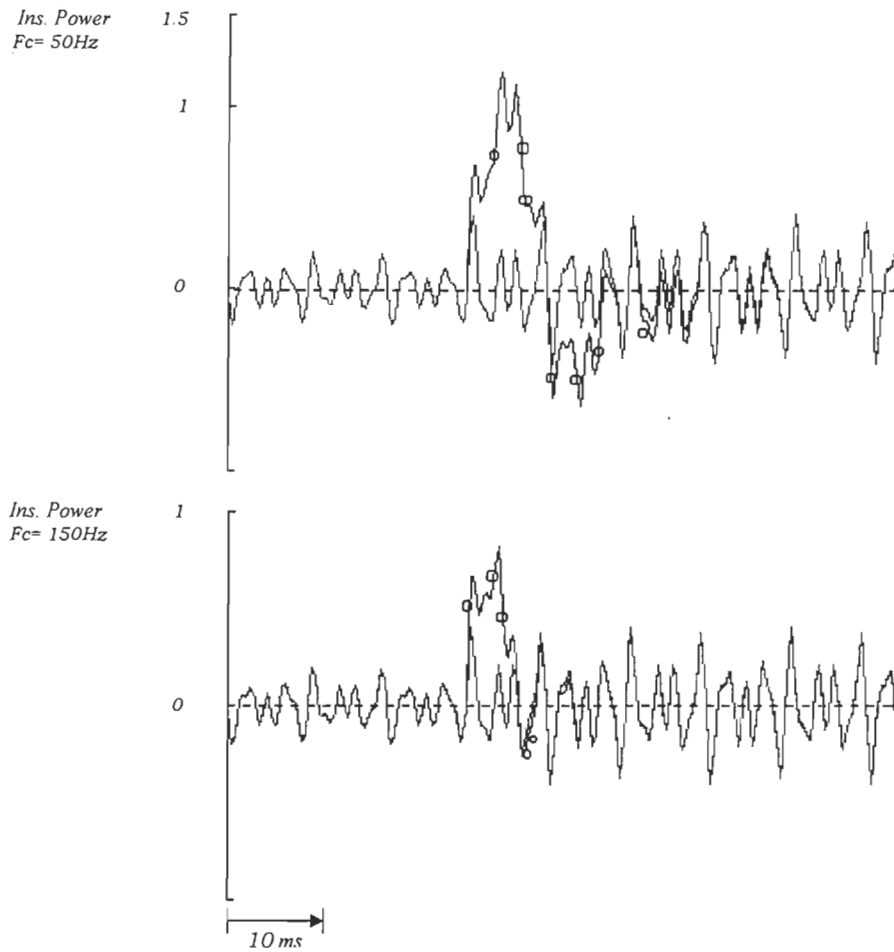


Figure 5.2.b : Méthode des puissances instantanées

Figure 5.2 : Réponse transitoire en temps réel des algorithmes de détection des harmoniques (les formes d'ondes de l'ensemble des harmoniques détectés superposées au signal harmonique analytique $Sg_h(t) (= Sg(t)-Sg_l(t))$).

5.3 Application des différentes stratégies à un filtre actif dédié à l'atténuation de la résonance harmonique

Il s'agit de vérifier expérimentalement à partir d'un modèle de laboratoire monophasé de puissance de 100 W (tableau 5.4) les résultats de simulation; autrement dit, la viabilité pratique du filtre hybride et son efficacité pour l'amortissement de la résonance harmonique et l'atténuation des harmoniques.

5.3.1 Mise en œuvre d'un banc d'essai

5.3.1.1 Schéma du système expérimental

Pour la mise en œuvre pratique nous utilisons un modèle réduit qui a la même structure du réseau présenté à la figure 4.9 (Fig. 5.3). Le tableau 5.2 présente les nouveaux paramètres fixés du réseau.

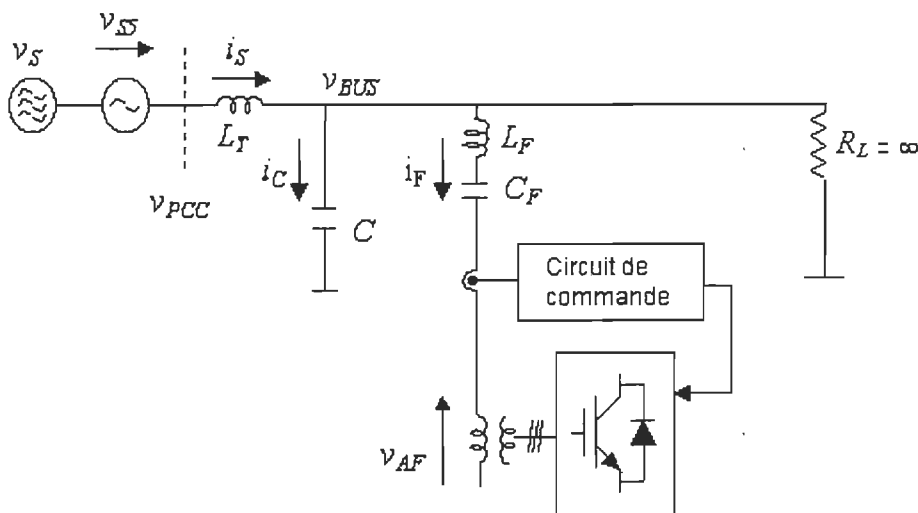


Figure 5.3 : Système de puissance industriel avec un filtre actif hybride (même structure qu'à la figure 4.9)

Tableau 5.2 : Paramètres du système de test

<i>1φ (système monophasé), 50-V, 60-Hz,</i>	
Tension harmonique de rang 5 injectée en amont de P_{CC}	4.3%
Filtre passif accordé sur le 5 ^{ème} harmonique	$L_F = 10 \text{ mH}$, $C_F = 24 \text{ } \mu\text{F}$ et $r_F = 2.7 \text{ } \Omega$ ($K = -r_F = -2.7$)
Condensateur shunt	$C = 286 \text{ } \mu\text{F}$
Inductance de fuite	$L_T = 1 \text{ mH}$

5.3.1.2 Alimentation et commande du filtre actif

Dans la pratique, pour l'alimentation CC d'un filtre actif à source de tension, un condensateur dont la tension est régulée est utilisé. L'objectif étant d'analyser les performances des différents algorithmes de détection harmonique nous nous sommes servis de l'ensemble d'alimentation illustré par la figure 5.4 pour contourner la régulation.

Dans la figure 5.4, le redresseur est un pont de diodes. La tension alternative à l'entrée de ce pont de diodes est convertie en une tension continue dite "redressée". A ce stade, de manière à affiner la qualité de la tension continue à la sortie du redresseur, un filtre capacitif permet d'éliminer la légère ondulation résiduelle à la sortie du redresseur. Par ailleurs, la résistance à la sortie permet un échange d'énergie entre l'onduleur et le réseau (le courant i_b est bidirectionnel (Fig. 5.4)). Nous obtenons ainsi une tension continue lissée appelée "jeu de barres" continu.

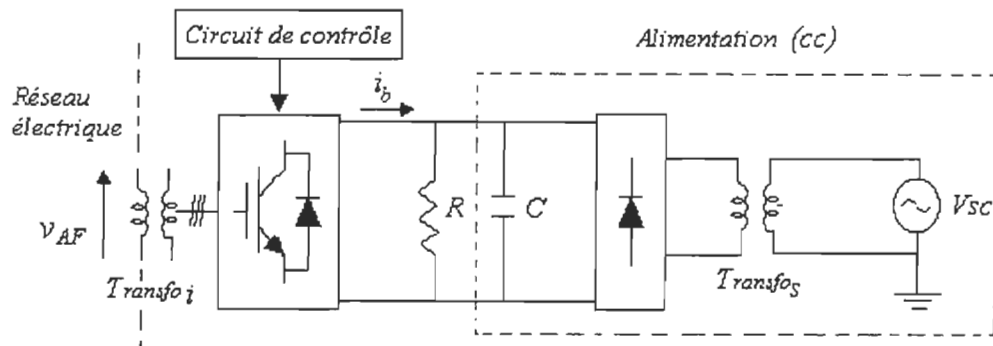


Figure 5.4 : Système d'alimentation (cc) de l'onduleur monophasé (filtre actif)

A l'aide de l'onduleur, la tension (cc) "redressée" est convertie en tension (ca) variable. Les transistors de l'onduleur sont commandés par des impulsions qui les activent ou non; elles sont générées suite à la comparaison des signaux de référence par le système dSPACE (ANNEXE 5) avec une porteuse triangulaire (figure 5.5). Les transistors (IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor) fonctionnent donc en commutation et jouent le rôle d'interrupteurs pour convertir la tension continue en tension variable.

Il est à noter que par besoin d'économie de mémoire, il a été préférable dans le cadre de la présente application de générer des impulsions modulées à l'extérieur du système *DSPACE* (figure 5.5) au lieu de les générer numériquement. Cette alternative permet aussi de diminuer le délai introduit par la comparaison de l'onde de référence et la porteuse; ceci affecte avantageusement le temps de réponse et la dynamique du système de commande.

Comme montré à la figure 5.5, les impulsions modulées sont déterminées par l'intersection instantanée de deux ondes (onde porteuse et onde de modulation); l'impulsion modulée résultante a alors une largeur proportionnelle à la valeur de l'onde de modulation aux instants de commutation. Après que l'amplitude de la porteuse triangulaire soit déterminée, nous fixons la

valeur de la tension d'alimentation de l'onduleur ; cette opération peut être gérée automatiquement par un système de régulation.

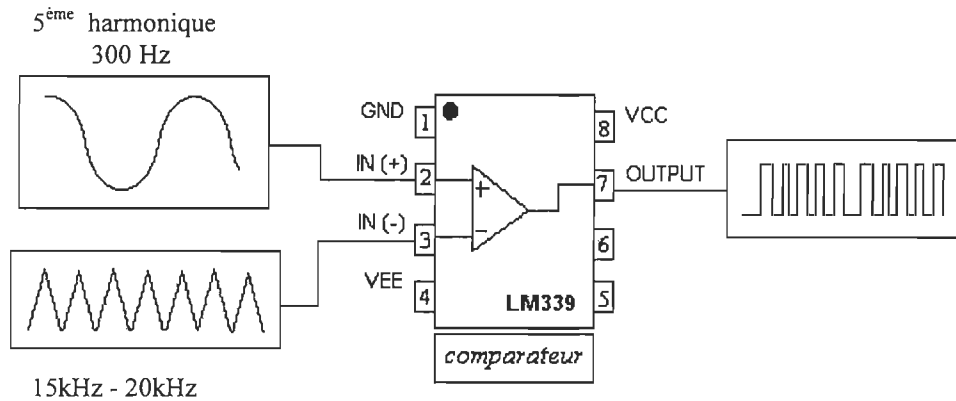


Figure 5.5 : Schéma de génération des impulsions de commande du filtre actif

5.3.2 Résultats expérimentaux

Les figures 5.6 et 5.10 montrent les formes d'onde expérimentales obtenues à partir du système de la figure 5.3.

Quand le filtre hybride est déconnecté (figure 5.6), la tension harmonique de rang 5 de v_{BUS} est amplifiée comme résultat de la résonance harmonique entre L_T et C .

