

République Algérienne Démocratique et Populaire  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**



**UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES**  
**Faculté de Génie Electrique**  
**Département d'Electrotechnique**



Thèse présentée par :

**Mme DAHMANI Samira**

Pour l'obtention du diplôme de :

**Doctorat 3<sup>ème</sup> Cycle : *Commande électrique***

Intitulé de la thèse :

**Elaboration de différentes techniques intelligentes pour le  
contrôle de convertisseurs statiques dédiés à la  
compensation active des harmoniques dans les réseaux  
électriques**

*Présentée devant le jury composé de :*

Mr. MASSOUM Ahmed	Professeur (UDL. Sidi Bel-Abbès)	Président
Mr. SEMMAH Abdelhafid	MCA (UDL. Sidi Bel-Abbès)	Directeur de thèse
Mr. WIRA Patrice	Professeur (U.H.A. Mulhouse - France)	Co-directeur de thèse
Mr. BENTAALLAH Abderrahim	Professeur (UDL. Sidi Bel-Abbès)	Examineur
Mr. TALEB Rachid	Professeur (Université de Chlef)	Examineur

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*In the name of Allah, the Beneficent, the Merciful*

## ***REMERCIEMENTS***

Je tiens à remercier tout premièrement ALLAH le Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

Je tiens en tout particulièrement à exprimer ma profonde reconnaissance envers mon directeur de thèse Monsieur **SEMMAH Abdelhafid** maître de conférences à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, qui m'a guidé, conseillé et aidé tout le long de ce travail, et pour m'avoir offert un sujet aussi riche et passionnant.

Je tiens aussi à exprimer toute ma gratitude à Monsieur WIRA Patrice Professeur à l'IUT de Mulhouse de l'université Haute Alsace en France, pour avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse.

Je remercie Monsieur **MASSOUM Ahmed** Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, pour avoir accepté de me faire l'honneur de présider le jury de ma soutenance. Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements aux membres du jury examinateurs :

Monsieur **BENTAALLAH Abderrahim** Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, Monsieur **TALEB Rachid** Professeur à l'Université Hassiba Benbouali de Chlef, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Mes remerciements vont également à mes collègues, mes amis, et toute personne ayant aidé, de près ou de loin, directement ou indirectement, à l'aboutissement de ce travail.

Les résultats de simulation consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications nationales et internationales. Ces travaux sont effectués au sein du laboratoire ICEPS (Intelligent Control and Electrical Power Systems) de l'université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès.

### **PUBLICATION INTERNATIONALE**

**Dahmani Samira**, Semmah Abdelhafid., Kadem Mohamed, Wira Patrice., "Genetic algorithm optimization of a SAPF based on the fuzzy-DPC concept", PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, 95 (7), pp. 60-65, 2019

Mohammed Kadem, Abdelhafid Semmah, Patrice Wira, **Samira Dahmani**, "Fuzzy logic based instantaneous power ripple minimization for direct power control applied in a shunt active power filter ", Electrical Engineering Springer, ISSN 0948-7921, 2020

### **COMMUNICATIONS INTERNATIONALES**

**Dahmani Samira**, Semmah Abdelhafid, Wira Patrice, « PWM rectifier fuzzy logic control using DPC technology », la première conférence internationale de science et énergie 21-23 Septembre 2018, Antalya- Turquie.

**Dahmani Samira**, Semmah Abdelhafid, Wira Patrice, « Comparative Study of Traditional and Fuzzy Switching table of Direct Power Control for an Active Power Filter », la troisième conférence internationale ICAMIME 19-20 Avril 2019, Tunis.

**Dahmani Samira**, Semmah Abdelhafid, Wira Patrice, Comparative study of genetic algorithm and fuzzy DC- voltage control applied to a DPC-PWM rectifier », la première conférence internationale sur les réseaux électriques intelligents 28-29 Avril 2019, Oran- Algérie.

**Dahmani Samira**, Semmah Abdelhafid, Khenfar Noureddine, Kadem Mohamed , «Comparative study of PI optimized by genetic algorithm and fuzzy controller for DC voltage control based on DPC for a three-phase PWM rectifier », la première conférence internationale ICMEMIS 29-30 Juin 2019, Djelfa-Algérie.

KHENFAR Noureddine, SEMMAH Abedlhafid, **DAHMANI Samira**, «A Performance of fuzzy band hysteresis control and DC bus voltage fuzzy regulator for shunt active power filter», la première conférence internationale ICMEMIS 29-30 Juin 2019, Djelfa-Algérie.

## COMMUNICATIONS NATIONALES

**Dahmani Samira**, Semmah Abdelhafid., Kadem Mohamed, Wira Patrice « Commande par logique floue d'un redresseur à MLI contrôlé par la technique DPC », Premières journées doctorales de génie électrique, l'université Djillali Liabes Sidi Bel Abbes, Algérie, 4-5 Décembre 2017.

## Liste des figures :

### Chapitre I

<b>Figure I.1</b>	<i>Image d'une Onde déformée.</i>	09
<b>Figure I.2</b>	<i>Représentation spectrale.</i>	09
<b>Figure I.3</b>	<i>Filtre passif résonant.</i>	13
<b>Figure I.4</b>	<i>Filtre passif amorti.</i>	13
<b>Figure I.5</b>	<i>Filtre actif parallèle.</i>	15
<b>Figure I.6</b>	<i>Filtre actif série.</i>	16
<b>Figure I.7</b>	<i>Filtre actif série et filtre passif parallèle.</i>	17
<b>Figure I.8</b>	<i>Filtre actif série connecté avec un filtre passif parallèle.</i>	17
<b>Figure I.9</b>	<i>Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.</i>	18
<b>Figure I.10</b>	<i>Redresseur à MLI.</i>	18
<b>Figure I.11</b>	<i>Redresseur MLI de courant.</i>	19
<b>Figure I.12</b>	<i>Redresseur à MLI de tension.</i>	19

### Chapitre II

<b>Figure II.1</b>	<i>Redresseur triphasé à MLI.</i>	21
<b>Figure II.2</b>	<i>Passage de la tension du réseau à la tension d'entrée du pont.</i>	23
<b>Figure II.3</b>	<i>Schéma fonctionnel d'un redresseur à MLI.</i>	24
<b>Figure II.4</b>	<i>Schéma fonctionnel linéaire d'un redresseur à MLI.</i>	25
<b>Figure II.5</b>	<i>Structure générale du FAP.</i>	25
<b>Figure II.6</b>	<i>Circuit équivalent de la première phase.</i>	26
<b>Figure II.7</b>	<i>Schéma fonctionnel du filtre actif dans le repère abc.</i>	27
<b>Figure II.8</b>	<i>Le passage dans le référentiel tournant de la composante équilibrée directe.</i>	27
<b>Figure II.9</b>	<i>Schéma fonctionnel du filtre actif dans le repère dq.</i>	29
<b>Figure II.10</b>	<i>Principe de la commande par hystérésis.</i>	29
<b>Figure II.11</b>	<i>Commande par hystérésis.</i>	30
<b>Figure II.12</b>	<i>Principe de la commande de courant par MLI.</i>	31
<b>Figure II.13</b>	<i>Commande des interrupteurs par MLI naturelle</i>	31
<b>Figure II.14</b>	<i>Hexagone des tensions et courants définis dans le plan (<math>\alpha, \beta</math>)</i>	32
<b>Figure II.15</b>	<i>Tension et courant de source avant filtrage</i>	36
<b>Figure II.16</b>	<i>Spectre harmonique de courant de source avant filtrage</i>	37
<b>Figure II.17</b>	<i>Courant de la charge non linéaire</i>	37
<b>Figure II.18</b>	<i>La tension et le courant de la source après le filtrage</i>	38
<b>Figure II.19</b>	<i>Le spectre harmonique du courant de source <math>i_s</math></i>	38
<b>Figure II.20</b>	<i>Courant de référence courant généré par le filtre actif</i>	38
<b>Figure II.21</b>	<i>Génération des courants de référence par l'algorithme du filtre coupe-bande</i>	41
<b>Figure II.22</b>	<i>Schéma bloc de synoptique de la régulation linéaire cascade du compensateur de puissance réactive</i>	44
<b>Figure II.23</b>	<i>Modélisation de la boucle interne</i>	44

<b>Figure II.24</b>	<i>Modélisation de la boucle externe</i>	44
<b>Figure II.25</b>	<i>Calcul des courants de référence dans le repère dq</i>	46
<b>Figure II.26</b>	<i>Régulation des courants réseaux dans le repère dq avec compensation du couplage</i>	47
<b>Figure II.27</b>	<i>Régulation linéaire cascade du compensateur dans le repère dq, avec compensation du couplage</i>	48
<b>Figure II.28</b>	<i>Schéma synoptique simplifié du circuit de régulation</i>	48
<b>Figure II.29</b>	<i>Régulation en boucle fermée</i>	49
<b>Figure II.30</b>	<i>Tension simple d'entrée du Compensateur <math>V_{AO}</math> [V]</i>	51
<b>Figure II.31</b>	<i>Puissance réactive échangée entre le réseau et le compensateur <math>Q</math> [Vars]</i>	52
<b>Figure II.32</b>	<i>Puissance active échangée entre le réseau et le compensateur <math>P</math> [W]</i>	52
<b>Figure II.33</b>	<i>Courant réactif <math>I_q</math></i>	53
<b>Figure II.34</b>	<i>Courant actif <math>I_d</math></i>	53
<b>Figure II.35</b>	<i>Courant de phase <math>I_{sa}</math> [A] par rapport à la tension du réseau <math>V_{sa}</math> [V]</i>	53
<b>Figure II.36</b>	<i>Tension continue <math>V_{dc}</math></i>	54
<b>Figure II.37</b>	<i>Schéma de commande basée sur les puissances instantanées du filtre actif de puissance</i>	54
<b>Figure II.38</b>	<i>Forme d'onde du courant absorbé par la charge non linéaire <math>I_{La}</math> [A]</i>	55
<b>Figure II.39</b>	<i>Spectre des harmoniques du courant de phase de la charge non-linéaire <math>I_{La}</math></i>	55
<b>Figure II.40</b>	<i>Tension continue <math>V_{dc}</math></i>	56
<b>Figure II.41</b>	<i>Forme d'onde du courant injecté par le filtre actif pour la première phase <math>I_{fa}</math></i>	56
<b>Figure II.42</b>	<i>Formes d'onde du courant du réseau <math>I_{sa}</math> [A] et la tension correspondante <math>V_{sa}</math></i>	57
<b>Figure II.43</b>	<i>Spectre d'harmoniques du courant du réseau <math>I_{sa}</math> [A]</i>	57

### Chapitre III

<b>Figure III.1</b>	<i>Configuration générale de la technique DPC.</i>	60
<b>Figure III.2</b>	<i>Vecteur tension estimé dans le plan <math>(\alpha, \beta)</math>.</i>	62
<b>Figure III.3</b>	<i>Plan <math>\alpha</math>-<math>\beta</math> divisé en 12 secteurs.</i>	62
<b>Figure III.4</b>	<i>Régulation de la tension continue avec un correcteur PI.</i>	66
<b>Figure III.5</b>	<i>Calcul de la puissance de référence.</i>	66
<b>Figure III.6</b>	<i>Configuration générale de la commande DPC basée sur le flux virtuel.</i>	67
<b>Figure III.7</b>	<i>Analogie entre le côté alternatif du C.A.S et le stator d'un moteur à courant alternatif virtuel.</i>	67
<b>Figure III.8</b>	<i>Vecteurs et coordonnées de références.</i>	68
<b>Figure III.9</b>	<i>Estimateur de flux virtuel.</i>	69
<b>Figure III.10</b>	<i>Formes d'onde de la tension DC contrôlé par régulateur PI classique.</i>	71
<b>Figure III.11</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne.</i>	72
<b>Figure III.12</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne.</i>	72
<b>Figure III.13</b>	<i>Formes d'onde de la tension et du courant de ligne.</i>	73
<b>Figure III.14</b>	<i>Schéma de simulation sous SIMPOWERSYST.</i>	73

<b>Figure III.15</b>	<i>Formes d'onde de la tension DC contrôlé par régulateur PI classique.</i>	74
<b>Figure III.16</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne.</i>	74
<b>Figure III.17</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne.</i>	75
<b>Figure III.18</b>	<i>Formes d'onde de la tension et du courant de ligne <math>i_s</math> [A].</i>	75
<b>Figure III.19</b>	<i>Courant absorbé par la charge non linéaire <math>I_{la}</math> [A].</i>	76
<b>Figure III.20</b>	<i>Spectre d'harmoniques du courant <math>i_{la}</math> [A].</i>	76
<b>Figure III.21</b>	<i>Formes d'onde de la tension et du courant de ligne <math>i_s</math> [A].</i>	77
<b>Figure III.22</b>	<i>Spectre d'harmoniques du courant <math>i_s</math>.</i>	77
<b>Figure III.23</b>	<i>Formes d'onde de la tension DC.</i>	77
<b>Figure III.24</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne.</i>	78
<b>Figure III.25</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne.</i>	78
<b>Figure III.26</b>	<i>Formes d'onde de la puissance active <math>P_f</math> [W] du filtre.</i>	78
<b>Figure III.27</b>	<i>Formes d'onde de la puissance réactive <math>Q_f</math> [Vars] du filtre actif.</i>	79
<b>Figure III.28</b>	<i>Forme d'onde du courant continu <math>I_{dc}</math> [A].</i>	79

#### Chapitre IV

<b>Figure IV.1</b>	<i>Formes usuelles des fonctions d'appartenance.</i>	81
<b>Figure IV.2</b>	<i>Schéma de principe du régulateur flou.</i>	82
<b>Figure IV.3</b>	<i>Principe du contrôle flou de la tension continue.</i>	86
<b>Figure IV.4</b>	<i>Fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie.</i>	87
<b>Figure IV.5</b>	<i>Configuration générale de la commande DPC basée sur la logique floue.</i>	88
<b>Figure IV.6</b>	<i>Fonctions d'appartenance pour les erreurs des puissances active <math>\Delta p</math> et réactive <math>\Delta q</math> et la position <math>\theta</math> du vecteur de tension.</i>	89
<b>Figure IV.7</b>	<i>Fonctions d'appartenance pour la variable de sortie <math>V_i</math>.</i>	89
<b>Figure IV.8</b>	<i>Réponse de la tension DC pour une variation en échelon avec régulateur flou.</i>	90
<b>Figure IV.9</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne.</i>	91
<b>Figure IV.10</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne.</i>	91
<b>Figure IV.11</b>	<i>Formes d'onde de la tension et du courant de ligne.</i>	92
<b>Figure IV.12</b>	<i>DPC floue appliquée à un filtre actif de puissance parallèle.</i>	93
<b>Figure IV.13</b>	<i>Courant absorbé par la charge non linéaire <math>I_{la}</math> [A].</i>	94
<b>Figure IV.14</b>	<i>Le spectre d'harmoniques du courant <math>i_{la}</math> [A].</i>	94
<b>Figure IV.15</b>	<i>Forme d'onde du courant de ligne.</i>	95
<b>Figure IV.16</b>	<i>Le spectre d'harmoniques du courant <math>i_s</math>.</i>	95
<b>Figure IV.17</b>	<i>Forme d'onde de la tension continue <math>V_{dc}(V)</math>.</i>	95
<b>Figure IV.18</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne (W).</i>	96
<b>Figure IV.19</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne (Var).</i>	96
<b>Figure IV.20</b>	<i>Formes d'onde de la puissance active <math>P_f</math> [W] du filtre.</i>	97
<b>Figure IV.21</b>	<i>Forme d'onde du courant continu <math>I_{dc}</math> [A].</i>	97
<b>Figure IV.22</b>	<i>Formes d'onde de la puissance réactive <math>Q_f</math> [Vars] du filtre actif.</i>	97
<b>Figure IV.23</b>	<i>Formes d'onde de la tension DC <math>V_{dc}</math> (V).</i>	98

<b>Figure IV.24</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne (W).</i>	98
<b>Figure IV.25</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne (Var).</i>	99
<b>Figure IV.26</b>	<i>Formes d'onde du courant de ligne <math>i_s</math> [A].</i>	99
<b>Figure IV.27</b>	<i>FFT Spectre d'harmonique du courant de source (DPC floue).</i>	100

### Chapitre V

<b>Figure V.1</b>	<i>Schéma simplifié d'un neurone biologique</i>	102
<b>Figure V.2</b>	<i>Modélisation d'un neurone formel.</i>	103
<b>Figure V.3</b>	<i>Fonction linéaire.</i>	104
<b>Figure V.4</b>	<i>Fonction sigmoïde.</i>	104
<b>Figure V.5</b>	<i>Illustration de l'apprentissage supervisé</i>	105
<b>Figure V.6</b>	<i>Illustration de l'apprentissage non supervisé.</i>	106
<b>Figure V.7</b>	<i>Modèle de perceptron.</i>	107
<b>Figure V.8</b>	<i>Architecture du perceptron multicouche.</i>	109
<b>Figure V.9</b>	<i>Structure du réseau Adaline pour l'estimation des harmoniques.</i>	109
<b>Figure V.10</b>	<i>Configuration générale de la commande DPC basée sur le réseau de neurone</i>	111
<b>Figure V.11</b>	<i>Régulation de la tension continue par un contrôleur ANN</i>	111
<b>Figure V.12</b>	<i>Courant absorbé par la charge non linéaire <math>I_{la}</math> [A].</i>	112
<b>Figure V.13</b>	<i>Forme d'onde du courant de ligne</i>	113
<b>Figure V.14</b>	<i>Le spectre d'harmoniques du courant <math>i_s</math></i>	113
<b>Figure V.15</b>	<i>Forme d'onde de la tension continue <math>V_{dc}(V)</math></i>	113
<b>Figure V.16</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne (W)</i>	114
<b>Figure V.17</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne.</i>	114
<b>Figure V.18</b>	<i>Formes d'onde de la tension continue <math>V_{dc}</math> [V].</i>	115
<b>Figure V.19</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne (Var)</i>	115
<b>Figure V.20</b>	<i>Forme d'onde du courant de ligne</i>	116

### Chapitre VI

<b>Figure VI.1</b>	<i>Croisement en un point de deux chromosomes.</i>	122
<b>Figure VI.2</b>	<i>Croisement à deux points.</i>	122
<b>Figure VI.3</b>	<i>Croisement uniforme.</i>	122
<b>Figure VI.4</b>	<i>Structure d'un régulateur basé sur le principe de l'algorithme génétique.</i>	126
<b>Figure VI.5</b>	<i>L'algorithme d'optimisation des gains de contrôleur PI.</i>	127
<b>Figure VI.6</b>	<i>Formes d'onde de la tension DC contrôlé par régulateur PI classique et un régulateur PI optimisé par algorithme génétique.</i>	128
<b>Figure VI.7</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne.</i>	129
<b>Figure VI.8</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne.</i>	129
<b>Figure VI.9</b>	<i>Formes d'onde de la tension et du courant de ligne.</i>	130
<b>Figure VI.10</b>	<i>Facteur de puissance.</i>	130

<b>Figure VI.11</b>	<i>Formes d'onde de la tension continue contrôlée par un régulateur PI classique et un régulateur PI optimisé par un algorithme génétique pour la DPC floue.</i>	131
<b>Figure VI.12</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne.</i>	132
<b>Figure VI.13</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne.</i>	132
<b>Figure VI.14</b>	<i>Courant de source <math>i_s</math> [A] et la tension de source <math>V_s</math> [V].</i>	132
<b>Figure VI.15</b>	<i>Courant absorbé par la charge non linéaire <math>I_{la}</math> [A].</i>	133
<b>Figure VI.16</b>	<i>Puissance active instantanée de la ligne.</i>	134
<b>Figure VI.17</b>	<i>Puissance réactive instantanée de la ligne.</i>	134
<b>Figure VI.18</b>	<i>Formes d'onde de la tension continue <math>V_{dc}</math> [V].</i>	134
<b>Figure VI.19</b>	<i>Forme d'onde du courant de ligne.</i>	135
<b>Figure VI.20</b>	<i>Le spectre d'harmoniques du courant <math>i_s</math>.</i>	135

### Liste des tableaux :

<b>Tableau III.1</b>	<i>Table de commutation de la DPC.</i>	64
<b>Tableau III.2</b>	<i>Paramètres du système à simuler.</i>	71
<b>Tableau III.3</b>	<i>Valeurs des éléments caractérisant la structure étudiée.</i>	74
<b>Tableau IV.1</b>	<i>Matrice de règles d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable.</i>	84
<b>Tableau IV.2</b>	<i>Matrice d'inférences du régulateur flou.</i>	87
<b>Tableau IV.3</b>	<i>Table de commutation floue.</i>	89
<b>Tableau IV.4</b>	<i>Paramètres du système à simuler.</i>	90
<b>Tableau VI.1</b>	<i>Paramètres du système à simuler.</i>	128

### Symboles et Abréviations :

#### 1- Symboles :

<b><math>t</math></b>	<i>Le temps.</i>
<b><math>R</math></b>	<i>La résistance.</i>
<b><math>C</math></b>	<i>Capacité.</i>
<b><math>I_1</math></b>	<i>Valeur efficace du courant fondamental.</i>
<b><math>P</math></b>	<i>Puissance active.</i>
<b><math>S</math></b>	<i>Puissance apparente.</i>
<b><math>Q</math></b>	<i>Puissance réactive.</i>
<b><math>FP</math></b>	<i>Facteur de puissance.</i>
<b><math>\cos \varphi_1</math></b>	<i>Facteur de déphasage</i>
<b><math>FAP</math></b>	<i>Le filtre actif parallèle.</i>
<b><math>FAS</math></b>	<i>Filtre actif série.</i>
<b><math>I_{dc}</math></b>	<i>Courant continu.</i>
<b><math>V_{dc}</math></b>	<i>Tension continue.</i>

$S_a, S_b, S_c$	<i>Les commandes appliquées au convertisseur.</i>
$f_p$	<i>Fréquence de porteuse.</i>
$f$	<i>Fréquence de référence.</i>
$V_m$	<i>Amplitude de la référence.</i>
$U_p$	<i>L'amplitude de la porteuse.</i>
$N$	<i>Le nombre d'échantillons fondamentale par période.</i>
$\delta$	<i>Taux d'amortissement.</i>
$t_r$	<i>Temps de réponse.</i>
$\xi$	<i>Facteur d'amortissement.</i>
$\omega_n$	<i>Pulsation propre non amortie.</i>
$x(n)$	<i>Le signal d'entrée (tension ou courant) au point N.</i>
$X_h$	<i>Le vecteur de Fourier complexe de la hem harmonique du signal d'entrée.</i>
$X_{hr}$	<i>La partie réelle de <math>X_h</math>.</i>
$X_{hi}$	<i>La partie imaginaire de <math>X_h</math>.</i>
$ X_h $	<i>L'amplitude du vecteur.</i>
$\varphi_h$	<i>La phase du vecteur.</i>
$\bar{P}$	<i>Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.</i>
$\bar{q}$	<i>Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.</i>
$\tilde{p}, \tilde{q}$	<i>Puissances alternatives liées aux composantes harmoniques perturbatrices du courant et de la tension.</i>
$\theta$	<i>Angle de la transformation de Park</i>
$\Omega$	<i>La pulsation du réseau.</i>
$\omega_0$	<i>La pulsation de coupure en rad/s.</i>
$Q$	<i>Le facteur de qualité.</i>
$x_k$	<i>Un vecteur d'état n-1 à l'étape k.</i>
$\Phi_k$	<i>Une matrice d'état de transition n x n à l'étape k.</i>
$w_k$	<i>Représente le bruit du système (bruit blanc).</i>
$X_{ref}$	<i>Grandeur de référence.</i>
$X_{mes}$	<i>Grandeur mesurée.</i>
$K_p$	<i>Gain de l'action proportionnelle.</i>
$K_i$	<i>Gain de l'action intégrale.</i>
$V_{sa}$	<i>La tension de la première phase du réseau alternatif.</i>
$V_{AOf}$	<i>La tension fondamentale de la première phase à la sortie de l'onduleur.</i>
$v_s$	<i>Tension instantanée du réseau.</i>
$i_s$	<i>Courant instantané de ligne.</i>
$\varepsilon(t)$	<i>L'erreur à l'instant t,</i>

$s$	<i>L'opérateur de Laplace.</i>
$I_{ch}$	<i>Le courant de charge.</i>
$\bar{\psi}_L$	<i>Vecteur flux virtuel de ligne.</i>
$\bar{u}_c$	<i>Vecteur tension d'entrée du redresseur.</i>
$\bar{v}_s$	<i>Vecteur tension de ligne.</i>
$\bar{u}_L$	<i>Vecteur tension de l'inductance.</i>
$\bar{i}_s$	<i>Vecteur courant de ligne.</i>
$c_i$	<i>Facteur d'appartenance attribué à chaque règle Ri.</i>

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

## **2- Abréviations :**

<b><i>MLI</i></b>	<i>Modulation de la Largeur d'Impulsion.</i>
<b><i>THD</i></b>	<i>Total Harmonic Distorsion.</i>
<b><i>FFT</i></b>	<i>Fast Fourier Transform.</i>
<b><i>VAI</i></b>	<i>Volt Ampère Imaginaire</i>
<b><i>PI</i></b>	<i>Proportionnel-Intégral.</i>
<b><i>DPC</i></b>	<i>Contrôle Direct de Puissance, ou en anglais (Direct Power Control).</i>
<b><i>EKF</i></b>	<i>Extended Kalman Filter.</i>
<b><i>GA</i></b>	<i>Algorithmes génétiques (en anglais : Genetic algorithm).</i>

## **SOMMAIRE**

Sommaire .....	.....
Table des figures .....	i
Liste des tableaux .....	iv
Symboles et Abréviations.....	v
<b>Introduction Générale :</b> .....	<b>1</b>
<b>I. Chapitre I : Les perturbations dans les réseaux électriques.....</b>	<b>5</b>
I.1. Introduction .....	5
I.2. Perturbations électriques .....	5
I.2.1. Creux de tension et coupures brèves.....	6
I.2.2. Caractérisation des creux de tension.....	6
I.2.3. Surtensions .....	7
I.2.4. Les fluctuations rapides de tension (flickers) .....	7
I.2.5. Variation de la fréquence .....	7
I.2.6. Les dissymétries du système de tension appelées déséquilibre .....	7
I.3. Harmoniques de courant (et/ou) de tension .....	8
I.3.1. Origine des harmoniques .....	8
I.3.2. Grandeurs harmoniques .....	8
I.3.3. L'amplitude .....	9
I.3.4. Rang d'harmoniques .....	9
I.3.5. Spectre de fréquences .....	9
I.3.6. Expression de la grandeur déformée.....	10
I.3.7. Valeur efficace d'une grandeur alternative non sinusoïdale .....	10
I.3.8. Taux individuel d'harmonique .....	10
I.3.9. Taux global de distorsion, THD (Total Harmonic Distorsion) .....	10
I.3.10. Facteur de puissance et Facteur de déphasage .....	11
I.4. Conséquences des harmoniques .....	11
I.4.1. Effets instantanés .....	11
I.4.2. Effets à terme .....	12
I.5. Solutions de dépollution harmoniques des réseaux électriques .....	12
I.5.1. Solutions traditionnelles .....	12
I.5.2. Solutions modernes de dépollution.....	13
I.6. Structure d'un filtre actif .....	14
I.6.1. Le filtre actif parallèle (FAP) .....	14

I.6.2. Filtre actif série .....	16
I.6.3. Filtre hybride (actif et passif) .....	16
I.7. Redresseur à MLI .....	17
I.8. Conclusion .....	20
<b>II. Chapitre II : Modélisation et commande d'un convertisseur statique compensateur d'harmoniques .....</b>	<b>21</b>
II.1. Introduction : .....	21
II.2. Modélisation du redresseur à MLI .....	21
II.3. Schéma fonctionnel du redresseur à MLI .....	23
II.4. Structure générale du Filtre Actif Parallèle .....	25
II.4.1. Schéma fonctionnel du filtre actif dans le repère abc .....	26
II.4.2. Transformation du système triphasé à un système diphasé .....	27
II.4.3. Stratégie de commande de l'onduleur .....	29
II.5. Méthodes d'Identification des Harmoniques du FAP .....	32
II.5.1. Domaine fréquentiel .....	32
II.5.2. Domaine temporel .....	34
II.6. Commande du compensateur statique de puissance réactive .....	43
II.6.1. Modélisation des boucles internes .....	44
II.6.2. Modélisation de la boucle externe .....	44
II.6.3. Bilan des puissances .....	45
II.6.4. Calcul des consignes de régulation .....	46
II.6.5. Problème de couplage.....	46
II.6.6. Schéma complet de la régulation dans le repère dq .....	47
II.7. Calcul des régulateurs PI .....	48
II.7.1. Régulateur PI .....	48
II.8. Simulation et Interprétation .....	49
II.8.1. Compensateur de puissance réactive .....	49
II.8.2. Filtre actif parallèle de puissance .....	54
II.9. Conclusion .....	57

<b>III. Chapitre III : Contrôle direct de puissance de convertisseur statique dédié à la compensation des harmoniques .....</b>	<b>59</b>
III.1. Introduction : .....	59
III.2. Principe de la commande directe de puissance .....	59
III.2.1. Estimation des puissances instantanées .....	60
III.2.2. Estimation de la tension du réseau .....	61
III.2.3. Détermination du secteur .....	62
III.2.4. Régulateur à hystérésis.....	62
III.2.5. Table de commutation.....	63
III.3. Régulation de la tension continue .....	65
III.4. Commande directe de puissance basée sur le flux virtuel .....	67
III.4.1. Estimation du flux virtuel.....	67
III.4.2. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel .....	69
III.5. Résultats et interprétations .....	71
III.5.1. Technique DPC appliquée à un redresseur à MLI .....	71
III.5.2. Technique DPC appliquée à un FAP.....	73
III.6. Conclusion : .....	79
<b>IV. Chapitre IV : Technique DPC basée sur la théorie des ensembles flous .....</b>	<b>80</b>
IV.1. Introduction .....	80
IV.2. Logique floue .....	80
IV.2.1. Historique .....	80
IV.2.2. Différentes formes des fonctions d'appartenance .....	81
IV.2.3. Règles floues .....	81
IV.2.4. Principes généraux d'une commande par logique floue .....	82
IV.2.5. Fuzzification .....	83
IV.2.6. Bases de règle et méthodes d'inférences .....	83
IV.2.7. Le choix des méthodes d'inférence .....	84
IV.2.8. Interface de défuzzification .....	85
IV.3. Régulation de la tension continue avec un contrôleur flou .....	86
IV.4. Contrôle direct de puissance basé sur la logique floue .....	87
IV.5. Résultats et interprétation .....	89
IV.5.1. Contrôle flou de la tension DC d'un redresseur à MLI basé sur la DPC .....	89
IV.5.2. FAP contrôlé par la technique DPC floue .....	92
IV.6. Conclusion .....	100

<b>V. Chapitre V : Les réseaux de neurone artificiel .....</b>	<b>101</b>
V.1. Introduction .....	101
V.2. Neurone biologique .....	101
V.3. Neurone formel (artificiel) .....	102
V.4. Poids des connexions.....	104
V. 5. Apprentissage des réseaux de neurones .....	105
V. 6. Champ des applications.....	106
V.7. Différents modèles des réseaux de neurones .....	107
V.8. Applications des ANN dans le filtrage actif de puissance .....	109
V.9. Application des réseaux de neurones à la commande directe de puissance .....	110
V.10. Régulation de la tension continu par un contrôleur ANN .....	111
V.11. Résultats de Simulation .....	112
V.12. Conclusion .....	116
<b>VI. Chapitre VI : Optimisation par les Algorithmes Génétiques .....</b>	<b>118</b>
VI.1. Introduction.....	118
VI.2. Algorithmes génétiques.....	118
VI.2.1. Conception d'un algorithme génétique .....	119
VI.2.2. Description de l'algorithme génétique .....	120
VI.2.3. Croisement .....	121
VI.2.4. Mutation .....	122
VI.3. Régulation de la tension continue .....	123
VI.3.1 Paramétrisation de l'optimisation .....	123
VI.3.2. Fonction d'évaluation .....	123
VI.3.3. Objectif et Paramètres de l'algorithme génétique .....	124
VI.3.4. Structure d'un régulateur PI_GA.....	125
VI.4. Résultats et interprétations .....	127
VI.4.1. Optimisation du régulateur PI d'un redresseur à MLI basé sur la DPC .....	125
VI.4.2. Optimisation du régulateur PI d'un FAP basé sur la technique DPC floue .....	130
VI. 5. Conclusion .....	135
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>136</b>
Bibliographie.....	139

## INTRODUCTION GENERALE

**L**e développement industriel actuel, ainsi que la croissance démographique et par conséquent l'urbanisation que connaît le monde ces dernières années, représentent les raisons principales d'une augmentation de la demande de l'énergie électrique.

L'augmentation de la puissance électrique devra passer par une exploitation plus rationnelle des liens à courant alternatif existants. Cette nouvelle tendance a été identifiée par de nouvelles structures regroupant tous les dispositifs à base d'électronique de puissance permettant d'améliorer l'exploitation du réseau électrique. La technologie de ces systèmes (interrupteurs statiques) leur assure une vitesse et une fiabilité supérieures à celle des systèmes électromécaniques classiques. L'intérêt de ces systèmes est non seulement de pouvoir contrôler le transit de puissance dans les réseaux, mais aussi d'augmenter la capacité effective de transport jusqu'à leur limite thermique maximale tout en maintenant, voire en améliorant, la stabilité des réseaux.

L'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus de problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques.

Les perturbations de courant et de tension dans les réseaux de distribution électriques ont causées par la prolifération des charges non linéaires, telles que les convertisseurs statiques (les redresseurs, les gradateurs, etc.), le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents. Ces appareils absorbent des courants non sinusoïdaux et introduisent de ce fait des pollutions harmoniques. Les harmoniques engendrées par ces charges circulent dans les réseaux électriques et perturbent sérieusement le fonctionnement normal de certains équipements électriques pouvant même engendrer leur destruction [1]. Ces effets néfastes peuvent apparaître instantanément, mais peuvent également se produire en différé tant pour le distributeur que pour les exploitants.

Plusieurs solutions de dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées dans la littérature. Il existait en fait de moyens conventionnels (compensation passive) pour remédier à la plupart des imperfections rencontrées dans les réseaux électriques et causées par les

harmoniques et la puissance réactive. Citons les filtres passifs shunts L-C syntonisés à des fréquences fixes pour éliminer les harmoniques prépondérants connus (5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup>, etc), les condensateurs shunts pour compenser la puissance réactive, et les condensateurs séries pour diminuer l'impédance équivalente de la ligne et augmenter ainsi la puissance maximale transportée. Cependant, des charges non-linéaires comme par exemple les cyclo-convertisseurs créent des harmoniques d'ordres variables qui ne sont pas suffisamment absorbables par les filtres passifs et se propagent vers la source en provoquant parfois la résonance parallèle entre les filtres passifs et l'impédance de la source. D'autres charges non-linéaires comme les ponts à diodes ou à thyristors génèrent des harmoniques d'ordres fixes, mais souvent ils ne sont pas adéquatement éliminés à cause de la dépendance entre le comportement des filtres passifs et la valeur de l'impédance de la source, celle-ci étant parfois variable[2]. Les distorsions et le déséquilibre des tensions de la source entraînent à leur tour la surcharge et l'échauffement des filtres passifs et affectent les charges sensibles aux harmoniques. Au pire des cas l'impédance de la source entre en résonance série avec les filtres passifs à cause des harmoniques des courants engendrés par les distorsions des tensions d'alimentation. De plus la performance des filtres passifs est sensible à la tolérance des composants L-C, ce qui affecte souvent leurs syntonisations.

Parmi les principales solutions prometteuses on trouve :

- Les redresseurs à MLI, ce type de convertisseur présente plusieurs avantages tels que le contrôle de la puissance réactive absorbée et l'absorption d'un courant proche d'une sinusoïde et aussi éviter que le système soit volumineux dans le cas où des dispositifs de dépollution harmonique seront utilisés.

- Les filtres actifs représentent un moyen efficace pour la compensation des harmoniques de courants ou de tensions générés par des charges non linéaires. Ils compensent les perturbations dues à une charge non linéaire en ré-injectant en opposition de phase sur le réseau les harmoniques et le réactif du courant consommé par la charge afin que le réseau n'est plus qu'à fournir un courant sinusoïdal et en phase avec la tension.

Les performances du convertisseur statique, et notamment la diminution du THD du courant de source et l'amélioration du facteur de puissance, sont liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques, mais dépendent également de la stratégie de commande adoptée.

Plusieurs stratégies de commande ont été proposées dans la littérature [1] [2]. Malgré des principes différents, l'objectif principal de ces techniques est d'aboutir à un facteur de puissance presque quasiment unitaire et un courant de forme très proche de celle d'une sinusoïde. Les stratégies de commande les plus utilisées sont le contrôle par orientation de la tension et le contrôle par orientation du flux virtuel, la commande linéaire cascade et celle par la logique floue.

Une autre technique de commande sera traitée dans cette étude, il s'agit de l'application de la théorie de contrôle direct de puissance. Les commandes directes de puissance (DPC : *Direct Power Control* en anglais), sont basées sur le contrôle instantané des puissances active et réactive. Dans ce type de contrôle, les boucles de régulation de courants ainsi que le bloc de modulation sont éliminés, et les états des interrupteurs du convertisseur sont sélectionnés à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs instantanées entre les puissances active et réactive estimées et leurs valeurs de référence.

L'inconvénient majeur de la stratégie DPC est les ondulations au niveau des différents paramètres du filtre actif, ce qui engendre une mauvaise estimation de la tension du réseau et par conséquent des pertes harmoniques [3]. Ceci est dû à la fréquence de commutation non contrôlable engendrée par l'utilisation de régulateurs par bandes d'hystérésis. Aussi le système ne fait pas de différence entre les différents niveaux d'erreurs des puissances active et réactive, ce qui peut affecter la stabilité et la rapidité de la réponse du système et en particulier en régime transitoire. On peut remédier à ces inconvénients par l'utilisation des techniques modernes de l'intelligence artificielle telles que les réseaux de neurones, les sous-ensembles flous et les algorithmes génétiques.

Ce travail est réparti en six chapitres :

- Dans le premier chapitre, nous présentons une vue globale des perturbations harmonique (caractéristiques, différentes type, grandeurs, effets), ainsi que les solutions de dépollutions harmoniques.
- Le deuxième chapitre expose le principe ainsi que le modèle mathématique d'un redresseur à MLI et d'un filtre actif de puissance destiné à la dépollution harmonique dans un réseau électrique, ainsi que les méthodes d'identification et la stratégie de commande classique du filtre actif.

- L'application de la technique DPC d'un convertisseur statique dédiée à la compensation active des harmoniques fera l'objet du troisième chapitre.
- Une comparaison entre la DPC et la DPC floue est donnée dans le quatrième chapitre.
- Le cinquième chapitre présentera l'association des réseaux de neurones artificiels au concept de la technique DPC.
- Le sixième chapitre est consacré au principe des algorithmes génétiques. Nous analysons l'intérêt des différentes phases de traitement : sélection des individus, croisement et mutation. Nous décrivons enfin la stratégie de commande de convertisseur statique à l'aide des algorithmes génétiques dont le rôle principal est la régulation de la tension continue.

Enfin, ce travail est terminé par une conclusion générale.

# ***CHAPITRE***

---

1

*Les perturbations dans les  
réseaux électriques*

## CHAPITRE I

### LES PERTURBATIONS DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES

#### I.1. Introduction

Depuis de nombreuses années, le distributeur d'énergie électrique s'efforce de garantir la qualité de la fourniture d'électricité. Les premiers efforts se sont portés sur la continuité des services afin de rendre toujours disponible l'accès à l'énergie chez l'utilisateur. Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements où l'électronique prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle. L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristiques sont les suivants :

- La fréquence.
- L'amplitude des trois tensions.
- La forme d'onde : Qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde
- Le déséquilibre : La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif [1].

L'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus de problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques [2].

Dans de nombreux cas, le courant consommé par les charges n'a plus une forme purement sinusoïdale [3].

On peut classer les perturbations électriques sur la base de leur durée [3] :

- Les perturbations transitoires.
- Les perturbations de courte durée.
- Les perturbations permanentes.

Dans ce chapitre, nous présenterons les différentes solutions de compensation en mettant le point sur le problème de compensation des harmoniques en courant et tension. Nous étudierons les caractéristiques générales des harmoniques, nous détaillerons les origines et les conséquences.

#### I.2. Perturbations électriques

Les perturbations sont l'ensemble des phénomènes internes ou externes au réseau ayant un pouvoir de modifier d'une manière transitoire ou permanente en amplitude et/ou en forme les grandeurs électriques du réseau (courant, tension, fréquence). Ces perturbations peuvent être classées selon deux critères : la durée de persistance, ou le mode d'affectation c'est-à-dire leurs conséquences sur les grandeurs électriques.

### I.2.1. Creux de tension et coupures brèves

Les creux de tension ont pour principale origine les courts-circuits affectant le réseau électrique ou les installations raccordées, et le démarrage des moteurs de forte puissance. Toutefois, les courts-circuits restent la principale cause de creux de tension et de coupures brèves [4].

Les moteurs de forte puissance (asynchrones essentiellement) peuvent également être à l'origine des creux de tension. En général, le courant des moteurs atteint au moment de leur démarrage 5 à 6 fois le courant nominal et diminue progressivement lorsque la machine se rapproche de sa vitesse nominale.

Les creux de tensions engendrés par le démarrage des moteurs de forte puissance durent entre quelques secondes et quelques dizaines de seconde et se caractérisent par des chutes de tension sur les trois phases.

Enfin, les creux de tension peuvent également être engendrés par la saturation des transformateurs ou des modifications dans la structure du réseau. Cependant, ces perturbations provoquent rarement des chutes de tension importantes.

Les creux de tension sont les perturbations électriques les plus pénalisantes du fait de leur fréquence et de la sensibilité de nombre d'appareillages présents dans les réseaux industriels. Il faut néanmoins souligner que les coupures brèves peuvent avoir des conséquences plus graves (à la reprise), mais sont bien moins fréquentes [5].

### I.2.2. Caractérisation des creux de tension

On comprend par caractérisation d'un événement, l'action d'extraire l'information utile des mesures, synthétisée normalement sur un seul chiffre, sans besoin de retenir tous les détails de l'événement. En général, les creux de tension sont caractérisés par leur durée et la valeur efficace moyenne, maximum et/ou minimum de la tension [6].

#### - L'amplitude :

L'amplitude du creux de tension est conditionnée par la structure du réseau, notamment la puissance de court-circuit et par la distance entre le point de défaut et le point où est situé le client sur le réseau. Ainsi, plus la puissance de court-circuit en amont est élevée plus l'amplitude du creux de tension est faible [7].

#### - La durée :

La durée du creux de tension est conditionnée par le temps de maintien du défaut. Cette durée dépend du temps de détection et de localisation du défaut, des temporisations éventuelles mises en œuvre avant l'envoi de l'ordre d'ouverture des disjoncteurs et du temps nécessaire à l'ouverture des disjoncteurs [6].

La propagation du primaire au secondaire des défauts monophasés et biphasés dépend du couplage du transformateur. La transmission se fait sans atténuation pour les défauts triphasés. Par contre les creux de tension subissent une forte atténuation lors du passage du secondaire au primaire [8].

### **I.2.3. Surtensions**

#### **a) Surtensions à fréquence industrielle**

- Par définition elles sont à la même fréquence que celle du réseau (50 Hz ou 60 Hz).
- Rupture du conducteur de neutre ;
- Défauts du régulateur d'un alternateur ou d'un régleur en charge du transformateur ;
- Surcompensation de l'énergie réactive.

#### **b) Surtensions de manœuvre**

Elles sont provoquées par des modifications rapides de la structure du réseau (ouverture d'appareils de protection ...), on distingue particulièrement trois types :

- Surtensions de commutation en charge normale ;
- Surtensions provoquées par l'établissement et l'interruption de petits courants inductifs ;
- Surtensions provoquées par la manœuvre de circuits capacitifs (lignes ou câbles à vide, gradins de condensateurs).

### **I.2.4. Les fluctuations rapides de tension (flickers)**

Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10 % de la tension nominale et les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension [9].

### **I.2.5. Variation de la fréquence**

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome. Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle  $50\text{Hz} \pm 1\%$  [8].

### **I.2.6. Les dissymétries du système de tension appelées déséquilibre**

Trois grandeurs de même nature et de même pulsation forment un système triphasé équilibré lorsqu'elles ont la même amplitude et lorsqu'elles sont déphasées de  $\pm 120^\circ$ . Lorsque les grandeurs ne vérifient pas ces conditions de phase et d'amplitude, on parle d'un système triphasé déséquilibré

Les déséquilibres sont généralement dus à des charges monophasées car dans ce cas les courants absorbés sur les trois phases sont d'amplitude et/ou de phase différente, d'où un déséquilibre des trois tensions. Le déséquilibre des tensions peut également être dû à des charges triphasées, lorsque celles-ci ne sont pas symétriques.

On parle d'un déséquilibre d'amplitude lorsque les trois tensions n'ont pas la même valeur efficace, et d'un déséquilibre de phase lorsque le déphasage entre les trois phases successives n'est pas de  $120^\circ$ .

### **I.3. Harmoniques de courant (et/ou) de tension**

#### **I.3.1. Origine des harmoniques :**

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse...), que du type tertiaire (informatique ou éclairage dans les bureaux, commerces,...) ou domestique (téléviseurs, appareils électroménagers en grand nombre).

#### **I.3.2. Grandeurs harmoniques :**

La variation en fonction du temps, des grandeurs électriques courants et tensions des réseaux industriels alternatifs, s'éloigne significativement de la sinusoïde pure (Figure I.1).

La variation est en fait composée d'un certain nombre de sinusoïdes de fréquences différentes, comprenant entre autres, une sinusoïde à fréquence industrielle dite sinusoïde fondamentale ou plus simplement : le fondamental [10].

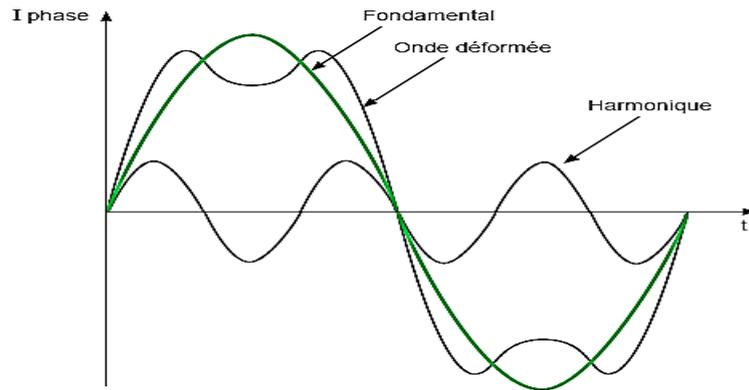


Figure I.1 : Image d'une Onde déformée

### I.3.3. L'amplitude :

C'est une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental [9].

### I.3.4. Rang d'harmoniques :

C'est le rapport de sa fréquence  $f_n$  à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle, 50 ou 60 Hz) [10] :

$$n = \frac{f_n}{f} \quad (\text{I.1})$$

Pour  $n = 1$  par principe, le fondamental  $f_1$  a le rang 1.

Les harmoniques se distinguent par leur rang, de type pair ou impair. Les harmoniques de rang pair (2, 4, 6, 8...), très souvent négligeables en milieu industriel, s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'une composante continue. Par contre, les harmoniques de rang impair (3, 5, 7, 9...) sont fréquemment rencontrés sur le réseau électrique.

### I.3.5. Spectre de fréquences :

C'est la représentation graphique de l'amplitude des harmoniques en fonction de leur rang. En général, la valeur de chaque harmonique est exprimée par son taux individuel (en pourcentage du fondamental) [11]. L'amplitude des raies harmoniques décroît en fonction de leur rang.

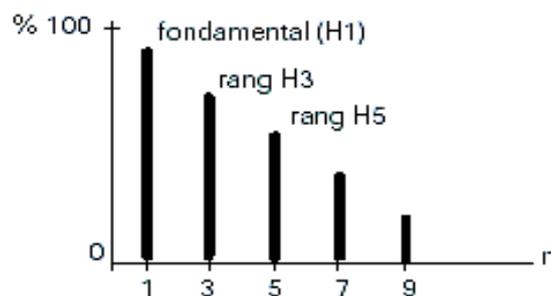


Figure I.2 : Représentation spectrale

### I.3.6. Expression de la grandeur déformée :

D'après le théorème de FOURIER, un signal déformé peut se décomposer en une somme d'ondes sinusoïdales et d'une composante continue suivant la relation suivante [12] :

$$y(t) = y_0 + \sum_{n=1}^{\infty} y_n \sqrt{2} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (\text{I.2})$$

Où :

$y_0$  : Amplitude de la composante continue, généralement nulle en régime permanent.

$y_n$  : Valeur efficace de la composante de rang n.

$\varphi_n$  : déphasage de la composante harmonique.

### I.3.7. Valeur efficace d'une grandeur alternative non sinusoïdale :

La valeur efficace de la grandeur déformée conditionne les échauffements, donc les grandeurs harmoniques sont exprimées en valeurs efficaces [9]. Pour une grandeur sinusoïdale :

$$V_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad (\text{I.3})$$

Pour une grandeur déformée et, en régime permanent, l'énergie dissipée par effet joule est la somme des énergies dissipées par chacune des composantes harmoniques, soit :

$$RI^2t = RI_1^2t + RI_2^2t + \dots + RI_n^2t \quad (\text{I.4})$$

$t$  : le temps.

$R$  : la résistance.

$$\text{D'où : } I^2 = I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 \quad (\text{I.5})$$

$$\text{Ou encore : } I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (\text{I.6})$$

Dans la mesure où la résistance est considérée comme une constante [3]. La mesure de la valeur efficace de la grandeur déformée s'effectue soit directement par des appareils dits à vraie valeur efficace ou thermiques ou à l'aide d'analyseurs de spectre.

### I.3.8. Taux individuel d'harmonique :

Il donne une mesure de l'importance de chaque harmonique par rapport au fondamental. Le taux individuel est le rapport de la valeur efficace de l'amplitude de l'harmonique de rang n à celle du fondamental.

$$\text{Le taux de } I_n \text{ en } \% = 100 \frac{I_n}{I_1} \quad \text{avec : } I_1 : \text{ Valeur efficace du courant fondamental}$$

### I.3.9. Taux global de distorsion, THD (Total Harmonic Distorsion) :

Il donne une mesure de l'influence thermique de l'ensemble des harmoniques : c'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental seul [12].

Ce paramètre, appelé encore distorsion harmonique ou facteur de distorsion, représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental  $y_1$ .

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (I.7)$$

### I.3.10. Facteur de puissance et Facteur de déphasage :

- **Facteur de puissance** : c'est le rapport de la puissance active  $P$  à la puissance apparente  $S$ .

$$FP = \frac{P}{S} \quad (I.8)$$

- **Facteur de déphasage  $\cos\varphi_1$**  : il représente le cosinus de l'angle entre les variables fondamentales de la tension et du courant.

$$\cos\varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (I.9)$$

$P_1$  : Puissance active de la composante fondamentale.

$S_1$  : Puissance apparente de la composante fondamentale.

Donc :

$$FP = \cos\varphi_1 : \text{sur une charge linéaire}$$

$$FP \neq \cos\varphi_1 : \text{sur une charge non linéaire}$$

Le facteur de déformation  $FD$  représente le lien entre  $FP$  et  $\cos\varphi_1$  tel que :

$$FD = \frac{FP}{\cos\varphi_1} \quad (I.10)$$

$$\text{Donc : } FP = \cos\varphi_1 \cdot FD \quad (I.11)$$

## I.4. Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques, qui se propage dans les réseaux électriques, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par les mêmes réseaux. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types [13] :

- Les effets instantanés.
- Les effets à terme.

### I.4.1. Effets instantanés

Ils apparaissent immédiatement dans certains appareillages :

- Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques : en présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils, dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.

- Trouble fonctionnel des micro-ordinateur : les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires, des moteurs d'entraînement de disque.

- Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électriques : certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesures et des erreurs de lecteur supplémentaires en présence des harmoniques.

- Vibrations et bruits : les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques.

#### **I.4.2. Effets à terme**

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet le plus important est de nature thermique, Il se traduit par un échauffement Il conduit à une fatigue prématurée du matériel des lignes et amènent à un déclassement des équipements [14] :

- Echauffement des câbles et des équipements : ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années).

- Echauffement des condensateurs : l'échauffement est causé par les pertes due au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique, les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

- Echauffements des pertes supplémentaires des machines et des transformateurs : Echauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétisants) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courant de Foucault dans les circuits magnétiques.

### **I.5. Solutions de dépollution harmoniques des réseaux électriques**

On peut regrouper les solutions visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes [15].

#### **I.5.1. Solutions traditionnelles**

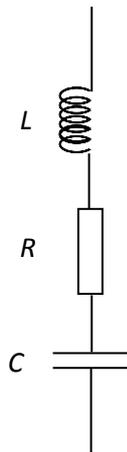
Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui

modifient le schéma de l'installation. Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

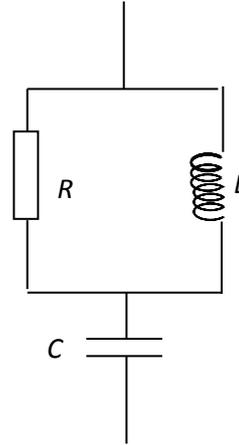
- L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique,
- L'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non linéaires.

Le filtrage 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. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut.

Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant (figure I.3) et le filtre passif amorti ou passe haut (figure I.4) :



**Figure I.3** : Filtre passif résonant



**Figure I.4** : Filtre passif amorti

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive. Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- Equipements volumineux.
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

### I.5.2. Solutions modernes de dépollution

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent

s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [6].

## I.6. Structure d'un filtre actif

La structure d'un filtre actif est composée d'un circuit de stockage d'énergie, d'un onduleur, d'une logique de commande et d'un filtre de couplage [15].

L'onduleur est la partie essentielle du filtre actif. Selon le type de filtre de couplage le reliant au réseau ainsi que de l'élément passif qui lui sert de source d'énergie, il s'agira d'un onduleur de tension ou de courant. L'onduleur peut être commandé en tension ou en courant et peut donc se comporter comme une source de tension ou de courant vis-à-vis du circuit extérieur.

