

## Modélisation et régulation d'un filtre actif parallèle pour une compensation de l'harmonique

## Résumé

5 Cet article de la régulation et de la compensation harmonique de courant par un filtre actif  
6 parallèle. Dans un premier temps nous présentons un dispositif du filtre actif parallèle, dans  
7 un second temps nous présentons la conception d'une commande de ce filtre actif basée sur la  
8 théorie référentielle synchrone dq et la commande linéaire. Afin de valider cette étude, nous  
9 avons développé un modèle Simulink, ce modèle a la particularité d'intégré des filtres passifs  
10 parallèles. Les simulations ont été effectuées dans l'environnement Matlab/Simulink. Les  
11 résultats obtenus présentent une amélioration significative du taux de distorsion harmonique.

12 Mots-clés : filtre actif, compensation harmonique, référentielle synchrone

## 13 Abstract

14 This article deals with the harmonic compensation through a parallel active filter. After  
15 coming out with a dispositive of the filter, we design a control strategy based on the  
16 synchronous reference dq and linear control. In order to validate our design and control  
17 strategy, we have developed a Simulink model; this model has passive parallel filters. The  
18 simulations through Matlab / Simulink environment were carried out. The results show a good  
19 improvement on the harmonic distortions percentage.

**Keywords:** active filter, linear control, synchronous reference, harmonic compensation

21 **Introduction**

22 L'utilisation croissante dans l'industrie de systèmes commandés à base d'électronique de  
23 puissance entraîne de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau des réseaux  
24 électriques. Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, de la part des utilisateurs, des taux  
25 d'harmonique et de déséquilibre des courants, et à une importante consommation de la  
26 puissance réactive. La circulation de ces mêmes courants perturbés va également provoquer  
27 des harmoniques et des déséquilibres de tension, lesquels vont se superposer à la tension  
28 nominale du réseau électrique. Pour remédier à ce problème plusieurs solutions ont été  
29 développées. Le filtre actif parallèle s'est montré être la solution la plus efficiente pour la  
30 compensation des harmoniques de tension. Cependant ses performances dépendent de la  
31 technique utilisée pour identifier les tensions harmoniques de références et la stratégie de  
32 commande mise en œuvre. Il existe plusieurs techniques d'identification des harmoniques de  
33 références et stratégies de commande [1]. Cet article est subdivisé en quatre parties à savoir :  
34 la première partie nous donne la généralité, deuxième partie du matériel et méthode, la  
35 troisième les résultats de simulation et des discussions et enfin la conclusion.

36 2. Matériels et méthodes

## 37 2.1. Choix du filtre actif parallèle

- 38 ✓ Le filtre actif parallèle (FAP) joue un rôle efficace dans l'identification et  
 39 l'élimination des harmoniques. En effet il offre de nombreux avantages :  
 40 Il s'adapte automatiquement avec la variation des charges connectées au réseau  
 41 électrique.
- 42 ✓ Le risque de résonance entre le filtre et l'impédance du réseau est inexistant.
- 43 ✓ Il peut compenser plusieurs rangs harmoniques vis-à-vis de la limite de sa bande  
 44 passante.
- 45 ✓ Il ne passe pas en surcharge lorsque le courant harmonique à compenser dépasse le  
 46 Dimensionnement du filtre. Il limite son émission de compensation au maximum de  
 47 ses capacités, mais il n'y a aucun risque de destruction.

## 48 **2.2. Filtre actif parallèle**

49 Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, est le plus souvent commandé commun  
 50 générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux  
 51 absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec Ceux-ci, à fin de rendre  
 52 le courant du réseau électrique à la forme sinusoïdale .Il empêche les courants perturbateurs  
 53 (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à  
 54 travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.  
 55 Représente la structure générale du filtre actif parallèle, laquelle se présente sous forme de  
 56 deux blocs : la partie puissance et la partie contrôle commande.

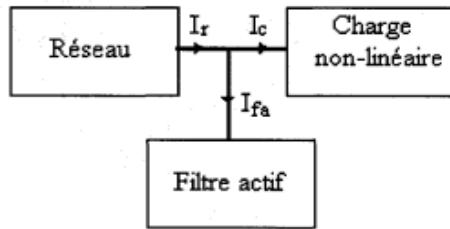
## 57 **2.3. La partie puissance est constituée :**

- 58 ✓ d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandé à  
 59 L'amorçage et au blocage (GTO, IGBT,...etc.) avec des diodes en antiparallèles  
 60 ✓ d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif  
 61 ✓ d'un filtre de sortie

## 62 **2.4. Principe de filtrage actif parallèle**

63 Le principe du filtre actif parallèle consiste à générer des harmoniques en opposition de phase  
 64 à ceux existant sur le réseau. Ceci peut être schématisé sur la figure 1. Alors que le courant  
 65 absorbé par la charge polluante est non sinusoïdal, le courant créé par le filtre actif est tel que  
 66 le courant absorbé au réseau est sinusoïdal.

67 Ce filtre est le plus souvent commandé comme un générateur de courant, il génère des  
 68 courants harmoniques, en opposition de phase avec le réseau, afin que la somme avec ceux-ci  
 69 soit nulle. On obtient alors des courants alternatifs au niveau du réseau. Il permet donc de  
 70 supprimer au point de raccordement tous les harmoniques de courants de charge non linéaire.  
 71 En pratique, on ne peut pas obtenir un courant de ligne purement sinusoïdal comme dans le  
 72 cas idéal mais le but est d'avoir un courant qui sera le plus proche possible de la sinusoïde, la  
 73 simulation par Matlab permet de nous approcher de la réalité de la compensation.  
 74 En générale, le filtre actif parallèle est utilisé pour la dépollution des réseaux BT et MT. Son  
 75 impédance totale vis à vis de la source et de la charge lui confère une bonne auto-adaptabilité  
 76 avec les performances appréciables [2].



