

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement Supérieur Et  
de la Recherche scientifique.



Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued  
Faculté des Sciences et de la Technologie

Mémoire de Fin d'Étude  
En vue de l'obtention du diplôme de  
**MASTER ACADEMIQUE**

Domaine: Sciences et Technologie  
Filière: Génie Électrique  
Spécialité: Commande Électrique

## Thème

Commande direct de puissance  
d'un filtre actif parallèle

**Réalisé par:**

- ❖ Kouka Ahlam
- ❖ Djerba Ouissal

**Encadré par:**

Mahni Tidjani

Soutenu en Juin 2022.

# *Dédicaces*

*Je dédie cet humble travail à :*

**Mes parents, qui ont toujours été là pour moi**

*Depuis mon enfance, je ne pouvais pas*

*Atteindre ce succès sans leur soutien*

*Que Dieu les protège, et particulièrement ma chère maman, je te dédie  
cet humble travail sans toi je n'aurais pas pu atteindre*

*Et à mon cher frère : **Bachir Mahaysh** pour son soutien durant mes  
études*

*A ma chère sœur : **Wissam***

*A toute ma famille et mes frères **Taher** et **Amine***

*Et ma chère tante **Manal** merci pour tout*

*Et à tous mes amis et collègues sans exception.*

***Ouissal***

# Dédicaces

Je dédie cet humble travail à :

**Me papa et Mama** , qui m'ont toujours soutenu

Depuis mon enfance, sans leur soutien

je ne pouvais pas pu obtenir ce succès

Que Dieu les préserve, et particulièrement ma chère maman, je dédie cet humble travail à mes frères:

**Youcef, Elhabib, Anoir**

Pour leur soutien durant mon parcours académique

Et à mes chère sœurs : **Afaf, Nour Eliman**

De la foi

Et à ma chère tante: **Naima**, merci pour tout

Et à tous mes amis et collègues sans exception.

Ahlam

# Remerciements

*Nous tiens tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous donnée la force et la patience d'accomplir ce travail. En second lieu, je tiens à remercier **Mahni Tidjani** qui est eu l'amabilité de nous 'encadrer pour la réalisation de ce travail et pour toute l'aide et les conseils qu'il nous 'est prodigué et ses précieuses conseils. pour l'achèvement de ce mémoire.*

*Enfin, je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce mémoire. Nous sommes très reconnaissants à nos enseignants, pour leur dévouement au transfert de connaissance*

*Nous remercions tous nos amis et tous les membres de nos familles, pour leur support et encouragement.*

# ***RESUME***

Ces dernières années, l'utilisation des convertisseurs statiques est en fort progression. Ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux. Ils comportent alors comme des générateurs de courant harmonique provoquant des dysfonctionnements au niveau des équipements électriques. Le développement récent des semi-conducteurs de puissance entièrement commandables, tels que les **IGBT**, a permis la conception de nouvelles structures, comme les filtres actifs de puissance, pour minimiser ces courants harmoniques.

Dans ce travail, nous avons abordé les principales perturbations effectuant le réseau électrique. Après un rappel des origines, et des effets de la pollution harmonique sur les réseaux électriques, les différentes solutions de dépollution du réseau électrique. Nous avons étudié la structure du filtre actif parallèle, la commande du filtre actif à base de l'onduleur a été ensuite étudiée, à savoir les méthodes d'identification des courants harmoniques de référence, la commande et la régulation du bus continue. Dans la partie identification, nous avons concentré sur la technique de commande directe de puissance (**DPC**) d'un filtre actif parallèle. Finalement, nous avons validé ce filtre par des simulations sous l'environnement *Simulink/Matlab*.

Les résultats obtenus prouvent que le filtre actif nous permet d'avoir des résultats très satisfaisant avec des  **$THD_i$**  de courants de source conforme aux normes inférieurs à **5%**.

## **Mots clés:**

Courants harmoniques, La commande directe de puissance (**DPC**), Filtre active parallèle.  
Method *p-q*.

# ABSTRACT

Recently, the use of power electronic loads is increased. These power electronic loads absorb non-sinusoidal current from the electrical network and behave as harmonic currents generator, which can cause undesirable effects on electrical equipments.

The recent development of semi-conductor completely controllable, such as *IGBT*, allows to conceive new structures, such as active power filter for harmonic compensation. In this work, we have discussed the main disturbances affecting the electrical network, the methods of identifying harmonic currents and continuous bus regulation. Then, we have studied the technique of direct power control (**DPC**) of a parallel active filter; through the experience, the direct energy control experiment was implemented.

The structure of a shunt active power filter and its control strategy are the most important elements in the compensation process. In this work, two-levels voltage source inverter topology is selected. However, instantaneous active and reactive power theory (*p-q*) is applied to calculate and identify harmonic currents. The hysteresis controller is used in current control loops. However, proportional controller is used for *DC* bus voltage control. The simulations has been performed using *Matlab/Simulink* and then validated by a experimental test bench. The shunt active filter based on the proposed control strategy has shown good performance in reducing the total harmonic distortion of the source current to less than 5% satisfying the international recommendation.

## Key words

Harmonic current, direct power control (**DPC**), shunt active power filter, Method *p-q*.

## الملخص

إن استخدامات المحولات الثابتة في تزايد مستمر، حيث أن هذه المحولات تمتص تيارات غير جيبيه من الشبكة الكهربائية، فهي عبارة عن مولدات للتيارات التوافقية تؤدي إلى خلل على مستوى الأجهزة الكهربائية. أدى تطور تكنولوجيا أنصاف النواقل إلى ظهور بنى جديدة مثل المرشح الفعال المتوازي الذي يمكن من التقليل من هذه التيارات التوافقية.

في هذا العمل، بعد التذكير بأهم الاضطرابات التي تؤثر على الشبكة الكهربائية وأسبابها و تأثيرها ومختلف الحلول لتصفية الشبكة من هذه الشوائب، سوف نقوم بدراسة إجمالية لبنية جزء الإستطاعة للمرشح الفعال المتوازي، وبعد ذلك نقوم بدراسة جزء التحكم لهذا المرشح و الطرق المستعملة لتحديد التيارات التوافقية المرجعية، وفي هذه الدراسة سوف نستعرض طريقة الاستطاعة اللحظية  $p-q$  وطريقة التحكم المباشر في الطاقة.

وبعد ذلك سوف نتحقق من النتائج عن طريق المحاكاة باستعمال برنامج الماتلاب بطريقة التحكم المباشر في الطاقة (DPC). وفي الأخير سنتأكد من النتائج المتحصل أن المرشح الفعال يمكننا من الحصول على نتائج جيدة جدا و مرضية للغاية، مع  $THD_i$  أقل من 5% وذلك ما يوافق القوانين والنظم الدولية.

**الكلمات المفتاحية:** التيارات التوافقية، التحكم المباشر في الطاقة (DPC)، المرشح الفعال المتوازن، طريقة  $p-q$ .

# **SOMMAIRE**

# SOMMAIRE

SOMMAIRE.....	i
LISTE DES FIGURES.....	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	viii
LISTE DES SYMBOLES.....	ix
LISTE DES ABREVIATIONS.....	xiii
INTRODUCTION GENERALE.....	1

## CHAPITRE I PERTURBATIONS DES RESEAUX ELECTRIQUES ET PRINCIPES DE COMPENSATION

I.1 Introduction.....	2
I.2 Qualité de l'énergie électrique.....	2
I.2.1 Définition .....	2
I.3 Perturbation électrique .....	3
I.3.1 Creux et coupures de tension .....	3
I.3.2 Fluctuations des tensions.....	4
I.3.3 Déséquilibre du système triphasé de tension.....	5
I.3.4 Variation de fréquence .....	5
I.3.5 Harmonique et inter-harmonique .....	6
I.3.5.1 Les perturbations harmoniques.....	6
I.3.5.1.2 Conséquences des harmoniques.....	6
I.4 Grandeurs et caractéristiques des harmoniques .....	8
I.4.1 Grandeur harmonique.....	8
I.4.2 Rang de l'harmonique .....	8
I.4.3 Série de Fourier .....	8
I.4.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative.....	8
I.4.5 Taux de distorsion .....	9
I.4.6 Facteur de puissance.....	9
I.4.7 Spectre d'harmonique (de fréquence).....	10
I.4.8 Charges linéaires et non linéaires .....	10
I.5 Normes et réglementation de perturbation :.....	11
I.6 Les techniques de dépollution des réseaux électriques:.....	12
I.6.1.1 Transformateur à couplage spécial.....	12
I.6.1.2 Surdimensionnement ou déclassement des installations électriques.....	12
I.6.1.3 Inductances (selfs) série.....	12
I.6.1.4 Filtres passifs Série (F.A.S).....	12

I.6.1.5 Filtre passif accordé.....	12
I.6.2 les Solutions modernes de dépollution.....	13
I.6.2.1 Filtrage actif.....	13
I.6.2.1.1 Le principe de fonctionnement du filtre actif.....	13
I.6.2.1.a Filtre actif parallèle (FAP).....	14
I.6.2.1.b. Filtre actif série (FAS).....	14
I.6.2.1.c Combinaison parallèle série actif.....	15
I.6.2.1.d Les avantages et les inconvénients du filtre actif.....	15
I.6.2.2 Filtrage hybride.....	16
I.6.2.2.a Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....	16
I.6.2.2.b Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.....	16
I.6.2.2.c Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.....	16
I.6.2.3 Les redresseurs MLI.....	17
I.6.2.3.a Les redresseurs MLI de courant.....	17
I.6.2.3.b Redresseur MLI de tension.....	17
I.6.1.4 Pont dodécaphasé.....	18
I.7 Conclusion .....	19

## CHAPITRE II

### STRUCTURE DE FILTRE ACTIF DE PUISSANCE PARALLELE, IDENTIFICATION ET REGULATION DE BUS CONTINU

II.1 Introduction .....	20
II.2 Principe de filtrage actif parallèle de puissance .....	20
II.3 Structure d'un filtre actif parallèle .....	21
II.3.1 Etude de la partie puissance.....	22
II.3.1.1 Onduleur d'un filtre actif parallèle.....	22
II.3.1.1.1 Structures de l'onduleur.....	22
II.3.1.2 Circuit de stockage d'énergie.....	23
II.3.1.3 Filtre de sortie.....	24
II.3.2 Etude de la partie commande.....	25
II.3.2.1 Les méthodes d'identification des courants perturbés.....	25
II.3.2.1.a Méthode du filtre coupe-bande (notch filtre).....	26
II.3.2.1.b La méthode de puissance instantanée réelle et imaginaire (PIRI).....	27
II.3.2.1.c Méthode des puissances instantanées dans le référentiel (pqr).....	31
II.3.2.1.d La méthode de référentiel lié au synchronisme SRF.....	31
II.3.2.2 Système à base de PLL.....	33
II.3.2.2.a Principe d'un PLL.....	33
II.3.2.3 La commande de l'onduleur.....	34
II.3.2.3.a La commande par hystérésis.....	34

II.3.2.3.b Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale.....	35
II.3.2.4 Régulation de la tension continue.....	36
II.3.2.5 Régulation du courant du filtre actif.....	38
II.4 Conclusion.....	38

### **CHAPITRE III**

#### **LA STRATEGIE DU CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE DU FILTRE ACTIVE PARALLELE**

III.1 Introduction.....	39
III.2 Etude du contrôle direct de puissance (D.P.C.).....	39
III.3 Etat de l'art du contrôle direct de puissance.....	39
III.4. Principe du DPC classique.....	40
III.5 Stratégie du contrôle direct de puissance du SAPF.....	40
III.5.1 Calcul des puissances instantanées.....	40
III.5.2 Contrôleur à hystérésis.....	41
III.5.3 La position angulaire $\theta_n$ .....	42
III.5.4 Table de commutation.....	43
III.5.5 Régulation de la tension continue.....	43
III.6.Principe du DPC proposé.....	45
III.7 Conclusion.....	45

### **CHAPITRE IV**

#### **SIMULATION DE L'ENSEMBLE RESEAU, FILTRE ACTIF PARALLELE ET CHARGE POLLUANTE**

IV.1 Introduction :.....	46
IV.2 Modélisations de l'ensemble (réseaux électrique, FAP et charge polluant).....	46
IV.2.1 Modélisation du réseau.....	46
IV.2.2 Modélisation du charge polluante (Redresseur à diode).....	46
IV.2.3 Modélisation du filtre actif (ou de l'onduleur).....	47
IV.3 Schéma de simulation d'un DPC.....	47
IV.4.1 Comportement du FAP en régime permanent.....	50
IV.4.1.1 Compensation des courants harmoniques.....	50
IV.4.2 Comportement du FAP en régime dynamique (changement de la charge).....	53
IV.5 Interprétations des résultats.....	54
IV.6 conclusion.....	55
CONCLUSION GENERALE.....	56
BIBLIOGRAPHIQUES.....	57

# **LISTE DES FIGURES**

# LISTE DES FIGURES

## CHAPITRE I:

### Perturbations des Réseaux Electriques et Principes de Compensation.

<b>Figure</b>	<b>Titre</b>	<b>Page</b>
Fig. (I.1)	Système de tension triphasé équilibré.	3
Fig. (I.2)	Creux de tension.	4
Fig. (I.3)	Coupures de tension.	4
Fig. (I.4)	Fluctuations de tension.	5
Fig. (I.5)	Déséquilibre du système triphasé de tension.	5
Fig. (I.6)	Variation de fréquence.	6
Fig. (I.7)	Harmoniques.	6
Fig. (I.8)	Diagramme de Fresnel des puissances.	10
Fig.(I.9)	Le spectre des harmoniques du courant de la charge polluante.	10
Fig. (I.10.a)	Montage d'un filtre actif parallèle.	14
Fig. (I.10.b)	Montage du filtre actif en série.	15
Fig. (I.10.c)	Combinaison parallèle -série actif.	15
Fig. (I.11.1)	Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.	16
Fig. (I.11.2)	Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.	16
Fig. (I.11.3)	Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.	17
Fig. (I.12.a)	Redresseur à MLI de courant.	17
Fig. (I.12.b)	Redresseur à MLI de tension.	18
Fig. (I.13.a)	Structure du pont dodécaphasé.	18
Fig. (I.13.b)	Forme de courant et rang d'harmonique.	19

## Chapitre II :

Structure de filtre actif parallèle de puissance, identification et régulation de bus  
continu

Figure	Titre	Page
Fig. (II.1)	Schéma de principe du filtre actif parallèle.	20
Fig. (II.2)	Structure générale de filtre actif parallèle.	21
Fig. (II.3)	Schéma du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension.	22
Fig. (II.4)	Onduleur triphasé de tension.	22
Fig. (II.5)	Onduleur triphasé de courant.	23
Fig.(II.6)	Méthode du filtre coupe-bande (notch filtre).	27
Fig.(II.7.a)	Filtre passe bas.	29
Fig.(II.7.b)	Filtre passe-haut.	29
Fig.(II.8)	Algorithme d'extraction des courants de références par PIRI.	30
Fig.(II.9)	Principe de filtre multi variable.	30
Fig.(II.10)	Le schéma vectoriel ( $pqr$ ).	31
Fig.(II.11)	Le schéma vectoriel de passage du ( $abc$ ) vers ( $dq$ ).	32
Fig.(II.12.a)	Bande d'hystérésis et signal de commande d'un interrupteur.	35
Fig.(II.12.b)	Commande par hystérésis d'un filtre actif parallèle.	35
Fig.(II.13)	Principe de commande des courants par MLI.	36
Fig.(II.14)	Commande des interrupteurs par MLI naturelle.	36
Fig.(II.15)	Boucle de régulation de la tension continue.	37
Fig.(II.16)	Schéma de la régulation des courants du filtre actif.	38
Fig.(II.17)	Schéma de la régulation simplifié.	38

## Chapitre III:

## La stratégie du contrôle direct de puissance du filtre actif parallèle.

Figure	Titre	Page
Fig.(III.1)	Configuration générale de la commande directe de puissance.	40
Fig.(III.2)	Synoptique de contrôle du SAPF avec la commande DPC.	41
Fig.(III.3)	Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis a deux niveaux.	42
Fig.(III.4)	Plan $\alpha$ - $\beta$ divisé en douze secteurs pour détecter la phase du vecteur de la tension.	42
Fig.(III.5)	Régulation de la tension continue.	43
Fig. (III.6)	Régulation de la tension continue avec un correcteur PI.	44
Fig. (III.7)	Calcul de la puissance de référence.	45
Fig.(III.8)	Schéma de principe de génération des puissances instantanées de	45

## Chapitre IV:

## Simulation de l'ensemble réseaux, filtre actif parallèle et charge polluante.

Figure	Titre	Page
Fig.(IV.1)	Schéma synoptique d'un réseau triphasé.	46
Fig.(IV.2)	Schéma d'une charge non-linéaire (un pont redresseur).	47
Fig.(IV.3)	Onduleur de tension triphasé.	47
Fig.(IV.4)	Schéma synoptique de l'association filtre actif-réseau-charge polluant.	48
Fig.(IV.5)	Schéma bloc de calcul des puissances active et réactive.	49
Fig.(IV.6)	Schéma bloc du transformation des systèmes. triphasé en biphasé	49
Fig.(IV.7)	Courant de charge avant le filtrage.	50
Fig.(IV.8)	Résultats de simulations de: Courant de harmonique $I_h$ .	50
Fig.(IV.9)	La tension aux bornes du condensateur.	50

<b>Fig.(IV.10)</b>	<b>La tension <math>V_s</math> et courant <math>I_s</math> de la source.</b>	<b>51</b>
<b>Fig.(IV.11)</b>	<b>Courant source <math>I_s</math> après filtre et son analyse spectrale.</b>	<b>51</b>
<b>Fig.(IV.12)</b>	<b>Résultats de simulations de: <math>I_s</math> : Courant de source et <math>V_s</math> : Tension de source.</b>	<b>51</b>
<b>Fig.(IV.13)</b>	<b>Résultats de simulations de :q et <math>q_{réf}</math>.</b>	<b>52</b>
<b>Fig.(IV.14)</b>	<b>Résultats de simulations de :p et <math>p_{réf}</math>.</b>	<b>52</b>
<b>Fig.(IV.15)</b>	<b>THD avant le filtrage.</b>	<b>52</b>
<b>Fig.(IV.16)</b>	<b>THD après le filtrage.</b>	<b>53</b>
<b>Fig.(IV.17)</b>	<b>Courant de source <math>I_s</math> avant/après installation du FAP.</b>	<b>53</b>

# LISTE DES TABLEAUX

# LISTE DES TABLEAUX

## Chapitre I:

### Perturbations des Réseaux Electriques et Principes de Compensation.

Tableau	Titre	Page
Tableau (I.1)	Limites des distorsions des tensions au $P_{cc}$ (IEEE 519-1996).	11
Tableau (I.2)	Limites des émissions harmoniques du courant $I_h$ en $I_L$ % de (IEEE519/1159).	11

## Chapitre II:

### Structure de filtre actif parallèle de puissance, identification et régulation de bus

#### Continu.

Tableau	Titre	Page
Tableau (II.1)	Influence des paramètres sur le comportement du FAP.	25

## Chapitre III:

### La stratégie du contrôle direct de puissance du filtre actif parallèle.

Tableau	Titre	Page
Tableau (III.1)	Table de commutation pour la DPC.	43

## Chapitre IV :

### Simulation de l'ensemble réseaux, filtre actif parallèle et charge polluante.

Tableau	Titre	Page
Tableau (IV.1)	Valeurs des éléments caractérisant la structure étudiée.	48
Tableau (IV.1)	Les résultat des simulations.	54

# **LISTE DES SYMBOLES**

## LISTE DES SYMBOLES

$U_f$	La tension de fourniture (V).
$U_n$	La tension nominale de réseau électrique (V).
$h$ ou $k$	La range des harmoniques.
$f_h$	La fréquence de la composante harmonique de rang $h(H_Z)$ .
$f_1$	La fréquence de la composante fondamentale ( $H_Z$ ).
$f, f_s$	La fréquence fondamentale du réseau( $H_Z$ ).
$S(t)$	Un signal périodique peut représenter un courant (A)ou une tension (V).
$T$	Un période (S).
$w, w_s$	La pulsation de réseau ( $rad/s$ )
$a_0$	Composante continue de la signal $S(t)$ périodique.
$a_n, b_n$ ou $a_h, b_h$	Sont les coefficients de la série de Fourier.
$C_h$	L'amplitude l'harmonique de rang $h$ .
$\theta_h$	Phase de l'harmonique de rang $h(^{\circ})$ .
$C_{eff}$	La valeur efficace de l'amplitude l'harmonique de rang $h$ .
$S_{eff}$	La Valeur efficace d'une grandeur d'harmonique.
$S_{effh}$	Les valeurs efficaces des différentes harmoniques du signales.
$S$	La puissance apparente (VA).
$P$	La puissance active (W)
$Q$	La puissance réactive(Var).
$D$	La puissance déformante.
$V$	La tension (V).
$I_{effh}$	La valeur efficace du courant de l'harmonique(A).
$\varphi_1$	Le déphasage entre la puissance active et la puissance apparente(degré).
$\gamma$	Le déphasage entre $S_1$ et $S$ .
$S_1$	La puissance apparente dans le cas d'un système équilibré linéaire.
$\varphi$	Le déphasage entre la puissance active et la puissance apparente $S$ .
$N$	Un nombre de convertisseur triphasé.
$P$	Indice de pulsation.
$M$	Sera à indice de pulsation.
$f_r$	Fréquence de résonance ( $H_Z$ ).
$L$	L' inductance(H).
$C$	Le condensateur (F).
$R$	Le résistance( $\Omega$ ).
$i_{inj}, i_f$	Courant injecte dans la réseau par filtre actif parallèle(A).
$v_{inj}$	Tensions injecte dans la réseau par filtre actif série (V).
$I_d$	Le courant de charge coté continu (A).
$U_d$	La tension de charge coté continu (V).
$i_{c_a}$	Courant de la charge active (A).
$i_{c_r}$	Courant de la charge réactive (A).
$i_h$	Courant de la charge harmonique (A).
$i_{ch}$	Courants de charges(A).

