UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL

FILTRAGE D'HARMONIQUES DANS UN RÉSEAU MIXTE PHOTOVOLTAÏQUE-ÉLECTRIQUE PAR ESTIMATION ADAPTATIVE COUPE-BANDE

RAPPORT DE PROJET PRÉSENTÉ COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR AIT OUFQIR BADR-EDDINE

DÉCEMBRE 2017

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À MONTRÉAL Service des bibliothèques

Avertissement

La diffusion de ce mémoire se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire *Autorisation de reproduire et de diffuser un travail de recherche de cycles supérieurs* (SDU-522 – Rév.10-2015). Cette autorisation stipule que «conformément à l'article 11 du Règlement no 8 des études de cycles supérieurs, [l'auteur] concède à l'Université du Québec à Montréal une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de [son] travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, [l'auteur] autorise l'Université du Québec à Montréal à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de [son] travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris l'Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de [la] part [de l'auteur] à [ses] droits moraux ni à [ses] droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, [l'auteur] conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont [il] possède un exemplaire.»

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé à Montréal, dans le département d'informatique de l'Université du Québec à Montréal (UQAM).

Je tiens en premier temps à exprimer mes profonds remerciements à mon directeur de recherche, M. MOUNIR BOUKADOUM, qui m'a offert la possibilité de réaliser ce mémoire sous sa direction dans les meilleures conditions possible.

Je tiens également à remercier mon père, ma mère, ma sœur et mon frère qui m'ont apporté soutien et encouragements tout au long de mes études.

Enfin, je tiens à exprimer ma plus profonde reconnaissance à tous ceux qui ont collaboré de prés ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.

TABLE DES MATIÈRES

LISTES DES FIGURES	vi
LISTE DES TABLEAUXv	'ii
LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMESvi	iii
LISTE DES SYMBOLES ET DES UNITÉS	ix
RÉSUMÉ	xi
ABSTRACTx	ii
INTRODUCTION	1
ÉTAT DE L'ART SUR LE FILTRAGE ACTIF	3
CHAPITRE 1	7
L'ONDE ÉLECTRIQUE : PERTURBATIONS ET SOLUTIONS	7
1.1 Introduction	7
1.2 Distorsion harmonique	7
1.3 Caractéristiques des harmoniques	8
1.4 Les effets des harmoniques1	1
1.5 Normes et réglementations sur les harmoniques1	2
1.6 Solution de dépollution des réseaux électriques1	3
1.7 Techniques de commande en courant2	22
1.8 Conclusion2	23
CHAPITRE 2	25
SURVOL DE LA TECHNOLOGIE PHOTOVOLTAÏQUE2	25
SURVOL DE LA TECHNOLOGIE PHOTOVOLTAÏQUE	25

2.3 La jonction PN
2.4 Modélisation d'un panneau photovoltaïque
2.5 Influence du rayonnement solaire et de la température sur une cellule32
2.6 Commande MPPT
2.7 Convertisseur boost
2.8 Conclusion42
CHAPITRE 3
COMMANDE NON LINEAIRE
3.1 Introduction
3.2 Modélisation du filtre actif shunt
3.3 Modélisation dans le plan triphasé abc45
3.4 Conversion abc/dq0 du modèle49
3.5 Stratégie de commande
3.6 Commande non linéaire avec le filtre adaptatif coupe bande60
3.7 Conclusion67
CHAPITRE 4
SIMULATIONS ET RESULTATS
4.1 Introduction
4.2 Résultats de simulations70
4.3 DISCUSSION
CONCLUSION
ANNEXE 1
RÉFERENCES

LISTES DES FIGURES

Figure 1.1	La forme d'onde d'une tension distordue	. 8
Figure 1.2	Types de filtres passifs	13
Figure 1.3	Onduleur de type source de tension	15
Figure 1.4	Onduleur de type source de courant	16
Figure 1.5	Filtre actif sériel de type source de tension (Wang et al, 2001)	17
Figure 1.6	Filtre actif parallèle de type source de tension (Rahmani et al., 2010)	18
Figure 1.7	Association sérielle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif	20
Figure 1.8	Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif	21
Figure 1.9	Association d'un filtre actif série et d'un filtre passif	22
Figure 2.1	Représentation en coupe d'une cellule photovoltaïque	27
Figure 2.2	Modélisation du circuit électrique équivalent d'une cellule PV	29
Figure 2.3	Influence de la température sur la caractéristique I(V) à éclairement de	
	1kw/m2 (Abdelsalam et al., 2011)	32
Figure 2.4	Influence de l'éclairement sur la caractéristique I(V) à température de 25	5
	°C (Abdelsalam et al., 2011)	33
Figure 2.5	Algorithme du MPPT perturbation et observation (Hua et Shen, 1998)	35
Figure 2.6	Structure de base d'un hacheur boost	35
Figure 2.7	Schéma du convertisseur Boost quand l'interrupteur est fermé	36
Figure 2.8	Schéma du convertisseur Boost quand l'interrupteur est bloqué	37
Figure 2.9	Schéma du régulateur PI	39
Figure 2.10) Schéma de la boucle fermée du courant du panneau	40
Figure 2.1	Commande du convertisseur Boost	42
Figure 3.1	Filtre actif shunt à structure tension branché au réseau (Rahmani et al.,	
	2010)	44
Figure 3.2	Schéma de la commande non linéaire	52
Figure 3.3	Schéma de la boucle interne du courant	54
Figure 3.4	Schéma de la boucle externe de la tension	56
Figure 3.5	Schéma du principe d'extraction des courants harmoniques	59
Figure 3.6	Schéma fonctionnel du filtre adaptatif coupe-bande (Karimi-Gharteman	i
	et Mokhtari, 2006)	65
Figure 3.7	Extraction des courants inverse	66
Figure 3.8	Schéma final du filtre adaptatif coupe-bande	66
Figure 4.1	Schéma global du système étudié	68
Figure 4.2	Schéma de simulation du système étudié sous Matlab/simulink	69
Figure 4.3	Réponse en régime permanent	70
Figure 4.4	Ecoulement de puissance avec charge constante	71
Figure 4.5	Réponse en régime dynamique	72
Figure 4.6	Ecoulement de puissance avec variation de la charge	72
Figure 4.7	Caractéristiques du panneau photovoltaïque	73
Figure 4.8	Réponse en régime permanent avec variation de l'ensoleillement	73

Figure 4.9 I	Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement	74
Figure 4.10	Spectre harmonique des courants de la charge	75
Figure 4.11	Spectre harmonique des courants de la source (filtre passe bas)	75
Figure 4.12	Spectre harmonique des courants de la source (filtre adaptatif coupe	
	bande)	76
Figure 4.13	Diagramme de Bode du filtre adaptatif coupe bande et passe-bas	77
Figure 4.14	Zoom du diagramme de Bode du filtre adaptatif coupe bande et passe-	
	bas	78

.

LISTE DES TABLEAUX

.

Tableau 1.1	Valeurs des niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques		
	(CEI-1000-2-4)	.12	
Tableau 1.2	Limites des émissions de courants harmoniques (CEI-1000-3-2)	.13	
Tableau 1.3	Comparaison entre filtrage actif et filtrage passif	. 19	
Tableau 2.1	Rendement énergétique des trois principales technologies	.28	
Tableau 3.1	Valeur de d_nk selon la séquence n et la phase k	.47	
Tableau 4.1	Valeurs des éléments constituant le système	.69	
Tableau 4.2	Comparaison des commandes en fonction de leur performances	.78	

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

APF	Filtre de puissance actif
DC	Courant continue
GPV	Générateur photovoltaïque
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion
MPP	Maximum Power Point (Point maximal de puissance)
MPPT	Maximum Power Point Tracking (Suivi du point maximal de puissance)
PI	Régulateur proportionnel intégral
PLL	Boucle à verrouillage de phase
PV	Photovoltaïque
P&O	Perturbation et observation
RLS	Recursive least-squares (Algorithme récursif des moindres carrés)
RRI	Robust recursive inverse (Algorithme récursif inverse robuste)
SAPF	Filtre de puissance actif shunt
THD	Taux de distorsion harmonique

LISTE DES SYMBOLES ET DES UNITÉS

1,2,3	Axes du plan 'abc'
a,b,c	Axes du plan 'abc
C_{plan-y}^{plan-x}	La matrice de transformation des coordonnées du plan-x au plan-y
ck	Fonction de modulation du bras k du convertisseur
С	Capacité
d _{nk}	Fonction séquentielle de l'axe k
d,q	Axe direct, axe en quadrature du plan tournant synchrone 'dq'
Fp	Facteur de puissance
i ₁	Courant du filtre
i _{ca}	Courant de charge
ID	Courant de la diode
idc	Courant côté continu d'un filtre actif type source de courant. A
Ip	Courant circulant dans la résistance R _p
Iph	Courant photonique
i _{sa}	Courant de source
Isc	Courant de court-circuit d'une cellule
Ki	Gain intégral
Kp	Gain proportionnel
Ls	L'inductance du réseau
L_c, R_c	L'inductance et la résistance à l'entrée de l'onduleur
N	Le point neutre de la source
n	Rang de l'harmonique
Ns	Nombre de cellule PV en série
Np	Nombre de cellule PV en parallèle
Р	Puissance active moyenne, W
Q	Puissance réactive moyenne, VAR
Rs	Résistance en série, Ω
R _p	Résistance en parallèle, Ω
S	Puissance apparente, VA
S	La variable indépendante complexe de la transformation de Laplace
t	Temps, sec
V ₁	Tension mesurée au point de raccordement
V _{dc}	Tension côté continu d'un filtre actif type source de tension. V
ω	Pulsation de la fréquence fondamentale
X*	Valeur de consigne de la variable X
X	Erreur sur la variable X (X*- X)
Ż	Dérivée temporelle de la variable X
ξ	Facteur d'amortissement

 σ Rapport cyclique de l'interrupteur du convertisseur boost

III Système triphasé

.

RÉSUMÉ

L'utilisation croissante des charges non linéaires a un impact négatif sur la qualité de l'onde électrique, car ces charges se comportent comme générateurs d'harmoniques indésirables. Dans ce mémoire, nous élaborons d'abord une approche pour contourner l'effet néfaste des harmoniques par l'utilisation du filtre actif de puissance parallèle, basé sur un estimateur adaptatif coupe-bande. Cette approche utilise une technique de contrôle non linéaire avec filtre adaptatif pour générer les courants de références du filtre, dans le but de compenser les courants harmoniques et l'énergie réactive. Le système est validé en l'intégrant avec la connexion d'un générateur photovoltaïque sur le réseau électrique. Le fonctionnement et la modélisation des panneaux composant le générateur photovoltaïque utilisent la technique du suivi du point maximal de puissance (MPPT) et la régulation de convertisseur survolteur. Plusieurs simulations sont effectuées avec le logiciel Matlab/Simulink afin de valider la technique de commande proposée.

MOTS-CLÉS : filtre actif shunt, commande non linéaire, filtre adaptatif coupe-bande, panneaux solaires, MPPT.

INTRODUCTION

La qualité de l'onde dans les réseaux de transport et de distribution se détériore de plus en plus à cause des charges non linéaires connectées telles que les convertisseurs de puissance, les fours à arc, les fours à induction, les équipements électroniques, etc. Ces appareils absorbent des courants non sinusoïdaux, bien qu'alimentés par une tension sinusoïdale, et se comportent par conséquent en générateurs d'harmoniques, échangent en plus de l'énergie réactive.

La propagation des courants harmoniques à travers les impédances du réseau crée des tensions déformées qui peuvent conduire à de graves problèmes tels que l'échauffement des câbles et des équipements électriques, ou bien encore l'arrêt soudain de machines tournantes, voire même la destruction totale de tous ces équipements. Plusieurs travaux ont été réalisés dans le but de résoudre ces problèmes. On distingue le filtrage passif, le filtrage actif, ainsi que la combinaison de ces deux types.

Le projet décrit dans ce mémoire étudie un générateur solaire photovoltaïque connecté au réseau de distribution en utilisant un filtre actif parallèle. Une technique de contrôle non linéaire est utilisée pour la commande de ce filtre afin de contrôler la puissance active photovoltaïque injectée dans le réseau et de compenser l'énergie réactive et les courants harmoniques issus de charges non linéaires.

Une hypothèse à retenir pour ce travail :

l'intégration d'un filtre adaptatif coupe bande dans la commande non linéaire permet d'avoir une meilleure extraction des courants de références. par conséquent une amélioration de la performance en terme du taux de distorsion harmonique. Ce rapport de mémoire est composé de quatre chapitres distincts.