77

78

79 Donc le filtre actif parallèle doit fournir la puissance déformante et où la puissance  
 80 réactive. Ainsi, le réseau fournit uniquement la puissance fondamentale active et où réactive.  
 81 Pour cela le circuit de contrôle en agissant sur les signaux de gâchette des semi-conducteurs  
 82 (transistors, GTO, IGBT,..) doit imposer la valeur instantanée du courant débité par  
 83 l'onduleur ( $I_{inj\ 1}$ ,  $I_{inj\ 2}$ ,  $I_{inj\ 3}$ ) de telle sorte que le courant fourni par le réseau ( $I_{s1}$ ,  $I_{s2}$ ,  $I_{s3}$ ) soit  
 84 sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau.[3]

85 Dans le cas général, le courant absorbé par la charge comporte une composante active ( $I_{ca}$ ),  
86 une composante réactive ( $I_{cr}$ ) et une composante harmonique ( $\sum I_{chn}$ ).

87 Avec

$$88 \quad I_r = I_{cr} + I_{ca} + \sum I_{chn} \quad (1)$$

$$I_{ca} = I_s$$

$$91 \quad I_{rinj} = I_{cr} + \sum I_{chn} \quad (2)$$

92 Le filtre actif se compose de deux parties distinctes de la partie puissance et la partie  
 93 commande. La partie puissance est constituée d'un élément de stockage d'énergie, d'un pont  
 94 onduleur triphasé et d'un filtre de sortie généralement du premier ordre. Pour  
 95 la partie commande, on a le bloc d'identification des courants de références, le contrôle du  
 96 courant réseau ainsi que la commande [4].

## 2.5. Structure générale du filtre actif parallèle

### 2.5.1 Topologie générale

99 La figure .3 donne la structure générale du FAP, laquelle se présente sous la forme  
100 dedeux parties: La partie puissance est constituée:

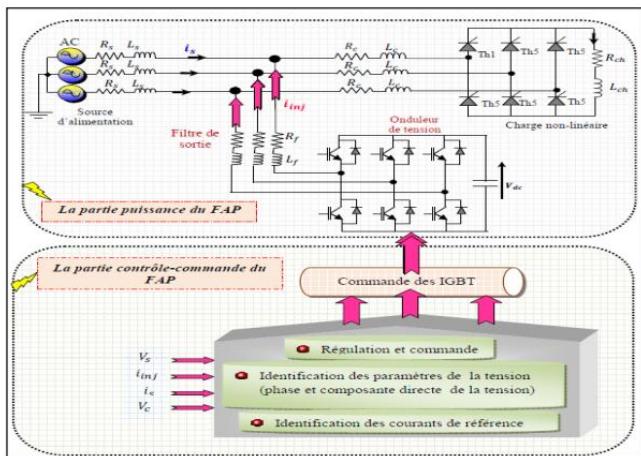
- 101 ➤ d'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à  
102 l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT, ...etc.) avec des diodes en  
103 antiparallèle,

104 ➤ d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif,

105 ➤ d'un filtre de sortie.

106 La partie contrôle-commande quant à elle est constituée :

- 107 ➤ de la méthode d'identification des courants perturbés du système à base de PLL qui sera  
108 intégré dans la méthode d'identification des courants,  
109 ➤ de la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie,  
110 ➤ de la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension,  
111 ➤ de la commande de l'onduleur de tension [5]



113

114 **Figure 2** : structure générale de FAP115 **2.5.2 Etude de la partie puissance**116 **2.5.2.3 Onduleur de tension**

117 L'onduleur de tension est composé de trois bras chacun a deux interrupteurs bidirectionnels  
 118 en courant commandés à l'amorçage et au blocage, ils sont réalisés avec un transistor  
 119 (MOSFET, IGBT, GTO) associé à une diode antiparallèle pour réversibilité en courant.

120 L'onduleur triphasé est constitué d'interrupteurs bidirectionnels en courant. Ils sont réalisés  
 121 par des semi-conducteurs command ables à l'ouverture et à la fermeture type IGBT dans la  
 122 majorité des cas) montés en antiparallèle avec une diode. Pour cette structure, on doit  
 123 respecter les contraintes suivantes :

- 124 ✓ A un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter  
 125 tout court-circuit de la source de tension,
- 126 ✓ Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible d'où la mets-en  
 127 Antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs.

128 Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur Cdc de  
 129 tension Vdc. Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (Lf, Rf)  
 130 employé pour relier l'onduleur de tension au réseau électrique [6].

131 Cette structure du FAP ne permet pas la fermeture simultanée des semi-conducteurs d'un  
 132 même bras sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage. Par contre, ils peuvent  
 133 être tous les deux ouverts (pendant un temps mort). La continuité des courants est alors  
 134 assurée par la mise en conduction d'une des diodes d'un même bras. En pratique, nous  
 135 commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la  
 136 conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. En réalité, le mode, où les semi-conducteurs  
 137 d'un même bras sont tous les deux fermés, n'existe que durant les commutations. Afin d'éviter  
 138 un court-circuit à cause du délai de blocage des interrupteurs, il faut insérer sur un même bras,  
 139 un temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande de blocage d'un  
 140 interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre. Avec l'hypothèse des commutations  
 141 instantanées, ce mode de fonctionnement ne sera pas pris en compte et par conséquent, aucun  
 142 risque de court-circuiter le condensateur n'est à craindre [7].