La source d'énergie composant le filtre actif peut être une source de tension ou de courant. Comme l'onduleur n'a pas à fournir de puissance active, cette source peut être un élément réactif, condensateur ou inductance, dans lequel on maintient constante la valeur moyenne de l'énergie stockée. Cet élément de stockage d'énergie n'a pas besoin d'être lui-même alimenté par une source continue. La raison est que le filtre actif peut être contrôlé de manière à suppléer aux pertes de sa source d'énergie à partir du courant fondamental générée par la source du réseau auquel il est connecté [9].

Nous citerons trois configurations possibles de filtres actifs :

- *Le filtre actif parallèle (FAP)* : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive ;
- *Le filtre actif série (FAS)* : conçu pour compenser toutes les perturbations de tensions comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension ;
- *La combinaison parallèle série actif* : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension [16].

### I.6.1. Le filtre actif parallèle (FAP)

#### I.6.1.1. Principe de fonctionnement

Un FAP se connecte en parallèle avec le réseau et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant déformé fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal. L'objectif du filtre actif parallèle (FAP) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [17]. Le schéma de principe d'un FAP est donné par la figure (I.5).

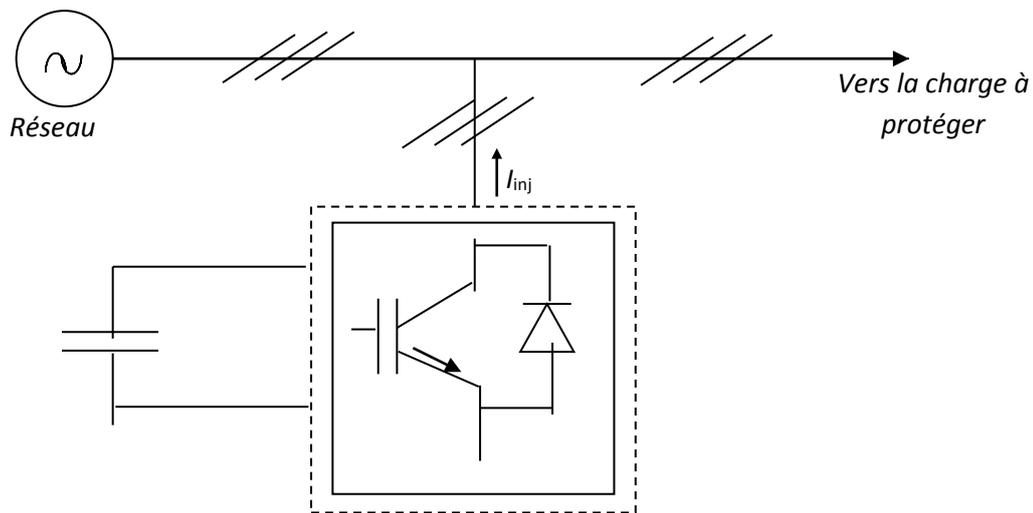


Figure I.5 : Filtre actif parallèle

### I.6.1.2. Mise en œuvre

Les premiers principes de fonctionnement des *filtres actifs parallèles* ont été présentés dans la littérature dès le début des années 1970 [18]. En 1976, une première famille de *filtre actif parallèle* a été conçue à partir d'onduleurs à transistors de puissance commandés en MLI [15]. Ces premiers dispositifs de puissance étaient alors proposés pour la seule compensation des courants harmoniques. Cependant, à cette époque, il était encore difficile de concevoir ce type de système pour des applications industrielles. En effet, dans ces années-là, il était presque impossible de trouver, sur le marché, des interrupteurs de puissance capables de fonctionner aux fréquences de commutation et aux niveaux de puissance exigés par la réalité industrielle. Cette barrière technologique sera franchie, dès 1977, lors de la conception d'un premier prototype de *filtre actif parallèle* à base de thyristors à commutations naturelles pour la compensation de courant harmonique [17]. Cependant, l'application des onduleurs à base de thyristor a tout de suite posé le problème de la génération non désirée de composantes injectées sur le réseau à la fréquence de commutation. La même raison a également empêché l'utilisation de compensateurs statiques parallèles à thyristors, lesquels avaient été conçus pour la compensation conjointe de la puissance réactive et des courants déséquilibrés [15].

Au cours des années 1980, des progrès importants dans le domaine des semi-conducteurs ont permis de développer de nouveaux composants de puissance associant hautes fréquences de commutation et fortes puissances. Profitant de ces avancées, et de l'avènement des interrupteurs de puissance du type GTO et IGBT, de nombreux onduleurs de puissance, commandés en MLI, ont pu être conçus en vue de répondre aux contraintes industrielles de conception des *filtres actifs parallèles* [15].

Actuellement, les *filtres actifs parallèles* sont essentiellement installés par les consommateurs industriels. L'évolution future de ces dispositifs de puissance pourrait autoriser le fournisseur d'énergie à prendre un rôle plus important, en lui permettant de les

installer lui-même. Cette approche permettrait d'amortir la propagation des harmoniques causées par la résonance, laquelle peut être observée entre les inductances du réseau et les batteries de condensateur installées pour améliorer le facteur de puissance.

### I.6.2. Filtre actif série

La solution moderne la plus flexible qui permet la dépollution des réseaux électriques des perturbations de tension est l'utilisation des filtres actifs séries. Ce filtre est connecté en série avec le réseau de distribution comme le montre la figure (I.6), il se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibre, etc...) venant de la source et également à celle provoquée par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Ainsi la tension aux bornes de la charge (sensible) à protéger est purement sinusoïdale [17].

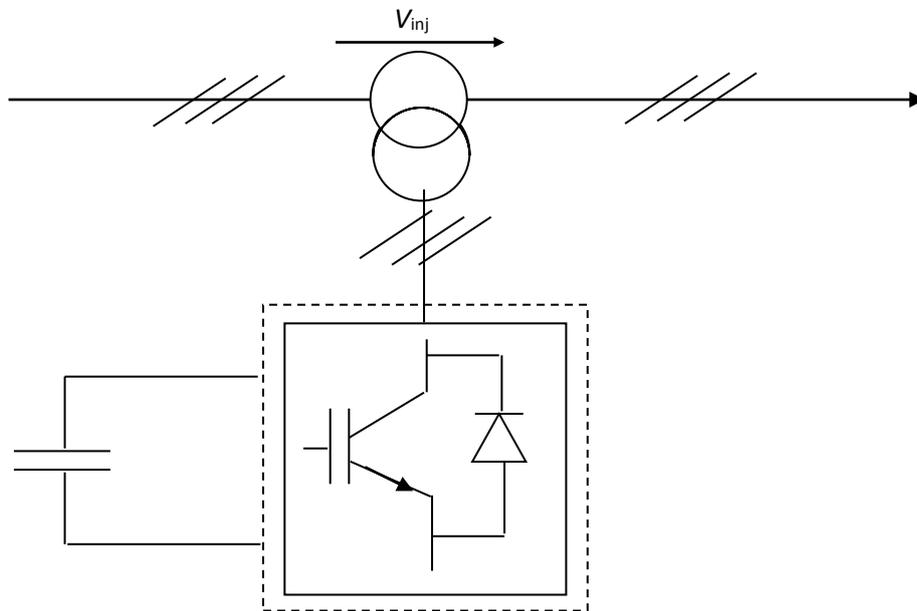


Figure I.6 : Filtre actif série

### I.6.3. Filtre hybride (actif et passif)

L'association de filtres passifs avec des filtres actifs permet de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs [17].

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature, comme par exemple :

- Le filtre actif série avec des filtres passifs en parallèle.
- Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs en parallèle.
- Le filtre actif en parallèle avec un filtre passif parallèle.

#### I.6.3.1. Filtre actif série avec des filtres passifs parallèle

Le rôle du filtre série est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences de résonance comme le montre la figure (I.7).

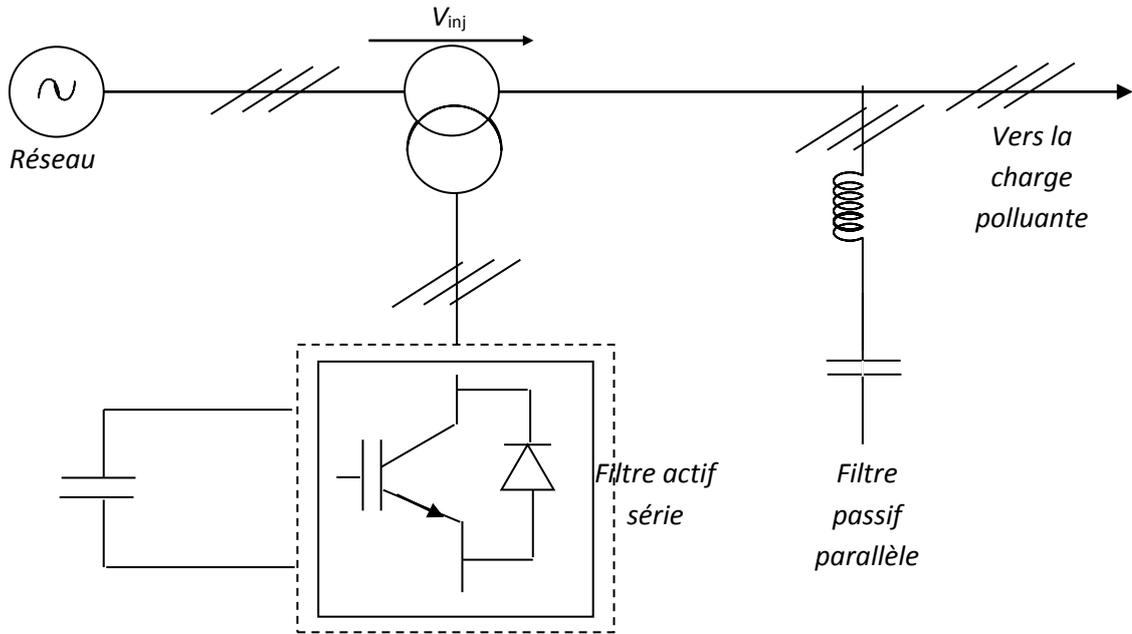


Figure I.7 : Filtre actif série et filtre passif parallèle

### I.6.3.2. Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèle

La configuration de la figure (I.8) présente les mêmes avantages que la topologie précédente avec en plus la possibilité de réduire le dimensionnement du filtre actif série du fait que le courant qui la traverse est plus faible [18].

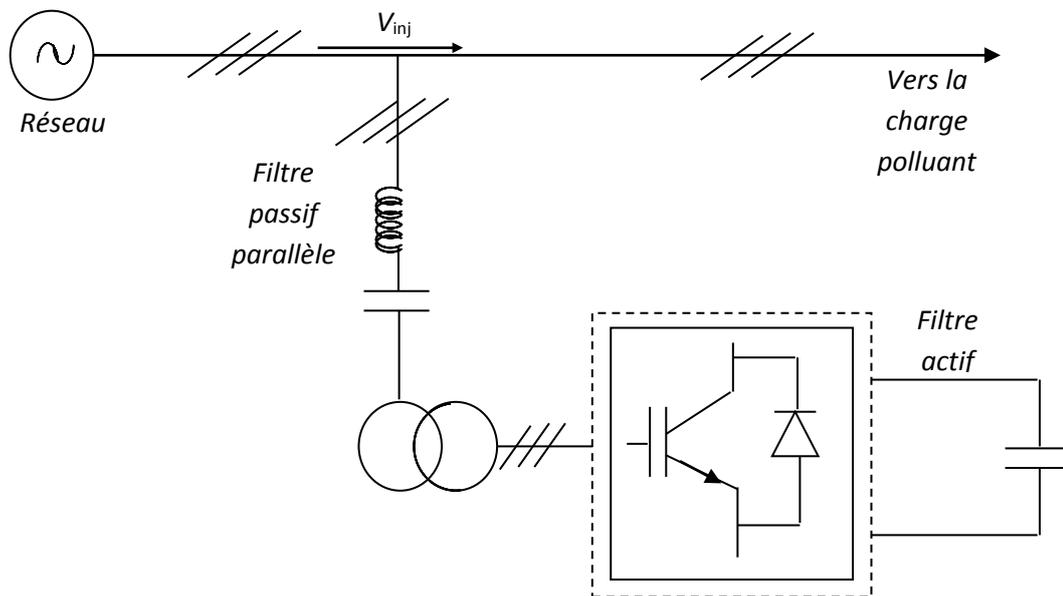


Figure I.8 : Filtre actif série connecté avec un filtre passif parallèle

### I.6.3.3. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif de la figure (I.9) est de compenser les courants harmoniques de fréquences d'ordre supérieur émis par la charge polluante, par contre le filtre passif est accordé aux faibles fréquences.

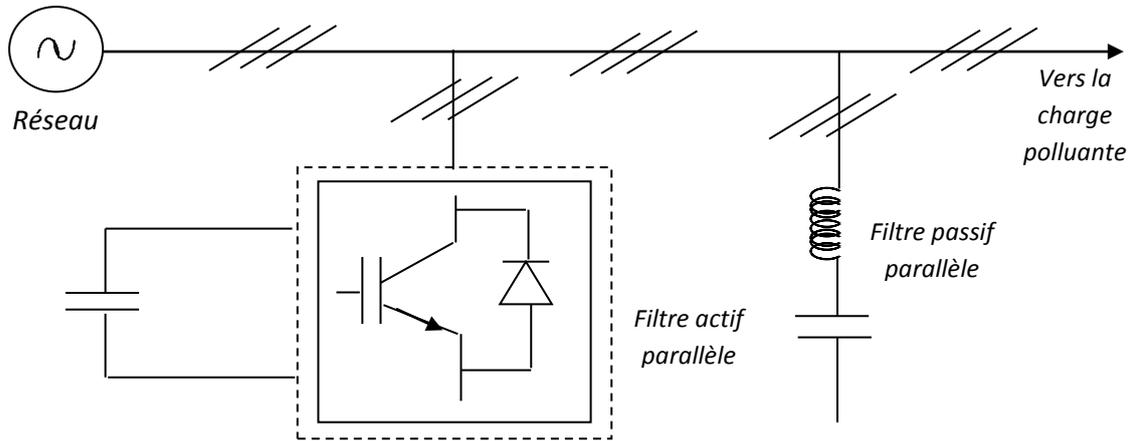


Figure I.9 : Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

## I.7. Redresseur à MLI

Les redresseurs à *MLI* sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande *MLI*, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Selon le type de l'onduleur utilisé [14]

Une des solutions intéressantes de réduction des harmoniques est l'utilisation d'un redresseur à *MLI* qui est l'objet de ce travail (figure (I.10)).

Deux types de redresseur à *MLI* peuvent être utilisés : le redresseur à *MLI* de courant (figure (I.11)) et le redresseur à *MLI* de tension (figure (I.12)).

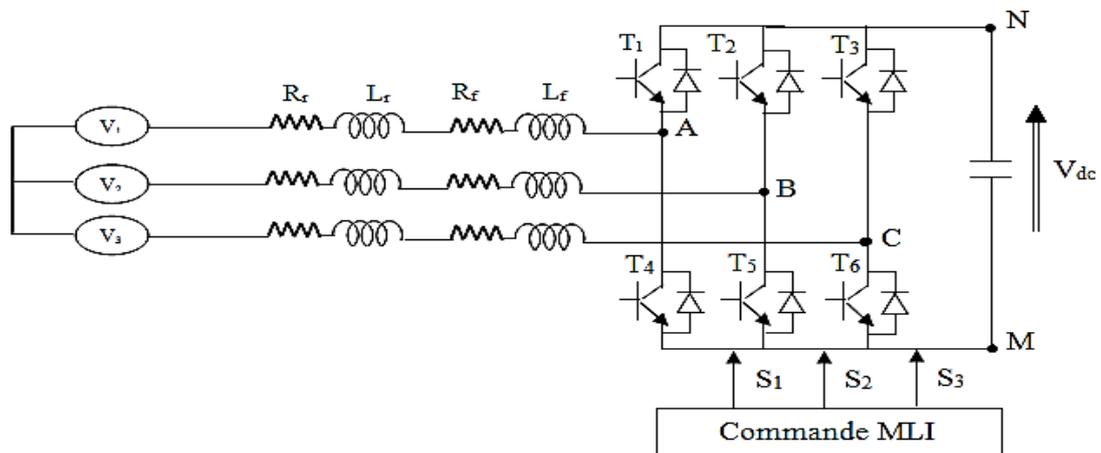


Figure I.10 : Redresseur à MLI

### a) Redresseur à MLI triphasé de courant

Dans cette structure (figure (I.11)), la source alternative triphasée associée au filtre *RL* se comporte comme un générateur de courant, et la source continue comme un générateur de tension. D'autre part, à la sortie on ajoute une capacité de filtrage pour rendre négligeable l'ondulation de la tension redressée. Les semi-conducteurs utilisés sont des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, tels que les *GTO* et les *IGBT*.

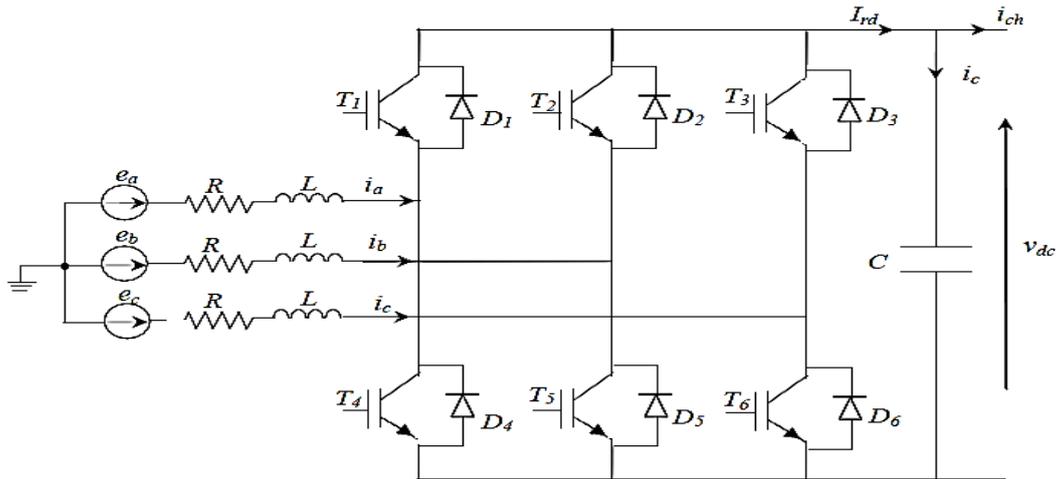


Figure I.11 : Redresseur MLI de courant

### b) Redresseur à MLI triphasé de tension

Dans cette structure (figure (I.12)), la source alternative triphasée associée au filtre  $RLC$  se comporte comme un générateur de tension, et la source continue comme un générateur de courant. D'autre part, pour que le redresseur débite un courant constant, on ajoute une inductance de lissage à la sortie de façon à lisser le courant redressé  $I_{rd}$ .

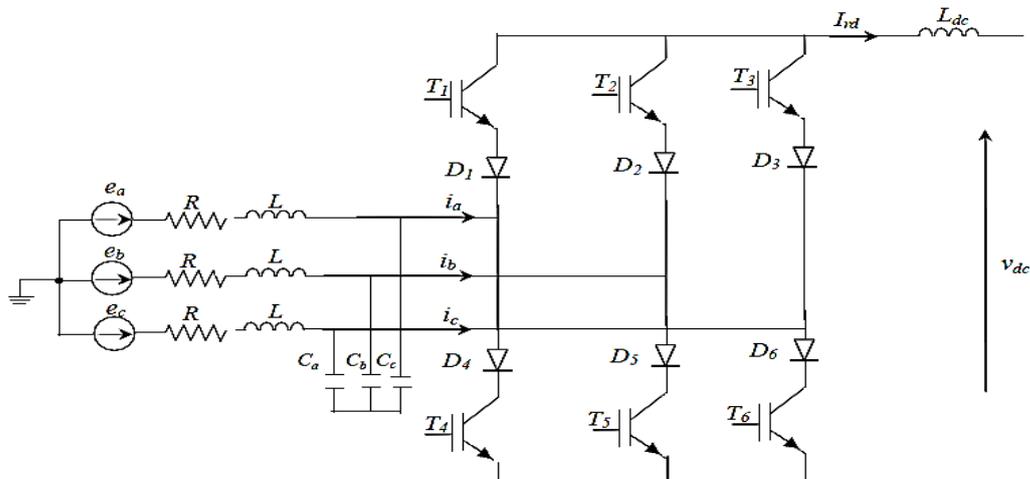


Figure I.12 : Redresseur à MLI de tension

Le redresseur à *MLI* fournit :

- Un flux de puissance bidirectionnel.
- Un courant de source proche d'une sinusoïde.
- Réglage du facteur de puissance à l'unité.
- Un faible THD < 5%.
- Un ajustement et une stabilité de la tension (courant) continu(e).

## **I.8. Conclusion**

Ce chapitre est consacré pour donner une vision générale autour les différentes perturbations qui effectuent sur les réseaux électriques, nous avons présenté aussi les différentes origines de ces perturbations et ses conséquences.

Le sujet principal de ce chapitre est l'étude de la pollution harmonique et ses conséquences qui inquiètent au plus haut point les producteurs, les distributeurs ainsi que les grands utilisateurs de l'énergie électrique. Nous avons présenté les différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution des harmoniques pour diminuer ses effets dont le défi est toujours l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème.

La modélisation du redresseur à MLI et du FAP, ainsi que les méthodes d'identification et la stratégie de commande classique du filtre actif seront traitée dans le chapitre suivant.

# ***CHAPITRE***

---

**2**

***Modélisation et commande d'un  
convertisseur statique  
compensateur d'harmoniques***

## CHAPITRE II

### MODELISATION ET COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR STATIQUE COMPENSATEUR D'HARMONIQUES

#### II.1. introduction

Les convertisseurs statiques de l'électronique de puissance, ont été largement utilisés dans les secteurs industriels [19]. Le niveau de distribution de puissance est perturbé et pollué en raison de l'augmentation des charges non linéaires qui produisent des harmoniques de courant [20]. Ces harmoniques engendrent une détérioration de la qualité de l'énergie électrique. Les méthodes classiques utilisées pour la diminution des perturbations harmoniques engendrent des inconvénients importants: filtrage passif dépendant de l'impédance réseau, antirésonance.

Il a fallu donc penser à d'autres systèmes de compensation qui puissent s'adapter rapidement aux évolutions qui interviennent au niveau du spectre harmonique.

Les redresseurs à MLI et les FAP sont l'une des principales solutions prometteuses. Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages tels que le contrôle de la puissance réactive absorbée et l'absorption d'un courant proche d'une sinusoïde et aussi éviter que le système soit volumineux dans le cas où des dispositifs de dépollution harmonique seront utilisés [5].

Dans ce chapitre nous présentons la description générale des différentes parties du système étudié

#### II.2. Modélisation du redresseur à MLI

La structure du convertisseur triphasé AC/DC à MLI est illustrée sur la figure (II.1). Chaque bras de ce convertisseur est composé de deux IGBT et une diode connectée en antiparallèle avec chacun d'eux.

Les tensions de phase de la source d'alimentation sont notées  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ ;  $R$  et  $L$  désignent respectivement la résistance et l'inductance de la ligne.  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  représentent le courant de ligne du redresseur à MLI, tandis que  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  les états de commutation du convertisseur.

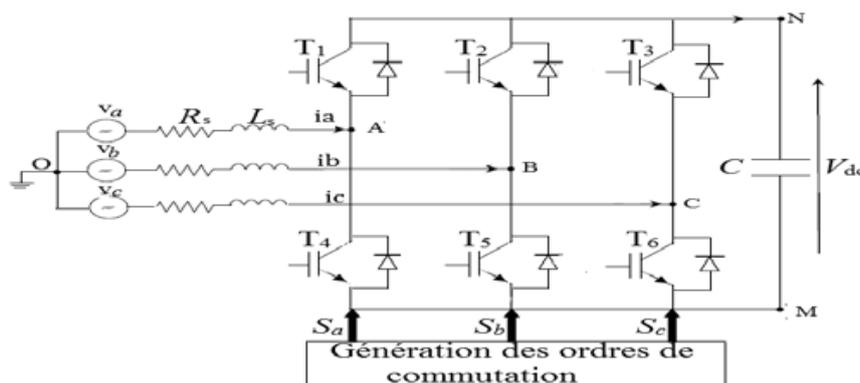


Figure II. 1 : Redresseur triphasé à MLI

Du côté alternatif (*AC*), le redresseur à MLI est alimenté par une source de tension en série avec une inductance et une résistance qui modélisent le transformateur et le réseau.

Généralement l'inductance du réseau et du transformateur est insuffisante pour atténuer l'ondulation due au fonctionnement en découpage du convertisseur ce qui rend indispensable d'ajouter en série un filtre présentant une inductance plus importante.

Du côté continu (*DC*), une capacité  $C$  est branchée à la sortie du compensateur, cette capacité sert de source de tension et permet de stocker puis restituer l'énergie électrique [19].

Considérons le cas de commande alternée définie par :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{T1 fermé et T4 ouvert} \\ 0 & \text{T1 ouvert et T4 fermé} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{T2 fermé et T5 ouvert} \\ 0 & \text{T2 ouvert et T5 fermé} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{T3 fermé et T6 ouvert} \\ 0 & \text{T3 ouvert et T6 fermé} \end{cases}$$

Les commandes imposent les tensions à l'entrée du convertisseur et vérifient :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A - V_N = S_a \cdot V_{dc} \\ V_{BN} = V_B - V_N = S_b \cdot V_{dc} \\ V_{CN} = V_C - V_N = S_c \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec:

$V_{dc}$  : désigne la tension de sortie du convertisseur.

Les tensions composées du réseau peuvent être exprimées selon la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AO} - V_{BO} \\ V_{BO} - V_{CO} \\ V_{CO} - V_{AO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AN} - V_{BN} \\ V_{BN} - V_{CN} \\ V_{CN} - V_{AN} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Pour résoudre le système matriciel (II.2), on procède de la façon suivante :

On suppose que le système est direct, c'est à dire la composante homopolaire est nulle, donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} = 0 \quad (\text{II.3})$$

On peut aussi écrire:

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} - V_{NO} \\ V_{BN} = V_{BO} - V_{NO} \\ V_{CN} = V_{CO} - V_{NO} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

En faisant la sommation des équations du système (II.4) membre à membre, et en considérant l'hypothèse (II.3), on obtient :

$$V_{NO} = -\frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) \quad (II.5)$$

On remplace l'équation (II.5) dans le système (II.4), on obtient la résolution du système (III.2) qui s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Donc le principe de fonctionnement du redresseur est illustré sur la figure (II.2).

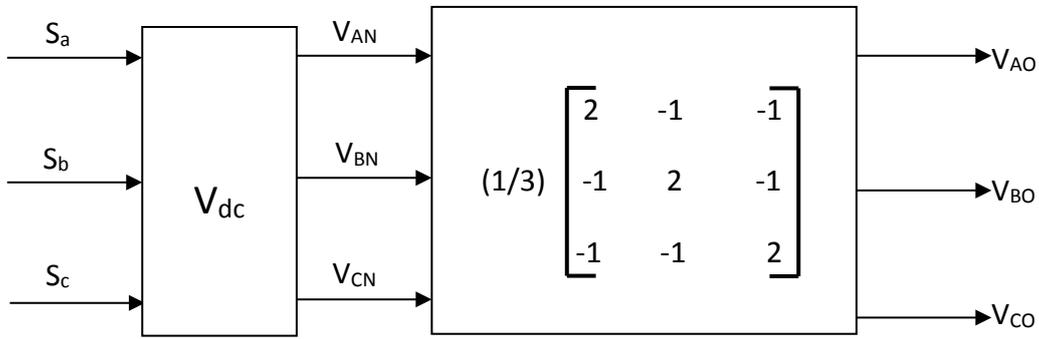


Figure II.2 : Passage de la tension du réseau à la tension d'entrée du pont.

### II.3. Schéma fonctionnel du redresseur à MLI

En utilisant la loi des mailles du côté alternatif, on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{AO} = V_a - R_S i_a - L_S \frac{di_a}{dt} \\ V_{BO} = V_b - R_S i_b - L_S \frac{di_b}{dt} \\ V_{CO} = V_c - R_S i_c - L_S \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (II.7)$$

$R_S = (R_r + R_f)$  et  $L_S = (L_r + L_f)$  représentent respectivement la résistance et l'inductance totales côté AC.

On peut aussi réunir sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_S & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot V_{NO} \quad (II.8)$$

Les courants de phase du côté alternatif  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  sont engendrés par les chutes de tensions aux bornes des impédances réseau ( $V_a - V_{AO}$ ), ( $V_b - V_{BO}$ ) et ( $V_c - V_{CO}$ ), ensuite ces courants seront découpés à travers les commutations des interrupteurs pour fournir le courant continu  $I_d$  tel que :

$$i_d = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c \quad (\text{II.9})$$

Le même courant charge la capacité  $C$  en parallèle avec la charge  $R$ , donc on peut l'exprimer sous une autre forme :

$$i_d = C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R} \quad (\text{II.10})$$

La figure (II.3) représente le schéma fonctionnel du redresseur à MLI lorsque les variables temporelles des commandes  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  des interrupteurs sont données.

Afin de régler le courant du côté alternatif du redresseur, on utilise un schéma fonctionnel appelé schéma fonctionnel simplifié linéaire. En effet pour linéariser le système, on remplace la tension de capacité mesurée  $V_{dc}$ , variable évoluant dans le temps, par la tension de capacité de référence  $V_{dcref}$ , variable constante dans le temps.

Le schéma fonctionnel linéaire utilisé pour calculer la régulation du courant est donné par la figure (II.4).

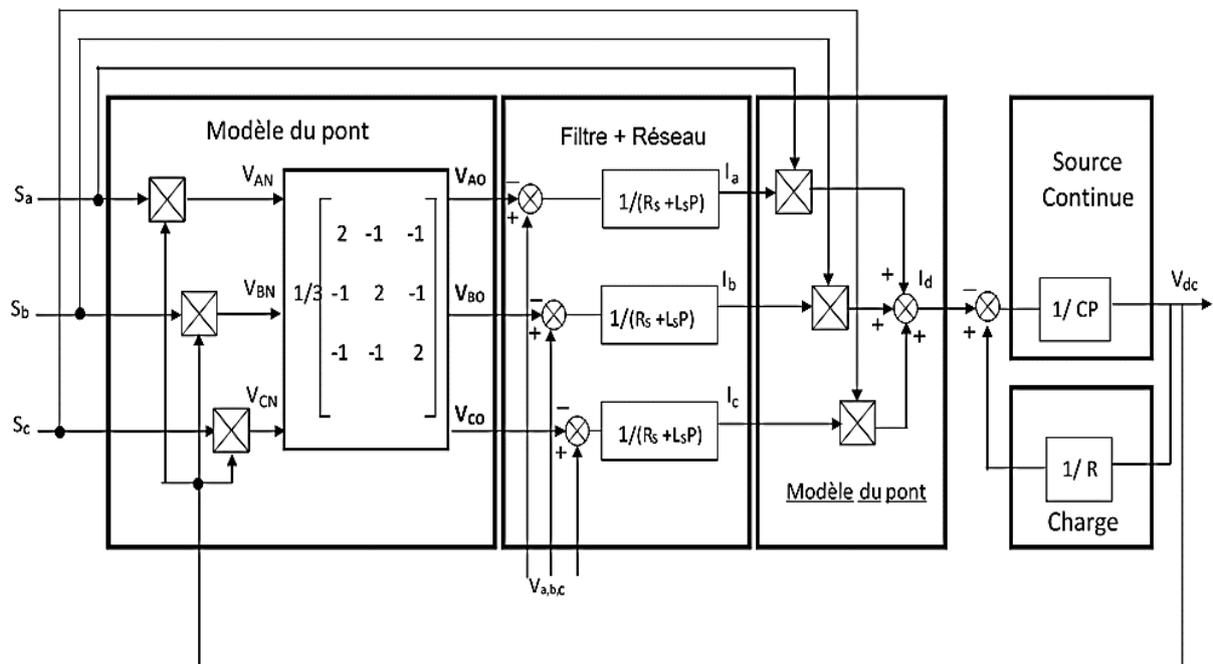


Figure II.3 : Schéma fonctionnel d'un redresseur à MLI

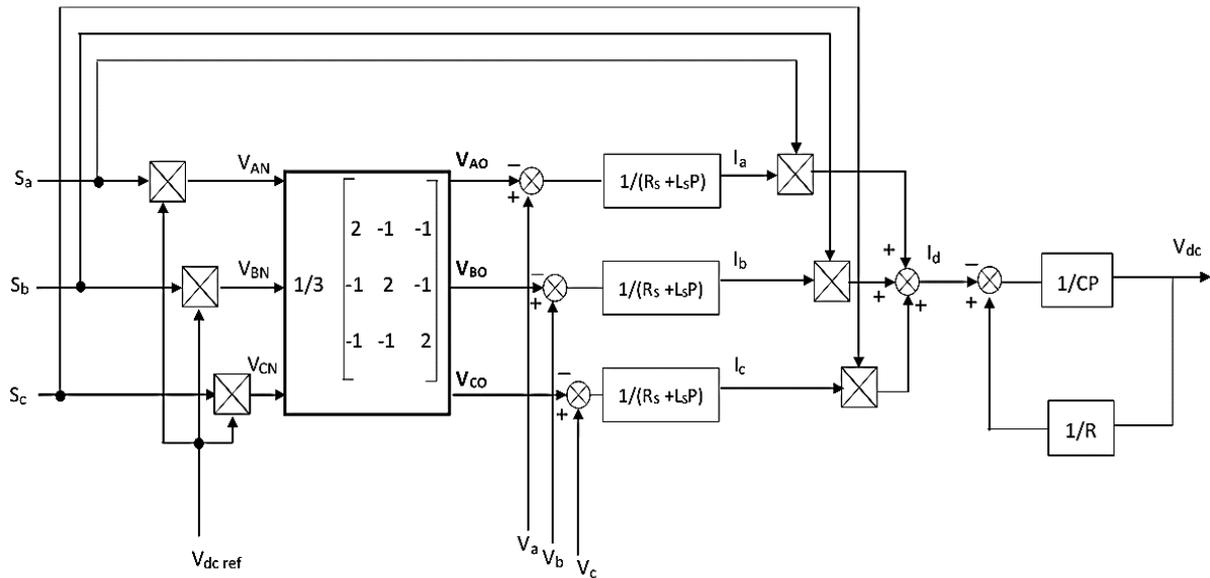


Figure II.4 : Schéma fonctionnel linéaire d'un redresseur à MLI

## II.4. Structure générale du Filtre Actif Parallèle

La (figure II.5) donne la structure générale du *FAP*, laquelle se présente sous la forme de deux parties :

- ❖ La partie puissance et la partie contrôle-commande. La partie puissance est constituée :
  - D'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (*GTO*, *IGBT*, ...etc.) avec des diodes en antiparallèle,
  - d'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif,
  - d'un filtre de sortie.
- ❖ La partie contrôle-commande quant à elle est constituée :
  - de la méthode d'identification des courants perturbés,
  - de la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie,
  - de la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension,
  - de la commande de l'onduleur de tension.

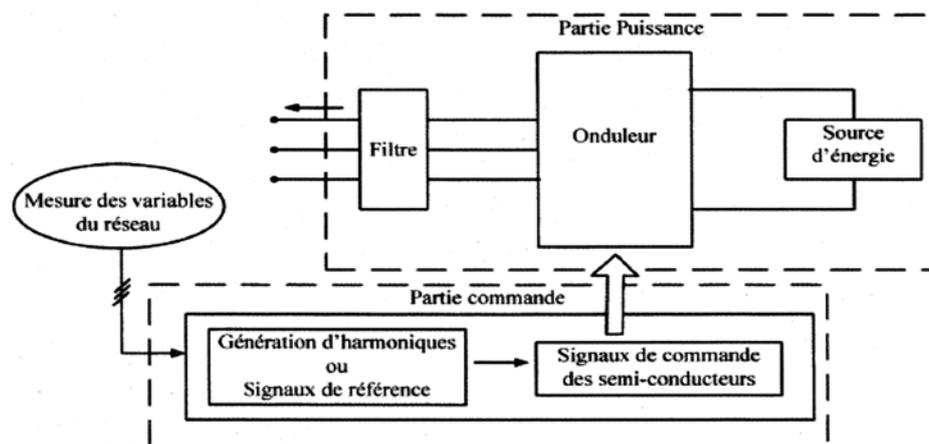


Figure II.5 : Structure générale du FAP

### II.4.1. Schéma fonctionnel du filtre actif dans le repère abc

Le schéma monophasé équivalent du côté alternatif est donné par la figure (II.6).

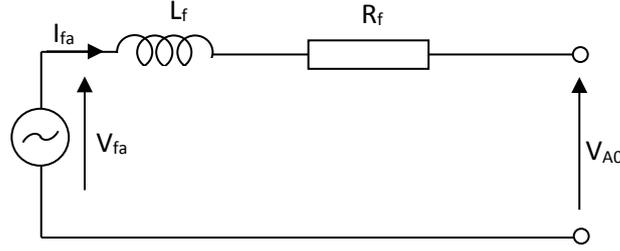


Figure II.6: Circuit équivalent de la première phase.[10]

En utilisant la loi des mailles du côté alternatif on peut écrire :

$$V_{AO} = V_{fa} - R_f I_{fa} - L_f \frac{dI_{fa}}{dt} \quad (\text{II.11})$$

De même pour les deux autres phases, on peut écrire :

$$V_{BO} = V_{fb} - R_f I_{fb} - L_f \frac{dI_{fb}}{dt} \quad (\text{II.12})$$

$$V_{CO} = V_{fc} - R_f I_{fc} - L_f \frac{dI_{fc}}{dt} \quad (\text{II.13})$$

$I_{fa}$ ,  $I_{fb}$ ,  $I_{fc}$  : courants de phase du convertisseur.

Sous forme matricielle, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{fa} \\ V_{fb} \\ V_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot V_{NO} \quad (\text{II.14})$$

Les tensions composées  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$ ,  $V_{CN}$  sont créées aux bornes des interrupteurs par les commandes  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  appliquées au convertisseur et se transforment au niveau des phases en  $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$  et  $V_{CO}$  [10].

Les courants de phase du côté alternatif  $I_{fa}$ ,  $I_{fb}$ ,  $I_{fc}$  sont engendrés par les chutes de tension aux bornes des impédances du réseau  $(V_{fa} - V_{AO})$ ,  $(V_{fb} - V_{BO})$  et  $(V_{fc} - V_{CO})$ , ensuite ces courants seront découpés à travers les commutations des interrupteurs pour fournir le courant continu  $I_{dc}$ .

$$I_{dc} = S_a I_{fa} + S_b I_{fb} + S_c I_{fc} \quad (\text{II.15})$$

Le même courant charge la capacité  $C$  pour donner naissance à une tension  $V_{dc}$ , donc on peut écrire :

$$I_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (\text{II.16})$$

Ce qui implique:

$$V_{dc} = \frac{1}{C} \int I_{dc} \cdot dt \quad (\text{II.17})$$

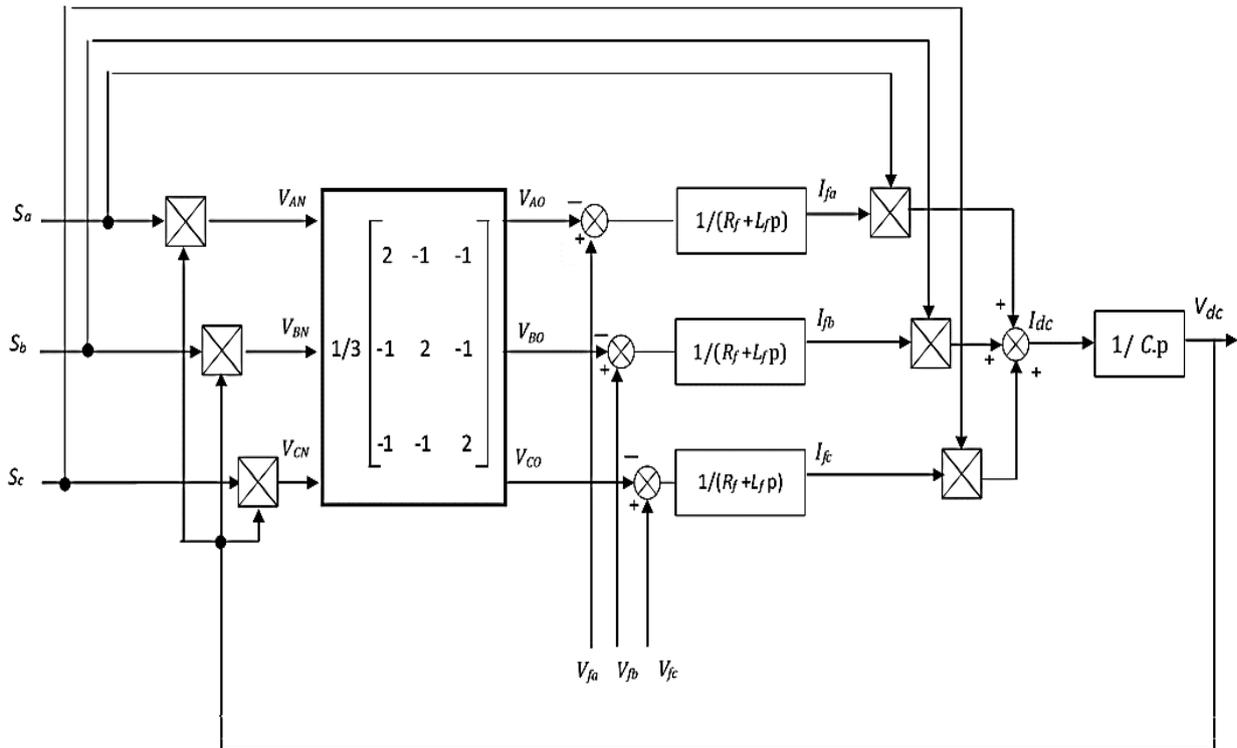


Figure II.7 : Schéma fonctionnel du filtre actif dans le repère abc

#### II.4.2. Transformation du système triphasé à un système diphasé

Il apparaît intéressant d'observer le passage des composantes symétriques, décrivant les trois phases du réseau, dans un repère diphasé. L'hypothèse de départ consiste à considérer la nullité de la composante homopolaire [3].

Le passage dans le repère tournant de la composante équilibrée directe, s'obtient par l'utilisation de la transformée de PARK.

Cette transformation d'un système triphasé équilibré à un système diphasé constant peut se décomposer en deux étapes (figure II.8).

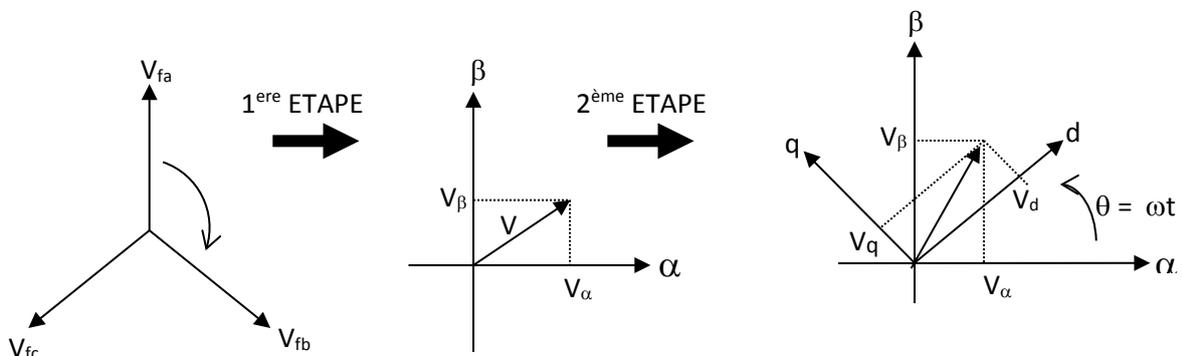


Figure II.8 : Le passage dans le référentiel tournant de la composante équilibrée directe

La première étape consiste à passer d'un système triphasé à un système diphasé.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} V \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Les coordonnées dans le repère de CLARKE sont notées par  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ . La formule (II.18) fournit le système triphasé équilibré direct issu dans le repère de CLARKE [10].

On peut alors exprimer  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  issus d'un système triphasé équilibré direct, ce qui donne [16] :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = C_{32}^{-1} \cdot V = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Car :  $C_{32}^{-1} = \frac{2}{3} C_{32}^t$  d'après la propriété de CLARKE.

Dans la deuxième étape, on passe par une rotation de  $(-\theta = -\omega t)$  du système biphasé dans le repère de CLARKE au système biphasé dans le repère tournant de Park, dans lequel les coordonnées de la composante équilibrée directe ont la propriété d'être constantes :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R(-\theta) \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R(-\omega t) \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{2}{3} C_{32}^t \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = [R(\theta)]^{-1} \frac{2}{3} C_{32}^t \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Avec : } R(\omega t) = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix}, \text{ et } [R(\omega t)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix}$$

$$\text{Où : } [R(\omega t)]^{-1} = R(-\omega t) = [R(\omega t)]^t$$

On peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

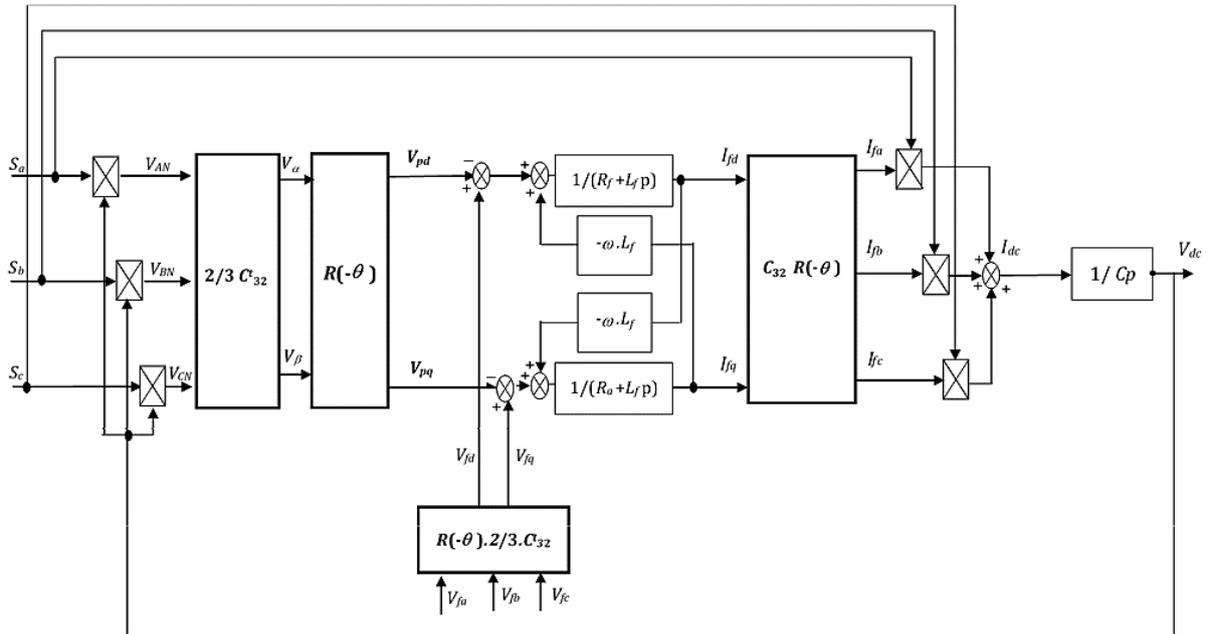


Figure II.9 : Schéma fonctionnel du filtre actif dans le repère dq

### II.4.3. Stratégie de commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance [21]. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- La commande par hystérésis
- La commande par modulation de largeur d'impulsions.

**1. Commande par hystérésis :** appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis, comme le montre sur la figure (II.10).

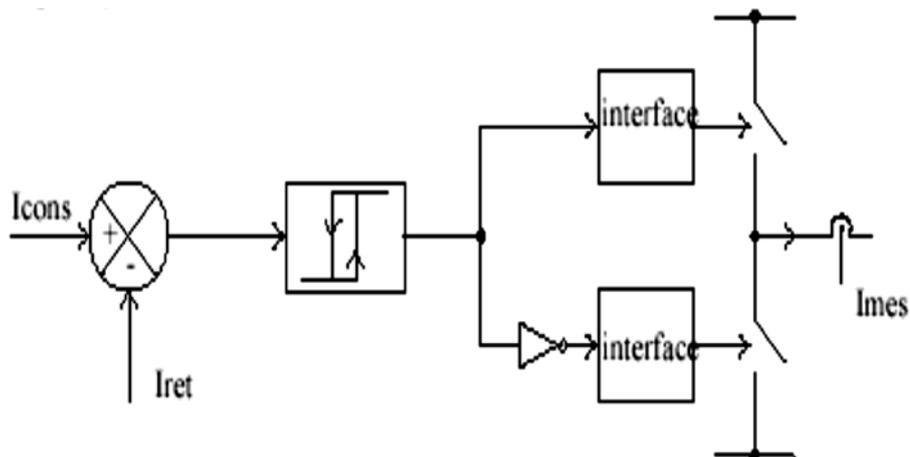
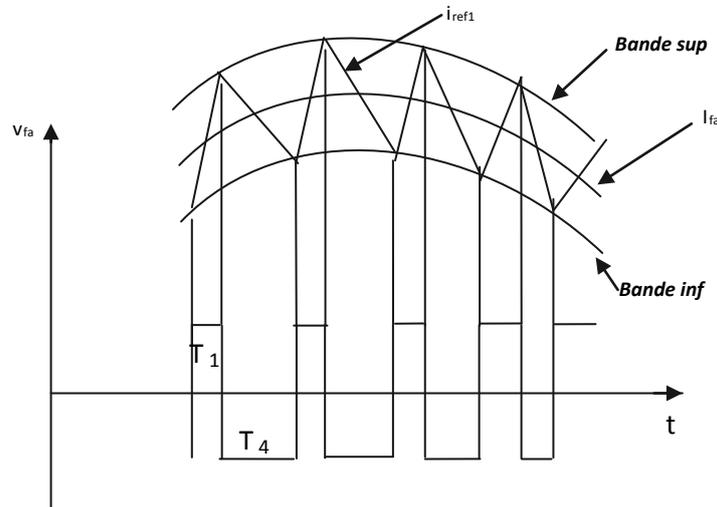


Figure II.10 : Principe de la commande par hystérésis

Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure figure (II.11), un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité est le principal avantage de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis, on ne peut pas maîtriser correctement le spectre haut fréquence dû aux fréquences de commutations.



**Figure II.11 :** Commande par hystérésis

Ce problème peut être résolu par une autre stratégie de commande qui peut être proposée à savoir la commande par hystérésis modulée. Mais dans cette stratégie de commande, il est difficile de définir la largeur de la bande de l'hystérésis [22].

## 2. Commande par la MLI intersective

L'objectif de la commande à MLI est de diminuer les harmoniques présents dans les courants générés par l'onduleur. Le principe est illustré sur la figure (II.12) son principe est basé sur une comparaison entre un signal triangulaire appelé porteuse qui détermine la période de découpage à une modulante dont le fondamental est à la fréquence du réseau.

Le résultat de cette comparaison est le signal MLI qui est utilisé comme fonction de commutation pour commander les interrupteurs de l'onduleur. Cette méthode permet d'obtenir, de façon simple, les temps de conduction de chaque transistor.

L'intérêt de cette méthode est d'obtenir, durant une période de découpage, une tension en sortie de l'onduleur directement proportionnelle à la valeur de la modulante utilisée [3].

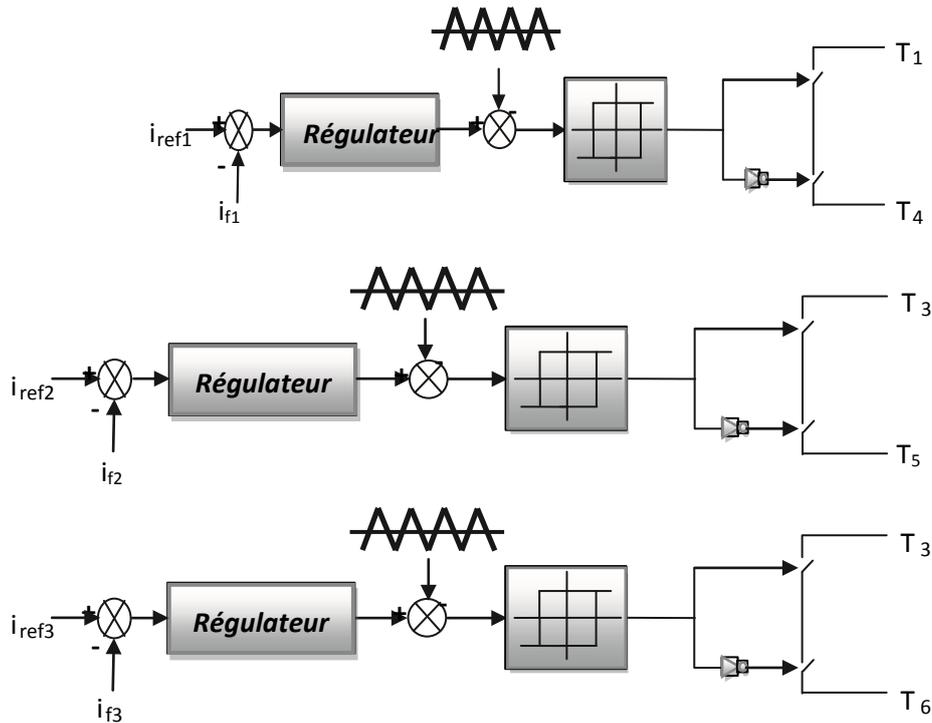


Figure II.12 : principe de la commande de courant par MLI

Cette stratégie est caractérisée par les paramètres suivants :

$$m = \frac{f_p}{f} : \text{Indice de modulation}$$

$$r = \frac{V_m}{U_p} : \text{Taux de modulation}$$

Avec :

$f_p$  : fréquence de porteuse ;

$f$  : fréquence de référence ;

$V_m$  : amplitude de la référence ;

$U_p$  : l'amplitude de la porteuse.

L'erreur à la sortie des régulateurs est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs comme il est présenté dans la Figure II.13.