Dans le premier chapitre, la lumière sera faite sur la problématique de la propagation des harmoniques dans les réseaux de distribution; notamment sur l'impact de la propagation des harmoniques. Nous passons ensuite en revue des moyens de mitigation, autant les classiques comme les filtres passifs que ceux faisant l'objet de travaux de recherche depuis maintenant deux décennies comme les filtres actifs et hybrides. Dans le deuxième chapitre, on présente la technologie photovoltaïque où la méthode d'extraction de l'énergie électrique utilise le convertisseur Boost pour le suivi du point maximum de puissance (MPPT). Dans le troisième chapitre, nous exposons la solution de réduction des harmoniques basés sur le filtrage actif parallèle de topologie triphasée en utilisant la commande non linéaire. Finalement, dans le quatrième chapitre nous présenterons, la pertinence et l'efficacité de notre approche à travers les résultats de compensation observés au niveau des harmoniques à l'aide du logiciel Matlab Simulink Power System Blockets.

ÉTAT DE L'ART SUR LE FILTRAGE ACTIF

L'utilisation croissante des charges non linéaires a détérioré la qualité de l'alimentation au niveau de la distribution. Ces charges génèrent des harmoniques qui se propagent à travers les impédances du réseau et créent des tensions harmoniques qui se superposent à la tension fondamentale. Ces tensions déformées ont des effets néfastes sur les équipements de puissance, les dispositifs de commande et de surveillance et sur les circuits de protection.

Le filtrage passif est la solution classique pour limiter la propagation et l' effet de ces harmoniques dans les réseaux électriques. Le principe de cette solution est de piéger les courants harmoniques dans des circuits LC, accordés sur les rangs d'harmoniques à filtrer. En effet, elle consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. La conception du filtre passif nécessite une étude approfondie du réseau électrique et son dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge non linéaire. Cette technique de filtrage devient inefficace en raison de son interaction avec le système et conduit à la résonance harmonique due à l'association d'éléments capacitifs et inductifs sur le réseau (Akagi, 2005; Rivas *et al*, 2003).

Deux raisons principales ont conduit à la conception d'une nouvelle technique de filtrage moderne et efficace appelée filtre de puissance actif (APF). La première raison est due aux inconvénients inhérents des filtres passifs. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants à semi-conducteurs tels que le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT). L'objectif de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions qui s'opposent aux harmoniques créés par les charges non linéaires.

Les APF sont classés en deux types; les APF sériels et les APF parallèles (SAPF). Les APF sériels sont efficaces pour les problèmes de qualité d'alimentation liés à la tension. Cependant, les SAPF sont efficaces pour les problèmes liés à la qualité de courant tels que les harmoniques, la puissance réactive et le déséquilibre de charge. La performance de SAPF dépend du type d'algorithme de commande utilisé pour l'extraction des courants de référence. Ces derniers sont des courants harmoniques en opposition de phase avec les harmoniques que l'on désire éliminer. (Bhattacharya et al., 2009) ont passé en revue l'algorithme classique basé sur la théorie des puissances instantanées actives et réactives. Les problèmes avec cet algorithme incluent la compensation médiocre du courant harmonique si les tensions de source ne sont pas symétriques, sa faible performance dans le cas où un filtre de puissance est nécessaire pour compenser le courant de séquence négative et nulle de la charge. L'algorithme de contrôle basé sur la théorie de référence synchrone donne une mauvaise performance lors des variations rapides de la charge en raison du retard dans la compensation. L'état actuel de la théorie de la puissance instantanée réactive est discuté par (Herrera et Salmeron, 2009); l'algorithme de contrôle basé sur cette théorie a une performance satisfaisante pour un réseau alternatif symétrique et sinusoïdal, mais moins pour une tension non sinusoïdale. (Ahmad et al., 2012) ont décrit deux algorithmes adaptatifs. Le premier, basé sur l'algorithme récursif des moindres carrés (RLS), souffre d'une complexité de calcul élevée et de problèmes de stabilité dus à l'estimation de l'inverse de la matrice d'autocorrélation. Le second est l'algorithme récursif inverse robuste (RRI) qui montre une réduction considérable de la complexité de calcul, une robustesse contre les bruits impulsifs et de meilleures performances par rapport à celles de l'algorithme RLS conventionnel. Un algorithme basé sur le filtrage adaptatif est décrit dans (Singh et al., 2014). L'objectif de cet algorithme est d'extraire la composante fondamentale active et réactive des courants de charge afin d'estimer les courants de références. Les principales caractéristiques de cette approche de contrôle sont la vitesse de convergence élevée et la robustesse par rapport à la fréquence d'entrée et aux variations des paramètres internes. En effet, cet algorithme auto-ajuste ces paramètres en fonction de la dynamique du système avec une performance satisfaisante sous des tensions déformées. Singh et Arya (2013) ont proposé un algorithme basé sur l'observateur composite, moins sensible à la variation de la fréquence d'alimentation. L'état actuel de cet algorithme est donné par (Arya *et al.*, 2016). Cette technique de contrôle permet d'extraire la composante fondamentale du courant distordu de la charge dans le but de générés les courants de références. Elle est précise, robuste et rapide par rapport à la variation de la distorsion et de la fréquence d'alimentation.

La plupart des techniques de commande mentionnées précédemment supposent des tensions d'alimentation sinusoïdales lors de la compensation. En réalité, ces tensions sont non sinusoïdales en raison des courants de charge harmoniques. Mendalek et Al-Haddad (2000) ont mis en œuvre une technique de contrôle non linéaire avancée qui permet de surmonter les difficultés susmentionnées. L'état actuel de cette technique de contrôle est donné par (Rahmani *et al.*, 2010). En effet, cette commande est élaborée en considérant le système en deux boucles, interne (boucles de courants) et externe (boucle de la tension continue). Ensuite, un modèle dynamique du SAPF est établi dans le plan synchrone 'dq', sur lequel les courants de références sont obtenus en utilisant un filtre passe bas. En outre, on introduit une entrée auxiliaire pour chaque équation différentielle du model afin de découpler les variables d'état et de linéariser le système. Par conséquent, nous pouvons appliquer les techniques de commandes linéaires sur les dynamiques des erreurs.

(Tsengenes et Adamidis, 2011; Singh *et al*, 2011) ont indiqué que le filtre actif de shunt offre plusieurs fonctionnalités lorsqu'il effectue l'interconnexion d'une source d'énergie renouvelable (éolienne, solaire, etc) avec le réseau de distribution. D'une part, il compense les courants harmoniques, la puissance réactive et le déséquilibre de charge, et d'autre part il injecte de la puissance active vers le réseau et vers la charge non linéaire.

Dans le cadre de ce projet de maîtrise, on va procéder à l'association entre un panneau photovoltaïque et un filtre actif parallèle afin de remédier aux problèmes liés à la qualité de courant. Une technique de contrôle non linéaire est utilisée pour la commande du SAPF. Une amélioration de cette commande est proposée en utilisant un filtre adaptatif coupe-bande au lieu d'un filtre passe-bas pour avoir une meilleure extraction des courants de références du SAPF. En effet, ce filtre adaptatif coupe bande est capable d'extraire une composante sinusoïdale désirée de son signal d'entrée et suivre de manière adaptative ses variations dans le temps tout en fournissant une estimation des paramètres de base d'une telle sinusoïde telle que son amplitude, son angle de phase et sa fréquence.

CHAPITRE 1 L'ONDE ÉLECTRIQUE : PERTURBATIONS ET SOLUTIONS

1.1 Introduction

L'énergie électrique est produite sous forme de système de tensions triphasées, sinusoïdales et équilibrées, dont les paramètres caractéristiques sont la fréquence, l'amplitude et la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde. L'utilisation croissante de charges polluantes provoque de plus en plus des problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ces perturbations ont des effets néfastes sur le fonctionnement et la durée de vie des équipements électriques. Donc, pour éviter le dysfonctionnement des équipements, des moyens de compensation sont utilisés tels que les filtres passifs, actifs ou hybrides.

Dans ce chapitre, nous identifions d'abord l'origine des harmoniques et leurs effets sur les réseaux et les équipements électriques. Ensuite, nous présentons les solutions mises en œuvre pour dépolluer les réseaux électriques.

1.2 Distorsion harmonique

Les harmoniques sont les composantes sinusoïdales d'une tension ou d'un courant dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale. Ces harmoniques sont produits en grande proportion et avec des niveaux de distorsion élevés par les charges domestiques et industrielles (Collombet *et al.*, 1999).

La plupart des charges non linéaires génèrent des harmoniques de rangs impairs et les plus détectés dans un réseau électrique sont habituellement le cinquième, le septième et le onzième. La Figure 1.1 illustre la forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 60 Hz, trois harmoniques de rang 5, 7, 11.



Figure 1.1 La forme d'onde d'une tension distordue

Avec

v(t) : onde déformée.
v₁(t) : fondamental.
v₅(t), v₇(t), v₁₁(t) : harmoniques.

1.3 Caractéristiques des harmoniques

Les perturbations harmoniques sont généralement caractérisées par le taux de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance (F_p) .

Un courant électrique périodique qui a la forme d'une onde non sinusoïdale peut être décomposé théoriquement (décomposition en série de Fourier) en la somme pondérée de plusieurs sinusoïdes dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale.

La décomposition en série de Fourier de tout signal périodique $I_C(t)$ est de la forme (Chaoui, 2010):

$$I_{C}(t) = I_{C0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{Cn} \sqrt{2} \sin(n\omega t + \alpha_{n})$$
(1.1)

Avec

 I_{C0} : valeur de la composante continue.

 ω : pulsation de la fréquence fondamentale.

n : rang de l'harmonique.

 I_{Cn} : valeur efficace de courant harmonique de rang n.

 α_n : phase de l'harmonique de rang n.

1.3.1 Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique (TDH) permet de quantifier le contenu harmonique d'un signal périodique de tension ou de courant donné. Le TDH se calcule comme suit (Chaoui, 2010):

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} {I_{Cn}}^2}}{I_{C1}}$$
(1.2)

1.3.2 Facteur de puissance

La puissance apparente est définie comme étant le produit entre les termes efficaces de la tension et du courant (exprimé en VA) :

$$S = V_{eff} \cdot I_{eff} = V_{eff} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} I_{c}^{2}(t) dt}$$
(1.3)

La puissance active P (exprimé en W) est définie par :

$$P = V_{eff} \cdot I_{C1} \cos \alpha_1 \tag{1.4}$$

Le facteur de puissance F_p , défini par le rapport entre la puissance active et la puissance apparente s'exprime par (Chaoui, 2010):

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{I_{C1}}{I_{eff}} \cos \alpha_1 \tag{1.5}$$

La puissance réactive Q (exprimée en VAR) est donnée par la relation suivante :

$$Q = V_{eff} \cdot I_{C1} \sin \alpha_1 \tag{1.6}$$

La présence des courants harmoniques génère une puissance dite déformante D (exprimé en VAD) définie par :

$$D = V_{eff} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} {I_{Cn}}^2}$$
(1.7)

Par la suite la puissance apparente peut s'écrire sous la forme :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \tag{1.8}$$

Ainsi le facteur de puissance s'écrit :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}$$
(1.9)

On constate que la présence de la puissance réactive et des courants harmoniques influence la valeur du facteur de puissance.

1.4 Les effets des harmoniques

La circulation des courants harmoniques dans les réseaux électriques peut avoir des conséquences néfastes sur les réseaux et les équipements électriques (Chaoui, 2010; schonek, 2000) :

- Les courants harmoniques associés aux impédances du réseau mènent à la déformation de l'onde de tension.
- Détérioration du rendement, échauffements excessifs, vibrations et bruit dans les machines tournantes.
- Détérioration du facteur de puissance dans le réseau et augmentation des pertes joules.
- Phénomènes de résonance séries et parallèles impliquant les impédances du réseau et parfois les impédances des récepteurs non linéaires.
- Échauffement et vieillissement des condensateurs ainsi que la fusion des fusibles de protection.
- Surcharge du fil du neutre à cause des courants harmoniques de rangs impairs multiples de trois, générées par des charges non linéaires monophasées. En effet, ces courants forment des systèmes homopolaires qui s'additionnent dans le conducteur de neutre, alors que les composantes fondamentales et les harmoniques de rang non multiple de 3 s'annulent.
- Abaissement de la précision des appareils de mesure.

1.5 Normes et réglementations sur les harmoniques

Afin de limiter tous les désagréments générés par la présence de courants et de tensions harmoniques sur le réseau et pour conserver la pollution du réseau; les fournisseurs et les clients doivent s'engager à respecter des normes limitant les perturbations harmoniques.

La norme CEI-1000-2-4 indique le niveau des harmoniques de tension à respecter au point de raccordement sur les réseaux de distribution basse tension, public et industriel (voir le Tableau 1.1).

Tableau 1.1 Valeurs des niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques (CEI-1000-2-4)

Harmoniques impairs non multiples de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang harmonique n	Tension (2) harmonique %	Rang harmonique n	Tension harmonique %	Rang harmonique n	Tension harmonique %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	0.2+12.5/n				

La norme CEI-1000-3-2 fixe les limites pour les émissions des courants harmoniques dans un réseau public basse tension pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A (appareils domestiques; voir le Tableau 1.2).