143 **2.6..Tension fournie par l'onduleur**

144 L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état des signaux de  
 145 commande ( $S_1, S_2, S_3$ ), comme défini ci-dessous : [8]

$$S_1 = \begin{cases} 0 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 1 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 0 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 1 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 0 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 1 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases}$$

146 Les tensions entre phases, imposées par l'onduleur, sont alors définies par :

$$147 \quad \begin{bmatrix} V_{f1} - V_{f2} \\ V_{f2} - V_{f3} \\ V_{f3} - V_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_2 & S_3 \\ S_3 & S_1 \end{bmatrix} V_{dc}(3)$$

148 Les tensions de sortie de l'onduleur notées  $V_{f1}, V_{f2}, V_{f3}$ , sont référencées par rapport au neutre  
149 du réseau et vérifient les équations suivantes :

$$150 \quad \begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$151 \quad \begin{cases} V_{s1} + V_{s2} + V_{s3} = 0 \\ i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

152 On peut déduire de (4) et (5) la relation suivante :

$$153 \quad V_{f1} + V_{f2} + V_{f3} = 0 \quad (6)$$

154 Les équations (6) et (3) peuvent être résolues et nous obtenons :

$$155 \quad \begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2S_1 & -S_2 & S_3 \\ -S_1 & 2S_2 & -S_3 \\ -S_1 & -S_2 & 2S_3 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{3} \quad (7)$$

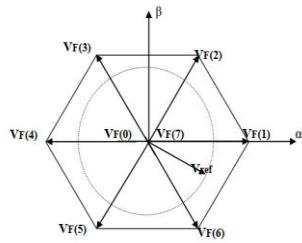
156 Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif  $V_f$  (référées au  
157 neutre  $n$  de la source).  $V_f$  représente les vecteurs de tensions que doit produire l'onduleur afin  
158 de générer les tensions de référence, cela n'est possible que si le vecteur formé par ces  
159 dernières reste à l'intérieur de l'hexagone présenté par la figure (.6). Le filtre actif parallèle  
160 est relié au réseau électrique par un filtre inductif ( $L_f$ ) pour fournir la contrôlabilité du courant  
161 de filtre de puissance et agit également en tant qu'un filtre passif du premier ordre pour  
162 supprimer les ondulations à hautes fréquences produites par les commutations de l'onduleur.

163 En négligeant les effets du condensateur  $C$  du filtre de sortie sur le courant de  
164 référence  $I_{inj}$  (pour les harmoniques basses fréquences qui sont loin de la fréquence de  
165 commutation des interrupteurs), on peut écrire la relation suivante caractérisant le courant du  
166 filtre actif  $I_{inj}$  :

$$167 \quad L_f \frac{d}{dt} I_{inj} = V_f \div V_s \quad (8)$$

168 Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif  $V_f$  (par rapport  
169 au neutre  $n$  de la source). [9]

170



171  
172  
173

174 **Figure 3 :** Figure 6: Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

175 Où  $V_f^*$  représente la tension de référence que doit produire l'onduleur pour pouvoir créer les  
176 courants perturbateurs identifiés. Ceci signifie que l'onduleur n'est capable de fournir des  
177 tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces derniers reste à  
178 l'intérieur de l'hexagone montré dans la Figure.3[10].

179 **2.7. Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé**

180 L'équation de tension par phase du filtre actif parallèle triphasé illustré par la figure  
181 (9) est donnée par : [38]

182 
$$V_{sk} = V_{fk} - V_{Lfk} - V_{Rfk} = V_{fk} - L \frac{di_f}{dt} - R_f i_{fk} \quad \text{avec } K = a, b, c (9)$$

183 Alors, les équations des trois phases sont données par :

184 
$$L \frac{di}{dt} \begin{bmatrix} L_{fa} \\ L_{fb} \\ L_{fc} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} L_{fa} \\ L_{fb} \\ L_{fc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (10)$$

185 Et pour coté continue :

186 
$$C_{dc} = \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \quad (11)$$

187 Le système d'équation définissant le filtre actif dans le repère triphasé est donnée par :

188 
$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} + V_{fa} - V_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + V_{fb} - V_{sb} \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} + V_{fc} - V_{sc} \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{fa} + S_b i_{fb} + S_c i_{fc} \end{cases} \quad (12)$$

189 **2.7.1. Filtre de couplage**

190 Le filtre de couplage est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au  
191 réseau. Il est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants : [11]  
192 Assurer la dynamique du courant du filtre défini par :

193 
$$\frac{di_f}{dt} = \frac{d_i_h}{dt} \quad \text{Où } i_f : \text{courant du filtre}$$

194  $i_h$  : courant harmonique de la charge

195 Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.  
196 Pour satisfaire ces deux conditions, on utilise un filtre de premier ordre, composé d'une  
197 inductance  $L_f$  avec une résistance interne  $R_f$ , une petite valeur de cette inductance assure la  
198 dynamique du courant. Contrairement, une valeur relativement grande de celle-là empêche les  
199 composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau. En négligeant la résistance  
200 de ce filtre de couplage on obtient :