Quand uniquement le filtre passif est installé, la tension harmonique de rang 5 est atténuée comme montré à la figure 5.7 et au tableau 5.4. Les figures 5.8, 5.9 et 5.10 montrent les formes d'onde quand le filtre hybride est installé. Le courant et la tension harmoniques de rang 5 sont réduits à peu près à un dixième (1/10) et un cinquième (1/5) respectivement par rapport à la figure 5.6. Ces résultats sont quasi-identiques à ceux trouvés en simulation. Il est confirmé de nouveau

expérimentalement que le filtre actif connecté en série avec le filtre passif contribue de façon significative à l'amortissement de la résonance.

Tableau 5.3 : Caractéristiques de l'alimentation (ca)

<i>Alimentation (ca)</i>			
<i>Valeur efficace</i>	<i>Sans filtre hybride</i>	<i>Filtre passif seul</i>	<i>Filtre Hybride</i>
V_{PCC} (V)	24	24	24
I_S (A)	3.6	3	3.2

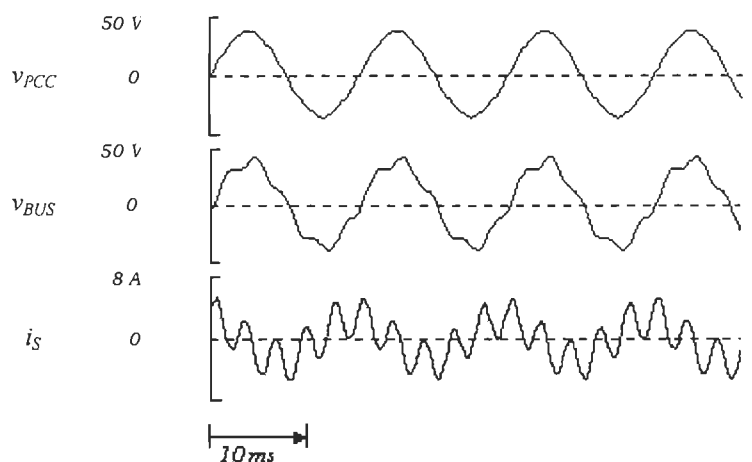


Figure 5.6 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre hybride est déconnecté

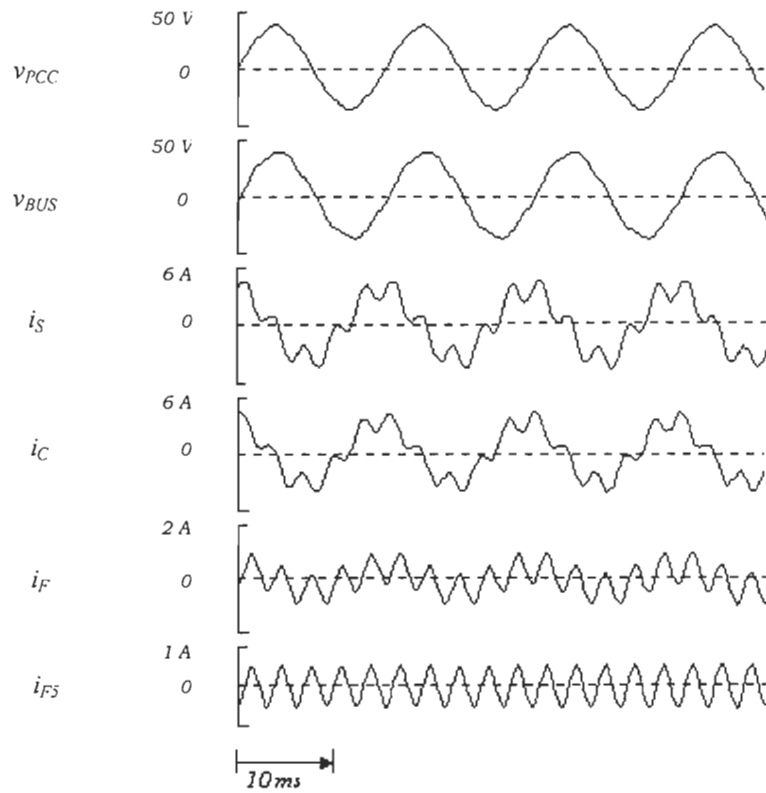


Figure 5.7 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre passif seul est connecté

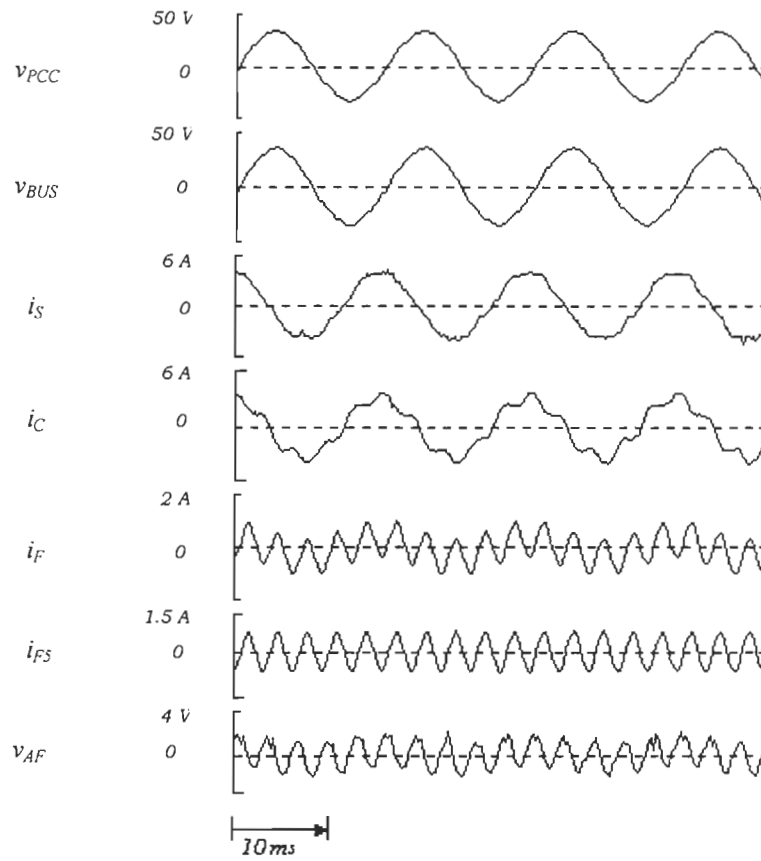


Figure 5.8 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre actif est commandé en utilisant la DFTR

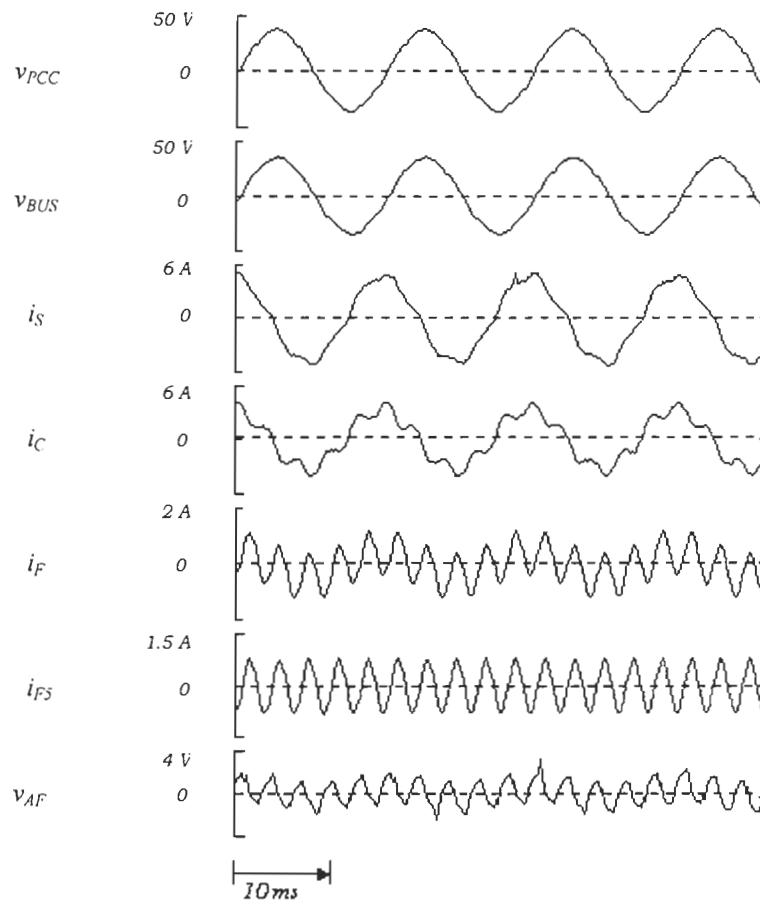


Figure 5.9 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre actif est commandé en utilisant le filtre de Kalman

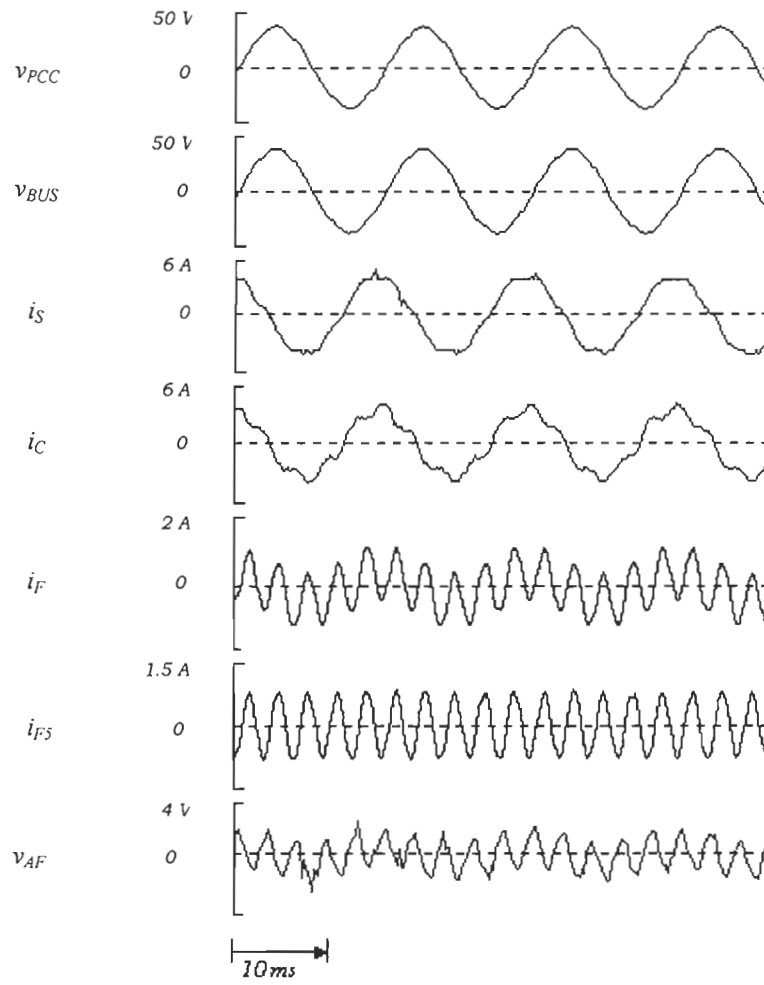


Figure 5.10 : Formes d'onde expérimentales quand le filtre actif est commandé en utilisant la méthode des puissances instantanées