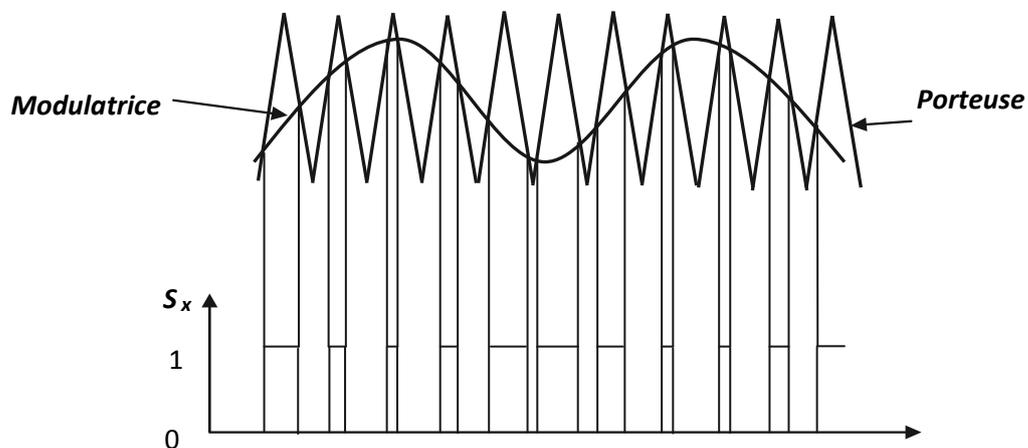


Figure II.13 : Commande des interrupteurs par MLI naturelle

### 3. Commande par MLI Vectorielle :

Cette technique de commande divise le référentiel  $\alpha$ - $\beta$  des courants et des tensions en six régions avec un décalage courant/tension de  $30^\circ$  comme il est illustré sur la figure (II.14).

L'hexagone de tension de la figure.II.14 (a) est la représentation vectorielle des vecteurs non nuls  $\vec{V}_1$  à  $\vec{V}_6$  ( $\vec{V}_0$  à  $\vec{V}_7$  étant les vecteurs nuls correspondant aux états 000 et 111 respectivement).

Ensuite, l'algorithme de commande doit identifier la région, parmi les six régions de l'hexagone de courant où l'erreur de courant  $\Delta i$  se situe, puis sélectionner le vecteur de tension de sortie du filtre actif  $v_{FA}$  appartenant à l'hexagone de tension ceci a pour rôle de forcer l'erreur  $\Delta i$  à varier dans la direction opposée, afin de maintenir le courant de sortie proche de sa consigne.

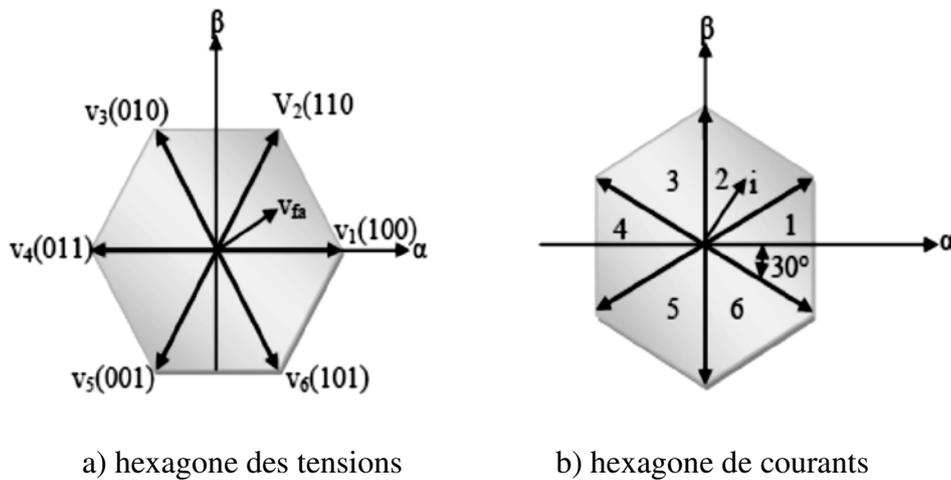


Figure II.14 : Hexagone des tensions et courants définis dans le plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ )

## II.5. Méthodes d'Identification des Harmoniques du FAP

Les performances de la compensation des harmoniques d'un filtre actif parallèle dépendent principalement de la technique utilisée pour calculer le courant de référence [23]. La méthode de détection harmonique est la partie importante de *FAP* elle a la capacité de déterminer les attributs spécifiques des harmoniques (fréquence, amplitude, phase, le temps d'occurrence, de la durée et de l'énergie) à partir d'un signal d'entrée (qui peut être tension ou courant) en utilisant un algorithme mathématique particulier [24]. Selon leur champ de calcul, les algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques sont classés dans deux domaines, fréquentiel et temporel [15].

### II.5.1. Domaine fréquentiel

Les stratégies de contrôle dans le domaine fréquentiel sont basées sur l'analyse fréquentielle de la tension ou du courant non sinusoïdaux, pour en extraire les harmoniques de

compensation [24] [25]. L'utilisation de la transformation de Fourier, nous permet de séparer les composantes harmoniques des signaux pollués et combinées pour générer les commandes de compensation. Les méthodes du domaine fréquentiel nécessitent une grande capacité de mémoire de calcul et les résultats prévus au cours de l'état transitoire peuvent être imprécises [23].

### 1. Algorithmes de Fourier et de la transformé rapide de Fourier

La transformée rapide de Fourier (Fast Fourier Transform *FFT*), la composante harmonique du signal peut être reconstituée en éliminant la composante fondamentale du signal transformé. Après, la FFT inverse est appliquée pour l'obtention du signal final dans le domaine temporel. L'inconvénient majeur de cette technique est le retard de réponse engendré. En effet, le système a besoin de prendre des échantillons d'une période complète afin de générer les coefficients de Fourier. Par conséquent, cet algorithme ne convient qu'aux systèmes à variation lente dans le temps [26].

### 2. Transformée de Fourier discrète (DFT)

Cette transformation est une transformation mathématique des signaux discrets qui donne à la fois l'amplitude et la phase de l'harmonique souhaité.

$$\overline{X}_h = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot h \cdot n}{N}\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot h \cdot n}{N}\right) \quad (\text{II.23})$$

$$\overline{X}_h = X_{hr} + j \cdot X_{hi} \quad (\text{II.24})$$

$$|\overline{X}_h| = \sqrt{X_{hr}^2 + X_{hi}^2} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$\varphi_h = \arctan\left(\frac{X_{hi}}{X_{hr}}\right) \quad (\text{II.26})$$

Où :

$N$  est le nombre d'échantillons fondamentale par période ;

$x(n)$  est le signal d'entrée (tension ou courant) au point  $N$  ;

$X_h$  est le vecteur de Fourier complexe de la  $h^{\text{em}}$  harmonique du signal d'entrée ;

$X_{hr}$  est la partie réelle de  $X_h$  ;

$X_{hi}$  est la partie imaginaire de  $X_h$  ;

$|\overline{X}_h|$  est l'amplitude du vecteur ;

$\varphi_h$  est la phase du vecteur.

### 3. Technique de la multiplication sinusoïdale

Cette méthode consiste à multiplier le signal par une onde sinusoïdale d'une fréquence fondamentale, puis on passe à l'intégration du résultat de la multiplication. Par conséquent, tous les harmoniques de rangs élevés peuvent être éliminés par l'utilisation d'un simple filtre passe-bas. Cependant, là aussi, la performance est encore lente (plus d'un cycle complet).

### 4. Technique des séries de Fourier modifiées

Le principe de cette méthode est que seulement la composante fondamentale du signal est calculée et utilisée pour la séparation du signal harmonique total de l'onde échantillonnée du courant/tension de charge. L'implantation pratique de cette technique consiste à modifier les équations principales des Séries de Fourier pour produire une formule récursive avec une fenêtre glissante. Donc, il faut utiliser deux matrices circulaires différentes afin de stocker les composantes des coefficients sinus et cosinus calculées durant chaque pas d'échantillonnage. Les nouvelles valeurs calculées des coefficients désirés sont stockées à la place des anciennes valeurs et l'ensemble des sommes des coefficients sinus et cosinus sont continuellement mises à jour. Le temps de calcul est plus réduit en comparant avec les autres techniques employées surtout dans les applications monophasées [27]. L'avantage de cet algorithme est son applicabilité aux systèmes monophasés comme aux systèmes triphasés. Une autre technique des séries de Fourier modifiées, convenant aux applications triphasées, a été développée, et dont le principe est basé sur la décomposition du signal triphasé en deux composantes, directe et quadrature.

## II.5.2. Domaine temporel

Les méthodes de contrôle dans le domaine temporel sont basées sur la comparaison instantanée des signaux de compensation harmonique de référence, sous forme de tension ou de courant, aux signaux harmoniques réels. Le principe est de maintenir la tension ou le courant instantané de référence proche du signal réel avec une tolérance raisonnable. Le plus grand défi de cette approche est sans doute l'élimination de la composante fondamentale pour générer des signaux harmoniques de référence. La plus connue de ces stratégies qui a fait ses preuves, est sans doute la méthode des puissances instantanées. D'autres méthodes sont aussi utilisées comme le référentiel synchrone  $d-q$  [28], le filtre coupe bande (Notch filter en anglais) ...etc. Le grand avantage des méthodes temporelles est leur grande rapidité de correction de signal dans le réseau.

### II.5.2.1. Théorie de la puissance instantanée ( $pq$ )

En 1983, Akagi et al, ont proposé « La théorie généralisée de la puissance réactive instantanée en circuits triphasés » également connu comme la théorie ( $pq$ ) [29]. Elle a été

utilisée afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calcul lors de la mise en œuvre de méthodes fréquentielles telle que la méthode de Fourier (Transformées de Fourier rapide ou discrète). Le principe de cette méthode est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (repère  $\alpha\text{-}\beta$ ) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées [10]. Ensuite, pour déterminer les courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives.

### a) Principe de la théorie des puissances instantanées

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active ( $P$ ), réactive ( $Q$ ) et déformante ( $D$ ) :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{II.27})$$

Cette méthode exploite la transformation  $\alpha\text{-}\beta$  pour obtenir les puissances réelles et imaginaires. Notons par  $(v_{s\alpha}, v_{s\beta})$  et  $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$  les composantes orthogonales du repère  $\alpha\text{-}\beta$  associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle ( $v_s$ ) et aux courants absorbés par les charges polluantes ( $i_s$ ). La transformation  $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$  triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s0} \\ v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

De même, les courants peuvent être exprimés comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Les composantes avec l'indice (0) représentent les séquences homopolaires du système triphasé de courant et de tension.

La puissance active instantanée, notée  $p(t)$ , est définie par la relation suivante :

$$p(t) = v_{sa} i_{sa} + v_{sb} i_{sb} + v_{sc} i_{sc} = v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta} = p(t) + p_0(t) \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$p(t)$  : la puissance réelle instantanée,

$p_0(t) = v_0 \cdot i_0$  désigne la puissance homopolaire instantanée.

De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb})i_{sc} + (v_{sb} - v_{sc})i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa})i_{sb}] = v_{s\alpha}i_{s\alpha} - v_{s\beta}i_{s\beta} \quad (\text{II.31})$$

Contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le volt-ampère imaginaire (VAI).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Dans le cas général, chacune des puissances  $p$  et  $q$  comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Avec:

$\bar{P}$  : Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.

$\bar{q}$  : Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.

$\tilde{p}$ ,  $\tilde{q}$  : Puissances alternatives liées aux composantes harmoniques perturbatrices du courant et de la tension.

### b) Résultat de Simulation

Les figures (II.15 et II.16) montrent respectivement le courant et la tension de la source avant l'insertion du filtre actif parallèle et le spectre harmonique du courant de source.

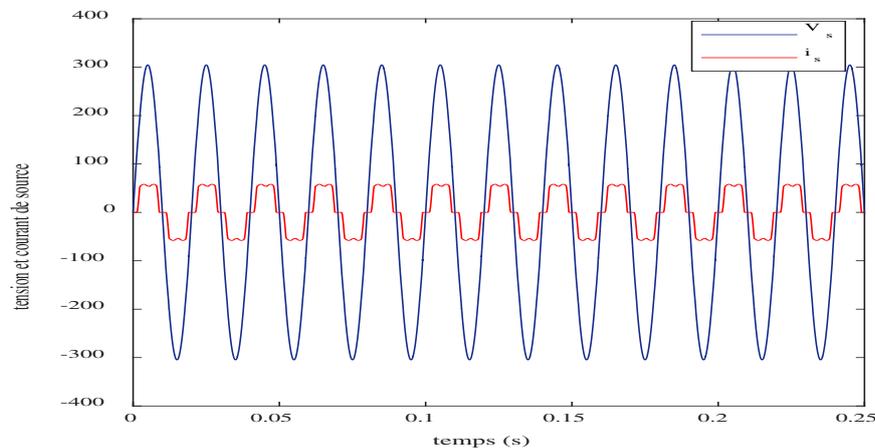
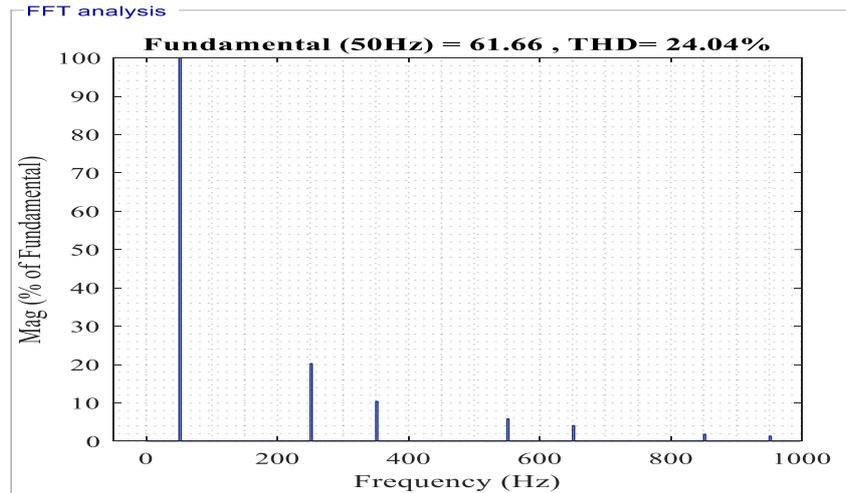


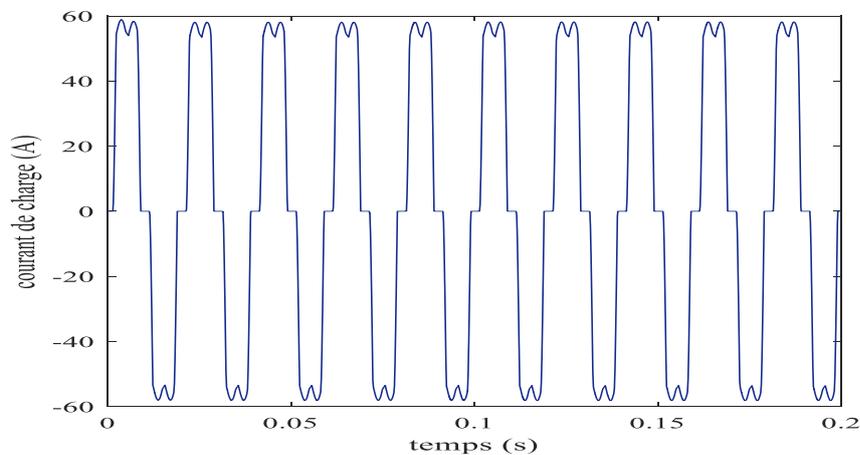
Figure II 15 : Tension et courant de source avant filtrage



**Figure II. 16 :** Spectre harmonique de courant de source avant filtrage

A partir de ces schémas on remarque que la charge non linéaire génère des courants non sinusoïdaux qui font déformer le signal fondamental et causer la dépollution du réseau en créant des harmoniques.

L'analyse spectrale du courant absorbé par la charge est représentée dans la figure (II.16) nous montre plus de la fondamentale (rang 1), des harmoniques de rang. 5,7, 11, 13, 17, 19 ...etc. Le taux de distorsion (*THD*) est de 24.04%,



**Figure II 17 :** Courant de la charge non linéaire.

On remarque que les courants de la charge sont déformés plein des harmoniques ce que demande toujours d'un filtrage pour améliorer la qualité d'énergie électrique et assurer un bon fonctionnement des équipements électriques.

Les figures (II.18 et II.19) montrent respectivement le courant et la tension de la source après l'insertion du filtre actif parallèle et le spectre harmonique du courant de source.

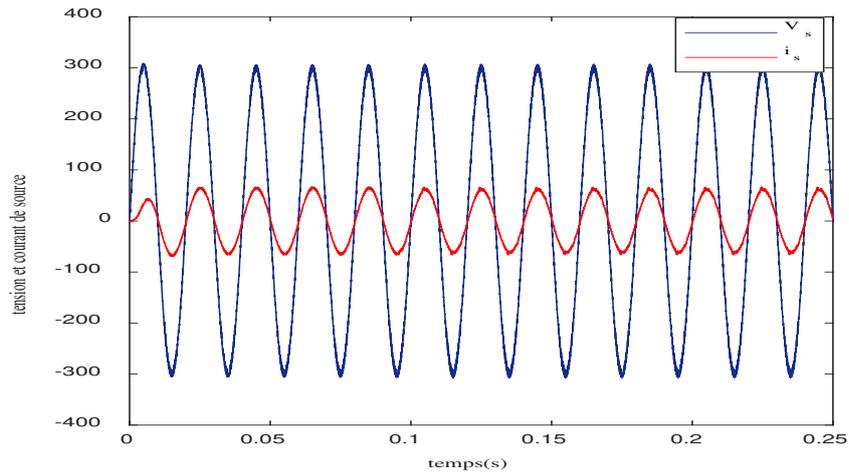


Figure II 18 : La tension et le courant de la source après le filtrage

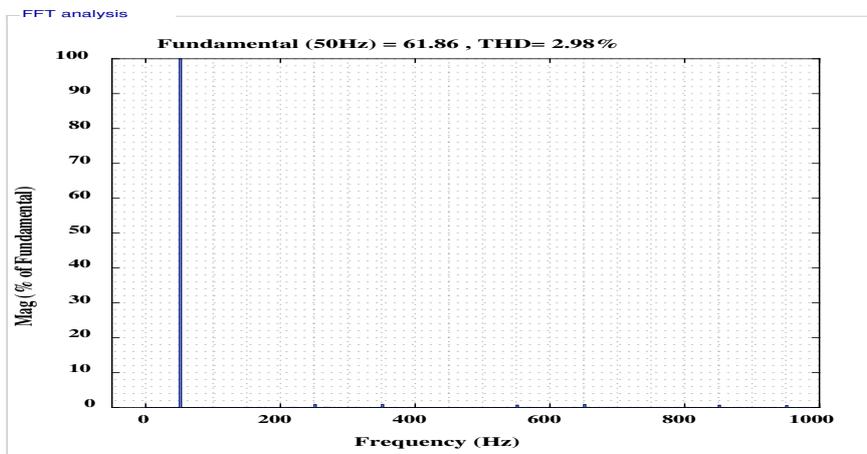


Figure II.19 : Le spectre harmonique du courant de source  $i_s$ .

Pour s'assurer du bon fonctionnement du système de filtrage, nous avons montré dans la figure (II.20) la superposition de courant identifié et injecté. Il est évidemment clair qu'ils sont complètement identiques.

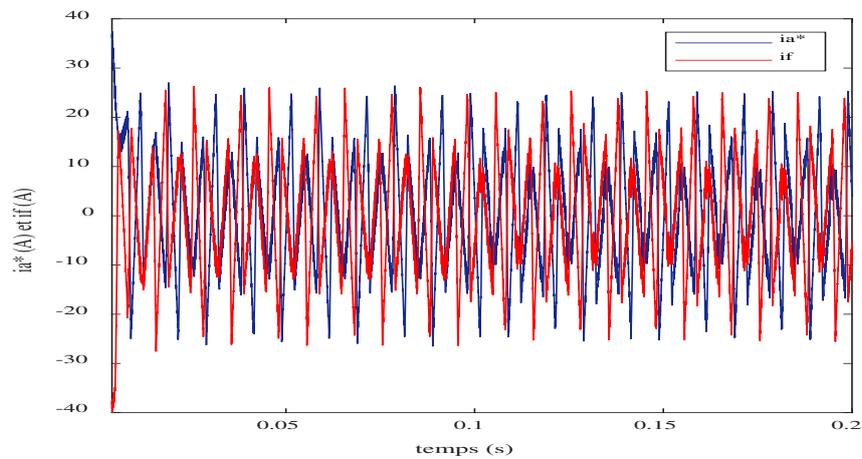


Figure II 20 : Courant de référence courant généré par le filtre actif

### II.5.2.2. Méthode du courant instantané $dq$

La méthode de détection synchrone appelée aussi méthode des courants instantanés, travaille dans l'espace de Park  $dq$ , elle requiert de ce fait moins de calcul tout en étant plus précise et plus robuste. Cet algorithme d'identification n'est applicable que si la tension du réseau est parfaitement sinusoïdale et équilibrée [30]. Dans cette méthode, pour extraire la composante harmonique, on transforme le courant dans un repère tournant ' $dq$ ' synchrone en utilisant la transformée de Park.

La transformation  $abc/dq$  est définie comme suit [30] :

$$\begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

$\theta$  : est l'angle de la transformation de Park, et il est défini par :

$$\theta = \omega t \quad (\text{II.35})$$

$\omega$  : est la pulsation du réseau.

Comme pour la méthode des puissances instantanées, on considère que le réseau étudié est composé de trois fils. Dans le domaine de la dépollution des réseaux électriques, la pulsation de référence est fixe.

Les courants harmoniques sont composés d'une composante continue liée au fondamental, et d'une composante alternative liée aux harmoniques.

$$\begin{cases} i_{cha} = \bar{i}_{cha} + \check{i}_{cha} \\ i_{chq} = \bar{i}_{chq} + \check{i}_{chq} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Finalement, pour calculer les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence  $i_{ref}$ , on utilise la transformée inverse de Park. Ces courants sont donnés par la relation [23]

$$\begin{bmatrix} i_{cha-ref} \\ i_{chq-ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dc} - \check{i}_{cha} \\ \check{i}_{cha} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Avec :

$I_{dc}$  : l'amplitude du courant actif fondamental nécessaire à la régulation de la tension continue les références des phases étant prises selon la tension de la phase (1) et le courant  $I_{dc}$ .

Etant un courant actif, donc en phase avec cette tension, sa composante de Park selon l'axe  $q$  est nulle d'où :

$$\begin{bmatrix} i_{cha-ref} \\ i_{chb-ref} \\ i_{chc-ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \check{i}_{cha-ref} \\ \check{i}_{chq-ref} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

La méthode de détection synchrone permet la compensation de l'énergie réactive en utilisant l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{chd\_ref} \\ i_{chq\_ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{i}_{chq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Si on veut la compensation des harmoniques et la puissance réactive simultanément donc on utilise la relation (II.36).

$$\begin{bmatrix} i_{chd\_ref} \\ i_{chq\_ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dc} - \tilde{i}_{chd} \\ -\bar{i}_{chq} - \tilde{i}_{chq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

### II.5.2.3. Algorithme du filtre coupe-bande (notch filter)

C'est le plus simple des algorithmes de calcul des courants de référence, proposé en 1992 par *C. A. Quinn & N. Mohan* cet algorithme est destiné à la fois pour la génération des courants de consigne d'un système à quatre fils (muni du fil du neutre) et à réguler la tension continue du filtre actif [31]. L'opération est très aisée: il suffit de faire passer chacun des courants triphasés de charge par un filtre coupe bande réglé sur la fréquence fondamentale à éliminer. En sortie, on obtient les courants harmoniques de référence de chaque fil y compris le conducteur neutre, étant la somme négative des références des trois phases. Ensuite, les tensions de source vont intervenir afin de fournir seulement la composante fondamentale du courant nécessaire à la charge. Ainsi, le courant du neutre se trouvera dépourvu de composantes harmoniques. Idéalement, le filtre actif n'est sensé fournir que de la puissance réactive. La valeur moyenne du courant du côté continu est donc nulle. Cependant, les pertes dans un filtre actif non idéal peuvent engendrer la décharge de l'élément de stockage d'énergie [32]. Ceci peut être évité en ajoutant aux courants de référence calculés, des composantes fondamentales dont l'amplitude peut être déterminée en comparant la valeur actuelle de la tension  $v_{dc}$  par la valeur désirée  $v_{dc}$  désirée.

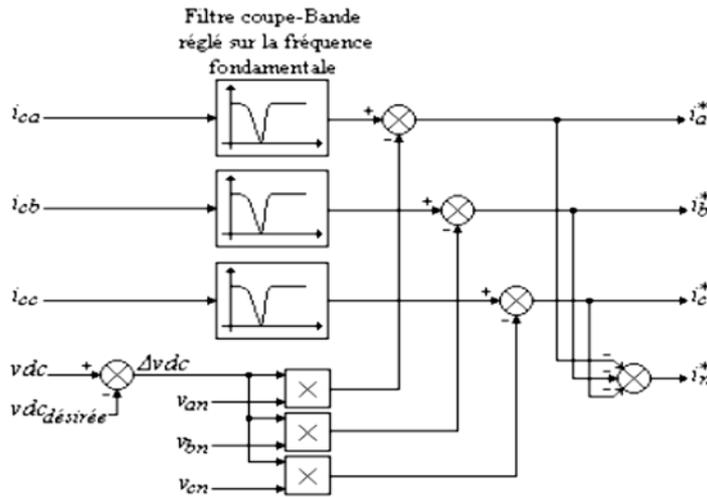
La fonction de transfert permettant la réalisation du filtre coupe bande est la suivante :

$$T(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2 + s \frac{\omega_0}{Q}} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

$\omega_0$  : est la pulsation de coupure en *rad/s*.

$Q$  : Le facteur de qualité.



**Figure II.21 :** Génération des courants de référence par l'algorithme du filtre coupe-bande

Cette méthode possède les quelques caractéristiques suivantes [7]:

1. Elle s'applique sans problème aux systèmes monophasés, biphasés ou triphasés, équilibrés ou non.
2. Possède un bon temps de réponse lors de régime transitoire.
3. Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante des semi-conducteurs composant l'onduleur du filtre actif.
4. Méthode de calcul simple.
5. Découplage moins net entre le fondamental et les harmoniques. Risque d'atténuation des harmoniques de compensation du filtre actif.

#### II.5.2.4. Algorithme basé sur le filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un estimateur d'état optimal récursif capable de produire un estimé des états qui ne sont pas, ou difficilement mesurable. Il utilise comme informations les entrées et les sorties du système qui sont bruitées. On suppose que ce bruit est blanc. Les matrices de covariance des bruits des mesures et du procédé servent d'ajustement pour la convergence. Cet algorithme convient donc très bien pour l'estimation d'harmoniques présents dans le courant appelé par des charges non linéaires.

##### a. Équations de base du filtre de Kalman

Dans notre système l'équation d'état est exprimée par :

$$x_{k+1} = \phi_k x_k + w_k \quad (\text{II.42})$$

Où :

$x_k$  : est un vecteur d'état n-1 à l'étape k.

$\phi_k$  : est une matrice d'état de transition n x n à l'étape k.

$w_k$  : représente le bruit du système (bruit blanc).

Le terme représentant le bruit blanc de l'équation d'état (II.42) peut être décrit par la matrice de covariance  $Q_k$  où :

$$E[w_k w_k^T] = \begin{cases} Q_k & i = k \\ 0 & i \neq k \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

$Q$ : la covariance de l'erreur du modèle

### b. Représentation des équations d'état d'un signal d'amplitude variant dans le temps en utilisant une référence fixe

Considérons que notre signal est le suivant :

$$s(t_k) = A(t_k) \cos(\omega t + \theta) \quad (\text{II.44})$$

Soit :

$$s(t_{1k}) = A(t_k) \cos(\omega t_k + \theta) \quad s(t_{2k}) = A(t_k) \sin(\omega t_k + \theta) \quad (\text{II.45})$$

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

$$s(t_{k+1}) = A(t_{k+1}) \cos(\omega t_k + \Delta \omega t + \theta) = x_{k+1} \quad (\text{II.46})$$

$$x_{k+1} = x_{1k} \cos(\omega \Delta t) - x_{2k} \sin(\omega \Delta t) \quad (\text{II.47})$$

De même que :

$$x_{2k+1} = A(t_{k+1}) \sin(\omega t_k + \Delta \omega t + \theta) \quad (\text{II.48})$$

$$x_{2k+1} = x_{1k} \sin(\omega \Delta t) - x_{2k} \cos(\omega \Delta t) \quad (\text{II.49})$$

Les variables d'états sont exprimées comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega \Delta t) & -\sin(\omega \Delta t) \\ \sin(\omega \Delta t) & \cos(\omega \Delta t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}_k \quad (\text{II.50})$$

Avec l'équation de mesure :

$$z_k = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}_k + v_k \quad (\text{II.51})$$

Donc, lorsque le signal contient  $n$  fréquences, les fondamentaux plus  $n-1$  harmoniques, la représentation des variables d'état prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & M_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_{2n-1} \\ a_{2n} \end{bmatrix} w_k \quad (\text{II.52})$$

Où la composition des sous matrices  $M_i$  est :

$$M_i = \begin{bmatrix} \cos(i\omega \Delta t) & -\sin(i\omega \Delta t) \\ \sin(i\omega \Delta t) & \cos(i\omega \Delta t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

L'équation de mesure est donnée par :

$$z_k = H_k x_k + v_k = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 1 \quad 1 \quad ] \times \begin{bmatrix} x \\ x_2 \\ \dots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + v_k \quad (\text{II.54})$$

### c. Principe de l'algorithme basé sur le filtre de Kalman

Les équations d'état décrites dans la section précédente nous permettent de les implanter dans l'algorithme basé sur le filtre de Kalman pour l'estimation d'harmoniques présents dans un signal. Pour débiter l'estimation récursive du filtre de Kalman, il est nécessaire d'avoir un vecteur  $\hat{x}_0^-$  du processus initial ainsi qu'une matrice de covariance initiale associée  $P_0^-$ . Ces valeurs initiales permettent le calcul des équations de prédiction. Par la suite, à l'aide de ces équations de prédiction, le calcul des équations de correction peut être effectué.

La méthode de la compensation d'harmonique basée sur l'algorithme de Kalman possède les quelques caractéristiques suivantes :

- ✓ Elle s'applique sans problème aux systèmes monophasé, biphasé ou triphasé, équilibrés ou non.
- ✓ L'algorithme de Kalman peut être utilisé, comme ici, pour l'estimation des harmoniques quand la fréquence fondamentale est fixe. Dans le cas contraire, le système est considéré comme non linéaire et la version étendue du filtre de Kalman (*FKE*) doit être utilisée afin de tenir compte des variations de fréquence du système.
- ✓ Possède un bon temps de réponse lors de régime transitoire. Le nombre d'harmoniques compensés dépend de la dimension des équations d'état.
- ✓ Méthode de calcul simple.
- ✓ Chaque nouvelle estimée d'état est calculée à partir de l'ancienne et d'une nouvelle donnée d'entrée. Seule l'ancienne estimée nécessite d'être stockée. L'algorithme est donc idéal pour une implantation sur ordinateur.
- ✓ Découplage net entre le fondamental et les harmoniques.

## II.6 Commande du compensateur statique de puissance réactive

La commande du compensateur est constituée de deux boucles internes et une boucle externe [33]. Les boucles internes régulent les courants de phase afin de n'échanger avec le réseau que de la puissance réactive, tandis que la boucle externe régule la tension continue  $V_{dc}$ . La figure (II.22) représente le schéma bloc synoptique illustrant le principe de la régulation linéaire cascade [10].

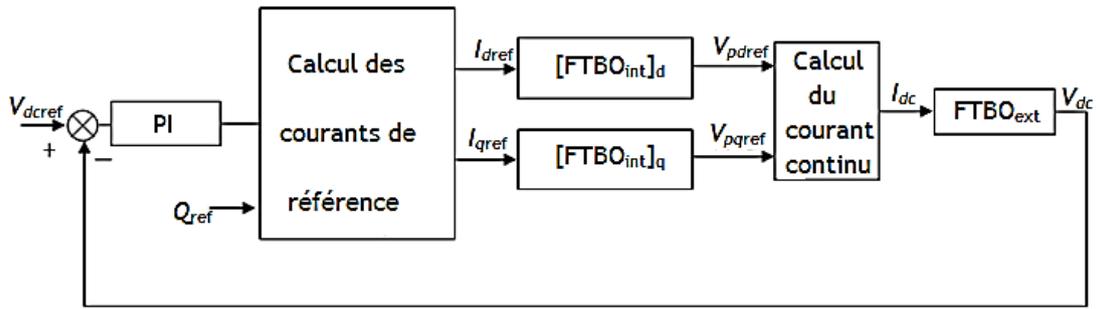


Figure. II.22 : Schéma bloc de synoptique de la régulation linéaire cascade du compensateur de puissance réactive.

### II.6.1. Modélisation des boucles internes

La boucle interne est modélisée par la tension du réseau  $V_s$  en série avec une impédance constituée d'une inductance  $L_s$  et d'une résistance  $R_s$ . La tension que fournit le convertisseur est notée par  $V_p$ .

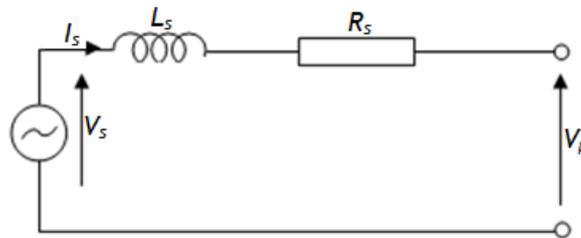


Figure. II.23 : Modélisation de la boucle interne.

$$FTBO_{int}(p) = \frac{I_s(p)}{V_s(p) - V_p(p)} = \frac{1}{R_s(1 + \tau p)} \quad (\text{II.55})$$

Où :  $\tau = L_s/R_s$

Si on considère que la résistance du réseau est faible, l'équation (II.55) devient :

$$FTBO_{int}(p) = \frac{1}{L_s p} \quad (\text{II.56})$$

D'où on conclut que la boucle interne se comporte comme un intégrateur.

### II.6.2. Modélisation de la boucle externe

La boucle externe maintient la tension de capacité  $V_{dc}$  à une tension de référence  $V_{dcref}$ .

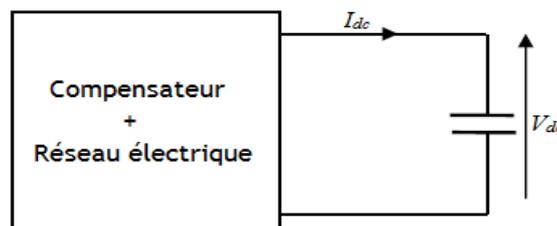


Figure. II.24 : Modélisation de la boucle externe.

Pour le calcul de la fonction de transfert de la boucle externe du compensateur, on a :

$$I_{dc}(t) = C \frac{dV_{dc}(t)}{dt} \quad (\text{II.57})$$

Ce qui implique :

$$V_{dc}(t) = \frac{1}{C} \int I_{dc}(t).dt \quad (\text{II.58})$$

La transformée de Laplace appliquée à l'équation (II.58) donne :

$$V_{dc}(p) = \frac{1}{CP} I_{dc}(p) \quad (\text{II.59})$$

Alors, on peut écrire :

$$FTBO_{ext} = \frac{V_{dc}(p)}{I_{dc}(p)} = \frac{1}{Cp} \quad (\text{II.60})$$

### II.6.3. Bilan des puissances

Le bilan de puissance côté alternatif puis côté continu permet d'établir le lien entre la boucle externe et les boucles internes. La sortie du correcteur PI de la boucle externe fournit la référence de la puissance active. A partir de cette puissance et en imposant la consigne de la puissance réactive, on peut déduire les courants de référence dans l'axe  $dq$  [3].

#### II.6.3.1. Calcul de la puissance active

Le calcul de la puissance active s'obtient comme suit :

Dans le repère triphasé :

$$P = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (\text{II.61})$$

Dans le repère  $dq$  :

$$P = \frac{3}{2} (V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}) \quad (\text{II.62})$$

#### II.6.3.2. Calcul de la puissance réactive

Le calcul de la puissance active s'obtient comme suit :

Dans le repère triphasé :

$$Q = \left( \frac{V_{sc} - V_{sb}}{\sqrt{3}} \right) I_{sa} + \left( \frac{V_{sa} - V_{sc}}{\sqrt{3}} \right) I_{sb} + \left( \frac{V_{sb} - V_{sa}}{\sqrt{3}} \right) I_{sc} \quad (\text{II.63})$$

Dans le repère  $dq$  :

$$Q = \frac{3}{2} (V_{sd} i_{sq} - V_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II.64})$$

## II.6.4. Calcul des consignes de régulation

### II.6.4.1. Consignes des courants dans le repère dq

Les consignes des puissances actives et réactives étant fixées, les composantes suivant les axes d et q des courants de consignes se calculent après mesure des composantes de Park de la tension de réseau [34] [35], on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} \\ -V_{sq} & V_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.65})$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} \\ -V_{sq} & V_{sd} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{V_{sd}^2 + V_{sq}^2} \begin{bmatrix} V_{sd} & -V_{sq} \\ V_{sq} & V_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} I_{dref} = \frac{2}{3} \frac{1}{V_{sd}^2 + V_{sq}^2} (P_{ref} \cdot V_{sd} - Q_{ref} \cdot V_{sq}) \\ I_{qref} = \frac{2}{3} \frac{1}{V_{sd}^2 + V_{sq}^2} (P_{ref} \cdot V_{sq} - Q_{ref} \cdot V_{sd}) \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

Le système (II.67) fournit les composantes de Park des courants de consignes à imposer en boucle ouverte, pour obtenir l'échange de puissance choisi avec le réseau, le principe est illustré sur la figure (II.25).

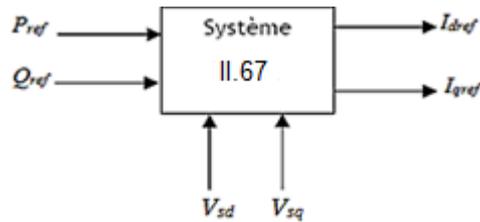


Figure. II.25 : Calcul des courants de référence dans le repère dq.

### II.6.5. Problème de couplage

Le couplage des composantes de Park des courants de phase conduit à un modèle plus complexe, les composantes  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  s'expriment en fonctions des tensions  $V_{pd}$  et  $V_{pq}$ . Trois formes de commandes sont présentées, une commande ne tenant pas compte du phénomène du couplage de la tension du réseau et deux commandes utilisant des méthodes de compensation de cette tension [3] :

**1<sup>ère</sup> Méthode :**

Il s'agit de compenser le système pour réguler les deux composantes de façon indépendantes en ignorant le couplage sur les axes  $d$  et  $q$ .

**2<sup>ème</sup> Méthode :**

Dans la boucle de régulation des courants dans l'axe dq, une précommande utilise les courants de référence  $I_{dref}$  et  $I_{qref}$  pour compenser le couplage. Ce découplage fait donc intervenir une commande extérieure mais d'un point de vue théorique, ce dernier n'est pas correct en régime transitoire.

**3<sup>ème</sup> Méthode :**

Cette commande, qui sera choisie dans notre étude, permet d'obtenir un découplage en régime transitoire et en régime permanent à partir de la mesure des courants (Figure II.26).

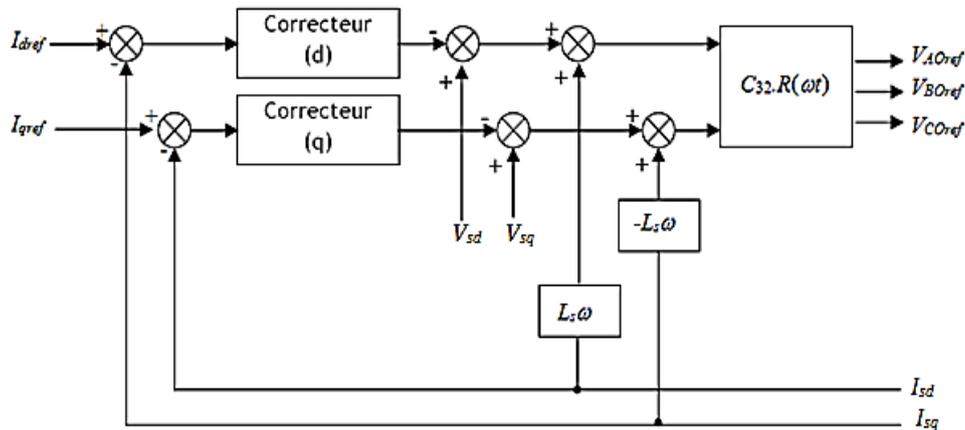


Figure. II.26 : Régulation des courants réseaux dans le repère dq avec compensation du couplage.

**II.6.6. Schéma complet de la régulation dans le repère dq**

La régulation complète linéaire cascade pour le compensateur est décrite sur la figure (II.27). La tension  $V_{dcref}$  présente la valeur de référence de la boucle externe. L'erreur en tension ( $V_{dcref} - V_{dc}$ ) est la variable d'entrée du régulateur de tension dont la sortie est la consigne du courant continu  $I_{dcref}$ . La puissance de référence active  $P_{ref}$  est obtenue par le produit  $V_{dcref} \cdot I_{dcref}$  et en donnant une consigne de puissance réactive  $Q_{ref}$ , on peut donc obtenir les courants de référence  $I_{dref}$  et  $I_{qref}$  dans le repère dq.

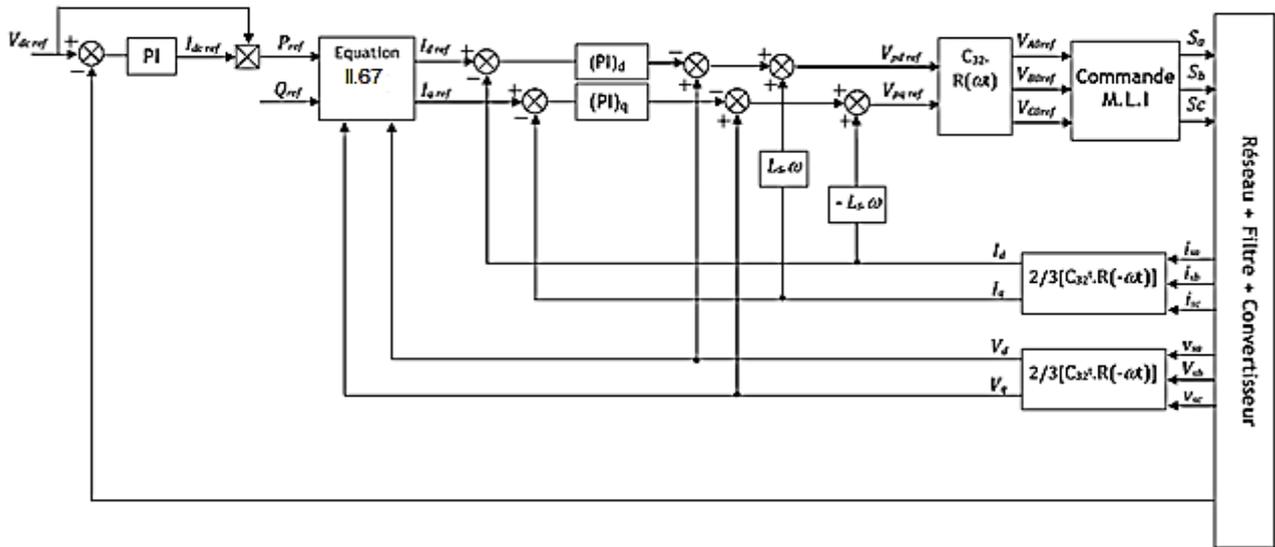


Figure. II.27 : Régulation linéaire cascade du compensateur dans le repère dq, avec compensation du couplage.

## II.7. Calcul des régulateurs PI

Le calcul des régulateurs qui peuvent être utilisés pour réguler les boucles internes se fait comme suit :

- ✓ Introduire dans le système de commande des régulateurs convenables.
- ✓ Choisir leurs meilleurs paramètres afin de réguler le transit de la puissance réactive, maintenir la tension continue constante et diminuer les oscillations transitoires.

Le circuit de régulation de la tension continue et les courants de phases est donné par la figure (II.28).

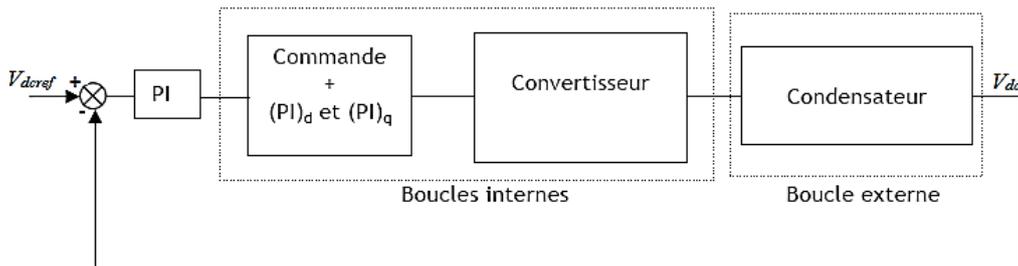


Figure. II.28 : Schéma synoptique simplifié du circuit de régulation.

### II.7.1 .Régulateur PI

Le rôle d'un régulateur est de maintenir une grandeur de sortie exactement asservie à une grandeur d'entrée [36]. Pour atteindre cet objectif, le schéma utilisé en régulation consiste à retourner en contre-réaction la grandeur mesurée, réalisant ainsi un signal d'erreur utilisé pour corriger la sortie (Figure. II.29).

Dans cette étude, notre choix est basé sur un correcteur PI, car ce dernier présente des avantages qui sont : un temps de réponse minimal et une erreur statique nulle d'où une meilleure précision.

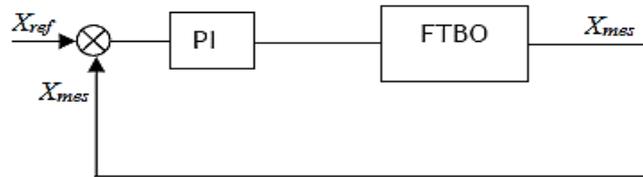


Figure. II.29 : Régulation en boucle fermée.

$X_{ref}$  : Grandeur de référence.

$X_{mes}$  : Grandeur mesurée.

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte du système à réguler.

La fonction du transfert du régulateur PI est donnée par :

$$F_{pi}(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{II.68})$$

$K_p$  : gain de l'action proportionnelle.

$K_i$  : gain de l'action intégrale.

## II.8. Simulation et Interprétation

Dans cette partie, l'étude est réalisée en deux étapes : dans la première étape il s'agit d'étudier la structure du convertisseur statique utilisé comme compensateur de puissance réactive. Ensuite on ajoute un bloc d'identification d'harmoniques pour que le filtre actif puisse réaliser les deux fonctions à la fois, à savoir la compensation de la puissance réactive et la dépollution des harmoniques. La méthode d'identification d'harmoniques adoptée dans ce chapitre est celle des puissances instantanées.

### II.8.1. Compensateur de puissance réactive

- Paramètres du système :

- Réseau :  $U_s = 380 \text{ V}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $R_s = 0,1 \ \Omega$ ,  $L_s = 10 \text{ mH}$ .
- Côté continu :  $V_{dcref} = 700 \text{ V}$ ,  $C = 800 \ \mu\text{F}$ .
- La fréquence de la porteuse :  $f_p = 5 \text{ kHz}$ .
- La fréquence d'échantillonnage :  $f_s = 50 \text{ kHz}$ .

Pour que le système soit stable, il faut que les pôles de sa fonction de transfert possèdent tous une partie réelle négative, c'est à dire que la stabilité est toujours assurée, pour cela il est nécessaire de calculer les valeurs optimales du régulateur PI pour les deux boucles (interne et externe).

En tenant compte des relations suivantes :

$$\delta.t_r \approx 3 \quad \text{et} \quad \delta = \xi.\omega_n$$

Avec :

$\delta$  : Taux d'amortissement

$t_r$  : Temps de réponse.

$\xi$  : Facteur d'amortissement

$\omega_n$  : Pulsation propre non amortie

Pour un temps de réponse minimal  $t_r = 0,01$  s, l'amortissement a pour valeur optimale égale à  $\xi = 0,707$  ; donc on aura :

$$\delta = \frac{3}{t_r} = \frac{3}{0,01} = 300 \text{ s}^{-1} \quad \omega_n = \frac{\delta}{\xi} = \frac{300}{0,707} = 424,26 \text{ rd/s}$$

### Pour les boucles internes :

Pour le calcul des paramètres du régulateur PI<sub>dq</sub>, on a :

$$K_{pdq} = 2\xi.L_s.\omega_n - R_s = (2.0,707.10.10^{-3}.424,26) - 0,1,$$

Donc :  $K_{pdq} = 5,85$ , et :  $K_{Idq} = L_s.\omega_n^2 = 1.10^{-3}.(424,26)^2$ , avec :  $K_{Idq} = 1800$

### Pour la boucle externe :

Pour le calcul des paramètres du régulateur PI, on a :

Pour un temps de réponse minimal  $t_r = 0,03$  s, l'amortissement a pour valeur optimale égale à

$$\xi = 0,707 ; \text{ donc on aura : } \delta = \frac{3}{t_r} = \frac{3}{0,03} = 100 \text{ s}^{-1}.$$

$$\text{Alors : } \omega_n = \frac{\delta}{\xi} = \frac{100}{0,707} = 141,42 \text{ rd/s}$$

$$K_p = 2\xi.C.\omega_n = 2.0,707.800.10^{-6}.141,42 = 0,16, \quad \text{et : } K_i = C.\omega_n^2 = 800.10^{-6}.(141,42)^2 = 16$$

Dans ce travail nous avons simulé le compensateur et nous nous sommes basés sur la commande adaptative. Cette dernière permet de régler l'amplitude et le déphasage des tensions de référence normalisées (modulatrices) qui sont comparées avec une porteuse) pour générer les états logiques des interrupteurs. Ces états imposent aux tensions fondamentales à l'entrée du convertisseur de suivre leurs modulatrices en amplitude et en déphasage. Donc, on peut régler indirectement le déphasage et l'amplitude des courants du réseau, d'où l'échange des puissances peut être assuré.

Globalement le fonctionnement du système est tel que :

$V_{Aof} < V_{sa}$ : le courant circule en provenance du réseau vers le compensateur, nous avons alors une absorption de la puissance réactive inductive par le Compensateur.

$V_{AO_f} > V_{sa}$  : le courant circule en provenance du compensateur vers le réseau, nous avons alors une génération de puissance réactive par le compensateur.

$V_{AO_f} = V_{sa}$  : aucun échange de puissance réactive entre le réseau et le Compensateur.

- $V_{sa}$  : la tension de la première phase du réseau alternatif.
- $V_{AO_f}$  : la tension fondamentale de la première phase à la sortie de l'onduleur.

Afin de valider l'efficacité du système de commande, on a imposé un changement de consigne de la puissance réactive, tout en gardant fixe la consigne de la tension du côté continu, tels que :

$$V_{dcref} = 700 \text{ V.}$$

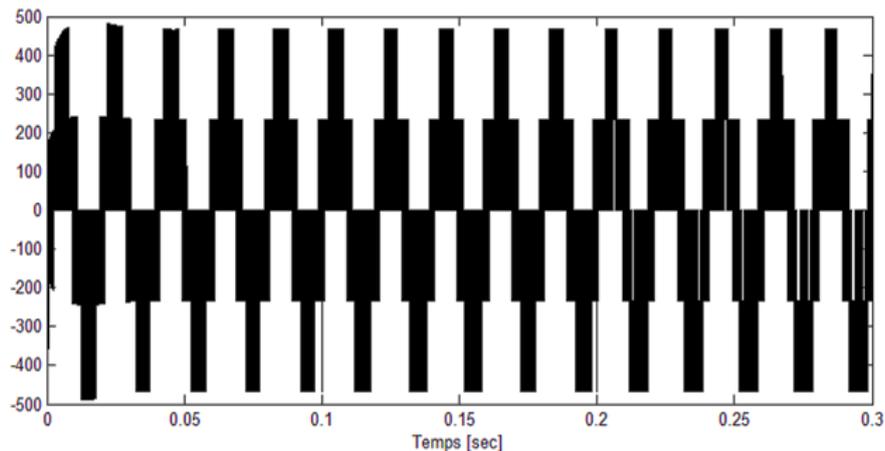
$$Q_{ref} = +5 \text{ kVars entre 0 et 0,1 secondes.}$$

$$Q_{ref} = 0 \text{ kVars entre 0,1 et 0,2 secondes.}$$

$$Q_{ref} = -5 \text{ kVars entre 0,2 et 0,3 secondes.}$$

L'amplitude des courants réseaux vaut :

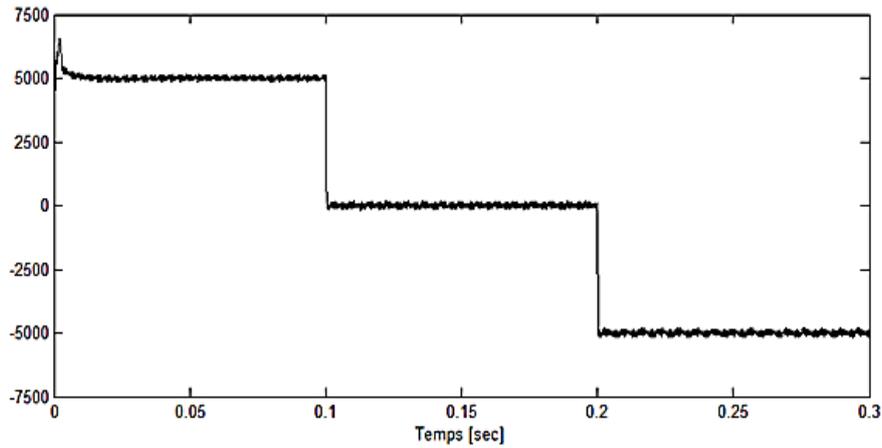
$$I_{ref} = 10,2 \text{ A si } Q_{ref} = \pm 5 \text{ kVars.}$$



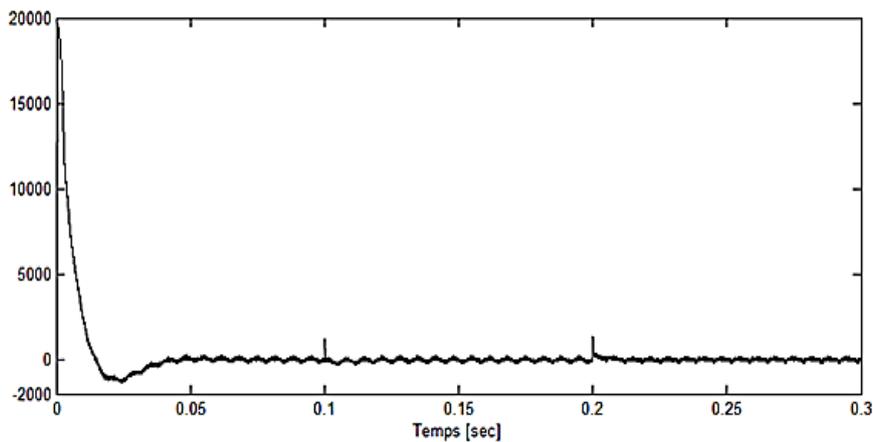
**Figure. II.30 :** Tension simple d'entrée du Compensateur  $V_{AO}$  [V]

La figure II.31 montre la réponse dynamique de la puissance réactive en trois modes de fonctionnement :

- 1<sup>er</sup> mode : Le compensateur génère de la puissance réactive (+5 kVars).
- 2<sup>ème</sup> mode : Aucun n'échange de puissance n'intervient entre le compensateur et le réseau.
- 3<sup>ème</sup> mode : Le compensateur absorbe de la puissance réactive (-5 kVars).