$i_s$	Le courant fournit par la source (A).
$i_f$	Le courant fournit par le filtre actif (A).
$C_{dc}$	Capacité du condensateur (F).
$L_f$	Les inductances de couplage(H).
$C_f$	Capacité de filtre de sortie (F).
$v_{dc}$	Tension aux bornes du condensateur (V).
$\Delta v_{dc}$	Différence entre les tensions du condensateur .
$w_h$	La pulsation la plus faible des harmoniques à compenser (rad/s).
$v_{fmax}$	La valeur maximale de la tension à l'entrée de l'onduleur (V).
$v_{smax}$	La valeur maximale de la tension simple au point de raccordement du filtre(V).
$\Delta T$	La période de variation du courant du filtre .
$f_{ond}$	La fréquence de variation du courant du filtre.
$\dot{f}_c$	La fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif ( $H_z$ ).
$\varepsilon$	L'amplitude de l'onde triangulaire.
$\alpha, \beta$	Paramètres du repère de <i>Clark</i> .
S	La puissance apparente
P	La puissance active.
Q	La puissance réactive.
D	La puissance déformante.
$v_s\{1, 2, 3\}$	Tension de source (V).
$i_s$	Le courant fournit par la source(A).
$i_n$	Courant du neutre (A).
$i_0$	Courant homopolaire(A).
$p_0(t)$	Puissance homopolaire(W).
$v_0$	Tension homopolaire (W).
P(t)	Puissance réelle(W).
q(t)	Puissance imaginaire.
$\bar{p}, \bar{q}$	Puissance continue liée à la composante fondamentale du courant et de la tension.
$\tilde{p}, \tilde{q}$	Puissances alternatif correspondantes à la somme les composantes perturbatrices du courant et de la tension.
$I_{h_{réf}}\{1,2,3\}$	Courants de référence du réseau électrique(A).
$I_{h_{réf}}\{\alpha, \beta, 0\}$	Courants de référence du réseau électrique dans le repère stationnaire (A).

$X_{\alpha\beta}$	L'entrée mesurée.
$K$	Constante du FMV.
$\theta$	l'angle enter les secteurs.
$\bar{i}_d, \bar{i}_q$	Courant continu (A).
$\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$	Courant alternatif(A).
$\hat{\theta}_d$	L'angle de rotation estimé.
$\theta_d$	La phase instantanée réelle de la tension direct.
$V_m$	Amplitude maximale de tension simple(V).
$\hat{\omega}_d$	Pulsation de réseau direct estimé(rad/s).
$\omega_d$	Pulsation de réseau direct(rad/s).
$Q_d$	L'angle de la composante directe de la tension du réseau.
$V_S\{d, q, 0\}$	Tensions estimées du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif dans le repère <i>Park</i> (V).
$k_c, \zeta_c, \tau_c$	Paramètres du régulateur P+FPB utilisé pour la régulation de tension aux bornes du condensateur.
$P_c$	Puissance active consommée par la charge.
$V_p$	L'amplitude de la porteuse triangulaire (V).
$k, \zeta_i, \tau_i, \omega_i$	Paramètres du régulateur P+FPB utilisé pour la régulation de courant injecté.
$S_p, S_q$	les sections de commutation de l'erreur de puissance.
$S_a, S_b, S_c$	les sections de commutation.
$V_c$	Tension continue du condensateur de stockage d'énergie.
$\Delta$	Déterminé $V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2$ .
$v_{dc_{max}}$	Tension maximale aux bornes du condensateur (V).
$v_{dc_{min}}$	Tension minimale aux bornes du condensateur (V).
$\alpha$	La pente de la porteuse triangulaire.

---

$\Delta T$	La période de variation du courant du filtre.
$V_{dc-réf}$	Tension simple directe de référence (V).
$L_c\{1, 2, 3\}$	Inductance du réseau couté charge (H).
$R_c\{1, 2, 3\}$	Résistance du réseau couté charge ( $\Omega$ ).
$R_s\{1, 2, 3\}$	Résistance du réseau couté source ( $\Omega$ ).
$L_s\{1, 2, 3\}$	Inductance du réseau couté source (H).
$e_s\{1, 2, 3\}$	Tensions simples du réseau au début de la ligne (V).
$R_f\{1, 2, 3\}$	Les résistances de couplage ( $\Omega$ ).
$i_{dc}$	Courant aux bornes du condensateur (A).
$S\{1,2,3\}$	Etats des interrupteurs de l'onduleur.
$N$	La neutre.
$C\{1,2,3\}$	Etats logiques de la commende de l'onduleur.

# LISTE DES ABREVIATIONS

<i>THD</i>	<b>En anglais:</b> Taux de Distorsion Harmonique.
<i>F<sub>p</sub></i>	Facteur de puissance.
<i>IGTB<sub>S</sub></i>	<b>En anglais:</b> Insolâtes Gâte Bipolaire Transistor.
<i>MOSFET<sub>S</sub></i>	<b>En anglais:</b> Metal Oxyde Semi-Conductor Field Effect Transistor.
<i>GTO</i>	<b>En anglais:</b> Gate Turn-Off Thyristor.
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion ( <b>En anglais:</b> <i>PWM</i> , Pulse Width Modulation).
<i>VSC</i>	Onduleur de tension ou ( <b>En anglais:</b> Voltage Source Converter).
<i>FAP</i>	Filtre Actif Parallèle.
<i>FAS</i>	Filtre Actif Série.
<i>UPQC</i>	<b>En anglais:</b> Unified Power Quality Conditioner.
<i>IEEE</i>	<b>En anglais:</b> Institute of Electrical and Electronics Engineers.
<i>CEI</i>	<b>En anglais:</b> Commission Electrotechnique Internationale.
<i>IGBT</i>	<b>En anglais:</b> Isolated Gate Bipolar Transformer.
<i>PLL</i>	Boucle de verrouillage de phase.
<i>FFT</i>	La Transformée de Fourier Rapide.
<i>DFT</i>	La Transformée de Fourier Discrète .
<i>RDFT</i>	La transformée de Fourier discrète récursive.
<i>PIRI</i>	Puissance Instantanée Réelle et Imaginaire.
<i>TCD</i>	Transformation de Concordia Directe .
<i>SRF</i>	Théorie du Référentiel lié au Synchronisme.
<i>PID</i>	Régulateur :Proportionnelle Intégral, Dérivation .
<i>F.e.m</i>	Force électromotrice.
<i>FPH</i>	Filtre Passe Haut.
<i>FPB</i>	Filter Pas Bas.
<i>FMV</i>	Filter Multi-Variable.
<i>BT</i>	Basse Tension.
<i>MT</i>	Moyenne Tension.
<i>RTI</i>	Real Time Interface.
<i>E/S</i>	Entrée/Sortie.
<i>PC</i>	Personal Computer.
<i>PCI</i>	Peripheral Component Interconnect.
<i>BNC</i>	Bayonet Neill Connector.
<i>RTW</i>	Real Time Workshop.
<i>CMOS</i>	Carte d'isolation.
<i>TTL</i>	Transistor-Transistor Logic.
<i>CAN</i>	Convertisseur Analogique Numérique.
<i>CNA</i>	Convertisseur Numérique Analogique
<i>A/D</i>	Analogique/Digital.
<i>PD3</i>	Un redresseur triphasé en pont Gréât.

<i>CP 1104</i>	Control panel.
<i>TDD</i>	Total Demand Distortion.
DC	Courant direct
<b>SAPF</b>	<b>En anglais:</b> Shunt Active Power Filter.
<b>DPC</b>	<b>En anglais:</b> Direct Torque Control.
PI	Régulateur :Proportionnelle Intégral.

# **INTRODUCTION GENERALE**

# INTRODUCTION GENERALE

Depuis de nombreuses années, la responsabilité d'assurer la qualité de l'approvisionnement en électricité incombe au distributeur de l'électricité. Par conséquent, des efforts doivent être pour assurer la continuité de service afin que l'utilisateur ait toujours accès à l'alimentation. C'est pourquoi des normes de qualité ont été développés avec les équipements où l'électronique de puissance occupe une place prépondérante dans les systèmes de commande. Cependant, avec l'utilisation croissante dans l'industrie des systèmes commandés par transformateur statique, les problèmes de perturbation dans les réseaux électriques se multiplient. Ces perturbations sont la principale cause des dégradations du facteur de puissance et de génération de courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmoniques. Les incidences sont à l'origine de déformation en tension, réduisent la capacité de transmission et de augmentent les pertes.

Il existe un certain nombre de solutions techniques pour éliminer ou réduire les effets d'une mauvaise qualité de l'énergie. C'est un domaine très riche tant en innovations et en développement. Pour faire face à ce problème, la solution classique connue depuis longtemps est l'utilisation de filtres passifs. Cette solution est la plus répandue et la plus simple en pratique, mais elle présente deux inconvénients principaux. Le premier est lié au phénomène de résonance avec le réseau et est à l'origine de l'amplification de l'un quelconque d'entre eux harmonique à une fréquence proche de la fréquence du réseau. Le deuxième inconvénient est la dépendance des performances du filtre passif aux propriétés du réseau auquel il est connecté. Un filtre de puissance actif est proposé comme moyen efficace de compenser les harmoniques de courants ou de tensions causées par des charges non linéaires (transformateurs stationnaires). Ils compensent, en temps réel, les perturbations causées par une charge non linéaire en injectant des harmoniques et réaction du courant consommé par la charge dans le réseau, puisque le réseau ne fournit pas en phase avec la tension.

Le but de ce travail est l'étudier du filtrage des harmoniques de courant à l'aide d'un filtre actif parallèle à trois fils, et filtre est contrôlé par la technique de commande direct de puissance (DPC). Validez ensuite les résultats de simulation obtenus depuis l'environnement Matlab/Simulink.

Ce mémoire est composé des quatre chapitres présentés comme suit :

- ❖ Dans le premier chapitre, nous présentons les perturbations des réseaux électriques qui leur sont connectés, les charges dites polluantes. Ensuite, les origines/les conséquences de cette pollution harmonique citant les normes et réglementations imposées aux utilisateurs, ainsi que les solutions classiques et modernes pour la réduction des harmoniques.

- ❖ Dans le deuxième chapitre, la structure du filtre actif à énergie parallèle sera consacrée ainsi que le principe de fonctionnement. Nous avons présenté la différente méthode d'identifications des courants harmoniques des références, les principaux types de commande d'onduleur, et la régulation de bus continue et la régulation du courant de filtre actif.

- ❖ Dans le troisième chapitre, nous étudierons la stratégie du contrôle direct de puissance du filtre active parallèle.

- ❖ Dans le quatrième chapitre, nous présentons l'ensemble de la simulation de réseau, le filtre actif parallèle, et la charge polluante, et nous interprétons les résultats.

A la fin de cette mémoire, nous présentons une conclusion générale de cette étude.

# *Chapitre I*

*Perturbation des réseaux  
électrique et principes de  
compensation.*

## I.1 Introduction:

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer dans les dernières années [15], avec l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie [1]. Le distributeur fournit une puissance qui est affectée par plusieurs types de perturbation et dont les conséquences risquent fort d'être insupportables. Pour cela, il est nécessaire de comprendre l'origine de ces perturbations, qui peuvent générer des désagréments, des dommages ou des dysfonctionnements, et de rechercher des solutions appropriées pour s'en débarrasser.

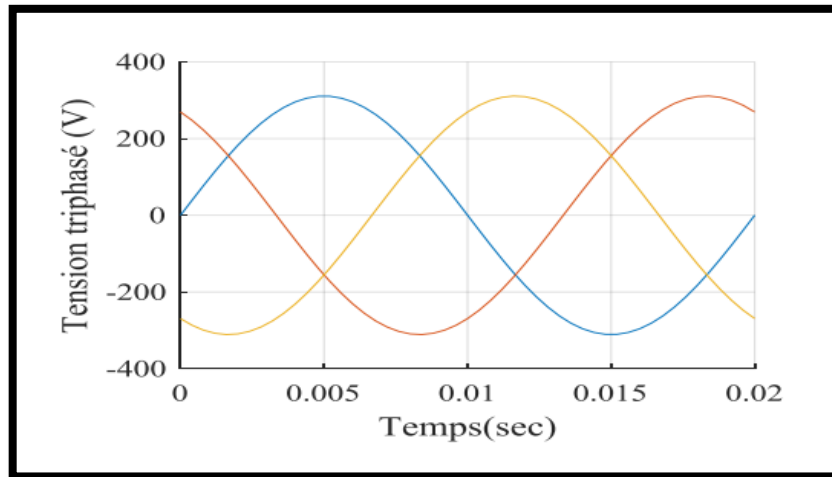
Dans ce chapitre, nous commencerons par un exposé des principales perturbations qui affectent la forme d'onde de la tension et le courant du réseau électrique et d'étudier les perturbations d'harmonique en commençant par leurs origines, conséquences et les caractéristiques de ces harmoniques. Par suite, nous parlerons sur les normes et les réglementations imposées aux utilisateurs. Ensuite, nous allons discuter sur les solutions traditionnelles et modernes utilisées pour atténuer ces problèmes liés aux perturbations harmoniques. Finalement, nous exposerons le principe de fonctionnement du filtre actif parallèle, ce filtre est développé tout au long de cette mémoire [15].

## I.2 Qualité de l'énergie électrique:

### I.2.1 Définition:

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : surtensions transitoires, flicker. Ainsi que les harmoniques, la qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension [2],[3],[4]. La qualité d'énergie est le concept d'efficacité et de classement des équipements sensibles d'une manière qui convient à l'opération de l'équipement [5],[15]. La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu [2]. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- ❖ la fréquence;
- ❖ l'amplitude;
- ❖ la forme d'onde qui doit être sinusoïdale;
- ❖ la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs [2],[1];



**Fig.(I.1):** Système de tension triphasé équilibré.

La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension. Une détérioration de l'un d'entre eux ou de plusieurs à la fois laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique [2],[15].

### I.3 Perturbation électrique :

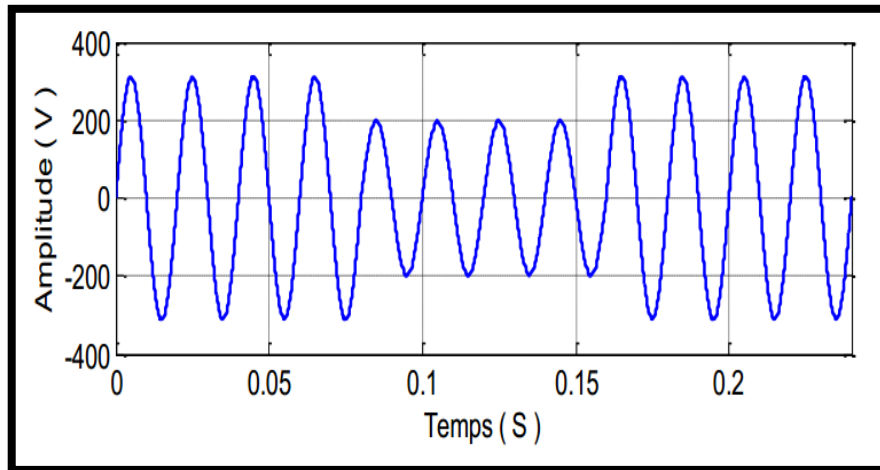
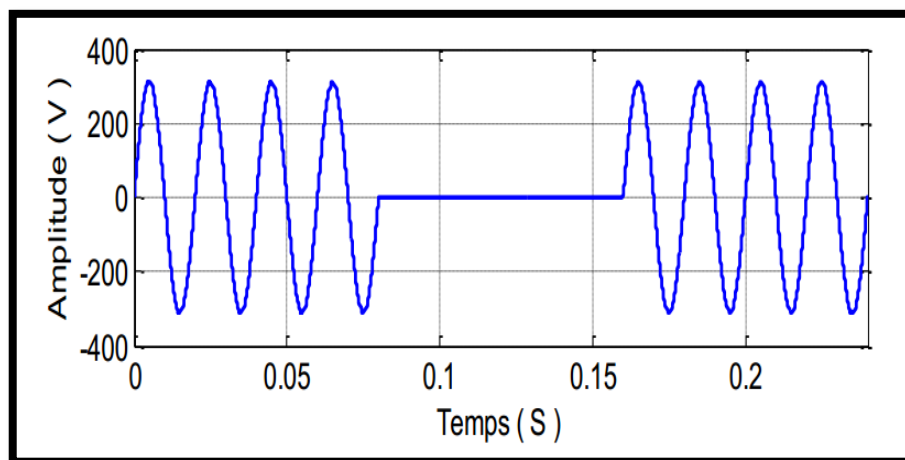
#### I.3.1 Creux et coupures de tension:

☒ Un creux de tension est une diminution brusque de la tension de fourniture  $U_f$ . Cette diminution, située entre **90%** et **10%** de la tension nominale  $U_n$ , est suivie du rétablissement de la tension après un court laps de temps. Un creux de tension peut durer de **10 ms** à **3 mn** [7].

Il y a deux types de phénomène à l'origine des creux de tension:

- ✓ Les creux provenant du fonctionnement d'appareils à charge fluctuante ou de la mise en service d'appareils appelant un courant élevé au démarrage (moteurs, transformateurs...etc.).
- ✓ Les creux liés aux phénomènes aléatoires, comme la foudre ou tous les courts circuits accidentels sur les réseaux de distribution ou les réseaux internes des clients (défaut d'isolation, protection de branches sur les lignes aériennes...etc.) [6].

☒ Une coupure de tension quand à elle est une diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90% de la tension nominale ou disparition totale pendant une durée généralement comprise entre 10 ms et une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms et une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues. Les figures montre un exemple de creux et de coupure de tension [8],[9].

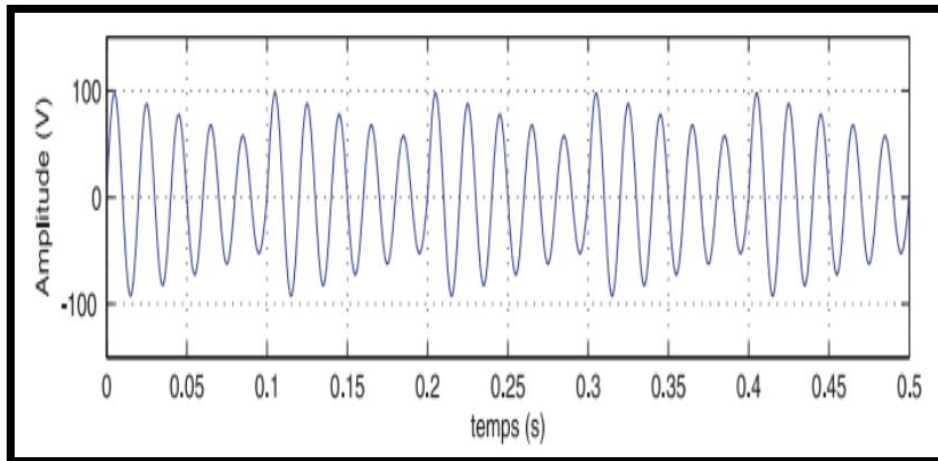
**Fig. (1.2):** creux de tension.**Fig. (1.3):** coupure de tension.

### I.3.2 Fluctuations des tensions:

Les fluctuations de tension sont des variations périodiques ou erratiques de l'enveloppe de la tension. Ce sont des variations brutales de l'amplitude de la tension situées dans une bande de  $\pm 10\%$  et se produisent sur un intervalle de temps de quelques centièmes de secondes [8],[12].