201  $\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{max} = \frac{V_{fmax} - V_{smax}}{L_f}$  (13)

202 Avec  $V_{fmax}$  : La valeur maximal de la tension d'entrée de l'onduleur

203  $V_{smax}$  : la valeur maximale de la tension simple au point de raccordement du filtre

204 Prenons la valeur maximale de la tension  $V_f = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$  avec la valeur maximale de la tension  
205 du  
206 réseau, pour des petites variations du courant du filtre, on obtient :

207  $\left(\frac{\Delta i_f}{\Delta T}\right)_{max} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} - V_{smax}}{L_f}$  (14)

208 Avec  $\Delta T = \frac{1}{f_{ond}}$  la période de la variation de courant du filtre.

209 En supposant la variation maximale du courant du filtre égale à 25% de la valeur  
210 maximale du courant du réseau, la valeur de l'inductance de couplage est donnée par :

211  $di_f dt max = V_{fmax} - V_{smax} L_f$  (16)

212  $L_f = \frac{\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} - V_{smax}}{0.25 i_{smax} f_{ond}}$  (17)

## 213 2.8. Système de stockage d'énergie

214 Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage  
215 capacitif représenté par un condensateur  $Cdc$  qui joue le rôle d'une source de tension continue  
216  $Vdc$ . Le choix des paramètres du système de stockage ( $Vdc$  et  $Cdc$ ) se répercute sur la  
217 dynamique et la qualité de compensation du FAP. En effet, une tension  $Vdc$  élevée améliore  
218 la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue  $Vdc$ , causées par  
219 les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de  $Cdc$ , peuvent dégrader la  
220 qualité de compensation du FAP. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que  
221 l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Pour cette raison,  
222 nous pouvons estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix  
223 des paramètres du système de stockage. Pour démontrer ceci, deux méthodes peuvent être  
224 utilisées :

225 le calcul de l'énergie fournie par le FAP pendant une demi-période de la pulsation de  
226 puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7 pour un pont redresseur de Graetz).  
227 En choisissant un taux d'ondulation acceptable ( ), généralement de l'ordre de 5% de  $Vdc$ ,  
228 nous pouvons calculer la capacité  $Cdc$  à partir de la relation suivante :[12].

229  $C_{dc} = \frac{V_s \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + 2I_5 I_7 \cos(5\alpha - 7\alpha)}}{2\omega \epsilon V_{dc}^2}$  (18)

230

231 Avec  $V_s$  la tension simple du réseau,  $I_h$  le courant harmonique du rang  $h$  et  $\alpha$  l'angle  
232 d'allumage des thyristors du pont Graetz. Puisque l'augmentation de la valeur de la tension  
233 continue améliore la commande habilitée du filtre actif et sachant que le choix de cette tension  
234 se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs, la tension continue  $Vdc$  doit être  
235 choisie comme la plus grande tension respectant les contraintes des interrupteurs.

236 La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique  $I_h$   
 237 du rang le plus faible. La capacité  $C_{dc}$  se calcule de la façon suivante :

238  $C_{dc} = \frac{i_h}{\varepsilon V_{dc} \omega_h}$  (19)

239 Avec  $\omega_h$  la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser [13]

240 Contrôle des courants du filtre actif (partie commande)

241 Les performances du filtre actif et notamment la diminution du THD du courant de  
 242 source sont certes liées aux performances de la génération des références de courants  
 243 harmoniques, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de  
 244 tension (poursuite des références de courant).

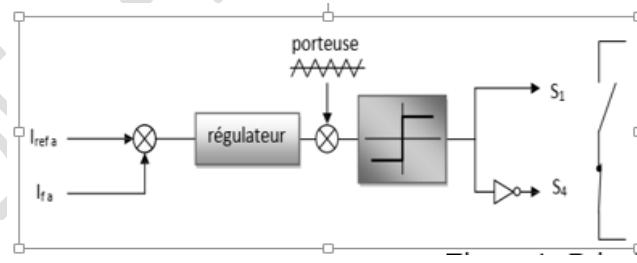
245 Pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif autour de sa référence, trois techniques de  
 246 commande peuvent être utilisées :

- 247 ✓ La commande par hystérésis.
- 248 ✓ La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- 249 ✓ La commande par MLI vectorielle

250 L'objectif de la commande, que ce soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres  
 251 d'ouverture et fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le  
 252 plus proche de sa référence [14].

### 2.9. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

254 La technique de commande par MLI : la commande par modulation de largeur  
 255 d'impulsion résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en  
 256 fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur.  
 257 La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans  
 258 doute la MLI à échantillonnage naturel, dite MLI interjective. Cette technique de  
 259 commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de  
 260 référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa  
 261 référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à  
 262 fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit  
 263 l'ordre de commande des interrupteurs. [15]. Le schéma de principe est donné par la figure  
 264 suivante :



272 **Figure 4 : Principe de commande par MLI**

### 2.10. Commande du filtre actif parallèle

274 Il existe deux stratégies de commande, à savoir

- 275 ✓ Stratégies de commande directe
- 276 ✓ Stratégies de commande indirecte

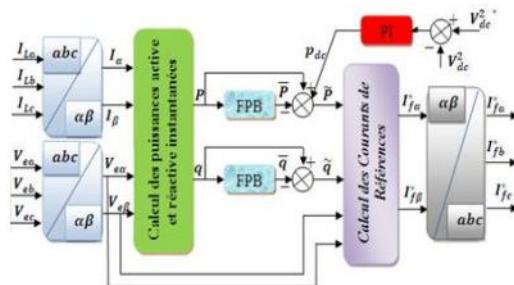
277 **La commande dite directe**, est basé sur la comparaison du courant de référence  $i_{ref}(t)$  obtenu  
 278 par une méthode appropriée à partir de la mesure du courant de la charge polluante ( $t$ ) au  
 279 courant injecté par le filtre actif de puissance ( $t$ ).