**Figure II.31 :** Puissance réactive échangée entre le réseau et le compensateur  $Q$  [Vars]



**Figure II.32 :** Puissance active échangée entre le réseau et le compensateur  $P$  [W]

La figure (II.33) illustre la variation du courant réactif  $I_{sq}$  qui atteint sa valeur stable de référence après le régime transitoire. Il est positif (+10,2A) en mode capacitif, il s'annule, puis il devient négatif en mode inductif (-10,2A). Le courant réactif  $I_{sq}$  présente la même allure que la puissance réactive, car ce courant est responsable de cette puissance. Quand il est positif, il circule donc du compensateur vers le réseau et il circule du réseau vers le compensateur lorsqu'il est négatif.

La figure (II.34) représente l'évolution du courant actif  $I_{sd}$  qui a la même allure que la puissance active, puisque ce courant est responsable de cette puissance. Selon la loi de la conservation d'énergie, ce courant présente en régime permanent une faible valeur dont le rôle est de charger le condensateur.

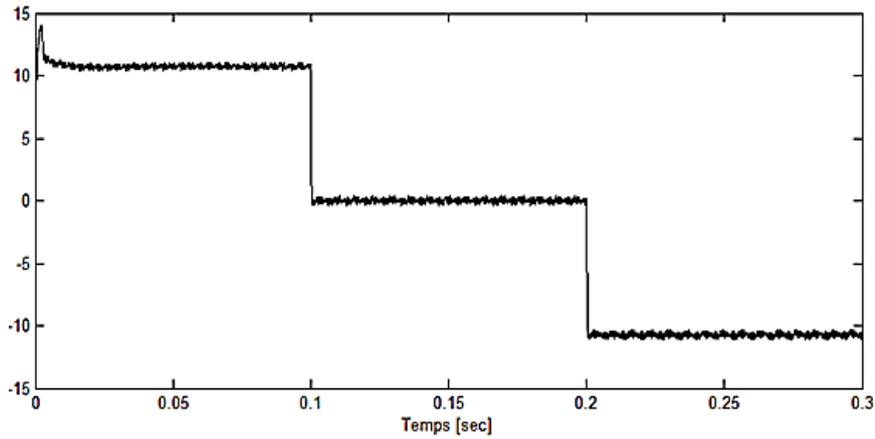


Figure. II.33 : Courant réactif  $I_q$  [A]

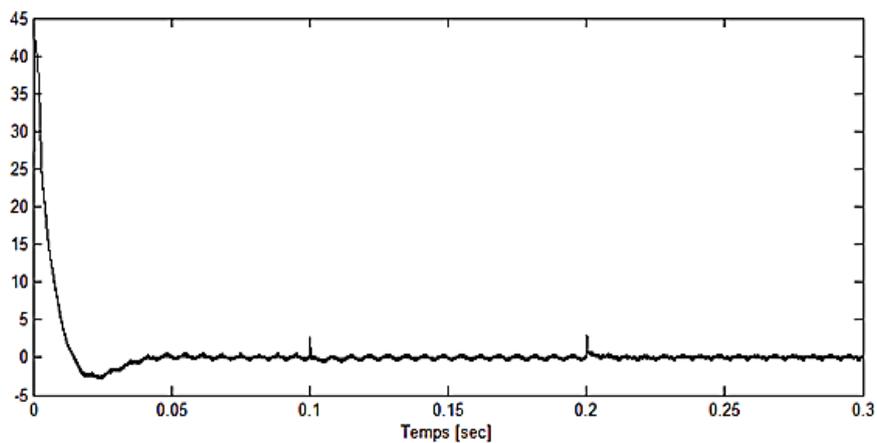


Figure. II.34 : Courant actif  $I_d$  [A]

La figure (II.35) représente la réponse du courant de phase  $I_{sa}$  par rapport à la tension du réseau  $V_{sa}$ , pour un changement de référence de la puissance réactive. En mode capacitif, il est en avance de  $(+90^\circ)$  par rapport à la tension du réseau, en mode où il n'y a aucun échange de puissance il s'annule, puis il est en retard de  $(90^\circ)$  par rapport à la tension du réseau en mode inductif. Ce courant à une valeur maximale qui vaut 10,2 A.

Ce courant de phase injecté par le compensateur a une forme d'onde très améliorée (quasi-sinusoïdale).

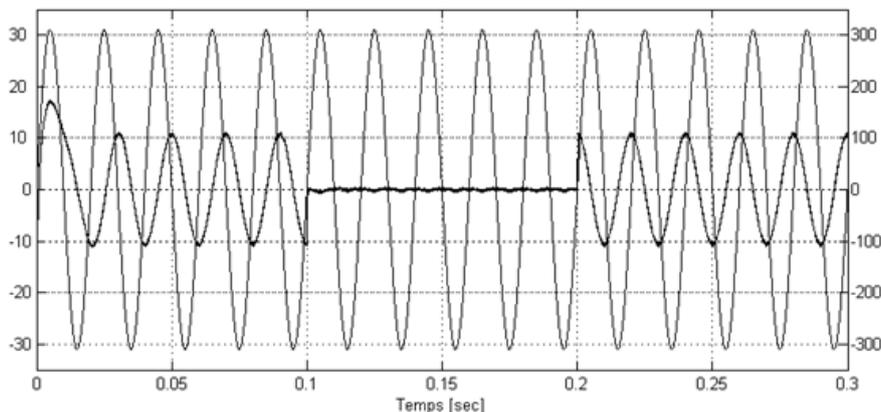


Figure. II.35 : Courant de phase  $I_{sa}$  [A] par rapport à la tension du réseau  $V_{sa}$  [V]

La figure II.36 illustre l'évolution de la tension  $V_{dc}$  du côté continu qui atteint sa valeur de référence ( $V_{dc\text{ref}}=700\text{V}$ ) en régime permanent.

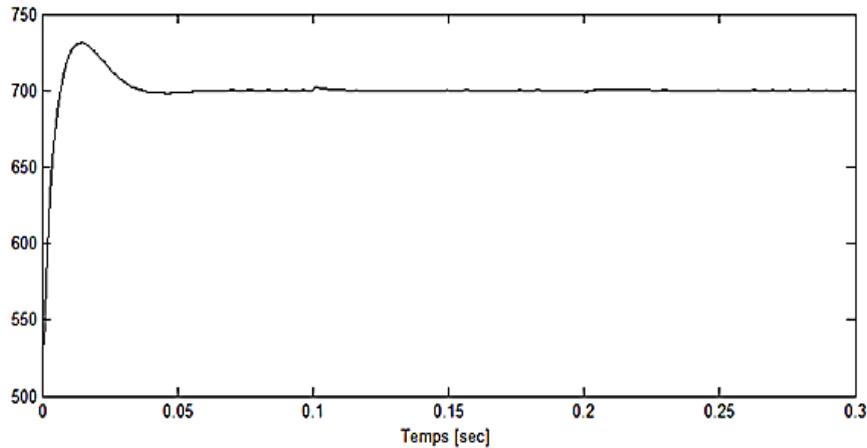


Figure. II.36 : Tension continue  $V_{dc}$  [V]

**II.8.2. Filtre actif parallèle de puissance**

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante.

Le schéma de commande basé sur les puissances instantanées du filtre actif de puissance est illustré dans la figure (II.37).

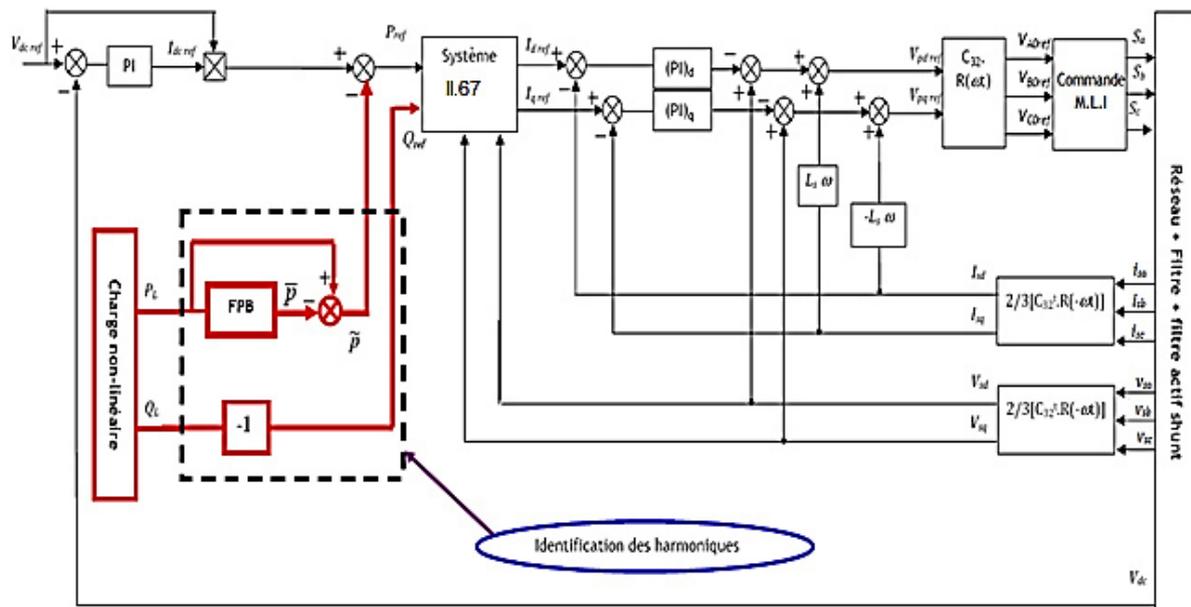


Figure. II.37 : Schéma de commande basée sur les puissances instantanées du filtre actif de puissance

Pour montrer l'efficacité du filtre actif de puissance, nous avons utilisé comme charge non-linéaire un pont redresseur tous thyristors. Suivant la valeur de l'angle d'amorçage des thyristors, deux essais ont été réalisés :

- 1- L'échange de puissance réactive est négligeable, c'est-à-dire l'angle d'amorçage vaut zéro.
- 2- A  $t=0.15s$ , le redresseur absorbe à la fois les courants harmoniques et de la puissance réactive, l'angle d'amorçage vaut  $20^\circ$ .

Les figures (II.38) et (II.39) illustrent les résultats de simulation obtenus par la commande linéaire cascade du filtre actif en utilisant la méthode d'identification des harmoniques utilisée est celle des puissances instantanées.

Ces figures représentent respectivement la forme d'onde du courant absorbé par la charge non linéaire ainsi que son spectre d'harmoniques. Les courants harmoniques sont de rang  $6k \pm 1$ . Le THD en courant pour cette charge est de 19.04%. Le but du filtrage actif est de ramener ce THD à une valeur inférieure à 5%.

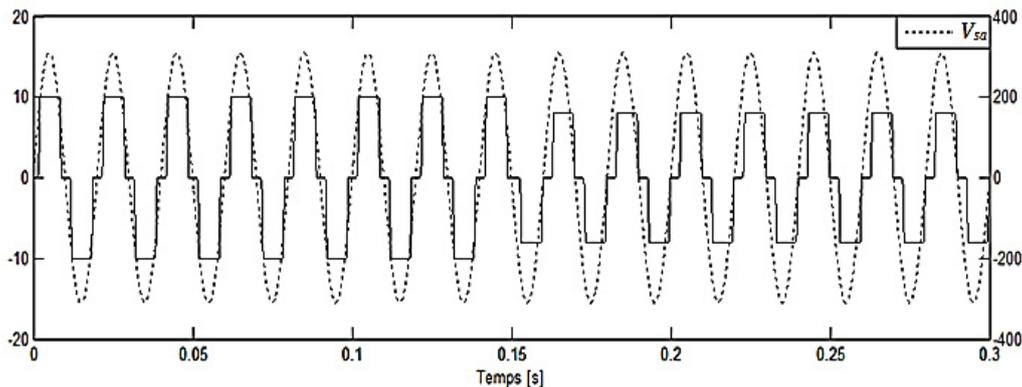


Figure. II.38 : Forme d'onde du courant absorbé par la charge non linéaire  $I_{La}$  [A]

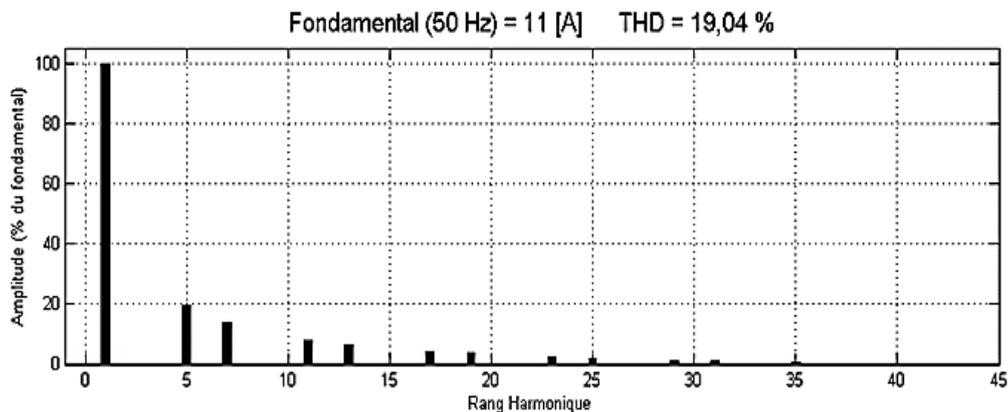
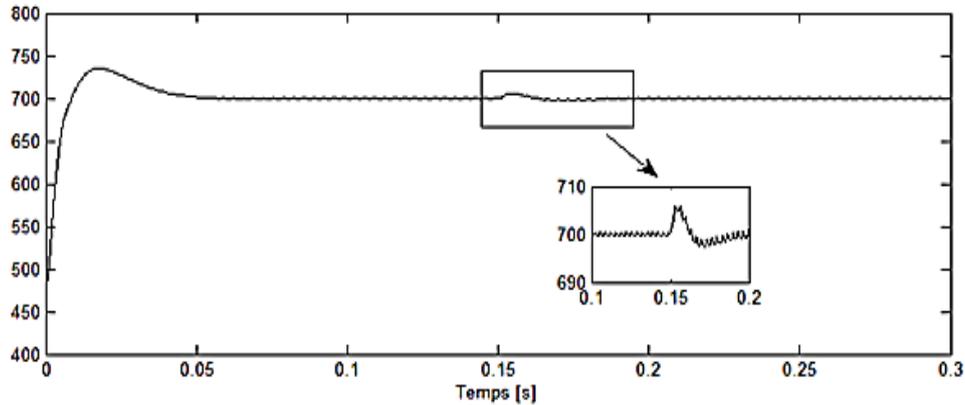


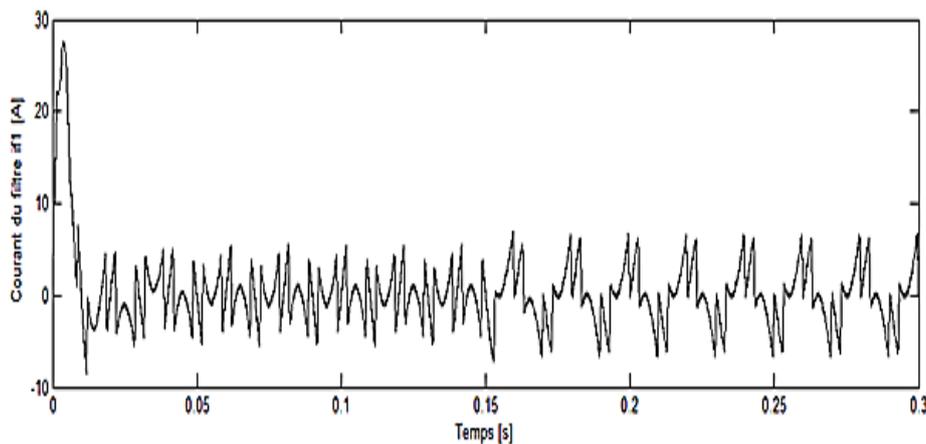
Figure. II.39 : Spectre des harmoniques du courant de phase de la charge non-linéaire  $I_{La}$

Les figures de (II.40) à (II.41) donnent les résultats de simulation obtenus par la commande linéaire cascade.



**Figure. II.40 :** Tension continue  $V_{dc}$  [V]

La figure (II.40) représente la forme d'onde de la tension du continue  $V_{dc}$  du filtre actif. On remarque un léger dépassement qui est acceptable et le temps de réponse qui est de l'ordre de 0,03 [sec]. Ce temps a été imposé, précédemment, afin de calculer des paramètres du régulateur PI. A l'instant  $t=0,15$ s, où le courant de la charge a changé de forme, cette tension subit une légère variation puis elle revient à sa valeur de référence. La tension continue  $V_{dc}$  n'est donc pas influencée par la variation de la charge et cela est dû au bon choix des paramètres du régulateur *PI* de la boucle externe.



**Figure. II.41 :** Forme d'onde du courant injecté par le filtre actif pour la première phase  $I_{fa}$  [A]

La figure (II.41) illustre la forme du courant injecté par le filtre actif. Ce courant présente un pic de 27,5 A. Après le régime transitoire, ce courant  $i_{fa}$  compense les harmoniques du courant de la charge et le courant résultant du réseau  $i_{sa}$  prend une forme proche de la sinusoïde (Figure. II.42). A l'instant  $t=0,15$  s, où la charge non-linéaire consomme de la puissance réactive, le courant du filtre actif  $i_{fa}$  a changé sa forme afin de compenser simultanément la puissance réactive et les harmoniques engendrés par la charge non-linéaire.

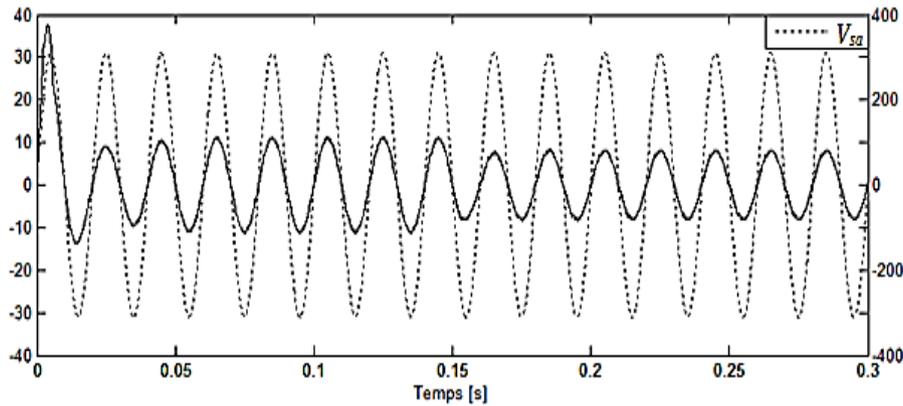


Figure. II.42 : Formes d'onde du courant du réseau  $I_{sa}$  [A] et la tension correspondante  $V_{sa}$  [A]

La figure (II.42) montre que le courant résultant du réseau  $i_{sa}$  est toujours proche de la sinusoïde, et qu'il reste toujours en phase avec la tension du réseau quelque soit la consommation de la charge polluante.

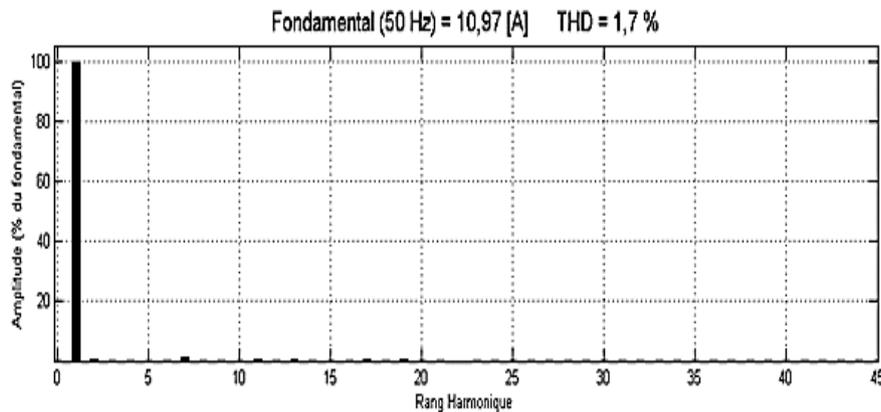


Figure. II.43 : Spectre d'harmoniques du courant du réseau  $I_{sa}$  [A]

A partir de l'analyse spectrale du courant résultant du réseau  $i_{sa}$  (Figure. II.43), nous remarquons que le THD dans le cas de la commande avec la méthode d'identification basée sur les puissances instantanées a diminué de 19,04 % à 1,70 %.

## II.9. Conclusion

Ce chapitre a présenté la procédure de modélisation du redresseur à MLI et d'un filtre actif parallèle. Dans un premier temps, un schéma fonctionnel du redresseur a été constitué et un autre du FAP dans le repère triphasé puis dans le repère dq.

Pour la stratégie de commande du filtre actif, le convertisseur a été testé comme compensateur de puissance réactive afin de corriger le facteur de puissance. Ensuite et dans le but de corriger à la fois le facteur de puissance et le THD du courant de ligne, la méthode des puissances instantanées pour l'identification des harmoniques, a été insérée dans le schéma de commande pour faire fonctionner ce convertisseur comme filtre actif de puissance.

Les résultats issus de la simulation montrent clairement que le filtre actif a permis de compenser la puissance réactive ainsi que les harmoniques provoquées par la charge non-linéaire.

L'application de la technique DPC d'un convertisseur statique dédiée à la compensation active des harmoniques fera l'objet du troisième chapitre

# ***CHAPITRE***

---

**3**

***Contrôle direct de  
puissance de convertisseur  
statique dédié à la compensation  
des harmoniques***

## CHAPITRE III

# CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE DE CONVERTISSEUR STATIQUE DEDIE A LA COMPENSATION DES HARMONIQUES

### III.1. Introduction

Le principe du contrôle direct, notamment du couple, a été proposé en 1986 par TAKAHASHI, et il a été développé plus tard pour d'autres applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures effectuées [37].

La première application développée était le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle était connue sous le nom de Contrôle Direct du Couple ou DTC en anglais (Direct Torque Control) [38]. Dans ce cas, le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sont contrôlés sans aucun bloc de modulation. Ensuite, une technique similaire, mais appliquée sur la puissance, appelée Contrôle Direct de Puissance ou DPC en anglais (Direct Power Control) pour le contrôle des redresseurs en remplacement de la commande classique basés sur les boucles de régulation des courants. Dans cette nouvelle technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

### III.2. Principe de la commande directe de puissance

La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées  $S_p$ ,  $S_q$  des puissances active et réactive instantanées, fournies par des régulateurs à hystérésis à deux niveaux, aussi bien que sur la position angulaire du vecteur de tension estimée. En fonction de la valeur de cette position, le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) est divisé en douze secteurs où on doit associer à chaque secteur un état logique du redresseur. La référence de la puissance active est obtenue par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire un contrôle de la puissance réactive à zéro est effectué [30].

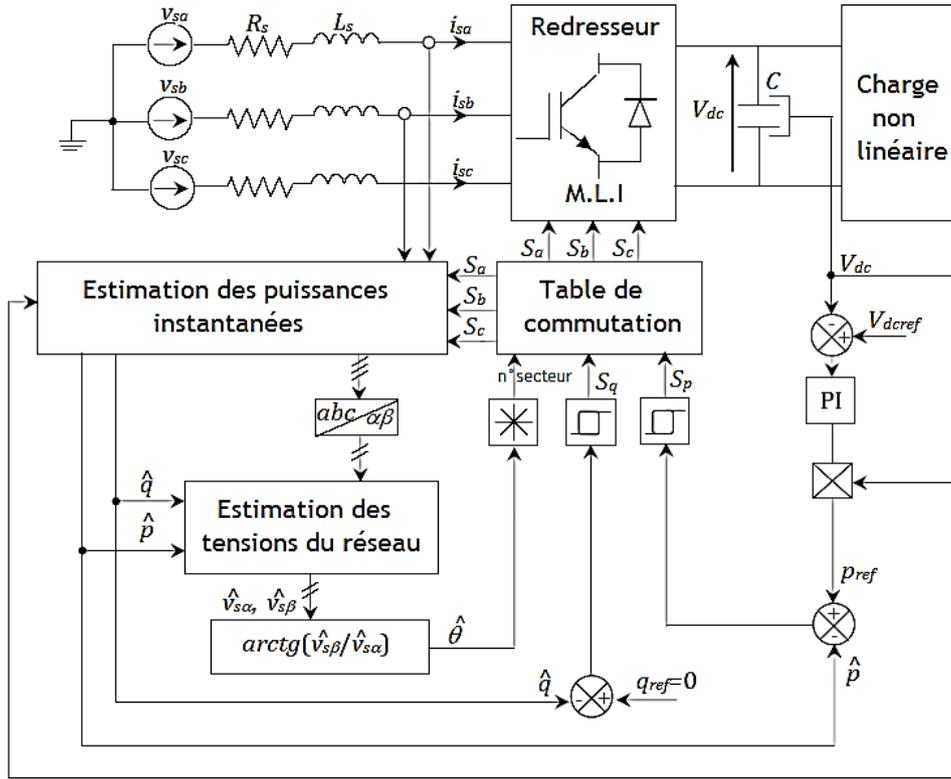


Figure III.1 : Configuration générale de la technique DPC

### III.2.1. Estimation des puissances instantanées

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Alors que, la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux [39]. La puissance apparente complexe peut être exprimée par l'expression suivante:

$$\bar{S} = p + jq \quad (\text{III.1})$$

$$\bar{S} = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} + v_{sc}i_{sc} + \frac{1}{\sqrt{3}}[(v_{sb} - v_{s1})i_{sa} + (v_{sc} - v_{sa})i_{sb} + (v_{sa} - v_{sb})i_{sc}] \quad (\text{III.2})$$

Sachant que :

$v_s$  : Tension instantanée du réseau.

$i_s$  : Courant instantané de ligne.

Cependant, l'expression (III.1) exige la connaissance des tensions du réseau. De ce fait, il faut exprimer les puissances par d'autres expressions indépendantes des tensions du réseau. Alors, les expressions qui donnent l'estimation des puissances active et réactive instantanées sans capter les tensions sont comme suit [10] :

$$\hat{p} = L \left( \frac{di_{sa}}{dt} i_{sa} + \frac{di_{sb}}{dt} i_{sb} + \frac{di_{sc}}{dt} i_{sc} \right) + V_{dc} (S_a i_{sa} + S_b i_{sb} + S_c i_{sc}) \quad (\text{III.3})$$

$$\hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ 3L \left( \frac{di_{sa}}{dt} i_{sc} - \frac{di_{sc}}{dt} i_{sa} \right) - V_{dc} (S_a (i_{sb} - i_{sc}) + S_b (i_{sc} - i_{sa}) + S_c (i_{sa} - i_{sb})) \right] \quad (\text{III.4})$$

La première partie des deux expressions représente la puissance dans les inductances de ligne. En notant ici que les résistances internes de ces inductances sont négligeables car la puissance active dissipée dans ces résistances est en fait beaucoup plus faible devant la puissance mise en jeu. Cependant, la deuxième partie représente la puissance de sortie du redresseur. On peut voir que les deux équations (III.3) et (III.4) sont exprimées en fonction des états des interrupteurs  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ . Aussi la connaissance de l'inductance de ligne  $L$  est nécessaire pour réaliser l'estimation des puissances.

### III.2.2. Estimation de la tension du réseau

Le calcul du numéro du secteur est basé sur la connaissance de la position du vecteur de tension, donc l'estimation de la tension de ligne est essentielle.

L'expression suivante donne les courants de ligne  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $i_{sc}$  dans les coordonnées stationnaires  $\alpha$ - $\beta$  :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

La puissance active peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\hat{p} = \bar{v}_{s(abc)} \cdot \bar{i}_{s(abc)} = v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta} \quad (\text{III.6})$$

De même la puissance réactive peut s'écrire comme suit :

$$\hat{q} = \bar{v}_{s(abc)} \times \bar{i}_{s(abc)} = v_{s\beta} i_{s\alpha} - v_{s\alpha} i_{s\beta} \quad (\text{III.7})$$

On peut écrire les deux équations (III.6) et (III.7) sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

La tension peut être estimée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{s\alpha} \\ \hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & -i_{s\beta} \\ i_{s\beta} & i_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Si on note les composants  $\hat{v}_{s\alpha}$  et  $\hat{v}_{s\beta}$  comme des projections du vecteur de tension  $\hat{v}_s$  respectivement sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$ , alors les trois vecteurs de tension dans le plant triphasé peuvent être représentés par un seul vecteur de tension  $\hat{v}_s$  dans le plan diphasé  $\alpha$ - $\beta$  qui tourne avec la pulsation  $\omega = 2\pi f$  dans un cercle de rayon  $\sqrt{3/2} V_m$ .

$f$  : fréquence du réseau.

$V_m$  : l'amplitude de tensions triphasées.

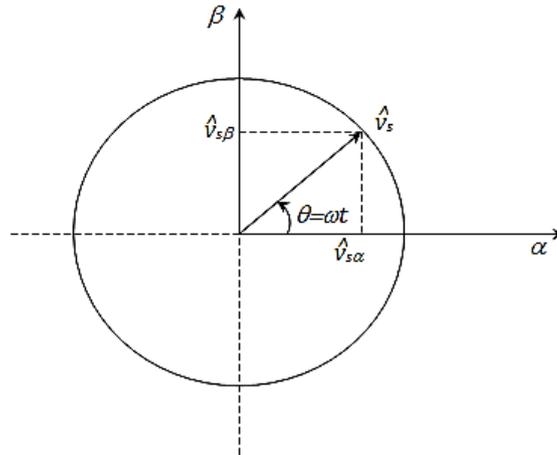


Figure III.2 : Vecteur tension estimé dans le plan  $(\alpha, \beta)$

### III.2.3. Détermination du secteur

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale [40]. Pour cela, le plan de travail  $(\alpha, \beta)$  est divisé en 12 secteurs (Figure.III.3), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [32] :

$$(n - 2) \frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n - 1) \frac{\pi}{6} \quad (\text{III.10})$$

Où  $n=1, \dots, 12$ , représente le numéro de secteur.

Le numéro de secteur est instantanément donné par la position du vecteur de tension :

$$\hat{\theta} = \arct\left(\frac{\hat{v}_{s\beta}}{\hat{v}_{s\alpha}}\right) \quad (\text{III.11})$$

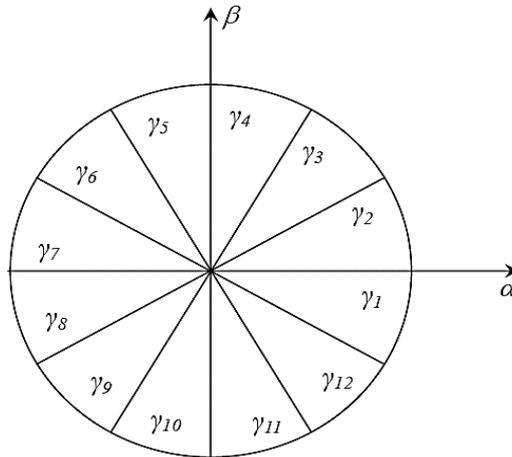


Figure III.3 : Plan  $\alpha$ - $\beta$  divisé en 12 secteurs

### III.2.4. Régulateur à hystérésis

La grande simplicité de l'implémentation du comparateur à deux niveaux est dernière le choix de ce type de régulateur. De plus, les considérations énergétiques sur le redresseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations [41]. La largeur de la bande des régulateurs à hystérésis a un effet considérable sur les

performances du redresseur, en particulier la distorsion du courant harmonique et la fréquence de commutation moyenne du redresseur. Le contrôleur proposé est un régulateur à deux niveaux pour les puissances active et réactive. Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes  $S_p$  et  $S_q$ , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances suivant la logique ci-dessous :

$$\begin{cases} p_{ref} - \hat{p} > h_p \Rightarrow S_p = 1 \\ p_{ref} - \hat{p} < -h_p \Rightarrow S_p = 0 \\ q_{ref} - \hat{q} > h_q \Rightarrow S_q = 1 \\ q_{ref} - \hat{q} < -h_q \Rightarrow S_q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Où  $h_p, h_q$  sont les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux.

### III.2.5. Table de commutation

Les signaux numériques d'erreurs  $S_p$  et  $S_q$  et le numéro du secteur de travail sont les entrées de la table de commutation, où les états de commutations  $S_a, S_b$  et  $S_c$  sont mémorisés.

L'état optimum de commutation du redresseur peut être choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques  $S_p, S_q$  et le numéro du secteur. C'est-à-dire, que le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur  $2h_p$ , et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur  $2h_q$  [42].

L'expression des courants dans le repère  $\alpha, \beta$  est donnée par :

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_s} (v_{s\alpha} - u_{c\alpha} - R_s i_{s\alpha}) \quad (\text{III.13})$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L} (v_{s\beta} - u_{c\beta} - R_s i_{s\beta}) \quad (\text{III.14})$$

Le vecteur courant de ligne  $[i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$  peut être commandé par le choix de vecteur de tension approprié à l'entrée du redresseur. Le changement du courant de ligne dépend de la tension du réseau  $v_{s\alpha\beta}$ , du choix de vecteur de tension à l'entrée du redresseur  $u_{c\alpha\beta}$ , et par des courants mesurés  $i_{s\alpha\beta}$ . Le paramètre  $R_s$  est pratiquement négligé, c'est une première approximation de (III.13) et (III.14) qui peut être adoptée [44].

Les équations (III.13) et (III.14) deviennent donc :

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_s} (v_{s\alpha} - u_{c\alpha}) \quad (\text{III.15})$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s} (v_{s\beta} - u_{c\beta}) \quad (\text{III.16})$$

Les dérivées des puissances active et réactive dans le repère  $\alpha, \beta$  sont données par :

$$\frac{dp}{dt} = \frac{dv_{s\alpha}}{dt} i_{s\alpha} + v_{s\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{dv_{s\beta}}{dt} i_{s\beta} + v_{s\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} \quad (\text{III.17})$$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{dv_{s\beta}}{dt} i_{s\alpha} + v_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{dv_{s\alpha}}{dt} i_{s\beta} - v_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} \quad (\text{III.18})$$

Si la fréquence de commutation est assez élevée, le changement de la tension du réseau peut être négligé [45]. La dynamique de la puissance active et réactive est donnée comme suit :

$$\frac{dp}{dt} = v_{s\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + v_{s\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} \quad (\text{III.19})$$

$$\frac{dq}{dt} = v_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - v_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} \quad (\text{III.20})$$

En remplaçant les équations (III.15) et (III.16) respectivement dans les équations (III.19) et (III.20), la dynamique des puissances devient :

$$\frac{dp}{dt} = \frac{1}{L} (v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2) - \frac{1}{L} (v_{s\alpha} \cdot u_{c\alpha} + v_{s\beta} \cdot u_{c\beta}) \quad (\text{III.21})$$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{1}{L} (v_{s\alpha} \cdot u_{c\beta} - v_{s\beta} \cdot u_{c\alpha}) \quad (\text{III.22})$$

Pour commander la puissance active et réactive il y a huit vecteurs de tension  $V_i (i=0, \dots, 7)$  dans le plan de la transformée de Clarke ( $\alpha, \beta$ ). La dynamique des puissances active et réactive dépend du choix du vecteur de tension à l'entrée du redresseur. Pour les huit vecteurs de tension de type  $V_i$  nous obtenons huit valeurs possibles des dérivées des puissances active et réactive [10]. Pour  $i=0, \dots, 7$  la dynamique des puissances active et réactive est donnée par :

$$\frac{dp_i}{dt} = \frac{1}{L_s} (v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2) - \frac{1}{L_s} (v_{s\alpha} \cdot u_{cai} + v_{s\beta} \cdot u_{c\beta i}) \quad (\text{III.23})$$

$$\frac{dq_i}{dt} = \frac{1}{L_s} (v_{s\alpha} \cdot u_{c\beta i} - v_{s\beta} \cdot u_{cai}) \quad (\text{III.24})$$

Le terme  $v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2$  représente le carré du module de la tension du réseau dans le repère ( $\alpha, \beta$ ), alors :

$$v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2 = \frac{3}{2} V_m^2 \quad (\text{III.25})$$

Si on pose  $U_s^2 = (3/2)V_m^2$ , les tensions  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$  deviennent :

$$v_{s\alpha} = U_s \cos(\theta) \quad (\text{III.26})$$

$$v_{s\beta} = U_s \sin(\theta) \quad (\text{III.27})$$

Avec  $\theta = \omega t$

En remplaçant les équations (III.26 et III.27) dans (III.23 et III.24), il vient :

$$\frac{dp_i}{dt} = \frac{1}{L_s} U_s^2 - \frac{1}{L} U_s (\cos(\theta) \cdot u_{cai} + \sin(\theta) \cdot u_{c\beta i}) \quad (\text{III.28})$$

$$\frac{dq_i}{dt} = \frac{1}{L_s} U_s (\cos(\theta) \cdot u_{c\beta i} - \sin(\theta) \cdot u_{cai}) \quad (\text{III.29})$$

L'expression normalisée de la dynamique des puissances active et réactive peut-être donnée comme suit :

$$\bar{p}_l = \frac{\dot{p}_l}{\frac{1}{L_s} U_s \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} = \frac{U_s}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} - (\cos(\theta) \cdot \bar{u}_{cai} + \sin(\theta) \cdot \bar{u}_{c\beta i}) \quad (\text{III.30})$$

$$\bar{q}_l = \frac{\dot{q}_l}{\frac{1}{L_s} U_s \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} = (\cos(\theta) \cdot \bar{u}_{c\beta i} - \sin(\theta) \cdot \bar{u}_{cai}) \quad (\text{III.31})$$

Avec :

$$\bar{u}_{cai} = \frac{u_{cai}}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} \quad (\text{III.32})$$

$$\bar{u}_{c\beta i} = \frac{u_{c\beta i}}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} \quad (\text{III.33})$$

**Tableau III.1** Table de commutation de la DPC

$S_p$	$S_q$	$\gamma_1$	$\gamma_2$	$\gamma_3$	$\gamma_4$	$\gamma_5$	$\gamma_6$	$\gamma_7$	$\gamma_8$	$\gamma_9$	$\gamma_{10}$	$\gamma_{11}$	$\gamma_{12}$
1	0	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$
1	1	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$
0	0	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$
0	1	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$

### III.3. Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence [46].

L'expression de la commande générée par ce de ce correcteur est donnée par :

$$u(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III.34})$$

$\varepsilon(t)$  : l'erreur à l'instant  $t$ ,

$k_p$  et  $k_i$  représentent respectivement les gains des actions proportionnelle et intégrale du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$F(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{III.35})$$

Où  $s$  est l'opérateur de Laplace.

Le schéma suivant représente la régulation de la tension continue avec un correcteur PI :

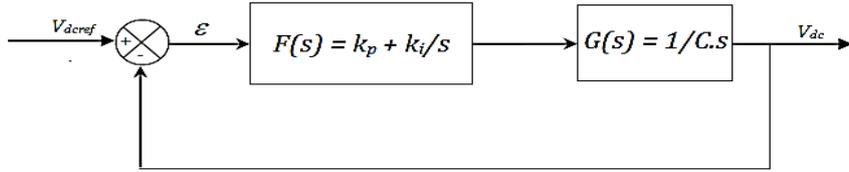


Figure III.4 : Régulation de la tension continue avec un correcteur PI

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{F(s).G(s)}{1+F(s).G(s)} \quad (\text{III.36})$$

On obtient :

$$H(s) = \frac{k_p.s+k_i}{C.s^2+k_p.s+k_i} \quad (\text{III.37})$$

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{s^2+2\xi\omega_n.s+\omega_n^2} \quad (\text{III.38})$$

Par analogie entre les expressions (III.36) et (III.37) on trouve :

$$\begin{cases} k_p = 2.C.\xi\omega_n \\ k_i = C.\omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Le courant continu de référence est exprimé par :

$$I_{dc\ ref} = I_{c\ ref} + I_{ch} \quad (\text{III.40})$$

$I_{c\ ref}$  : Le courant de référence dans le condensateur donné par le régulateur PI de la tension

$I_{ch}$  : Le courant de charge mesuré.

$I_{dc\ ref}$  : Le courant continu de référence.

La puissance active de référence est donnée par :

$$p_{ref} = v_{dc\ ref} \cdot I_{dc\ ref} \quad (\text{III.41})$$

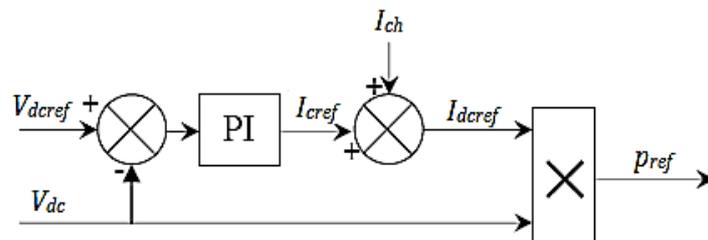


Figure III.5 : Calcul de la puissance de référence

### III.4. Commande directe de puissance basée sur le flux virtuel

Dans cette section on s'intéresse à la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel (en anglais *DPC-VF : Direct Power Control-Virtual Flux*). Cette stratégie de contrôle qui est utilisée à la place de la commande basée sur l'estimation de la tension, permet d'obtenir un faible THD tout en gardant l'avantage d'une commande sans capteur de tension de ligne [47] [48].

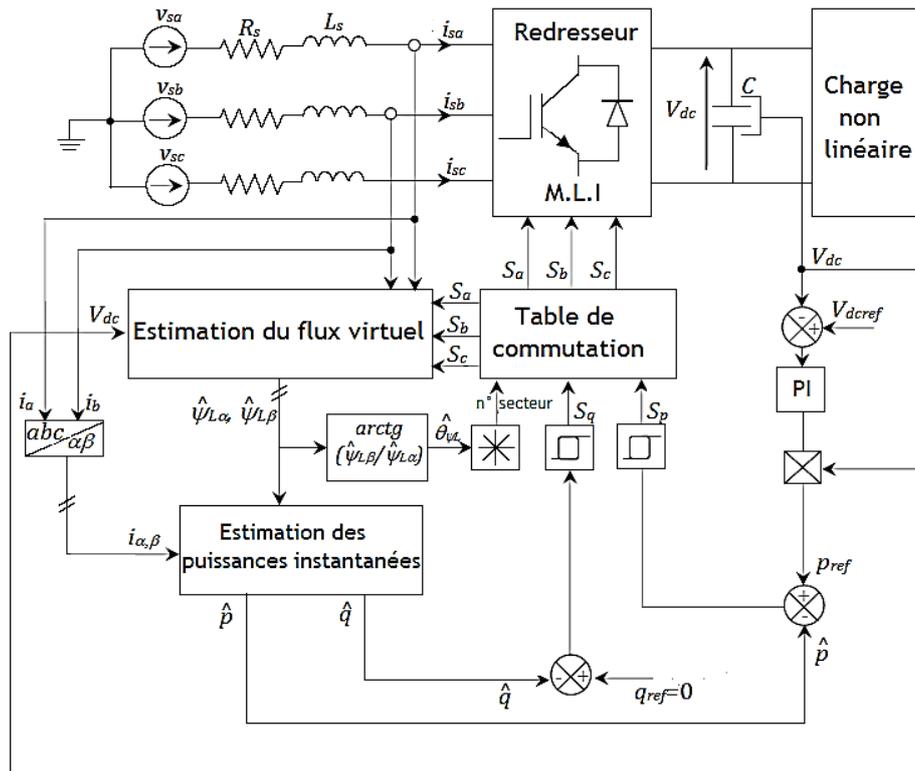


Figure III.6 : Configuration générale de la commande DPC basée sur le flux virtuel

#### III.4.1. Estimation du flux virtuel

On peut assimiler la tension de ligne imposée en combinaison avec l'inductance de connexion de ligne à un modèle d'un moteur à courant alternatif virtuel [10].

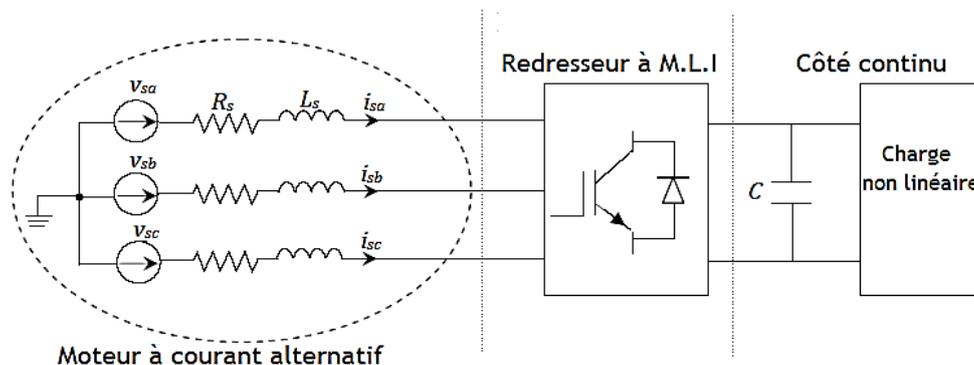


Figure III.7 : Analogie entre le côté alternatif du C.A.S et le stator d'un moteur à courant alternatif virtuel

Ainsi,  $R_s$  et  $L_s$  présentent respectivement la résistance statorique et l'inductance de fuite du moteur virtuel. Les tensions entre ligne  $v_{sa}$ ,  $v_{sb}$  et  $v_{sc}$  sont induites par un flux d'entrefer virtuel. Autrement dit, l'intégration de la tension de ligne donne le vecteur flux virtuel  $\bar{\psi}_L$ , dans le repère stationnaire  $(\alpha, \beta)$ .

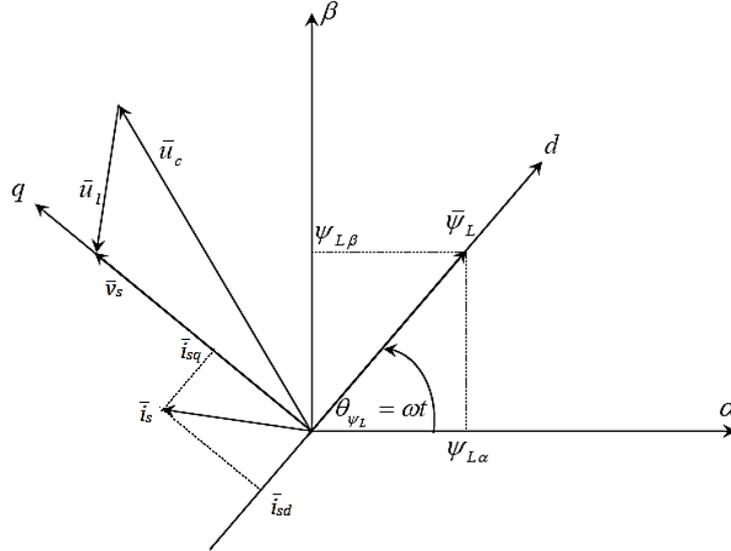


Figure III.8 : Vecteurs et coordonnées de références

Où :

$\bar{\psi}_L$  : Vecteur flux virtuel de ligne ;  $\bar{u}_c$  : Vecteur tension d'entrée du redresseur

$\bar{v}_s$  : Vecteur tension de ligne ;  $\bar{u}_l$  : Vecteur tension de l'inductance

$\bar{i}_s$  : Vecteur courant de ligne

Les composantes du flux virtuel  $\psi_L$  sont calculées comme suit :

$$\bar{\psi} \quad (III.42)$$

$$\hat{\psi}_{L\alpha} = \int \left( u_{c\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) dt \quad (III.43)$$

$$\hat{\psi}_{L\beta} = \int \left( u_{c\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) dt \quad (III.44)$$

On peut écrire :

$$\hat{\psi}_{L\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + \int u_{c\alpha} dt \quad (III.45)$$

$$\hat{\psi}_{L\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + \int u_{c\beta} dt \quad (III.46)$$

Le calcul des composantes du flux virtuel peut être schématisé par la figure suivante :

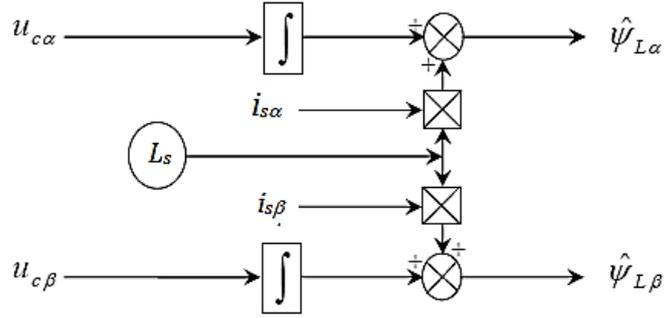


Figure III.9 : Estimateur de flux virtuel

### III.4.2. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel

L'approche du flux virtuel a été proposée pour améliorer la technique DPC classique. Dans ce cas précis, elle va être utilisée pour l'estimation de la puissance instantanée, où la tension de ligne associée à l'inductance de connexion  $L_s$  sont assimilées à un moteur à courant alternatif virtuel [49] [50].

Or on sait que :

$$\bar{\psi}_L = \begin{bmatrix} \psi_{L\alpha} \\ \psi_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int v_{s\alpha} \\ \int v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.47})$$

$$\bar{\psi}_c = \begin{bmatrix} \psi_{c\alpha} \\ \psi_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int u_{c\alpha} \\ \int u_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.48})$$

L'équation de la tension peut s'écrire donc sous la forme suivante :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} (L_s \bar{i}_s + \bar{\psi}_c) \quad (\text{III.49})$$

En pratique, la résistance  $R_s$  peut être négligée :

$$\bar{v}_s = \frac{d}{dt} (L_s \bar{i}_s + \bar{\psi}_c) \quad (\text{III.50})$$

En utilisant la notation complexe, les puissance instantanées peuvent être calculées comme suit :

$$p = \text{Re}(\bar{v}_s \cdot \bar{i}_s^*) \quad (\text{III.51})$$

$$q = \text{Im}(\bar{v}_s \cdot \bar{i}_s^*) \quad (\text{III.52})$$

La tension de ligne peut être exprimée, en fonction du flux virtuel, par :

$$\bar{v}_s = \frac{d}{dt} \bar{\psi}_L = \frac{d}{dt} (\psi_L e^{j\omega t}) = \frac{d\psi_L}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \psi_L e^{j\omega t} = \frac{d\psi_L}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\psi}_L \quad (\text{III.53})$$

Où  $\bar{\psi}_L$  est le vecteur d'espace du flux est  $\psi_L$  son amplitude.

Dans l'axe  $d-q$ , les composantes du flux virtuel sont représentées dans la figure (III.8), et on a  $\bar{\psi}_L = \bar{\psi}_{Ld}$ .

Les puissances instantanées sont calculées à partir des équations suivantes :

$$\hat{p} = \frac{d\psi_{Ld}}{dt} i_{sd} + \omega \psi_{Ld} i_{sq} \quad (\text{III.54})$$

$$\hat{q} = -\frac{d\psi_{Ld}}{dt} i_{sq} + \omega \psi_{Ld} i_{sd} \quad (\text{III.55})$$

Pour un système de tensions triphasé et équilibré, nous avons :

$$\frac{d\psi_{Ld}}{dt} = 0 \quad (\text{III.56})$$

Dans le plan  $d-q$ , les expressions des puissances deviennent :

$$\hat{p} = \omega \psi_{Ld} i_{sq} \quad (\text{III.57})$$

$$\hat{q} = \omega \psi_{Ld} i_{sd} \quad (\text{III.58})$$

Cependant, pour éviter le recours à la transformation des coordonnées dans le plan  $d-q$ , l'estimateur de puissance de la DPC-VF doit utiliser les grandeurs liées au stator (dans le plan  $\alpha, \beta$ ).

Donc on peut écrire :

$$\bar{v}_s = \frac{d\psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\psi_L}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\psi_{L\alpha} + j\psi_{L\beta}) \quad (\text{III.59})$$

$$\bar{v}_s \cdot \bar{i}_s^* = \left\{ \frac{d\psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\psi_L}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\psi_{L\alpha} + j\psi_{L\beta}) \right\} (i_{s\alpha} - j i_{s\beta}) \quad (\text{III.60})$$

Ce qui donne:

$$\hat{p} = \frac{d\psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} i_{s\alpha} + j \frac{d\psi_L}{dt} \Big|_{\beta} i_{s\beta} + \omega(\psi_{L\alpha} i_{s\beta} + j\psi_{L\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III.61})$$

$$\hat{q} = -\frac{d\psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} i_{s\beta} + j \frac{d\psi_L}{dt} \Big|_{\beta} i_{s\alpha} + \omega(\psi_{L\alpha} i_{s\alpha} + j\psi_{L\beta} i_{s\beta}) \quad (\text{III.62})$$

Pour des tensions de ligne sinusoïdales et équilibrées, les dérivées du flux sont nulles [37]. Les puissances active et réactive instantanées sont calculées par les équations suivantes :

$$\hat{p} = \omega(\psi_{L\alpha} i_{s\beta} + j\psi_{L\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III.63})$$

$$\hat{q} = \omega(\psi_{L\alpha} i_{s\alpha} + j\psi_{L\beta} i_{s\beta}) \quad (\text{III.64})$$

### III.5. Résultats et interprétations

#### III.5.1 Technique DPC appliquée à un redresseur à MLI

Afin de valider l'efficacité de la stratégie DPC associée à un régulateur PI de la tension DC des simulations numériques ont été réalisées en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Le système de commande proposé a été appliqué à un redresseur à MLI alimenté par une source de tensions triphasée équilibrée et sinusoïdale. Le système de contrôle de la tension continue aussi bien que la stratégie DPC sont testés suite à une variation en échelon de la tension DC à  $t=0.5s$  de 380V à 480V.