Ce type de fluctuation est à distinguer des variations lentes de tension dues à la variation progressive de la consommation dans les réseaux. Les principales sources de fluctuations rapides sont les charges industrielles dont le fonctionnement aléatoire ou intempestif occasionne de brusques variations de puissances telles que les machines à souder et les fours à arc. Ces derniers produisent des variations erratiques permanentes de tension. Ces fluctuations sont responsables du phénomène de "Flicker" [10].

- Un exemple de fluctuation de tension, figure (I.4).

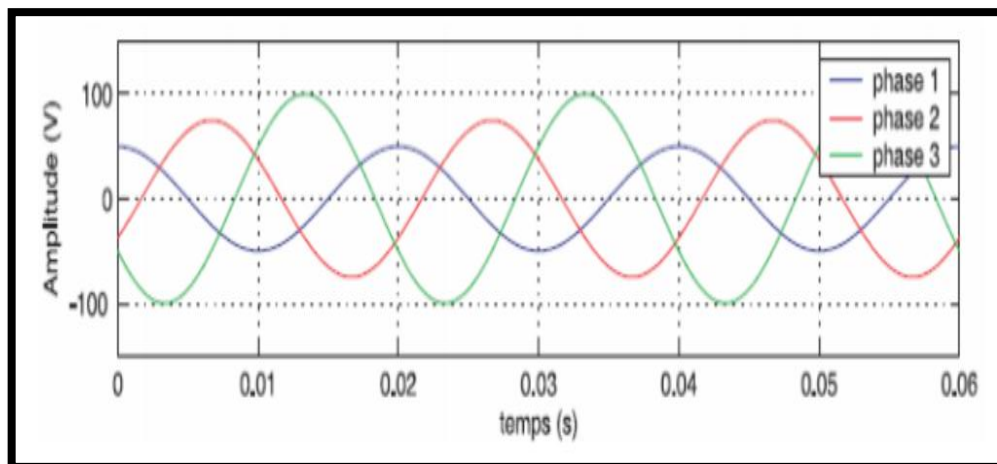


**Fig. (I.4):** Fluctuations de tension.

### I.3.3 Déséquilibre du système triphasé de tension:

Lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de  $120^\circ$  les unes par rapport aux autres, on parlera de déséquilibre du système triphasé comme le montre la figure (I.5).

Un réseau électrique triphasé équilibré alimentant un récepteur électrique triphasé non équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau [8],[9],[11].



**Fig. (I.5):** Déséquilibre du système triphasé de tension.

### I.3.4 Variation de fréquence:

Elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau au niveau de la production ou du transport [12]. 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 les conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle  $50 \text{ Hz} , \pm 1\%$ . [13],[11].

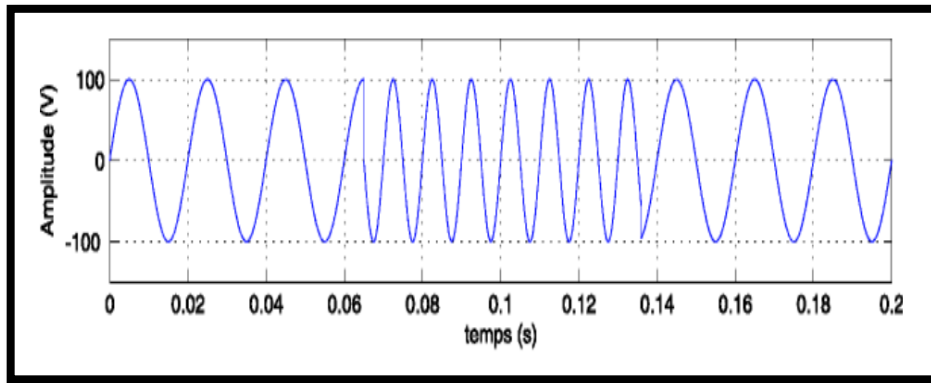


Fig. (I.6): Variation de fréquence.

### I.3.5 Harmonique et inter-harmonique:

Un harmonique est défini comme étant une composante sinusoïdale d'un signal périodique, ayant une fréquence multiple de l'onde fondamentale. Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre  $100\text{ Hz}$  et  $2000\text{ Hz}$  (entre les harmoniques de rangs  $h=2$  et  $h=40$ ) [6],[14].

Le inter-harmonique est défini comme ayant dans le signal de tension des composants fréquentielles qui ne sont pas des multiples entiers du fondamental. L'apparition des inter harmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de commande électrique[5],[9].

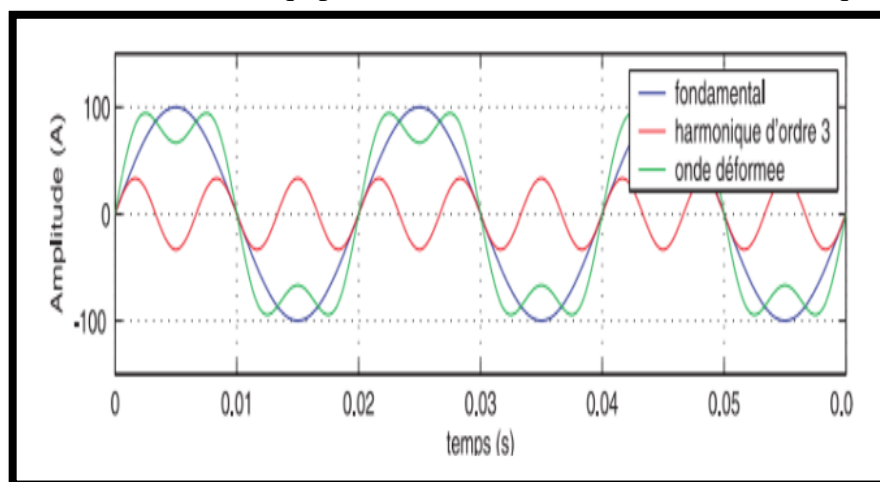


Fig. (I.7): Harmonique.

#### I.3.5.1 Les perturbations harmoniques:

##### I.3.5.1.1 Origines et sources d'harmonique :

Les harmoniques sont générées par des charges non-linéaires absorbant un courant non sinusoïdal. Actuellement, les équipements à base de thyristors constituent la principale source de ces harmoniques. Ces appareils, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont assimilables à des générateurs de courants harmoniques: appareils d'éclairage fluorescent, variateurs de vitesse, redresseurs, téléviseurs, ordinateurs, etc.... [8],[13].

##### I.3.5.1.2 Conséquences des harmoniques :

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client ce qui donne lieu à des sur coûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux type: les effets instantanés et les effets à terme [16],[9],[13],[8].

**a. Effets instantanés :**

C'est le cas des événements à durée courte qui peuvent instantanément affecter les installations électriques concernant les appareils produisant une image électronique (écran d'ordinateur ,téléviseur ), les appareils produisant un son censé être de bonne qualité (chaîne HI-FI, téléphone ) ou la précision des appareils de mesure [5].

- **Défauts de fonctionnement 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.
- **Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs :** 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.
- **Erreurs dans les appareils de mesure :** Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.
- **Vibrations et bruits:** Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes) [13],[9],[5].

**b. Effets à terme:**

Dans les machines tournantes, les transformateurs et les condensateurs, ils se manifestent par des échauffements supplémentaires; ce qui entraîne la destruction du matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique [17].

- **Alternateurs:** pertes supplémentaires dans les enroulements statoriques et dans les amortisseurs liés à la circulation des courants harmoniques;
- **Lignes:** pertes ohmiques supplémentaires;
- **Transformateurs:** pertes supplémentaires dans les enroulements par effet Joule et dans le noyau par courant de Foucault;
- **Moteur à courant alternatif:** pertes supplémentaires dans le fer et dans les enroulements plus réchauffement du moteur.
- **Condensateur de puissance :** pertes diélectrique supplémentaires conduisant aux vieillissement rapide du condensateur.
- **Équipement de l'électronique de puissance:** dysfonctionnement lié à la déformation de la tension [18].
- **Réseaux de télécommunication :** génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique entre les lignes de puissance et les circuits de communication. Dans des cas particuliers, surtout lors de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable;
- **Lignes téléphoniques :** génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique; Entre les lignes de puissance et les circuits de communication [14],[15].

**I.4 Grandeurs et caractéristiques des harmoniques :****I.4.1 Grandeur harmonique:**

C'est l'une des composantes sinusoïdales de la variation du 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. [18],[19].

**I.4.2 Rang de l'harmonique:**

C'est le rapport de sa fréquence  $F_n$  à celle de la fondamentale (généralement la fréquence industrielle, **50** ou **60 Hz**) :

$$n = \frac{F_n}{F_1} \quad (\text{I.1})$$

Par principe, le fondamentale  $F_1$  a le rang un [20].

**I.4.3 Série de Fourier :**

Ceci revient à dire que : « tout signaux, périodique de période  $T = \frac{1}{F}$ , peut se décomposer en une somme infinie de termes sinus et cosinus de fréquences multiples de  $F$  ». Mathématiquement, cela s'écrit:

$$S(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (\text{I.2})$$

On calcule les coefficients  $a_n$  et  $b_n$  avec les formules suivantes :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad \text{et} \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{I.3})$$

De plus, il existe quelques prérequis qui permettent de ne pas faire de calculs inutiles :

- si la fonction est symétrique par glissement, la valeur  $a_0$  est nulle.
- si la fonction est paire, les coefficients  $b_n$  sont nuls.
- si la fonction est impaire, les coefficients  $a_n$  sont nuls.
- si la fonction possède une symétrie sur ses deux demi-périodes, les termes d'indice pairs sont nuls [20],[12].

**I.4.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative:**

Un procédé couramment utilisé pour décrire un signal  $S(t)$  périodique  $T$  est l'évaluation de sa valeur efficace:

$$S_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt} \quad (\text{I.4})$$

Lorsque le développement en série de Fourier d'une fonction période est continu, on peut déterminer sa valeur efficace comme suit:

$$S_{eff} = (\sum_{h=1}^{\infty} (S_h)^2)^{1/2} \quad (I.5)$$

La valeur efficace d'un signal tient compte de la présence de tous les composants, harmonique, inter-harmonique et de la composante continue.

Lorsqu'un signal comporte des composantes harmoniques, sa valeur efficace est différente de la valeur efficace du signal fondamental. Il est alors possible d'évaluer grossièrement la déformation du signal en comparant la valeur efficace de la composante fondamentale et la valeur efficace [21].

#### I.4.5 Taux de distorsion :

Il y a plusieurs critères existents pour mesurer les perturbations harmoniques mais c'est la Distorsion Totale des Harmoniques (en anglais, Total Harmonic Distortion, THD) qui est le plus couramment utilisé.

Le **THD** étant défini comme le rapport entre la résultante de toutes les composantes harmoniques ( $h \geq 2$ ) et le fondamental du courant peut être exprimé en pourcentage et calculé comme suit :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n S_{effh}^2}}{S_{eff1}} \times 100 \quad (I.6)$$

avec:  $S_{eff1}$  la valeur efficace du signal fondamental et  $S_{effh}$  les valeurs efficaces des différentes harmoniques du signal [22].

#### I.4.6 Facteur de puissance :

En présence des harmoniques, la puissance apparente  $S$  est composée de trois parties: active  $P$ , réactive  $Q$  et déformante  $D$ . Son expression est donnée par l'équation suivante:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (I.7)$$

La puissance réactive  $Q$  est associée au courant fondamental. La puissance déformante  $D$  est due aux courants harmoniques :

$$D = 3 * V * \sqrt{\sum_{h=2}^n I_{effh}^2} \quad (I.8)$$

Où  $I_{effh}$  est la valeur efficace du courant de l'harmonique. Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance  $F_p$  est égal au quotient de la puissance active  $P$  par la puissance apparente  $S$  :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + S^2 + D^2}} = \cos(\varphi_1) \cos(\gamma) \quad (I.9)$$

$\varphi_1$ : Le déphasage entre la puissance active  $P$  et la puissance apparente  $S_1$ ;

$\gamma$ : Le déphasage entre la puissance apparente dans le cas d'un système équilibré linéaire et la puissance apparente dans le cas déséquilibré non linéaire;

$\varphi$ : Le déphasage entre la puissance active  $P$  et la puissance apparente  $S$  [23],[8].

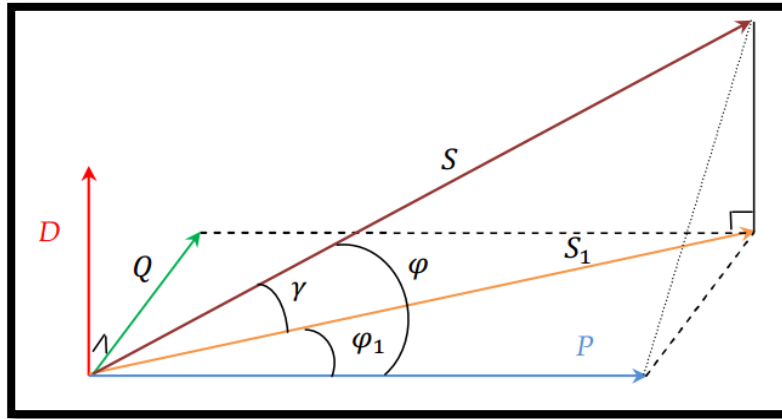


Fig.(I.8): Diagramme de Fresnel des puissances.

#### I.4.7 Spectre d'harmonique (de fréquence) :

C'est la représentation de l'amplitude des harmonique en fonction de leur rang, la valeur des harmoniques étant généralement exprimée en pourcentage du fondamental par un histogramme (figure (I.9)) [20],[18].

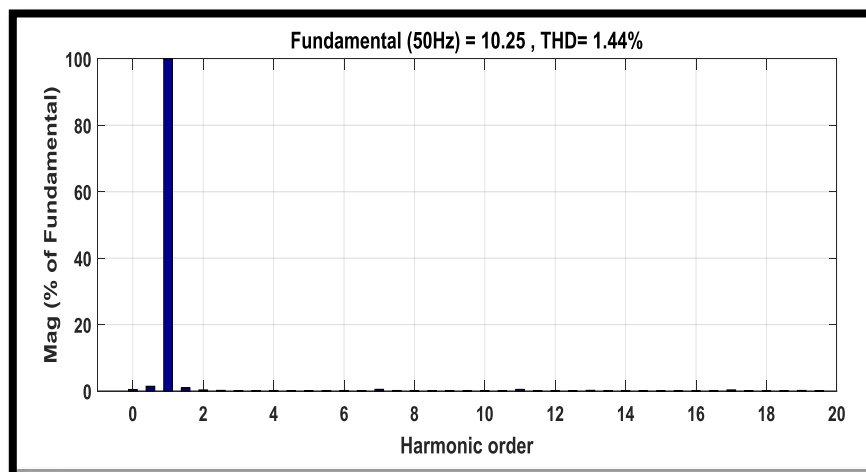


Fig. (I.9): Le spectre des harmoniques du courant de la charge polluante.

#### I.4.8 Charges linéaires et non linéaires :

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales:

- les récepteurs linéaires(ou charges linéaires).
- Les récepteurs non-linéaires(ou charges non-linéaires)[18].

Une charge est dite linéaire si est alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal. Cependant, le courant et la tension peuvent être déphasés. Les charges linéaires couramment utilisées sont constituées de résistances, de capacités et d'inductances [24],[18].

Une charge est dite non-linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un tel récepteur alimenté par une tension sinusoïdale, consomme un courant non sinusoïdal [24].

### I.5 Normes et réglementation de perturbation :

Les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine électrotechnique sont la **CEI** (Commission Electrotechnique Internationale), et l'**IEEE**(Institute of Electrical and Electronics Engineers).

L'objectif des ces normes est de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. La Commission Electrotechnique Internationale (**CEI**)définit le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (**CEI 61000**) Nous pouvons citer a titre d'exemple [25],[26]:

- ✚ **CEI 61000-2-2** qui définit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension [27],[28].
- ✚ **CEI 61000-3-2** qui définit les limites d'émissions de courant harmonique par les appareils consommant moins de 16A par phase [29],[27].
- ✚ **CEI 61000-2-4** qui définit les niveaux de compatibilité dans les réseaux d'installations industrielles [9],[27],[30].
- ✘ Le norme principale de l'**IEEE** est :
- ✚ **IEEE 519-1996** qui définit les limites des perturbations des tensions et courant au  $P_{cc}$ . Le tableau (**I.1**) indique ces limites des distorsions des tensions [15],[31],[27].

**Tableau (I.1):** Limites des distorsions des tensions au  $P_{cc}$ (IEEE 519-2014).

Niveau des tension au $P_{cc}$	Taux individuel d'harmoniques(%)	Taux de distorsion global $THD$ (%)
$v_n \leq 69 kv$	3	5
$69 kv \leq v_n \leq 161 kv$	1.5	2.5
$v_n \geq 69 kv$	1	1.5

Dans cette norme, les limites pour les courants ne se calculent pas en fonction du courant fondamental mais en fonction du courant maximal appelé par la charge  $I_h$  (courant effectif). La distorsion globale est quantifiée alors par le  $TDD$  (Total Demand Distortion) au lieu de  $TDH$ . Les limites des émissions sont aussi liées au courant de court-circuit de l'installation issu de la puissance de court-circuit pour chaque niveau de tension. On présente dans le tableau I.6 ces limites uniquement pour  $V_n \leq 69kv$ .

**Tableau (I.2):** Limites des émissions harmoniques du courant  $I_h$  en  $I_L$  % de (IEEE519/1159).

$v_n \leq 69 kv$						
$I_{sc}/I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 < h$	THD
< 20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50-100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100-1000	12	5.5	5	2	1	15
> 1000	15	7	6	2.5	1.4	20

Avec:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100 \quad (\text{I.10})$$

$I_n$ : Amplitude du courant harmonique .

$I_L$ : Courant maximal demandé par la charge ( $A_{rms}$ ) .

$I_{sc}$  : Courant de court-circuit [27],[15].

## **I.6 Les techniques de dépollution des réseaux électriques:**

### **I.6.1 Les 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 [6].

#### **I.6.1.1 Transformateur à couplage spécial :**

Le choix de couplages appropriés des transformateurs permet de limiter la circulation des courants harmoniques. L'utilisation d'un transformateur d'isolement, de rapport 1/1 à couplage triangle-étoile ou triangle-zigzag, empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et leurs multiples circulant dans le neutre. Ce procédé n'a aucun effet sur les autres rangs harmoniques. Cette solution limite, au contraire, la puissance disponible de la source, et augmente l'impédance de ligne. Il en résulte une augmentation de la distorsion en tension due aux autres rangs harmoniques [20], [32], [10].

#### **I.6.1.2 Surdimensionnement ou déclassement des installations électriques:**

On procède généralement au surdimensionnement des équipements afin d'assurer leur tenue aux surcharges harmoniques. Cette solution n'agit pas sur les harmoniques qui ne subissent aucune action curative de la part de l'utilisateur. Par cette approche, les problèmes liés à la pollution harmoniques sont résolus pendant une durée limitée. Le déclassement des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques est utilisé dans le cas des installations existantes. Cette méthode cause un surcoût de production et ne tire pas profit du potentiel réel de l'installation [9],[33].

#### **I.6.1.3 Inductances (selfs) série:**

Cette solution, utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse), et les redresseurs triphasés, consiste à introduire une inductance série en amont d'une charge non linéaire. Peu onéreuse, la self a cependant efficacité limitée. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux [32].

#### **I.6.1.4 Filtres passifs Série (F.A.S) :**

Le principe est le même que le précédent, mais au lieu de piéger les harmoniques, on les empêche de remonter à la source. Un exemple de filtre passif série est le circuit bouchon [32],[36].

#### **I.6.1.5 Filtre passif accordé :**

Le principe est de « piéger » les courants harmoniques dans des circuits LC, accordés sur les rangs d'harmoniques à filtrer. Un filtre comprend donc une série de « gradins » qui correspondent tous à un rang d'harmonique. Les rangs 5 et 7 sont les plus couramment filtrés. On peut installer un filtre pour une charge ou pour un ensemble de charges. Sa conception nécessite une étude approfondie du réseau électrique et un travail de conception de bureau d'étude. Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie. Il convient

également de coordonner ses caractéristiques avec les besoins en puissance réactive des charges ;enfin, il est souvent difficile de concevoir les filtres de manière à éviter un facteur de puissance avance (capacitif) pour certaines conditions de charge [37].

### **I.6.2 les Solutions modernes de dépollution :**

La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, comme le pont redresseur dodécaphasé, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques. Les appareils à prélèvement sinusoïdal sont aussi proposés pour la compensation des harmoniques et de la puissance réactive. Cependant, ces solutions entraînent un coût supplémentaire et demandent plus que le savoir-faire habituel pour les mettre en œuvre. De plus, ces solutions ne résolvent pas les problèmes causés par les charges polluantes qui existent sur le marché [6].