280 **La commande dite indirecte**, à la différence de la précédente, compare les courants de  
281 référence  $i_{ref}(t)$  produits par une méthode appropriée, avec le courant de source ( $t$ ).

282 La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le  
283 domaine temporel. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été  
284 perturbateurs ont déjà été proposées :

- 285 ✓ Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante
- 286 ✓ Identification à partir de la détection du courant de la source
- 287 ✓ Identification à partir de la détection tension de la source.

288 La méthode la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires  
289 instantanées. Cette méthode est valide aussi bien en régime permanent qu'en régime  
290 transitoire.



291

292 **Figure 5 :Principe de la méthode des puissances instantanées pq.**

293 En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties active,  
294 réactive et déformante.

295  $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$  (20)

296 Dans cette stratégie de contrôle, les mesures des tensions et des courants exprimés sous  
297 forme triphasée ( $a-b-c$ ) sont converties en système biphasé ( $\alpha-\beta$ ) équivalent à l'aide de la  
298 transformée de Concordia qui laisse la puissance invariante :

299 
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (21)$$

300 
$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (22)$$

301 La puissance réelle instantanée  $p$  et la puissance réactive instantané  $q$  peuvent être exprimées  
302 de façon équivalente en système biphasé par :

303 
$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\alpha \\ -V_\beta & V_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (23)$$

304 Ce nous donne :

305 Puissance réelle instantanée  $p = V_\alpha * i_\alpha + V_\beta * i_\beta \quad (24)$

306 Puissance imaginaire instantanée  $q = V_\alpha * i_\beta - V_\beta * i_\alpha \quad (25)$

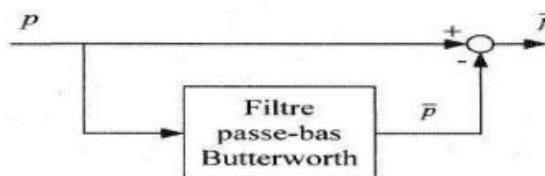
307 La puissance réelle instantanée ainsi que la puissance imaginaire instantanée peuvent être  
 308 exprimées de la façon suivante :

309 
$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (26)$$

310 Où  $p$  et  $q$  sont, de façon respective, les composantes des puissances moyennes actives et  
 311 réactives correspondant au courant de charge fondamentale (50 Hz), alors que  $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$   
 312 correspondent aux composantes alternatives liées au courant harmonique. La compensation  
 313 d'harmoniques par le filtre actif se fait par la génération de ces dernières :

314 
$$\begin{cases} p^* = \tilde{p} \\ q^* = \tilde{q} \end{cases} \quad (27)$$

315 En conséquence, l'élimination de la composante fondamentale dans les équations (26) et  
 316 (27) s'effectue à l'aide de deux filtres passe-bas de Butteront d'ordre deux [16].



317

318 **Figure 6** : Filtrage de la composante de la puissance continue

319 Les courants de compensation de référence se calculent par la formule suivante :

320 
$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \end{bmatrix} \quad (28)$$

321 ou :

322 
$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & -V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (29)$$

323 La méthode des puissances instantanées possède les quelques caractéristiques suivantes :

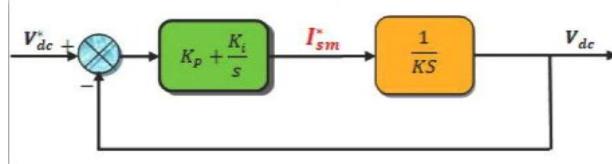
- 324 ✓ Elle est une théorie inhérente aux systèmes triphasés.
- 325 ✓ Elle peut être appliquée à tout type de systèmes triphasés (équilibré ou déséquilibré,  
 326 avec ou sans harmonique).
- 327 ✓ □ Elle est basée sur des valeurs instantanées, ce qui lui donne de bons temps de réponse  
 328 dynamique.
- 329 ✓ Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante des semi-conducteurs  
 330 composant l'onduleur du filtre actif.
- 331 ✓ Méthode de calcul simple (elle n'est composée que d'expression algébrique et peut être  
 332 implémentée à l'aide d'un processeur standard).

333 La régulation et l'adaptation du filtre actif :

334 Pour que le filtre actif s'adapte aux variations de la charge on doit agir sur deux  
 335 paramètres essentiels qui sont la tension continue à l'entrée de l'onduleur et le courant du  
 336 filtre actif parallèle.

337 **2.11. Régulation de la tension continue**

338 La tension moyenne  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur  
 339 fixe. Les principales causes susceptibles de la modifier sont les pertes dans le filtre actif  
 340 (Semi-conducteur et filtre de sortie). La régulation de la tension moyenne aux bornes du  
 341 condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux  
 342 actifs dans les courants de référence.