Les paramètres utilisés pour la simulation sont donnés dans le tableau III.2.

*Tableau III.2 : Paramètres du système à simuler*

$R$	$L$	$C$	$R_{ch}$	$V_m$	$F$	$V_{dref}$
88 mΩ	3.127mH	1mF	100Ω	200V	50Hz	380V

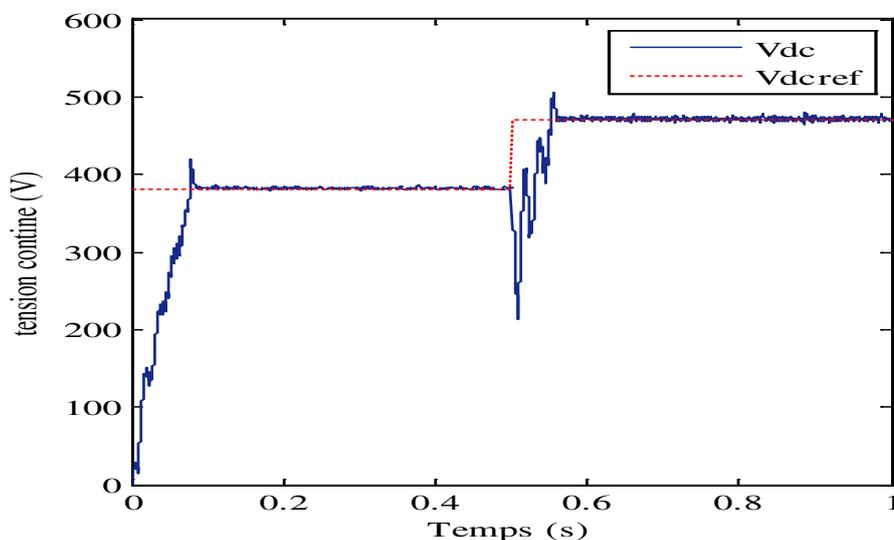
Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur les Figures de III.10 à III.13. En effet, Nous notons, d'après la figure III.10, que la tension continue effectue un bon suivi de consigne.

D'après cette figure, le dépassement disparaît complètement et le temps de réponse est réduit. Les figures (III.11) et (III.12) présentent les formes d'onde des puissances active et réactive de la ligne.

La figure (III.11) montre que lorsque la tension DC atteint sa nouvelle valeur de référence, la puissance active augmente et par conséquent le courant de la ligne croit.

Dans la figure (III.12), la puissance réactive est sensiblement inférieure.

La figure (III.13) représente les formes d'onde du courant et de la tension de ligne. Ces derniers sont en phase.



*Figure. III.10 : Formes d'onde de la tension DC contrôlé par régulateur PI classique*

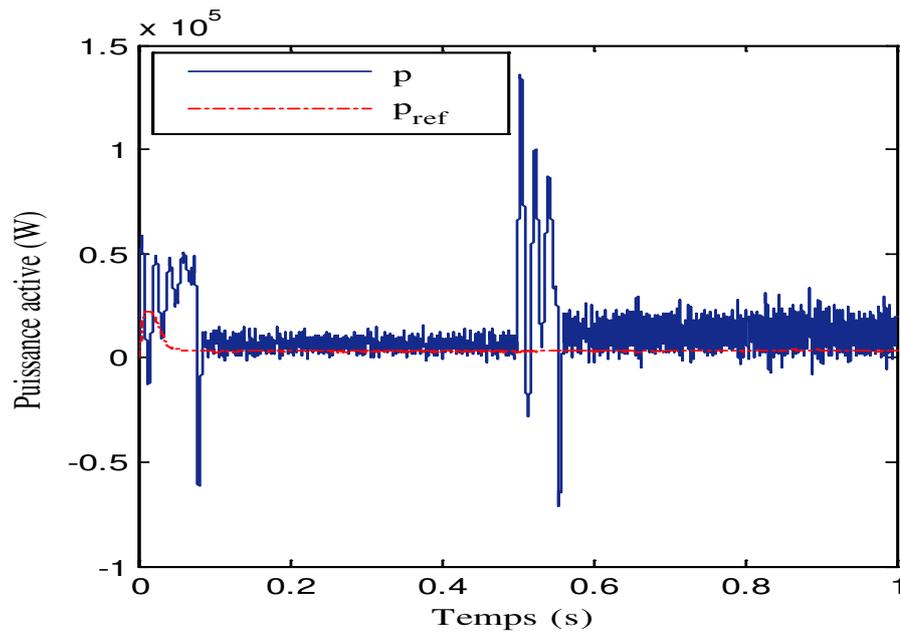


Figure III.11 : Puissance active instantanée de la ligne

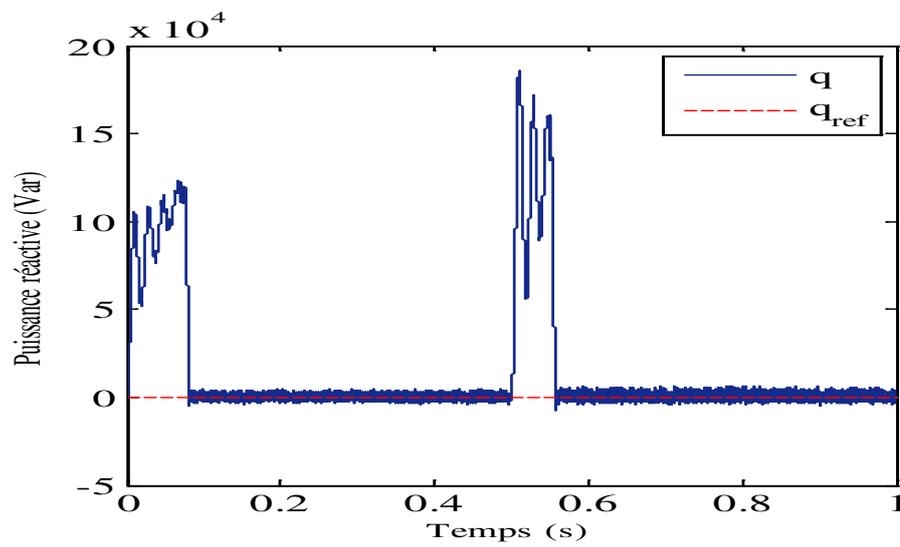


Figure III.12 : Puissance réactive instantanée de la ligne

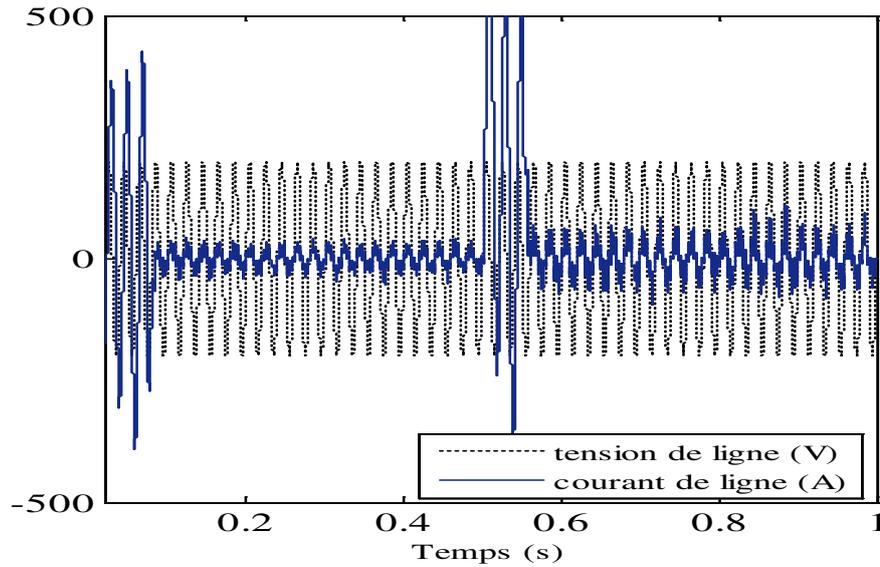


Figure III.13 : Formes d'onde de la tension et du courant de ligne

### III.5.2 Technique DPC appliquée à un FAP

Le schéma de simulation est donné par la figure (III.14). Il s'agit d'un système triphasé de tension alimentant un redresseur à diodes débitant sur une charge inductive. Les ordres d'ouverture et de fermeture sont générés en utilisant la technique de modulation par bande d'hystérésis.

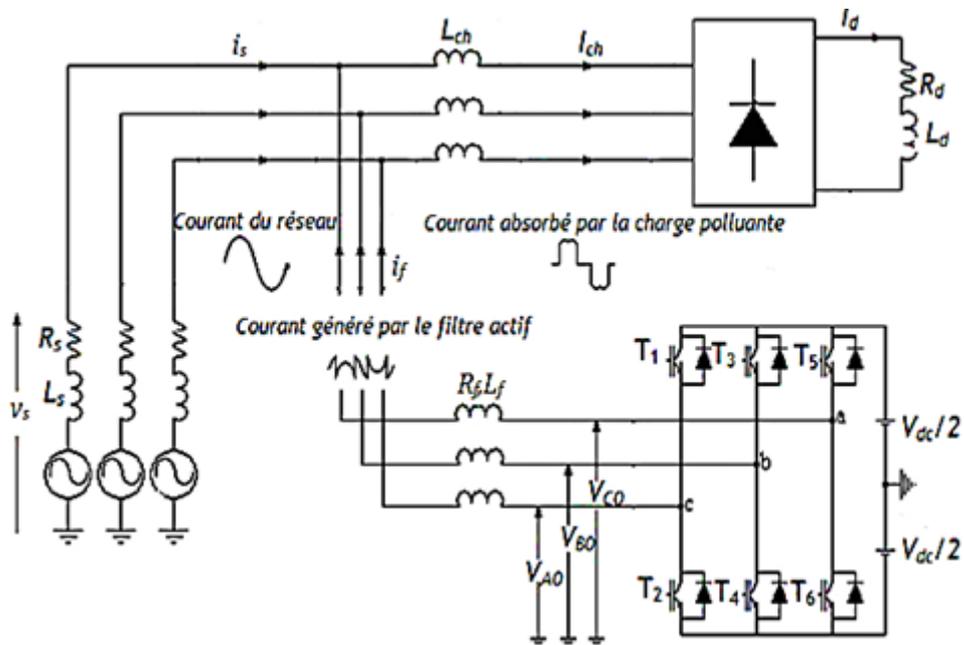


Figure III.14 : Schéma de simulation sous SIMPOWERSYST

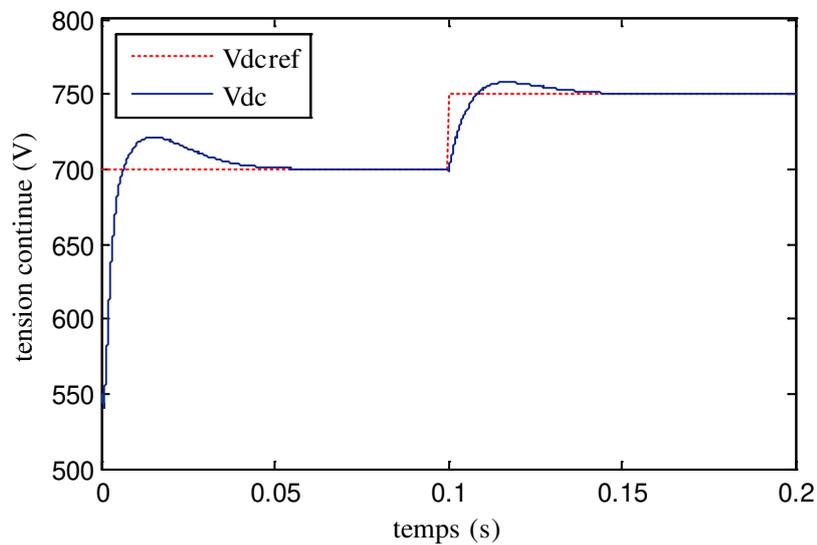
Les paramètres du système étudié sont donnés dans le tableau (III.3).

**Tableau III.3 :** Valeurs des éléments caractérisant la structure étudiée

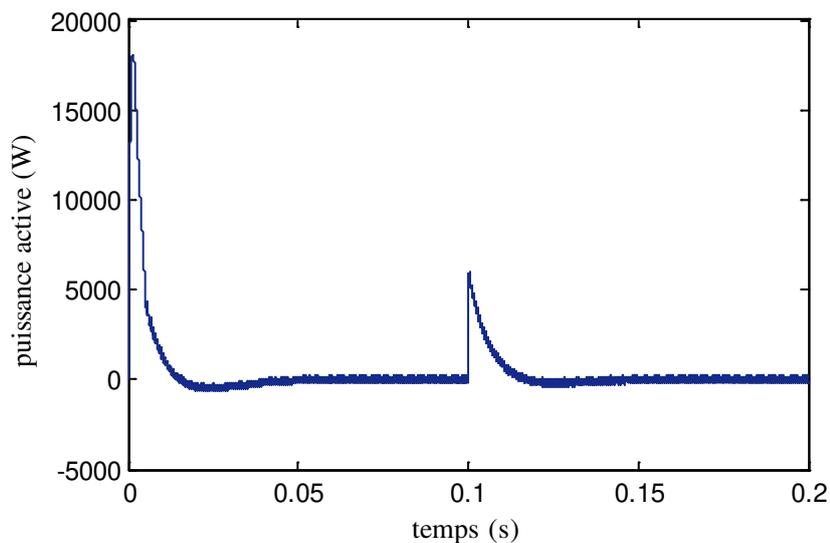
Réseau électrique	$V_s = 400\text{V}$ , $R_s = 0\Omega$ , $L_s = 400\mu\text{H}$
Charge polluante	$R_{ch} = 0\Omega$ , $L_{ch} = 566\mu\text{H}$ , $R_d = 7\Omega$ , $L_d = 1\text{mH}$
Filtre actif de puissance	$R_f = 32\text{m}\Omega$ , $L_f = 500\mu\text{H}$ , $V_{dc} = 700\text{V}$

**La simulation est réalisée en deux étapes :**

1- Le système de contrôle de la tension continue ainsi que la stratégie DPC sont testés suite à une variation en échelon de la tension continue à  $t=0.1\text{s}$  de  $700\text{V}$  à  $750\text{V}$ .



**Figure. III.15 :** Formes d'onde de la tension DC contrôlé par régulateur PI classique



**Figure III 16 :** Puissance active instantanée de la ligne

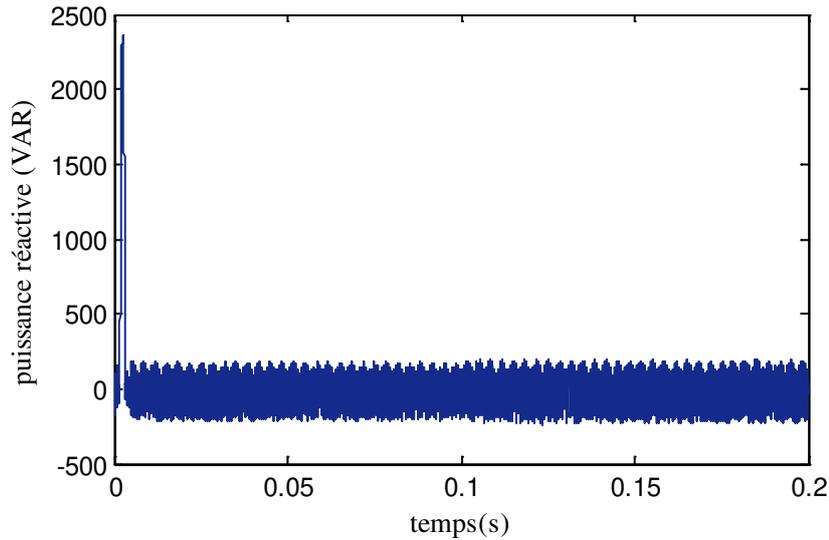


Figure III.17 : Puissance réactive instantanée de la ligne

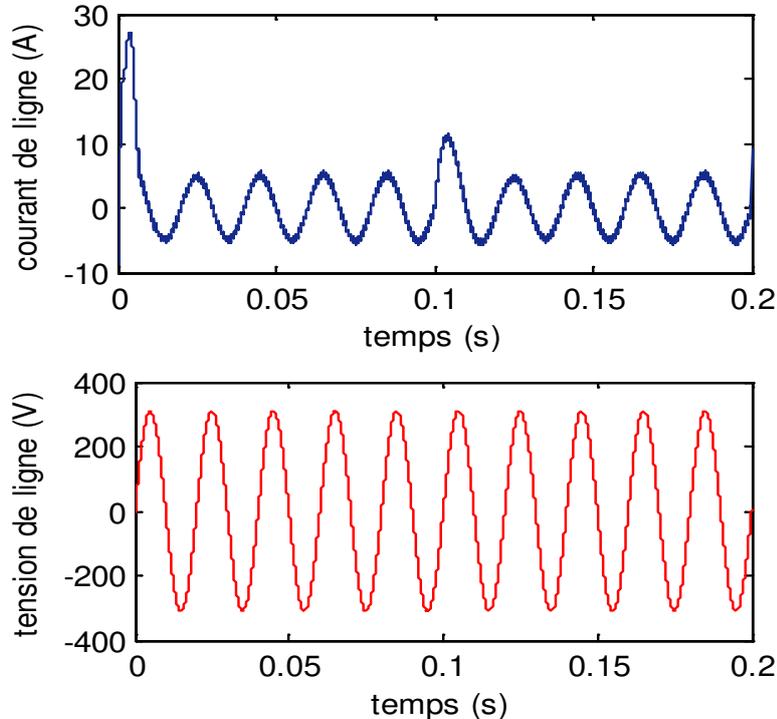


Figure III.18 : Formes d'onde de la tension et du courant de ligne  $i_s$  [A]

2- Le réseau électrique alimente une charge linéaire inductive, puis la charge est éliminée entre 0,06 s et 0,12 s. Enfin, la source de tension débite une charge non linéaire entre 0,12 et 0,2 s.

L'efficacité du contrôle de la tension continue est illustrée à la Figure 15, on peut voir que le système devient plus stable et plus robuste. Dans cette figure, le dépassement disparaît et le temps de réponse est réduit.

De la figure 16 à la figure 28, on peut dire que le DPC apporte une certaine rapidité et robustesse à la réponse du système. Ces figures nous montrent que la technique de contrôle

utilisée acquiert un double rôle pour le FAP, à savoir la compensation de puissance réactive en régime fondamental, et l'atténuation des harmoniques dominantes en les poussant vers les fréquences supérieures.

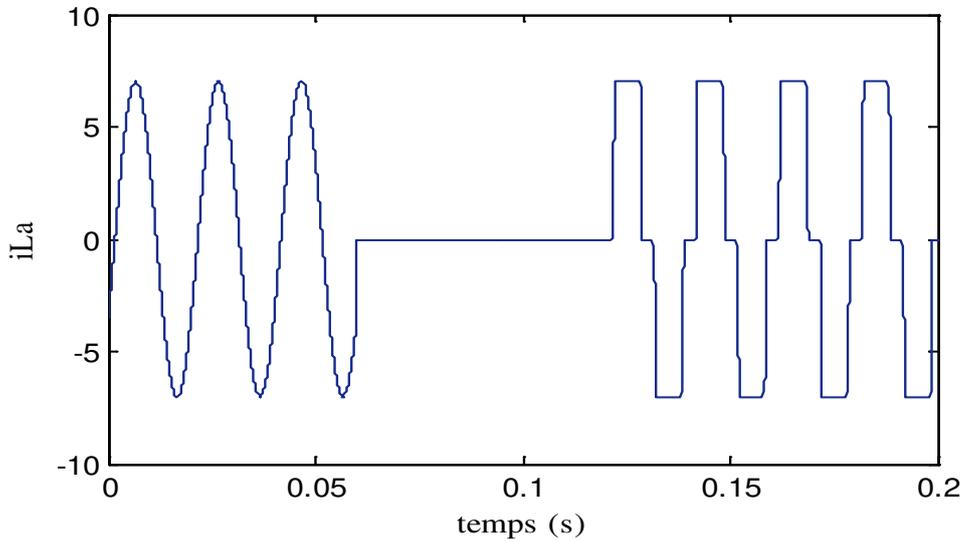


Figure III.19 : Courant absorbé par la charge non linéaire  $i_{La}$  [A]

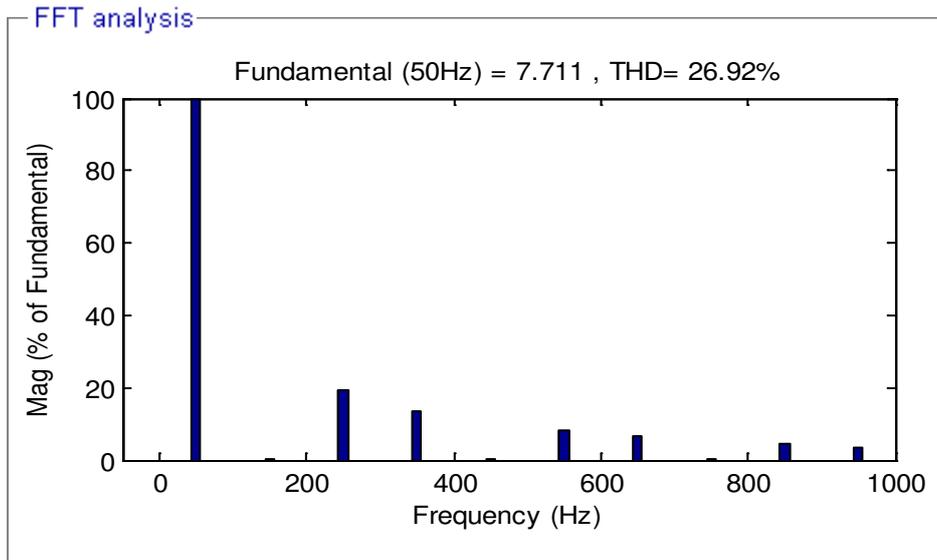


Figure III. 20 : Spectre d'harmoniques du courant  $i_{La}$

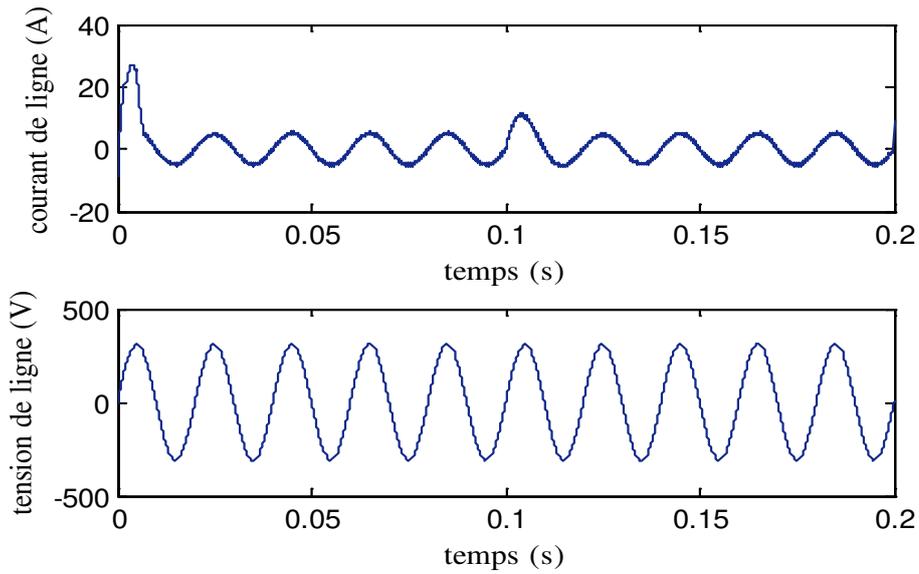


Figure III.21 : Formes d'onde de la tension et du courant de ligne  $i_s$  [A]

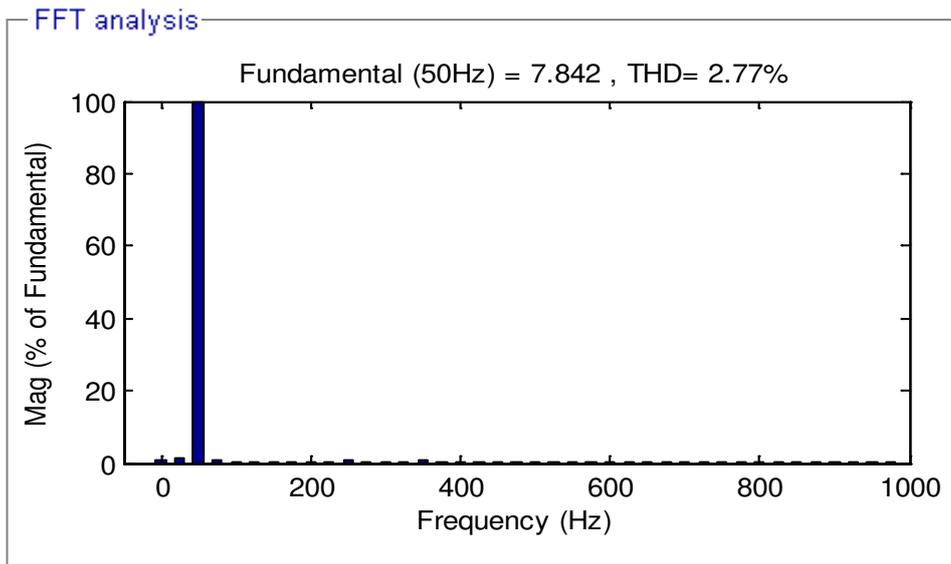


Figure III. 22 : Spectre d'harmoniques du courant  $i_s$

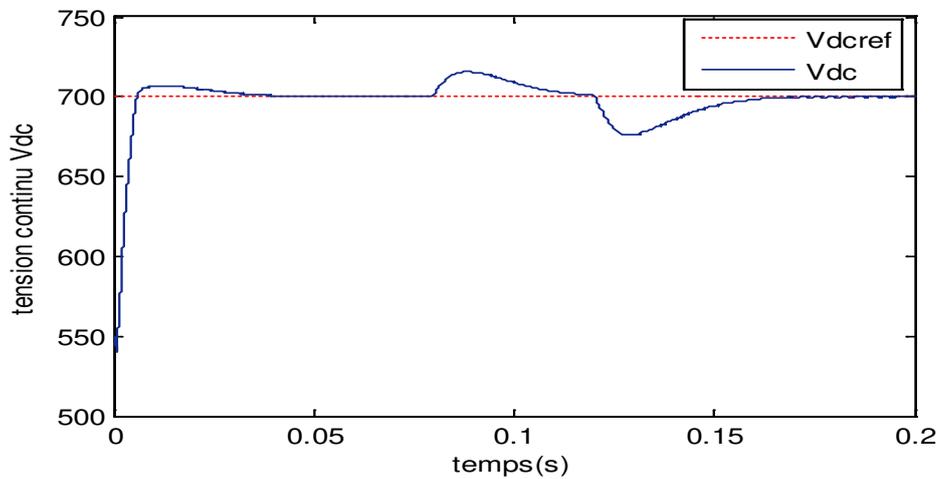


Figure. III.23 : Formes d'onde de la tension DC

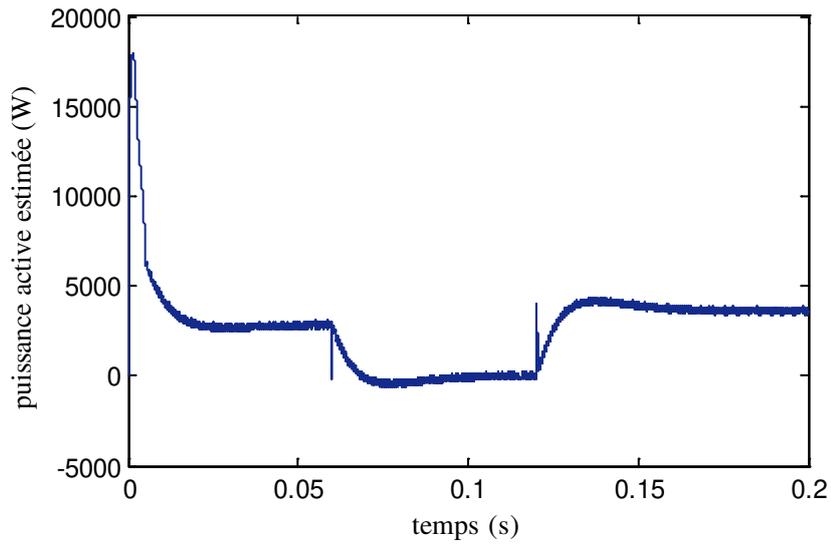


Figure III 24 : Puissance active instantanée de la ligne

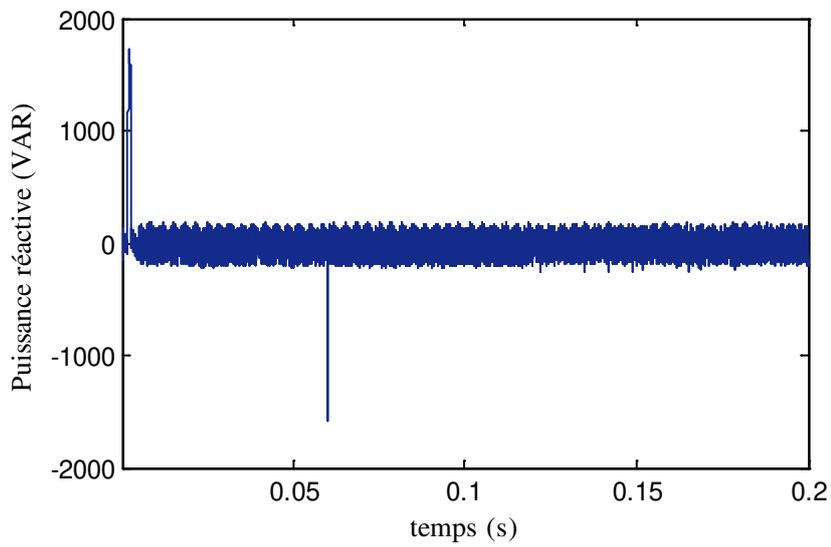


Figure. III.25 : Puissance réactive instantanée de la ligne

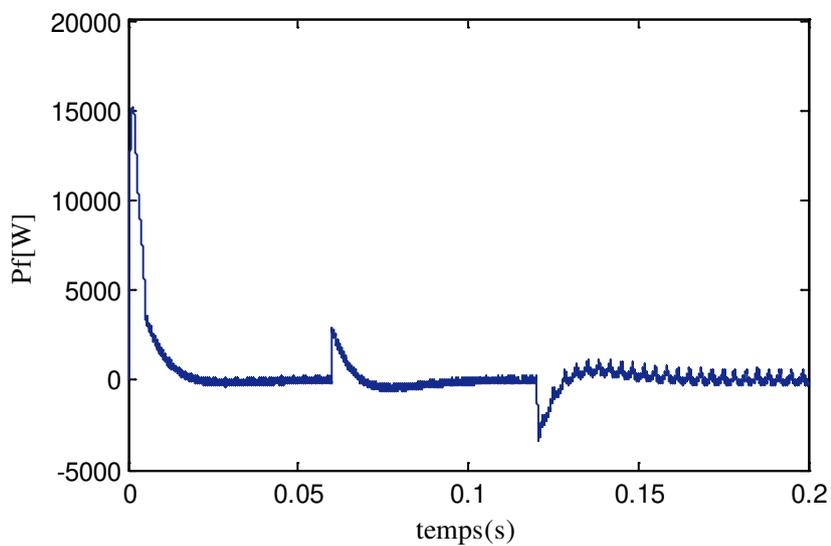
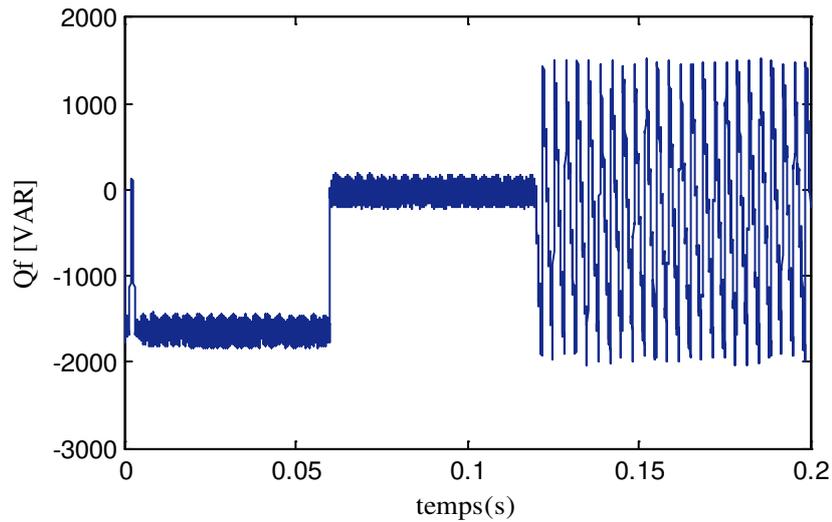
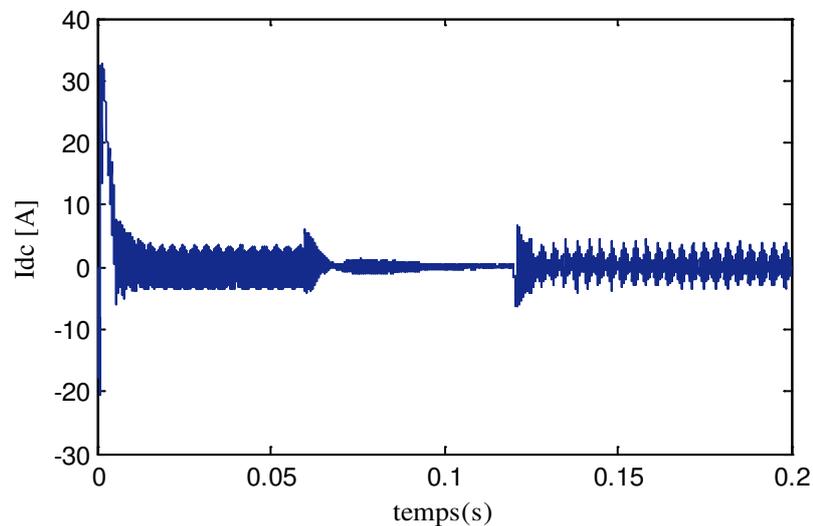


Figure III. 26 : Formes d'onde de la puissance active  $P_f$  [W] du filtre



**Figure III.27 :** Formes d'onde de la puissance réactive  $Q_f$  [Vars] du filtre actif



**Figure III.28 :** Forme d'onde du courant continu  $I_{dc}$  [A]

### III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle stratégie a été présentée pour le contrôle des convertisseurs statiques. Il s'agit de l'utilisation du principe de contrôle direct de puissance. Cette technique présente les avantages suivants :

- Eliminer les boucles internes de régulation de courants ainsi que les techniques de modulation.
- Réduire le nombre de capteurs utilisés ;
- Etablir les ordres de commutation des interrupteurs du convertisseur statique à partir d'une table de commutation.
- Offrir au système une bonne réponse suite à une perturbation.

Le prochain chapitre présentera l'association de la théorie des ensembles flous au concept de la technique DPC.

# ***CHAPITRE***

---

4

*Technique DPC basée sur la  
théorie des ensembles flous*

## CHAPITRE IV

# TECHNIQUE DPC BASEE SUR LA THEORIE DES ENSEMBLES FLOUS

### IV.1. Introduction

L'un des défis de l'homme aujourd'hui est de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Les réseaux de neurones, la logique floue, les systèmes neuro-flous et les algorithmes génétiques sont nés de cette envie. Bien que ces approches se soient imposées rapidement dans des domaines tels que le traitement de l'image, la robotique, la gestion financière, etc... . Leur application dans le domaine de l'électronique de puissance est assez récente.

Ce chapitre décrit les avantages de l'association de la logique floue au concept de contrôle direct de puissance pour l'amélioration des performances de compensation active des harmoniques en utilisant des convertisseurs statiques.

### IV.2. Logique floue

#### IV.2.1. Historique

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [51]. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvé sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de BERKLEY en Californie par le professeur Lotfi ZADEH qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. La première application expérimentale de cette technique de commande est celle réalisée par MAMDANI. La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation [52]. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques facilement interprétables.

### IV.2.2. Différentes formes des fonctions d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles.

Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions [53], on cite les suivantes :

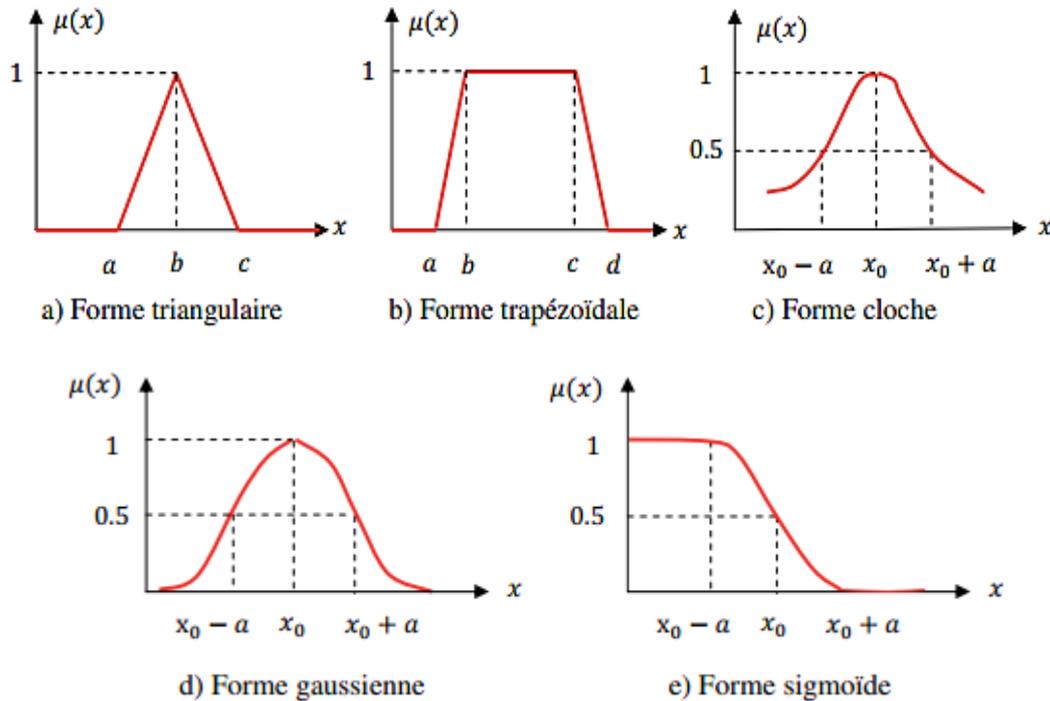


Figure IV.1 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaire et trapézoïdale, donc par des segments de droite, les fonctions sont alors dites linéaires par morceaux.

### IV.2.3. Règles floues

La règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication entre deux propositions floues. Par exemple, considérons deux variables linguistiques  $(V_1, U, T_{v1})$ ,  $(V_2, U, T_{v2})$  et les deux propositions suivantes "  $V_1$  est  $A$ ", "  $V_2$  est  $B$ ", où  $A$  et  $B$  sont deux ensembles flous de  $V_1$  et  $V_2$ . On peut définir la règle floue par l'expression "si  $V_1$  est  $A$  Alors  $V_2$  est  $B$ " [51].

- La proposition " $V_1$  est  $A$ " est la condition de l'implication ;
- La proposition " $V_2$  est  $B$ " est la conclusion de l'implication

Généralement, plusieurs règles floues sont nécessaires pour prendre une décision face à une situation donnée. On s'intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons :

- **Linguistiquement** : dans ce cas, on exprime les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant :

"Si l'accélération est faible et la vitesse est faible Alors faire appel à un grand couple".

- **Symboliquement** : il s'agit, dans ce cas, d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des symboles tels que (*PG*, *PP*, ... etc) désignant (*Positif Grand*, *Positif Petit*, ... etc).

- **Par matrice d'inférence** : dans ce cas, on rassemble toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau appelé "Matrice d'inférence". Les entrées du tableau représentent les degrés d'appartenance des variables linguistiques des entrées aux différents ensembles flous. Et l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de sortie défini par la règle.

#### IV.2.4. Principes généraux d'une commande par logique floue

La structure générale d'un régulateur à logique floue est illustrée par la figure suivante [54]:

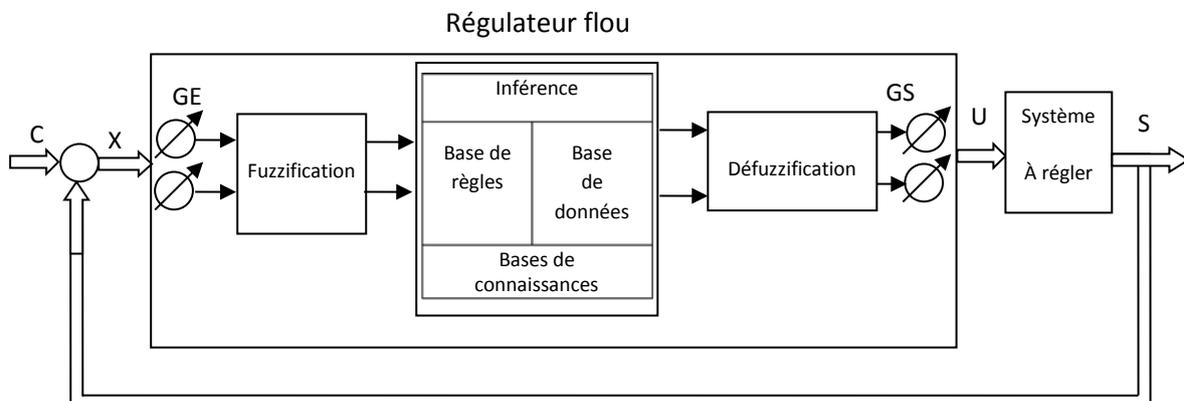


Figure IV.2 : schéma de principe du régulateur flou.

*U* : ensemble des actions calculées par le régulateur flou appliqués au système à régler.

*S* : ensemble des sorties observées, désirées.

*C* : ensemble des consignes,

*X* : ensembles des entrées du correcteur floue.

*GE*, *GS* : ensembles des gains de normalisation des entrées et des sorties du correcteur, qui permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables (écart de réglage, dérivée d'une grandeur ou d'autres grandeur internes).

### IV.2.5. Fuzzification

Dans ce bloc s'effectue la transformation des variables déterministes d'entrée en variables linguistiques (en variables floues) avec la définition des fonctions d'appartenances pour ces différentes variables d'entrée. Il n'existe pas de réglages précis pour la définition des fonctions d'appartenances qui peuvent avoir différentes formes [55] [56]. Les formes issues du modèle mathématiques sont les plus utilisés : triangulaire, trapézoïdales, etc... Les variables physiques d'entrée  $X$  sont réduites en variables normalisés  $x$  dans une plage de variation,  $[-1, 1]$ , appelée univers de discours. Souvent, cet univers de discours est borné  $|x| \leq 1$  Dans le but à pallier aux problèmes de variations de  $X$ . En générale, on introduit pour une variable  $x$  trois, cinq, ou sept ensembles flous avec les désignations standards suivantes [57]:

$NG$ (Négatif Grand)	$NM$ (Négatif Moyen)	$NP$ (Négatif Petit)
$EZ$ (Environ Zéro)		
$PP$ (Positif Petit)	$PM$ (Positif Moyen)	$PG$ (Positif Grand)

On note qu'une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique de système à régules [58]. Ces ensembles flous n'ayant pas de supports disjoints et les fonctions d'appartenance ne sont pas obligatoirement symétriques.

La fuzzification doit être faite à priori, en choisissant la stratégie de fuzzification (qui comprend le choix des fonctions d'appartenance. Suivant l'univers de discours, il existe deux méthodes de définition : numérique pour les valeurs discrètes et fonctionnelles pour les valeurs continues.

Dans notre travail, les fonctions d'appartenance sous forme fonctionnelles sont utilisées. Les formes choisies sont triangulaires et trapézoïdales en raison de leur simplicité. L'opérateur de fuzzification devient alors une interpolation linéaire :

$$X = \text{fuzzification}(x_0)$$

Où  $x_0$  est la valeur numérique de l'entrée et  $X$  un ensemble flou. Cet opérateur calcule le degré d'appartenance à un ensemble flou pour une entrée donnée.

### IV.2.6. Bases de règle et méthodes d'inférences

La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles commande linguistiques [53] [59]. Les règles proviennent donc des sources suivantes : expériences d'experts et connaissances de commande, actions des opérateurs de commande et apprentissage du régulateur.

### a) Règles d'inférences

Nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a trois ensembles flous pour chaque variable, ce qui implique neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où neuf règles. Les règles sont du genre :

**Règle 1 :**  $x_1 = NG$  ET  $x_2 = NG$  alors  $y = NG$

**Règle 2 :**  $x_1 = NG$  ET  $x_2 = NM$  alors  $y = NG$

**Règle 3 :**  $x_1 = PG$  ET  $x_2 = PG$  alors  $y = PG$

### b) Description des règles par matrice d'inférence

On peut écrire les règles qui sont du genre :

Règle 1 : **Si**  $x_1$  est  $N$  **ET**  $x_2$  est  $N$ , **alors**  $y$  est  $N$ , ou ;

Règle 2 : **Si**  $x_1$  est  $N$  **ET**  $x_2$  est  $P$ , **alors**  $y$  est  $Z$ , ou ;

... etc... jusqu'à

Règle 9 : **Si**  $x_1$  est  $P$  **ET**  $x_2$  est  $P$ , **alors**  $y$  est  $P$ .

Les 9 règles décrites précédemment peuvent être présentées dans une matrice dite matrice d'inférence qui est la suivante :

**Tableau IV.1 :** Matrice de règles d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable.

y		x <sub>2</sub>		
		N	Z	P
x <sub>1</sub>	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

#### IV.2.7. Le choix des méthodes d'inférence

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance [10]. Celle qui est choisie c'est la méthode d'inférence max-min, dans ce cas, la résultante de la commande est respectivement pour le premier contrôleur et le deuxième, suivant l'axe q, est montrée par les équations suivantes :

$$dU_{rq} = dU_{rq1} + dU_{rq2} + dU_{rq3} + \dots \quad (\text{IV.1})$$

$$dI_{rq} = dI_{rq1} + dI_{rq2} + dI_{rq3} + \dots \quad (\text{IV.2})$$

La fonction d'appartenance résultante s'obtient à partir des fonctions partielles. Elle est donnée pour les deux contrôleurs, suivant l'axe  $q$  par :

$$\mu(dI_{rq}^{ref}) = \max((\mu_{R1}(dI_{rq}^{ref}), (\mu_{R2}(dI_{rq}^{ref}), \dots)) \quad (IV.3)$$

$$\mu(dU_{rq}^{ref}) = \max((\mu_{R1}(dU_{rq}^{ref}), (\mu_{R2}(dU_{rq}^{ref}), \dots)) \quad (IV.4)$$

#### a) Méthode d'inférence max-min

Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle par la relation (IV.5) ou ( $U$  peut être tension ou courant) :

$$\mu_{Ri}(dU_{rq}^{ref}) = \min(u_{ci}, (u_{oi}(dU_{rq}^{ref}))) \quad (IV.5)$$

Avec :  $i = 1, 2, \dots$ ,

Où  $\mu_{Ci}$  : est un facteur d'appartenance attribué à chaque règle  $R_i$  ;

$\mu_{oi}(dI_{rq})$  : est la fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle  $R_i$ .

La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu(dU_{rq}^{ref}) = \text{mix}(\mu_{R1}(dU_{rq}^{ref}), \mu_{R2}(dU_{rq}^{ref}), \dots, \mu_{Rm}(dU_{rq}^{ref})) \quad (IV.6)$$

#### b) Méthode d'inférence max-prod

Pour chaque règle, la fonction d'appartenance partielle est donnée par la relation :

$$\mu_{Ri}(du_{rq}^{ref}) = \mu_{Ci} \cdot \mu_{oi}(dU_{rq}^{ref}) \quad (IV.7)$$

Avec :  $i = 1, 2, \dots, m$

Pour la fonction d'appartenance résultante, on obtient :

$$\mu(dU_{rq}^{ref}) = \max [\mu_{R1}(dU_{rq}^{ref}), \mu_{R2}(dU_{rq}^{ref}), \dots, \mu_{Rm}(dU_{rq}^{ref})] \quad (IV.8)$$

#### c) Méthode d'inférence somme-prod

Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle par la relation :

$$\mu_{Ri}(dU_{rq}^{ref}) = \mu_{Ci} \cdot \mu_{oi}(dU_{rq}^{ref}) \quad (IV.9)$$

Avec :  $i = 1, 2, \dots, m$

Enfin, la fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu(dU_{rq}^{ref}) = \frac{(\mu_{R1}(dU_{rq}^{ref}) + \mu_{R2}(dU_{rq}^{ref}) + \dots + \mu_{Rm}(dU_{rq}^{ref}))}{M} \quad (IV.10)$$

### IV.2.8. Interface de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur

physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [60]. Parmi les plus couramment utilisées, on cite :

- **Méthode de Maximum** : cette méthode génère une commande qui représente l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette méthode est simple, rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles ;

- **Méthode de la moyenne des maximums** : cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale ;

- **Méthode du centre de gravité** : cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante:

$$dU_{rq}^{ref} = \frac{\int dU_{rq}^{ref} \cdot \mu(dU_{rq}^{ref}) \cdot d(dU_{rq}^{ref})}{\int \mu(dU_{rq}^{ref}) \cdot d(dU_{rq}^{ref})} \quad (IV.11)$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance  $U_{rq}^{ref}$ .

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue, (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision), malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants [54].

### IV.3. Régulation de la tension continue avec un contrôleur flou

Le schéma de principe du contrôle flou de la tension continue est donné par la figure (IV.3) :

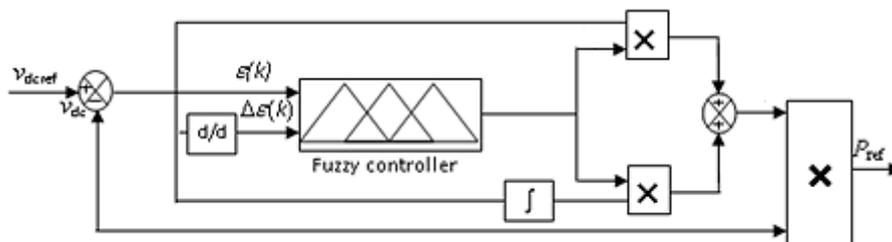


Figure IV.3 : Principe du contrôle flou de la tension continue

La nouvelle structure de contrôle de la tension continue préserve le même modèle lorsqu'on utilise un régulateur PI. Il s'agit d'une association de la sortie du régulateur flou aux actions proportionnelle et intégrale du signal de contrôle [61].

Le régulateur flou utilise deux entrées: La première entrée est l'erreur entre la valeur mesurée et celle de référence de la tension continue. La deuxième représente la variation de cette erreur. Ces deux signaux sont représentés comme suit:

$$\varepsilon(k) = v_{dcref}(k) - v_{dc}(k) \quad (IV.12)$$

$$\Delta\varepsilon(k) = \varepsilon(k) - \varepsilon(k - 1) \quad (IV.13)$$

Les fonctions d'appartenance représentant les variables d'entrée et de sortie sont données par la figure (IV.4) :

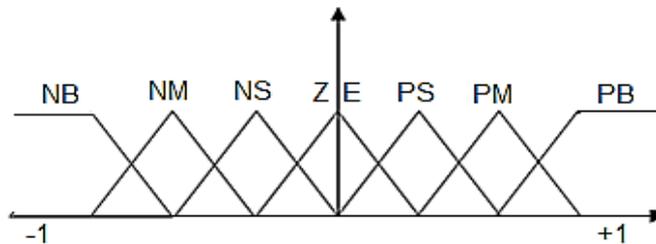


Figure IV.4 : Fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie

NB : (Négatif Grand) ; NM : (Négatif Moyen) ; NS : (Négatif Petit) ; ZE : (Environ Zéro) ; PB : (Positif Grand) ; PM : (Positif Moyen) ; PS : (Positif Petit).

Les règles floues sont rassemblées dans la matrice d'inférence du tableau IV.2:

Tableau IV.2 : Matrice d'inférences du régulateur flou.