Tableau 5.4 : Analyse par la *FFT* des formes d'onde des figures 5.6 à 5.10

Composante du 5ème harmonique	Sans filtre hybride	Avec filtre Passif seul	Filtre Hybride		
			<i>RDFT</i>	<i>Kalman</i>	<i>Puissances Instantanées fc =50 Hz</i>
			<i>fe=64x60Hz</i>		<i>fe=66x60Hz</i>
v_{PCC} (V)	0.82	0.91	0.851	0.821	0.732
v_{BUS} (V)	4.56	1.48	0.824	1.04	0.593
i_S (A)	3.49	1.33	0.185	0.335	0.231
i_C (A)	3.49	1.16	0.673	0.879	0.520
$I_{réf}$ (A)	-	-	0.744	0.718	0.586
i_F (A)	-	0.47	0.727	0.687	0.615
v_{AF} (V)	-	-	2.082	1.975	1.701

5.4 Conclusion

Les résultats expérimentaux obtenus à partir d'un modèle de laboratoire de puissance = 100 W (tableau 5.4), vérifient la viabilité du filtre hybride et son efficacité pour l'amortissement de la résonance harmonique ainsi que pour l'atténuation des harmoniques. Après filtrage actif, le pourcentage de la tension harmonique v_{BUS} ne dépasse pas 3% pour les différentes méthodes; cette valeur s'inscrit bien dans la limite de 5% fixée par la norme IEEE Std 519-1992 (ANNEXE 6) pour la tension harmonique de rang 5. Concernant le courant harmonique de source i_{SS} , il a été atténué de plus de 10%, le pourcentage de ce courant ne dépasse pas 7 % pour les trois méthodes; cette valeur reste largement inférieure à la limite de 15% fixée par la même norme.

Les formes d'onde obtenues par les différentes méthodes sont semblables; aussi les résultats présentés au tableau 6.5 sont très proches. Pourtant, il est constaté que le filtre de Kalman a donné

des résultats relativement inférieurs par rapport à la méthode des puissances instantanées et la *DFTR* ; ceci est attribué au fait que dans le cadre de la mise en œuvre pratique, la matrice de transition du filtre de Kalman tient compte uniquement du fondamental et du 5^{ème} harmonique (matrice d'ordre 4); ce pour respecter la contrainte de mémoire; donc les harmoniques de hautes fréquences générés par l'onduleur sont perçus par le filtre de Kalman comme un bruit qui va altérer son fonctionnement.

La méthode des puissances instantanées a fourni des résultats relativement meilleurs, d'abord parce que la fréquence d'échantillonnage, f_e , utilisée est légèrement supérieure à celle fixée pour les autres algorithmes. Cette valeur de f_e a été choisie pour adapter cette méthode à un réseau monophasé; en effet la 2^{ème} et la 3^{ème} ligne sont des lignes fictives déduites de la ligne réelle en introduisant respectivement un déphasage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ (i.e. 22 et 44 échantillons par période). D'autre part, contrairement aux méthodes fréquentielles, cette méthode temporelle de par sa conception est moins sensible au bruit de mesure et à la présence des harmoniques dont les fréquences ne sont pas des multiples entiers de la fréquence fondamentale. Par ailleurs, il est important de mentionner que le réseau étudié dans le cadre de cette application ne contient que le 5^{ème} harmonique ; si d'autres harmoniques sont présents, la méthode des puissances instantanées ne permettra pas de filtrer le seul harmonique correspondant à la fréquence d'accord du filtre.

CHAPITRE 6 : CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre de ce projet, nous avons étudié théoriquement et évalué par le biais des outils de simulation, en l'occurrence Matlab-Simulink/ Power System Blockset, l'efficacité de différentes solutions de filtrage des harmoniques, à savoir les filtres passifs résonant et amorti ainsi que les filtres actifs de puissance avec une attention particulière au problème de la résonance et aux stratégies de commande du filtre actif.

Par l'installation des filtres passifs, deux objectifs sont visés : i) réduire les tensions et les courants harmoniques dans les réseaux (*ca*) à des niveaux acceptables, ii) fournir tout ou une partie de la puissance réactive consommée. Notre projet présente une méthode de conception d'un filtre minimum; autrement dit un filtre qui supprime adéquatement les harmoniques à un coût minimal et qui fournit de la puissance réactive (pas nécessairement toute la puissance requise). Ce filtre est constitué :

- i) de filtres résonants, avec un facteur de qualité q élevé, accordés sur les fréquences harmoniques de rangs réduits comme les 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques ;
- ii) d'un filtre amorti (appelé aussi filtre passe-haut) avec un facteur de qualité q faible, offrant une impédance faible dans une bande de fréquences embrassant, par exemple, le 11^{ème} et les rangs harmoniques élevés.

En se basant sur l'algorithme de conception proposé, le filtre passif ci-dessus a été dimensionné en fonction d'un modèle de réseau-type de distribution sujet à la propagation des harmoniques. les oscillations dues à la génération des harmoniques sont éliminées par les filtres résonants et le filtre shunt passe-haut qui offrent une impédance faible pour les harmoniques de courant et limitent ainsi les tensions harmoniques transférées au réseau. Cependant, ces filtres ensemble avec l'impédance d'alimentation causent des résonances à d'autres fréquences.

Nous retenons que les filtres passifs présentent les inconvénients inévitables suivants : d'abord les fréquences de filtrage sont fixées par les filtres, ensuite le phénomène d'amplification des harmoniques peut avoir lieu dû à la résonance parallèle entre l'inductance de la ligne et le filtre. Les résistances sont insérées dans les filtres pour amortir ces résonances mais les pertes augmentent. Une autre solution est l'application de filtres résonants pointus capables de suivre le changement des conditions du réseau pour assurer de manière dynamique le filtrage harmonique ou l'amortissement de la résonance; d'où l'avantage de filtres actifs hybrides.

Les filtres actifs de puissance ont de meilleures caractéristiques de compensation des harmoniques vis-à-vis la variation de l'impédance dans les lignes (*ca*) de puissance et la variation de fréquence des courants harmoniques comparés aux filtres passifs conventionnels. Une variété de configurations de filtres actifs de puissance existe. Dans ce travail, un filtre actif à source de tension, est étudié avec différentes stratégies de détection des harmoniques basées respectivement sur la méthode des puissances instantanées, la Transformée de Fourier discrète (DFT), la Transformée de Fourier discrète récursive (DFTR) et le filtrage de KALMAN. Ces méthodes donnent directement la forme d'onde harmonique à compenser et ont une réponse adéquate pour le traçage des harmoniques variant dans le temps. Une comparaison entre ces différentes méthodes, en terme de précision, de rapidité de convergence et de robustesse face aux variations des paramètres du réseau notamment de la fréquence d'alimentation a mis en valeur le degré de performance de chacune des techniques suscitées ; elle nous a permis particulièrement de montrer que :

- les méthodes étudiées s'adaptent très bien au suivi d'un signal d'amplitude ou de phase variant dans le temps;
- qu'à précision égale, la méthode des puissances instantanées converge moins rapidement que les autres méthodes de détection des harmoniques présentées ;
- que la méthode des puissances instantanées est moins sensible aux variations de la fréquence du réseau car c'est la composante continue du signal qui est extraite par le filtre butterworth passe-bas, contrairement aux autres méthodes dont le fonctionnement est altéré en fonction du degré de

variation de la fréquence dans le réseau. Cependant, pour améliorer le comportement des filtres de Kalman et de la DFTR en régime transitoire dans le cas de la variation de la fréquence, nous avons inclus un estimateur de fréquence (ANNEXE 9) qui permet d'actualiser la valeur de la fréquence dans les algorithmes de Kalman et la DFTR ; pour mettre en relief le comportement des filtres sans tenir compte de la réponse de l'estimateur de fréquence, nous avons négligé la dynamique de l'estimateur de fréquence dans les résultats présentés, la détection de la fréquence est supposée idéale .

Après étude et caractérisation des algorithmes de détection des harmoniques, deux applications faisant intervenir les différents algorithmes pour la commande d'un filtre actif ainsi que d'un filtre actif hybride dédiés à la compensation des courants harmoniques et à l'amortissement de la résonance respectivement ont été étudiées .

Pour la compensation harmonique nous faisons appel au principe de la commande MLI en courant d'un onduleur de tension installé en parallèle sur le réseau électrique du côté de la charge émettrice de courants harmoniques; le système considéré nous a offert la possibilité d'analyse des stratégies de commande du filtre actif basées sur les différentes méthodes de détection harmonique, en particulier de mettre en relief que la DFTR, le filtre de Kalman et la méthode des puissances instantanées ont un comportement très proche. Commandé par l'une de ces trois méthodes le filtre actif limite le taux de distorsion en courant à un maximum de 6%. Quant à la DFT, elle limite le taux de distorsion en courant à 10%, quoique cette limite respecte la norme IEEE Std 519-1992, le résultat reste moins performant par rapport aux autres méthodes à cause des calculs fastidieux exigés par cette méthode.

Les objectifs de l'installation hybride étudiée dans le cadre de la deuxième application sont d'amortir la résonance harmonique dans les systèmes de puissance industriels et de filtrer les harmoniques. Le filtre hybride proposé est composé d'un filtre actif à faible puissance et d'un filtre passif connectés en série, combinant ainsi les avantages des deux filtres. Les résultats de simulation ont confirmé de nouveau le degré de précision des différentes méthodes de détection

harmonique et ont mis en relief leur efficacité à la fois pour la compensation harmonique et pour l'amortissement de la résonance. Les différentes méthodes ont un comportement très proche et les formes d'ondes obtenues sont pratiquement identiques.

Nous avons retenu trois méthodes de détection à savoir, la méthode des puissances instantanées, le filtre de Kalman et la DFTR qui demandent peu de calcul à l'opposée de la DFT, ce pour la validation en temps réel à l'aide de l'outil dSPACE. La mise en œuvre pratique retient l'application du filtre actif hybride qui combine les avantages du filtre passif et du filtre actif et permet aussi bien un bon amortissement de la résonance que le filtrage harmonique. Dans ce sens, un banc d'essai a été élaboré pour fins de validation des résultats de simulation et ce pour chacune des trois méthodes de détection harmonique appliquées à la commande du filtre actif hybride .

Les résultats expérimentaux obtenus à partir d'un modèle de laboratoire de puissance égale à 100 W, vérifient la viabilité du filtre hybride et son efficacité pour l'amortissement de la résonance harmonique ainsi que pour l'atténuation des harmoniques. Après filtrage actif, le pourcentage de la tension harmonique v_{BUS5} ne dépasse pas 3% pour les différentes méthodes; cette valeur s'inscrit bien dans la limite de 5% fixée par la norme IEEE Std 519-1992. Concernant le courant harmonique de source i_{S5} , il a été atténué de plus de 10%, le pourcentage de ce courant ne dépasse pas 7 % pour les trois méthodes; cette valeur reste largement inférieure à la limite de 15% fixée par la même norme. L'amortissement de la résonance harmonique s'avère par conséquent aussi rentable pour l'atténuation des tensions et courants harmoniques que la compensation harmonique.