343

344 **Figure 7** :Schéma fonctionnel pour une régulation de la tension continue

345 De ce fait, la tension mesurée du bus continu  $V_{dc}$  est comparée à une tension de référence  
 346  $V_{dc}^*$  en appliquant l'erreur au contrôleur PI afin d'obtenir l'amplitude des trois courants de  
 347 référence de la source  $I_{sm}^*$ .

348 Ensuite cette amplitude sera multipliée par trois signaux sinusoïdaux unitaires pour  
 349 l'obtention des trois courants de référence instantanés de source  $I_{dc-a}^*$ ,  $I_{dc-b}^*$ ,  $I_{dc-c}^*$ .

350 En se basant sur le schéma fonctionnel de la régulation donne par la figure ci-dessous, la  
 351 fonction de transfert du système en boucle ferme est de la forme :

$$352 \quad FTBF(s) = \frac{K_p S + K_I}{KS^2 + K_p S + K_I} = \frac{\frac{K_p}{K} \left( S + \frac{K_I}{K_p} \right) +}{S^2 + \frac{K_p}{KS} + \frac{K_I}{K}} \quad (30)$$

353 Cette fonction de transfert présente un système de deuxième ordre. Donc, en égalisant le  
 354 dénominateur de cette dernière avec le polynôme caractéristique, on obtient :

$$355 \quad S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2 = S^2 + \frac{K_p}{KS} + \frac{K_I}{K} \quad (31)$$

356 Un calcul simple, nous permet d'obtenir les valeurs de régulateur PI comme suit :

$$357 \quad \begin{cases} K_I = K\omega_n^2 \\ K_p = 2\zeta\omega_n K \end{cases} \quad (31)$$

358 Un bon choix de  $\zeta$  et  $\omega_n$  nous permet d'obtenir des bons résultats. [17]

359 Régulation du courant du filtre actif parallèle

360 En négligeant les effets du condensateur  $C_{fet}$  des résistances du filtre de sortie sur le  
 361 courant de référence  $I_{inj}$  (pour les harmoniques basses fréquences qui sont loin de la  
 362 fréquence de commutation), nous pouvons écrire la relation suivante caractérisant le courant  
 363 du filtre actif  $I_{inj}$ .

$$364 \quad L_f \frac{d}{dt} I_{inj} = V_f - V_s \quad (32)$$

365 Notons par  $I_f$  le courant de référence et le courant mesuré à partir de la relation  
 366 suivante :

$$367 \quad \Delta I_f = I_{ref} - I_{inj}$$

368 (33) A partir des équations (13) et '14), nous obtenons l'expression ci-dessous :

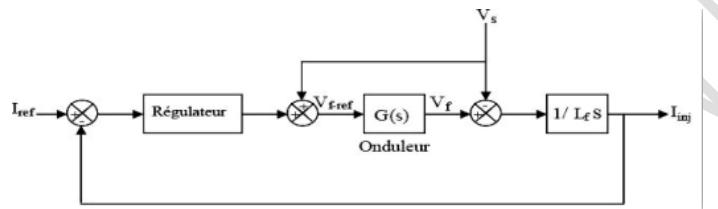
369  $L_f \frac{d}{dt} \Delta L_f = \left( V_s + \frac{d}{dt} I_{ref} \right) - V_f \quad (34)$

370 Le premier terme de la partie droite de la relation (15) peut être défini comme tension de  
371 référence ( $V_f$ -ref), ce qui nous donne l'expression suivante :

372  $V_{f-ref} = V_s - L_f \frac{d}{dt} I_{ref}$

373 (35)

374 L'écart entre  $V_f$ -refet  $V_f$  produit alors une erreur sur le courant. Selon la relation (34), la  
375 tension de référence est composée de deux termes à fréquences différentes. Le premier  
376 représente la tension du réseau  $V_s$  directement mesurable. Le second est égal à la chute de  
377 tension aux bornes de l'inductance  $L_f$ , lorsque celle-ci est traversée par un courant égal à celui  
378 de référence. Ce terme doit être élaboré par un régulateur de courant, comme le montre  
379 la figure (8).



381 **Figure 8 :** Schéma de la régulation des courants du filtre actif parallèle

382 Dans ce schéma,  $G(s)$  représente l'onduleur qui peut être modélisé par la relation suivante  
383 [18] :

384  $G(s) = K \frac{1}{1+\tau s} \quad (36)$

385  $K = \frac{V_{dc}}{2V_p} \quad (37)$

386 Avec  $V_{dc}$  : la tension du côté continu de l'onduleur,

387  $V_p$  : L'amplitude de la porteuse triangulaire et ( $\tau$ ) représentant le retard causé par le calcul des  
388 courants perturbateurs.

389 Le régulateur doit satisfaire les objectifs généraux de la régulation ainsi les contraintes liées  
390 au rejet des perturbations.

### 391 3. Résultat et discussions

#### 392 3.1. Méthode de régulation par PI

393 Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux  
394 contraintes liées au rejet des perturbations. Dans le cas d'un régulateur aussi simple que le  
395 régulateur *PI*, et à cause du manque de degré de liberté que nous impose ce dernier, seule la  
396 poursuite des références pour un point de fonctionnement fixe pourra être envisagée. A cela  
397 s'ajoute le problème du compromis à trouver dans le cas d'une structure de *filtre actif*  
398 *parallèle* avec un filtre de sortie du premier ordre (choix de l'inductance) [19]. En effet, un  
399 régulateur *PI* ne peut pas assurer, avec les seuls paramètres de correction  $K_P$  et  $K_I$ , les  
400 objectifs de régulation en boucle fermée pour un système d'origine d'ordre supérieur à un.