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs		
Rang harmonique n	Courant harmonique maximal autorisé (A)	Rang harmonique n	Courant harmonique maximal autorisé (A)	
3	2.30	2	1.08	
5	1.14	4	0.43	
7	0.77	6	0.30	
9	0.40	8≤ n ≤40		
11	0.33			
13	0.21			
15≤ n ≤39	0.15.(15/n)			

 Tableau 1.2 Limites des émissions de courants harmoniques (CEI-1000-3-2)

1.6 Solution de dépollution des réseaux électriques

1.6.1 Filtres passifs

Ils sont les premiers dispositifs utilisés pour la compensation des harmoniques. Ils sont composés d'éléments passifs connectés en parallèle avec les charges polluantes. Le principe de ces filtres est de modifier l'impédance du réseau de façon à dériver les courants harmoniques et éliminer les tensions harmoniques correspondantes (Akagi, 2005; Rivas *et al*, 2003).

En général, on rencontre deux types de filtres passifs en usage (Figure 1.2) :





Les filtres passifs ont la capacité de corriger le facteur de puissance en dimensionnant les condensateurs afin de compenser une quantité déterminée de la puissance réactive consommée par la charge polluante. Cependant, ces filtres posent certains problèmes :

- La conception du filtre nécessite une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique.
- Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source.
- Des résonances série ou parallèle entre l'impédance de source et les filtres passifs qui aggravent la distorsion des courants.
- Surcharge du filtre passif lorsque la tension de la source contient des harmoniques.
- La variation de fréquence de la source alternative affecte les caractéristiques de compensation des filtres passifs. Par conséquent, la taille des composants dans chaque branche accordée devient peu pratique si la variation de fréquence est grande. Dans les systèmes de puissance, nous considérons tolérable une variation de la fréquence de plus ou moins 0,5 Hz.
- Toute modification du réseau (restructuration, nouveaux clients...), en changeant la fréquence d'accord, peut rendre le filtre passif inadapté et perturbateur (phénomène de résonance). Donc, toute modification du réseau peut impliquer une modification du filtre.
- Pour le fondamental, ces circuits ont un comportement capacitif et sont une source de puissance réactive.

Ces limitations rendent la conception des filtres passifs difficiles, et avant de les installer, une étude détaillée doit être effectuée pour analyser les risques de résonances et de surcharge qui peuvent en découler.

1.6.2 Filtres actifs

L'apparition de nouveaux composants à semi-conducteurs tels que le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) et autres a conduit à la conception de structures autoadaptatives pour l'élimination des harmoniques appelées filtres actifs. Ils sont composés d'un onduleur connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif L-R, afin d'injecter des courants ou des tensions harmoniques en opposition de phase avec les harmoniques que l'on désire compenser.

L'élément principal d'un filtre actif est le convertisseur statique continu/alternatif. Ce convertisseur peut être du type source de tension ou du type source de courant comme le montrent les figures 1.3 et 1.4 :



Figure 1.3 Onduleur de type source de tension

Pour la structure onduleur de tension (Figure 1.3), la source de tension continue est un condensateur C. la tension V_C aux bornes du condensateur doit être constante pour éviter tout risque de détérioration des interrupteurs de puissance, alors que, l'inductance L_C limite les variations des courants harmoniques dues aux commutations des bras.



Figure 1.4 Onduleur de type source de courant

La Figure 1.4 illustre la structure onduleur de courant avec une inductance L, comme source de courant continue, qui s'oppose à la variation du courant I_C . Le filtre L_CC_C absorbe les harmoniques reliés à la fréquence de découpage.

Le convertisseur de type source de tension est préféré à cause de son meilleur rendement, de son faible coût et de son volume plus réduit que celui de l'onduleur de courant (Routimo *et al.*, 2007).

Il existe plusieurs topologies de filtres actifs. Ces filtres peuvent être monophasés ou triphasés. Ces derniers peuvent à leur tour être à trois fils ou à quatre fils lorsque le courant du fil neutre cause un problème (Pal *et al.*, 2008). Toutefois, il existe deux configurations de base pour les convertisseurs usuels, à savoir les configurations parallèle et série.

1.6.2.1 Filtre actif sériel

Ce filtre est connecté en série sur le réseau (Figure 1.5). Il fournit une tension harmonique de même amplitude et en opposition de phase avec la tension harmonique venant de la charge non linéaire. Il se comporte comme une impédance

élevée à la fréquence des harmoniques pour empêcher les courants harmoniques de se propager vers la source (Qun *et al*, 1999; Wang *et al*, 2001).



Figure 1.5 Filtre actif sériel de type source de tension (Wang et al, 2001)

1.6.2.2 Filtre actif parallèle

Ce filtre est connecté en parallèle sur le réseau (Figure 1.6). Il injecte un courant égal à celui absorbé par la charge non linéaire, mais en opposition de phase avec ce dernier, de telle sorte que le courant de source après compensation soit sinusoïdal et en phase avec la tension correspondante. Il se comporte ainsi comme une source de courant afin de compenser le courant harmonique dans la source (Choe et Park, 1988).



filtre actif shunt



1.6.2.3 Avantages d'utiliser un filtre actif

L'utilisation croissante des charges non linéaire a permis de démontrer des inconvénients majeurs des filtres passifs. Les filtres actifs offrent plusieurs avantages par rapport à ces derniers (Akagi, 2005) :

- La taille du filtre actif est plus réduite.
- La capacité de compensation des harmoniques et du facteur de puissance est plus élevée.
- La flexibilité et l'adaptabilité avec la dynamique des charges et du réseau sont meilleures.
- Il n'y a pas de résonance entre l'impédance du réseau et le filtre actif.
- Il n'y a pas de surcharge lorsque le niveau des harmoniques à compenser dépasse la taille du filtre actif.

Cependant, ces filtres présentent quelques inconvénients :

- Le coût est élevé.
- Le dimensionnement en puissance est important.

Le Tableau 1.3 compare le filtrage passif et le filtrage actif.

Critère de comparaison	Filtre passif	Filtre actif
Action sur les courants	Nécessite un filtre pour	Agit simultanément sur
harmoniques	chaque fréquence	plusieurs fréquences
		selon sa bande passante
Influence d'une variation de	Efficacité réduite	Aucune conséquence
fréquence		
Influence d'une modification	Risque de résonance	Aucune conséquence
de l'impédance du réseau		
Influence d'une augmentation	Risque de surcharge et de	Aucun risque de
de courant	détérioration	surcharge, mais
		l'efficacité diminue
Ajout de matériel	Nécessite des	Aucun problème
(augmentation de charge)	modifications sur le filtre,	
	dans certains cas	
Vieillissement	Risque de dégradation des	Pas d'influence sur les
	performances	performances
Modification de la fréquence	Modification impossible	Possible, grâce à la
fondamentale		reconfiguration
Encombrement	Important	Faible
Poids	Important	Faible

Tableau 0.3 Comparaison entre filtrage actif et filtrage passif

1.6.3 Filtre hybride

Les filtres hybrides ont été conçus afin d'améliorer la qualité de l'énergie et réduire le coût ainsi que les dimensions du filtre actif de puissance. Ces filtres sont classés selon le nombre d'éléments mis en œuvre dans la topologie étudiée (filtres actifs et filtres passifs), le système étudié (monophasé, triphasé à trois fils et triphasé à quatre fils) ainsi que le type d'onduleur utilisé (structure de tension ou de courant). Ces filtres se présentent en plusieurs configurations, selon le mode d'association des filtres passifs aux filtres actifs, en voici quelques une (Peng et Adams, 1999) :

1.6.3.1 Association série d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif

Dans cette topologie (Figure 1.7), le filtre actif permet de compenser les harmoniques de courants alors que le filtre passif réagit comme une impédance faible à la fréquence d'accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale.



Figure 1.7 Association sérielle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif Cette configuration présente les avantages suivants : le dimensionnement en puissance du filtre actif est réduit, et il est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge. 1.6.3.2 Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif

Dans cette topologie (Figure 1.8), le filtre actif parallèle est utilisé pour compenser les courants harmoniques de basses fréquences générés par la charge non linéaire tandis que le filtre passif permet de compenser les harmoniques de hautes fréquences.



Figure 1.8 Association parallèle d'un filtre actif parallèle et d'un filtre passif

1.6.3.1 Association d'un filtre actif série et d'un filtre passif

Cette topologie (Figure 1.9) permet de diminuer les risques d'antirésonance entre le filtre passif et l'impédance du réseau. Le filtre actif série agit comme une résistance vis-à-vis des courants harmoniques, les forçant à circuler dans le filtre passif, tout en restant transparent à la fréquence fondamentale.



Figure 1.9 Association d'un filtre actif série et d'un filtre passif

1.7 Techniques de commande en courant

Cette partie présente les techniques de commande du filtre actif étudiées dans la littérature. Ces commandes sont utilisées pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif conforme à sa référence.

1.7.1 La commande par bande d'hystérèse

C'est une commande non linéaire à fréquence de commutation variable qui permet de fixer les ondulations de courants. Son principe est d'établir dans un premier temps le signal d'erreur (différence entre le courant de référence et le courant du compensateur actif). Ensuite, cette erreur est comparée à un intervalle appelé bande d'hystérésis qui donne la commande des interrupteurs. Cette technique a l'avantage d'être simple et facile à implémenter. Cependant, elle présente l'inconvénient de fonctionner à des fréquences de commutation variables et non contrôlables. La commande par hystérésis modulée a résolu ce problème en fixant la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Cette résolution consiste à ajouter au signal d'erreur, un signal triangulaire à la fréquence de commutation (Zabihi et Zare, 2006).

1.7.2 La modulation de largeur d'impulsions inter sélective

Le principe de cette commande consiste à comparer la tension de référence de l'onduleur avec une onde porteuse à fréquence élevée de forme triangulaire. Le résultat de cette comparaison engendre les instants de commutation des interrupteurs. Comme à la sortie de l'onduleur, le courant n'est pas purement sinusoïdal, la MLI permet de diminuer les harmoniques supplémentaires et non souhaités présents dans ce dernier.

1.7.3 La modulation de largeur d'impulsions vectorielle

Dans cette technique, les vecteurs à appliquer et leurs temps d'application sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur.

L'objectif de cette technique est de calculer les intervalles de temps attribués à chaque vecteur de tension pendant la durée du cycle de modulation, pour obtenir le vecteur de référence.

La MLI vectorielle se distingue de la MLI inter sélective par le fait de ne pas utiliser trois modulateurs séparés pour les trois bras d'un onduleur mais un seul vecteur global qui représente les états des trois bras en même temps.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le problème des harmoniques affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. Nous avons identifié les origines et les conséquences néfastes des harmoniques sur les différents éléments constitutifs d'un réseau électrique. Ce chapitre présente également une revue

de la littérature des travaux de recherche portant sur les différents moyens de compensation des harmoniques. Il ressort de cette analyse que grâce au progrès important dans le domaine de l'électronique de puissance, les filtres actifs parallèles sont devenus une solution efficace pour la compensation des courants harmoniques générés par des charges non linéaires sources de courants harmoniques et de la puissance réactive. Par contre, les filtres sériels sont utilisés pour des charges sources de tensions harmoniques. Nous avons également choisi la technique de commande MLI inter sélective, dans le reste de ce travail, pour sa robustesse en cas de changement de conditions de fonctionnement et sa grande fiabilité.
CHAPITRE 2 SURVOL DE LA TECHNOLOGIE PHOTOVOLTAÏQUE

2.1 Introduction

Les énergies renouvelables sont de plus en plus utilisées, notamment depuis le protocole de Kyoto en 1997, qui cherche à diminuer les émissions de gaz à effet de serre. L'énergie solaire a un grand potentiel pour fournir de l'énergie avec un impact minimum sur l'environnement, puisqu'elle est propre, sans pollution et inépuisable. L'expression énergie solaire est souvent employée pour désigner l'électricité ou l'énergie thermique obtenue à partir du rayonnement solaire comme source énergétique primaire. À l'époque actuelle, il existe :

- Le solaire photovoltaïque qui change directement le rayonnement en électricité.
- Le solaire thermique qui modifie le rayonnement en chaleur par le biais de capteurs solaires thermiques. Ces derniers transmettent l'énergie solaire à un fluide caloporteur. L'énergie reçue par ce fluide est utilisée pour produire de l'eau chaude ou chauffer des locaux.
- Le solaire thermodynamique qui consiste à concentrer le rayonnement solaire pour chauffer un fluide caloporteur à haute température. Ce dernier produit de l'électricité par l'intermédiaire de turbines à vapeur ou à gaz.

Ce chapitre présente une introduction aux systèmes photovoltaïques, afin d'expliquer leurs principes de fonctionnement et de donner un aperçu d'un modèle de panneau solaire ainsi que la technique de commande utilisée pour extraire la puissance maximale du panneau.