Les formes d'onde expérimentales obtenues par les différentes méthodes sont semblables. Pourtant, il est constaté que le filtre de Kalman a donné des résultats relativement inférieurs par rapport à la méthode des puissances instantanées et la DFTR ; ceci est attribué au fait que dans le cadre de la mise en œuvre pratique, la matrice de transition du filtre de Kalman tient compte uniquement du fondamental et du 5^{ème} harmonique (matrice d'ordre 4), ce pour respecter la

contrainte de mémoire; donc les harmoniques de hautes fréquences générés par l'onduleur sont perçus par le filtre de Kalman comme un bruit qui altère son fonctionnement.

La méthode des puissances instantanées a fourni des résultats relativement meilleurs d'une part car la fréquence d'échantillonnage a été choisie légèrement supérieure pour adapter cette méthode à un fonctionnement en régime monophasé, d'autre part cette méthode temporelle de part sa conception est moins sensible au bruit de mesure et à la présence des harmoniques qui ne sont pas des entiers multiples du fondamental, que les méthodes fréquentielles; par ailleurs, il est important de mentionner que le réseau étudié dans le cadre de cette application ne contient que le 5^{ème} harmonique; quand d'autres harmoniques sont présents la méthode des puissances instantanées ne permet pas de filtrer le seul harmonique correspondant à la fréquence d'accord du filtre.

Nous mettons en relief que le système dSPACE nous a permis d'implanter différents algorithmes de commande en temps réel dans un délai minimal (par rapport au codage direct sur un DSP) puisque le système dSPACE permet l'interfaçage avec Matlab-Simulink et la génération automatique de code des diagrammes-bloc de Simulink (ANNEXE 5).

Les programmes relatifs à la méthode des puissances instantanées, la transformée de Fourier récursive et le filtre de Kalman ont été conçus à l'aide de l'outil Simulink, soit dans un environnement de programmation commun. Par ailleurs, il est important de signaler que des performances supérieures en temps réel pourraient être atteintes en terme de rapidité et en terme de précision si le langage de programmation est plus proche du langage machine; car les opérations de calcul pourraient être plus optimisées et les fréquences d'échantillonnage plus élevées.

Finalement, les principaux résultats présentés dans le cadre de ce travail sont publiés dans les articles [28] et [29] cités en référence.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Thierry Deflandre, Philippe Mauras, « Les harmoniques sur les réseaux électriques», Paris - Eyrolles, France 1998.
- [2] Hirofumi Akagi, « Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, No 1, pp.354-363, January 1997.
- [3] Su Chen and Géza Joos « Analysis and comparison of passive and active harmonic suppression filters in distribution systems», Electrical and Computer Engineering, 2000 Canadian Conference, Vol. 2 , pp.615-619, 7-10 March 2000.
- [4] M.J. Bridgeman, Norman MacLeod, S.B. Tennakoon, and R.E. Morrison, « The resonance damping effect associated with linear shunt loads and single-phase converters», Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference, Vol. 2, pp.535-540, 1-4 October 2000.
- [5] Evan J. Currence, John E. Plizga, and Howard N. Nelson, « Harmonic resonance at medium-sized industrial plant», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No 4, pp.682-690, July/August 1995.
- [6] Edward Wilson Kimbark « Direct current transmission», Volume 1, New York- Wiley Interscience Division, United States 1971.
- [7] Fang Z. Peng, Gui-Jia Su, and George Farquharson « A series LC filter for harmonic compensation of ac drives», Power Electronics Specialists Conference, PESC 99. 30th annual IEEE, Vol.1, pp. 213-218, 1999.

- [8] H. Sasaki and T. Machida, « A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic compensation-consideration on basic design», IEEE Transactions on Power Appl. Syst., Vol. 90, No 5, pp.2009-2019, 1971.
- [9] Hirofumi Akagi, Yukifumi Tsukamoto, and Akira Nabae, «Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters», IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 26. No. 1. January/ February 1990.
- [10] Fang-Zhang Peng, Hirofumi Akagi, and Akira Nabae, Fellow, IEEE, « A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No 1, pp. 9-15, January 1990.
- [11] Hirofumi Akagi, Akira Nabae, and Satoshi Atoh, « Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters», IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-22, N° 3, pp. 460-465, May/June 1986.
- [12] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa, and Akira Nabae, « Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components », IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-20, N° 3, pp. 625-630, May/June 1984.
- [13] Shoji Fukuda and Masaru Yamaji, « Design and characteristics of active power filter using current source converter», Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE, Vol. 2, pp. 965-970, 7-12 October 1990.
- [14] Yoichi Hayashi, Noriaki Sato, and Kinzo Takahashi, « A novel control of current source active filter for ac power system harmonic compensation », Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE, Vol.1, pp. 837-842, 2-7 October 1988.

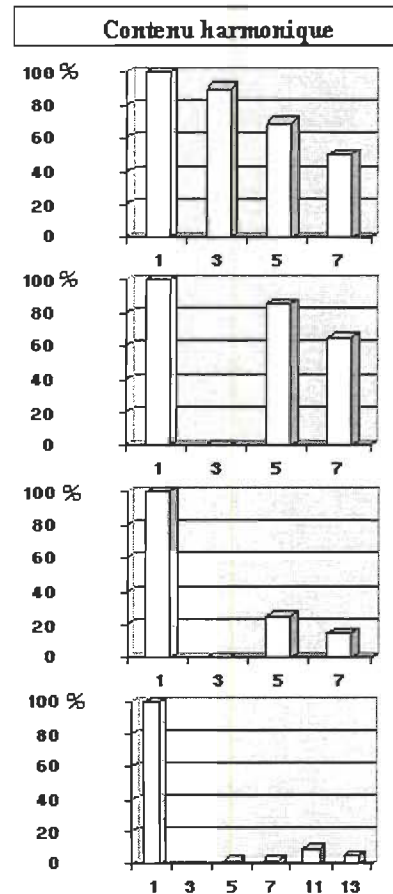
- [15] Hideak Fujita and Hirofumi Akagi, « A practical approach to harmonic compensation in power systems - series connection of passive and active filters », Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE, Vol.2, pp. 1107-1112, 7-12 October 1990.
- [16] R. Li, A. T. Johns, M. M. Elkateb, and F. V. P. Robinson, « Comparative study of parallel hybrid filters in resonance damping », Electric Power Engineering, 1990., Power-Tech Budapest 99. International conference , pp. 230, 29 August - 2 September 1999.
- [17] Michael Balducci, Ajitha Choudary, and Jonathan Hamaker, « Comparative analysis of FFT algorithms in sequential and parallel form », The 1996 Mississippi State University Conference on Digital Signal Processing, Parallel DSP Group / Department of Electrical and Computer Engineering / Mississippi State University, pp. 5-16, 2 December 1996.
- [18] I. Kamwa, R. Grondin, and D. McNabb, « On-line tracking of changing harmonics in stressed power systems : application to Hydro-Quebec network », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, N° 4, pp. 2020-2027, October 1996.
- [19] Timothy A. George and David Bones, « Harmonic power flow determination using the fast Fourier transform», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No 2, pp. 530-535, April 1991.
- [20] Sunt Srianthumrong and Somboon Sangwong-wanich, ‘ ‘ An active power filter with harmonic detection method based on recursive DFT’ ’, Harmonics and Quality of Power Proceedings, 8th International Conference, Vol. 1, pp. 127-132, October 1998.
- [21] M. Dölen and R.D. Lorenz, «An industrially useful means for decomposition and differentiation of harmonic components of periodic waveforms», IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting, Rome, Italy, October 8-12, 2000.

- [22] Adly A. Girgis, W. Bin Chang, and Elham B. Makram, « A digital recursive measurement scheme for on-line tracking of power system harmonics», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No 3, pp. 1153-1160, July 1991.
- [23] Husam M. Beides and G.T. Heydt, « Dynamic state estimation of power system harmonics using Kalman filter methodology», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No 4, pp. 1663-1670, October 1991.
- [24] P.K. Dash, A.K. Pradhan, and G. Panda, « Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No 3, pp. 761-766, July 1999.
- [25] IEEE Std 519-1992, « IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems», IEEE Industry Applications Society / Power Engineering Society, New York - IEEE, United States 1993.
- [26] Hideaki Fujita, Takahiro Yamasaki, and Hirofumi Akagi, « A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No 2, pp. 215-222, March 2000.
- [27] Manjusha Dawande, Victor Donescu, Ziwen Yao, and Venkatachari Rajagopalan « dSPACE user's guide», Document 11E/97 (Chaire de recherche industrielle Hydro-Québec/CRSNG sur les procédés efficaces électrothermiques, Université du Québec à Trois-Rivières), 23 avril 1997.
- [28] Sanae Rechka, Éloi Ngandui, Jianhong Xu, and Pierre Sicard, " A comparative study of harmonic detection algorithms for active filters and hybrid active filters", IEEE PESC conference, Australia - June 2002.

- [29] Sanae Rechka, Éloi Ngandui, Jianhong Xu, and Pierre Sicard, ‘’ Performance evaluation of harmonics detection methods applied to harmonics compensation in presence of common power quality problems’’, Electrimacs conference, Montreal - August 2002, in press.

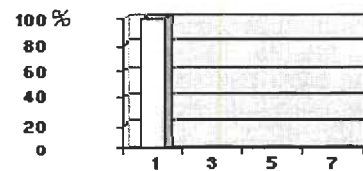
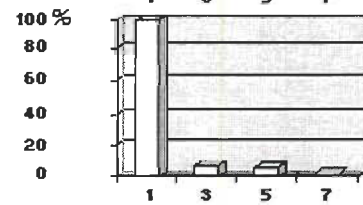
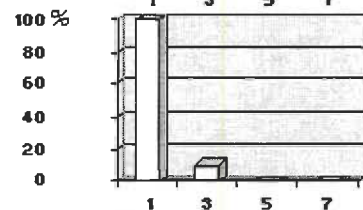
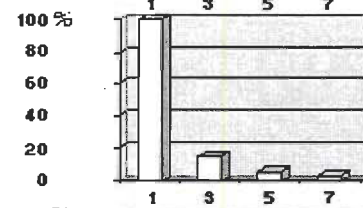
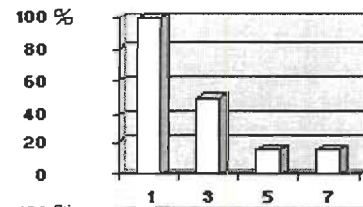
ANNEXE 1 : LES SPECTRES DE COURANTS HARMONIQUES EMIS PAR LES PRINCIPAUX EQUIPEMENTS PERTURBATEURS [1]

	Exemples d'appareils
Redresseurs monophasés capacitifs	<ul style="list-style-type: none"> - lampe à ballast électronique - ordinateur, fax, imprimante, - climatiseur à vitesse variable - téléviseur...
Redresseurs triphasés capacitifs	<ul style="list-style-type: none"> - machine asynchrone à vitesse variable
Redresseurs triphasés à thyristors	<ul style="list-style-type: none"> - moteur à courant continu à vitesse variable. - moteur synchrone à vitesse variable. - électrolyseur - four à induction - onduleur (ASI)
Convertisseurs dodécaphasés	<ul style="list-style-type: none"> - redresseurs de forte puissance. - machines à vitesse variable à courant continu.