401 Avec les données suivantes : alimentation

$V_s$	$f$	$R_s$	$L_s$	$R_c$	$L_c$
-------	-----	-------	-------	-------	-------

380V	50hz	0.2mH	0.01Ω	0.02Ω	1.5mH
------	------	-------	-------	-------	-------

403  
404  
405

406 Charge non linéaire Filtre actif parallèle

$Rd$	$Ld$	$Rad$
2Ω	2mH	4Ω

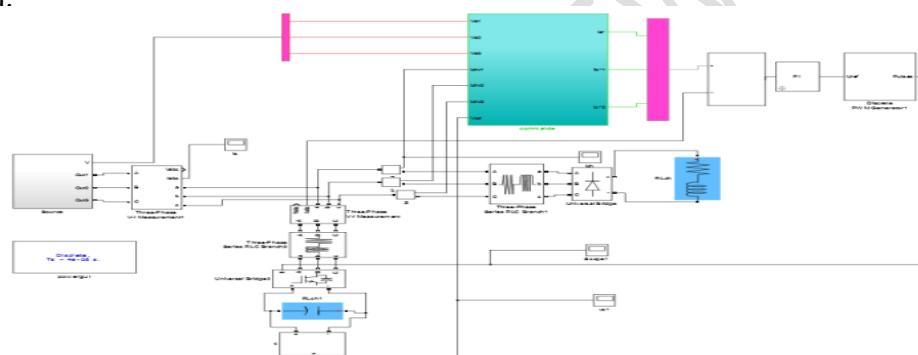
$Lf$	$Rf$	$Vdc$	$Cdc$
0.15mH	5mΩ	800V	4.4mF

409 **Etape 1** : réseau électrique alimente une charge non linéaire avant application de toute  
410 opération de filtrage.

411 **Etape2** : réseau électrique alimente une charge non linéaire avec filtre actif parallèle à  
412 commande classique (régulateur pi)[20].

413 Simulation numérique sous Matlab Simulink :

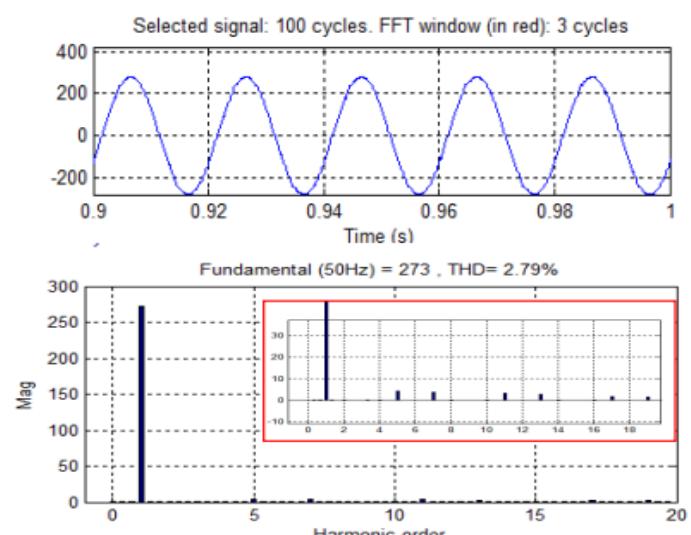
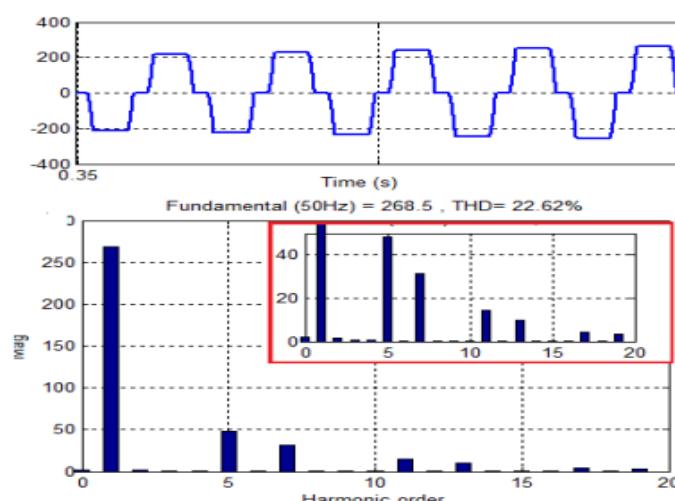
414 Dans cette partie, nous présenterons les résultats de simulation obtenus pour la  
415 méthode d'identification des courants de référence précédemment étudiées, à savoir la  
416 théorie p.a.



423 **Figure 9** : modélisation de filtre actif parallèle par Matlab

424 Après l'injection du courant de référence reproduit par le filtre actif dans le réseau, on peut  
425 constater qu'une fois le filtre actif parallèle est mis en marche, le courant du réseau est  
426 désormais sinusoïdal. La figure (10) montre le nouveau courant avec un **THD** % = 2.79  
427 %. (système simulé est une source triphasé équilibré avec diode (PD3) inductive et charge  
428 PD3 non linéaire, avec le taux harmonique trouvé conforme, car il répond au limite fixé par la  
429 norme de 5 et 8%). [21]

430



438

439

440 **Figure 10** : Spectre harmonique de courant de source avant et après filtrage avec PI classique

441

442 **Conclusion**443 Dans cet article nous avons donné une méthode de régulation et un système d'équation  
444 mathématique d'un filtre actif parallèle, donné un modèle Simulink de ce filtre auquel nous  
445 avons ajouté un dispositif d'injection du courant capable de contrôler les courants injectées par  
446 ce dispositif dans le réseau électrique. Les résultats obtenus présentent une petite amélioration  
447 par rapport au taux de distorsion harmonique.