2.2 L'effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque a été découvert en 1839 par Alexandre Edmond Becquerel; il réfère au processus physique de transformer l'énergie lumineuse en énergie électrique. Son utilisation industrielle n'est apparue qu'au début des années 1960, principalement pour les applications spatiales. La plupart des satellites utilisent les cellules photovoltaïques pour tirer directement leur énergie du rayonnement solaire. Le rayonnement solaire est constitué de photons transportant chacun une énergie E_{ph} définie par la relation (2.1) :

$$E_{ph} = h \frac{c}{\lambda} , \qquad (2.1)$$

avec:

C: la vitesse de la lumière;

 λ : la longueur d'onde;

h: la constante de Planck.

Quand un photon heurte des matériaux semi-conducteurs, son énergie est transférée aux électrons de ces derniers. Avec cette énergie supplémentaire, l'électron (couche N) peut alors s'échapper de sa position normale dans l'atome créant un trou (couche P). Ces charges sont alors maintenues séparées par un champ électrique qui constitue une barrière de potentiel, ensuite il suffit de fermer le circuit entre ces deux zones (P et N) pour créer un courant électrique.

2.3 La jonction PN

Une cellule photovoltaïque est semblable à une diode photosensible, il s'agit d'un dispositif semi-conducteur qui convertit l'énergie lumineuse fournie par le soleil en énergie électrique.

Chaque cellule est composée de deux couches minces d'un semi-conducteur; une dopée P (déficit d'électrons dans la couche de valence des atomes de dopage) et l'autre dopée N (excédent d'électrons dans la couche de valence des atomes de dopage). Ces deux couches présentent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons excédentaires leur permet de passer la barrière de potentiel et de générer un courant électrique continu. Pour procéder à la collecte de ce courant, des électrodes sont mises par sérigraphie sur les deux couches de semi-conducteur. L'électrode supérieure est une grille qui permet le passage des rayons lumineux. Elle est munie d'une couche antireflet afin d'augmenter la quantité de lumière absorbée.



Figure 2.1 Représentation en coupe d'une cellule photovoltaïque

Pratiquement toutes les cellules photovoltaïques disponibles aujourd'hui sont réalisées à base de silicium. Selon Brigand (2011), les technologies les plus industrialisées sont :

- Cellules monocristallines : elles sont constituées d'un seul cristal et offrent le meilleur rendement. Cependant, leurs coûts de fabrication restent très élevés.
- Cellules poly-cristallines : elles sont composées de plusieurs monocristaux.
 C'est la technologie la plus utilisée actuellement en raison de son bon rapport qualité/prix.
- Cellules amorphes : ce sont des cellules à couche mince de silicium déposée sur un support. Leur coût de fabrication et leur efficacité sont inférieurs par rapport aux autres types cités précédemment. Elles sont beaucoup utilisées dans des applications nécessitant peu de puissance.

Le Tableau 2.1 présente le rendement énergétique des cellules photovoltaïques citées précédemment.

Type de cellule	Cellule à base de	Cellule à base de	Cellule à base de
	silicium	silicium	silicium
	monocristallin	Poly-cristallin	amorphe
Rendement	15 - 18	13 - 15	5 - 8
énergétique de la cellule en (%)			

Tableau 2.1 Rendement énergétique des trois principales technologies

2.4 Modélisation d'un panneau photovoltaïque

La cellule photovoltaïque se présente comme un générateur de courant électrique dont le comportement est équivalant à une source de courant branchée en parallèle avec une diode (Tsai *et al.*, 2008). La diode modélise le comportement de la cellule dans l'obscurité, la résistance parallèle R_P modélise les courants parasites qui traversent la cellule et la résistance série R_s modélise les pertes ohmiques du matériau.



Figure 2.2 Modélisation du circuit électrique équivalent d'une cellule PV

Pour modéliser la cellule, on exprime les grandeurs électriques relatives à sa représentation sous forme d'équation, telle que le courant circulant dans la diode est :

$$I_{D=} I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$
 (2.2)

 I_0 étant le courant de saturation inverse de la diode.

 V_T étant la tension thermique définie par :

$$V_T = \frac{kT}{q} \tag{2.3}$$

Avec:

q : la charge de l'électron (1,6 10^{-19} C)

k : la constante de Boltzmann (1,38 10^{-23} J/K)

T : la température de la cellule en Kelvin.

Selon la loi des mailles, nous avons :

$$V_D = V_{pv} + R_s I_{pv} \tag{2.4}$$

L'expression de la tension V_{PV} est donc donnée par :

$$V_{pv} = V_D - R_s I_{pv} \tag{2.5}$$

et :

$$I_p = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_{PV} + R_s I_{PV}}{R_p}$$
(2.6)

D'ou l'expression de I_{pv} pour une cellule :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_p = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{V_{PV} + R_s I_{PV}}{V_T}} \right) - \frac{V_{PV}}{R_p} - \frac{R_s}{R_p} I_{pv}$$
(2.7)

Une cellule photovoltaïque seule ne peut pas fournir suffisamment de puissance afin d'alimenter une charge ou le réseau électrique. Il convient donc d'associer plusieurs cellules pour obtenir plus de puissance. Une association en série augmentera la tension de sortie du panneau solaire tandis qu'une association en parallèle augmentera le courant fourni à la charge. L'expression de I_{PV} pour un panneau devient alors (Tsai *et al.*, 2008) :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left(e^{\frac{V_{pv}}{N_s V_T} + \frac{R_s I_{pv}}{N_p V_T}} - 1 \right) - \frac{N_p V_{pv}}{N_s R_p} - \frac{R_s}{R_p} I_{pv}$$
(2.8)

Avec :

 I_{ph} : Le photo courant.

 N_p : Nombre de cellules connectées en parallèle.

N_s : Nombre de cellules connectées en série.

Le courant électrique généré par un panneau photovoltaïque varie en fonction des conditions de fonctionnement et des facteurs de terrain tels que l'emplacement géométrique du soleil, le niveau d'irradiation et la température de la cellule. Ainsi on a (Villalva *et al.*, 2009) :

$$I_{o} = I_{c} \left(\frac{T}{T_{c}}\right)^{3} e^{\frac{qE_{g}}{\beta k} \left(\frac{1}{T_{c}} - \frac{1}{T}\right)}$$
(2.9)

et :

$$I_{ph} = (I_{sc} + k_i(T - T_c))\frac{G}{G_{ref}}$$
(2.10)

 T_c étant la température de référence de la cellule, I_c le courant de saturation inverse à T_c , E_g la largeur de bande du semi-conducteur utilisé dans la cellule, β le facteur d'idéalité, I_{sc} le courant du court circuit de la cellule à T_c , k_i le coefficient de sensibilité de l'intensité à la température, G_{ref} l'irradiation à la condition de référence et G l'irradiation réelle de la cellule.

2.5 Influence du rayonnement solaire et de la température sur une cellule

Le rendement d'une cellule solaire dépend de l'éclairement et de la température. La température est un paramètre très important dans le comportement des cellules puisqu'elles sont exposées au rayonnement solaire.

La figure 2.3 montre l'influence de la température, sur la caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque lorsque la température varie. On observe que l'augmentation de la température entraîne une diminution de la tension et par la suite une baisse relative de la puissance produite par la cellule.



Figure 2.3 Influence de la température sur la caractéristique I(V) à éclairement de 1kw/m2 (Abdelsalam et al., 2011)



Figure 2.4 Influence de l'éclairement sur la caractéristique I(V) à température de 25 °C (Abdelsalam et al., 2011)

D'après la figure 2.4, on constate que plus l'ensoleillement augmente, plus le courant augmente, et par conséquence la puissance de la cellule augmente.

2.6 Commande MPPT

D'un point de vue expérimental, les cellules photovoltaïques présentent de grandes variances de leur puissance électrique en fonction des conditions météorologiques. De plus, quand elles sont connectées à une charge, certains problèmes apparaissent, et la puissance transférée à la charge correspond rarement à la puissance maximale délivrée par le générateur photovoltaïque (GPV).

Pour avoir une meilleure connexion entre une source non linéaire et une charge, et extraire la puissance maximale, le MPPT (Maximum Power Point Tracking) a été

développé en 1968 (Belleville et Condemine, 2012). Il s'agit d'un de contrôleur de charge qui force le générateur photovoltaïque, dont la caractéristique I = f(U) est non linéaire, à travailler à sa puissance de crête maximale (MPP). Ce contrôleur agit sur le rapport cyclique du convertisseur statique de manière automatique afin d'amener le GPV à sa valeur optimale de fonctionnement quelles que soient les variations climatiques.

Le contrôleur MPPT utilisé dans ce travail est basé sur une commande de type perturbation et observation.

2.6.1 Algorithme de perturbation et observation

La méthode perturbation et observation (P&O) est la plus répandue dans le milieu industriel, car son algorithme est facile à implémenter. Ce processus fonctionne par la perturbation du système en augmentant ou en diminuant la tension de fonctionnement du module et en observant l' effet sur la puissance de sortie. Suite à cette perturbation, on calcule la puissance fournie par le panneau PV à l'instant k, puis on la compare à la précédente de l'instant (k-1). Si la puissance de sortie a augmenté, la perturbation continuera dans la même direction. Si la puissance a diminué depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie sera renversée en direction opposée du dernier cycle (Hua et Shen, 1998).

La Figure 2.5 décrit l'organigramme de cette méthode :



Figure 2.5 Algorithme du MPPT perturbation et observation (Hua et Shen, 1998)

2.7 Convertisseur boost

Un convertisseur Boost ou hacheur parallèle est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur. La Figure 2.6 représente le schéma de base du hacheur Boost.



Figure 2.6 Structure de base d'un hacheur boost

Ce hacheur est composé d'un interrupteur et d'une diode pouvant chacun être passant ou bloqué. Lorsque l'on ferme l'interrupteur, la tension V_{in} est entièrement aux bornes de l'inductance, pendant ce temps, la capacité à droite maintient la tension de sortie utilisant l'énergie précédemment stockée.



Figure 2.7 Schéma du convertisseur Boost quand l'interrupteur est fermé Lorsque S est passant et D bloquée, on a :

$$V_{in} = L \frac{dI_L}{dt} \tag{2.11}$$

et :

$$C\frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R} = 0 \tag{2.12}$$

On en déduit le modèle d'état :

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 V_{in} \tag{2.13}$$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix}$$
(2.14)

On peut donc écrire :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}$$
(2.15)

Lorsque l'interrupteur est ouvert, la source DC et l'énergie stockée dans l'inductance alimentent ensemble le circuit à droite, d'où une augmentation de la tension de sortie.



Figure 2.8 Schéma du convertisseur Boost quand l'interrupteur est bloqué Lorsque S est bloqué et D passante, on a :

$$V_{in} = L \frac{dI_L}{dt} + V_c \tag{2.16}$$

et :

$$I_L = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R}$$
(2.17)

D'où le modèle d'état :

$$\dot{X} = A_2 X + B_2 V_{in} \tag{2.18}$$

Que l'on peut aussi écrire :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{L} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}$$
(2.19)

Ainsi, en introduisant le rapport cyclique σ de l'interrupteur S, le modèle d'état moyen est le suivant (Kanaan, 2002) :

$$\dot{X} = AX + BV_{in} \tag{2.20}$$

Avec :

$$A = A_1 \sigma + A_2 (1 - \sigma) \tag{2.21}$$

$$B = B_1 \sigma + B_2 (1 - \sigma) \tag{2.22}$$

Ou encore :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \sigma + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{L} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} (1 - \sigma) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1 - \sigma)}{L} \\ \frac{1 - \sigma}{L} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}$$
(2.23)

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \sigma + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} (1 - \sigma) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(2.24)

On en déduit les équations suivantes pour le hacheur Boost :

$$L\frac{dI_{L}}{dt} = -(1-\sigma)V_{c} + V_{in}$$
(2.25)

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{(1-\sigma)}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_c \qquad (2.26)$$

2.7.1 Commande du convertisseur boost

On s'intéressera uniquement à la régulation du courant. Donc, on utilisera l'équation (2.25) :

$$L\frac{dI_L}{dt} = -(1-\sigma)V_c + V_{in}$$

La commande du convertisseur Boost nécessite la génération d'un courant de référence extrait par l'algorithme MPPT. Ensuite, un régulateur PI agit sur l'erreur entre le courant de référence et le courant du panneau.



Figure 2.9 Schéma du régulateur PI

39

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$G_i(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \tag{2.27}$$

où la sortie correspond à la tension de l'inductance :

$$u = L \frac{dI_L}{dt} \tag{2.28}$$

En utilisant la transformée de Laplace, on obtient :

$$U = sLI_L \tag{2.29}$$

Par conséquent, la fonction de transfert du courant en boucle ouverte, en l'absence du régulateur PI est :

$$G_P(s) = \frac{l_L}{U} = \frac{1}{Ls}$$
(2.30)



Figure 2.10 Schéma de la boucle fermée du courant du panneau

Et la fonction de transfert du courant en boucle fermée est :

$$\frac{I_{PV}}{I_{PV}^{*}} = \frac{\frac{K_{p}s + K_{i}}{L}}{s^{2} + \frac{K_{p}}{L}s + \frac{K_{i}}{L}} = \frac{\frac{K_{p}s + K_{i}}{L}}{s^{2} + 2\xi\omega_{n}s + \omega_{n}^{2}}$$
(2.31)

avec :

 I_{PV} et I_{PV}^{*} : respectivement le courant du panneau et sa référence.