Exemples d'appareils	
Gradateurs	<ul style="list-style-type: none"> - démarrage de machines asynchrones. - régulation de fours à résistance. - régulation de chaudières à résistances.
Machines asynchrones de petite puissance	<ul style="list-style-type: none"> - réfrigérateur, meuble à froid. - climatisation individuelle. - lave-vaisselle. - ascenseurs, escalier roulant
Équipements non linéaires	<ul style="list-style-type: none"> - lampe à ballast électromagnétique - lampes à vapeur haute pression. - tubes fluorescents
Équipements à arc	<ul style="list-style-type: none"> - four à arc - soudure à l'arc
Equipements résistifs	<ul style="list-style-type: none"> - lampe à incandescence - four, plaque de cuisine... - chauffe-eau, radiateur..

Contenu harmonique



ANNEXE 2 : ELEMENTS DE COMPARAISON ENTRE LE FILTRAGE PASSIF ET LE FILTRAGE ACTIF [1]

Le tableau suivant présente quelques éléments de comparaison entre le filtrage passif et le filtrage actif.

Critère	Filtre actif	Filtre passif
Interaction entre filtres voisins	<i>Pas de risque</i>	<i>Risque de destruction de filtres accordés à des fréquences voisins</i>
Rangs harmoniques compensés	<i>Tous les rangs harmoniques dans sa bande passante</i>	<i>En général, un filtre passif par rang harmonique à compenser</i>
Surcharge	<i>Pas de risque</i>	<i>Risque de détérioration lorsque le courant harmonique à compenser dépasse son dimensionnement</i>
Modification du réseau (variation d'impédance)	<i>Pas d'influence sur les performances</i>	<i>Risque d'amplification des harmoniques (déplacement de fréquence d'anti-résonance vers une fréquence harmonique)</i>
Vieillessement	<i>Pas d'influence</i>	<i>Risque de dégradation des performances (dérive de la fréquence d'accord)</i>
Raccordement	<i>Étude préalable simplifiée</i>	<i>Étude au cas par cas parfois complexe</i>
Surveillance de fonctionnement	<i>Réalisée par le système de contrôle -commande</i>	<i>Pas de surveillance particulière</i>
Coût	<i>Coût du filtre plus élevé faible coût d'étude de dimensionnement</i>	<i>Coût du filtre plus faible coût : Étude de dimensionnement parfois complexe obligatoire</i>
MTBF	<i>Du même ordre qu'un onduleur (10 ans environ)</i>	<i>Du même ordre qu'un condensateur (20 ans environ)</i>

ANNEXE 3 : MODÉLISATION EN RÉGIME HARMONIQUE DES ÉLÉMENTS D'UN RÉSEAU ÉLECTRIQUE [1]

A3.1 Modélisation simplifiée d'un réseau

On peut souvent simplifier un réseau de distribution en représentant en aval du transformateur principal une charge perturbatrice modélisée par une injection harmonique, une charge non perturbatrice modélisée par une impédance et un condensateur.

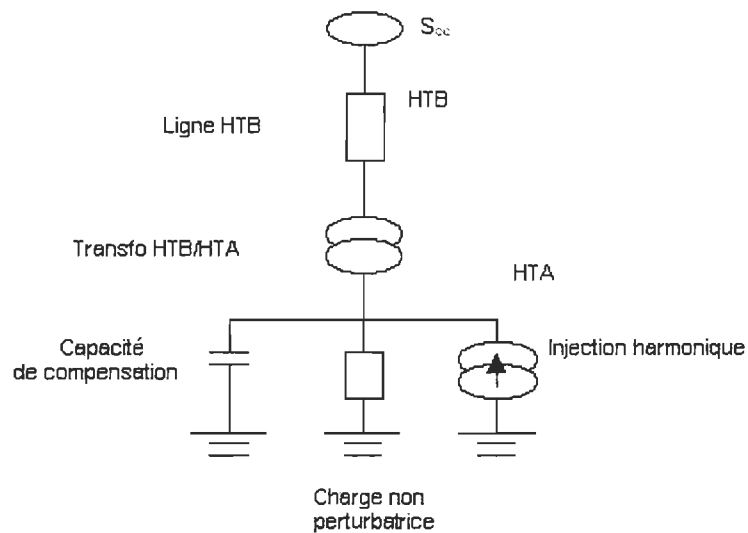


Figure A3.1 : Exemple de réseau

Les caractéristiques des différents éléments du réseau (Figure A3.1) sont les suivantes :

- Puissance de court-circuit du réseau amont *HTB* : S_{ccHTB} ;
- Ligne *HTB* : résistance (R_{lig}), réactance linéique (X_{lig}), longueur (l) ;
- Transformateur *HTA/HTB* : puissance nominale (S_n), tension de court-circuit (u_{cc}) ;
- Charge non perturbatrice : puissance active (P_{ch}), facteur de puissance ($\cos \varphi$) ;
- Batterie de condensateurs : puissance de compensation (Q_c) ;
- Courant harmonique injecté au rang h (I_h).

Le réseau peut être modélisé conformément à la figure suivante :

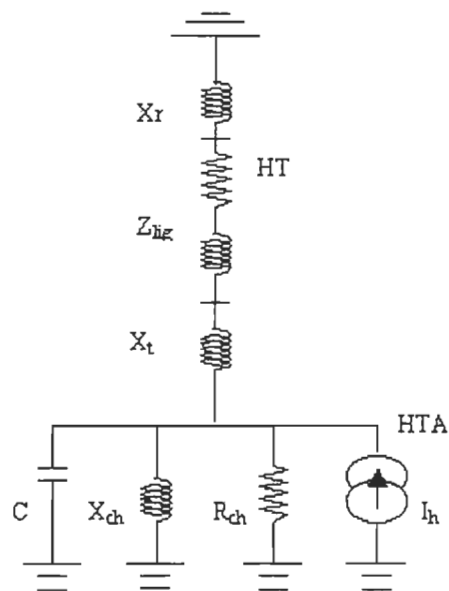


Figure A3.2 : Modélisation du réseau

On modélise un transformateur à partir de son inductance de fuite.

La charge est représentée par une réactance X_{ch} et une résistance R_{ch} en parallèle, telles que :

$$R_{ch}/X_{ch} = \tan \varphi$$

Les impédances simplifiées des différents éléments du réseau sont données dans le tableau suivant :

Tableau. A3.1 : Éléments de modélisation simplifiée du réseau [1]

ÉLÉMENT	IMPEDANCE A LA FREQUENCE FONDAMENTALE	IMPEDANCE HARMONIQUE
RESEAU AMONT	$X_r = \frac{U_n^2}{S_{ccHTB}}$	$X_{r,h} = h \times \frac{U_n^2}{S_{ccHTB}}$
LIGNE	$Z_{lig} = R_{lig} + jX_{lig}$	$Z_{lig,h} = R_{lig} + jhX_{lig} (*)$
TRANSFORMATEUR	$X_t = u_{cc} \times \frac{U_n^2}{S_n}$	$X_{t,h} = h \times u_{cc} \times \frac{U_n^2}{S_n}$
CHARGE	$\frac{1}{Z_{ch}} = \frac{P_{ch}}{U_n^2} + \frac{Q_{ch}}{jU_n^2}$	$\frac{1}{Z_{ch,h}} = \frac{P_{ch}}{U_n^2} + \frac{Q_{ch}}{j \times h \times U_n^2}$
CONDENSATEURS	$Z_c = \frac{U_n^2}{j \times Q_c}$	$Z_{c,h} = \frac{U_n^2}{j \times h \times Q_c}$

(*) : La partie résistive peut être omise dans le cas des réseaux moyenne et basse tension. Par ailleurs, sa valeur tenant compte de l'effet de peau est approximativement donnée par : $\sqrt{h} \times R_{lig}$

A3.2 Modèles analytiques des éléments d'un réseau en régime harmonique :

A3.2.1 Modélisation d'un réseau amont

Lorsqu'on étudie le réseau d'un utilisateur donné, le réseau amont auquel il est relié est caractérisé par sa puissance de court-circuit au point de raccordement. En régime harmonique

celui-ci est modélisé par une réactance X en série avec une résistance R dont les valeurs sont déterminées de la façon suivante : $X = \frac{U_n^2}{S_{cc}} \times h$ (en Ω)

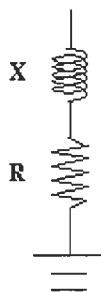


Figure A3.3 : Modèle de réseau amont (*puissance de CC*)

S_{cc} : Puissance de court-circuit au point de raccordement considéré (*MVA*) ;

U_n : Niveau de tension (*kV*).

La partie résistive peut être omise dans le cas des réseaux moyenne et basse tension. Par ailleurs, sa valeur tenant compte de l'effet de peau est approximativement donnée par :

$$R = \sqrt{h} \times R_1$$

A3.2.2 Modélisation d'un transformateur

Un transformateur est modélisé, en régime harmonique, par une réactance X en parallèle avec une résistance R_p et en série avec une résistance R_s . Les expressions de ces éléments, ramenés au secondaire, sont :

$$X = \frac{u_{cc}}{100} \times \frac{U_{n_2}^2}{S_n} \times h$$

$$R_p = 20 \times \frac{U_{n_2}^2}{S_n}$$

$$R_s = \frac{1}{100} \times \frac{U_{n_2}^2}{S_n}$$

S_n : puissance nominale du transformateur en *MVA* ;

U_{n1} : tension au primaire en *kV* ;

U_{cc} : tension de court-circuit en % ;

U_{n2} : tension au secondaire en *kV* ;

X : correspond à la réactance de fuite du transformateur .

A3.2.3 Modélisation d'un câble ou d'une ligne

Les impédances équivalentes pour ces deux éléments sont modélisées par une représentation dite

« en π » :

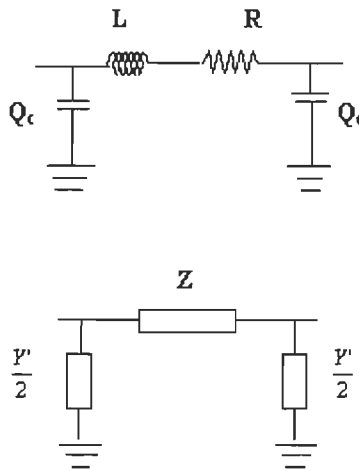


Figure A3.4 : Modèle de câble ou de ligne aérienne

- R : Résistance linéique en $m\Omega / km$;
- L : Inductance linéique en mH / km ;
- Q_c : Demi -pertes latérales en $kvar / km$;
- l : Longueur en Km .

- Calcul de R :

R dépend de la résistivité du type de matériau utilisé et de la section s du conducteur.

Tableau. A3.2 : Résistivité des lignes et des câbles

TYPE DE MATERIAU	ALU -ACIER	ALUMINIUM	CUIVRE	ALMELEC
R en $m\Omega/km$ et s en mm^2	$R = \frac{34000}{s}$	$R = \frac{29000}{s}$	$R = \frac{18000}{s}$	$R = \frac{32000}{s}$

En alternatif, l'effet de peau, peu significatif à la fréquence fondamentale, devient important lorsque la fréquence des signaux considérés augmente. Il est donc à prendre en compte dans une étude harmonique.