#### **I.6.2.1 Filtrage actif :**

Les solutions traditionnelles précédemment citées pour l'amélioration de la qualité de l'énergie, et particulièrement pour la dépollution harmonique peuvent avoir plus d'inconvénients que d'avantages, c'est pourquoi aujourd'hui le filtrage actif est la solution la plus souhaitable, surtout pour le filtrage harmonique [5].

Depuis la mise en œuvre de leur principe de base en 1970s, les filtres actifs des harmoniques ont attiré l'attention des chercheurs de l'électronique de puissance qui se sont intéressés à la pollution harmonique dans les systèmes d'alimentation. Particulièrement, les filtres actifs ont été stimulés par l'apparition des composants de l'électronique de puissance comme les thyristors (*GTO*) et les transistors (*IGBT*). Les filtres actifs modernes sont plus performants du point de vue qualité de filtrage, plus petits dans la taille physique, et plus flexibles dans l'application par rapport aux filtres passifs conventionnels qui utilisent les condensateurs, les inductances et les résistances.

Cependant, les filtres actifs sont légèrement inférieurs dans le coût et l'efficacité par rapport aux filtres passifs, même actuellement [38],[31].

Les filtres actifs feront l'objet de l'étude tout au long de cette mémoire [15].

##### **I.6.2.1.1 Le principe de fonctionnement du filtre actif :**

Les principes de base des filtres actifs (compensation active) pour les harmoniques perturbatrices sont été proposés autour de la décennie de **1970s**. Depuis, beaucoup de recherche sont été développées sur ces systèmes et leurs applications pratiques.

Un filtre actif de puissance se compose d'un onduleur commandé par modulation de largeur d'impulsion (*MLI/PWM*) par exemple, connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif, et d'un bus continu.

Ce convertisseur *PWM* constituant le filtre actif peut avoir deux structures différentes en fonction de l'élément de stockage du bus continu. Le convertisseur de type tension (onduleur de tension) ou *VSC (Voltage Source Converter)* utilise un condensateur pour stocker l'énergie au niveau du bus *DC* et imposer ainsi la nature source de tension à l'entrée de l'onduleur. Le condensateur peut être remplacé par une inductance, qui joue alors le rôle d'une source de courant continu. Dans ce cas, ce type de convertisseur prend la dénomination d'onduleur de courant [14].

Ce système commandé en courant ou en tension est alors capable de reproduire et d'injecter dans le réseau des composantes de tension ou de courant équivalentes, mais en opposition de phase aux composantes indésirables les générées par les charges polluants afin de les éliminer.

Un filtre actif peut être raccordé au point de raccordement commun pour une compensation globale ou individuelle.

On peut classer les filtres actifs selon plusieurs critères, comme sa configurations par rapport au réseau, le type d'onduleur qu'il utilise, le nombre de file. Concernant la configuration par rapport au

réseau on distingue:

- ✘ **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 tension 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 [18],[39].

#### I.6.2.1.a Filtre actif parallèle (FAP) :

La configuration la plus utilisée, et sans doute la plus intéressante pour la dépollution des courants harmoniques est le filtre actif parallèle, appelé aussi compensateur shunt. Il est connecté en parallèle sur le réseau [14],[39]. Le filtre actif parallèle se comporte comme un générateur de courant harmonique [40]. Il se connecte en parallèle avec le réseau triphasé et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure l'auto-adaptabilité, la fiabilité et la bonne performance[32],[20].

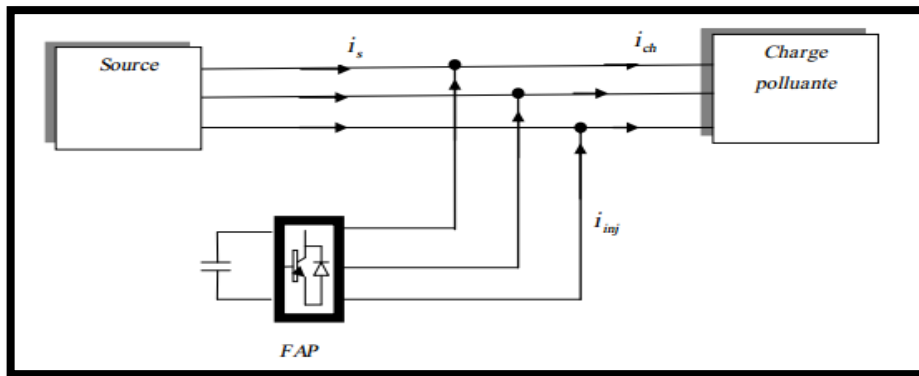


Fig.(I.10.a): Montage d'un filtre actif parallèle.

#### I.6.2.1.b. Filtre actif série (FAS) :

Cette configuration est utilisée pour garantir une onde de tension de qualité [39]. Le filtre actif série se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmoniques) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance de réseau. Il empêche les courants harmoniques consommés par la charge non-linéaire de remonter vers la source. Dans ce cas, il se comporte comme une impédance élevée aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale. Ainsi, la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale. Les perturbations de tension dans le système sont atténuées en injectant la différence entre la tension désirée et la tension réelle comme le montre la figure (I.10.a). L'élément de stockage de l'énergie d'un filtre actif série est conçu pour répondre aux exigences de compensation les plus sévères, notamment dans le cas de creux de tension de longue durée [14]. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toute fois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre: elle ne permet pas, par exemple, de compenser les courants harmoniques consommés par la charge[20].

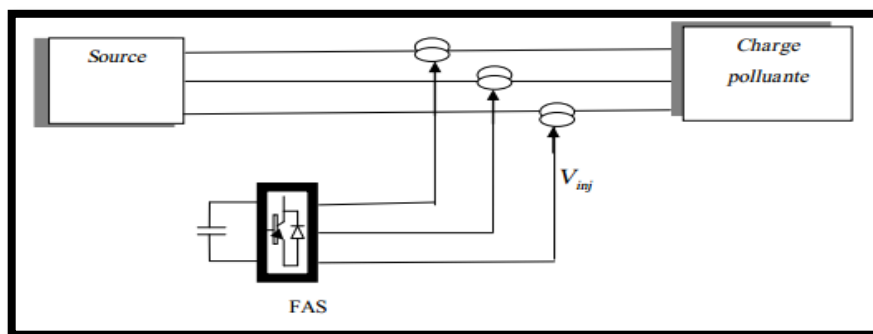


Fig.(I.10.b): Montage du filtre actif en série.

#### I.6.2.1.c Combinaison parallèle série actif:

D'après ce qui précède, ni l'un ni l'autre des deux types de filtre actif n'est capable de réaliser un filtrage complet donnant une tension sinusoïdale côté charge et un courant côté réseau exempt d'harmonique. Cet objectif peut être réalisé en utilisant un filtre actif mixte composé de deux filtres actifs [41]. Cette configuration est combinaison d'un filtre shunt et d'un filtre actif série, qui est souvent connue sous le nom de Conditionneur Universel de la Qualité de l'Energie (*Unified Power Quality Conditioner UPQC*) [39], l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [34]. Le filtre actif série lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme montré sur la figure (I.10.c), permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée [42].

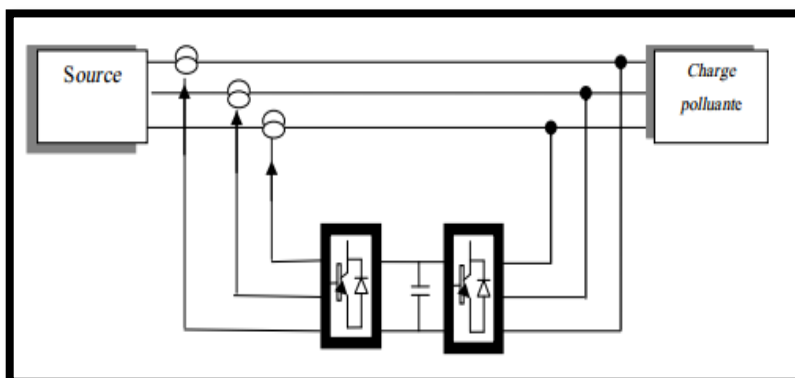


Fig.( I.10.c): Combinaison parallèle -série actif.

#### I.6.2.1.d Les avantages et les inconvénients du filtre actif:

Le filtre actif offre de nombreux avantages:

- ❖ Il peut compenser plusieurs rangs harmoniques (dans la limite de sa bande passante);
  - ❖ Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau;
  - ❖ Il est insensible à la variation des caractéristiques du réseau;
  - ❖ Il n'y a aucun risque de surcharge lorsque le niveau de pollution harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif, puisque il fonctionne au maximum de ses capacités et tout risque de destruction est écarté;
  - ❖ La compensation de la puissance réactive est envisageable;
  - ❖ Le risque de résonance (amplification des harmoniques) entre filtre et impédance du réseau, qui existe avec un filtre passif est supprimé. Toutefois, le filtrage actif présente quelques inconvénients:
- ☒ Le filtrage actif n'est possible que dans le cas des réseaux de faible puissance;
  - ☒ Il permet la compensation de l'énergie réactive, mais à un coût très élevé par rapport au filtrage

passif;

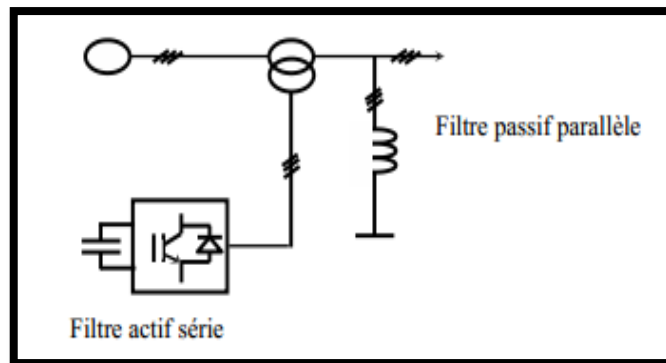
- ☒ Son coût est beaucoup plus élevé que celui du filtre passif [21].

### I.6.2.2 Filtrage hybride :

Le filtre hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de l'utilisation du filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteurs de puissance tels que les transistors de puissance de types **MOSFET** ou **IGBT**. De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur : il permet de réduire le coût du filtre actif, actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de filtres actifs [25].

#### I.6.2.2.a Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles:

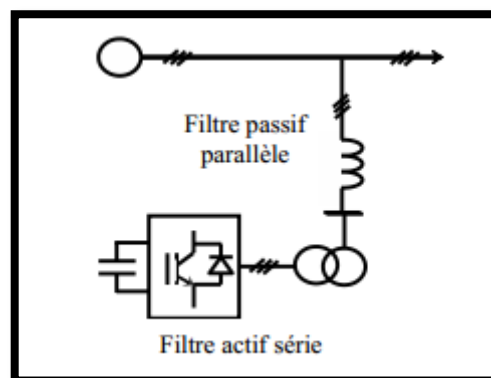
Il empêche les courants harmoniques de circuler vers le réseau et les oblige à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme montre la figure (I.11.1) [34].



**Fig.(I.11.1):** Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.

#### I.6.2.2.b Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles :

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en figure (I.11.2), est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [14].



**Fig.(I.11.2):** Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.

#### I.6.2.2.c Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle :

Le rôle du filtre actif parallèle dans configuration, montrée en figure (I.11.3), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle. Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des

courants harmoniques émis par un cycle-convertisseur de forte puissance[34].

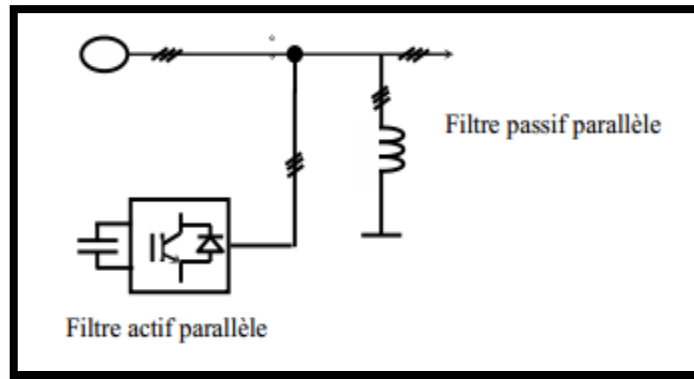


Fig.(I.11.3): Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

### I.6.2.3 Les redresseurs MLI :

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants à commutation forcée tels que les **IGBT** ou les thyristors **GTO**. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives. On distingue deux structures, la structure courant et la structure tension. Elles sont développées dans la suite [6] :

- ❖ Redresseur à *MLI* de courant;
- ❖ Redresseur à *MLI* de tension.

#### I.6.2.3.a Les redresseurs MLI de courant :

La tension  $U_d$  étant unidirectionnelle, la réversibilité de la puissance active est assurée par le courant  $I_d$ , qui est bidirectionnel. Le contrôle de la puissance réactive est réalisé par action indirecte sur la phase du fondamental de courant du réseau.

Les inductances  $L_r$  servent dans la figure (I.12.a) à découpler le convertisseur de réseau car les deux réseaux alternatifs et continus sont tous deux sources de tension [20].

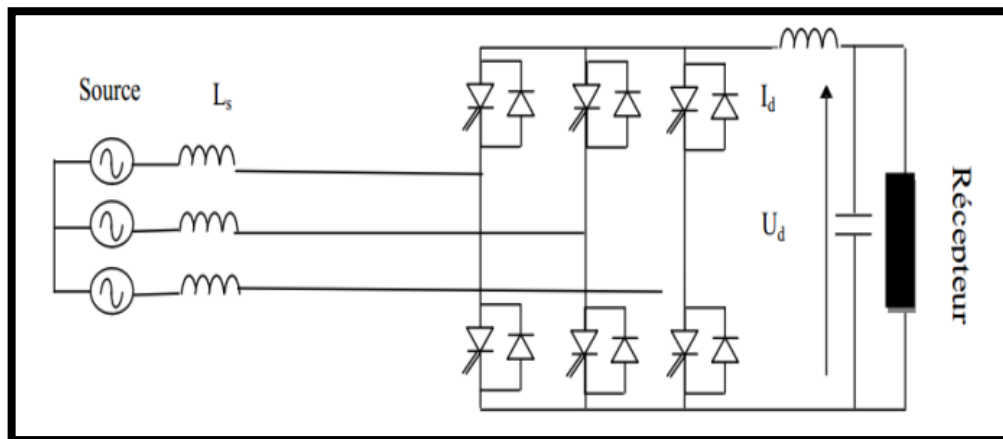


Fig.(I.12.a): Redresseur à MLI de courant.

#### I.6.2.3.b Redresseur MLI de tension :

Son schéma de principe est présenté sur la figure (I.12.b). Les composants de puissance disponibles (**IGBT**, **GTO**) étant unidirectionnels en courant, le courant  $I_d$  le sera également unidirectionnels. La réversibilité en puissance s'effectue par l'inversion de la tension redressée  $U_d$ .

Le contrôle de la puissance réactive est obtenu par action sur la phase du courant réseau par rapport à la tension [43].

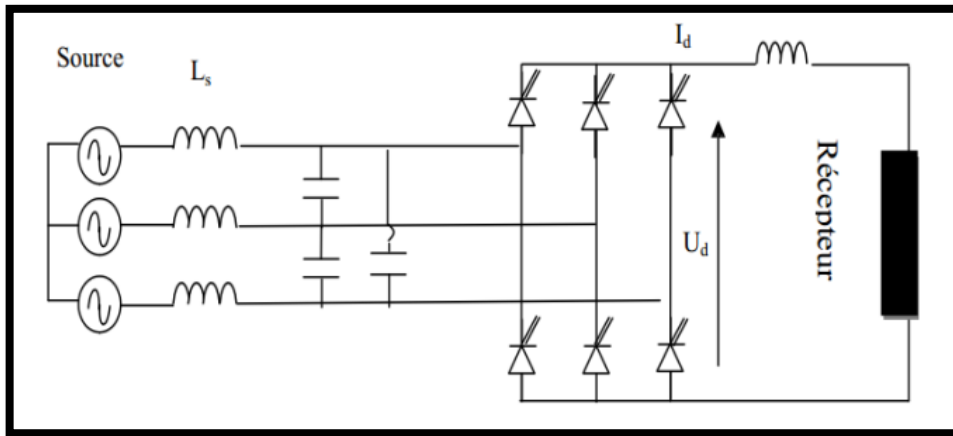


Fig. (I.12.b): Redresseur à MLI de tension.

**I.6.1.4 Pont dodécaphasé :**

Un convertisseur composé de  $n$  convertisseurs triphasés élémentaires à indice de pulsation  $p$ , sera à indice de pulsation  $m$ , si les convertisseurs élémentaires sont alimentés par des tensions dont les déphasages sont en progression arithmétique de  $\frac{2\pi}{mp}$ .

La figure (I.13.a) illustre un exemple pour  $p=6$  et  $m=2$  un convertisseur à indice de pulsation égal 12. Ce convertisseur (un redresseur triphasé en pont Gréât U) appelé dodécaphasé, ce montage ne laisse que les harmoniques  $12k \pm 1$  au primaire du transformateur. Nous obtiendrons le même résultats en utilisant deux transformateurs ayant respectivement pour montage triangle-étoile et étoile-étoile, cependant, cette solution augmente l'impédance de la ligne et par voie de conséquence la distorsion harmonique de tension. En plus, le nombre des semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse [34],[35].

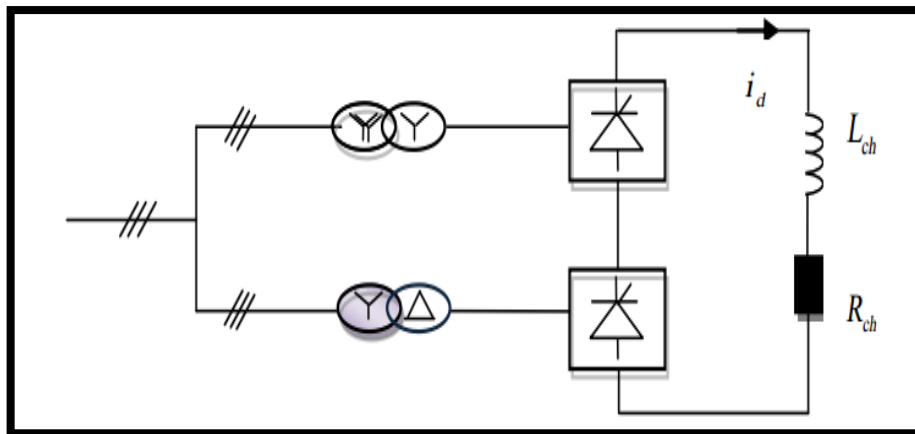


Fig.(I.13.a): Structure du pont dodécaphasé.

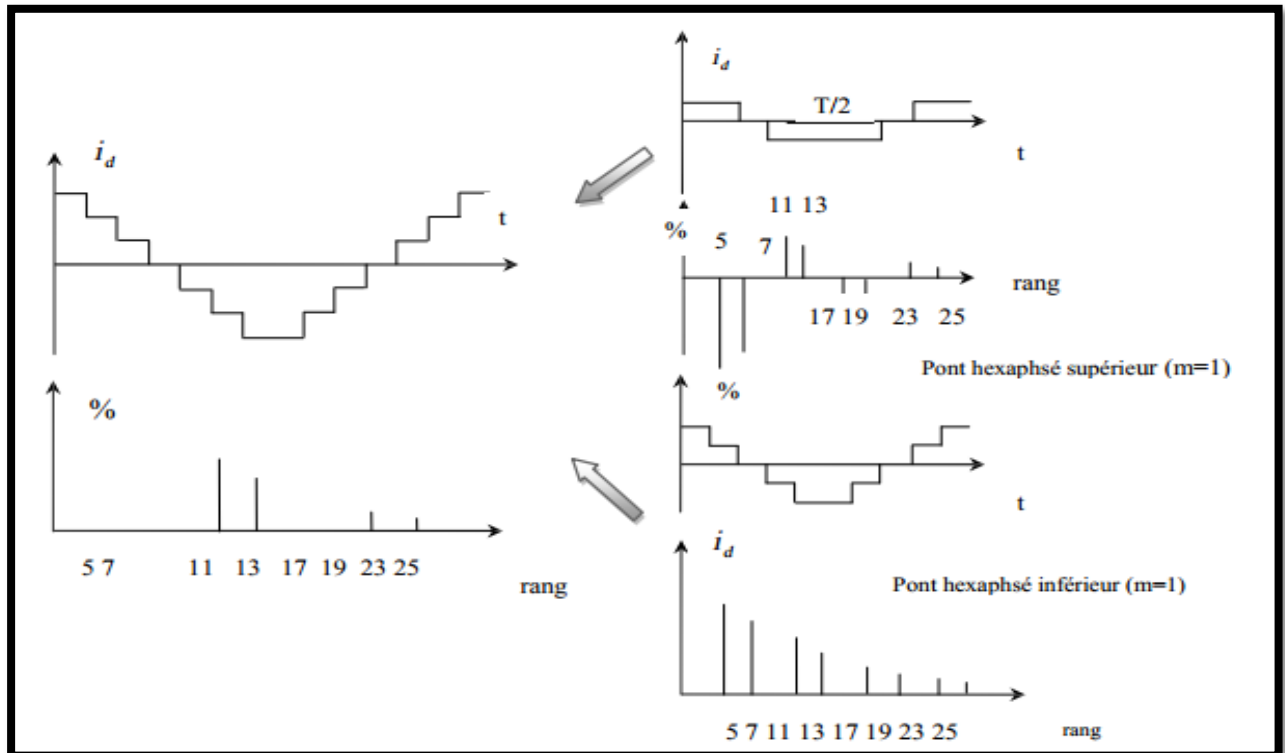


Fig.(I.13.b): Forme de courant et rang d'harmonique.