 K_p et K_i : coefficients du régulateur (PI).

 ξ : facteur d'amortissement.

 ω_n : pulsation propre du système.

On a par identification :

$$K_p = 2\xi w_n L \tag{2.32}$$

et :

$$K_i = L w_n^2 \tag{2.33}$$

La commande à la sortie du régulateur est donnée par :

$$L\frac{dI_{L}}{dt} = -(1-\sigma)V_{c} + V_{in} = u$$
 (2.34)

$$\sigma = 1 + \frac{u - V_{in}}{V_c} \tag{2.35}$$

On utilise alors la modulation PWM du signal de sortie du régulateur afin de générer les impulsions de gâchette pour contrôler l'interrupteur du convertisseur. Le schéma de commande est donné à la Figure 2.11.



Figure 2.11 Commande du convertisseur Boost

2.8 Conclusion

Les énergies renouvelables présentent actuellement un intérêt majeur dans la recherche scientifique, étant donné qu'elles présentent une alternative aux énergies fossiles polluantes.

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la conception d'un système photovoltaïque permettant d'alimenter une charge non linéaire d'une puissance de 4200W. La première partie du système conçu consiste donc à tirer le maximum de puissance depuis les panneaux solaires en utilisant la technique MPPT. Ensuite, une modélisation du hacheur élévateur avec sa commande a été présentée.

Les filtres actifs parallèles sont une solution efficace pour la compensation des courants harmoniques et permettent aussi l'interconnexion d'une source d'énergie renouvelable avec le réseau électrique. Comme mentionnée précédemment, la commande non linéaire de ces filtres offre une meilleure compensation dans des conditions non idéales de la charge et de la source d'alimentation. Cette commande sera traitée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 3 COMMANDE NON LINEAIRE

3.1 Introduction

Le principe des filtres actifs shunts est basé sur l'injection des courants harmoniques dans le réseau de même amplitude et en opposition de phase avec les courants harmoniques engendrés par une charge non linéaire. Généralement, les composantes harmoniques dans les courants de la charge non linéaire sont extraites pour être utilisées comme références des courants du filtre actif, et la tension côté continu du filtre actif est mesurée pour être régulée dans une boucle de retour. Cette boucle de régulation impose un faible courant à la fréquence fondamentale en phase avec les tensions au point de raccordement, pour compenser les pertes dans les éléments du filtre actif. Grâce au progrès dans la technologie des interrupteurs de puissance comme les IGBT, les filtres actifs shunts sont devenus une solution efficace dans la compensation des harmoniques des charges non linéaires de faible et moyenne puissances.

Dans ce chapitre le filtre actif shunt est modélisé en se basant sur la transformation matricielle des équations différentielles et une stratégie de commande non linéaire est élaborée et appliquée dans la commande du filtre.

3.2 Modélisation du filtre actif shunt

La Figure 3.1, montre le filtre actif shunt branché au réseau, une source alternative triphasée ayant une inductance L_s alimente une charge non linéaire génératrice des courants harmoniques se composant d'un pont complet à diodes et d'une charge R-L.

Le filtre actif constitué d'un pont à six interrupteurs, en configuration source de tension et ayant des inductances (L_c , R_c) à l'entrée et un condensateur C à la sortie, est branché en parallèle avec la charge afin de compenser les composantes harmoniques des courants (i_{ca} , i_{cb} , i_{cc}), ce qui permet à la source de fournir des courants (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) quasi sinusoïdaux. Les tensions au point de branchement du filtre actif sont (V_1 , V_2 , V_3). Les courants dans les trois phases à l'entrée du filtre sont (i_1 , i_2 , i_3), et les tensions entre les entrées de l'onduleur et le point M sont (V_{1M} , V_{2M} , V_{3M}). Les tensions V_{dc} et V_{MN} représentent les différences de potentiel respectivement aux bornes du condensateur C et entre le point M et le point neutre N de la source.



Figure 3.1 Filtre actif shunt à structure tension branché au réseau (Rahmani et al., 2010)

3.3 Modélisation dans le plan triphasé abc

Les lois de Kirchhoff appliquées pour chaque phase au point de raccordement de l'onduleur nous donnent :

$$V_{1} = L_{c} \frac{di_{1}}{dt} + R_{c}i_{1} + V_{1M} + V_{MN}$$

$$V_{2} = L_{c} \frac{di_{2}}{dt} + R_{c}i_{2} + V_{2M} + V_{MN}$$

$$V_{3} = L_{c} \frac{di_{3}}{dt} + R_{c}i_{3} + V_{3M} + V_{MN}$$
(3.1)

En additionnant la somme des trois tensions supposées équilibrées et en tenant compte de l'absence de la composante homopolaire d'un système triphasé dans ce cas, la tension entre la masse et le neutre est donnée sous la forme suivante (Mendalek et Al-Haddad, 2000) :

$$V_{MN} = -\frac{1}{3} \sum_{m=1}^{3} V_{mM}$$
(3.2)

Définissons la fonction de commutation c_k du bras k du convertisseur comme étant l'état binaire de ses deux interrupteurs S_k et S_k ':

$$c_{k} = \begin{cases} 1, si S_{k} \text{ est fermé et } S_{k}' \text{ est ouvert} \\ 0, si S_{k} \text{ est ouvert et } S_{k}' \text{ est fermé} \end{cases}$$

Cela nous permet d'écrire $V_{kM} = c_k V_{dc}$, d'ou :

$$V_{MN} = \frac{1}{3} \sum_{m=1}^{3} c_m V_{dc}$$
(3.3)

L'équation (3.1) pour une phase k devient comme suit :

$$V_{k} = L_{c} \frac{di_{k}}{dt} + R_{c} i_{k} + c_{k} V_{dc} - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^{3} c_{m} V_{dc}$$
(3.4)

Ou encore :

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}i_k - \frac{1}{L_c}\left(c_k - \frac{1}{3}\sum_{m=1}^3 c_m\right)V_{dc} + \frac{V_k}{L_c}, k=1,2,3$$
(3.5)

Pour un convertisseur à six interrupteurs, on peut avoir huit séquences de fonctionnement différentes. Nous définissons comme suit la fonction séquentielle d_{nk} dépendante de la séquence de fonctionnement n et de la phase k :

$$d_{nk} = c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^{3} c_m \tag{3.6}$$

La valeur de d_{nk} dépend simultanément de n (n=0, 1, ..., 7) et de k. Le tableau 3.1 donne la valeur de d_{nk} selon la séquence de fonctionnement et pour chaque phase du système. Sachant qu'il existe huit séquences de fonctionnement permises, la conversion de la matrice colonne [c_{123}] à la matrice colonne [d_{n123}], est donnée par :

$$\begin{bmatrix} d_{n1} \\ d_{n2} \\ d_{n3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix}$$
(3.7)

Il est à noter que $\sum_{m=1}^{3} d_{nm} = 0$, et que le rang de la matrice de transformation des fonctions de commutation $[c_{123}] = [c_1 \ c_2 \ c_3]^T$ aux fonctions séquentielles $[d_{n123}] = [d_{n1} \ d_{n2} \ d_{n3}]^T$, est égal à 2.

n	[c ₁	C ₂	C ₃]	d _{n1}	d _{n2}	d _{n3}
0	[0	0	0]	0	0	0
1	[1	0	0]	2/3	-1/3	-1/3
2	[1	1	0]	1/3	1/3	-2/3
3	[0	1	0]	-1/3	2/3	-1/3
4	[0	1	1]	-2/3	1/3	1/3
5	[0	0	1]	-1/3	-1/3	2/3
6	[1	0	1]	1/3	-2/3	1/3
7	[1	1	1]	0	0	0

Tableau 3.1 Valeur de d_nk selon la séquence n et la phase k

Du côté bus DC, on peut écrire :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}i_{dc} \tag{3.8}$$

La loi de Kirchhoff pour les courants nous donne :

$$i_{dc} = c_1 i_1 + c_2 i_2 + c_3 i_3 \tag{3.9}$$

Et nous pouvons vérifier que (Mendalek et Al-Haddad, 2000) :

$$\sum_{m=1}^{3} d_{nm} i_m = \sum_{m=1}^{3} c_m i_m \tag{3.10}$$

Ce qui permet d'obtenir :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{m=1}^{3} d_{nm} i_m$$
(3.11)

On aussi :

$$d_{n3=} - d_{n1} - d_{n2} \tag{3.12}$$

et :

$$i_3 = -i_1 - i_2 \tag{3.13}$$

L'équation différentielle de V_{dc} devient :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (2d_{n1} + d_{n2})i_1 + \frac{1}{C} (d_{n1} + 2d_{n2})i_2$$
(3.14)

La représentation d'état du filtre actif dans le plan «abc» en tenant compte de l'absence du composante homopolaire dans le système des courants est donnée sous la forme suivante :

$$L_{c} \frac{di_{1}}{dt} = -R_{c}i_{1} - d_{n1}V_{dc} + V_{1}$$

$$L_{c} \frac{di_{2}}{dt} = -R_{c}i_{2} - d_{n2}V_{dc} + V_{2}$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(2d_{n1} + d_{n2})i_{1} + \frac{1}{C}(d_{n1} + 2d_{n2})i_{2}$$
(3.15)

Le modèle obtenu est une représentation minimale dans l'espace d'état. Cependant, le modèle est variable dans le temps et non-linéaire. De plus, la composante fondamentale des variables d'état en régime permanent est sinusoïdale. Dans le but de faciliter la commande, le modèle peut être transformé au plan synchrone «dq»

tournant à la fréquence fondamentale angulaire ω . Cette transformation rend constante la composante directe à la fréquence fondamentale des variables d'état.

3.4 Conversion abc/dq0 du modèle

Le modèle du système peut être transformé au plan synchrone «dq0» tournant à la vitesse angulaire ω et formant ainsi avec le plan stationnaire «abc» un angle $\theta = \omega t$. Sachant que la conversion du plan «abc» au plan «dq0» peut se faire à l'aide de la matrice C_{dq0}^{123} suivante (Mendalek et Al-Haddad, 2000) :

$$C_{dq0}^{123} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$
(3.16)

La conversion inverse est alors obtenue à partir de la matrice transposée de C_{123}^{dq0} :

$$C_{123}^{dq0} = (C_{dq0}^{123})^{-1} = (C_{dq0}^{123})^T$$
(3.17)

En posant la troisième équation du modèle, donnée par la relation (3.11), sous la forme suivante :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_{n123}]^T [i_{123}]$$
(3.18)

où $[d_{n123}]^T$ est la transposé de la matrice colonne $[d_{n123}]$, nous pouvons procéder au développement suivant :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(C_{123}^{dq0} \left[d_{ndq0} \right] \right)^T \left[C_{123}^{dq0} i_{dq0} \right]$$
(3.19)

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left[d_{ndq0} \right]^T (C_{123}^{dq0})^T C_{123}^{dq0} \left[i_{dq0} \right]$$
(3.20)

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left[d_{ndq0} \right]^T \left[i_{dq0} \right]$$
(3.21)

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{d_{nd}i_d}{C} + \frac{d_{nq}i_q}{C} + \frac{d_{n0}i_0}{C}$$
(3.22)

En tenant compte de l'absence de la composante homopolaire nous obtenons :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{d_{nd}i_d}{C} + \frac{d_{nq}i_q}{C}$$
(3.23)

En revanche, les deux premières équations de (3.15) peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt}[i_{12}] = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1 \end{bmatrix} [i_{12}] - \frac{1}{L_c} [d_{n12}] V_{dc} + \frac{1}{L_c} [V_{12}]$$
(3.24)

L'équation (3.24) devient :

$$\frac{d}{dt} \left(C_{12}^{dq}[i_{dq}] \right) = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1 \end{bmatrix} C_{12}^{dq}[i_{dq}] - \frac{1}{L_c} C_{12}^{dq}[d_{ndq}] V_{dc} + \frac{1}{L_c} C_{12}^{dq}[V_{dq}] \quad (3.25)$$

En utilisant l'égalité suivante :

$$\frac{d}{dt} \left(C_{12}^{dq} [i_{dq}] \right) = C_{12}^{dq} \frac{d}{dt} [i_{dq}] + \left(\frac{d}{dt} C_{12}^{dq} \right) [i_{dq}], \tag{3.26}$$

nous pouvons écrire que :

$$\frac{d}{dt}[i_{dq}] = \left(-\left(C_{12}^{dq}\right)^{-1}\left(\frac{d}{dt}C_{12}^{dq}\right) - \frac{R_c}{L_c}\begin{bmatrix}1 & 0\\0 & 1\end{bmatrix}\right)[i_{dq}] - \frac{1}{L_c}[d_{ndq}]V_{dc} + \frac{1}{L_c}[V_{dq}]$$
(3.27)