$K_p / K_i$		$\varepsilon = V_{dcref} \cdot V_{dcr}$						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$\Delta\varepsilon$	NB	PB	PB	PB	PM	PM	PS	ZE
	NM	PB	PM	PM	PM	PS	ZE	NS
	NS	PB	PM	PS	PS	ZE	NS	NM
	ZE	PM	PM	PS	ZE	NS	NM	NM
	PS	PM	PS	ZE	NS	NS	NM	NB
	PM	PS	ZE	NS	NM	NM	NM	NB
	PB	ZE	NS	NM	NM	NB	NB	NB

#### IV.4. Contrôle direct de puissance basé sur la logique floue

Dans la technique DPC classique, les états sélectionnés pour un bon contrôle en régime de fonctionnement normal sont les mêmes que ceux choisis pour une grande perturbation intervenant durant une variation dans la commande de la puissance active ou de la puissance réactive [62] [63]. En d'autres termes il est difficile, en utilisant des régulateurs par hystérésis, de prendre en considération toutes les dynamiques des puissances instantanées active et

réactive pendant la phase de génération des instants de commutation. Ceci peut affecter les performances de la réponse du système en termes de stabilité et de rapidité. Pour remédier à cela, la génération des instants de commutation doit être basée sur différents niveaux d'erreurs. Ceci peut être réalisé en utilisant un contrôleur par logique floue. La table de commutation (tableau IV.3) sera remplacée par le système à inférences floues présenté par Figure IV.6

La première variable  $\Delta p$ , l'erreur de puissance active, défini par [64] :

$$\Delta p = p_{ref} - \hat{p} \quad (IV.14)$$

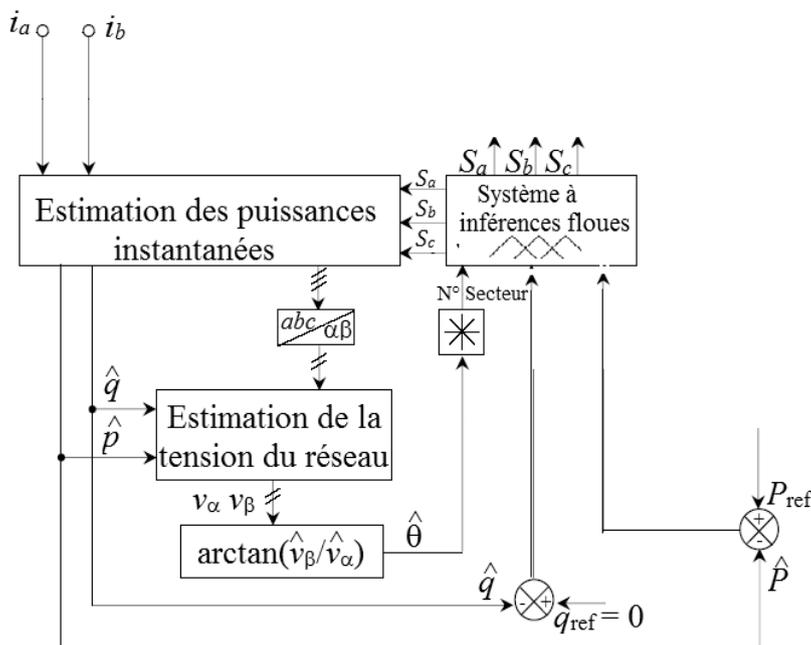
La deuxième variable  $\Delta q$ , l'erreur de puissance réactive, donnée par :

$$\Delta q = q_{ref} - \hat{q} \quad (IV.15)$$

La troisième variable d'état floue est la position du vecteur de tension  $\theta$  donnée par :

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}} \right)$$

(IV.16)



**Figure IV. 5 :** Configuration générale de la commande DPC basée sur la logique floue.

De l'erreur de puissance active est divisé en deux variables linguistiques avec des fonctions d'appartenance triangulaires et trapézoïdales, où N et P désignent respectivement les valeurs négatives et positives de l'erreur de puissance active [37] [65]. L'univers de discours de l'erreur de puissance réactive est divisé en trois variables linguistiques avec des

fonctions d'appartenance triangulaires et trapézoïdales, où Z désigne l'environ de zéro de l'erreur de puissance réactive (Figure.IV.6). L'univers de discours de la position du vecteur de tension  $\theta$  est divisé en six ensembles flous de  $\theta_1$  à  $\theta_6$ , comme le montre Figure.IV.6. Pour les vecteurs de tension  $V_i$  ( $i=0\div 6$ ), la distribution en fonctions d'appartenance est donnée par Figure.IV.7.

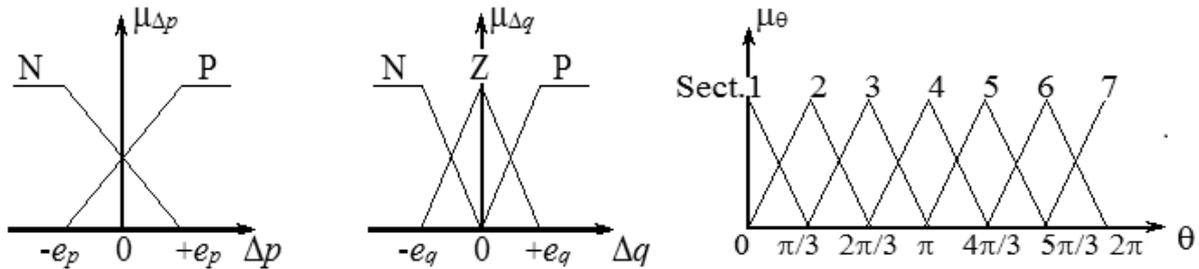


Figure IV. 6 : Fonctions d'appartenance pour les erreurs des puissances active  $\Delta p$  et réactive  $\Delta q$  et la position  $\theta$  du vecteur de tension

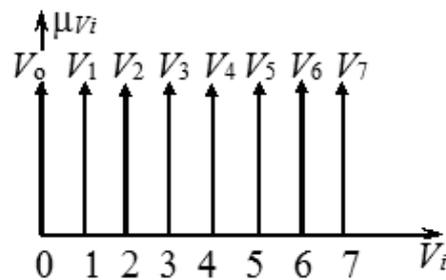


Figure IV. 7 : Fonctions d'appartenance pour la variable de sortie  $V_i$

Tableau IV.3 Table de commutation floue

$\Delta p$	$\Delta q$	N° de secteur					
		1	2	3	4	5	6
P	P	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	Z	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	N	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
N	P	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
	Z	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	N	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$

## IV.5 Résultats et interprétation

### IV.5.1 Contrôle flou de la tension DC d'un redresseur à MLI basé sur la technique DPC

Pour valider l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée dans ce chapitre, une simulation numérique a été effectuée sous l'environnement MATLAB\SIMULINK et en

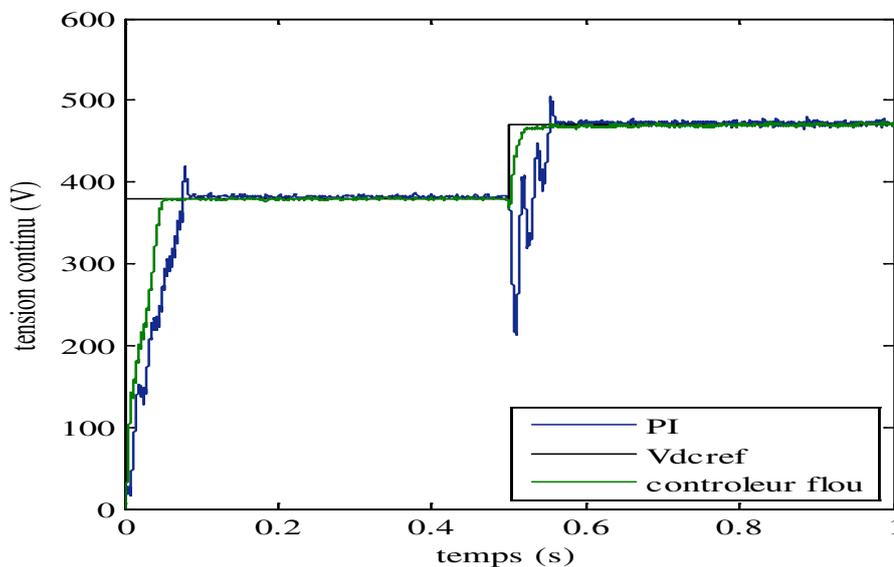
utilisant la Toolbox Fuzzy Logic. Le système de contrôle de la tension continue aussi bien que la stratégie DPC sont testés suite à une variation en échelon de la tension DC à  $t = 0.5s$  de 380V à 470V.

Les paramètres du système à simuler sont rassemblés dans le tableau IV.4

**Tableau IV.4 :** Paramètres du système à simuler.

R	L	C	$R_{ch}$	$V_m$	F	$V_{dcref}$
88m $\Omega$	3,127mH	1Mf	100 $\Omega$	200V	50Hz	380V

L'efficacité du contrôle flou de la tension DC est illustrée par la figure (IV.8). On peut remarquer que le système devient plus stable et par rapport au système avec régulateur PI. Dans cette figure, le dépassement disparaît complètement et le temps de réponse est réduit.



**Figure IV.8 :** Réponse de la tension DC pour une variation en échelon avec régulateur flou.

La figure (IV.9) montre que lorsque la tension continue atteint sa nouvelle valeur de référence, la puissance active augmente et par conséquent le courant de la ligne croît. Dans le cas du régulateur flou, l'augmentation de la puissance est limitée, ce qui évite au système d'être soumis à des surintensités dangereuses.

Dans la figure (IV.10), au moment de la variation en échelon de la tension continue, la puissance réactive est sensiblement inférieure par rapport à celle lorsqu'un régulateur flou est utilisé. La tension et le courant de la ligne sont presque en phase et ainsi le facteur de puissance est presque égal à 1 (Figure IV.11). Dans le cas du régulateur flou, la forme d'onde du courant de ligne est sinusoïdale.

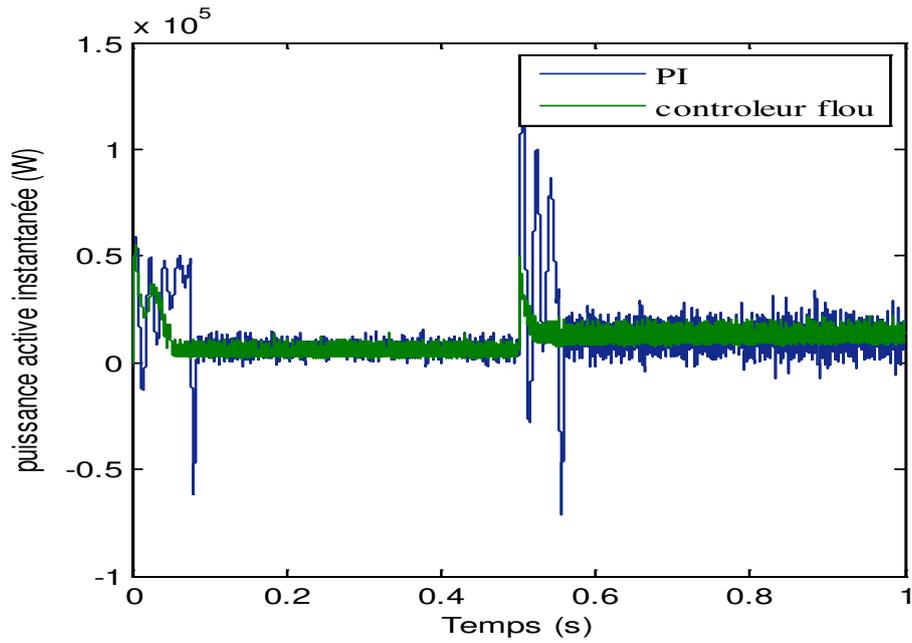


Figure IV.9 : Puissance active instantanée de la ligne.

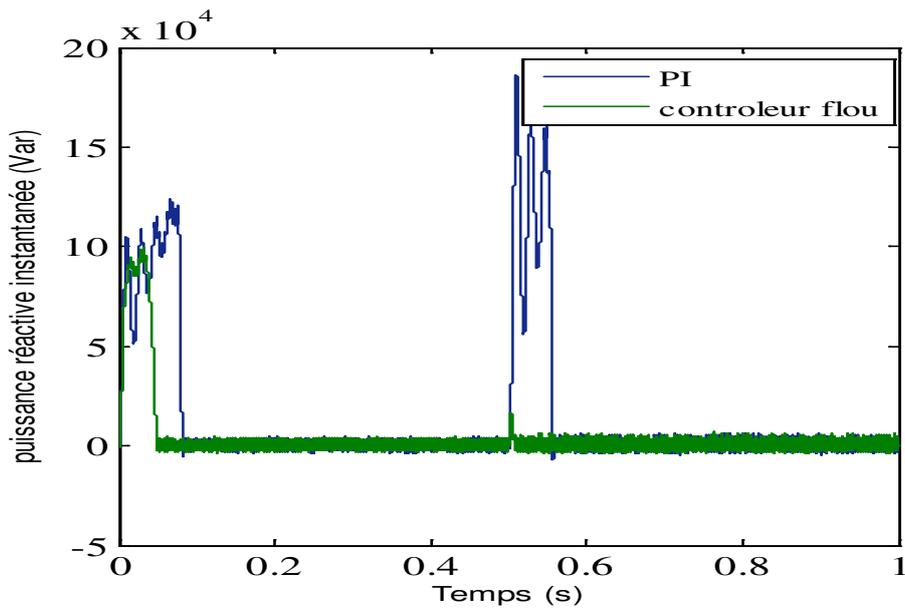


Figure IV.10 : Puissance réactive instantanée de la ligne.

Afin de maintenir le bus continu chargé, la variation de la tension continue engendre une variation au niveau de la référence de la puissance active instantanée.

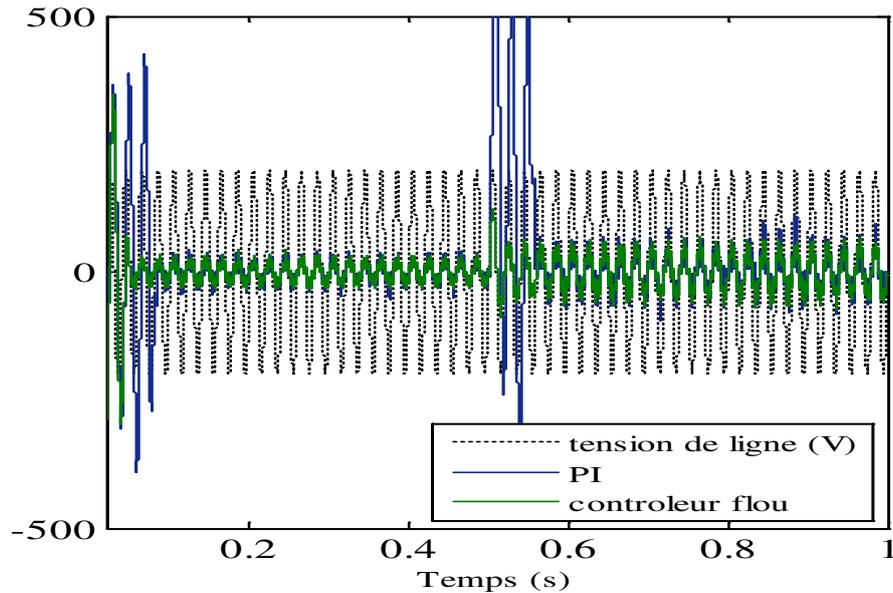


Figure IV.11 : Formes d'onde de la tension et du courant de ligne

#### IV.5.2 FAP contrôlé par la technique DPC floue

Pour tester la performance d'une table de commutation floue avec la stratégie DPC, une simulation a été réalisée sous l'environnement MATLAB\SIMULINK et en utilisant la Fuzzy Logic Toolbox.

La figure (IV.12) montre le circuit de puissance d'un filtre actif parallèle connecté à une charge non linéaire. Le filtre actif parallèle est composé d'un convertisseur triphasé, de deux condensateurs connectés en série de valeur équivalente  $C_{dc}$  et une inductance de lissage  $L_f$ . Le convertisseur est utilisé pour charger et décharger les condensateurs afin de fournir le courant de compensation nécessaire. Les condensateurs sont utilisés pour stocker l'énergie, et l'inductance est destinée au lissage du courant injecté par le filtre actif parallèle.

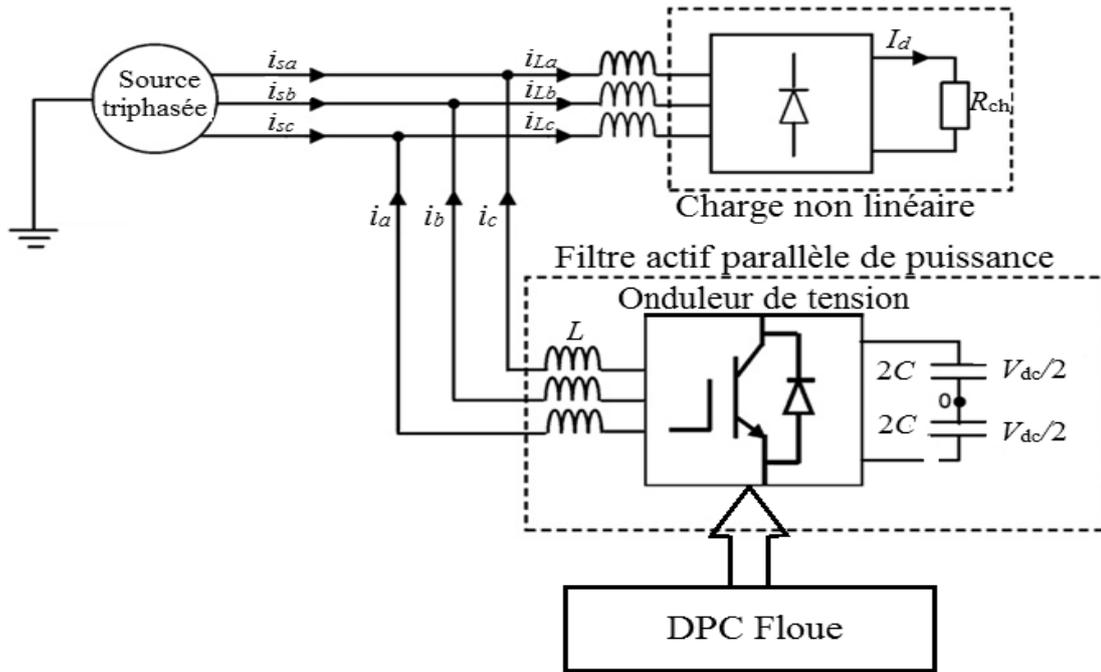


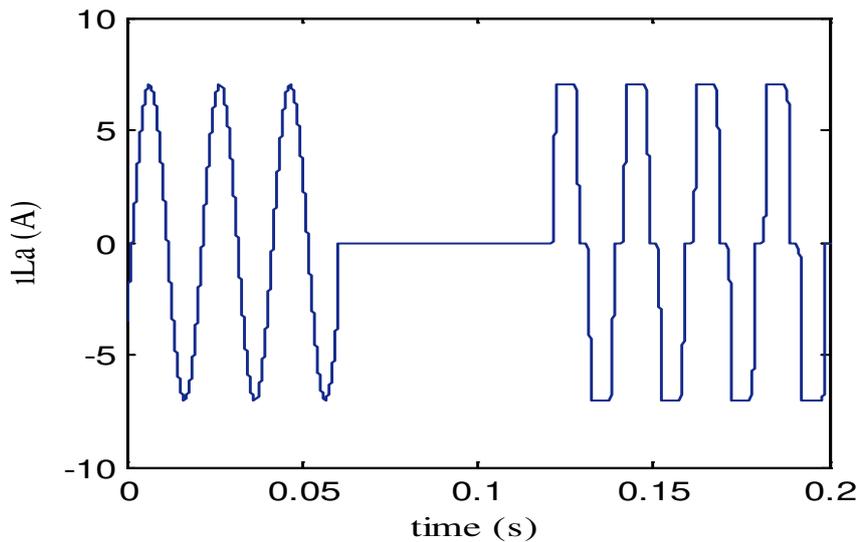
Figure IV.12 : DPC floue appliquée à un filtre actif de puissance parallèle

La simulation est réalisée en deux étapes :

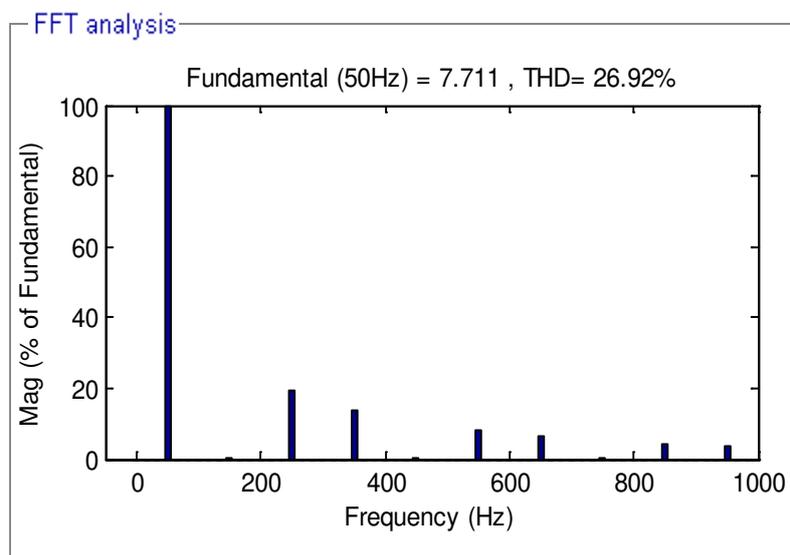
1. L'efficacité du FAP contrôlé par DPC floue est testée en matière de compensation de puissance réactive et élimination des harmoniques. le réseau électrique débite sur une charge linéaire inductive, puis la charge est éliminée entre 0,06 s et 0,12 s. Enfin, une charge non linéaire sera branchée entre 0,12 et 0,2 s.
2. Le système de contrôle proposé pour la tension  $V_{dc}$  est testé, en terme de suivi de consigne, en réalisant une perturbation en échelon au niveau de la valeur de référence de la tension continue à  $t=0.1s$  de 700V à 750V.

1. Les formes d'onde du courant de charge ainsi que du courant de ligne avec leurs représentations -spectrales sont illustrées par les figures (de 13 à 16) On constate que la technique proposée est une stratégie de commande qui associe la compensation de puissance réactive à la dépollution harmonique. Le THD est sensiblement réduit de 26,92% à 1,45%. Les figures (de 17 à 21) illustrent clairement le principal avantage de l'association de la logique floue basée sur le concept DPC. Cet avantage réside dans le fait que les ondulations des différentes formes d'onde sont considérablement réduites. Ces figures nous montrent que la technique de contrôle utilisée acquiert un double rôle pour l'FAP, à savoir la compensation de puissance réactive en régime fondamental, et

l'atténuation des harmoniques dominantes en les poussant vers les fréquences supérieures. La figure (17) montre que la DPC floue a une influence positive sur les performances du système de contrôle de la tension DC. Dans cette figure, le dépassement disparaît complètement et le temps de réponse est réduit. Les figures (de 18 à 21) témoignent que la DPC apporte une certaine rapidité et stabilité à la réponse du système.



**Figure IV.13 :** courant absorbé par la charge non linéaire  $i_{La}$  [A]



**Figure IV.14 :** le spectre d'harmoniques du courant  $i_{La}$

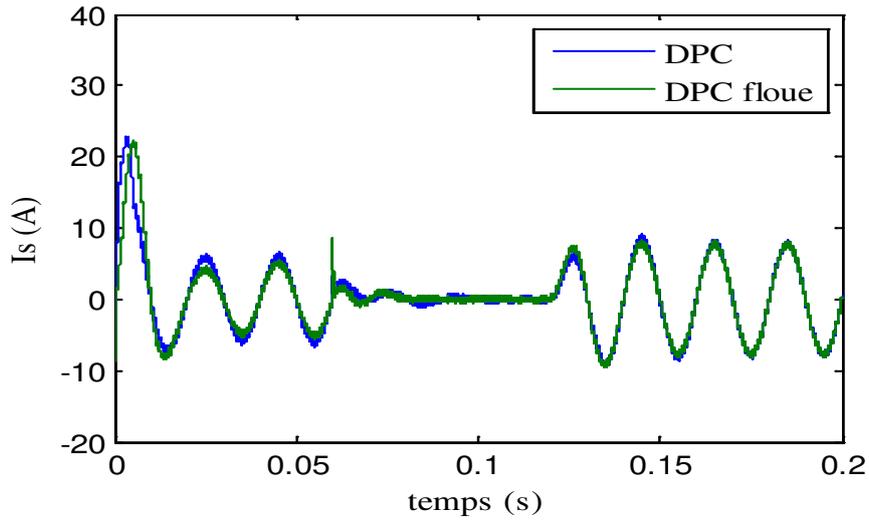


Figure IV.15 : Forme d'onde du courant de ligne

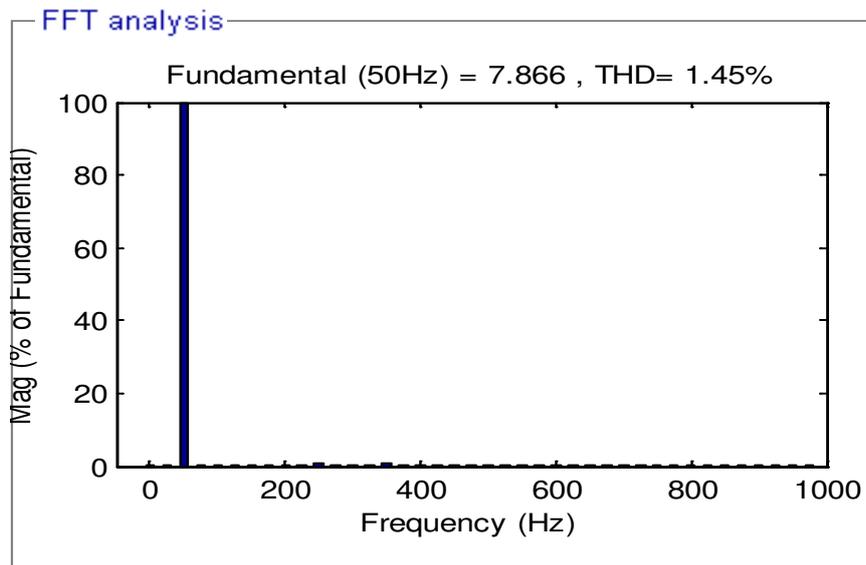


Figure IV.16 : le spectre d'harmoniques du courant  $i_s$

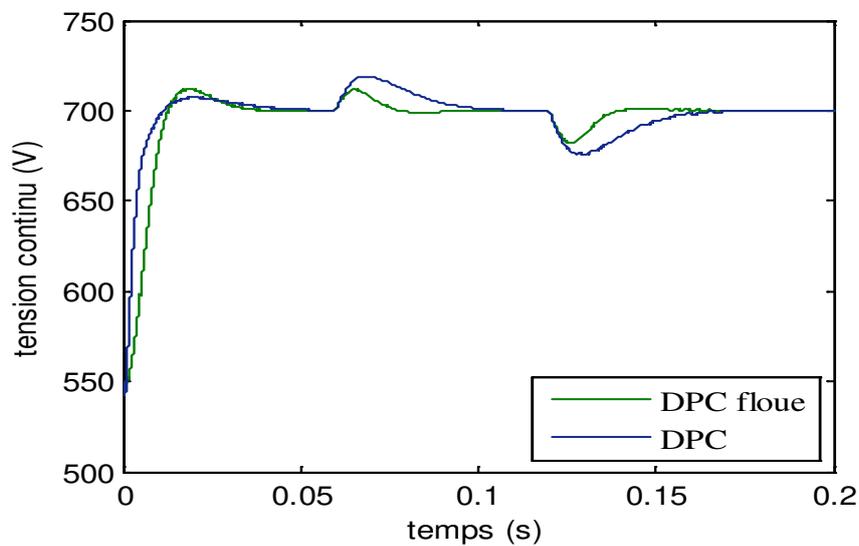


Figure IV.17 : Forme d'onde de la tension continue  $V_{dc}$ (V)

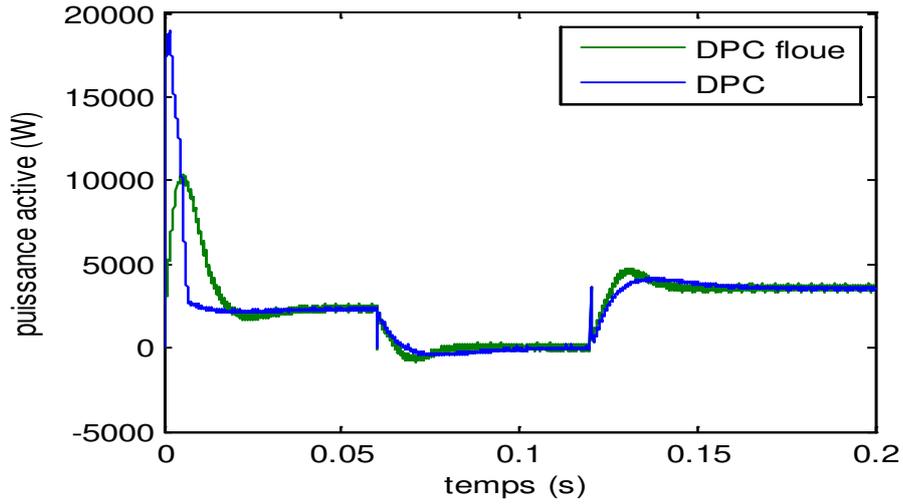


Figure IV.18 : Puissance active instantanée de la ligne (W)

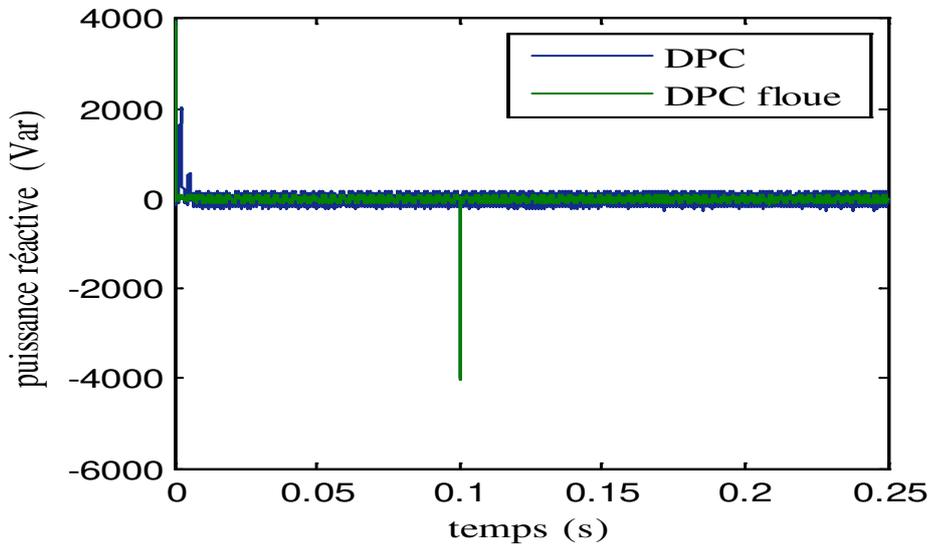


Figure IV.19 : Puissance réactive instantanée de la ligne (Var)

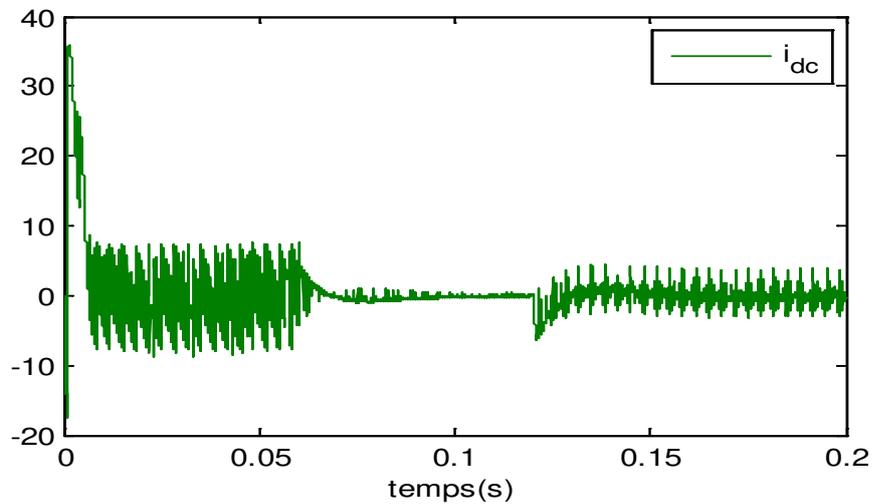


Figure IV.20 : Forme d'onde du courant continu  $I_{dc}[A]$

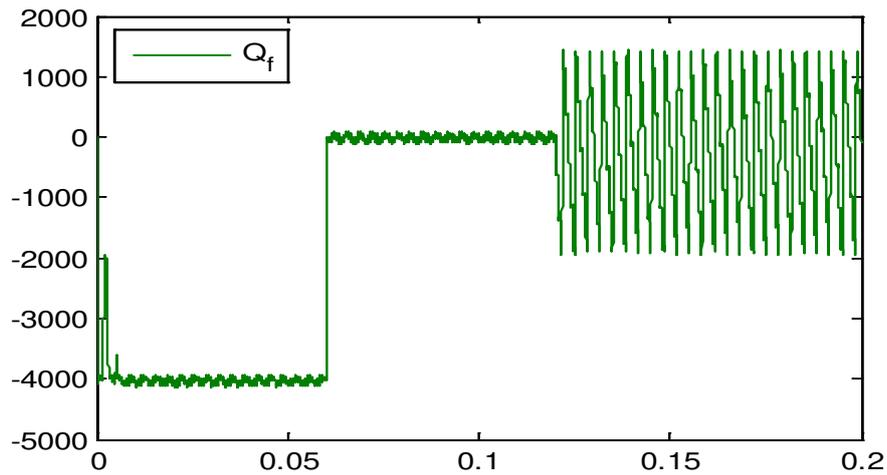


Figure IV. 21 : Formes d'onde de la puissance réactive  $Q_f$ [Vars] du filtre actif

- La variation en échelon de la tension continue est donnée par la figure (23) (de 700 à 750 volts). Les figures (23) et (24) et (26) montrent, respectivement, que lorsque la tension continue atteint sa nouvelle valeur de référence, la puissance active augmente et par conséquent le courant de la ligne croît. Dans le cas du régulateur flou, l'augmentation de la puissance active est limitée, ce qui évite au système d'être soumis à des surintensités dangereuses. Pour obtenir un facteur de puissance unitaire au côté AC, la valeur de référence de la puissance réactive est mise égale à 0. La figure (25) montre que la puissance réactive est presque nulle. La figure (26) montre aussi que le courant est presque sinusoïdal.

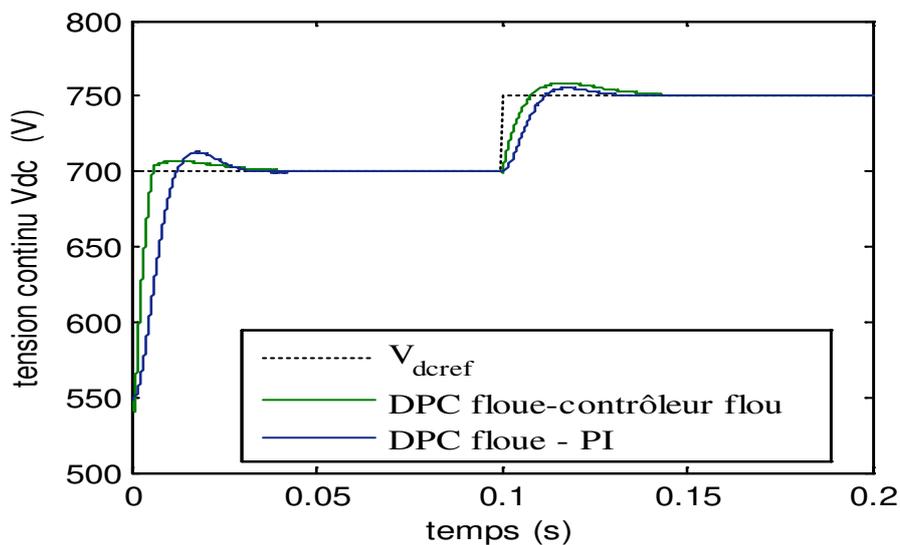


Figure IV.23 : Formes d'onde de la tension DC  $V_{dc}(V)$

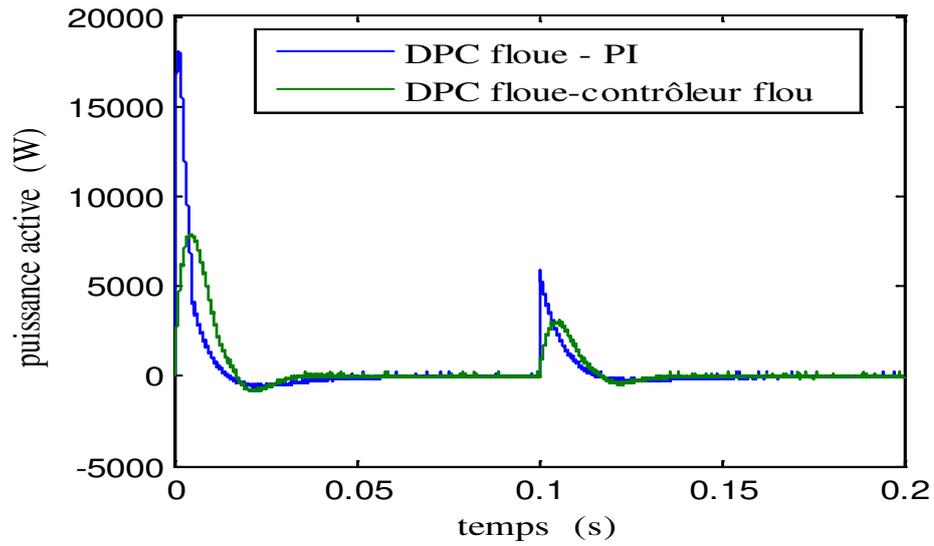


Figure IV.24 : Puissance active instantanée de la ligne (W)

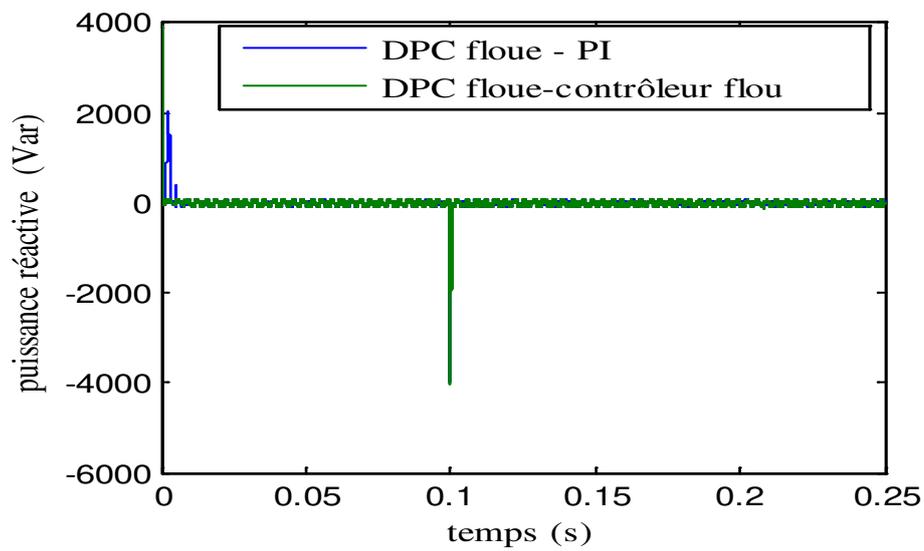


Figure IV.25 : Puissance réactive instantanée de la ligne (Var)

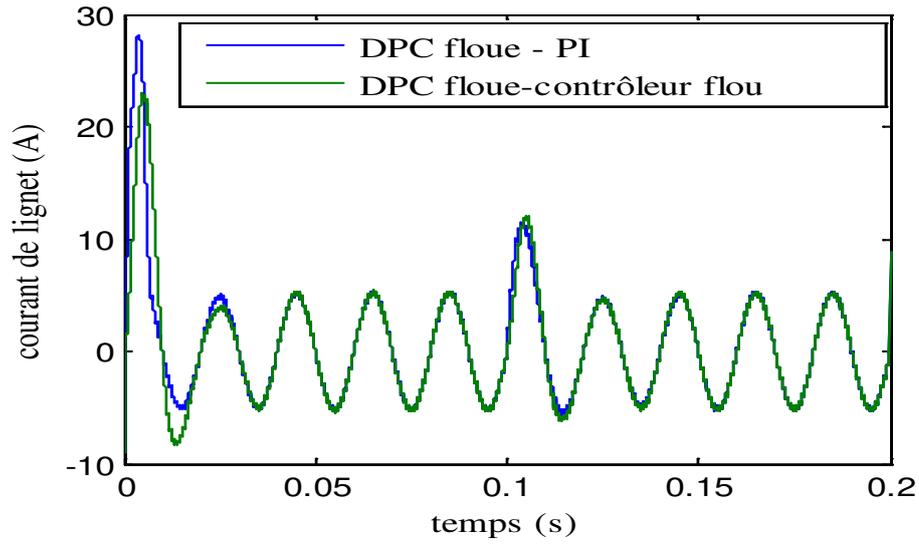


Figure IV.26 : Formes d'onde du courant de ligne  $i_s$  [A]

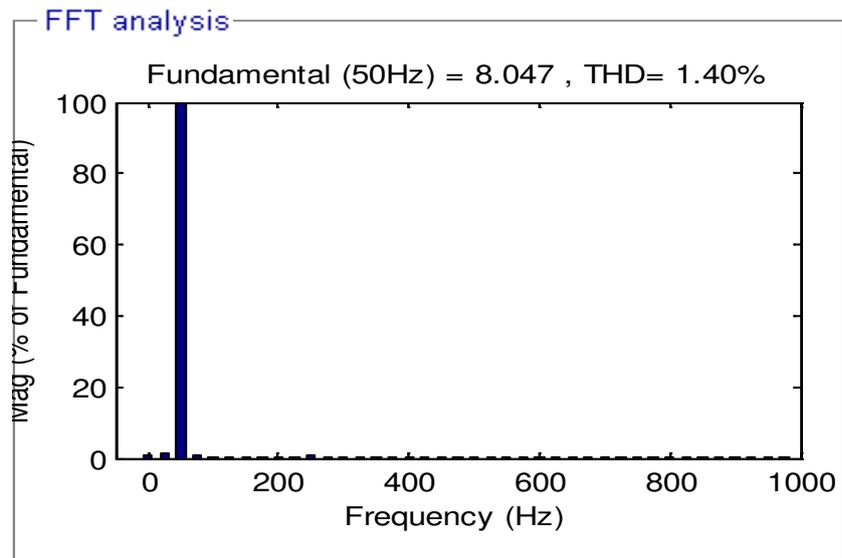


Figure IV.27: FFT Spectre d'harmonique du courant de source (DPC floue)

## IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu montrer l'apport positif de la logique floue apporté aux performances de contrôle compensateur actif d'harmoniques, auquel est associée la technique DPC. Tous les résultats de simulations ont confirmé la suprématie de la DPC floue par rapport à la DPC conventionnelle en matière de diminution des ondulations au niveau des formes d'onde des différentes grandeurs caractérisant le système étudié. Aussi nous avons pu remarquer que l'association de technique DPC à un système à inférences flous contribue à l'amélioration du THD du courant du réseau.

Le prochain chapitre présentera l'association des réseaux de neurones artificiels au concept de la technique DPC.

# ***CHAPITRE***

---

5

## ***Les Réseaux de Neurone Artificiel***

---

---

## CHAPITRE V

### LES RESEAUX DE NEURONE ARTIFICIEL

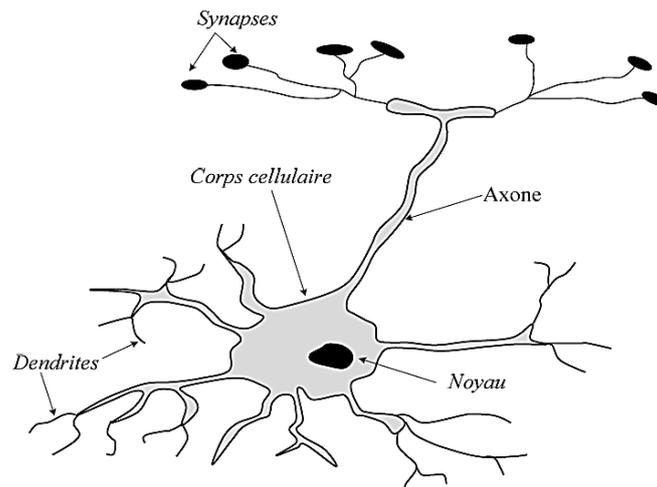
#### V. 1 Introduction

L'origine des réseaux de neurone artificiel (Artificial Neural Network ANN) vient de l'essai de modélisation mathématique du cerveau humain. Les premiers travaux datent de 1943 et sont l'œuvre de MM. Mac Culloch et Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. Ils ont connu des débuts prometteurs vers la fin des années 50, mais le manque d'approfondissement de la théorie a gelé ces travaux jusqu'aux années 80 [56].

Dans ce chapitre, nous présentons une nouvelle commande de puissance directe pour un filtre actif de puissance afin d'éliminer les courants harmoniques, de contrôler les puissances instantanées et de réduire leurs ondulations. Cette nouvelle commande de puissance directe consiste, d'une part, à remplacer la table de commutation conventionnelle par un sélecteur basé sur les réseaux de neurones artificiel afin de réduire considérablement les ondulations de puissance active et réactive instantanée et, d'autre part, à contrôler la tension continue par un contrôleur à réseau de neurone.

#### V. 2. Neurone biologique :

Le neurone est une cellule composée d'un corps cellulaire et d'un noyau. L'information traitée par le neurone chemine ensuite le long de l'axone (unique) pour être transmise aux autres neurones. La transmission entre deux neurones n'est pas directe. En fait, il existe un espace intercellulaire de quelques dizaines d'Angstroms entre l'axone du neurone afférent et les dendrites du neurone efférent. La jonction entre deux neurones est appelée la synapse, la figure V.1 représente un neurone biologique [80].



**Figure V.1 :** Schéma simplifié d'un neurone biologique.

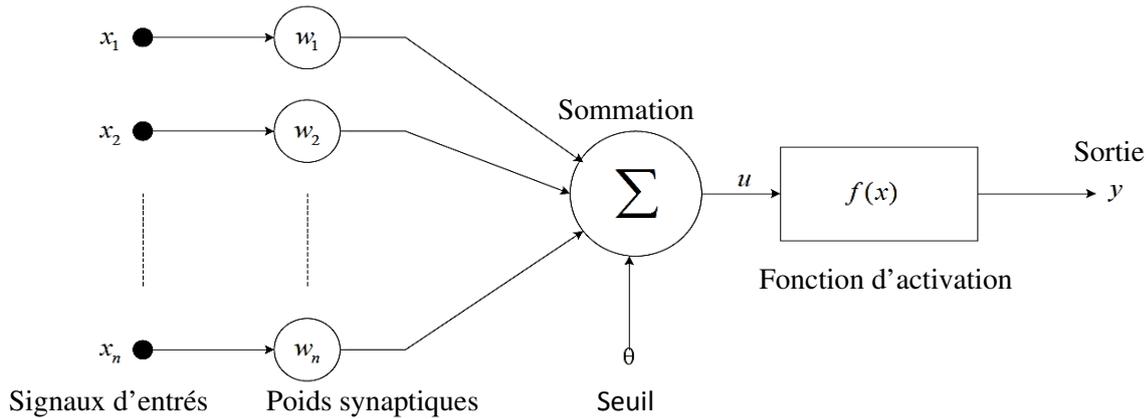
Le neurone biologique (Figure V.1) comprend :

- **Le corps cellulaire**, qui fait la somme des influx qui lui parviennent ; si cette somme dépasse un certain seuil, il envoie lui-même un influx par l'intermédiaire de l'axone ;
- **L'axone**, qui permet de transmettre les signaux émis par le corps cellulaire aux autres neurones ;
- **Les dendrites**, qui sont les récepteurs principaux du neurone, captant les signaux qui lui parviennent ;
- **Les synapses**, qui permettent aux neurones de communiquer avec les autres via les axones et les dendrites.

### V.3. Neurone formel (artificiel)

Le neurone formel est une modélisation mathématique très simple qui a pour but de reproduire le raisonnement « intelligent » d'une manière artificielle, tel que la sommation et la comparaison. Chaque neurone formel calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit.

La figure V.2 montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones "amonts". A chacune de ces entrées est associé un poids  $w$  (weight en Anglais) représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones "avals". A chaque connexion est associé un poids [2].



**Figure V.2 :** Modélisation d'un neurone formel.

Chaque neurone est relié à différentes entrées ( $x_n$ ). Celles-ci sont soit les variables d'entrées du réseau, soit les sorties des couches précédentes. Chacune de ces entrées est pondérée par un poids ( $w_i$ ). Un poids total ( $S$ ) est ainsi calculé après rajout du biais ( $\beta$ ) propre à chaque neurone. Ce poids normalisé entre -1 et 1 indique le degré d'activation du neurone. Une fonction sigmoïde ( $f$ ) est alors utilisée pour la propagation de l'information et donne une sortie ( $y$ ) toujours normalisée entre -1 et 1.

Toutes les informations sont alors stockées dans la valeur des poids et un algorithme d'apprentissage par rétropropagation, sur de nombreux exemples est nécessaire à l'optimisation d'une solution.

Le neurone formel est donc un automate booléen dont la sortie ( $y$ ) est tel que :

$$y = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \beta \\ 0 & \text{si } S < \beta \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

Avec :

$$y = f(x) \text{ et } S = \sum_{i=1}^n w_i \cdot x_i \quad (\text{V.2})$$

Les grandeurs intervenant dans la relation (V.2) sont définies comme suit :

$x_i$  : Représente la  $i^{\text{ème}}$  entrée du neurone formel.

$y$  : Sortie de neurone.

$\beta$  : Seuil du neurone.

$w_i$  : Paramètres de pondération.

$f$  : Fonction de seuillage.

$S$  : Somme pondérée des entrées  $x_i$ .

Le tableau ci-dessous montre la mise en correspondance entre un neurone biologique et un neurone artificiel :

<i>Neurone biologique</i>	<i>Neurone artificiel</i>
Synapses	Poids des connexions
Axones	Signal de sortie
Dendrites	Signal d'entrée
Noyau ou Somma	Fonction d'activation

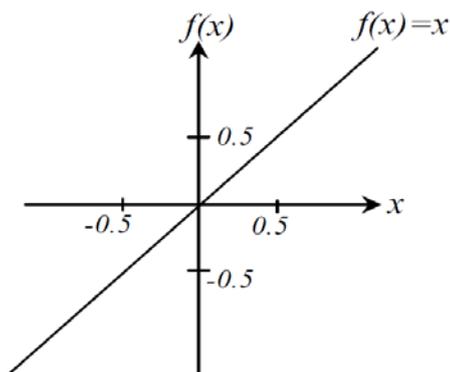
**Tableau V.1 :** Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.

Le neurone formel peut être défini, d'une façon plus générale, par les éléments suivants [49] :

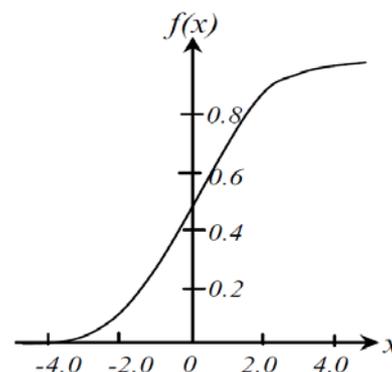
- 1- **Les entrées du réseau neurone :** Elles peuvent être binaires (0, 1) ou réelles.
- 2- **Fonction d'activation :** Cette fonction permet de définir l'état interne du neurone en fonction de son entrée totale, citons à titre d'exemple quelques fonctions souvent utilisées :
  - **Fonction linéaire :** C'est l'une des fonctions d'activations les plus simples, sa fonction est définie par :  $f(x) = x$ , (Fig. V.3).
  - **Fonction sigmoïde :** Elle est l'équivalent continu de la fonction linéaire. Etant continu, elle est dérivable, d'autant plus que sa dérivée est simple à calculer (Fig. V.4). Elle est définie par:

$$f(x) = \frac{1}{1+e^{-x}} \quad (\text{V.3})$$

- 3- **Fonction de sortie :** Elle calcule la sortie d'un neurone en fonction de son état d'activation. En général, cette fonction est considérée comme la fonction identité. Elle peut être : binaire (0, 1), bipolaire (-1, 1) ou réelle.



**Figure V.3 :** Fonction linéaire.



**Figure V.4 :** Fonction sigmoïde.

## V.4 Poids des connexions

Un poids  $w_{ij}$  est associé à chacune des connexions. Nous noterons toujours le premier indice par  $i$  et le deuxième par  $j$ . Le premier indice (rangée) désigne le numéro de neurone sur

la couche, alors que le deuxième indice (colonne) spécifie le numéro de l'entrée. Ainsi,  $w_{ij}$  désigne le poids de la connexion qui relie le neurone  $i$  à son entrée  $j$  [35].

Un poids d'un neurone artificiel représente donc l'efficacité d'une connexion synaptique. Un poids négatif vient inhiber une entrée, alors qu'un poids positif vient l'accentuer.

## V.5. Apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage et l'adaptation constituent deux caractéristiques essentielles des réseaux de neurones. Le rôle de l'apprentissage est de définir le poids de chaque connexion. De nombreuses règles existent pour modifier le poids des connexions et donc pour arriver à un apprentissage correct. Lorsque la phase d'apprentissage est achevée, le réseau doit être capable de faire les bonnes associations pour les vecteurs d'entrées qu'il n'aura pas appris. C'est l'une des propriétés importante dans les réseaux de neurones, car elle permet de donner la capacité de reconnaître des formes ressemblantes et même dégradées des prototypes, c'est la phase de reconnaissance.

Les algorithmes d'apprentissages donnent des meilleurs résultats lorsqu'on leur fournit des exemples multiples et variés, ainsi le réseau peut assimiler toutes les connaissances. Il existe différentes règles d'apprentissage parmi lesquelles on peut distinguer :

### a) Apprentissage supervisé :

Un superviseur, ou professeur, fournit au réseau des couples d'entrées-sorties. Il fait apprendre au réseau l'ensemble de ces couples, par une méthode d'apprentissage, comme la rétro-propagation du gradient de l'erreur, en comparant pour chacun d'entre eux la sortie effective du réseau et la sortie désirée. L'apprentissage est terminé lorsque tous les couples entrées-sorties sont reconnus par le réseau. Ce type d'apprentissage illustré par la figure V.5 se retrouve, entre autres, dans le perceptron.

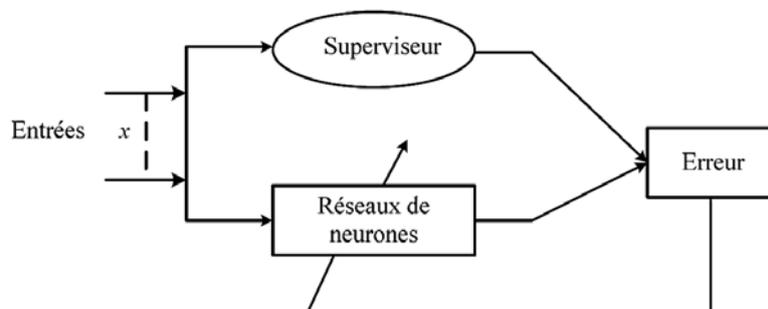
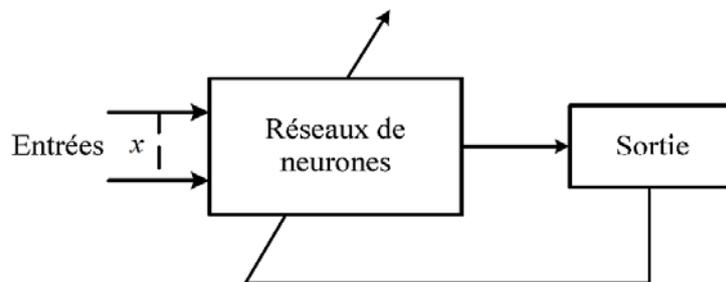


Figure V.5 : Illustration de l'apprentissage supervisé.