### I.7 Conclusion :

Dans ce Chapitre, nous avons présenté les différentes origines des perturbations électriques affectant l'onde de tension des réseaux électriques (par exemple: harmoniques, chute de tension, ...etc.), ainsi que les caractéristiques et paramètres imposés, Ces perturbations sont préjudiciables aux installations électriques en raison des défauts potentiels qu'elles engendrent, leur compensation est donc largement requise pour des raisons techniques et économiques. Puis nous avons montré les différentes solutions de décontamination qui existent. Il y a des avantages et des inconvénients à chaque type de solution.

Dans le chapitre suivant nous sommes intéressés aux solutions modernes telles que le filtre actif parallèle qui fera l'objet de ce mémoire.

# *Chapitre II*

*Structure de filtre actif parallèle de puissance, identification et régulation de bus continu.*

## II.1 Introduction:

Depuis quelques décennies, le filtrage actif fait l'objet de nombreux travaux de recherche afin de compenser les courants harmoniques générés par les charges polluantes connectées aux réseaux électriques.

Dans ce chapitre nous présentons la description générale des différentes parties de filtre actif de puissance. Nous commencerons par un exposé sur la structure générale du filtre actif parallèle, laquelle a été divisée en deux: la partie puissance et la partie contrôle-commande. Ensuite, dans la partie puissance, nous allons introduire les trois principaux blocs de cette structure, à savoir l'onduleur de tension, l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie. Finalement, dans la partie de contrôle-commande, nous exposerons les cinq principaux blocs, soit l'identification des courants perturbés, la régulation de la tension continue et du courant du filtre actif parallèle, la commande de l'onduleur et le système à base de *PLL*. Le système à base de *PLL* sera intégré dans la méthode d'identification des courants perturbés afin de généraliser l'application de cette dernière dans les cas les plus défavorables de la tension du réseau.

## II.2 Principe de filtrage actif parallèle de puissance:

Le filtre actif parallèle est constitué principalement d'un onduleur avec une commande appropriée (*MLI*, hystérésis...). Le principe du filtre actif parallèle consiste à générer des courants perturbateurs en opposition de phase à ceux existant sur le réseau qui produits par les récepteurs polluant, de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal. En général, le filtre actif parallèle est utilisé pour la dépollution des réseaux *BT* et *MT*. Son indépendance totale vis-à-vis de la source et de la charge lui confère une bonne auto-adaptabilité avec des performances appréciables [5],[32],[14],[10].

Le schéma de principe du filtre actif parallèle est représenté sur la figure (II.1.a), il doit fournir la puissance déformante et la puissance réactive. Ainsi, le réseau fournit uniquement la puissance active.

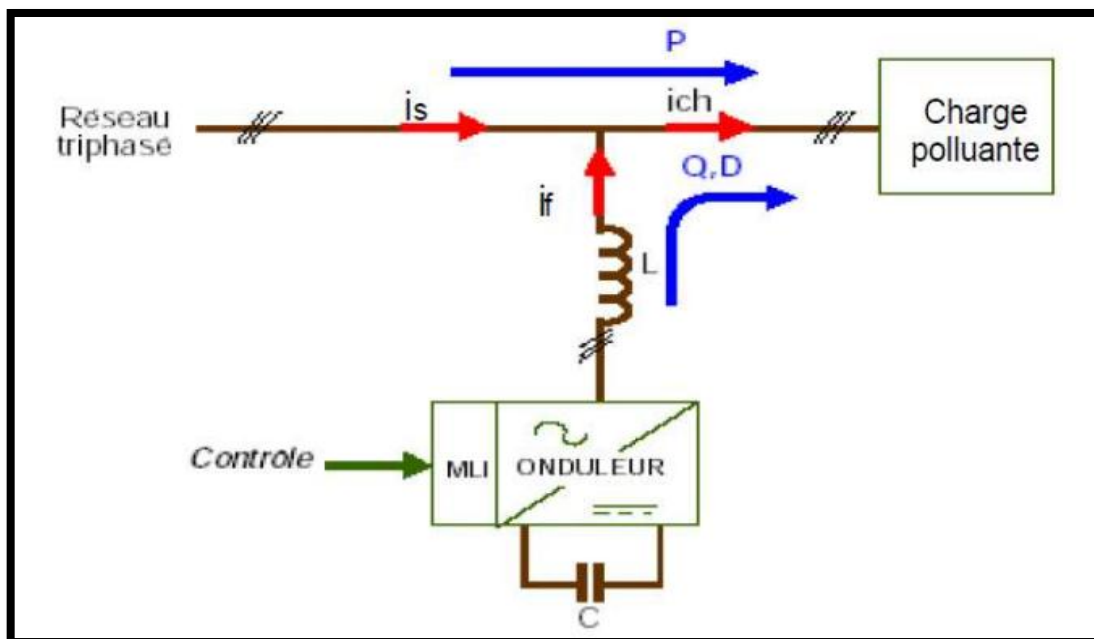


Fig. (II.1): Schéma de principe du filtre actif parallèle.

Pour cela, le circuit de contrôle, en agissant sur la commande de l'onduleur, doit imposer la valeur instantanée du courant débité par l'onduleur de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante.

Dans le cas général, le courant absorbé par la charge comporte une composante active ( $i_{ca}$ ), une composante réactive ( $i_{cr}$ ) et une composante harmonique ( $\sum_{h=1}^{\infty} i_h$ ).

$$i_{ch} = i_{ca} + i_{cr} + \sum_{h=1}^{\infty} i_h \quad (\text{II.1})$$

La source d'énergie composant le filtre peut être une source de tension ou de courant. Cette source peut être un élément réactif, condensateur ou inductance. Donc le compensateur actif ne peut absorber ou fournir de la puissance active puisqu'il ne comporte pas de source active.

D'après la première *loi de Kirchhoff* sur la figure (II.1), le courant fourni par la source est égale à:

$$i_s = i_{ch} - i_f \quad (\text{II.2})$$

La source fournit la puissance active absorbée par la charge :

$$i_s = i_{ca} \quad (\text{II.3})$$

Le filtre actif parallèle fournit la puissance réactive et déformante:

$$i_f = i_{cr} + \sum_{h=1}^{\infty} i_h \quad (\text{II.4})$$

Alors que le courant absorbé par la charge polluante est non sinusoïdal, le filtre actif injecte un courant de telle manière que le courant absorbé par le réseau doit être sinusoïdal [21].

### II.3 Structure d'un filtre actif parallèle:

La structure générale du filtre actif parallèle, est présenté dans la figure (II.2) sous la forme de deux blocs: la partie puissance et la partie contrôle-commande [14].

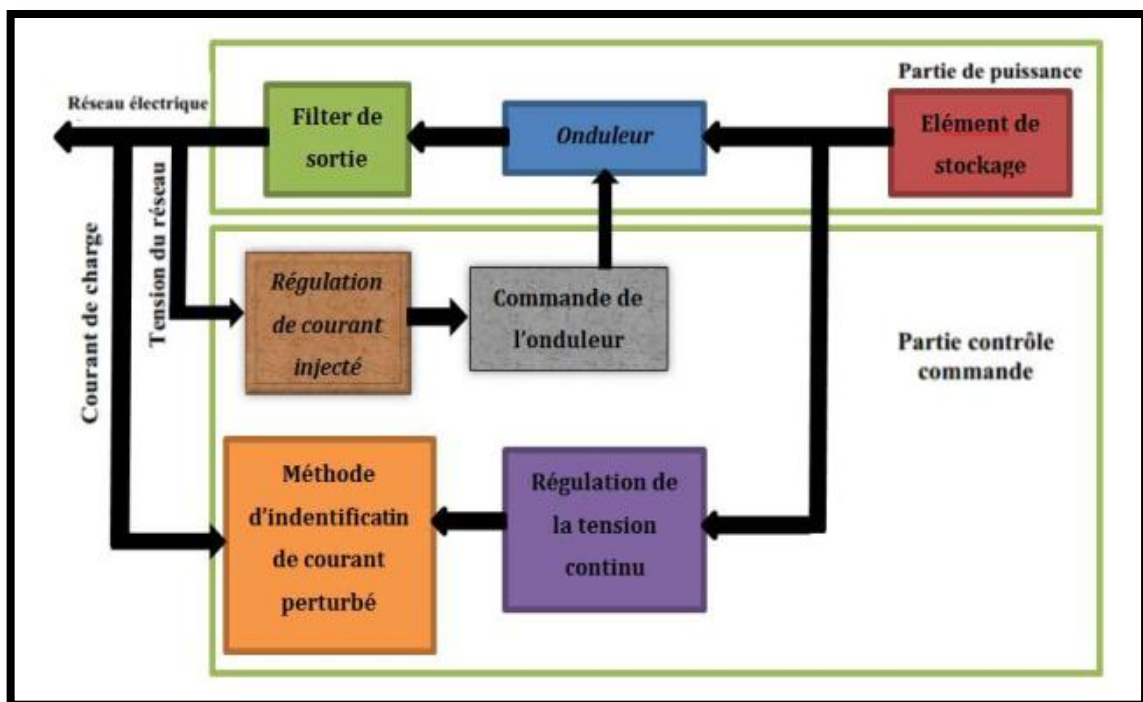


Fig.(II.2): Structure générale de filtre actif parallèle.

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.
- ✚ D'un filtre de sortie.

La partie commande est constituée :

- ✚ la méthode d'identification des courants perturbés.
- ✚ la régulation de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie.
- ✚ la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension.
- ✚ la commande de l'onduleur de tension [14],[44].

### II.3.1 Etude de la partie puissance:

Dans cette section nous nous sommes intéressés à la partie puissance du **FAP** dont les composants sont les suivants [6] :

- ❖ L'onduleur d'un filtre actif parallèle
- ❖ Le circuit de stockage de l'énergie (bus continu).
- ❖ Le filtre de découplage.

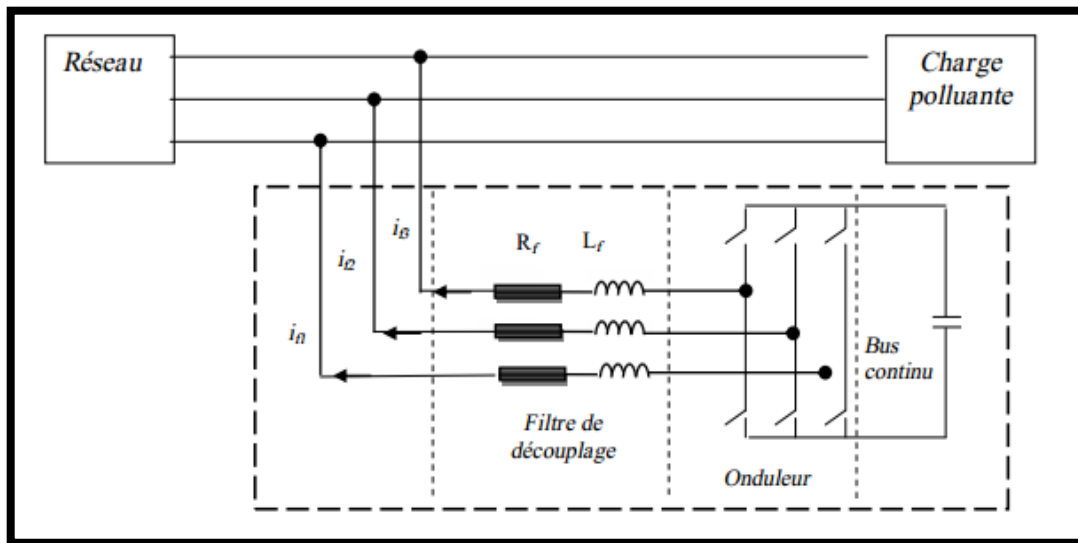


Fig.(II.3): Schéma du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension.

#### II.3.1.1 Onduleur d'un filtre actif parallèle :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue - alternative. Deux structures de l'onduleur sont envisagées [32].

##### II.3.1.1.1 Structures de l'onduleur :

Il existe la structure tension et la structure courant. Dans la structure tension l'onduleur connecté en parallèle au réseau est illustré (Cas triphasé) par la figure (II.4).

La capacité  $C_{dc}$  joue le rôle d'une source de tension continue [45].

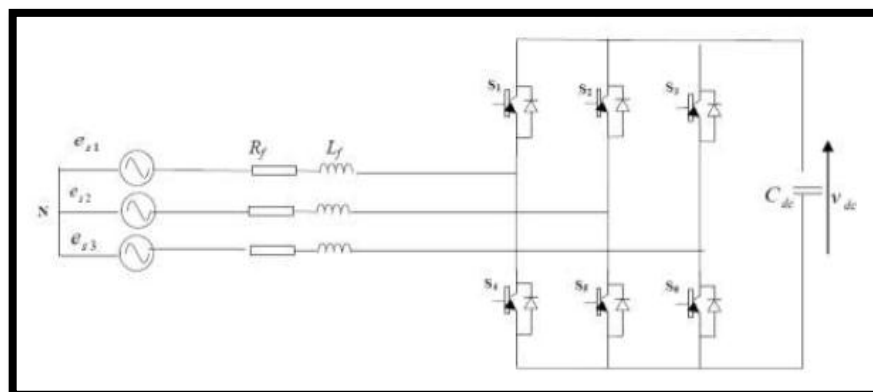
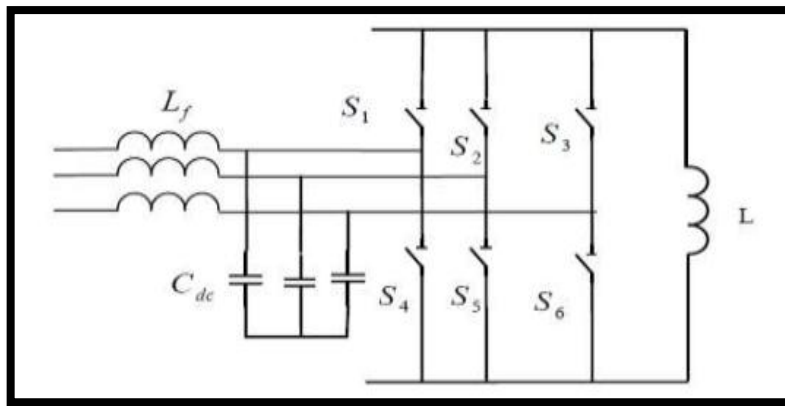


Fig. (II.4): Onduleur triphasé de tension.

L'onduleur de tension est relié au réseau par l'intermédiaire d'un filtre du premier ordre constitué d'une inductance  $L_f$ .

Dans la structure courant l'inductance joue le rôle d'une source de courant continu. Le courant  $i_f$  traversant cette inductance est maintenu quasiment constant pour ne pas dégrader les performances du filtre actif. L'onduleur de courant est relié au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas du second ordre constitué d'une inductance  $L_f$  et d'une capacité  $C_f$ . Ainsi le courant  $i_f$  du filtre actif est égal au courant délivré par l'onduleur filtré par le filtre LC dont la fréquence propre  $\frac{1}{2\pi} \sqrt{L_f C_f}$ . La bande passante du filtre actif est donc essentiellement imposée par le choix de  $L_f$  et de  $C_f$ . Ceux-ci peuvent être dimensionnés de manière à atténuer la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.



**Fig. (II.5):** Onduleur triphasé de courant.

Les interrupteurs sont unidirectionnels. Ils sont formés par des transistors commandés à l'ouverture et à la fermeture. Ceux-ci ne pouvant supporter de tension inverse, ils nécessitent une diode en série [46]. Cette structure est présentée par la figure (II.5) [47].

### II.3.1.2 Circuit de stockage d'énergie :

La source continue de l'onduleur de tension est un condensateur ( $C_{dc}$ ) qui joue le rôle d'une source de tension continue  $V_{dc}$  [17].

Le choix de la tension  $V_{dc}$  et de la capacité de condensateur  $C_{dc}$  affecte la dynamique et la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet, une tension  $V_{dc}$  élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue  $V_{dc}$  causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de  $C_{dc}$ , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Ils doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs et d'autre part pour ne pas dégrader la performance du filtre actif [32].

Pour cette raison, nous pouvons estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des paramètres du système de stockage. Pour démontrer ceci, deux méthodes peuvent être utilisées [7].

☒ **La première méthode** est basée sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif et celle de la charge polluante comme suit:

La valeur efficace du courant de la charge coté alternatif dans les trois phases est:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 d(\omega t)} = I_d \quad (\text{II.5})$$

où:  $I_d$ : représente le courant de charge coté continu.

Le fondamental du courant de la charge est donné par :

$$I_{S_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_S = 0.9 I_d \quad (\text{II.6})$$

Les courants harmoniques produits par la charge représentent la différence entre le fondamentale et la valeur efficace du courant coté alternatif de la charge. Ces courants sont donnés par:

$$\sum_{h=2}^{\infty} I_{S_h} = \sqrt{I_S^2 - I_{S_1}^2} = 0.43 \cdot I_S \quad (\text{II.7})$$

Le filtre actif doit fournir la puissance correspondante aux harmoniques produite par la charge. En choisissant la période de l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur six fois inférieure à celle de la tension du réseau électrique, on peut trouver :

$$C_{dc} \geq \frac{0.43 \cdot I_S}{6f_s(v_{dcmax}^2 - v_{dcmin}^2)} \quad (\text{II.8})$$

où :  $f_s$  la fréquence fondamentale du réseau électrique.

On choisit un taux d'ondulation  $\Delta v_{dc}$  acceptable, généralement de l'ordre de 2%  $\Delta v_{dc}$  [8].

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

$$C_{dc} = \frac{I_h}{v_{dc} \Delta v_{dc} \omega_h} \quad (\text{II.9})$$

où:  $\omega_h$  la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser [7].

### II.3.1.3 Filtre de sortie :

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique [41]. Ce filtre ne permet pas de satisfaire simultanément les deux critères de dimensionnement du filtre de sortie [44] :

➤ assurer la dynamique en du courant.

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{ch} = \frac{d}{dt} \vec{i}_f \quad (\text{II.10})$$

➤ empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique [41].

Une petite valeur de l'inductance du filtre passif assure la dynamique du courant. Contrairement, une valeur relativement grande de celle-là empêche les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau. Une étude comparative entre 5 approches qui permettent de trouver la valeur de  $L_f$  est faite.

Dans ce qui suit on présente deux approches qui permettent de déterminer  $L_f$ :

1)- En négligeant la résistance de ce filtre de couplage on obtient [32],[17]:

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{max} = \frac{v_{fmax} - v_{Smax}}{L_f} \quad (\text{II.11})$$

**Avec:**

$v_{fmax}$ : La valeur maximale de la tension à l'entrée de l'onduleur;

$v_{Smax}$ : La valeur maximale de la tension simple au point de raccordement du filtre.

Pour des petites variations du courant du filtre, on obtient:

$$\frac{\Delta i_f}{\Delta T} = \frac{v_{fmax} - v_{Smax}}{L_f} \quad (\text{II.12})$$

$$\Delta T = \frac{1}{f_{ond}} \quad (\text{II.13})$$

$\Delta T$ : La période de variation du courant du filtre;

$f_{ond}$ : La fréquence de variation du courant du filtre.