Ce qui nous permet de déduire les expressions des deux premières équations du modèle d'état (3.15) dans le plan synchrone «dq», comme suit :

$$\frac{d}{dt}[i_{dq}] = -\begin{bmatrix} R_c/L_c & -\omega \\ \omega & R_c/L_c \end{bmatrix} [i_{dq}] - \frac{1}{L_c} [d_{ndq}] V_{dc} + \frac{1}{L_c} [V_{dq}] \qquad (3.28)$$

Nous concluons que la représentation en modèle d'état dans le plan synchrone «dq» du filtre actif obtenue d'après les relations (3.23) et (3.28), est la suivante :

$$L_{c}\frac{di_{d}}{dt} = -R_{c}i_{d} + L_{c}\omega i_{q} - V_{dc}d_{nd} + V_{d}$$

$$L_{c}\frac{di_{q}}{dt} = -R_{c}i_{q} - L_{c}\omega i_{d} - V_{dc}d_{nq} + V_{q}$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{d_{nd}i_{d}}{C} + \frac{d_{nq}i_{q}}{C}$$
(3.29)

3.5 Stratégie de commande

La Figure 3.2 montre le schéma bloc de la commande. Les courants injectés par le filtre actif sont contrôlés dans le plan «dq» en utilisant une stratégie de commande non linéaire basée sur le découplage des boucles d'asservissement. Les références harmoniques i_d^* et i_q^* sont extraites des courants de la charge non-linéaire i_{cd} et i_{cq} dans le plan «dq». Un régulateur de type proportionnel intégral (PI) est utilisé pour les boucles internes (boucles de courants) afin de forcer les courants du filtre à suivre rapidement leurs références. En ce qui concerne la boucle externe (boucle de la tension continue) un régulateur de type PI est utilisé pour régler la tension continue V_{dc} à une valeur de consigne ensuite l'erreur compensée à sa sortie est ajoutée à la référence du courant suivant l'axe d.



Figure 3.2 Schéma de la commande non linéaire

3.5.1 Boucles des courants

La boucle de chaque courant sur les axes d et q doit être rapide pour effectuer un bon suivi des consignes. Les deux premières équations différentielles du modèle établi (3.29) sont récrites sous la forme suivante:

$$L_c \frac{di_d}{dt} + R_c i_d = L_c \omega i_q - V_{dc} d_{nd} + V_d$$
(3.30)

$$L_c \frac{di_q}{dt} + R_c i_q = -L_c \omega i_d - V_{dc} d_{nq} + V_q$$
(3.31)

Ces équations représentent les dynamiques des courants i_d et i_q du filtre actif. Nous mentionnons que ces dynamiques sont couplées et non linéaires. D'une part, le couplage est dû à la présence de i_q dans l'équation différentielle contenant la dérivée première de i_d , et inversement. D'autre part, la non linéarité est due aux termes multipliant les entrées avec la troisième variable d'état V_{dc} . La méthode de commande proposée permet de résoudre le problème de couplage et de la non linéarité par l'introduction de nouvelles entrées équivalentes, définies comme suit :

$$u_d = L_c \omega i_q - V_{dc} d_{nd} + V_d \tag{3.32}$$

$$u_q = -L_c \omega i_d - V_{dc} d_{nq} + V_q \tag{3.33}$$

De cette manière, les courants i_d et i_q peuvent être commandés indépendamment l'un de l'autre en agissant sur les entrées u_d et u_q , respectivement. Afin d'obtenir d'une réponse dynamique rapide et annuler l'erreur en régime permanent des composantes continues dans les consignes, des régulateurs de type (PI) sont utilisés. Ces régulateurs, de mêmes gains, ont les expressions suivantes :

$$u_d = K_p \tilde{\iota}_d + K_i \int \tilde{\iota}_d dt \tag{3.34}$$

$$u_q = K_p \tilde{\iota}_q + K_i \int \tilde{\iota}_q dt \tag{3.35}$$

où $\tilde{\iota_d}$ et $\tilde{\iota_q}$: sont respectivement les erreurs des courants i_d et i_q .

La fonction de transfert du régulateur est définie par :

$$G_i(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \tag{3.36}$$

La fonction de transfert du courant en boucle ouverte sans le régulateur PI est définie comme :

$$G_p(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{1}{L_c s + R_c}$$
(3.37)



Figure 3.3 Schéma de la boucle interne du courant

La fonction de transfert en boucle fermée du correcteur associé au système est donnée par :

$$\frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{L_c}}{s^2 + \frac{(R_c + K_p)}{L_c}s + \frac{K_i}{L_c}} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{L_c}}{s^2 + 2\xi\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2}$$
(3.38)

avec :

 i_a^* et i_q^* , respectivement, les références des courants i_a et i_q ;

 ξ : facteur d'amortissement;

 ω_{ni} : la pulsation propre du système.

Les paramètres des régulateurs de courant sont :

$$K_p = 2\xi \omega_{ni} L_c - R_c \tag{3.39}$$

et :

$$K_i = L_c \omega_{ni}^2 \tag{3.40}$$

À partir des équations (3.32) et (3.33), les lois de commande sont les suivantes :

$$d_{nd} = \frac{V_d + L_c \omega i_q - u_d}{V_{dc}} \tag{3.41}$$

$$d_{nq} = \frac{V_q - L_c \omega i_d - u_q}{V_{dc}}$$
(3.42)

3.5.2 Boucle de régulation de la tension du bus continu

Les puissances active et réactive instantanées à l'entrée du filtre actif sont exprimées par :

$$P = V_d i_d + V_q i_q \tag{3.43}$$

$$Q = V_d i_q - V_q i_d \tag{3.44}$$

Ces expressions montrent que pour compenser les pertes dans les éléments du filtre actif, on peut agir sur i_d ou i_q . Dans le cas où le système des tensions de la source est équilibré, V_q est nul. Par conséquent les puissances active et réactive instantanées s'écrivent :

$$P = V_d i_d \tag{3.45}$$

$$Q = V_d i_q \tag{3.46}$$

Cela démontre qu'il suffit d'agir sur le courant i_d pour compenser les pertes dans le filtre actif.

L'analyse de la boucle de tension est basée sur la troisième équation du modèle (3.29), on définit u_{dc} comme étant l'entrée équivalente :

$$u_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} = d_{nd}i_d + d_{nq}i_q$$
(3.47)

Un régulateur proportionnel-intégral est utilisé pour maintenir V_{dc} constant. L'expression de ce dernier est la suivante :

$$u_{dc} = K_{pv} \widetilde{V_{dc}} + K_{iv} \int \widetilde{V_{dc}} dt$$
(3.48)

La fonction de transfert du régulateur est définie par :

$$G_{v}(s) = \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s}$$
(3.49)

La fonction de transfert de la tension en boucle ouverte sans le régulateur PI est définie comme :

$$G_p(s) = \frac{u_{dc}}{V_{dc}} = \frac{1}{Cs}$$
 (3.50)



Figure 3.4 Schéma de la boucle externe de la tension

$$\begin{split} \widetilde{V_{dc}} &: l'erreur \ de \ tension \ V_{dc}. \\ V_{dc}^* &: la \ référence \ de \ tension \ V_{dc}. \end{split}$$

La fonction de transfert en boucle fermée du correcteur associé au système est donnée par :

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^{*}(s)} = \frac{\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{c}}{s^{2} + \frac{K_{pv}}{c}s + \frac{K_{iv}}{c}} = \frac{\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{c}}{s^{2} + 2\xi\omega_{nv}s + \omega_{nv}^{2}}$$
(3.51)

avec:

 ξ : facteur d'amortissement.

 ω_{nv} : la pulsation propre du système.

Par identification, on trouve les paramètres du régulateur :

$$K_{pv} = 2\xi \omega_{nv} C \tag{3.52}$$

et :

$$K_{iv} = \omega_{nv}^2 C \tag{3.53}$$

Afin de réguler la tension du bus continu et de compenser les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre un courant actif de référence i_{d0} est ajouté à la référence du courant i_d (Mendalek et Al-Haddad, 2000).

On a :

$$i_{d0} = \frac{u_{dc} - d_{nq}i_q}{d_{nd}} = \frac{u_{dc}V_{dc} - d_{nq}V_{dc}i_q}{V_{dc}d_{nd}}$$
(3.54)

En supposant l'asservissement des courants idéal et en fonctionnement normal du filtre actif, les propriétés (3.55) et (3.56) sont applicables (Mendalek et Al-Haddad, 2000) :

$$d_{nq}V_{dc} \approx V_q = 0 \tag{3.55}$$

$$d_{nd}V_{dc} \approx V_d = \sqrt{\frac{3}{2}}\hat{A}$$
(3.56)

où \hat{A} est la valeur maximale de la tension au point de raccordement.

Remplaçons les propriétés mentionnées ci dessus dans (3.54) on obtient :

$$i_{d0} \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{dc}}{\hat{A}} u_{dc} \tag{3.57}$$

Ce courant i_{d0} sera ajouté à la référence du courant ($-i_{cdh}$) comme le montre la figure 3.2. La composante i_{d0} est de type continu et forcera le filtre actif à générer ou à absorber un courant à la fréquence fondamentale. Cela permet de compenser les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre. De plus, avec la conception de la boucle de tension plus lente que les boucles de courant, toute interaction possible entre ces boucles sera évitée.

3.5.3 Extraction des référence harmoniques

Les courants de la charge non linéaire i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} sont mesurés et transformés au plan synchrone «dq» qui tourne à la fréquence fondamentale ω . i_{cd} et i_{cq} étant les transformées des courants de la charge dans le plan «dq», peuvent être écrites sous la forme suivante:

$$i_{cd} = I_{cd} + i_{cdh} \tag{3.58}$$

$$i_{cq} = I_{cq} + i_{cqh} \tag{3.59}$$

La composante I_{cd} représente le courant fondamental en phase avec la tension dans le plan «abc» (puissance active). Comme le montre la Figure 3.5, un filtre passe bas est utilisé pour extraire la composante ($-i_{cdh}$) qui représente la référence du courant harmonique sur 1' axe d du filtre actif.



Figure 3.5 Schéma du principe d'extraction des courants harmoniques

D'autre part, pour l'axe q, la composante I_{cq} représente le courant en quadrature avec la tension dans le plan «abc» (puissance réactive). Par conséquent, le courant i_{cq} avec inversion de signe sera utilisé au complet comme référence harmonique. De cette façon, les courants harmoniques et la puissance réactive seront compensées simultanément (Mendalek et Al-Haddad, 2000).

D'ailleurs cette méthode requiert la génération de signaux sinusoïdaux en phase et en quadrature avec la tension simple V_{sa} . Cela peut être obtenu à l'aide d'une boucle de verrouillage de phase (PLL) comme le montre la Figure 3.2.

Finalement, les courants de référence du filtre actif sont donnés par :

$$i_d^{\ *} = -I_{cdh} + i_{d0} \tag{3.60}$$

$$i_q^* = -i_{cq} = -I_{cq} - i_{cqh}$$
 (3.61)

3.6 Commande non linéaire avec le filtre adaptatif coupe bande

Dans le but d'améliorer la performance de la commande non linéaire, un filtre adaptatif coupe-bande est utilisé au lieu du filtre passe-bas (Figure 3.2). Ce filtre permet d'avoir une meilleure extraction des courants de références du SAPF et par conséquent une meilleure compensation des courants harmoniques.

3.6.1 Modélisation du filtre adaptatif coupe bande

Le filtre adaptatif coupe bande est capable d'estimer avec précision la composante fondamentale du signal distordu de la charge non linéaire, tout en s'adaptant aux variations de l'amplitude, de l'angle de phase et de la fréquence du signal d'entrée. Par conséquent, les courants de références du SAPF peuvent être obtenus simplement en soustrayant la sinusoïde fondamentale du courant de charge. La méthode utilisée pour modéliser ce filtre est basée sur les travaux réalisés par (Karimi-Ghartemani et Mokhtari, 2006).

On note u un signal comprenant une composante sinusoïdale u_0 et une composante indésirable u_1 tel que :

$$u(t) = u_0(t) + u_1(t) \tag{3.62}$$

dans laquelle :

$$u_0(t) = A_0 + \sin(\omega_0 t + \delta_0)$$
 (3.63)

Le signal indésirable peut être composé de bruit, de perturbations transitoires ou de composantes sinusoïdales d'une fréquence différente de ω_0 (fréquence centrale). On souhaite obtenir une estimation de $u_0(t)$, désignée par y(t), à partir du signal u(t). L'erreur quadratiques moyennes entre le signal d'entrée u(t) et la sortie y(t) est
minimisée par une méthode appelée descente de gradient. C'est le point de départ de divers algorithmes adaptatifs tels que la méthode linéaire des moindres carrés.