Méthode n°1 :

On calcule le coefficient x défini par :

$$x = 15.85 \times 10^{-4} \times \sqrt{\frac{f \times 1000}{R}}$$

Selon sa valeur, on en déduit un deuxième coefficient, k , qui, multiplié par la résistance en continu du tableau précédent, donnera la valeur finale de la résistance.

$$\text{Si } 0 \leq x \leq 2.8 \quad \text{alors} \quad k = \frac{192 + 1.8 \times x^4}{192 + 0.8 \times x^4}$$

$$\text{Si } 2.8 \leq x \leq 3.8 \quad \text{alors} \quad k = 0.864 - 0.0177 \times x + 0.0563 \times x^2$$

$$\text{Si } 3.8 \leq x \quad \text{alors} \quad k = 0.267 + 0.354 \times x$$

$$\text{En définitive} \quad R = k \cdot R_c$$

Méthode n°2 :

Dans la deuxième méthode, la résistance est obtenue par la formule suivante.

$$\text{On définit } R_{dc} \text{ par :} \quad R_{dc} = \frac{R - 0.004398}{0.938}$$

$$\text{et le coefficient } x \text{ par :} \quad x = 0.3545 \times \sqrt{\frac{h}{R_{dc}}}$$

$$\text{Si } 2.4 \leq x, \quad \text{alors : } R = R_{dc} \times (0.035 \times x + 0.938)$$

Si $x > 2.4$ alors : $R = R_{dc} \times (0.35 \times x + 0.3)$

- Calcul de L :

Tableau. A3.3 : Inductance des lignes et des câbles

LIGNE	HTB	$L \approx 1.27 \text{ mH/km}$
	HTA	$L \approx 1.11 \text{ mH/km}$
CÂBLE	HTB et HTA	$L \approx 0.36 \text{ mH/km}$

- Calcul de Q_c (demi -pertes capacitives) :

Tableau. A3.4 : Demi -pertes capacitives des lignes et des câbles

LIGNE	HTA	$Q_c = U_n^2 \times 1.88 \times 10^{-3} \text{ k var/km}$
	HTB	$Q_c = U_n^2 \times 1.41 \times 10^{-3} \text{ k var/km}$
CÂBLE	HTA	$Q_c = U_n^2 \times 50 \times 10^{-3} \text{ k var/km}$
	HTB	$Q_c = U_n^2 \times 35 \times 10^{-3} \text{ k var/km}$

Une fois R , L et Q_c calculés, pour prendre en compte l'effet de propagation, on définit :

$$Z = R + j\omega Lh \quad , \quad Y = j\omega Ch$$

Et l'on trouve les valeurs corrigées de Z et Y par :

$$Z' = \frac{Z \times \sinh(\sqrt{YZ})}{\sqrt{YZ}} \quad , \quad \frac{Y'}{2} = \sqrt{\frac{Y}{Z}} = \frac{(\cosh(\sqrt{YZ}) - 1)}{\sinh(\sqrt{YZ})}$$

A3.2.4 Modélisation d'un récepteur non générateur d'harmoniques

Le modèle consiste à mettre en parallèle une résistance et une inductance dont les valeurs sont données par :

$$R = \frac{U_n^2}{P}, \quad X = h \times \frac{R}{\tan \varphi}$$

avec

P : puissance utile en MW

$\tan \varphi$: tangente φ à la puissance nominale

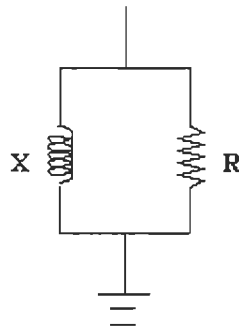


Figure A3.5 : Modèle de récepteur

A3.2.5 Modélisation d'une machine tournante alternative

Les machines asynchrones et synchrones sont modélisées de la même manière en régime harmonique, par l'association en série d'une résistance R et d'une inductance X . Le fait de fonctionner en alternateur ou en moteur ne modifie pas l'impédance harmonique de cet élément.

- Calcul de R et X pour une machine asynchrone :

En régime harmonique, le champ du à la circulation des courants harmoniques dans le stator est un champ tournant à la fréquence de $h \times f_o$ Hz. En revanche, en régime permanent, le champ tournant induit par la rotation du rotor est toujours de f_o Hz. Vu du stator, le rotor semble tourner très lentement. Ceci justifie le fait que les grandeurs des impédances utilisées en régime harmonique sont proches des grandeurs que l'on peut mesurer lorsque le rotor est bloqué au démarrage.

$$R = \frac{U_n}{\sqrt{3} \times I_d} \cos(\varphi_d) \sqrt{h}$$

$$X \approx Z = \frac{U_n}{\sqrt{3} \times I_d} \times h \quad \text{et} \quad R = 0.4 \times \frac{C_d}{C_n} \times \frac{S_n}{I_d^2} \sqrt{h}$$

où :

- S_n est la puissance nominale de la machine en *MVA* ;
- I_d est le courant de démarrage ;
- $\cos(\varphi_{\text{démarrage}})$ est le cosinus de l'angle φ au démarrage ;
- C_d est le couple au démarrage.

La résistance est multipliée par \sqrt{h} pour tenir compte de l'effet de peau.

- Calcul de R et X pour une machine synchrone :

$$X = \frac{X_d''}{100} \times \frac{U_n^2}{S_n} \times h \quad \text{et} \quad R = 0.1 \times \frac{X_d''}{100} \times \frac{U_n^2}{S_n} \times \sqrt{h}$$

où :

- X_d'' est la réactance sub-transitoire en % ;
- S_n est la puissance nominale de la machine en *MVA*.

A3.2.6 Modélisation d'une batterie de condensateurs

La batterie de condensateurs est modélisée par la réactance X_c :

$$X_c = -\frac{U_n^2}{h \times Q_c} \text{ en } \Omega$$

où : Q_c est la puissance réactive assignée en *Mvar* ;

U_n est la tension nominale en *kV*.

A3.2.6 Modélisation d'un filtre résonant

Les valeurs des éléments du filtre (*R*, *L* et *C*) se calculent en fonction de la puissance réactive du filtre et de son facteur de qualité.

$$C = \frac{Q_c}{\omega \times U_n^2 \times h} \quad L = \frac{1}{2\pi \times f_o^2 \times C} \quad R = \frac{L \times 2\pi \times f_o^2}{F}$$

où : f_o est la fréquence d'accord en *Hz* ;

F est le facteur de qualité ;

ω est la pulsation nominale en *rad.s⁻¹*.

ANNEXE 4 : PRIX UNITAIRES DES CONDENSATEURS ET INDUCTANCES POUR LES FILTRES PASSIFS

(REF : INTELLIGENT SOLUTIONS, MALAYSIA)

No. 35, Jalan Mas 15, Taman Cheras Mas, Batu 8 Off Jalan Cheras,
43200 Cheras, Selangor Darul Ehsan, Malaysia.

Tel No : +6012-225 6411 , Fax No : +603-9076 6411

E-mail : siowpt@tm.net.my

Site web : <http://www.is.net.my/>

Il est conseillé que la dimension du filtre résonant soit supérieure au courant harmonique capturé au réseau électrique. Si le filtre résonant est inférieur au niveau harmonique présent dans le réseau électrique, cette condition est néfaste pour le filtre quand le seuil de tolérance est dépassé.

D'après la société contactée (Intelligent Solutions, Malaysia) le filtre passif le plus petit présent sur le marché est de 100 Kvar pour 480 V, 60 Hz.

Les prix de condensateurs et inductances sont donnés comme suit en fonction de l'ordre du filtre :

Filtre d'ordre 5 : Réactance = USD 50.00/ Kvar
Capacité = USD 7.00/ Kvar

Filtre d'ordre 7 : Réactance = USD 45.00/ Kvar
Capacité = USD 7.00/ Kvar

Filtre passe-haut : Réactance = USD 5.00/ Kvar
Capacité = USD 6.00/ Kvar

ANNEXE 5 : LOGICIELS DE SIMULATION

Le calcul manuel des différentes grandeurs harmoniques au sein d'un circuit est pratiquement limité à l'étude de réseaux comportant un nombre très réduit d'éléments (lignes, transformateurs, charges, etc.). Quand la dimension du réseau est assez importante, le recours à un outil de simulation devient nécessaire.

Un logiciel de simulation permet de déterminer numériquement, en tout point d'un réseau, les tensions et les courants harmoniques résultant d'une ou de plusieurs injections.

Pour obtenir des résultats fiables à l'aide d'un logiciel de simulation, il est nécessaire de décrire chaque élément du réseau le plus précisément possible. Par ailleurs, si on est ramené à limiter le périmètre d'étude pour modéliser les portions de réseau extérieures à la zone considérée, on a généralement recours à des charges équivalentes aux frontières, évaluées en fonction des transits de puissance active et réactive à la fréquence fondamentale.

LE LOGICIEL HARMONIQUE [1]

Développé par la Direction des Études et Recherches d'EDF (*Électricité de France*), il vise les travaux de recherche, les centres de distribution d'électricité pour des études de raccordement de clients générateurs d'harmoniques ainsi que les cabinets d'ingénierie pour résoudre les cas de perturbation des réseaux industriels. Il est le seul logiciel du marché qui permet aux entreprises de distribution d'électricité de représenter les émetteurs de télécommande centralisée. *HARMONIQUE* est un logiciel convivial, d'un emploi simple et rapide. La saisie est grandement facilitée par une interface graphique développée sous Windows. Son inconvénient est qu'il ne modélise pas le réseau en régime homopolaire, ni en régime triphasé déséquilibré.

Pour en savoir plus : http://retd.edf.fr/futur/publications/aime97_1.fr.pdf

LE LOGICIEL CYMHARMO [1]

A été développé par l'Institut de recherche d'*Hydro-Québec (IREQ)* afin de permettre l'analyse de l'ensemble du réseau canadien. Il est intégré dans un ensemble d'outils destinés aux entreprises de transport ou de distribution d'électricité. Il est particulièrement adapté au traitement de gros réseaux et aux études importantes. *CYMHARMO* se présente sous la forme de plusieurs modules qui doivent être lancés séparément.

Pour en savoir plus : <http://www.cyme.com/>

LE LOGICIEL SUPERHARM [1]

Propose une modélisation complète des éléments en triphasé, ce qui résoud la question des harmoniques homopolaires ou déséquilibrés. Par ailleurs il ne comprend pas d'éditeur graphique de réseau, la description par un fichier texte est assez fastidieuse pour une étude ponctuelle et on ne peut pas visualiser la structure du réseau à l'écran.

Pour en savoir plus : <http://www.pqsoft.com/superharm>

LE LOGICIEL EMTP [1]

est une plate-forme d'outils pour analyser les phénomènes transitoires sur les réseaux de transport et de distribution d'électricité. Il est utilisé pour des simulations temporelles, en régime transitoire ou permanent. Il permet entre autres d'effectuer des études concernant les transits de puissance, les défauts, les manœuvres, la foudre, les convertisseurs et les transitoires dans les machines.