En supposant la variation maximale du courant du filtre égale à 25 % de la valeur maximale du

courant du réseau, la valeur de l'inductance de couplage est donnée par:

$$L_f = \frac{v_{fmax} - v_{smax}}{i_{fmax} f_{ond}} \quad (\text{II.14})$$

2)- Le dimensionnement de  $L_f$  peut être réalisé avec la contrainte que pour une fréquence de commutation donnée, la pente du courant  $i_f$  est plus petite que celle d'une porteuse triangulaire définissant cette fréquence de commutation. La pente de la porteuse triangulaire est définie par [32], [17]:

$$\alpha = 4\varepsilon \hat{f}_c \quad (\text{II.15})$$

Telle que:

$\varepsilon$ : est l'amplitude de l'onde triangulaire;

$\hat{f}_c$ : est la fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif.

La pente maximale de  $i_f$ , dans le cas d'un filtre actif à point milieu, est donnée par:

$$\frac{di_f}{dx} = \frac{0.5v_{dc} + v_{smax}}{L_f} \quad (\text{II.16})$$

D'où une valeur de  $L_f$  estimée à:

$$L_f = \frac{0.5v_{dc} + v_{smax}}{L_f} \quad (\text{II.17})$$

Le tableau (II.1) suivant résume l'influence des paramètres  $L_f$ ,  $C_{dc}$  et  $v_{dc}$  sur le comportement du FAP [32]:

**Tableau(II.1):** Influence des paramètres sur le comportement du FAP.

Paramètres	Objectifs	Problèmes
$C_{dc}$	Petit condensateur pour réduire le cout et les pertes (minimiser l'énergie pour charger le condensateur).	Une grande variation de $v_{dc}$ pendant le régime transitoire.
$L_f$	Une petite valeur pour obtenir une réponse rapide ( $\frac{di_f}{dt}$ grande).	Augmentation de la fréquence de commutation qui est limitée par certaine composante électronique. En plus on retrouve les harmoniques à haute fréquence du côté de la source.
$v_{dc}$	Assez grande pour assurer la dynamique de compensation.	Pertes élevées (pour une grande valeur il faut apporter plus de puissance pour charger le condensateur)

### II.3.2 Etude de la partie commande:

Cette section est consacrée à la partie commande du filtre actif, dont laquelle on présente les stratégies de commande du filtre actif, l'identification du courant perturbateur, la commande de l'onduleur, la boucle de verrouillage de la phase et la régulation de la tension du bus continue [32].

#### II.3.2.1 Les méthodes d'identification des courants perturbés :

Les performances du filtre actif dépendent des semi-conducteurs de puissance utilisés pour réaliser l'onduleur et le choix de la méthode utilisée pour compenser la composante harmonique du courant de charge. Afin de commander le filtre actif parallèle, nous devons d'abord identifier les courants harmoniques de la charge polluante, qui servent en effet comme références du filtre actif

parallèle. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées:

- a) Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante;
- b) Identification à partir de la détection du courant de la source;
- c) Identification à partir de la détection de la tension de la source.

La première méthode est la plus appropriée au filtre actif parallèle installé par le consommateur pour compenser les courants perturbateurs causés par ses charges polluantes. Les différentes méthodes d'identification de courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles [32],[9],[14],[17].

✘ Les stratégies de commande dans le domaine fréquentiel sont basées sur le principe de l'analyse de Fourier et nécessitent la périodicité de l'onde polluante. Parmi ces stratégies, La transformée de Fourier rapide (**FFT**), la transformée de Fourier discrète (**DFT**), la transformée de Fourier discrète récursive (**RDFT**) et le filtre de **Kalman** sont les méthodes usuellement utilisées dans le domaine fréquentiel

✘ Les stratégies de commande temporelle sont basées sur le principe de maintenir la tension ou le courant instantané proche d'un signal sinusoïdal, ce avec une tolérance raisonnable. Parmi ces stratégies, on peut citer:

**La méthode des puissances instantanées ( $pq$ ):** Cette méthode offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation, la théorie de référentiel lié au synchronisme ( $dq$ ), la théorie des puissances instantanées dans le référentiel ( $pqr$ ) et enfin la méthode du filtre coupe-bande.

Une autre méthode, appelée la méthode de détection synchrone et reposant sur la transformée de *Park*, a été proposée. Cette méthode se base essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une **PLL**. Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés.

La méthode de puissance instantanée est la méthode la plus connue et appropriée au filtre actif parallèle installé par le consommateur pour compenser les courants perturbateurs causés par ses charges polluantes. C'est pourquoi cette méthode de détection sera employée dans ce travail [7], [32],[14],[10].

### II.3.2.1.a Méthode du filtre coupe-bande (notch filtre) :

Cette technique à l'avantage d'être simple et facile d'implémentation, cette stratégie ne nécessite pas de transformations de coordonnées ou de calculs compliqués.

Dans ce type de commande le courant de charge est filtré par un filtre coupe-bande qui parfois est appelé filtre «*notch*». Ces filtres coupe-bande éliminent la composante fondamentale tout en laissant passer les composantes harmoniques. Ils ont par conséquent la même fréquence de coupure. Le courant de référence ainsi créé permet la génération des signaux de commande des semi-conducteurs de l'onduleur [10].

▪ Ce filtre a trois caractéristiques:

1. Les tensions du réseau électrique ne sont pas nécessaires dans la détection des composantes harmoniques, donc il peut être également employé pour détecter les composantes harmoniques de la tension et du courant;
2. Les séquences fondamentales positive et négative ne peuvent pas être séparées parce genre de filtre;
3. La précision de filtrage dépend des paramètres du filtre choisis comme il est sensible aux variations de la fréquence. En outre, il provoque une erreur de phase [48].

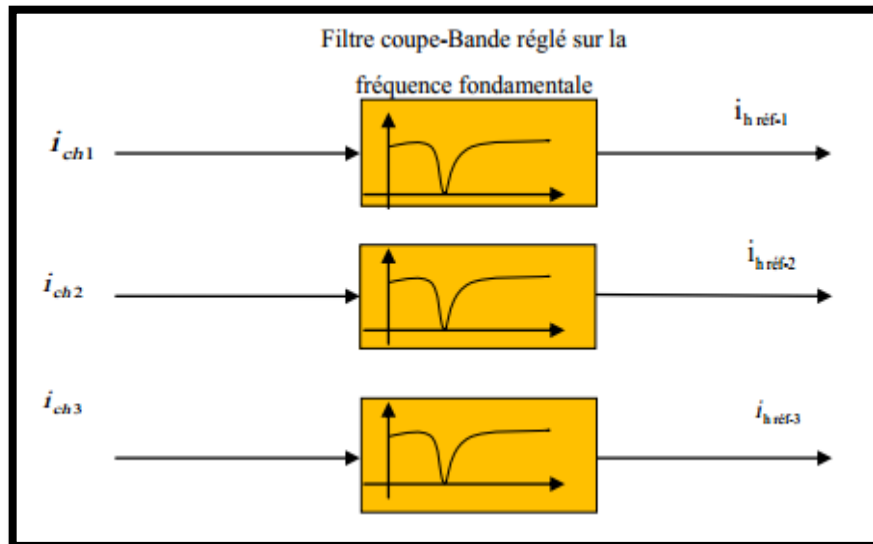


Fig.(II.6): Méthode du filtre coupe-bande (notch filtre) .

### II.3.2.1.b La méthode de puissance instantanée réelle et imaginaire (PIRI) :

La méthode des puissances active et réactive est une technique de compensation bien établie introduite par *Akagi et al., 1984* (souvent dit méthode *pq* ou *pq-theory*) [8].

Cette méthode est basée sur la mesure des variables instantanées triphasées présentes sur le réseau électrique avec ou sans composantes homopolaires. Cette méthode est valide aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire [7],[32],[23],[39]. Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne à un système diphasé ( $\alpha, \beta$ ) en utilisant la transformation de *Concordia* (appelée Transformation de Concordia Directe "*TCD*", permet essentiellement de réduire les contraintes de calcul), afin de calculer les puissances instantanées et réelle imaginaire [49],[8]. Elle permet de transformer la composante fondamentale en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives.

Cette transformation est nécessaire si on veut éliminer facilement la composante continue [32].

#### ➤ La méthode de puissance instantanée réelle et imaginaire (PIRI) avec FPB :

Le principe de cette méthode est énoncé ci-dessous :

En présence des harmoniques, la puissance apparente  $S$  est composée de trois parties: active  $P$ , réactive  $Q$  et déformante  $D$ . Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{II.18})$$

Notons par  $(v_\alpha, v_\beta)$  et  $(I_\alpha, I_\beta)$  les composantes orthogonales du repère  $\alpha$ - $\beta$  associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle ( $V_S$ ) et aux courants absorbés par les charges polluantes ( $I_S$ ).

Soient respectivement les tensions simples et les courants de ligne d'un système :

$$[V_S] = \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix} \text{ et } [I_{ch}] = \begin{bmatrix} I_{cha} \\ I_{chb} \\ I_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

La transformation  $\alpha, \beta, 0$  triphasées permet d'écrire [6]. les relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Et le relation des courants ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cha} \\ V_{chb} \\ V_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

✚ **Remarque:** Il est à noter que le courant du neutre et  $i_n$  le courant homopolaire  $i_0$  sont liés par la relation ci-dessous:

$$i_n = i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3} \quad (\text{II.22})$$

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3}) \quad (\text{II.23})$$

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:

$$\begin{cases} p(t) = v_{S1} i_{ch1} + v_{S2} i_{ch2} + v_{S3} i_{ch3} = p(t) + p_0(t) \\ p(t) = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ p_0(t) = v_0 i_0 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

- $p(t)$  : la puissance réelle instantanée;
- $p_0(t)$  : la puissance homopolaire instantanée.

L'avantage de la transformation  $(\alpha, \beta)$  est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante:

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{S1} - v_{S2}) i_{ch3} + (v_{S2} - v_{S3}) i_{ch1} + (v_{S3} - v_{S1}) i_{ch2}] = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (\text{II.25})$$

A partir des relations (II.24) et (II.25), nous pouvons établir la relation matricielle suivante [33] :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & v_{S\beta} \\ -v_{S\beta} & v_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

La puissance  $q$  ne représente pas la puissance instantanée conventionnelle (puissance réactive) dans le sens où elle est le résultat du produit d'une tension définie sur un axe en quadrature, contrairement à la puissance réactive qui ne considère que la fréquence fondamentale.

La puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques du courant et de la tension. C'est pour cette raison que ce nouveau concept est appelé « puissance imaginaire instantanée » [12].

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 :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

avec:

- $\bar{p}$ : une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.
- $\bar{q}$ : une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.
- $\tilde{p}, \tilde{q}$ : des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Afin d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, il faut connaître avec précision les fréquences des pulsations des puissances instantanées formées à partir de la relation (II.26) [6],[50].

#### a) Séparation des puissances perturbatrices :

Dans la méthode classique des puissances instantanées on utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal. Les deux types de filtre d'extraction sont présentés à la figure suivante:

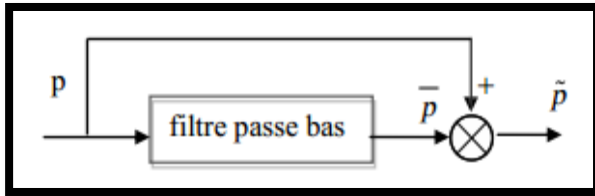


Fig.(II.7.a): Filtre passe bas (FPB).

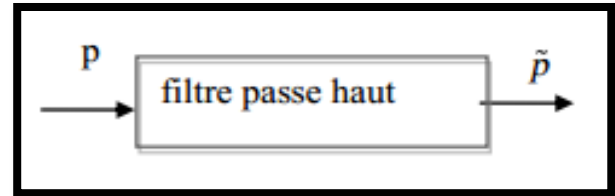


Fig.(II.7.b): Filtre passe-haut (FPH).

L'élimination de la composante fondamentale s'effectue à l'aide de deux filtres de *Butterworth*. Ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes, tel qu'il est montré sur la figure (II.8.a) et figure (II.8.b). Ils n'ont pas donné entière satisfaction car: Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent.

En général, la fréquence de coupure ( $f_c$ ) est choisie assez basse, entre  $35 \text{ Hz}$  et  $65 \text{ Hz}$  ce qui engendre alors une instabilité du filtre actif de puissance lors de variations rapides de la charge.

Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante.

Pour ces raisons, un nouveau type de filtre d'extraction nommé ici Filtre Multi-Variable (*FMV*) a été développé [7],[49],[23].

#### b) Calcul des courants perturbateurs

En inversant la relation (II.25), nous pouvons recalculer les courants dans le repère  $(\alpha, \beta)$  comme le montre l'équation (II.28) :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{S_\alpha}^2 + v_{S_\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{S_\alpha} & -v_{S_\beta} \\ v_{S_\beta} & v_{S_\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

En considérant les équations (II.27) et (II.28), nous pouvons séparer le courant dans le repère  $(\alpha, \beta)$  en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{S_\alpha} & -v_{S_\beta} \\ v_{S_\beta} & v_{S_\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant Actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{S_\alpha} & -v_{S_\beta} \\ v_{S_\beta} & v_{S_\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant Réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{S_\alpha} & -v_{S_\beta} \\ v_{S_\beta} & v_{S_\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant Harmonique}} \quad (\text{II.29})$$

Avec:

$$\Delta = v_{S_\alpha}^2 + v_{S_\beta}^2 \quad (\text{II.30})$$

Supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique. Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère  $(\alpha, \beta)$  revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire instantanées. Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits *courants de référence* ( $I_{h_{ref}}$ ), qui sont à injecter en opposition de phase sur le réseau électrique pour éliminer les

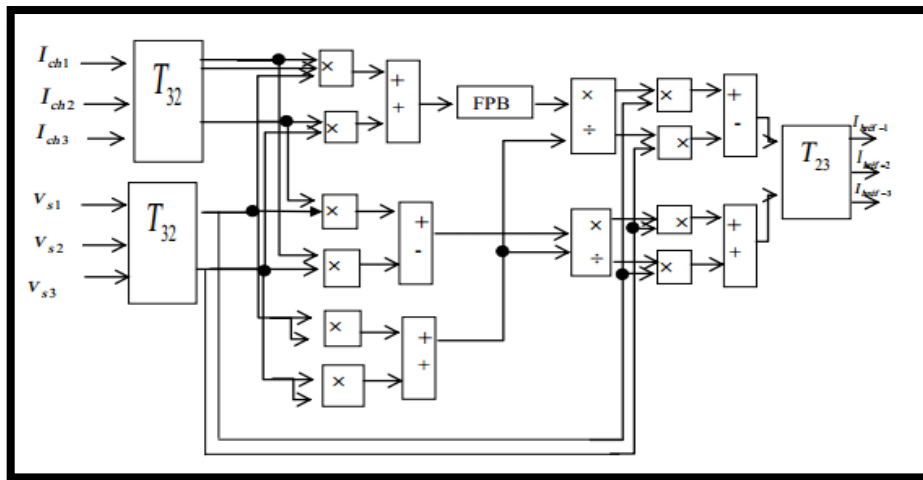
harmoniques, sont calculés à partir de la transformation  $(\alpha, \beta)$  inverse donnée par la relation (II.31):

$$\begin{bmatrix} I_{h_{réf1}} \\ I_{h_{réf2}} \\ I_{h_{réf3}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\alpha} \\ i_{h\beta} \end{bmatrix} \tag{II.31}$$

Avec  $i_{h\alpha}, i_{h\beta}$  : courants perturbateurs calculés dans le repère  $(\alpha, \beta)$  à partir des courants réactifs et harmoniques de la relation [8],[14].

**c) Algorithme d'identification**

La figure (II.9) montre le diagramme de blocs pour le calcul des courants de références correspondant par cette méthode:

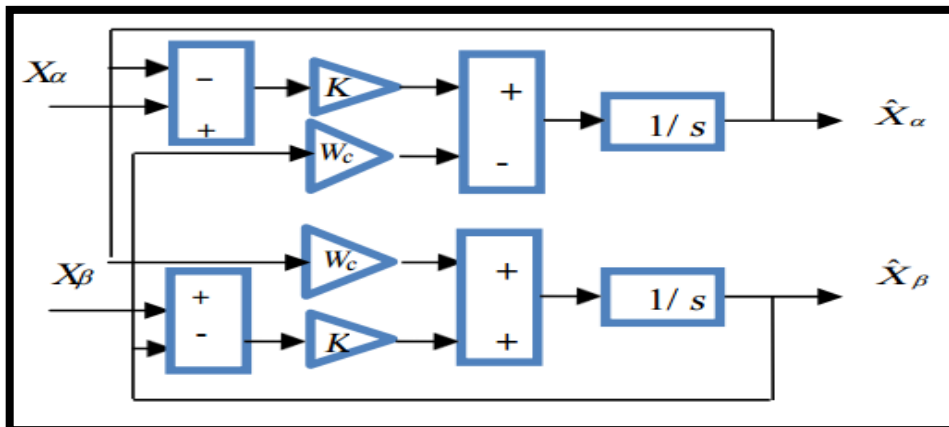


**Fig.(II.8):** Algorithme d'extraction des courants de références par PIRI.

➤ **La méthode de puissance instantanée réelle et imaginaire (PIRI) avec FMV:**

Cette méthode utilise le même principe de la méthode des puissances instantanées avec *FPB* (classique) exploite la transformation de *Concordia* de tensions simples et courants de ligne, afin de calculer les puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées.

Mais les filtres d'extractions (Passe Bas Ou Passe Haut) permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante, Pour ces raisons, un nouveau type de filtre d'extraction nommé ici Filtre Multi Variable (*FMV*) a été développé, Son principe de base s'appuie sur les travaux de *Song Hong-Scok*, et est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux d'entrée (tension ou courant) directement, suivant les axes  $(\alpha, \beta)$  comme cela est présenté à la figure (II.10) [6].



**Fig.(II.9):** Principe de filtre multi variable.

composantes d'entrée  $X_{\beta\alpha}$  sont les suivantes :

$$X_{\alpha}(S) = \left( \frac{k}{S} [X_{\alpha}(S) - X_{\alpha}(S)] - \frac{W_S}{S} X_{\beta}(S) \right) \quad (\text{II.32})$$

$$X_{\alpha}(S) = \left( \frac{k}{S} [X_{\beta}(S) - X_{\beta}(S)] - \frac{W_S}{S} X_{\alpha}(S) \right) \quad (\text{II.33})$$

$$w_S = 2\pi f \quad (\text{II.34})$$

Avec:

$X_{\alpha\beta}$ : Le signal électrique d'entrée selon les axes  $(\alpha, \beta)$  de nature tension ou courant;

$X_{\alpha\beta}$ : Le signal électrique d'entrée selon les axes  $(\alpha, \beta)$  de nature tension ou courant;

$K$ : Constante à fixer.

$W_S$ : Pulsation fondamentale du réseau [6],[32].

### II.3.2.1.c Méthode des puissances instantanées dans le référentiel (pqr):

Cette théorie a été introduite par *H. Kim et al*, dont le principe n'est pas très différent de la théorie (pq). La théorie propose un référentiel spatial (pqr) pour exposer les grandeurs électriques et identifier les harmoniques à compenser. L'axe p est placé sur le vecteur tension, q est un axe situé sur le plan  $(\alpha, \beta, 0)$  et perpendiculaire à p et r est perpendiculaire aux deux axes p et q comme présenté dans la Figure (II.10) [10].

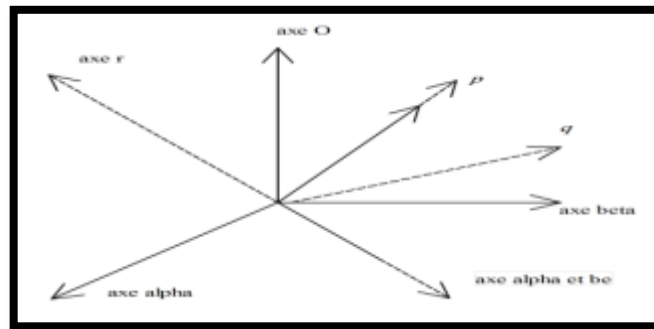


Fig.(II.10): Le schéma vectoriel (pqr).

### II.3.2.1.d La méthode de référentiel lié au synchronisme SRF :

La méthode de référentiel lié au synchronisme, est appelée aussi méthode des courants instantanés (dq). Les courants de la charge sont transformés dans le repère synchrone afin d'extraire la composante harmonique, elle repose sur le calcul des composantes de *Park* (de courant). Elle permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée ou déséquilibrée. On calcule les composantes de *Concordia* et avec une simple rotation de  $\theta$  on trouve les composantes de *Park* [32],[20],[23].