La fonction de coût est définie par :

$$J(t,\Theta) = \frac{1}{2} [u(t) - y(t,\Theta)]^2 = \frac{1}{2} e^2(t,\Theta)$$
(3.64)

où $\Theta \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur des paramètres tel que l'amplitude, l'angle de phase et la fréquence, et est utilisé pour définir la composante sinusoïdale du signal. L'algorithme de descente de gradient fournit un procédé de réglage du vecteur de paramètres inconnus Θ tel que la fonction statique *J* tende vers son point minimum. Cette méthode est basée sur l'idée de partir d'un point initial et de déplacer tout paramètre inconnu vers la direction opposée des variations qui font augmenter la fonction de coût par rapport à ce paramètre. Soit la matrice k, n × n définie telle que diag(K₁,...,K_n) dans laquelle K_i, i=1...n sont des constantes réelles positives, on peut alors écrire la méthode de descente de gradient de la manière suivante (dérivé par rapport au temps) (Karimi-Ghartemani et Ziarani, 2004) :

$$\dot{\Theta}(t) = -K \frac{\partial}{\partial t} J(t, \Theta)$$
(3.65)

Supposons que la fréquence centrale ω_0 est fixée et considérons $y(t) = A \sin(\phi(t))$ comme une estimation de $u_0(t)$, où $\phi(t) = \omega_0 t + \alpha(t)$. Si on prend $\Theta = [A, \alpha]$, on obtiendra les équations différentielles suivantes (dérivées par rapport au temps) :

$$\dot{A}(t) = K_1 e(t) \sin \phi(t) \tag{3.66}$$

$$\dot{\alpha}(t) = K_2 e(t) A(t) \cos \phi(t) \tag{3.67}$$

où $e(t) = u(t) - y(t) = u(t) - A \sin(\phi(t))$. Les variables d'état A et ϕ fournissent des estimations instantanées de l'amplitude et la phase de la sinusoïde extraite, respectivement. La totalité de la composante indésirable imposée sur la composante sinusoïdale d'intérêt est fournie par e(t). Les paramètres K_1 et K_2 sont les paramètres de contrôle de l'algorithme qui déterminent la vitesse de convergence de l'algorithme afin de suivre les variations de l'amplitude et de l'angle de phase. Ils sont considérés comme des valeurs constantes.

Il a été observé que le terme A(t), dans l'équation (3.67), peut être absorbé par K_2 sans aucun effet dégradant sur les caractéristiques de base du système (Karimi-Ghartemani et Ziarani, 2004). Cela nous donne :

$$\dot{\alpha}(t) = K_2 e(t) \cos \phi(t) \tag{3.68}$$

En plus de simplifier la structure, cette modification force l'amplitude A(t) à toujours converger vers une valeur positive. Aussi, sans cette disposition, l'amplitude estimée peut converger vers des valeurs positives ou négatives de la même valeur absolue en fonction de la phase initiale du signal d'entrée. En supposant cette simplification et compte tenu du fait que $\dot{\phi} = \dot{\alpha} + \omega_0$, on obtient l'ensemble d'équations suivantes :

$$\dot{A} = K_1 e \sin \phi = -K_1 A \sin^2 \phi + K_1 u(t) \sin \phi$$
(3.69)

$$\dot{\phi} = K_2 e \cos \phi + \omega_0 = -K_2 A \cos \phi \sin \phi + K_2 u(t) \cos \phi + \omega_0 \qquad (3.70)$$

$$y(t) = A \sin \phi(t) \tag{3.71}$$

Ce système proposé n'est pas entièrement adaptatif dans le sens où il ne peut pas tenir compte des variations importantes de la fréquence d'entrée. Pour mieux s'adapter aux grandes variations de la fréquence centrale, le signal de sortie peut être défini comme :

$$y(t) = A(t)\sin\left(\int_0^t \omega(\tau)d\tau + \alpha(t)\right)$$
(3.72)

Cette modification n'a aucune influence sur l'équation différentielle de l'amplitude et de la phase. L'équation pour la fréquence ω sera la même que celle de α (équation 3.68) à l'exception de l'apparition d'un facteur *t* puisque la dérivée partielle de $\int_0^t \omega d\tau$ par rapport à ω est égale à *t*.

$$\dot{\omega}(t) = t. K_2 e(t) \cos \phi(t) \tag{3.73}$$

Un tel système variable dans le temps a été observé comme étant instable et par conséquent pratiquement n'a aucune valeur. Une méthode heuristique permet de résoudre ce problème en ignorant t et en l'absorbant par le paramètre K_2 (Karimi-Ghartemani et Ziarani, 2004). Ce qui donne :

$$\dot{\omega}(t) = K_2 e(t) \cos \phi(t) \tag{3.74}$$

L'approche heuristique précitée implique que l'équation différentielle pour la fréquence ω aura la même forme que l'équation différentielle de l'angle de phase α . Pour l'angle de phase total $\phi(t)$, on peut écrire :

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \alpha(t) \right] = \omega + \frac{d\alpha}{dt} = \omega + K_3 \frac{d\omega}{dt}$$
(3.75)

Selon (Karimi-Ghartemani et Mokhtari, 2006) les dérivées de A, ω et ϕ peuvent êtres formulés comme suit :

$$\dot{A}(t) = K_1 e(t) \sin \phi(t) \tag{3.76}$$

$$\dot{\omega}(t) = K_2 e(t) \cos \phi(t) \tag{3.77}$$

$$\dot{\phi}(t) = K_2 K_3 e(t) \cos \phi + \omega(t) \tag{3.78}$$

$$y(t) = A(t) \sin \phi(t) \tag{3.79}$$

Le système (Figure 3.6) est composé d'un:

- détecteur de variation de fréquence qui fournit l'information sur l'erreur de phase entre le signal d'entrée et le signal bouclé.
- filtre passe-bas chargé de filtrer les fréquences élevées produites par le détecteur de phase et lisser le signal transmis à l'oscillateur contrôlé en tension (OCT).
- oscillateur contrôlé en tension qui délivre un signal de fréquence instantanée directement proportionnelle au signal d'entrée.
- estimateur d'amplitude.

Ce système reçoit le signal d'entrée u(t) et fournit une estimation en temps réel de la composante fondamentale y(t), l'amplitude A(t), l'angle de phase $\phi(t)$ et de l'écart de fréquence $\Delta \omega(t) = \omega(t) - \omega_0$. Le signal d'erreur e(t) = u(t) - y(t), est le signal de distorsion total de l'entrée. La vitesse de réponse est déterminée par les paramètres K_1 , K_2 et K_3 . Ces paramètres contrôlent le comportement transitoire ainsi que le comportement stationnaire de la réponse. Ce système est intrinsèquement adaptatif et suit les variations de l'amplitude, de l'angle de phase et de la fréquence du signal d'entrée. Il est capable d'estimer avec précision la composante fondamentale d'un signal pollué. La structure simple de ce filtre adaptatif coupe-bande le rend approprié pour des applications en temps réel.



Figure 3.6 Schéma fonctionnel du filtre adaptatif coupe-bande (Karimi-Ghartemani et Mokhtari, 2006)

Nous allons intégrer le filtre adaptatif coupe-bande à la commande non linéaire simple proposée en utilisant comme signal d'entrée les courants de la charge du système global. Afin d'avoir une bonne compensation des courants harmoniques, on va introduire la composante inverse dans la commande. On va donc capter les courants d'entrée et réaliser une transformation inverse avant de les injecter au niveau de la sortie. La composante inverse du courant de charge est définie par l'équation :

$$I_{inv} = \frac{1}{3}(I_{ca} + a^2 I_{cb} + a I_{cc})$$
(3.80)

avec:

 I_{ci} : le courant de la charge dans la phase i;

a : est un opérateur vectoriel qui consiste à faire tourner de $+\frac{2\pi}{3}$ le vecteur auquel l'opération appliquée.

Le schéma de cette transformation est donné par la Figure 3.7 :



Figure 3.7 Extraction des courants inverse

Le schéma global du filtre est donné par la figure 3.8



Figure 3.8 Schéma final du filtre adaptatif coupe-bande

3.7 Conclusion

L'algorithme de contrôle non linéaire appliqué au filtre actif est capable de surmonter les problèmes liés aux harmoniques tout en assurant une réponse adéquate en régime dynamique ainsi qu'en régime permanent.

D'ailleurs, lorsqu'un convertisseur est contrôlé dans le plan synchrone «dq» tournant à la vitesse fondamentale du réseau, la séquence positive à cette fréquence dans le système des courants devient constante. Par contre, la séquence négative à la même fréquence et les courants harmoniques auront des fréquences multiples de la fréquence fondamentale. Ce qui permet d'extraire la référence harmonique et réactive facilement et améliore la performance de la commande en boucle fermée.

CHAPITRE 4 SIMULATIONS ET RESULTATS

4.1 Introduction

L'étude théorique effectuée précédemment a été mise en œuvre à travers plusieurs simulations du compensateur actif, des déséquilibres, des harmoniques de courant et du panneau photovoltaïque, dans le but d'étudier et de valider l'efficacité et la rapidité de la commande non linéaire avec filtre adaptatif coupe-bande. Le logiciel Matlab-Simulink a été utilisé (voir Annexe A).

Comme le montre les figures 4.1 et 4.2, le système étudié comprend une source de tension triphasée, une charge non linéaire de type générateur d'harmoniques de courant constituée par un pont de diodes alimentant une branche RL série, une charge linéaire triphasée RL, un panneau solaire et enfin le filtre actif shunt (onduleur a six interrupteurs).



Figure 4.1 Schéma global du système étudié



Figure 4.2 Schéma de simulation du système étudié sous Matlab/simulink

Le Tableau 4.1 illustre les paramètres et les valeurs des éléments caractérisant la structure générale du système (Rahmani et al., 2010).

Système	Désignations	Valeurs	
Source d'alimentation	· La tension efficace	$V_{s} = 208V$	
	· La fréquence	f = 60Hz	
	· L'inductance interne	$L_s = 0.5 mH$	
Filtre actif parallèle	· Capacité de stockage	$C_{dc} = 1600 \ \mu F$	
	. Inductance de couplage	$L_c = 5mH$, $R_c = 0.1\Omega$	
	. Référence de V _{dc}	$V_{dc}^* = 500v$	
Charge non linéaire		$R=15 \Omega$ et $L=10mH$	
		P _{consommée} = 4200W	
Charge linéaire		$R=25 \Omega \text{ et } L=10 \text{mH}$	

Tableau 4.1 Valeurs des éléments constituant le système

4.2 Résultats de simulations

Afin de valider le bon fonctionnement de la stratégie de commande proposée, le système global montré dans la Figure 4.1 est simulé de différentes manières.

4.2.1 Montage avec charge constante

Le filtre est mis en service à t=0,05s. On obtient alors les courbes de tensions, courants et puissances illustrées dans les Figures 4.2 et 4.3 :



Figure 4.3 Réponse en régime permanent



Figure 4.4 Écoulement de puissance avec charge constante

On remarque, après simulation, que :

- Une fois le filtre actif opérationnel, les courants de source deviennent sinusoïdaux et sont en phase avec les tensions de source.
- La tension du bus continu v_{dc} tend vers sa valeur de référence 500v.
- Les courbes de puissances confirment que la charge est alimentée à 4200W en intégralité par le réseau, la puissance réactive du réseau et celle de la charge s'annulent dès que le filtre actif est opérationnel.

4.2.2 Montage avec variation de la charge

Dans cette deuxième simulation, on fait varier la charge afin d'analyser la réaction du système par rapport à cette modification. Entre t= 0,3s et 0,4s, on augmente la charge. Voici les résultats obtenus :







Figure 4.6 Écoulement de puissance avec variation de la charge

On remarque que suite à cette variation de la charge le courant de la source garde sa forme sinusoïdale. On note que c'est le réseau qui alimente la charge comme le montre la Figure 4.5. Lorsque la puissance de la charge est augmentée à t=0,3s, le courant dans le réseau augmente.

4.2.3 Montage avec PV et variation de l'ensoleillement

Pour cette troisième simulation, on connecte un panneau solaire au réseau. Ensuite, on fait varier l'ensoleillement. À t=0,3s, G=300W/m2, à t=0,4s, G=800W/m2.



Figure 4.7 Caractéristiques du panneau photovoltaïque



Figure 4.8 Réponse en régime permanent avec variation de l'ensoleillement



Figure 4.9 Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement Pour cette simulation on constate que :

- Entre t=0,3s et t=0,4s, on a une diminution du courant de la source due à une augmentation de l'ensoleillement. Cela est normal, car cette augmentation engendre l'augmentation du courant du panneau, passant de 0A à 15A. Dans ce cas, la charge est alimentée à la fois par le GPV et le réseau électrique.
- Entre t=0,4s et t=0,5s, les courants du réseau sont en opposition de phase avec les tensions correspondantes. Cela dit que la charge est alimentée en intégralité par le GPV et la différence de la puissance réelle entre le GPV et la charge est injectée vers le réseau électrique.
- Les courbes de puissances confirment cette explication. La puissance du réseau diminue, celle de l'onduleur augmente alors que celle de charge est constante.