Pour en savoir plus : <http://www.transenergie-tech.com/fr/produits>

LE LOGICIEL SABER [1]

Initialement dédié à l'électronique analogique et numérique, a pour vocation d'être un solveur généraliste. Il permet de résoudre n'importe quel système d'équations différentielles et tout circuit associant électronique, mécanique, thermique, hydraulique ou autre.

SABER dispose d'une vaste bibliothèque de composants dans différents domaines : électronique, électronique de puissance, thermique, mécanique, électromagnétique, instrumentation, lampe, électromagnétique... il laisse aussi la possibilité de créer ses propres modèles. L'utilisateur a accès à toutes les grandeurs du circuit simulé sur lesquelles il peut effectuer des traitements (calcul de transformée de Fourier, calcul de valeur moyenne, de valeur efficace, opération sur les courbes.....)

Pour en savoir plus : <http://www.analogy.com/Products/Simulation/simulation.htm>

LE LOGICIEL PSIM SEMIKRON

PSIM est un logiciel de simulation conçu pour l'électrotechnique, il offre une bibliothèque très complète avec une modélisation des composants simplifiée. De plus son utilisation est assez simple.

Pour en savoir plus : <http://www.powersimtech.com>

LE LOGICIEL SIMPLORER

Il est très complet, permet de modéliser aussi bien les circuits électriques que les circuits des automatismes par blocs fonctionnels. Mais sa prise en main demande du temps.

Pour en savoir plus : <http://www.ansoft.com/products/em/simplorer/index.cfm>

Cette liste n'est pas exhaustive, elle représente les principaux logiciels existant sur le marché, il existe plusieurs d'autres logiciels, chacun a ses avantages et ses inconvénients ainsi qu'une

vocation primaire pour laquelle il a été conçu initialement. Le choix de simulation par utilisation de l'un des logiciels est un peu délicat et demande souvent un test au préalable pour juger sa pertinence ainsi que sa convivialité. Dans le cadre de ce projet, le choix a été porté sur l'outil Power System Blockset pour simuler les éléments de puissance car il offre l'avantage d'interfaçage avec Matlab-Simulink pour implanter les circuits de contrôle du filtre actif. Par ailleurs, l'outil dSPACE a été choisi pour implantation en temps réel des schémas de commande. Ci-dessous, une description succincte des deux outils en question sera présentée.

LE POWER SYSTEM BLOCKSET

Le *Power System Blockset* est une boîte d'outils de simulation mise au point par des scientifiques et des chercheurs d'*HYDRO-QUÉBEC* et de *TEQSIM* International. Ces outils permettent de modéliser et simuler des systèmes électriques dans l'environnement *SIMULINK*. Le *Power System Blockset* contient des blocs *SIMULINK* représentant les composants et les dispositifs courants dans les réseaux de transport et de distribution. La plupart des blocs sont fondés sur des équations électromagnétiques et électromécaniques bien connues. Ils sont définis par des symboles électriques normalisés, facilitant ainsi la création intuitive de modèles graphiques de systèmes électriques.

Avec le *Power System Blockset*, il est possible de profiter des fonctionnalités de *MATLAB* et *SIMULINK* pour construire et analyser des systèmes complexes qui incluent des sous-systèmes électriques aussi bien que des systèmes de commande. Associé aux outils d'automatique disponibles pour *MATLAB* et *SIMULINK*, le *Power System Blockset* est particulièrement utile pour modéliser le système électrique tout entier (incluant la génération de puissance, la transmission, la consommation, les contrôleurs et la logique séquentielle). Le code source *MATLAB* et *SIMULINK* fourni avec le *Power System Blockset* peut être utilisé pour la création de blocs personnalisés.

Pour en savoir plus : Site officiel : www.mathworks.com/products/powersys

En français : www.mathworks.fr/products/powersys

L'OUTIL dSPACE [27]

Le système dSPACE est utilisé pour la conception ou le test des systèmes de commande, qu'il s'agisse d'avions, de moteurs électriques ou de systèmes robotiques. La possibilité d'effectuer des tests de systèmes dans un environnement purement virtuel est l'un des avantages de dSPACE. En effet, la plupart des composants de l'environnement peuvent être remplacés par des modèles mathématiques; ce qui permet un bon rapport performance/coûts.

Notamment, le système de développement dSPACE permet de contrôler, de mettre en oeuvre et d'évaluer des algorithmes de commande à haute vitesse des dispositifs de l'électronique de puissance. Le système dSPACE permet l'interfaçage avec Matlab-Simulink, la génération automatique de code, la compilation et le contrôle des outils graphiques pour enregistrement des données.

S'intégrant complètement dans le système MATLAB/Simulink, le système dSPACE génère automatiquement le code des diagrammes-bloc de Simulink; l'interface Real-Time de dSPACE offre des blocs supplémentaires pour connecter des modèles et des canaux d'E/S correspondants; ce pour la réalisation de simulations intégrées à des expériences réelles. Un guide d'utilisation est disponible pour permettre de se servir facilement et rapidement de l'outil dSPACE [27].

Le schéma présenté à la figure A5.1 illustre le système dSPACE tel qu'utilisé dans l'application du présent projet. Après avoir développé le modèle de simulation, il est testé avec Simulink puis, en temps réel avec le simulateur dSPACE - avec les mêmes panneaux d'instruments virtuels et paramètres. L'interface Real-Time de dSPACE offre des blocs supplémentaires pour connecter le circuit de calcul (i.e. le circuit de commande du filtre actif) et des canaux d'E/S qui assurent le lien entre le système dSPACE et le système physique (i.e. le banc d'essai du réseau électrique (Fig. A5.1)).

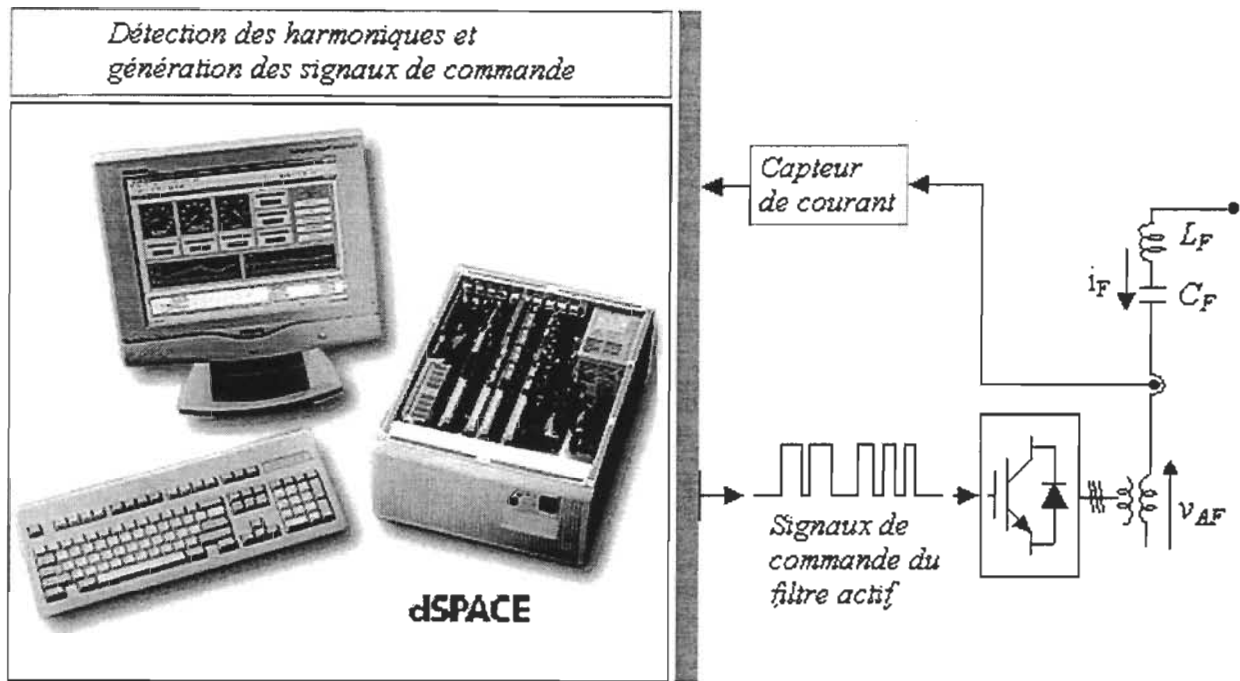


Figure A5.1 : Schéma global de commande du filtre actif
(Système dSPACE + Système de puissance industriel en fig. 5.3)

Voici deux exemples d'application typiques faisant appel au système dSPACE chez deux entreprises reconnues mondialement :

Tests de systèmes de contrôle de glissement chez BMW en Allemagne :

Les systèmes de sécurité des véhicules font toujours l'objet de tests intensifs, particulièrement dans des conditions dynamiques extrêmes. BMW utilise le simulateur dSPACE pour simuler ces conditions. Un modèle Simulink du véhicule complet calculé en temps réel sur l'outil dSPACE est conçu pour tester les systèmes de contrôle de glissement.

Contrôle de simulateur de vol chez SIMONA aux Pays-Bas :

Un nouveau simulateur qui établit de nouveaux standards de conditions et de sensations de vol réalistes est en construction sur la base de 6 cylindres hydrauliques. dSPACE a été utilisé pour implanter l'algorithme de régulation et établir l'interface avec les composants hydrauliques. dSPACE permet la prise des valeurs désirées pour la plate-forme du simulateur, la mesure des déplacements et des pressions du cylindre hydraulique et l'utilisation de ces données pour calculer les nouveaux paramètres désirés des vannes hydrauliques. La combinaison des produits MathWorks et de dSPACE a permis à SIMONA de développer de nouvelles stratégies de régulation dans un temps minimal.

Pour en savoir plus : <http://www.dspaceinc.com>

ANNEXE 6 : NORME IEEE STD 519-1992

La norme *IEEE Std 519-1992* («*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*» [25]). Elle spécifie les limites pour les courants harmoniques qu'un abonné ne doit pas dépasser au point de raccordement du fournisseur d'électricité. Il spécifie également des limites pour le distorsion de tension que doit garantir le fournisseur d'électricité. Elle est actuellement en révision.

Tableau A6.1 : Limites de distorsions de tension

NIVEAU DE TENSION	TAUX DE DISTORSION INDIVIDUEL DE TENSION (%)	TAUX DE DISTORSION GLOBAL DE TENSION (%)
$\leq 69 \text{ kV}$	3.0	5.0
$\geq 69.001 \text{ kV}$ et $\leq 161 \text{ kV}$	1.5	2.5
$\geq 161.001 \text{ kV}$	1.0	1.5

Tableau A6.2 : Limites de distorsions de courant pour les systèmes généraux de distribution (de 120 V à 69000 V)

DISTORSION MAXIMALE DU COURANT HARMONIQUE EN POURCENTAGE DE I_L						
Ordre Harmonique individuel (harmoniques impairs)						
I_{sc}/I_L	11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 < 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 < 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 < 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Les harmoniques pairs sont limités à 25% des limites des harmoniques impairs définies ci-dessus
 I_L : Demande maximale du courant de charge.
 I_{sc} : Courant de court-circuit maximale.
 TDD : Taux de distorsion global du courant.