448

449 **Références**450 [1]- NEAGU, C. BOGDAN, GRIGORAŞ, GHEORGHE, et SCARLATAACHE, Florina. The  
451 influence of harmonics on power losses in urban distribution networks. In : Fundamentals of  
452 Electrical Engineering (ISFEE), 2016 Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE),  
453 2016 International Symposium on. IEEE, (2016) 1 - 4 p.454 [2]- KHADKIKAR, VINOD, XU, DIANGUO, et CECATTI, CARLO, Emerging Power  
455 Quality Problems and State-of-the-Art Solutions. IEEE Transactions on Industrial Electronics,  
456 Vol. 64, No 1, (2017) 761 - 763 p.457 [3]- HADI Y. Kanaan, KAMAL Al-Haddad, Comparative evaluation of average-model based  
458 controlled schemes applied to three phase series active power filter for voltage harmonic  
459 cancellation, IEEE,(2004)460 [4]-CHENNAI SALIN, Etude et modélisation et commande des filtres actifs : apport des  
461 techniques de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat en génie électrique, université  
462 Mohammed KHEIDER Biskra, Algérie, (2013).463 [5]-SCHWANZ, DAPHNE, BAGHERI, AZAM, BOLLEN, MATH, et al., Active Harmonic  
464 Filters: control techniques review. In : Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016 17th  
465 International Conferenceon. IEEE, (2016) 36 - 41 p466 [6]-IEEE STD 1159-1995, «IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power  
467 Quality», 1995.468 [7] - J.-N. Fiorina, « Harmoniques en amont des redresseurs des ASI », Cahier Technique  
469 n° 160.470 [8] - L. Benchaïta, « Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif  
471 parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande » Thèse  
472 de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 30 Octobre 1998.473 [9] - H.Sasaki, T.Machida, « A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic  
474 compensation-consideration on basic design », IEEE Trans. Power Appl. Syst., vol. 90,  
475 No. 5, pp. 2009-2019, 1971.476 [10] - L. Gyugyi and E.C. Strycula, « Active AC power filters », IEEE/IAS Annual Meeting,  
477 pp. 529-535. 1976.

- 478 [11] - L. Merabet, S. Saad et A. Omeiri, «Compensation des courant harmoniques par filtre  
479 actif parallèle », Revue synthèse N°14 Juin 2005.
- 480 [12]-H.Bouchikha,M.Ghers “three phase shunt hybrid filters for the current harmonics  
481 suppression and the reactive power compensation”. Euro journalspublishing,inc ,vol.24  
482 N° .4'(2008),pp.,580-590.
- 483 [13] – Tokuo Ohnishi, Kenichiro Ueki et Masahide Hojo, «Source current detection control of  
484 active filter for preventing current oscillation», 35th Annual IEEE Power electronics  
485 Specialists Conference, Aachen, Germany, pp 965-965, 2004
- 486 [14] – J. C. Wu, H. L. Jou, «Simplified control for the single phase active power filter», IEE  
487 Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 3, pp 219-224, May 1996
- 488 [15]- A. Omeiri, A. Haddouche, L. Zellouma and S. Saad, «A three phase shunt active  
489 powerfilter for currents harmonics suppression and reactive power compensation», AJIT 5  
490 (12):  
491 pp 1454-1457, 2006
- 492 [16] Control and Testing of a Dynamic Voltage Restorer (DVR) at Medium Voltage  
493 Level; J.G Nielsen, M. Newman, H. Nielsen, F. Blaabjerg; IEEE Trans. PowerElectronics,  
494 Vol. 19, No. 3, May 2004, Page(s):806- 813.
- 495 [17] A Dynamic Voltage Restorer (DVR) with Selective Harmonic Compensation at  
496 Medium Voltage Level; M. J. Newman, D.G. Holmes, J.G. Nielsen, F. Blaabjerg; IEEE  
497 Trans. Ind. Appl., Vol. 41, No. 6, Nov./Dec. 2005, Page(s):1744- 1753.
- 498 [18] A calculation for the compensation voltages in dynamic voltage restorers by use of  
499 PQR power theory; Kim Hyosung, Lee Sang-Joon, SulSeung-Ki; IEEE Applied Power  
500 Electronics Conference and Exposition, APEC '04, Nineteenth Annual, Vol. 1, 2004,  
501 Page(s):573- 579.
- 502 [19] An Adaptive Arc Furnace Model; ZhengTongxin, E.B. Makram; IEEE Trans  
503 Power Delivery, Vol. 15, No. 3, July 2000, Page(s):931- 939.
- 504 [20] An Improved Time Domain Arc Furnace Model for Harmonic Analysis; M.A.P.  
505 Alonso, M.P. Donsion; IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 19, No. 1, Jan. 2004,  
506 Page(s):367- 373.
- 507 [21] Arc-Furnace Model for the Study of Flicker Compensation in Electrical Networks;  
508 G.C. Montanari, M. Loggini, A. Cavallini, L. Pitti, D. Zaninelli; IEEE Trans. Power  
509 Delivery, Vol. 9, No. 4, October 1994, Page(s):2026- 2036.
- 510