4.2.4 THD de la commande non linéaire avec les filtres passe-bas et adaptatif coupebande

Les Figures 4.9, 4.10 et 4.11 illustrent respectivement le spectre harmonique des courants de la charge et de la source d'alimentation après la mise en service du SAPF.



Figure 4.10 Spectre harmonique des courants de la charge



Figure 4.11 Spectre harmonique des courants de la source (filtre passe bas)



Figure 4.12 Spectre harmonique des courants de la source (filtre adaptatif coupe bande)

Les figures 4.10 et 4.11 montrent la capacité du filtre actif à atténuer les harmoniques dans les courants de la source, puisqu'on a obtenu un THD inférieur à 5% qui représente la norme imposée par l'industrie.

4.3 DISCUSSION

Les résultats de simulations obtenus sont satisfaisants et montrent la bonne performance de la commande, dont un taux de distorsion harmonique inférieur à 5% conformément à la norme de l'industrie. Ainsi, nous avons obtenu de bons résultats au niveau de :

- L'identification des courants harmoniques.
- L'injection des courants de compensation dans le réseau électrique.
- La compensation des courants harmoniques.
- L'injection de la puissance photovoltaïque dans le réseau électrique.

D'après les Figures 4.12 et 4.13, on remarque qu'à 60 Hz le filtre passe-bas a une faible amplification, ce qui mène à une mauvaise extraction de la composante fondamentale et par la suite à une mauvaise extraction des courants de références

puisque ces derniers sont obtenus en soustrayant la sinusoïde fondamentale du courant de charge. Tandis que, le filtre adaptatif coupe-bande possède une bande étroite avec une atténuation maximale qui lui permet d'éliminer avec précision la composante fondamentale laissant ainsi passer les courants harmoniques. Par conséquent, on peut dire que le filtre adaptatif coupe-bande est plus performant pour l'extraction des courants de références.



Figure 4.13 Diagramme de Bode du filtre adaptatif coupe bande et passe-bas



Figure 4.14 Zoom du diagramme de Bode du filtre adaptatif coupe bande et passebas

Le tableau 4.2 compare les résultats obtenus en régime permanent, en terme de taux de distorsion harmonique, en utilisant la commande non linéaire avec filtre adaptatif coupe bande avec les travaux déjà faits.

Référence	Ce travail	(Rahmani <i>et al.</i> , 2010)	(Arya <i>et al.</i> , 2016)	(Singh <i>et al.</i> , 2014)
Commande	Non linaire	Non linaire	algorithme	algorithme
utilisée	avec filtre	avec filtre	basé sur	basé sur le
	adaptatif	passe bas	l'observateur	filtrage
	coupe bande		composite	adaptatif
THDi au	2,98 %	3,1 %	3,8 %	4,4%
réseau				

Tableau 4.2 Comparaison des commandes en fonction de leur performances

D'après le tableau 4.2, la commande non linéaire offre une meilleure compensation des courants harmoniques et l'intégration du filtre adaptatif coupe-bande a permis d'améliorer la performance de cette commande en terme de THD.

CONCLUSION

Dans ce projet de recherche, nous avons présenté une étude avec simulation d'une solution de dépollution des réseaux électriques. Ces pollutions sont principalement générées par des charges non linéaires.

Les filtres actifs parallèles représentent la solution efficace pour la compensation des harmoniques engendrés par les charges de type source de courants harmoniques. Les filtres actifs sériels sont la solution efficace aux problèmes des harmoniques engendrées par les charges de type source de tensions harmoniques.

Dans ce rapport de mémoire un filtre actif shunt est utilisé dans notre système pour remédier aux perturbations engendrées par une charge non linéaire. Une modélisation de ce filtre dans le plan tournant d-q a été effectuée. Une stratégie de commande non linéaire qui repose sur l'utilisation d'un filtre adaptatif coupe-bande pour mieux s'adapter aux variations de la fréquence d'alimentation a été utilisée dans l'objectif de corriger les harmoniques de courant et de compenser l'énergie réactive.

Ce rapport présente aussi une étude sur les panneaux photovoltaïques et leur raccordement au réseau électrique. Un convertisseur élévateur a été utilisé comme interface entre le panneau photovoltaïque et le réseau électrique. Un régulateur (PI) a été utilisé pour la commande de ce convertisseur, et la méthode de MPPT mise en œuvre est de type P&O.

Les résultats théoriques ont été confirmés par les simulations faites à l'aide du logiciel Matalb/Simulink. A savoir :

- La performance du panneau photovoltaïque en présence d'une variation de l'irradiation et de la charge.
- La charge est alimentée sans interruption et la tension d'alimentation reste constante durant tous les modes de fonctionnement.

 La capacité du filtre actif, en utilisant la stratégie de commande proposée, à corriger les harmoniques de courant et à compenser l'énergie réactive en régime permanent et dynamique.

Afin de mener à terme la dépollution des réseaux électriques, plusieurs voies restent à explorer, entre autres les filtres hybrides parallèles et sériels, l'exploitation de techniques de commande intelligentes, l'amélioration des techniques de filtrage adaptatif pour extraire la forme d'onde sinusoïdale du courant de charge déformé.

ANNEXE A

Schéma de simulation de la commande non linéaire avec filtre adaptatif coupe bande



Schéma de simulation du filtre adaptatif coupe bande



Schéma de simulation de la composantes inverse



Schéma de simulation du convertisseur boost



Schéma de simulation de la cellule photovoltaïque





Schéma de simulation de la commande MPPT

le code source de l'algorithme MPPT

```
[]function [Vout, P1, 11, OK] = perturbation (11n, vin, 10, P0, marge, delta)
1 8PO est la valeur de puissance du pas de calcul précédent
  4
 This block supports an embeddable subset of the MATLAB language.
 * See the help menu for details.
 P1=P0;
                     Affectation de ce qui sera la puissance précédente p(n-1)
                     Affectation de ce qui sera la tension précédente v(n-1)
 Vout=vin;
                    Affectation de ce qui sera le courant précédent 1(n-1)
 il=iin;
 if((vin*iin)>PO)
                    451 la puissance précédente est plus petite que la puissance précédente
     if (11n < 10)
     Vout=vin+delta;
     end
     if (iin > 10)
     Vout=vin-delta;
     end
 Pl=vin*iin;
 end
 if((vin*iin)<PO)
     if (iin > 10)
     Vout=vin+delta;
     end
     if (11n < 10)
     Vout=vin-delta;
     end
 Pl=vin*iin;
  end
 OX=0;
 if((abs(P1-P0)) cmarge)
     OK=1;
  end
  %(count < limit) && ((height - offset) >= 0)
```

85

RÉFERENCES

- Abdelsalam, A. K., Massoud, A. M., Ahmed, S., & Enjeti, P. N. (2011). Highperformance adaptive perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4), 1010-1021.
- Ahmad, M. S., Kukrer, O., & Hocanin, A. (2012). Robust recursive inverse adaptive algorithm in impulsive noise. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 31(2), 703-710.
- Akagi, H. (2005). Active harmonic filters. Proceedings of the IEEE, 93(12), 2128-2141.
- Arya, S. R., Singh, B., Niwas, R., Chandra, A., & Al-Haddad, K. (2016). Power quality enhancement using DSTATCOM in distributed power generation system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(6), 5203-5212.
- Badoni, M., Singh, A., & Singh, B. (2016). Comparative performance of wiener filter and adaptive least mean square-based control for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 3028-3037.
- Belleville, M., & Condemine, C. (Eds.). (2012). *Energy autonomous micro and nano systems*. John Wiley & Sons.
- Bhattacharya, A., Chakraborty, C., & Bhattacharya, S. (2009). Shunt compensation. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 3(3).
- BRIGAND, S. (2011). Les principes de l'énergie solaire photovoltaïque. complément technique Mars/Avril 2008, www. éditionsdumoniteur. com, consuleté le 12/11.
- Chaoui, A. (2010). Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires (Dissertation doctorale, Poitiers).
- Choe, G. H., & Park, M. H. (1988). A new injection method for ac harmonic elimination by active power filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 35(1), 141-147.
- Collombet, C., Lupin, J. M., & SCHONEK, J. (1999). Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement. Cahiers techniques Schneider Electric $n^{\circ} 152$.

- F II, I. (1993). IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems.
- Herrera, R. S., & Salmeron, P. (2009). Present point of view about the instantaneous reactive power theory. *IET Power Electronics*, 2(5), 484-495.
- Hua, C., & Shen, C. (1998, May). Study of maximum power tracking techniques and control of DC/DC converters for photovoltaic power system. In *Power Electronics Specialists Conference*, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE (Vol. 1, pp. 86-93). IEEE.
- Kanaan, H. (2002). Contribution à la modélisation et au réglage des redresseurs triphasés non polluants unidirectionnels de type élévateur et à fréquence de commutation fixe (Dissertation doctorale, École de technologie supérieure).
- Karimi-Ghartemani, M., & Mokhtari, H. (2006, July). Extraction of Harmonics and Reactive Current for Power Quality Enhancement. In *Industrial Electronics*, 2006 *IEEE International Symposium on* (Vol. 3, pp. 1673-1678). IEEE.
- Karimi-Ghartemani, M., & Ziarani, A. K. (2004). Performance characterization of a non-linear system as both an adaptive notch filter and a phase-locked loop. *International journal of adaptive control and signal processing*, 18(1), 23-53.
- Mendalek, N., & Al-Haddad, K. (2000). Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame. In *Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on* (Vol. 1, pp. 30-35). IEEE.
- Pal, Y., Swarup, A., & Singh, B. (2008, October). A review of compensating type custom power devices for power quality improvement. In *Power System Technology and IEEE Power India Conference, 2008. POWERCON 2008. Joint International Conference on* (pp. 1-8). IEEE.
- Peng, F. Z., & Adams, D. J. (1999). Harmonic sources and filtering approachesseries/parallel, active/passive, and their combined power filters. In *Industry Applications Conference*, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE (Vol. 1, pp. 448-455). IEEE.
- Qun, W., Weizheng, Y., Jinjun, L., & Zhaoan, W. (1999). A control approach for detecting source current and series active power filter. In *Power Electronics and Drive Systems*, 1999. PEDS'99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on (Vol. 2, pp. 910-914). IEEE.

- Rahmani, S., Mendalek, N., & Al-Haddad, K. (2010). Experimental design of a nonlinear control technique for three-phase shunt active power filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(10), 3364-3375.
- Rivas, D., Morán, L., Dixon, J. W., & Espinoza, J. R. (2003). Improving passive filter compensation performance with active techniques. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 50(1), 161-170.
- Routimo, M., Salo, M., & Tuusa, H. (2007). Comparison of voltage-source and current-source shunt active power filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2), 636-643.
- Schonek, J. (2000). Les singularités de l'harmonique 3. Schneider Électrique, cahier technique, (202).
- Singh, B., Arya, S. R., Chandra, A., & Al-Haddad, K. (2014). Implementation of adaptive filter in distribution static compensator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(5), 3026-3036.
- Singh, B., & Arya, S. R. (2013). Composite observer-based control algorithm for distribution static compensator in four-wire supply system. *IET Power Electronics*, 6(2), 251-260.
- Singh, B., Chandra, A., & Al-Haddad, K. (2014). Power quality: problems and mitigation techniques. John Wiley & Sons.
- Singh, M., Khadkikar, V., Chandra, A., & Varma, R. K. (2011). Grid interconnection of renewable energy sources at the distribution level with power-quality improvement features. *IEEE transactions on power delivery*, 26(1), 307-315.
- Tsai, H. L., Tu, C. S., & Su, Y. J. (2008, October). Development of generalized photovoltaic model using MATLAB/SIMULINK. In *Proceedings of the world congress on Engineering and computer science* (Vol. 2008, pp. 1-6).
- Tsengenes, G., & Adamidis, G. (2011). Investigation of the behavior of a three phase grid-connected photovoltaic system to control active and reactive power. *Electric Power Systems Research*, 81(1), 177-184.
- Villalva, M. G., Gazoli, J. R., & Ruppert Filho, E. (2009). Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on power electronics*, 24(5), 1198-1208.

- Wang, Z., Wang, Q., Yao, W., & Liu, J. (2001). A series active power filter adopting hybrid control approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(3), 301-310.
- Zabihi, S., & Zare, F. (2006, October). Active power filters with unipolar pulse width modulation to reduce switching losses. In *Power System Technology*, 2006. *PowerCon 2006. International Conference on* (pp. 1-5). IEEE.