Tableau A6.3 : Limites de distorsions de courant pour les sous-systèmes généraux de transmission (de 69001 V à 161000 V)

DISTORSION MAXIMALE DU COURANT HARMONIQUE EN POURCENTAGE DE I_L						
Ordre Harmonique individuel (harmoniques impairs)						
I_{sc}/I_L	11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Les harmoniques pairs sont limités à 25% des limites des harmoniques impairs définies ci-dessus
 I_L : Demande maximale du courant de charge.
 I_{sc} : Courant de court-circuit maximale.
TDD : Taux de distorsion global du courant.

Tableau A6.4 : Limites de distorsions de courant pour les systèmes généraux de transmission (> 161 kV)

DISTORSION MAXIMALE DU COURANT HARMONIQUE EN POURCENTAGE DE I_L						
Ordre Harmonique individuel (harmoniques impairs)						
I_{sc}/I_L	11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20 < 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50 < 100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100 < 1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

Les harmoniques pairs sont limités à 25% des limites des harmoniques impairs définies ci-dessus
 I_L : Demande maximale du courant de charge.
 I_{sc} : Courant de court-circuit maximale.
TDD : Taux de distorsion global du courant.

ANNEXE 7 : MÉTHODE DES PUISSANCES INSTANTANÉES POUR UN SYSTÈME TRIPHASÉ DÉSÉQUILIBRÉ [12]

Il est possible d'étendre la théorie de la puissance réactive instantanée à un circuit triphasé comportant une composante homopolaire non-nulle. Les vecteurs d'état instantanés e_a , e_b et e_c sont transformés aux coordonnées $o-\alpha-\beta$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} e_o \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{A7.1})$$

de même les vecteurs d'état instantanés i_o , i_α et i_β dans les coordonnées $o-\alpha-\beta$ sont donnés comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A7.2})$$

Une autre grandeur de puissance instantanée p_o est définie par les vecteurs d'état instantanés, e_o et i_o selon l'axe o :

$$p_o = e_o \cdot i_o \quad (\text{A7.3})$$

p_o est nommée puissance homopolaire instantanée.

A rappeler les expressions de la puissance active instantanée et de la puissance réactive instantanée :

$$p = e_{\alpha} i_{\alpha} + e_{\beta} i_{\beta} \quad (\text{A7.4})$$

$$q = e_{\alpha} i_{\beta} - e_{\beta} i_{\alpha} \quad (\text{A7.5})$$

à partir de (A7-3), (A7-4) et (A7-5), les trois quantités indépendantes p_o , p et q sont données par :

$$\begin{bmatrix} p_o \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_o & 0 & 0 \\ 0 & e_{\alpha} & e_{\beta} \\ 0 & -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A7.6})$$

La transformation inverse de (A7-6) donne :

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_o & 0 & 0 \\ 0 & e_{\alpha} & e_{\beta} \\ 0 & -e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_o \\ p \\ q \end{bmatrix}$$

d'où :

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2)} \begin{bmatrix} (e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2) & 0 & 0 \\ e_o & e_{\alpha} & -e_{\beta} \\ 0 & e_{\beta} & e_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_o \\ p \\ q \end{bmatrix}$$

Ensuite :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$$

ANNEXE 8 : FILTRE DE KALMAN ETENDU [24]

Estimation de la fréquence à l'aide du ECKF :

Le principe de cette méthode est détaillé dans l'article [24] cité en référence et il est résumé comme il suit :

La représentation discrète des courants triphasés d'un système de puissance est obtenue comme suit :

$$\begin{aligned}
 I_a(k) &= I_m \cdot \sin(\omega \cdot k \cdot T + \phi) + \eta_a(k) \\
 I_b(k) &= I_m \cdot \sin(\omega \cdot k \cdot T + \phi - \frac{2\pi}{3}) + \eta_b(k) \\
 I_c(k) &= I_m \cdot \sin(\omega \cdot k \cdot T + \phi + \frac{2\pi}{3}) + \eta_c(k)
 \end{aligned}
 \tag{A8.1}$$

où $\eta_a(k)$, $\eta_b(k)$, $\eta_c(k)$ sont des termes de bruit, T est la période d'échantillonnage, k représente le nombre d'itérations et $t = k \cdot T$ est l'instant d'échantillonnage.

Les composantes (α - β) sont obtenues à partir des courants discrets comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_\alpha(k) \\ I_\beta(k) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_a(k) \\ I_b(k) \\ I_c(k) \end{bmatrix}
 \tag{A8.2}$$

Un courant complexe $I(k)$ est obtenu à partir de ce système :

$$\begin{aligned}
 I(k) &= I_\alpha(k) + jI_\beta(k) \\
 I(k) &= A \times e^{j(\omega k T + \phi)} + \eta(k)
 \end{aligned}
 \tag{A8.3}$$

où A est l'amplitude du signal et $\eta(k)$ représente la composante du bruit.

L'observation discrète du signal $I(k)$ peut maintenant être modélisée dans la forme d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & X_1(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} \quad (\text{A8.4})$$

$$Y(k) = I(k) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix} + \eta(k) \quad (\text{A8.5})$$

où les états X_1 et X_2 sont :

$$X_1(k) = e^{j\omega T} \quad \text{et} \quad X_2(k) = A \times e^{j(\omega k T + \phi)}$$

Cette modélisation est aussi équivalente au filtre non-linéaire suivant :

$$X(k+1) = F(X(k)) \quad (\text{A8.6})$$

$$Y(k) = H \times X(k) + \eta(k)$$

$$\text{où : } X(k) = \begin{bmatrix} X_1(k) & X_2(k) \end{bmatrix}$$

$$F(X(k)) = \begin{bmatrix} X_1(k) & X_1(k) \times X_2(k) \end{bmatrix} ; (F : \text{fonction non-linéaire})$$

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Appliquons le filtre de Kalman complexe étendu (FKCE) au système non-linéaire (A8.6), on obtient :

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k \times (y_k - H_k \times \hat{x}_k^-)$$

$$\hat{x}_{k+1}^- = F(\hat{x}_k)$$

$$K_k = \hat{P}_k^- H_k^* T (H_k \hat{P}_k^- H_k^* T + R_k)^{-1}$$

$$\hat{P}_k = (I - K_k H_k) \hat{P}_k^-$$

$$\hat{P}_{k+1}^- = F_1(k) \times \hat{P}_k \times F_1^* T(k)$$

$$F_1(k) = \frac{\partial F(x(k))}{\partial x(k)} \Big|_{x(k) = \hat{x}_k}$$

où :

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \hat{x}_{2k} & \hat{x}_{1k} \end{bmatrix}$$

La fréquence estimée est calculée comme suit :

$$\hat{f}(k) = \frac{1}{2 \times \pi \times \Delta T} \times \sin^{-1}[I_m(\hat{X}_1(k))] \quad (\text{A8.7})$$

Cette méthodologie peut être étendue pour extraire en temps réel, en plus de la fréquence, les composantes harmoniques associées au signal triphasé.

Estimation de la fréquence et des harmoniques à l'aide du FKCE :

Si on suppose que le signal contient n fréquences, le modèle d'état devient :

$$\begin{bmatrix} X_1(k+1) \\ X_2(k+1) \\ X_3(k+1) \\ \vdots \\ \vdots \\ X_{n+1}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & X_1(k) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & X_1^2(k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ddots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & X_1^n(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ X_3(k) \\ \vdots \\ \vdots \\ X_{n+1}(k) \end{bmatrix} \quad (\text{A8.8})$$

$$F(X(k)) = [X_1(k) \quad X_1(k) \times X_2(k) \quad X_1^2(k) \times X_3(k) \quad \dots \quad X_1^n(k) \times X_{n+1}(k)] \quad (\text{A8.9})$$

$$F_1(k) = \frac{\partial F(x(k))}{\partial x(k)} \Big|_{x(k) = \hat{x}_k}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hat{X}_2 & \hat{X}_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2\hat{X}_1 \times \hat{X}_3 & 0 & \hat{X}_1^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3\hat{X}_1^2 \times \hat{X}_4 & 0 & 0 & \hat{X}_1^3 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 & 0 \\ \cdot & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdot & 0 \\ n\hat{X}_1^{n-1} \times \hat{X}_{n+1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \hat{X}_1^n \end{bmatrix} \quad (\text{A8.10})$$

ANNEXE 9 : ESTIMATEUR DE FRÉQUENCE BASÉ SUR LA DÉTECTION DU MAXIMUM

Un estimateur de fréquence basé sur la détection du maximum est présenté à la Fig. A9.1; il offre une précision de 0.3% et son suivi des variations de la fréquence se fait avec un retard approximatif d'une période.

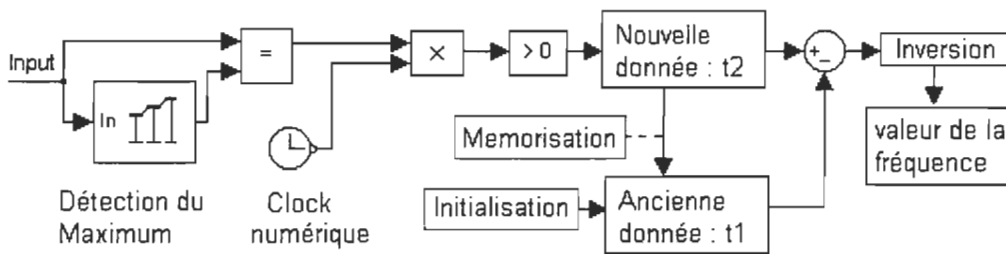


Fig. A9.1 : Schéma simplifié d'un estimateur
de fréquence basé sur la détection du maximum

Comme montré à la figure A9.2, une variation de fréquence de 10Hz a été appliquée à $t = 0.06s$. Nous remarquons que l'estimateur de fréquence a bien amélioré le fonctionnement du filtre de Kalman si nous négligeons le retard de suivi de la variation de la fréquence (une période) par cet estimateur.

Quant aux résultats présentés dans le corps de ce mémoire, nous avons négligé la dynamique de l'estimateur de fréquence; la détection de la fréquence par ce dernier a été supposée idéale.

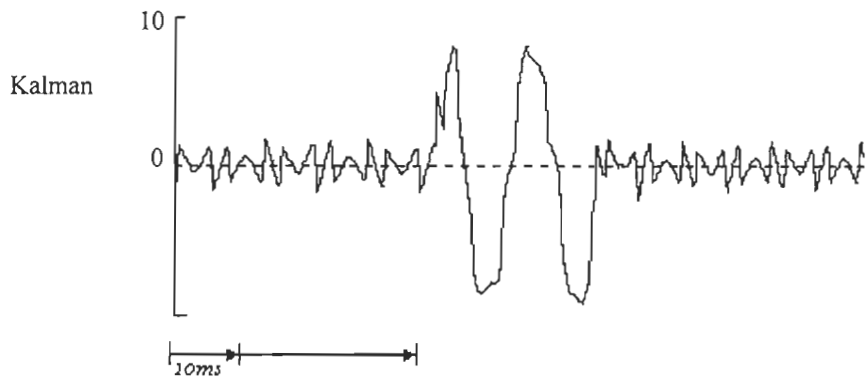


Fig. A9.2 : Forme d'onde du courant de référence i_{ref} quand la fréquence augmente de 10Hz: (Filtre de Kalman)