Il y a cinq étapes pour calculer les courants de référence pour un filtre actif parallèle [51],[11]:

➤ **Etape 1:** Les composantes de *Concordia* sont:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{S1} \\ v_{S2} \\ v_{S3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Et le relation des courants ci-dessous:

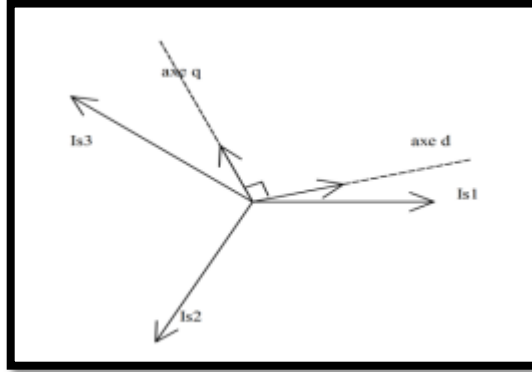
$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch1} \\ i_{ch2} \\ i_{ch3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

➤ **Etape 2:** Les composantes de *Park* sont :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

où  $\omega$  : est la pulsation électrique.

Le schéma vectoriel de passage du repère (*abc*) vers le repère (*dq*) est représenté dans la figure (II.11) :



**Fig. (II.11):** Le schéma vectoriel de passage du (*abc*) vers (*dq*).

On peut décomposer les courants  $i_d$  et  $i_q$  en deux termes, les composantes fondamentales et harmoniques. Les harmoniques se comportent comme une composante alternative et les termes fondamentaux se comportent comme une composante continue, donc on peut écrire

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

avec:

✚  $\bar{i}_d, \bar{i}_q$  : Composante continue (fondamentale) de courant de charge dans le repère *dq*.

✚  $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$  : Composante alternative (harmonique) de courant de charge dans le repère *dq*.

➤ **Etape 3:** De l'étape 2, il est montré que les courants de charge se composent de deux termes.

Pour cette étape, le filtre passe-bas (*FPB*) est utilisé pour séparer les composantes harmoniques  $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$  comme le montre la Figure (II.7.a).

➤ **Etape 4:** Le passage des composantes harmoniques ( $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ ) de repère (*dq*) vers le repère  $\alpha, \beta$  ( $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$ ) en utilisant l'équation suivant:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

➤ **Etape 5 :** Calcule des courants de référence triphasés:

$$\begin{bmatrix} I_{h_{réf1}} \\ I_{h_{réf2}} \\ I_{h_{réf3}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h_\alpha} \\ i_{h_\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Afin d'échanger une puissance contrôlée, l'onduleur doit toujours être synchronisé avec le réseau. Le but du bloc de synchronisation est d'obtenir la phase de la tension instantanée du réseau. Plusieurs techniques sont utilisées, le choix le plus commun consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase (*PLL: Phase locked loop*) [10].

### II.3.2.2 Système à base de PLL :

Diverses perturbations peuvent survenir sur le réseau électrique (creux de tension, harmoniques, déséquilibre ....). Pour nos applications dans le processus de filtrage actif, le déséquilibre de tension réduit sensiblement la qualité de compensation des harmoniques [52].

La **PLL** est la technique la plus répandue pour l'extraction de la composante fondamentale directe de la tension du réseau, son fonctionnement se base sur la transformation de Park pour passer au repère **dq** [10].

En effet, nous venons de voir que l'algorithme de la méthode des puissances **pq(PIRI)** et celui la méthode (**pqr**) suggèrent des tensions d'entrée (la tension du réseau) saines pour pouvoir identifier correctement les courants harmoniques, ce qui n'est souvent pas le cas pratique. Pour la méthode synchrone, on vu qu'au moins l'identification de la phase est obligatoire. Dans ce cas, nous avons montré comment extraire les composantes directe, inverse et homopolaire de la tension triphasée. Nous présentons la méthode de la boucle à verrouillage de phase ou **PLL**, cette technique la plus utilisée [8],[39].

La méthode **PLL** est proposé pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau. C'est un système asservi comprenant un régulateur pour la détection de la pulsation directe de la tension et utilisant une transformation pour passer dans le repère de **Park**. Donc cette méthode détecte les paramètres de la composants fondamentale ( $\hat{\theta}_d, V_m$ ) des tension de source l'équation (II.41). Ces variable sont nécessaires dans l'étape d'identification des courants harmoniques [8], [7],[32],[53].

La phase instantanée est une grandeur importante et indispensable pour les méthodes d'identification. Certaines méthodes sont très sensibles aux changements de fréquence. Il est donc nécessaire de disposer d'une PLL robuste pour améliorer la qualité de la compensation [32].

#### II.3.2.2.a Principe d'un PLL:

Le principe de cette méthode est basé les tensions mesurées sur la réseau  $v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}$  subissent une transformation de **Concordia** directe dans le repère  $(\alpha, \beta)$  afin de travailler dans un repère à deux dimensions  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$  (avec  $\theta_d$  la phase instantanée réelle de la tension direct) sont exprimées dans le repère de **Park** par une rotation  $P(-\hat{\theta}_d)$ , où  $\hat{\theta}_d$  est l'intégrale de l'estimation de la pulsation  $\hat{\omega}_d$  déterminée par le régulateur **PID**). Nous obtenons ainsi  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$ , les tensions directe et quadratique. L'angle de phase de la tension  $v_{sd}$  sera donc  $(\theta_d - \hat{\theta}_d)$ .

Pour satisfaire la condition  $\theta_d = \hat{\theta}_d$  (l'angle de phase réel de la tension directe égal à l'angle de rotation estimé), si cette condition est vérifiée alors la tension sur l'axe **d** est nulle, c'est pourquoi la référence  $v_{d-ref}$  doit être nulle. La **PLL** sera verrouillée lorsque cette condition sera satisfaite [7],[39].

Dans le cas où la tension du réseau est sinusoïdale et équilibrée, on aura:  $\theta_d = \theta_s$ , avec  $\theta_d = \omega_d + \varphi_d$  ou  $\omega_d = \omega_s$  est la pulsation de la tension du réseau et où  $\varphi_d$  l'angle de la composante directe de la tension du réseau.

Dans ces conditions, les tensions mesurées au point de raccordement du filtre actif parallèle sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ \sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

avec:

$v_m$ : l'amplitude de la tension directe, alors les tensions obtenues  $v_{s1}, v_{s2}$  dans le repère  $(\alpha, \beta)$  avec  $\theta_d$ : la phase instantanée réelle de la tension directe, qui n'est autre que la phase instantanée réelle de la tension directe:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ -\cos(\theta_d) \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Ces tensions sont ensuite transformées dans un repère tournant par la transformation de *Park*, avec comme angle de rotation instantané  $\hat{\theta}_d$ , qui est l'intégrale de la pulsation  $\hat{\omega}_d$  estimée par un correcteur. Ainsi, l'angle de phase de la tension  $v_m$  sera  $\theta_d = \hat{\theta}_d$ .

En effet:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_d) & \sin(\hat{\theta}_d) \\ -\sin(\hat{\theta}_d) & \cos(\hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \sin(\theta_d) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} v_m \cos(\theta_d) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_d - \hat{\theta}_d) \\ -\cos(\theta_d - \hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

L'asservissement de phase sera réalisé lorsque le rapport  $\theta_d = \hat{\theta}_d = 0$ . Dans ce cas, l'angle de phase de la tension d'alimentation  $\theta_d$  et l'angle estimé  $\hat{\theta}_d$  sont égaux. Les tensions dans le repère de *Park* seront [7],[39],[8]:

$$v_{sd} = 0 \quad (\text{II.44})$$

$$v_{sq} = -\sqrt{\frac{3}{2}} v_m \quad (\text{II.45})$$

### II.3.2.3 La commande de l'onduleur :

L'objectif de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants perturbés de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux drivers interrupteurs de puissance. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- ✚ la commande par hystérésis.
- ✚ la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [38].

#### II.3.2.3.a La commande par hystérésis:

La commande par hystérésis appelée tout ou rien, est une commande non-linéaire qui utilise l'erreur existante entre le signal de référence et la mesure du signal de sortie de l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé *bande d'hystérésis*, une règle pratique consiste à la prendre à égale 5% du courant nominal, comme le montre la figure (II.12.a).

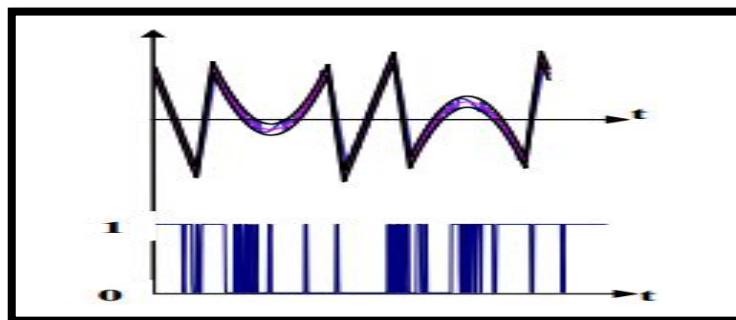
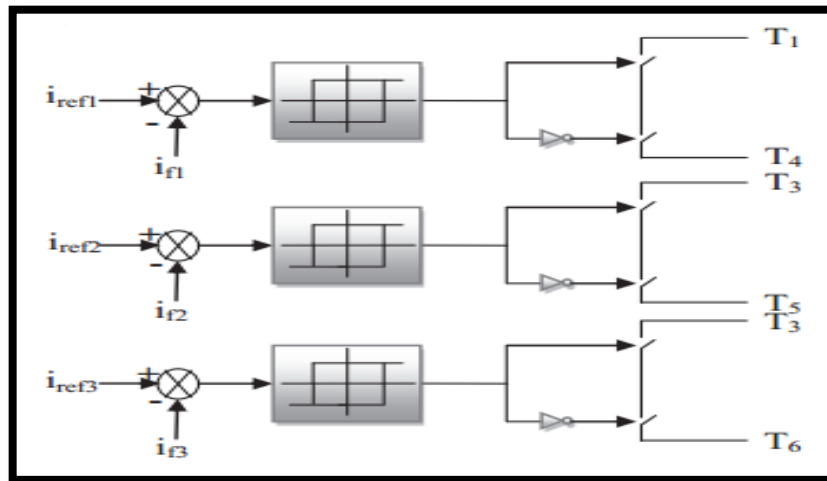


Fig.(II.12.a): Bande d'hystérésis et signal de commande d'un interrupteur.

Chaque sortie de ce gabarit entraîne un changement de configuration des interrupteurs peut être soit ouvert soit fermé la figure (II.12.b) [20],[10],[7].

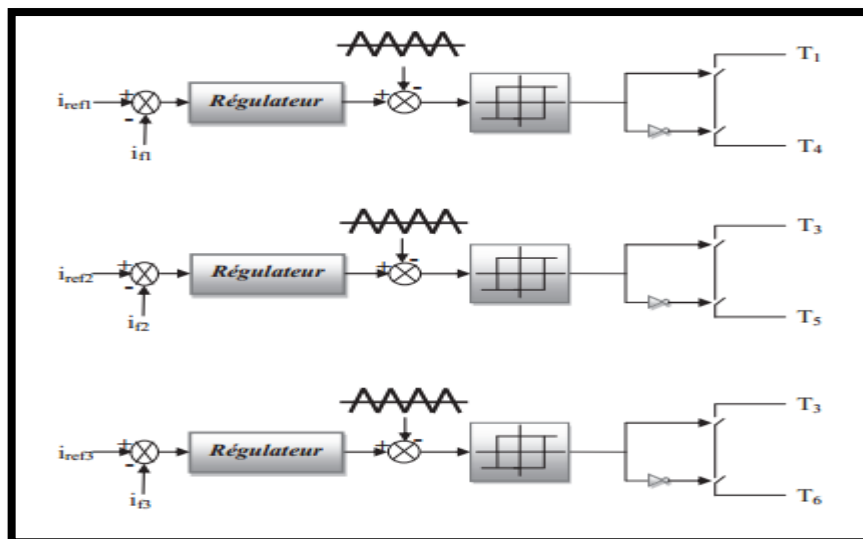


**Fig. (II.12.b):** Commande par hystérésis d'un filtre actif parallèle.

Ce système de contrôle est caractérisé par une fréquence de commutation variable. La mise en œuvre de cette stratégie de contrôle est relativement simple [45]. Le choix de la bande d'hystérésis doit tenir compte d'un certain nombre de conditions liées au fonctionnement de l'onduleur, parmi lesquelles la fréquence de commutation admissible pour les composants semi-conducteurs [10]. Dans ce travail on va utiliser ce type de commande.

### II.3.2.3.b Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale :

Le schéma de principe de la MLI est donné par la figure (II.13). La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) est la technique de commande la plus utilisée, elle résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence.



**Fig. (II.13):** Principe de commande des courants par MLI.

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 Fig. (II.14) [17].

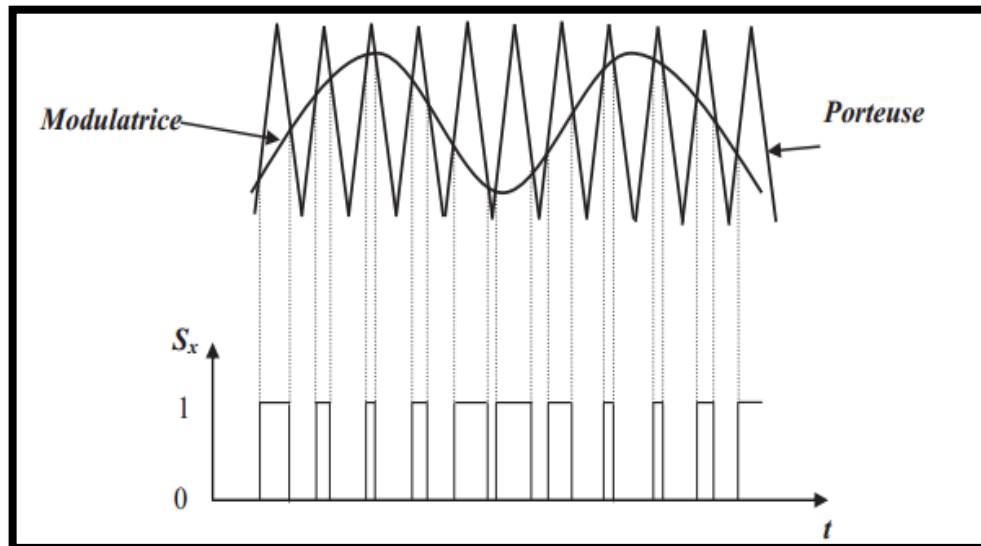


Fig. (II.14) : Commande des interrupteurs par MLI naturelle.

### II.3.2.4 Régulation de la tension continue :

La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais une capacité qui se charge et se décharge. La tension aux bornes de cette dernière n'est pas constante, à cause de sa sensibilité aux échanges de puissance active entre la charge polluant et le réseau. Les pertes dans les composants de puissance font aussi varier la tension aux bornes de la capacité, d'où la nécessité de réguler cette tension de la maintenir à un niveau constant.

Les principales causes susceptibles de la modifier sont:

- ❖ les pertes statique et dynamique dans les interrupteurs de puissance du convertisseur;
- ❖ les pertes dans les inductances de découplage  $L_f$  ;
- ❖ La variation des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante[6].

Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, il faut insérer des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence de filtre actif [6],[41]. Pour cela, nous pouvons un simple régulateur type proportionnel.

En effet, d'une part les courants de référence ne contiennent pas de composantes fondamentales lors du régime permanent, et d'autre part, la puissance nécessaire pour la compensation des pertes est faible. Le régulateur peut être un filtre passe-bas du 1<sup>er</sup> ordre, dont la fonction de transfert est donnée par [54],[12],[15]:

$$G_c(s) = \frac{k_c}{1+\tau_c s} \quad (\text{II.46})$$

La sortie du régulateur  $P_c$  s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice  $p$  et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi  $v_{dc}$ . La puissance  $P_c$  représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension  $v_{dc}$  égale à la valeur de la tension de référence souhaitée ( $v_{dc-ref}$ ) [55].

En négligeant les pertes de commutation dans l'onduleur ainsi que celles dans les inductances de couplage, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur devient:

$$P_c = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.47})$$

Notons que la relation (II.47) est non-linéaire. Pour des faibles variations de la tension  $v_{dc}$  autour

de sa référence  $v_{dc-réf}$ , elle peut être linéarisée à travers les relations suivantes:

$$P_c = C_{dc} v_{dc-réf} \frac{d}{dt} (v_{dc}) \quad (\text{II.48})$$

Appliquons la transformation de *Laplace* sur cette relation, nous obtenons [20],[41]:

$$V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{v_{dc-réf} C_{dc} s} \quad (\text{II.49})$$

A partir de la relation (II.49), et en tenant compte du régulateur proportionnel, la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la figure (II.15). Le choix des paramètres  $k_c, \tau_c$  aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif [14].

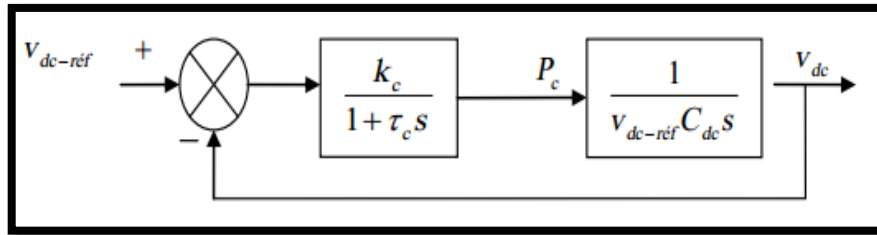


Fig.(II.15): Boucle de régulation de la tension continue.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors:

$$F_c(s) = \frac{k_c}{(1 + \tau_c s)(v_{dc-réf} C_{dc} s) + k_c} \quad (\text{II.50})$$

La fonction de transfert de deuxième ordre est :

$$F_c(s) = \frac{w_c^2}{s^2 + 2\zeta_c w_c s + w_c^2} \quad (\text{II.51})$$

donc:

$$w_c = \sqrt{\frac{k_c}{\tau_c v_{dc-réf} C_{dc}}} \quad (\text{II.52})$$

$$\zeta_c = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{v_{dc-réf} C_{dc}}{\tau_c k_c}} \quad (\text{II.53})$$

### II.3.2.5 Régulation du courant du filtre actif:

En négligeant la résistance de l'inductance  $L_f$ , l'équation reliant la tension qui doit fournir l'onduleur, afin de créer des courants harmoniques en opposition de phase à ceux existant sur le réseau et la tension au point de raccordement est définie par:

$$v_f = v_s + L_s \frac{di_f}{dt} \quad (\text{II.54})$$

La transformation de Laplace de l'équation (II.54) est donnée par:

$$v_f(s) = v_s(s) + L_s I_f(s) \quad (\text{II.55})$$

La relation (II.54) donne la grandeur asservie  $I_f$  en fonction de la grandeur de commande  $v_f$ . On obtient:

$$I_f = \frac{v_f(s) - v_s(s)}{s L_s} \quad (\text{II.56})$$

La tension  $v_f$  donné par la relation (II.55) est composée de deux termes à fréquences différentes. Le premier terme est la tension du réseau qui est facilement mesurable. Le deuxième terme est égal à la tension aux bornes de l'inductance  $L_f$  lorsqu'elle est traversée par un courant égal à celui de la référence. Cette tension doit être générée par un régulateur. Le courant de référence est composé des courants harmoniques avec des fréquences multiples de celle du réseau. Pour éviter les harmoniques dus aux découpages sur le fonctionnement du régulateur, on peut ajouter un filtre passe-bas du premier ordre avant celui-ci. Le schéma de régulation du courant est décrit par la

figure (II.16).

Dans ce schéma,  $G(s)$  représente l'onduleur commandé *MLI* qui peut être modélisé par la relation suivante:

$$G(s) = \frac{v_{dc}}{2v_p} \tag{II.57}$$

avec:

$v_{dc}$ : la tension côté continu de l'onduleur;

$v_p$ : l'amplitude de la porteuse triangulaire;

$\tau$ : représentant le retard causé par le calcul des courants perturbateurs.

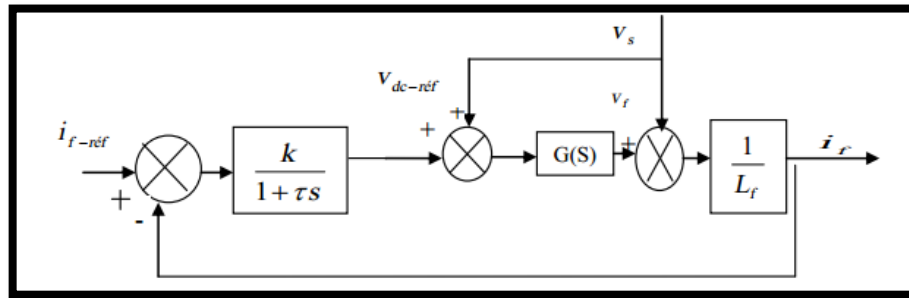


Fig.(II.16): Schéma de la régulation des courants du filtre actif.