**b) Apprentissage non supervisé :**

Cet apprentissage consiste à détecter automatiquement des régularités qui figurent dans les exemples présentés et à modifier les poids des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie. Les réseaux autoorganiseurs de Kohonen sont les réseaux à apprentissage non supervisé les plus connus comme présenté par la figure V.6 [12].



*Figure V.6 : Illustration de l'apprentissage non supervisé.*

**c) Apprentissage auto-supervisé :**

Le réseau de neurone évalue lui-même ses performances, sans l'aide d'un « professeur ». Un objet est présenté à l'entrée du réseau de neurones, à qui on a indiqué la classe à laquelle appartient cet objet. Si le réseau ne le classe pas correctement, il mesure lui-même l'erreur qui la fait, et propage cette erreur vers l'entrée. Le réseau procède à autant d'itérations qu'il est nécessaire jusqu'à obtenir la réponse correcte.

**V.6 Champ des applications**

Une tâche d'identification et de contrôle n'est pleinement aboutie qu'à partir du moment où elle supporte la confrontation au monde réel. Les validations expérimentales sont intéressantes à plus d'un titre. Elles permettent de prendre en compte divers aspects tels que l'implémentation, la faisabilité de la mise en oeuvre, la robustesse face à divers bruits et frottements, les coûts algorithmiques et financiers, etc. Les techniques neuronales proposées ont été principalement appliquées à deux problématiques majeures : – l'asservissement visuel d'un bras robotique manipulateur, – la compensation de distorsions harmoniques à partir d'un schéma de filtrage actif, (APF, Active Power Filter) [2].

## V.7. Différents modèles des réseaux de neurones

### a) Modèle du perceptron :

Présenté originellement par Rosenblatt, en 1958, le perceptron est la forme la plus simple du réseau de neurones. Il permet de classifier correctement des objets appartenant à deux classes linéairement séparables.

#### Architecture du réseau :

Le réseau dans ce modèle est formé de trois couches, une couche d'entrée (la rétine), fournissant des données à une couche d'association (intermédiaire), chargée des calculs, cela en fournissant la somme des impulsions, et elle répond généralement suivant une loi définie avec un seuil. Elle fournit une réponse suivant la loi du tout-ou-rien (1 ou 0), elle-même connectée à la couche de sortie (couche de décision), qui interprète le résultat finale et représentant les exemples à mémoriser. Seule cette dernière couche renvoie des signaux à la couche intermédiaire, jusqu'à ce que leurs connexions se stabilisent, ce modèle de perceptron est présenté par la figure V.7 [17].

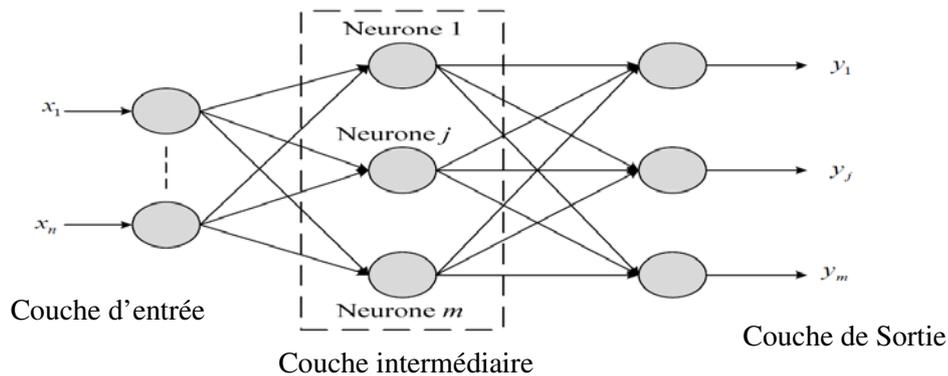


Figure V.7 : Modèle de perceptron.

### b) Règle d'apprentissage :

Les paramètres du perceptron, c'est à dire les points synaptiques des neurones, peuvent être déterminés grâce à un entraînement supervisé, effectué sur un ensemble de formes pré classifiées. La règle d'apprentissage du perceptron prend le nom de «règle de window hoff». Pour apprendre, le perceptron doit savoir qu'il a commis une erreur, et il doit connaître la réponse qu'il aurait donnée. De ce fait, on parle d'apprentissage supervisé. L'apprentissage se produit jusqu'à ce que le perceptron soit capable de donner toutes les réponses correctes. La fonction d'activation de ce type de réseaux est définie par l'équation linéaire suivante :

$$S_j = \sum_{i=1}^n w_{ij} \cdot x_i + \theta_i, \quad j = 1, \dots, m \quad (\text{V.4})$$

La sortie est définie par la fonction seuil :

$$y = f(S_j) = \begin{cases} 1 & \text{si } S_j > 0 \\ 0 & \text{si } S_j \leq 0 \end{cases} \quad (\text{V.5})$$

L'apprentissage de perceptron est de type supervisé. Cela consiste à présenter une série d'exemples des entrées  $x$  et des sorties désirées  $y$ . L'adaptation des poids de ce réseau n'est autre qu'un cas particulier de l'application de la méthode de la descente du gradient présentée ci-dessous [35] :

$$w(t + 1) = w(t) + \Delta w(t) \quad (\text{V.6})$$

$$\text{Où : } \Delta w(t) = \eta(y_d(t) - y(t)x(t)) \quad (\text{V.7})$$

Avec :

$S_j$  : Représente la sortie d'un neurone,

$w_{ij}$  : Poids synaptiques en provenance du  $i^{\text{ème}}$  neurone de la couche d'entrée vers le  $j^{\text{ème}}$  neurone de sortie,

$\theta_i$  : Paramètre qui agit sur le seuil en sortie,

$n$  : Nombre de sortie,

$m$  : Nombre d'élément du vecteur d'entrée,

$\eta$  : Paramètre qui contrôle le taux d'apprentissage,

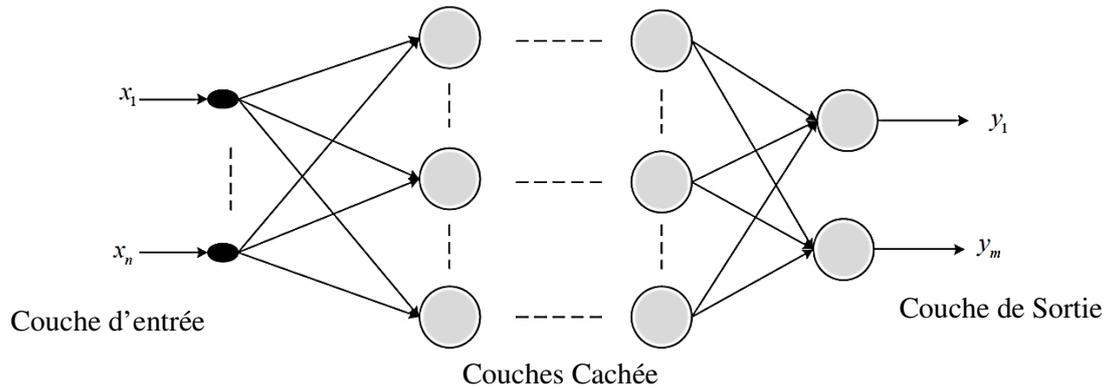
$y_d(t)$  : Sortie désirée,

$w(t)$  : Vecteur de poids.

Le réseau de ce perceptron est capable de résoudre des opérations logiques simples comme AND ou OR. En 1969, Papert et Minsky, démontrent les limites de ce perceptron. Ce dernier n'est efficace que pour les problèmes linéairement séparables. Ceci montre l'intérêt à généraliser l'algorithme du perceptron à un réseau à plus d'une couche [2].

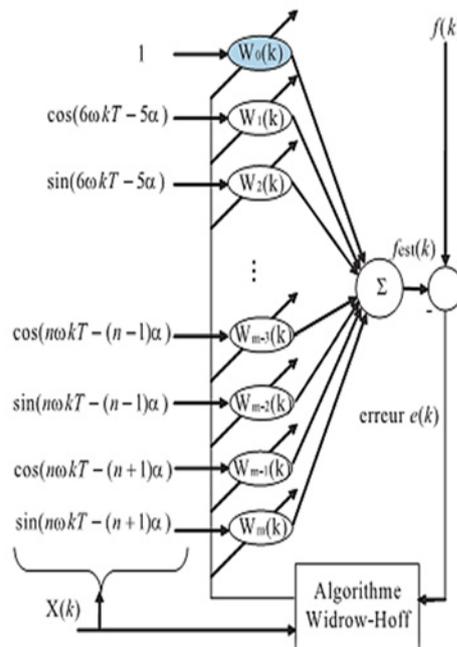
### b) Modèle du perceptron multicouche :

Ils sont une amélioration du perceptron comprenant une ou plusieurs couches intermédiaires dites cachées. Ils utilisent, pour modifier leurs poids, un algorithme de rétropropagation du gradient, qui est une généralisation de la règle de Window Hoff. Il s'agit toujours de minimiser l'erreur quadratique, ce qui est assez simple quand on utilise une fonction  $f$  dérivable (la sigmoïde par exemple) et consiste à propager la modification des poids de la couche de sortie jusqu'à la couche d'entrée [35].



**Figure V.8 :** Architecture du perceptron multicouche.

L'un des problèmes de l'utilisation des réseaux de neurones consiste dans le choix de sa topologie. Par exemple, il n'existe pas de règle générale qui donne le nombre de neurones à retenir pour la couche intermédiaire. Ce choix est spécifique à chaque application et, à ce jour, ce ne sont que des choix arbitraires dont on vérifie par la suite la validité.



**Figure V.9** Structure du réseau Adaline pour l'estimation des harmoniques.

## V.8 Applications des ANN dans le filtrage actif de puissance

Le premier succès connu de l'application des techniques neuronales en électronique de puissance est incontestablement celui lié à la commande de machines électriques. Bor.Ren Lin et Richard G.Hoft [82] ont proposé un réseau de neurones multicouche destiné au remplacement du contrôleur classique à hystérésis pour la commande d'une machine asynchrone. Ensuite B. K Bose [83] a proposé une importante contribution dans le domaine

de la commande de moteurs par les réseaux de neurones, ces travaux ont été principalement focalisés sur l'intégration des techniques neuronales dans la commande vectorielle et son implémentation sur cible matérielle. En ce qui concerne l'application de ces techniques dans le domaine du filtrage actif des réseaux électriques on peut trouver des travaux sur l'identification des harmoniques en utilisant la méthode des vecteurs de Park. Les principaux travaux concernant la commande des filtres actifs sont celles d'Abdelaziz Zouidi [84], Wenjin Dai [85] qui ont proposés des systèmes de commande permettant d'imiter la commande par hystérésis à base d'un réseau de neurones multicouche avec des couches cachées en utilisant la topologie de convertisseur standard deux niveaux VSI (Voltage Source Inverter). Ces travaux ont montré la supériorité des techniques neuronales comparés aux systèmes de commande conventionnelle en matière de la rapidité de la réponse et l'efficacité dans le processus de compensation des harmoniques.

### **V.9. Application des réseaux de neurones à la commande directe de puissance**

La structure du réseau de neurones proposée dans ce travail pour remplacer la table de commutation dans la commande directe de puissance classique du filtre actif de puissance et le régulateur de tension ( $V_{dc}$ ) par un réseau de neurone artificiel.

Le premier réseau de neurone est de type rétro-propagation. Il s'agit d'un perceptron multicouche qui contient une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie, avec trois neurones d'entrée (l'erreur de la puissance active, l'erreur de la puissance réactive et la position du vecteur de tension), 16 neurones dans la couche cachée, et 3 neurones dans la sortie. Ces derniers sont les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur ( $S_a, S_b, S_c$ ).

Le deuxième réseau de neurone remplace le régulateur PI pour le réglage de la tension continue, qu'il s'agit d'un perceptron monocouche qui contient une couche d'entrée, une couche cachée et une couche de sortie, avec un neurone d'entrée (l'erreur de la tension continue), 05 neurones dans la couche cachée, et un neurone dans la couche de sortie. Comme représenté sur la figure V.10.

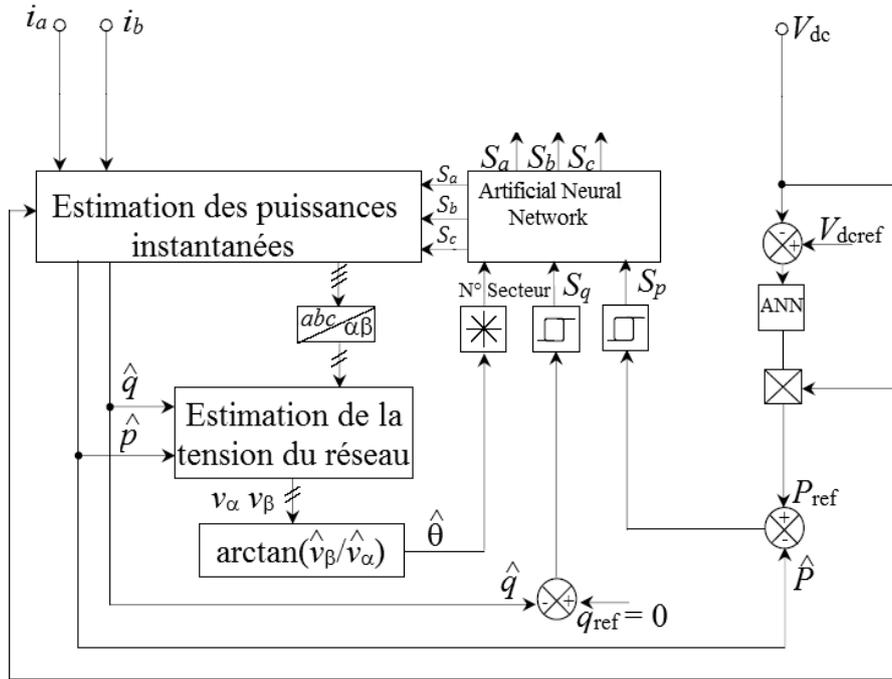


Figure V. 10 : Configuration générale de la commande DPC basée sur le réseau de neurone

### V.10 Régulation de la tension continu par un contrôleur ANN

Dans ce chapitre, le système de régulation de la tension continue par un contrôleur neurone est proposé, qui peut remplacer le contrôleur PI conventionnel. Le régulateur sert à contrôler la tension afin de la maintenir constante. L'architecture adoptée pour ce réseau comporte trois couches : une couche d'entrée correspondant à une erreur entre  $V_{dc}$  et  $V_{dcref}$ , et une couche de sortie correspondant à la sortie identifiée. Le nombre de neurones dans la couche cachée peut être sélectionné en effectuant plusieurs tests d'apprentissage. Dans cette étude, cinq neurones sont utilisés et la fonction d'apprentissage LOG-sigmoïde du réseau est réalisée avec l'algorithme de descente du gradient [81]. La figure V.11 montre un schéma fonctionnel du contrôleur ANN (Artificial Neural Network) utilisé pour le réglage de la tension continue :

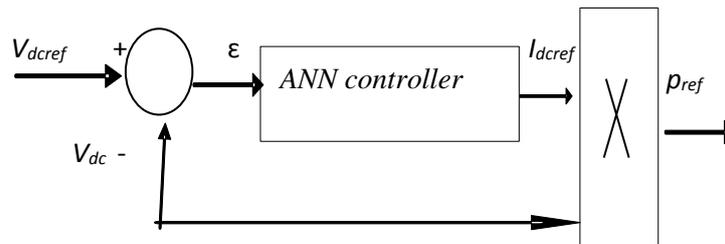


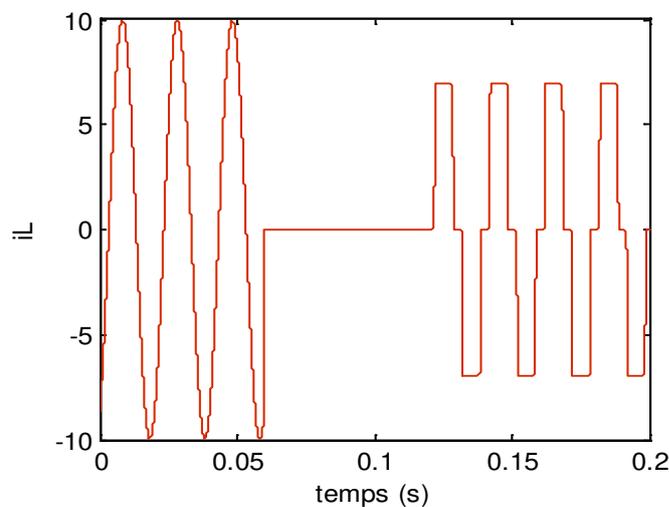
Figure V. 11: Régulation de la tension continue par un contrôleur ANN

## V.11. Résultats de Simulation

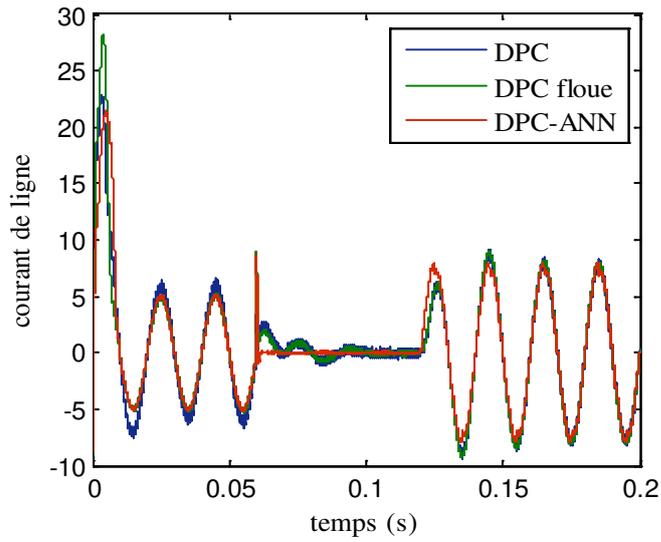
Afin de tester les performances de la nouvelle stratégie de DPC-ANN appliquée à un filtre actif de puissance, des simulations numériques ont été réalisées dans les mêmes conditions avec le logiciel Matlab/Simulink.

Nous avons proposé de changer la table de commutation du DPC par un sélecteur de réseaux neuronaux, afin de réduire les ondulations de la puissance active et réactive. Les entrées du sélecteur neuronal sont la position angulaire du vecteur de tension et les erreurs de puissances instantanées fournies par les comparateurs à hystérésis. Ces sorties sont donc ces sorties sont les états de commutation.

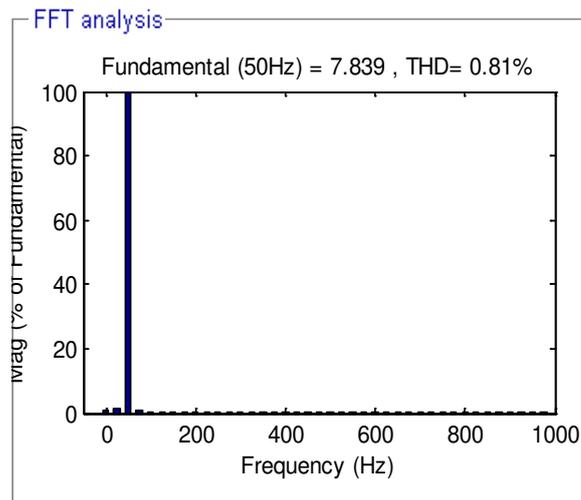
1 L'efficacité du FAP contrôlé par DPC-ANN est testée en matière de compensation de puissance réactive et élimination des harmoniques. Le réseau électrique débite sur une charge linéaire inductive, puis la charge est éliminée entre 0,06 s et 0,12 s. Enfin, une charge non linéaire sera branchée entre 0,12 et 0,2 s.



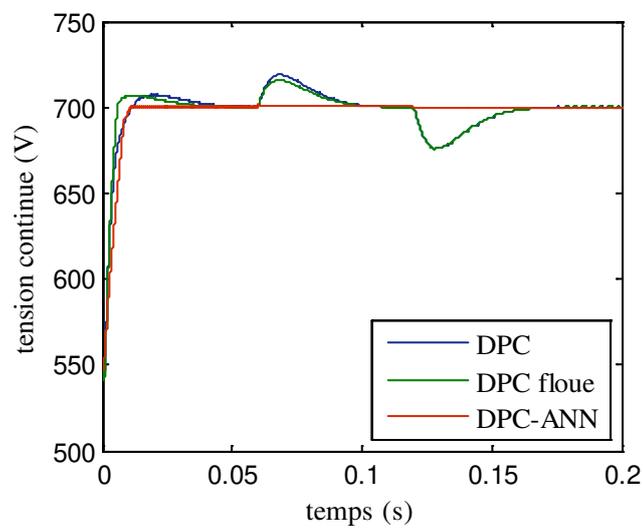
**Figure V.12 :** courant absorbé par la charge non linéaire  $I_{la}$  [A]



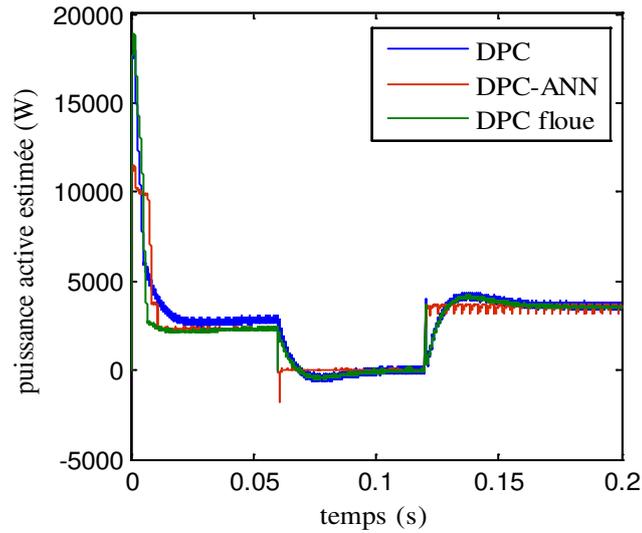
**Figure V.13 :** Forme d'onde du courant de ligne



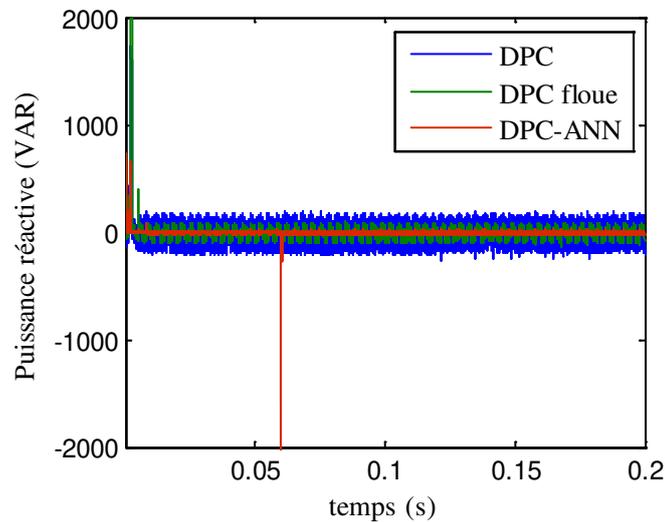
**Figure V.14 :** le spectre d'harmoniques du courant  $i_s$



**Figure V.15 :** Forme d'onde de la tension continue  $V_{dc}(V)$



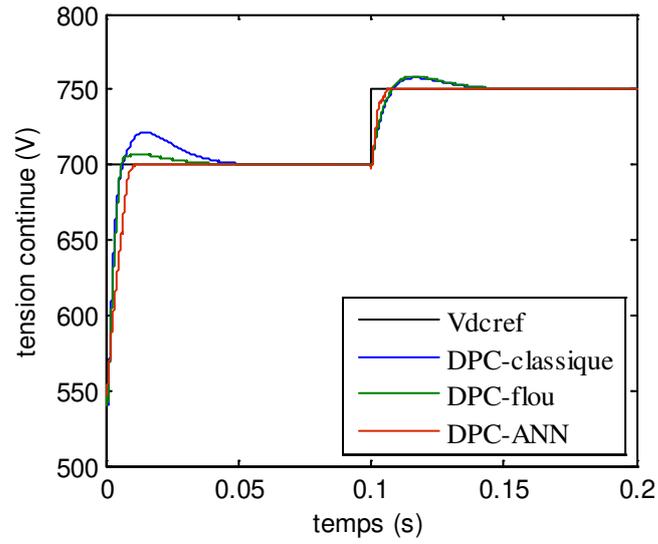
**Figure V.16 :** Puissance active instantanée de la ligne (W)



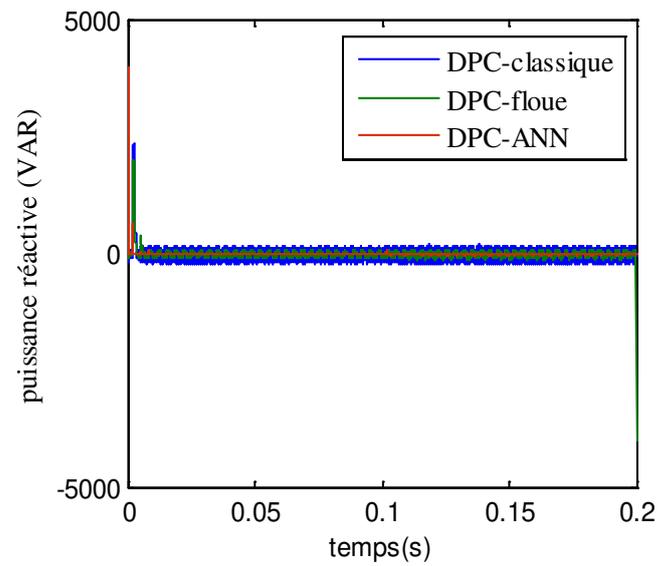
**Figure V.17 :** Puissance réactive instantanée de la ligne (Var)

2 Le système de contrôle de tension continue est testé ainsi que le DPC en utilisant la méthode du contrôleur ANN suite à une variation de tension continue à  $t = 0,1$  s de 700V à 750V.

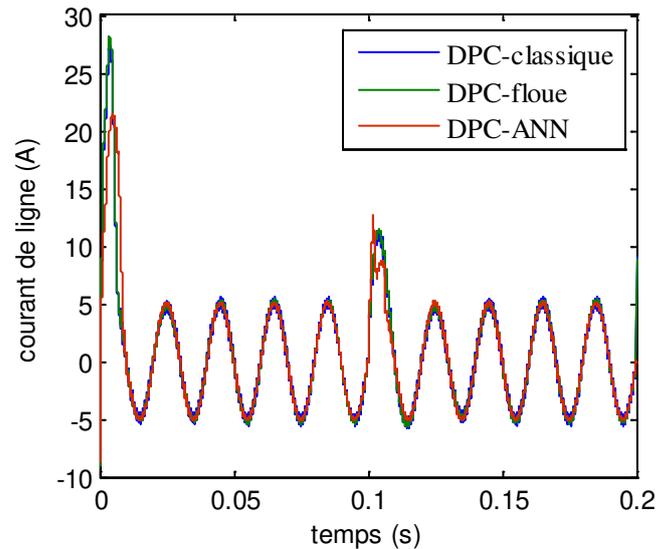
Le contrôle de la tension continue est illustré à la Figure V.18. La figure V.20 montre que la réponse du système est rapide ( $t < 0,02$ s) et suit sa référence sans débordement selon le contrôleur proposé basé sur les réseaux neuronaux. Il est à noter que le système est devenu stable.



**Figure V.18 :** Forme d'onde de la tension continue  $V_{dc}(V)$



**Figure V.19 :** Puissance réactive instantanée de la ligne (Var)



*Figure V.20 : Forme d'onde du courant de ligne*

Ces résultats ont été obtenus pour un DPC basé sur le contrôle neurone de la tension continu et un sélecteur basé sur le réseau de neurone artificiel.

Il est à noter que le DPC basé sur le réseau de neurone artificiel fournit une bonne réponse, une réduction des ondulations des puissances instantanées et un excellent contrôle de la tension continu, une bonne performance et un bon rejet des perturbations harmoniques. Le THD est sensiblement réduit de 26,92% à 0,81%. Ce qui garantit un système non polluant et donc une très bonne qualité d'énergie électrique.

## V.12 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une nouvelle technique de la contrôle directe de puissance consiste, d'une part, à remplacer la table de commutation conventionnelle par un sélecteur basé sur les réseaux de neurones artificiel et d'autre part, à contrôler la tension continu par un contrôleur à réseau de neurone.

Les principaux objectifs du contrôle proposé sont de réduire les ondulations de la puissance active et réactive instantanée, de maintenir la tension continue au niveau requis et de garantir des courants de ligne sinusoïdaux. Les résultats de simulation obtenus ont d'un excellent temps de réponse de cette nouvelle stratégie de contrôle.

Dans le prochain chapitre, nous décrivons la stratégie de commande de convertisseur statique à l'aide des algorithmes génétiques dont le rôle principal est la régulation de la tension continue.

# ***CHAPITRE***

---

6

*Optimisation par les  
Algorithmes Génétiques*

## CHAPITRE VI

### OPTIMISATION PAR LES ALGORITHMES GENETIQUES

#### VI.1. Introduction

Afin d'obtenir d'une façon optimale les gains des régulateurs PI lors de la commande direct de puissance, une technique d'optimisation heuristique basée sur les algorithmes génétiques est appliquée. Il présente des qualités intéressantes pour la résolution de divers problèmes. Ils sont basés sur la théorie de l'évolution des espèces dans leur milieu naturel, soit une transposition artificielle des concepts basiques de la génétique et des lois de survie énoncées par Charles Darwin : les individus les plus adaptés survivent et se reproduisent.

La régulation de la tension continue est effectuée en premier lieu avec un régulateur PI conventionnel. Il est primordial, pour ce type de régulateur, de déterminer les valeurs optimales des gains des actions intégrale et proportionnelle. Plusieurs méthodes ont été utilisé dans la littérature [66] [67] et dont l'objectif principal est d'améliorer la stabilité et la rapidité de la réponse du système. La méthode du placement de pôle est la plus utilisée dans ce sens, mais l'inconvénient principal est la nécessité de déterminer une fonction de transfert englobant le régulateur et le système à contrôler. Ceci nécessite l'adoption d'hypothèses simplificatrices qui peuvent nous éloigner de l'étude du comportement réel du système.

A cet effet, l'ajustement dynamique des coefficients du régulateur PI sera assuré par une technique d'optimisation heuristique basée sur les algorithmes génétiques (GA *en anglais* : *Genetic algorithm*).

Les algorithmes génétiques sont des procédures qui s'inspirent des mécanismes de sélection naturelle et des phénomènes génétiques [68]. Le principe de base consiste à simuler le processus d'évolution naturelle dans un environnement hostile [69]. Les algorithmes génétiques permettent à une population de solutions de converger vers les solutions optimales.

Pour ce faire, ils vont utiliser un mécanisme de sélection des individus de la population (les solutions potentielles). Les individus sélectionnés vont être croisés entre eux (exploitation), et certains vont être mutés (exploration). Ces mécanismes d'exploitation et d'exploration vont permettre de converger vers les bonnes solutions

#### VI.2. Algorithmes génétiques

John Holland, ses collègues et ses étudiants ont développé à l'université de Michigan les Algorithmes Génétiques (GA) [70], métaphores biologiques inspirées des mécanismes de l'évolution darwinienne (sélection naturelle) et de la génétique. Ces métaphores prennent la

forme d'algorithmes de recherche appelés "*algorithmes génétiques*" [71].

Ces algorithmes font partie de la classe des algorithmes dits stochastiques. En effet une grande partie de leur fonctionnement est basée sur le hasard. Bien qu'utilisant le hasard, les AGs ne sont pas purement aléatoires. Ils exploitent efficacement l'information obtenue précédemment pour spéculer sur la position de nouveaux points à explorer, avec l'espoir d'améliorer la performance.

Les algorithmes génétiques permettent à une population de solutions de converger vers les solutions optimales.

Pour ce faire, ils vont utiliser un mécanisme de sélection des individus de la population (les solutions potentielles). Les individus sélectionnés vont être croisés entre eux (exploitation), et certains vont être mutés (exploration) [72].

### VI.2.1. Conception d'un algorithme génétique

La simplicité de mise en œuvre et l'efficacité constituent deux des caractéristiques les plus attrayantes de l'approche proposée par les GA. La mise en œuvre d'un algorithme génétique sollicite la disponibilité [72]:

- D'une **représentation génétique** du problème, c'est-à-dire un codage approprié des solutions sous la forme de chromosomes. Cette étape associe à chacun des points de l'espace de recherche une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques.

- D'un **mécanisme de génération** de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car il peut prendre plus ou moins rapidement la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où l'on ne connaît rien sur le problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche ;

- D'une **fonction d'évaluation** pour mesurer la force de chaque chromosome ;
- D'un **mode de sélection** des chromosomes à reproduire ;
- Des **opérateurs** permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace de recherche. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace de recherche ;

- Des **valeurs** pour les paramètres qu'utilise l'algorithme : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités de croisement et de mutation.

## VI.2.2. Description de l'algorithme génétique

Les algorithmes génétiques sont une famille d'algorithmes, basés autour des mêmes idées. Cependant il existe beaucoup de variantes possibles suivant la représentation choisie, les opérateurs de croisement, de mutation et de sélection [72].

### VI.2.2.1. Codage

Le codage est une modélisation d'une solution d'un problème donné sous forme d'une séquence de caractères appelée chromosome où chaque caractère, dit aussi gène, représente une variable ou une partie du problème. La tâche principale consiste à choisir le contenu des gènes qui facilite la description du problème et respecte ses contraintes. Il existe deux types de codage : binaire et réel [73].

#### a) Codage binaire

Le codage classique utilise l'alphabet binaire: 0,1. Dans ce cas le chromosome représente simplement une suite de 0 et de 1. Le codage binaire est également indépendant des opérateurs génétiques (croisement et mutation) du moment où ces derniers ne nécessitent aucune spécification. En effet, toute manipulation d'un chromosome donne naissance à un nouveau chromosome valide. Dans la pratique, le codage binaire peut présenter des difficultés. En effet, il est parfois très difficile ou très lourd de coder des solutions de cette manière. En outre, dans certain cas la taille mémoire requise peut devenir prohibitive.

#### b) Codage réel

Pour certain problème d'optimisation, il est plus pratique d'utiliser un codage réel des chromosomes. Un gène est ainsi représenté par un nombre réel au lieu d'avoir à coder les réels en binaire puis de les décoder pour les transformer en solutions effectives. Le codage réel permet d'augmenter l'efficacité de l'algorithme génétique et d'éviter des opérations de décodage supplémentaires. En effet, un chromosome codé en réels est plus court que celui codé en binaire.

### VI.2.2.2. Évaluation (Fitness)

Pour calculer le coût d'un point de l'espace de recherche, on utilise une fonction d'évaluation. L'évaluation d'un individu ne dépend pas de celle des autres individus, le résultat fourni par la fonction d'évaluation va permettre de sélectionner ou de refuser un individu pour ne garder que les individus ayant le meilleur coût en fonction de la population courante : c'est le rôle de la fonction **fitness**. Cette méthode permet de s'assurer que les individus performants seront conservés, alors que les individus peu adaptés seront progressivement éliminés de la population.

### VI.2.2.3. Sélection

L'opérateur de sélection est chargé de "favoriser" les meilleurs individus [69]. Plus formellement, l'opérateur de sélection va générer à partir de la population courante une nouvelle population par copie des individus choisis de la population courante. La copie des chaînes s'effectue en fonction des valeurs de la fonction d'adaptation. Ce procédé permet de donner aux meilleures chaînes, une probabilité élevée de contribuer à la génération suivante.

Il existe différents principes de sélection, dont on citera parmi eux les suivants :

#### a) Sélection par la roulette

C'est l'une des techniques les plus utilisées pour réaliser la sélection. Selon cette technique, la probabilité d'être choisie est directement liée à la valeur d'aptitude du parent.

#### b). Sélection par classement

Elle consiste à ranger les individus de la population dans un ordre croissant (ou décroissant selon l'objectif) et à retenir un nombre fixé de génotypes. Ainsi, seuls les individus les plus forts sont conservés.

#### c) Sélection par tournoi

Elle consiste à choisir aléatoirement deux ou plusieurs individus et à sélectionner le plus fort. Ce processus est répété plusieurs fois jusqu'à l'obtention de  $N$  individus. L'avantage d'une telle sélection est d'éviter qu'un individu très fort soit sélectionné plusieurs fois.

La naissance d'un nouvel individu, nécessite la prise aléatoire d'une partie des gènes de chacun des deux parents. Ce phénomène est appelé croisement (crossover). Il s'agit d'un processus essentiel pour explorer l'espace des solutions possibles. Une fois la sélection terminée, les individus sont aléatoirement répartis en couples.

### VI.2.3. Croisement

Après l'étape de la sélection, l'algorithme génétique poursuit sa recherche optimale par l'application des opérateurs de croisement et de mutation. L'opérateur de croisement joue le rôle de recombinaison et d'échange entre certains individus. Quant à l'opérateur de différentes techniques de la mutation et du croisement sont présentées dans la partie suivante :

#### VI.2.3.1. Croisement en 1-point

C'est le croisement le plus simple. Il consiste à choisir au hasard un point de croisement pour chaque couple de chromosomes.

<b>Parent1 :</b>	0	1	1	0	1	1	0	1
<b>Parent2 :</b>	1	1	0	0	1	0	0	1
<b>Fils 1 :</b>	0	1	1	0	1	0	0	1
<b>Fils 2 :</b>	1	1	0	0	1	1	0	1

Figure VI.1 : Croisement en un point de deux chromosomes

### VI.2.3.2. Croisement à deux points ou plus

On peut choisir au hasard deux points de croisement et on interchange les gènes des deux individus comme indiqué sur la figure (VI.2). Cette méthode présente une efficacité plus que la précédente [72].

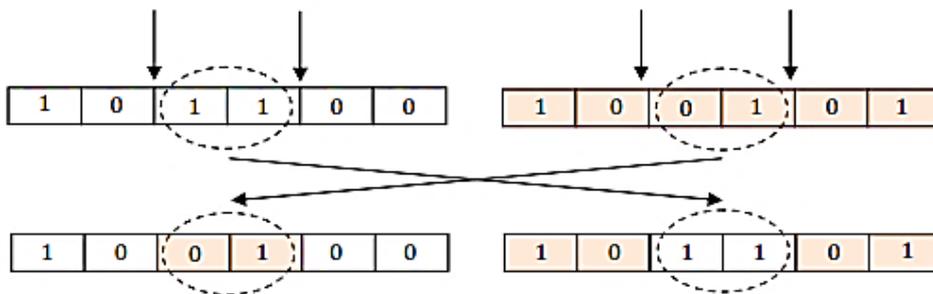


Figure. VI.2 : Croisement à deux points

### VI.2.3.3. Croisement uniforme

Cette technique génère des progénitures gène par gène à partir des deux parents. Il existe des versions distinctes de ce croisement. La plus connue est celle qui utilise un masque. S'il est égal à 1, l'enfant 1 reçoit l'allèle correspondant du parent 1 et l'enfant 2 reçoit celui du parent 2. Sinon, l'échange se fait dans l'autre sens (Figure VI.3).

<b>Parent1 :</b>	0	1	1	0	1	1	0	1
<b>Parent2 :</b>	1	0	0	0	1	0	1	1
<b>Masque</b>	0	1	0	1	0	0	1	1
<b>Fils1</b>	1	1	0	0	1	0	0	1
<b>Fils2</b>	0	0	1	0	1	1	1	1

Figure VI.3 : Croisement uniforme

### VI.2.4. Mutation

La mutation est définie étant la modification aléatoire d'une partie d'un chromosome. Elle constitue une exploration aléatoire de l'espace des chaînes. Différentes manières de mutation d'un chromosome sont aussi définies dans la littérature [73].

### VI.3. Régulation de la tension continue

Nous basons dans cette partie sur la commande-régulation de l'APF et plus précisément sur la partie régulation, ou nous allons introduire une nouvelle méthode de régulation par les algorithmes génétiques.

#### VI.3.1. Paramétrisation de l'optimisation

L'algorithme génétique exploitant le codage binaire des paramètres décrit précédemment doit permettre d'optimiser la structure du contrôleur. Pour ce faire, on doit disposer d'une fonction permettant d'évaluer une solution possible du problème d'optimisation. On doit également fixer les valeurs des paramètres régissant l'évolution de la population traitée par cet algorithme génétique : taille de la population, probabilités de croisement et de mutation [74].

#### VI.3.2. Fonction d'évaluation

Dans l'exemple qui nous intéresse, on ne peut pas définir de critère d'évaluation sans faire intervenir le système piloté par le contrôleur PI. Du point de vue du processus d'optimisation, ce système est constitué du PI dont on règle le fonctionnement et du processus que contrôle ce PI. La fonction d'évaluation doit permettre de mesurer l'efficacité globale du couple (PI adaptatif, processus asservi) [75]. Pour évaluer les performances de l'ensemble (PI + système), nous faisons intervenir les critères de qualité définis à partir de la réponse à un échelon du système asservi. La fonction d'évaluation doit être d'autant plus élevée que les critères qui ont été présentés dans la section précédente sont proches de zéro, ce qui correspond à une régulation performante. Pour ce faire, nous utilisons la fonction d'évaluation définie par l'expression suivante :

Le choix des paramètres régissant l'évolution de la population dans un algorithme génétique est assez complexe pour cela on va suivre les étapes suivantes :

- Nous avons une population d'individus, assimilables à des chromosomes, évolués suivant une fonction unidimensionnelle : la fonction  $f_{val}$

- Nous souhaitons obtenir un ensemble de chromosomes ou individus qui maximisent la fonction d'évaluation  $f_{val}$ . Celle-ci reste la même quel que soit la génération et s'applique à tous les chromosomes.

- Nous avons  $N$  chromosomes qui sont codés avec une suite de 0 et de 1 et qui ont tous le même nombre de bits.

L'algorithme génétique exploitant le codage binaire des paramètres décrit précédemment doit permettre d'optimiser la structure du contrôleur. Pour ce faire, on doit disposer d'une fonction permettant d'évaluer une solution possible du problème

d'optimisation.

On doit également fixer les valeurs des paramètres régissant l'évolution de la population traitée par cet algorithme génétique : taille de la population, probabilités de croisement et de mutation.

La fonction d'évaluation doit être d'autant plus élevée que les critères, ce qui correspond à une régulation performante. Pour ce faire, nous utilisons la fonction d'évaluation définie par l'expression suivante [76]:

$$f_{val} = \frac{1}{1 + a.y_{os} + bT_s + c.IEA + d.ISE} \quad (VI.1)$$

Où  $a$ ,  $b$ ,  $c$  et  $d$  sont des coefficients de pondération. Ces coefficients sont fixés avant le processus d'optimisation de façon à prendre plus ou moins en compte chaque critère de performance [77].

**ISE** : est l'intégrale de l'erreur quadratique :

$$I_1 = \int_0^{\omega} \varepsilon^2(t) dt \quad (VI.2)$$

**IEA** : est l'intégrale de l'erreur entre une consigne de référence  $V_{dcref}$  et la tension  $V_{dc}$  :

$$I_2 = \int_0^{\omega} |\varepsilon(t)| dt \quad (VI.3)$$

$T_s$  : Temps de stabilisation du régime transitoire.

$y_{os}$  : Pourcentage de dépassement.

### VI.3.3. Objectif et Paramètres de l'algorithme génétique

Le choix des paramètres régissant l'évolution de la population dans un algorithme génétique est assez complexe pour cela on va suivre les étapes suivantes [78]:

- Nous avons une population d'individus, assimilables à des chromosomes, évolués suivant une fonction unidimensionnelle : la fonction  $f_{val}$ .

- Nous souhaitons obtenir un ensemble de chromosomes ou individus qui maximise la fonction d'évaluation  $f_{val}$ . Celle-ci reste la même quelque soit la génération et s'applique à tous les chromosomes.

- Nous avons  $N_{pop}$  chromosomes qui sont codés avec une suite de 0 et de 1 et qui ont tous le même nombre de bits.

Les paramètres et les choix pour les différentes étapes sont les suivants :

#### a) Evaluation

La fonction d'évaluation est une fonction qui dépend de 2 paramètres (génotype de

l'individu),  $X = [x_1 \ x_2]$  qui sont le gain proportionnel et la constante de temps intégrale.

L'évaluation  $f_{val}$  est la même pour chaque génération et pour chaque individu.

### b) Population initiale

La population initiale est composée de  $N_{pop}$  individus codés en binaire. Chaque individu (chromosome) est un vecteur de deux paramètres  $[T \ ki]$ , représentant respectivement la constante de temps intégrale et le gain intégrale. Ils entrent dans la boucle sélection croisement mutation. La taille de la population est constante au cours des générations successives

### c) Sélection

Nous sélectionnons les groupes de reproducteurs en fonction de leur évaluation par la fonction  $f_{val}$ .

La seule contrainte étant que la sélection ne choisisse pas toujours les mêmes individus. Le type de sélection choisie s'inspire de la sélection tournoi.

### d) Croisement

Le croisement s'opère en 2 étapes :

- Sélection de  $C$  couples de reproducteurs qui deviendront parents,
- Croisement des parents et formation de 2 enfants par couple.

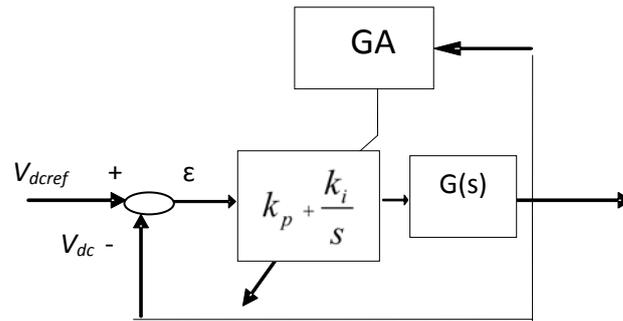
Chaque couple génère 2 enfants par la méthode de croisement simple. Nous choisissons un point de croisement pour les 2 parents, et nous formons 2 enfants en échangeant une partie des chromosomes.

### e) Mutation

Nous effectuons une mutation sur les individus. Cette mutation affecte tous les individus de la même manière. Cette mutation consiste à changer un bit donné pour chaque individu. Nous changeons le 0 en 1 et vice versa pour le point de mutation qui varie d'un individu à l'autre et qui est choisi de manière aléatoire [77].

## VI.3.4. Structure d'un régulateur PI\_GA

Le principe de régulateur PI\_GA est illustré par la figure VI.4. Le régulateur PI reçoit à son entrée, dans ce cas, un signal représenté par l'erreur entre l'entrée de consigne et celle mesurée. Il fournit à sa sortie le signal de commande avec lequel le système va être contrôlé [78].



**Figure VI.4 :** structure d'un régulateur basé sur le principe de l'algorithme génétique

Donc l'algorithme d'optimisation des gains du contrôleur PI est schématisé par la figure VI.

5.

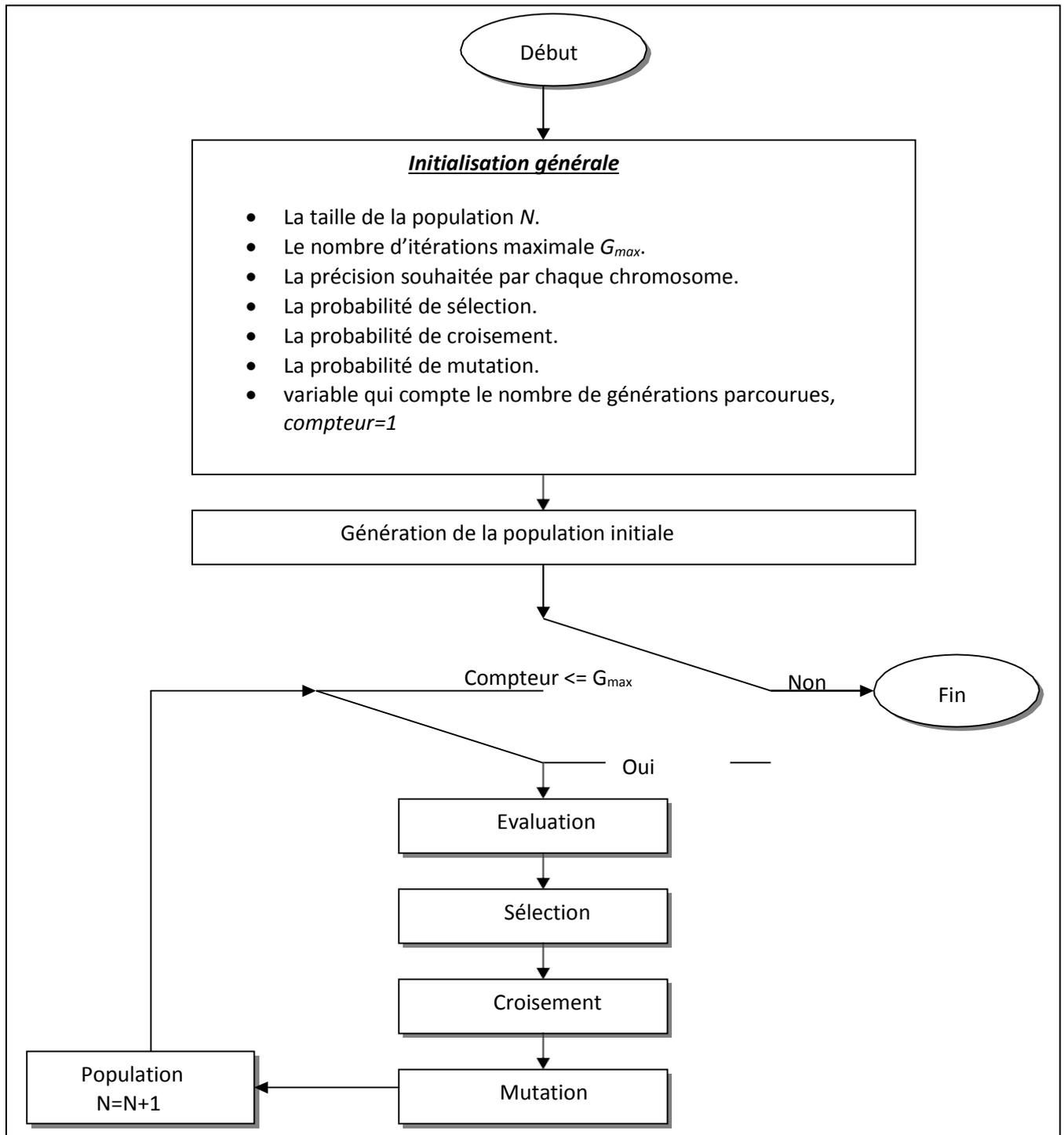


Figure VI.5 : L'algorithme d'optimisation des gains de contrôleur PI

## VI.4. Résultats et interprétations

### VI.4.1 Optimisation du régulateur PI d'un redresseur à MLI basé sur la technique DPC

Afin de valider l'efficacité de la stratégie DPC associée à un régulateur PI de la tension DC optimisé par un algorithme génétique, des simulations numériques ont été réalisées en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Le système de commande proposé a été appliqué à un

redresseur à MLI alimenté par une source de tensions triphasée équilibrée et sinusoïdale. Les paramètres utilisés pour la simulation sont donnés dans le tableau VI.1.

**Tableau VI.1** : Paramètres du système à simuler

$R$	$L$	$C$	$R_{ch}$	$V_m$	$f$	$V_{dref}$
88 m $\Omega$	3.127mH	1mF	100 $\Omega$	200V	50Hz	380V

Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur les Figures de VI.6 à VI.10. En effet, Nous notons, d'après la figure VI.6, que la tension continue effectue un bon suivi de consigne. On remarque aussi que lorsqu'on utilise un régulateur PI\_GA, le système devient plus stable par rapport au système avec régulateur PI classique.

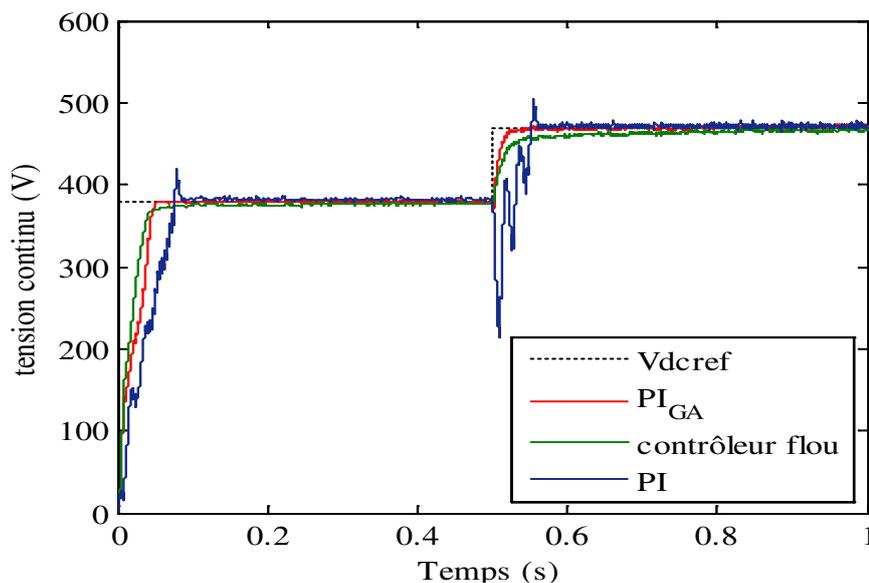
D'après cette figure, le dépassement disparaît complètement et le temps de réponse est réduit. Les figures (VI.7) et (VI.8) présentent les formes d'onde des puissances active et réactive de la ligne.

La figure (VI.7) montre que lorsque la tension DC atteint sa nouvelle valeur de référence, la puissance active augmente et par conséquent le courant de la ligne croît. Dans le cas du PI\_GA, l'augmentation de la puissance est limitée, ce qui évite au système d'être soumis à des surintensités dangereuses.

Dans la figure (VI.8), la puissance réactive est sensiblement inférieure par rapport à celle lorsqu'un régulateur PI optimisé par l'algorithme génétique.

La figure (VI.9) représente les formes d'onde du courant et de la tension de ligne. Ces derniers sont en phase.

La figure (VI.10) montre que le facteur de puissance est presque égal à 1.



**Figure. VI. 6** : Formes d'onde de la tension DC contrôlé par régulateur PI classique et un régulateur PI optimisé par algorithme génétique

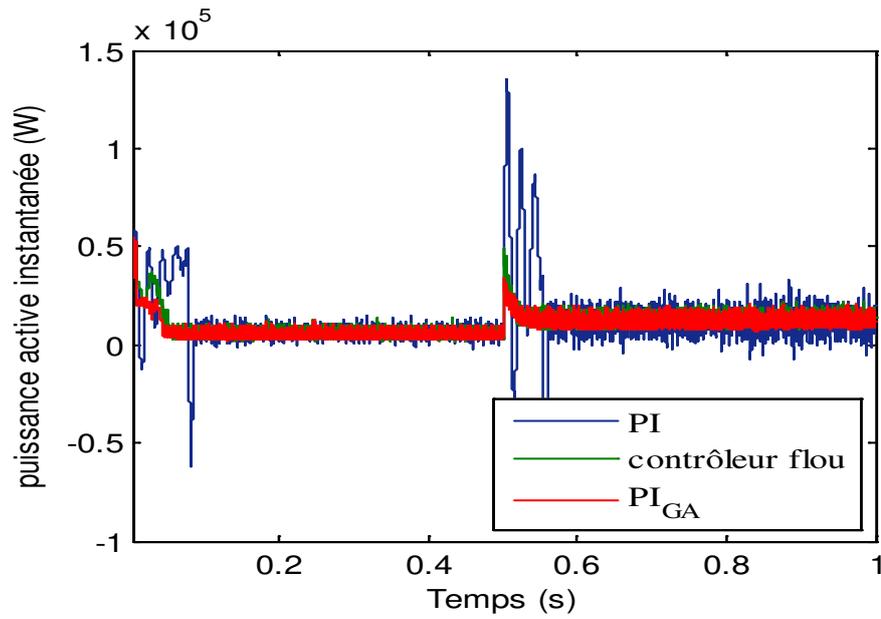


Figure VI.7 : Puissance active instantanée de la ligne

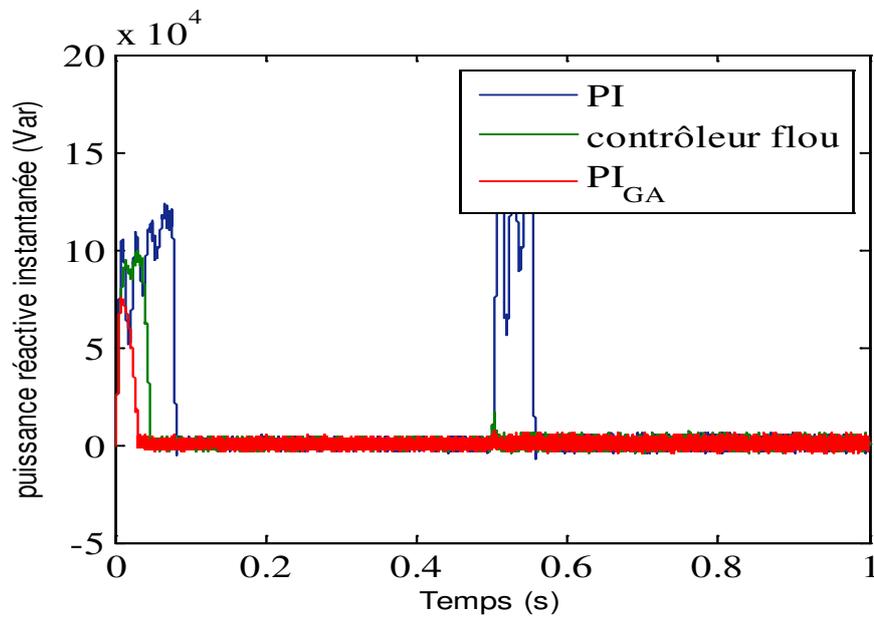


Figure VI.8 : Puissance réactive instantanée de la ligne

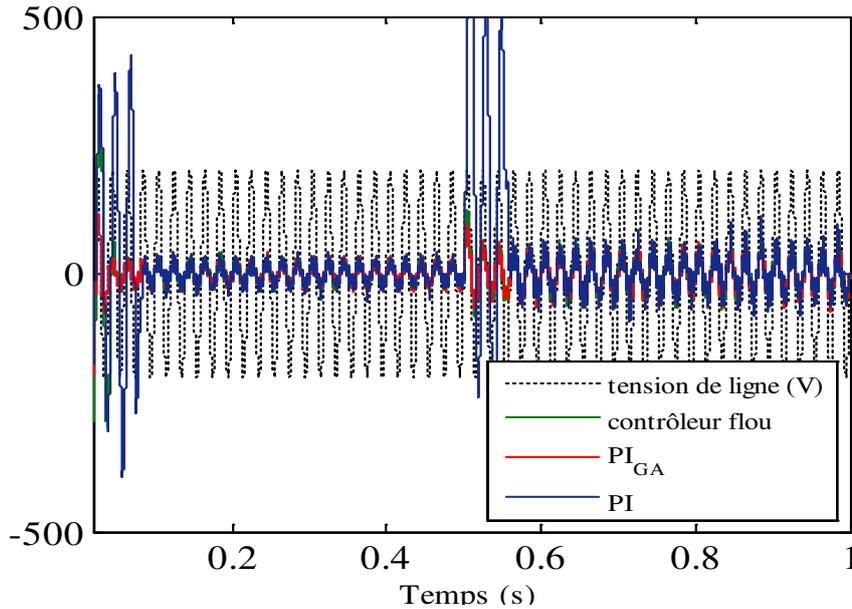


Figure VI.9 : Formes d'onde de la tension et du courant de ligne

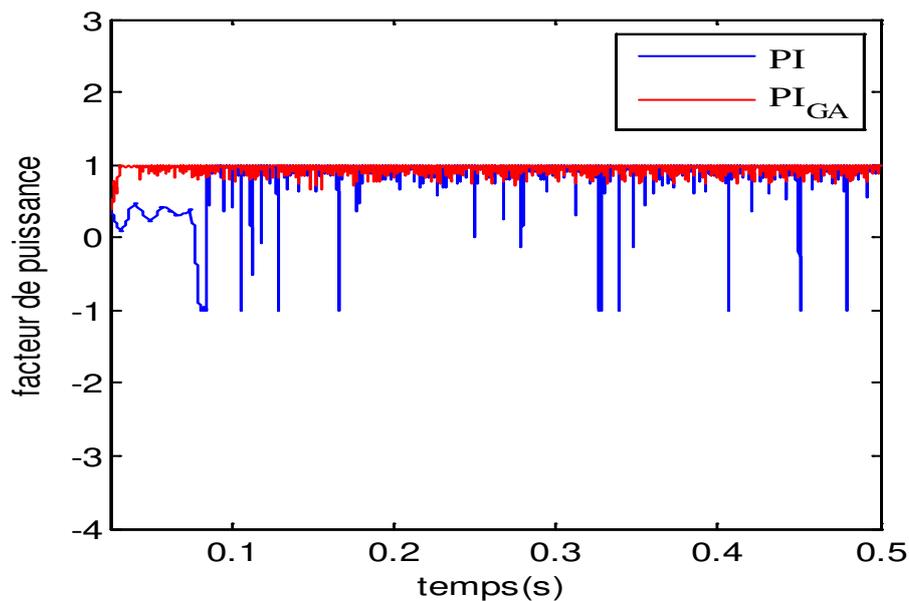


Figure VI.10 : Facteur de puissance

#### VI.4.2 Optimisation du régulateur PI d'un FAP basé sur la technique DPC floue

Afin de valider l'efficacité du DPC basé sur le contrôle PI\_GA côté DC et une table de commutation floue appliquée à un FAP, les tests de simulation ont été réalisés sous l'environnement MATLAB\SIMULINK et en utilisant la boîte à outils Fuzzy Logic. Le système de commande proposé a été appliqué à un FAP alimenté par une source de tension triphasée équilibrée et sinusoïdale.

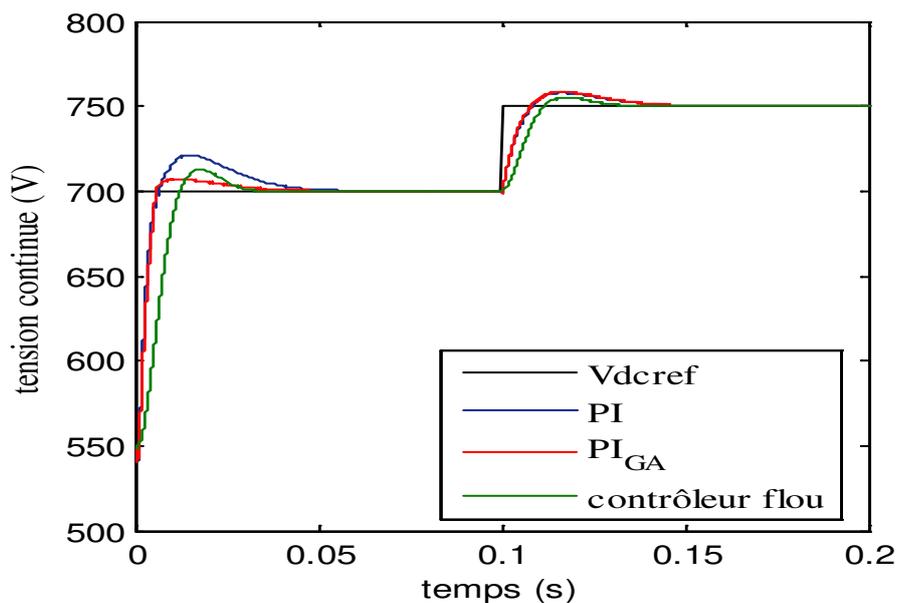
**La simulation s'effectue en deux étapes :**

1. Le système de contrôle de la tension continue aussi bien que la stratégie DPC sont testés suite à une variation en échelon de la tension  $DC$  à  $t = 0.1s$  de  $700V$  à  $750V$ .

L'efficacité du contrôle de la tension continue est illustrée à la figure VI.11, on peut voir que le système devient plus stable que le système avec DPC conventionnel.

Les figures (de VI.11 à VI.14) illustrent clairement le principal avantage de l'association des algorithmes génétiques et de la logique floue basée sur le concept DPC. Cet avantage réside dans le fait que les ondulations des différentes formes d'onde sont considérablement réduites.

Donc d'après les résultats obtenus, on peut dire que la stratégie DPC basée sur un régulateur  $PI\_GA$  fournit une bonne réponse, une réduction des ondulations des puissances instantanées et des surintensités du courant. Aussi elle offre un excellent contrôle de la tension continue en matière de stabilité et de rapidité.



**Figure VI.11 :** Formes d'onde de la tension continue contrôlée par un régulateur  $PI$  classique et un régulateur  $PI$  optimisé par un algorithme génétique pour la DPC floue

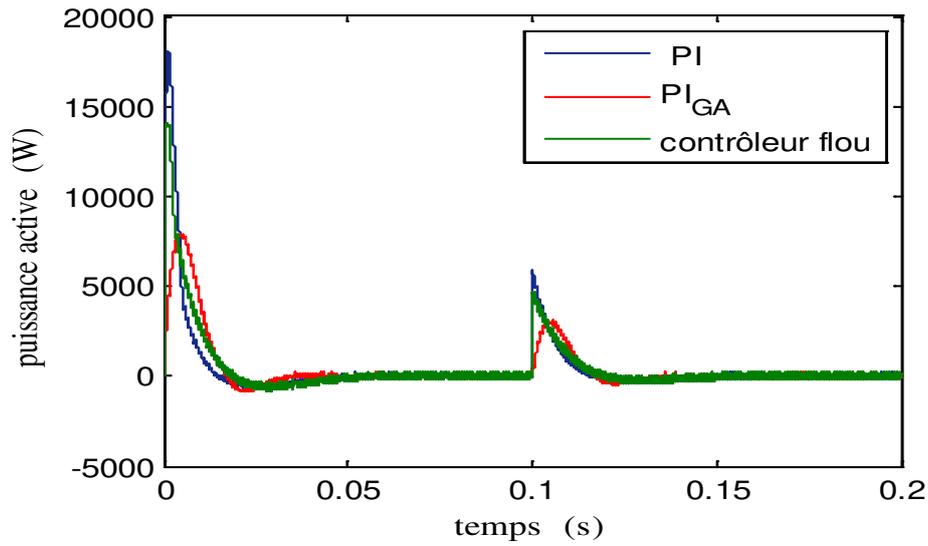


Figure VI.12 : Puissance active instantanée de la ligne

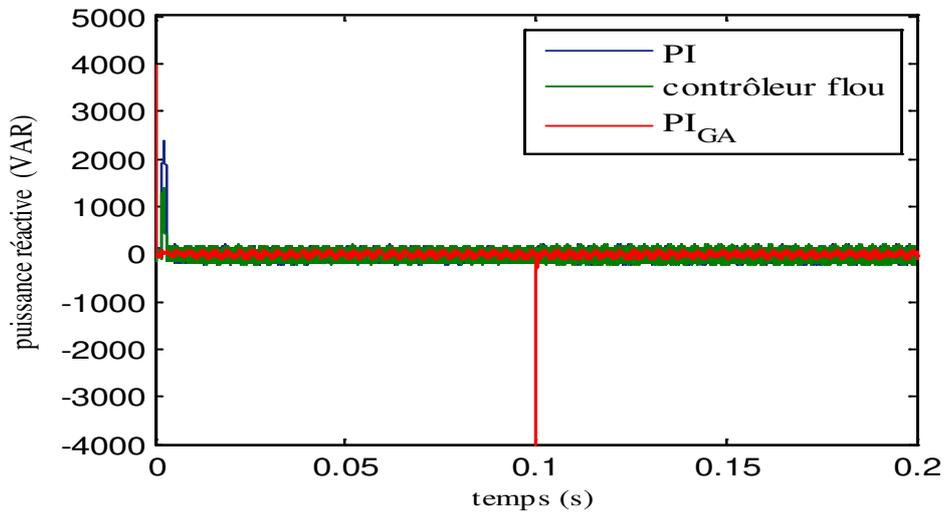


Figure VI.13 : Puissance réactive instantanée de la ligne

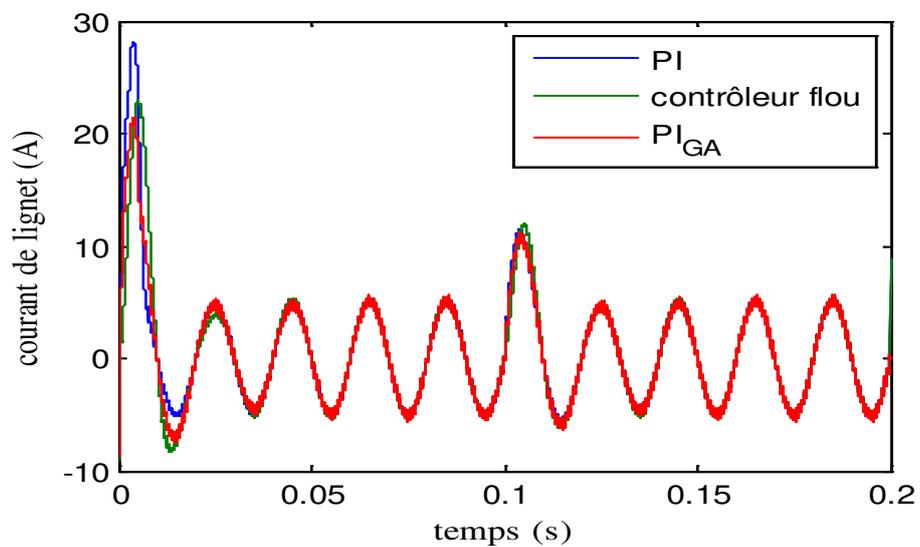
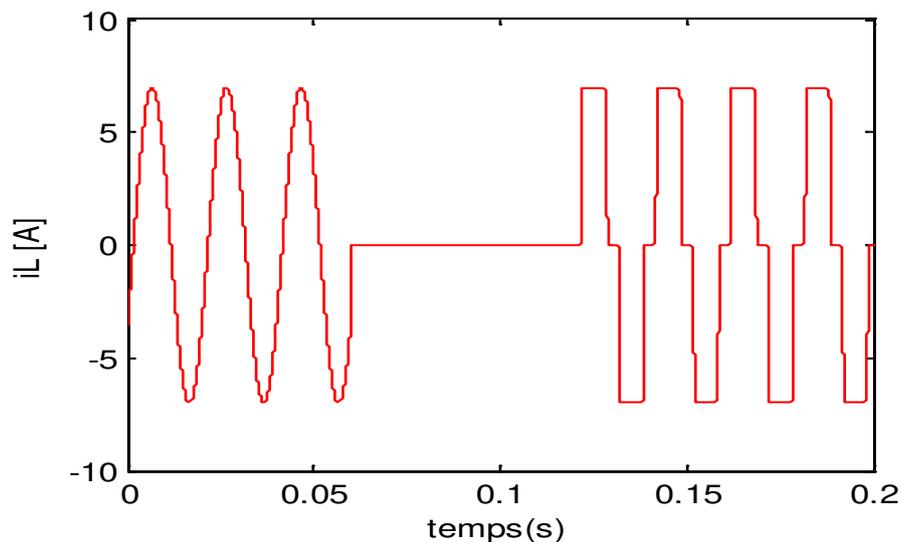


Figure VI.14 : courant de source  $i_s$  [A] et la tension de source  $V_s$  [V]

2. Le réseau électrique alimente une charge linéaire inductive, puis la charge est éliminée entre 0,06s et 0,12s. Enfin, la source de tension alimente une charge non linéaire comprise entre 0,12 et 0,2 s.

D'après les figures (de 15 à 20), on peut dire que le DPC fournit une certaine vitesse à la réponse du système. Ces figures illustrent clairement le principal avantage de l'association des algorithmes génétiques avec le concept de contrôle direct de puissance (DPC), il offre également un excellent contrôle de la tension continue pour la vitesse. Ces figures nous montrent que la technique de contrôle utilisée acquiert un double rôle pour le filtre actif, à savoir la compensation de puissance réactive en régime fondamental (à  $f=50\text{Hz}$ ), et l'atténuation des harmoniques dominantes en les poussant vers les fréquences supérieures. On constate que le THD est sensiblement réduit de 2,77% à 1,38%.



**Figure VI.15 :** courant absorbé par la charge non linéaire  $I_{la}$  [A]

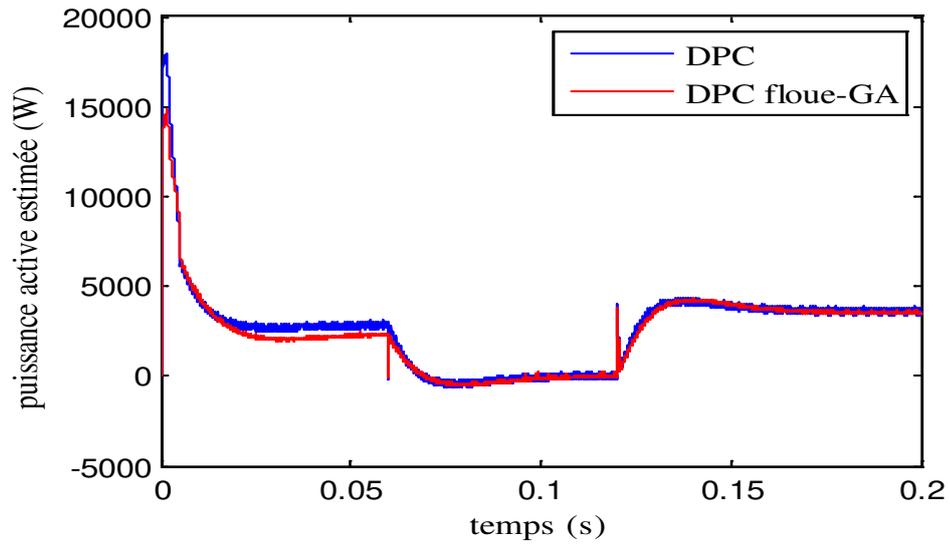


Figure VI.16 : Puissance active instantanée de la ligne

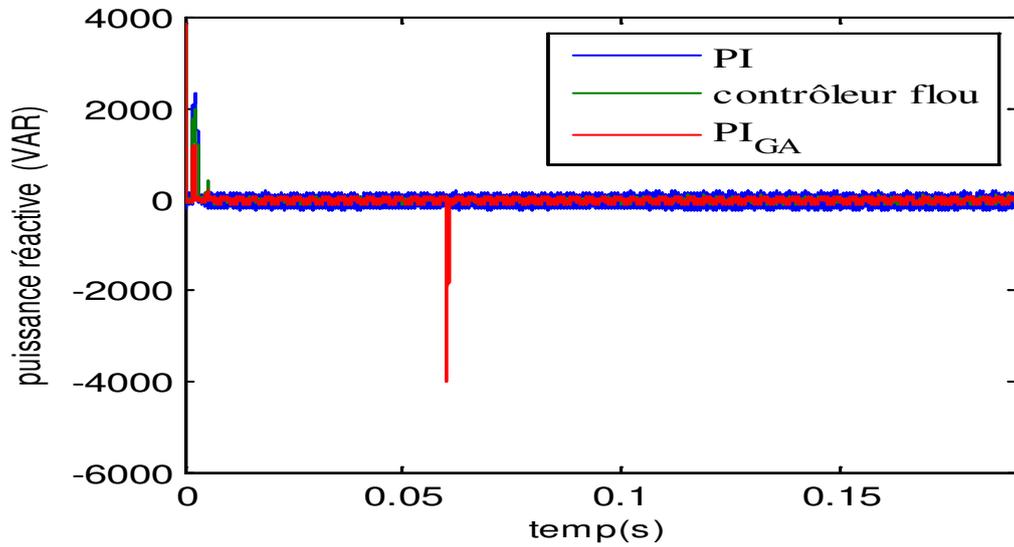


Figure VI.17 : Puissance réactive instantanée de la ligne

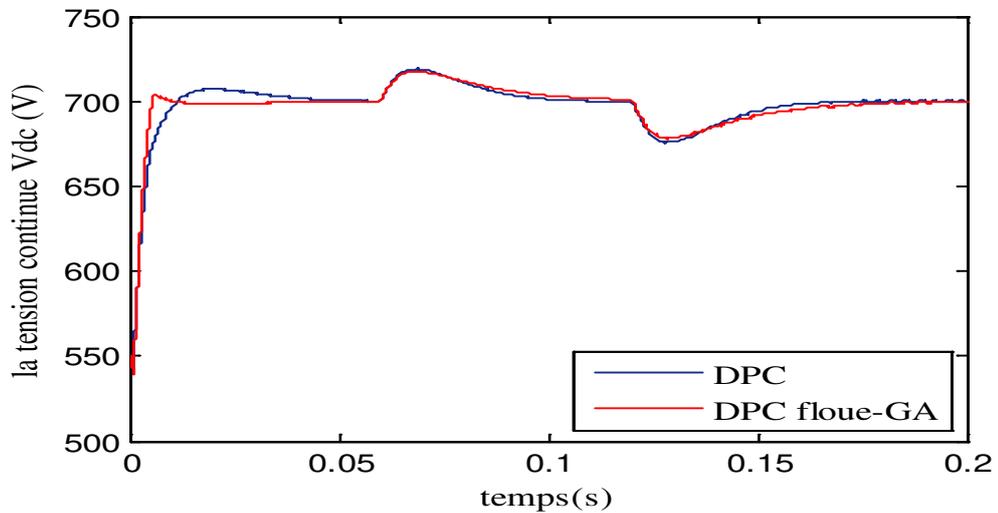


Figure VI.18 : Formes d'onde de la tension continue  $V_{dc}$  [V]

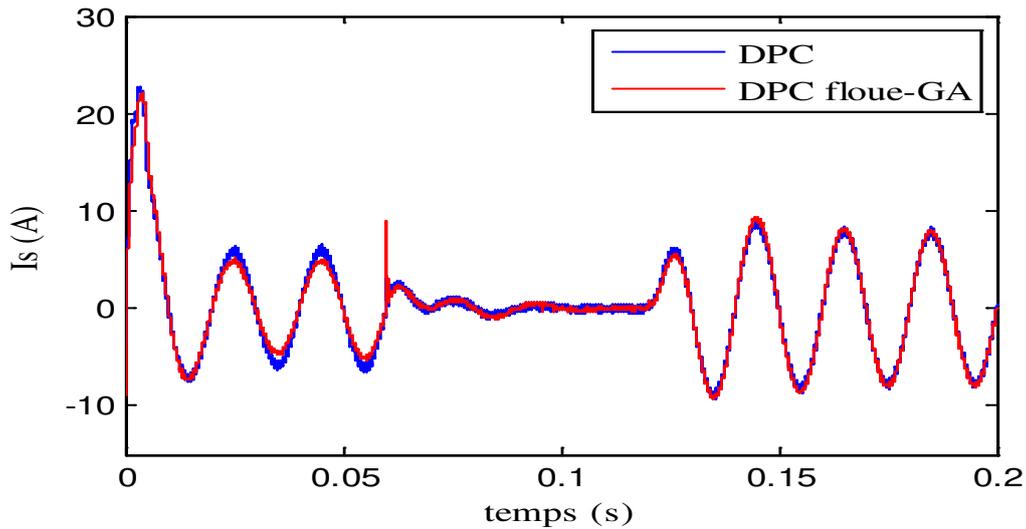


Figure VI.19 : Forme d'onde du courant de ligne

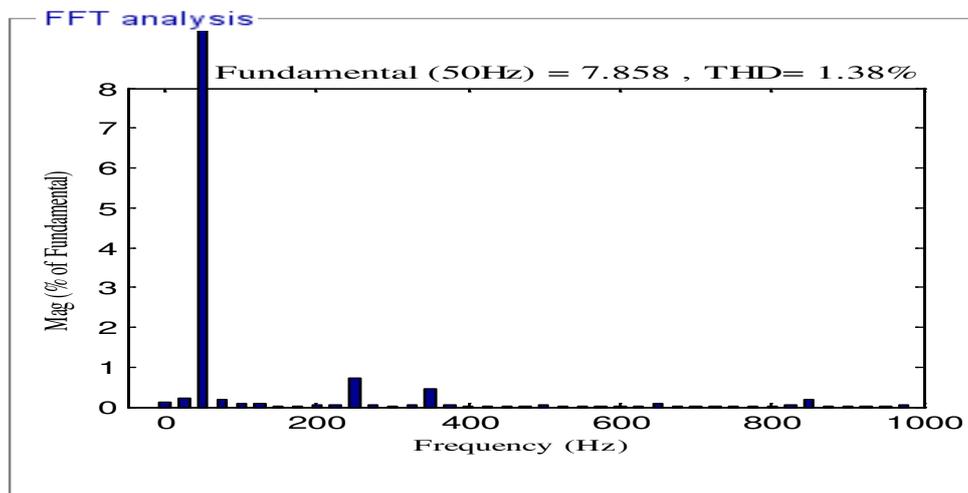


Figure VI.20 : Le spectre d'harmoniques du courant  $i_s$

## VI.5. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une étude sur l'association de la technique DPC avec un système d'inférence floue et l'optimisation par algorithmes génétiques. Tous les résultats de simulation numérique, obtenus sous Matlab/Simulink, ont confirmé la suprématie du DPC Floue-GA sur le DPC classique, en termes de réduction des ondulations des différentes variables du système étudié, ainsi que d'amélioration des performances système. Ces améliorations affectent la performance de la réponse du système (dépassement et temps de réponse), ainsi que le THD du courant de ligne.

## CONCLUSION GENERALE

« L'essence des bonnes machines est de se gouverner par elle-même, autant qu'il est possible et sans le secours de l'intelligence humaine ». Cette citation de Poncelet résume bien un des défis de la science aujourd'hui. Cette idée de vouloir concevoir des systèmes qui interagissent avec l'environnement a fait naître le concept d'intelligence artificielle. Celui-ci se traduit par l'émergence de techniques avancées telles que la logique floue, les algorithmes génétiques (AG), les réseaux de neurones artificiels.

Ces approches dites intelligentes se sont déjà imposées dans un grand nombre de domaines (reconnaissance de forme, traitement du signal, robotique, . . .). Le secteur de l'électronique de puissance est également concerné par cette avancée. En effet, ces dernières années, l'activité scientifique liée aux applications de ces techniques dans la commande des systèmes électriques n'a cessé d'augmenter. Les solutions proposées dépassent les limitations des méthodes traditionnelles et apportent des possibilités nouvelles.

Le travail présenté dans cette thèse est relatif à l'élaboration de différentes techniques intelligentes pour le contrôle de convertisseurs statiques dédiés à la compensation active des harmoniques dans les réseaux électriques

Cette étude, bien que ne touchant qu'un des domaines de la qualité de l'énergie pourtant si vaste, a permis de faire un bref survol des problématiques liées à la pollution harmonique sur les réseaux de distribution électrique. Cette étude porte très précisément sur la problématique des harmoniques de courant. Nous avons fait un survol des causes qui provoquent une pollution harmonique sur les réseaux, des effets ainsi que les moyens existants qui permettent de minimiser ses effets.

Dans ce travail, quatre techniques de commande ont été étudiées.

La première technique est la commande cascade en utilisant des correcteurs PI dans les deux boucles de régulations internes et celle externe. Le principe de cette méthode est le contrôle indirect du courant côté réseau en contrôlant le courant injecté par le filtre actif. Le contenu harmonique du courant absorbé par la charge polluante a pu être identifié en utilisant une méthode d'identification. Il s'agit de la fameuse théorie des puissances instantanées. Les

résultats issus de la simulation montrent bien que le filtre actif, commandé par la méthode linéaire cascade, permet de compenser totalement la puissance réactive et les harmoniques provoqués par la charge non-linéaire. Néanmoins, l'application d'une méthode de commande linéaire nécessite l'élaboration d'un modèle linéaire pour le système à contrôler. Etant donné que l'association d'un filtre actif à un réseau électrique alimentant une charge non linéaire aboutira à un système non linéaire complexe. Ce qui nous conduit, pendant la phase de modélisation, à adopter des hypothèses simplificatrices qui peuvent nous éloigner de l'étude du modèle réel du système. En plus, l'utilisation d'une méthode d'identification d'harmoniques complique d'avantage le système de commande.

La deuxième technique, adoptée dans cette étude, est représentée dans le troisième chapitre. Il s'agit de l'utilisation du principe de contrôle direct de puissance pour commander les convertisseurs statiques. Les commandes directes de puissance sont basées sur le contrôle instantané des puissances active et réactive. L'inconvénient majeur de la DPC est la présence d'ondulations au niveau de la forme d'onde du courant.

Dans le but d'améliorer d'avantage les performances de la stratégie de commande directe de puissance, une troisième méthode de contrôle a été proposée et dont le principe repose sur l'élaboration de la table de commutation de la technique DPC sur la base d'un raisonnement flou. Ceci nous permet, comme le confirment les résultats de simulation, de minimiser les ondulations au niveau des différentes formes d'onde et de contribuer à l'amélioration du taux de distorsion harmonique du courant du réseau. Dans ce chapitre deux techniques de contrôle de la tension DC ont été adoptées. Les résultats de simulation montrent que le régulateur flou améliore les performances du système. Ces améliorations affectent les performances de la réponse du système (dépassement et temps de réponse), ainsi que le facteur de puissance.

Afin d'éliminer les courants harmoniques, de contrôler les puissances instantanées et de réduire leurs ondulations une quatrième méthode de contrôle a été proposée. Cette nouvelle commande de puissance directe consiste, d'une part, à remplacer la table de commutation conventionnelle par un sélecteur basé sur les réseaux de neurones artificiel afin de réduire considérablement les ondulations de puissance active et réactive instantanée et, d'autre part, à contrôler la tension continue par un contrôleur à réseau de neurone.

Un échange stable de puissance active entre le convertisseur statique et le réseau électrique peut être réalisé en adoptant un système de contrôle efficace de la tension continue

du convertisseur statique. A cet effet on se propose dans le sixième chapitre d'optimiser les paramètres du régulateur PI du côté continu en développant une méthode d'optimisation à l'aide des algorithmes génétiques pour une meilleure régulation.

La combinaison de deux techniques intelligentes (la logique floue et les algorithmes génétiques) dans cette stratégie de contrôle permet de réduire les ondulations de différentes variables du FAP, de maintenir la tension continue à leur valeur de référence et d'améliorer le THD du courant du réseau.

Comme perspectives d'avenir :

- L'optimisation d'un contrôleur flou par les algorithmes génétiques.
- L'optimisation de la DPC flou par les algorithmes génétiques.
- Cette étude sera validée expérimentalement sur un banc d'essai pour le filtrage actif de puissance.

## Bibliographies

- [1] Gattal Boulaares « Méthodes d'analyse des perturbations électriques dans la qualité de l'énergie électrique en utilisant des nouvelles techniques pour l'application aux creux de tension, mémoire de magister, université de Batna, 2012.
- [2] Djaffar Ould Abdeslam « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension », université de Haute-Alsace des sciences et techniques (France), 2005.
- [3] M. Djouhri « Linéarisation entrée/sortie d'un filtre actif de puissance », mémoire de magister, UDL de SBA-2009.
- [4] Mohamed Muftah Abdusalam « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales » Thèse de doctorat Université de Nancy I, 29 mai 2008.
- [5] Ion ETXEBERRIA-OTADUI, « Les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique application à la qualité d'énergie », thèse de doctorat.
- [6] Isabelle EL BAAKLINI, « OUTIL DE SIMULATION DE PROPAGATION DES CREUX DE TENSION DANS LES RESEAUX INDUSTRIELS ». Thèse de doctorat,
- [7] CHERIF FETHA, « Analyse des indices de la qualité d'énergie électrique et les phénomènes transitoires dans les réseaux électrique ». Thèse de doctorat,
- [8] Lopez de Heredia Bermeo, « Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité d'énergie : de la basse tension a la montée en tension », préparée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble Cidae (Mondragón, Espagne), Institut national polytechnique de Grenoble, le 14 novembre 2006.
- [9] Abdelmalek BOULAHIA « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique mémoire de magister », Université de Constantine, 2009.
- [10] SEMMEH Abdelhafid, « élaboration de différentes stratégies de commande de filtres actifs pour réseaux industriels », thèse de doctorat, Sidi Bel Abbès, 2012.
- [11] Boukadoum Aziz « Contribution à l'analyse et la réduction de la pollution harmonique dans le réseau électrique », thèse de doctorat, 2007.
- [12] CHENNAI Salim, « Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle », thèse de doctorat en électrotechnique, univ Mohamed Khieder – Biskra 2013.

- [13] Tadjer Sid Ahmed, « Etude d'un système de compensation des harmoniques en utilisant un générateur voltaïque GPV », Thèse de Magister en génie électrique, Université M'hamed Bougara de Boumerdès, (Algérie) 2008.
- [14] NEKKAR Djamel, « Contribution à l'Etude des Stratégies de Commande des Filtrés Actifs Triphasés », Mémoire de Magister, Université Mohamed Chérif Messaadia de Souk-Ahras, 2014.
- [15] HIND Djeghloud, « Filtrage actif des puissance » thèse de doctorat en machine électrique univ MENTOURI CONSTANTINE en 12/12/2007.
- [16] Kamel DJAZIA I « Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus » thèse de doctorat, Univ FERHAT ABBAS – SETIF 1, 21/10/2015.
- [17] N. K. Nguyen, « Approche neuromimétiques pour l'identification et la commande des systèmes électriques : application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones », thèse de doctorat, Université de Haute Alsace de Mulhouse – France, 2010.
- [18] A. Hamadi « Contribution à l'étude des filtres hybrides de puissance utilisés pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution », Thèse Doctorat. Université du Québec 2010.
- [19] B. Abdelouahab, « Techniques De Commande Predictive Et Floue Pour Les Systèmes D'électronique De Puissance : Application Aux Redresseurs A MLI », Thèse De Doctorat En Sciences, Université Ferhat Abbas - Setif, Algerie, 2010.
- [20] Fekik, A, Denoun, H, Benamrouche, N, Benyahia, N, Badji, A, Zaouia, M. « Comparative analysis of direct power control and direct power control with space vector modulation of PWM rectifier », 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT), pp, 1–6 (2016).
- [21] Malinowski, M, Jasinski, M, Kazmierkowski, M.P, « Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM) », IEEE Trans. Ind. Electron, 51, pp, 447–454 (2004).
- [22] Kazmierkowski, M. P, « Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation simulation study », IEEE International Symposium on, 4, pp, 1114-1118 (2002).
- [23] NEKKAR Djamel, « Contribution à l'Etude des Stratégies de Commande des Filtrés Actifs Triphasés », Mémoire de Magister, Université Mohamed Chérif Messaadia de Souk-Ahras, 2014.

- [24] N. Senthilnathan « A novel control strategy for line harmonic reduction using three phase shunt active filter with balanced and unbalanced supply », *European Journal of Scientific Research*, pp.456-466, Vol.67, No.3, 2012.
- [25] F. Hamoudi « Contribution aux stratégies de commande avancées d'un filtre actif shunt à quatre fils », Thèse Doctorat. Université de Batna 2012.
- [26] F. Labrique, « Etude de stratégies de commande d'un filtre actif de type parallèle en vue d'assurer la compensation des harmoniques et du déséquilibre », mémoire de fin d'étude, université catholique de Louvain Belgique, 2006.
- [27] OMEIRI OMAR « Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant » thèse de doctorat en commande électrique, univ BADJI MOKHTAR ANNABA en 2007
- [28] Chaoui, A., Krim, F., Gaubert, J. P., Rambault, L., « DPC controlled three-phase active filter for power quality improvement », *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, 30, pp. 476-485, 2008.
- [29] Hachani, K., Mahi, D., Kouzou, A., « Shunt Active Power Filtering based on the p-q Theory Control », *Electrotehnica, Electronica, Automatica (EEA)*, 65(3), pp. 85-89, 2017.
- [30] E., Sundaram, Venugopal, M., « On design and implementation of three phase three level shunt active power filter for harmonic reduction using synchronous reference frame theory », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 81, pp. 40-47, 2016.
- [31] A. Ketabi, M. Farshadnia, M.Malekpour and R. Feuillet « A new control strategy for active power line conditioner (APLC) using adaptive notch filter », *Electrical Power and Energy Systems*, pp.31-40, Vol.47, 2013
- [32] Zou, Z-X., Zhou, K., Wang, Z., Cheng, M., « Frequency-Adaptive Fractional-Order Repetitive Control of Shunt Active Power Filters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62 (3), 2015, pp. 1659 - 1668.
- [33] Dehini, R., Berbaoui, R., « Identification of harmonic currents in response to voltage disturbance", *Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg.*, 62, pp. 346-351, 2017.
- [34] Tarisciotti, L., Formentini, A., Gaeta, A., Degano, M., Zanchetta, P., Rabbeni, R., «Model Predictive Control for Shunt Active Filters with Fixed Switching Frequency », *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(1), pp. 296 – 304, 2017.

- [35] Mustapha Jamma, Dheeraj Joshi, Mohammed Akherraz, Abderrahim Bennassar, « Direct power neuro-fuzzy controller scheme of three-phase PWM rectifiers for power quality improvement », International Conference on Computational Intelligence and Data Science (ICCIDS), pp,595–605. 2018.
- [36] A. Baali & all « Shunt power active filter control under non ideal voltages conditions », International Journal of Information and Communication Engineering, vol. 2, 07/06, pp 448-453.
- [37] Hamdaoui, H, Semmah, Masssoum, A, Wira, P, Ayad, A, Meroufel, A, « Elaboration d'une table de commutation floue pour la commande d'un filtre actif de puissance », Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. Et Énerg, 58, pp, 405-414 (2013).
- [38] M. Sc. Mariusz Malinowski, « Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers », Ph.D. Thesis warsaw university of technology faculty of electrical engineering institute of control and industrial electronics. Warsaw, Poland – 2001.
- [39] A.Semmah, A.Massoum, H.Hamdaoui & P.Wira, « Comparative Study of PI and Fuzzy DC Voltage Control for a DPC- PWM Rectifier », PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review),pp 355-359, 10/2011.
- [40] Azziddin, M, Razali, M, A. Rahman, Glyn George, Nasrudin, A, Rahim, « Analysis and Design of New Switching Lookup Table for Virtual Flux Direct Power Control of Grid-Connected Three-Phase PWM AC–DC Converter », IEEE Transactions on Industry Applications, 51, No. 2, pp, 1189-1199 (2015).
- [41] Malinowski, M, Kazmierkowski, M. P, Trzynadlowski, « Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers », Mathematics and Computers in Simulation, IEEE Trans. Ind. Electron, 63(3), pp, 349-361 (2003).
- [42] P. R. Martinez-Rodriguez, G. Escobar, A. A. Valdez-Fernandez, M. Hernandez-Gomez, and J. M. Sosa, « Direct Power Control of a Three-Phase Rectifier Based on Positive Sequence Detection », IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 8, pp. 4084–4092. 2014.
- [43] M. Jamma, M. Barara, M. Akherraz, A. Bennassar, « Comparative Study of PI and Backstepping with Integral Action Controllers Based on Direct Power Control for Three-Phase PWM Rectifier », Int. J. Electr. Eng. Inform, vol. 9, no. 2, pp. 234–243. 2017
- [44] P. R. Martinez-Rodriguez, G. Escobar, A. A. Valdez-Fernandez, M. Hernandez-Gomez, and J. M. Sosa, « Direct Power Control of a Three-Phase Rectifier Based on Positive Sequence Detection », IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 8, pp. 4084–4092. 2014

- [45] Y. Tao et al., "Voltage sensorless predictive direct power control of three-phase PWM converters », *IET Power Electron*, vol. 9, no. 5, pp. 1009–1018. 2016.
- [46] Sakthivel A., Vijayakumar P., Senthilkumar A., Lakshminarasimman L., Paramasivam S., « Experimental investigations on Ant Colony Optimized PI control algorithm for Shunt Active Power Filter to improve Power Quality », *Control Engineering Practice*, vol. 42, pp. 153-169, 2015.
- [47] Krama,A, Zellouma, L, Rabhi, B, « Anti-windup proportional integral strategy for shunt active power filter interfaced by photovoltaic system using technique of direct power control », *Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg*, Vol. 62, pp. 252–257 (2017)
- [48] Benchouiaa, M.T., Ghadbanea, I., Goleaa, A., Srairi, K., Benbouzid, M.E.H., « Implementation of adaptive fuzzy logic and PI controllers to regulate the DC bus voltage of shunt active power filter », *Applied Soft Computing* 28, pp. 125–131, 2015.
- [49] Choudharya, J., Singhb, D.K., Vermaa, S.N., Ahmada, K., « Artificial Intelligence Based Control of a Shunt Active Power Filter », *Procedia Computer Science*, 92, pp. 273 – 281, 2016.
- [50] Kanjiya, P., Hatem, K., Zeineldin, H., « Optimal Control of Shunt Active Power Filter to Meet IEEE Std. 519 Current Harmonic Constraints Under Nonideal Supply Condition », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(2), 2015, pp. 724-734.
- [51] B. Abdelouahab, « Techniques De Commande Prédictive Et Floue Pour Les Systèmes D'électronique De Puissance : Application Aux Redresseurs A MLI », Thèse De Doctorat En Sciences, Université Ferhat Abbas - Sétif, Algérie, 2010.
- [52] HAMICHE Larbi, « Amélioration des paramètres du filtre actif par l'utilisation d'un régulateur a logique flou », mémoire de magister, université d'Annaba, 2009.
- [53] TELLI Abdelwahab CHOUIDIRA Ibrahim « Commande par logique floue d'un filtre actif parallèle avec correction du facteur de puissance », Université M'sila, 2017.
- [54] MOKEDDEM Diab, « Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques », thèse de Doctorat, université Sétif, 2010.
- [55] Lokman H. Hassan & all. Takagi-Sugeno « Fuzzy Gains Scheduled PI Controller for Enhancement of Power System Stability », *American Journal of Applied Sciences* 7 (1): 145-152, 2010.
- [56] A.Bechouche, D. Ould Abdeslam, H. Seddiki, A. Rahoui, « Neural filter based integrator for virtual flux estimation in direct power control of three-phase PWM rectifiers », *International Federation of Automatic Control*, pp. 7013–7018. 2017.

- [57] Krishna, S.A., Abraham, L. « Boost converter based power factor correction for single phase rectifier using fuzzy logic control », 1st International Conference on Computational Systems and Communications (ICCCSC), pp. 122–126. 2014.
- [58] Lamterkati, J., Khafallah, M., Ouboubker, L., « A New DPC for Three-phase PWM rectifier with unity power factor operation », International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 3, pp. 8273-8285 (2014).
- [59] Afghoul, H., Krim, F., Chikouche, D., Beddar, A., « Design and real time implementation of fuzzy switched controller for single phase active power filter », ISA Transactions, 58, pp. 614-621, 2015.
- [60] Gasmi, B., Abdelkhalak, O., « DC voltage regulation of a PAPF by conventional PI vs adaptive RST », Electrotehnica, Electronica, Automatica (EEA), 66(2), pp. 88-93, 2018.
- [61] Salunkhe, A. N., Shah, P. J., « PI controller based shunt connected three phase active power filter », International Research Journal of Engineering and Technology, 05, 2018.
- [62] Ouchen, S., Gaubert, J-P., Steinhart, H., Betka, A., « Energy quality improvement of three-phase shunt active power filter under different voltage conditions based on predictive direct power control with disturbance rejection principle », Mathematics and Computers in Simulation, pp. 506-519, 2019.
- [63] Yin, H., Dieckerhoff, S., « Experimental comparison of DPC and VOC control of a three level NPC grid connected converter », IEEE 6th Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. Aachen, Germany, 2015.
- [64] Chaoui, A., Gaubert, J.-P., Bouafia, A., « Direct Power Control Switching Table Concept and Analysis for Three-phase Shunt Active Power Filter », J. Electr. Syst., 9(1), pp. 52–65, 2013.
- [65] Amaia Lopez de Heredia Bermeo, « Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité d'énergie : de la basse tension à la montée en tension », Thèse de doctorat, institut national polytechnique de Grenoble- France (2006).
- [66] Salunkhe A. N., Shah P. J., « PI controller based shunt connected three phase active power filter » International Research Journal of Engineering and Technology », Vol. 05, October. 2018.
- [67] H. R. Imani JAJARMI, Azah MOHAMED, H. SHAREEF, SUBIYANTO, « Adaptive interval type 2 fuzzy hysteresis-band current-controlled active power filter for power quality improvement », Przegląd Elektrotechniczny, (2014), 140-145

- [68] Saifullah K, « Genetic Algorithm Application in Shunt Active Power Filter Applied in Constant Frequency Aircraft System, journal of Aerospace Engineering & Technology », Volume 8, pp. 44-50, 2018.
- [69] Yacef. Rima, « Strategy for the global optimization of APF Based on genetic algorithms, Magister's memory », university of Setif, Algeria, (2018).
- [70] Wenyi Zhang, Xiaodan Meng, Liao Jiang, « Genetic Algorithm for Selective Harmonic Elimination PWM Control », the Eighth International Conference on Intelligent Systems and Knowledge Engineering, (2014), 799-809.
- [71] Yi-Sheng Z, Lin-Ying L, « Optimal Design for Fuzzy Controllers by Genetic Algorithms», IEEE transactions on industry applications, vol. 36, no. 1, January/February. 2000
- [72] Naima Zerari, « Genetic algorithms in maintenance », Magister's memory. Batna, 2018.
- [73] Ricardo Martínez-Soto, Oscar Castillo and Juan R. Castro, « Genetic Algorithm Optimization for Type-2 Non-singleton Fuzzy Logic Controllers », Intelligent Systems, Studies in Computational Intelligence, 2014
- [74] Liserre, M, Dell'Aquila, A, et Blaabjerg, F, « Genetic Algorithm-Based Design of the Active Damping for an LCL-Filter Three-Phase Active Rectifier », IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, pp, 76-86 (2004)
- [75] M. El-Habrouk, M. K. Darwish. « A new control technique for active power filters using a combined Genetic Algorithm/conventional analysis », IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1. February 2002
- [76] V. Diana, M. Sumner, P. Zanchetta, M. Marinelli, « The Use of Genetic Algorithms for the Design of Current Controllers for Active Shunt Filters », Proc. of 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'03, Roanoke, Virginia (USA), November 2003.
- [77] Maria Marinelli, Antonio Dell'Aquila, « Improved Current Control of Active Power Filters Using Genetic Algorithms », Dipartimento di Elettrotecnica ed Elettronica. Politecnico di Bari, Via E. Orabona 4, 70125 - Bari, Italy ,0-78038304-4/04/ 2004 IEEE
- [78] Dahmani, S., Semmah, A., Kadem, M., Wira, P., « Genetic algorithm optimization of a SAPF based on the fuzzy-DPC concept », PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, 95 (7), pp. 60-65, 2019.

- [79] Chennai, Power quality improvement using Three-level neural point clamped universal conditioner for all voltage disturbances compensation, *Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg.*, 61, 1, pp. 188–193 (2016).
- [80] Chebabhi, M.K. Fellah, M.F. Benkhoris, A. Kessal, Artificial neural network based synchronous reference frame theory in the dq0-axes for reference harmonic currents generation of a four leg shunt active power filter, *Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg.*, 61, 4, pp. 408–413 (2016)
- [81] Bose, B. Artificial neural network applications in power electronics. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Denver, CO. (2001).
- [82] Chennai salim and Benchouia M.T, “An artificial neural network controller for three-level shunt active filter to eliminate current harmonics and compensate reactive power”, *Majlesi Journal of Electrical Engineering*, MJEE, ISSN 2008-1413, September, Vol.5(2011) No.3, pp.24-32.
- [83] B. Bose, “Artificial neural network applications in power electronics”, In IEEE Industrial Electronics Society, IECON '01, volume 3, pp. 1631-638, 2001.
- [84] Abdelaziz Zouidi, Farhat Fnaiech et Kamal AL-Haddad, “Neural Network controlled three-phase three-wire shunt active Power Filter”, IEEE ISIE 2006, July 9-12 Montreal, Quebec, Canada, pp. 5-10, 2006.
- [85] Wenjin Dai Yu Wang, “Active Power Filter of Three-phase Based on Neural Network”, IEEE, Fourth International Conference on Natural Computation, pp.124-128, 2008.

## ملخص:

أدى الاستخدام المتزايد لأجهزة إلكترونيات الطاقة في الأنظمة الكهربائية إلى المزيد والمزيد من المشكلات المتعلقة بالاضطرابات التوافقية أو تشوهات الشبكات الكهربائية. من بين الحلول الواعدة الرئيسية: مقومات PWM، لهذا النوع من المحولات مزايا عديدة مثل التحكم في القدرة التفاعلية الممتصة وامتصاص تيار قريب من الجيوب الأنفية وأيضاً لتجنب أن النظام ضخم. حيث يتم استخدام أجهزة التحكم في التلوث التوافقي. وبالتالي، فإن المرشحات النشطة، تعوض الاضطرابات الناجمة عن الحمل غير الخطي عن طريق حقن التوافقيات وكاشف التيار الذي يستهلكه الحمل على الشبكة بحيث تكون الشبكة فقط لتوفير تيار الجيبية وفي المرحلة مع الضغط. تم اقتراح العديد من استراتيجيات التحكم في الأدبيات الخاصة بالمحول الثابت. على الرغم من مبادئها المختلفة، فإن الغرض الرئيسي من هذه التقنيات هو عامل قوة أحادي تقريباً وشكل حالي قريب من الجيوب الأنفية. نوقشت أربع تقنيات تحكم في هذه الدراسة. هذا هو التحكم المتتالي الخطي، والتحكم المباشر في الطاقة، وتطوير جدول التبديل لتقنية DPC على أساس الخصومات الغامضة، وأخيراً التحسين بواسطة خوارزميات الجينية. توضح نتائج المحاكاة المقدمة في نهاية كل فصل فوائد وقيود كل استراتيجية تحكم على الأخرى.

## Abstract:

The increasing use of power electronics devices in electrical systems has led more and more problems related to harmonic disturbances or distortions in the power grid. Among the main promising solutions are: The PWM rectifiers, this type of converter has several advantages such as the control of the reactive power absorbed and the absorption of a current close to a sinusoid and also avoid that the system is bulky in the event that harmonic pollution control devices will be used. Thus, the active power filters compensate disturbances caused by nonlinear load by injecting harmonics and reactive current consumed by the load so that the network can provide a sinusoidal line current and in phase with the grid voltage. Several strategies of control were proposed in the literature for this type of converter. Despite their different principles, the main objective of these techniques is an almost unitary power factor and a current close to sinusoidal form. Four control techniques were proposed in this study. These are linear cascade control, direct power control, the elaboration of the switching table of DPC technique based on fuzzy inferences and finally the optimization by genetic algorithms. Simulation results illustrate advantages and limits of each control strategy.

## Résumé :

L'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus de problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Parmi les principales solutions prometteuses on trouve : Les redresseurs à MLI, ce type de convertisseur présente plusieurs avantages tels que le contrôle de la puissance réactive absorbée et l'absorption d'un courant proche d'une sinusoïde et aussi éviter que le système soit volumineux dans le cas où des dispositifs de dépollution harmonique seront utilisés. Ainsi les filtres actifs, Ils compensent les perturbations dues à une charge non linéaire en injectant sur le réseau les harmoniques et le réactif du courant consommé par la charge afin que le réseau n'est plus qu'à fournir un courant sinusoïdal et en phase avec la tension. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans la littérature pour le convertisseur statique. Malgré que leurs principes différent, l'objectif principal de ces techniques est un facteur de puissance presque unitaire et un courant de forme proche de celle sinusoïdale. Quatre techniques de commande ont été abordées dans cette étude. Il s'agit de la commande linéaire cascade, le contrôle direct de puissance, l'élaboration de la table de commutation de la technique DPC sur la base de déductions floues et enfin l'optimisation par les algorithmes génétiques. Les résultats de simulation présentés à la fin de chaque chapitre illustrent les avantages ainsi que les limites de chaque stratégie de commande par rapport à l'autre.