Pour que  $v_f$  soit égale à  $v_{f-ref}$ , nous choisissons  $G(s)$  égal à  $1$ . Le schéma de la régulation de ce courant peut alors se simplifier, comme montre la figure (II.17) [54],[20].

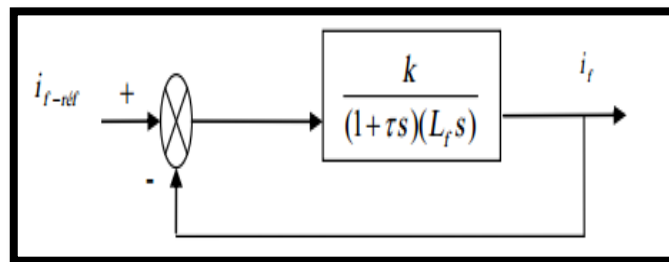


Fig.(II.17): Schéma de la régulation simplifié.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_i(s) = \frac{w_i^2}{s^2 + 2\zeta_i w_i s + w_i^2} \tag{II.58}$$

$$w_i = \sqrt{\frac{k}{\tau L_f}} \tag{II.59}$$

$$\zeta_i = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_f}{k\tau}} \tag{II.60}$$

On remarque que pour obtenir un amortissement suffisant dans la régulation du courant, le produit  $k, \tau$  doit être limité [44].

#### II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement du filtre actif parallèle de puissance, la structure générale du FAP, les différentes méthodes d'identifications des courants de référence où on a consacré la théorie de la puissance instantanée réelle et imaginaire avec (*FPB* et *FMV*) et étudié le principe de base et stratégies de commande de l'onduleur de tension. Finalement, nous avons présenté le circuit de régulation du courant ainsi qu'une boucle de régulation de la tension continue  $v_{dc}$  du filtre actif afin d'assurer un fonctionnement plus stable.

# *Chapitre III*

*La stratégie du contrôle  
direct de puissance du filtre  
actif parallèle.*

### III.1 Introduction:

Après avoir insisté, dans le chapitre précédent, sur l'importance, nous allons présenter ici, la façon de poursuite de ces courants ou puissances dans notre cas. Nous présenterons dans ce chapitre le principe de commande du par la méthode du contrôle direct de puissance.

### III.2 Etude du contrôle direct de puissance (D.P.C.) :

Le principe du contrôle direct a été proposé et il a été développé plus tard dans de nombreuses 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 références et les mesures.

La première application développée visait le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle est connue sous la dénomination de Contrôle Direct de Couple (**D.T.C**). Dans ce cas, le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sont contrôlés sans aucun bloc de modulation. Par la suite, une technique similaire de commande en puissance (**D.P.C**) était proposée par pour une application de contrôle des redresseurs connectés au réseau. Dans ce cas, les grandeurs contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées[25]. Avec la **D.P.C**, il n'y a pas de boucle de régulation encourageant ni d'élément de modulation **MLI**, car les états de commutation de l'onduleur, pour chaque période d'échantillonnage, sont sélectionnés à partir d'une table de commutations, basée sur l'erreur instantanée entre les valeurs de références et celles mesurées ou estimées des puissances active et réactive, et la position angulaire du vecteur de tension de source.

Généralement avec cette stratégie de commande, la tension du bus continu est régulée pour un contrôle de la puissance active et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est obtenu en imposant la puissance réactive à une valeur nulle [12],[56],[1].

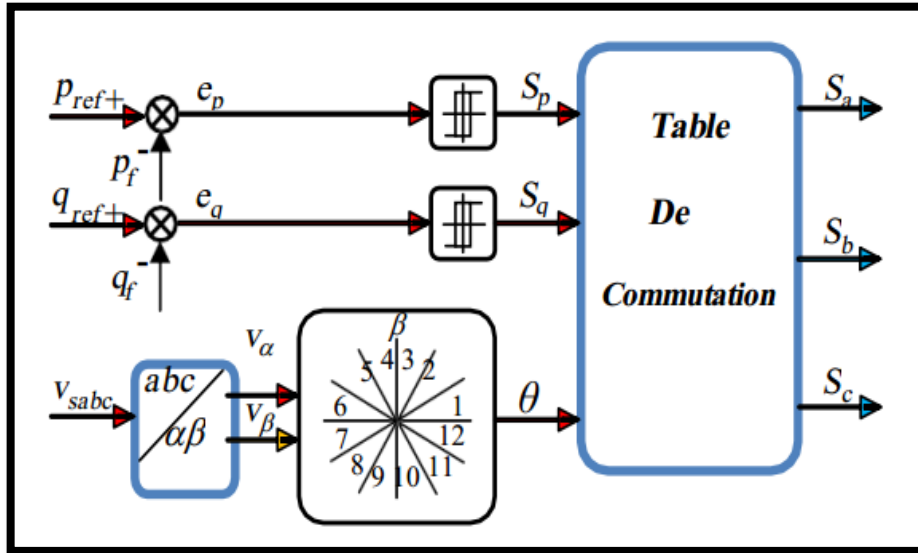
### III.3 Etat de l'art du contrôle direct de puissance :

Le principe de base de commande directe de puissance a été originalement présenté par **Takahashi et al.** en 1986 et il a été développé plus tard pour plusieurs applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsion et les boucles internes des variables contrôlées en les remplaçant par une table de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures. En 1998, **Noguchi et al.** ont introduit la première application pratique du concept de la commande directe de puissance. Cette application est utilisée pour contrôler les puissances instantanées active et réactive du redresseur à **MLI** triphasé sans capteurs de tension du réseau. En 2001, **Malinowski et al.** ont introduit une nouvelle configuration de **DPC** basée sur un estimateur de flux virtuel. Cependant, les deux dernières structures présentent un inconvénient majeur réside dans sa fréquence de commutation variable. Pour surmonter ce problème, dans **Malinowski et al.**, ont présenté un nouveau schéma de commande direct de puissance utilisant une modulation de largeur d'impulsion vectorielle (**SVM**) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante où les régulateurs à hystérésis et la table de commutation sont remplacés par des régulateurs **PI** et une commande **SVM**. Par conséquent, les performances de la commande dépendent fortement de l'aptitude de la boucle des régulateurs **PI**. Récemment, d'autres structures du **DPC** basées sur des approches prédictives ont fait l'objet de publications internationales. Dans ce sens, en 2008, **Cortes et al.**, ont exposé une structure de **DPC** basée sur la commande prédictive. Les avantages principaux de cette stratégie consistent dans l'absence de régulateurs **PI** pour le courant, de transformation de repères et de modulation **MLI**. Une année plus tard, dans , une commande basée sur l'application des règles floues des règles floues a été proposée. Dans ce cas, les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive, converties en

variables floues, sont utilisées directement pour la sélection du vecteur de commande adéquat. Plus récemment encore, **Portillo et al**, ont proposé d'appliquer la commande directe de puissance pour le convertisseur triphasé *NPC* à trois niveaux. Par ailleurs, il est intéressant de mentionner que la majorité des travaux utilisant la commande *DPC* est appliquée aux redresseurs à *MLI* et peu s'intéressent aux filtres actifs [1].

**III.4. Principe du DPC classique:**

La **figure (III.1)** [1],[57] montre la configuration globale de la commande directe de puissance appliquée au *SAPF*. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (*DTC*) des machines à induction.



**Fig. (III.1):** Configuration générale 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 l'erreur numérisée  $S_p, S_q$  qui sont limitées par une bande d'hystérésis, aussi bien que sur la position angulaire de la tension au point de raccordement de la charge au réseau *PCC*. Le plan  $(\alpha, \beta)$  est divisé en douze secteurs pour déterminé le secteur de travail [58].

**III.5 Stratégie du contrôle direct de puissance du SAPF :**

La stratégie de commande *D.P.C* appliquée au *SAPF* est illustrée sur le synoptique de la **figure (III.2)**. Elle consiste à sélectionner l'état approprié à partir d'une table de commutation basée sur les erreurs, qui sont limitées par une bande d'hystérésis, présentes dans les puissances active et réactive [53]. Deux aspects importants garantissent un fonctionnement viable du système :

- Une détermination exacte des états de commutation.
- Une estimation rapide et précise des puissances active et réactive.

**III.5.1 Calcul des puissances instantanées :**

Basée sur la mesure des tensions et courants de source, les puissances active être active instantanées peuvent être calculées par les expressions :

$$P_S(t) = V_{S_a} \cdot i_{S_a} + V_{S_b} \cdot i_{S_b} + V_{S_c} \cdot i_{S_c} \tag{III.1}$$

$$Q_S(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{S_a} - V_{S_b}) \cdot i_{S_c} + (V_{S_b} - V_{S_c}) \cdot i_{S_a} + (V_{S_c} - V_{S_a}) \cdot i_{S_b}] \tag{III.2}$$

Toutefois, le nombre des capteurs requis augmente le coût et réduit la fiabilité du système. Par conséquent, afin d'estimer correctement la puissance et en même temps de réduire le nombre de capteurs de tension, Nogauchi propose l'utilisation d'un estimateur du vecteur de

tension [59][12].

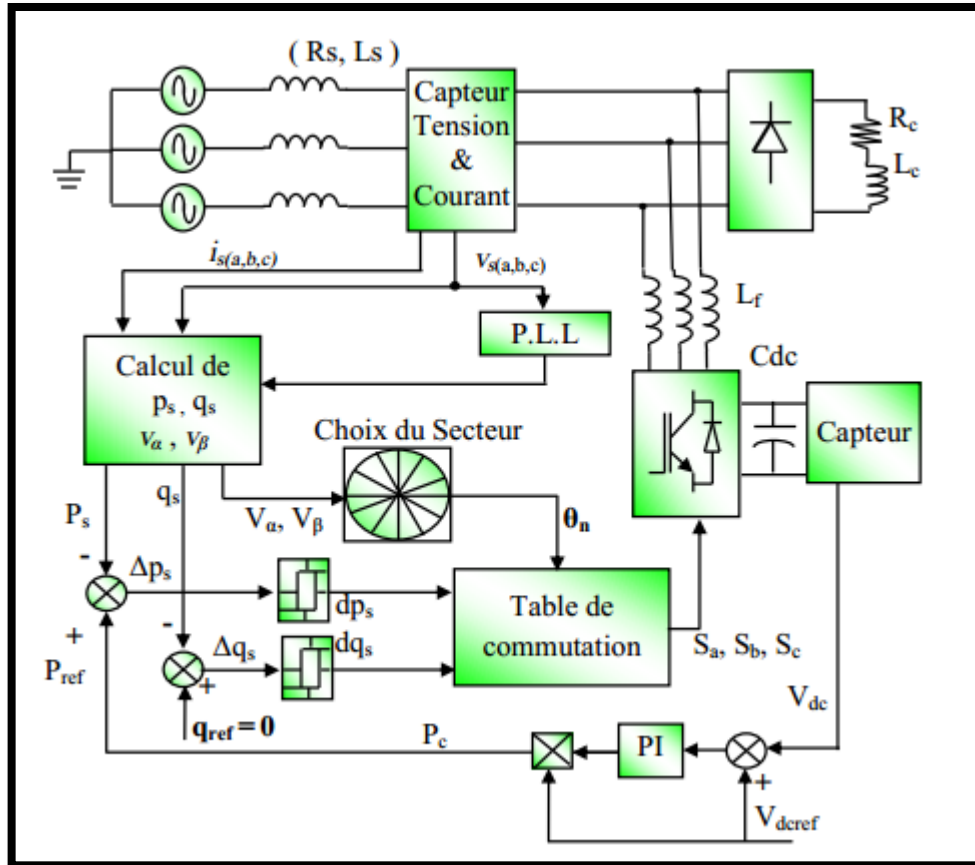


Fig. (III.2): Synoptique de contrôle du SAPF avec la commande DPC.

### III.5.2 Contrôleur à hystérésis :

Le mode de commutation du convertisseur est réalisée de façon à ce que l'erreur entre la valeur de référence de la puissance active instantanée,  $P_{ref}$ , et la valeur mesurée,  $P_s$ , rentre dans la bande d'hystérésis  $2\Delta p_s$ . De la même façon, l'erreur de la puissance réactive doit rester dans la bande d'hystérésis  $2\Delta q_s$ .

Pour y parvenir, les erreurs des puissances active et réactive instantanées sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis de deux niveaux, dont les sorties ( $dp_s$  et  $dq_s$ ) sont mises à 1 lorsqu'il faut augmenter la variable de contrôle ( $p_s$  et  $q_s$ ) et à 0 lorsque la variable de contrôle doit rester inchangée ou doit diminuer.

$$\begin{cases} dp_s = 1 & p_{ref} - p_s \geq \Delta p_s & (III.3) \\ dp_s = 0 & p_{ref} - p_s \leq \Delta p_s & (III.4) \\ dq_s = 1 & q_{ref} - q_s \geq \Delta q_s & (III.5) \\ dq_s = 0 & q_{ref} - q_s \leq \Delta q_s & (III.6) \end{cases}$$

Ainsi, la table de commutation reçoit le changement de l'entrée et commute la sortie sur un vecteur approprié qui permettra à l'onduleur de modifier l'état des puissances active et réactive instantanées. Le niveau de sortie du contrôleur à hystérésis est maintenu jusqu'à ce que le signal d'erreur atteigne la bande inférieure, où la sortie commutée à zéro (Fig. (III.3)).

Bien que la sortie du contrôleur soit maintenue jusqu'à ce que l'erreur parvienne à l'autre bande, la table de commutation peut commuter sur un autre vecteur de sortie suite à un basculement du deuxième contrôleur à hystérésis ou à une modification de la position du vecteur de tension [60].

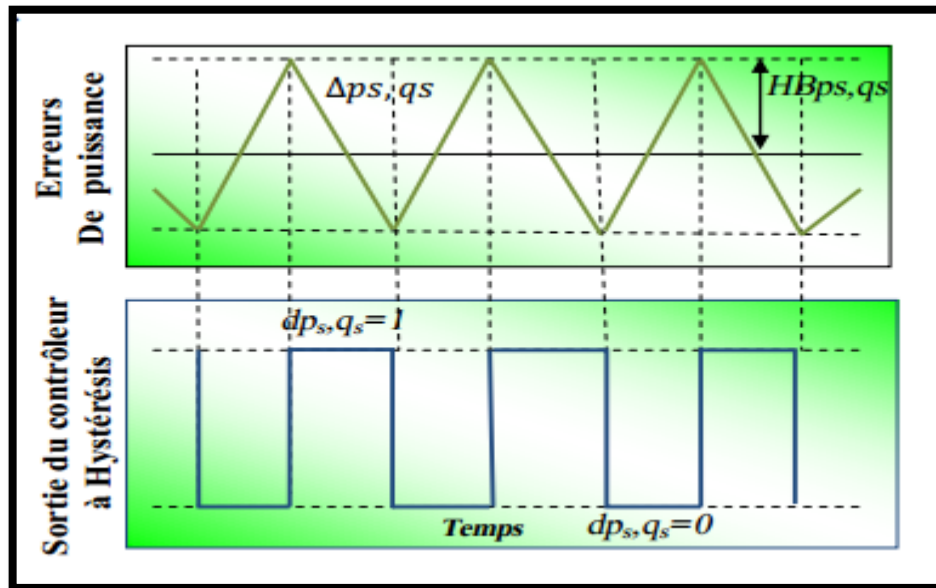


Fig. (III.3): Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux.

### III.5.3 La position angulaire $\theta_n$ :

La phase du vecteur de tension du réseau est convertie en signal numérisé; (position angulaire). Le calcul de cette position nécessite la connaissance des composantes  $\theta_n$  (position angulaire). Le calcul de cette position nécessite la connaissance des composantes  $e_\alpha$  et  $e_\beta$  qui peuvent être calculées à partir de la transformation des tensions du réseau du plan triphasé  $abc$  au plan stationnaire  $\alpha - \beta$  :

$$\theta_n = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \tag{III.7}$$

A cet effet, les coordonnées stationnaires sont divisées en 12 secteurs pour optimiser les performances du  $FAP$ , comme il est montré sur la Figure (III.4). Les secteurs peuvent être numériquement exprimés comme suit [61]:

$$(n - 2) \cdot \frac{\pi}{6} \leq (\theta_n - 1) \leq (n - 1) \cdot \frac{\pi}{6}, n = 1, 2, 3, \dots \dots 12. \tag{III.8}$$

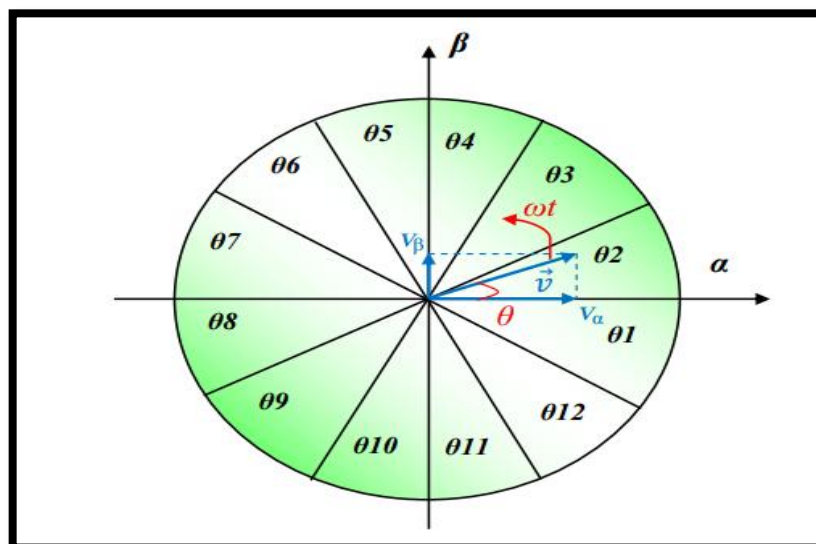


Fig. (III.4): Plan  $\alpha$ - $\beta$  divisé en douze secteurs pour détecter la phase du vecteur de la tension.

### III.5.4 Table de commutation :

La table de commutation, désignée par classique dans le présent manuscrit, a été élaborée par l'initiateur **DTC** et présentée initialement dans puis ultérieurement par **M. Malinowski**.

La table de commutation peut être considérée comme le cœur de la commande directe en puissance. Elle sélectionne un vecteur de tension de l'onduleur approprié pour permettre le déplacement des puissances active et réactive instantanées dans la direction désirée, en se basant aussi sur la position du vecteur de la source et des erreurs des puissances active et réactive [60].

Les régulateurs à hystérésis à deux niveaux pour les puissances active et réactive instantanées peuvent être décrits comme suit :

- ◆ Pour la puissance active :

$$\begin{cases} \text{Si } P^* - P \geq HBp & sp = 1 \\ \text{Si } P^* - P \leq -HBp & sp = 0 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

- ◆ De même manière pour la puissance réactive :

$$\begin{cases} \text{Si } q^* - q \geq HBq & sq = 1 \\ \text{Si } q^* - q \leq -HBq & sq = 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

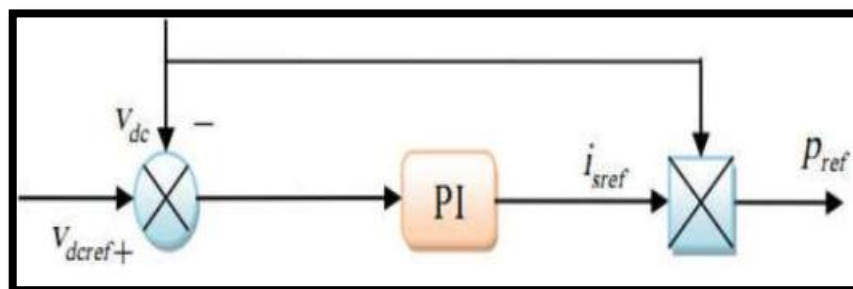
En utilisant cette table de commutation ; les états de commutation optimales du convertisseur peuvent être sélectionnés de manière unique à chaque instant spécifique selon la combinaison des signaux d'entrée numérisés comme il est montré sur le **Tableau (III.1)**.

**Tableau (III.1):** Table de commutation pour la DPC .

$d_p$	$d_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	0	$V_6$	$V_7$	$V_1$	$V_0$	$V_2$	$V_7$	$V_3$	$V_0$	$V_4$	$V_7$	$V_5$	$V_0$
	1	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_0$	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_0$	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_0$
0	0	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$
	1	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$
$V_1(100), V_2(110), V_3(010), V_4(011), V_5(001), V_6(101), V_7(111), V_0(000)$													

### III.5.5 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 ( $V_{dc}$ ) donne la puissance active de référence ( $P_{ref}$ ) [62].



**Fig. (III.5):** Régulation de la tension continue.

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

$$\mathbf{u}(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III.11})$$

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

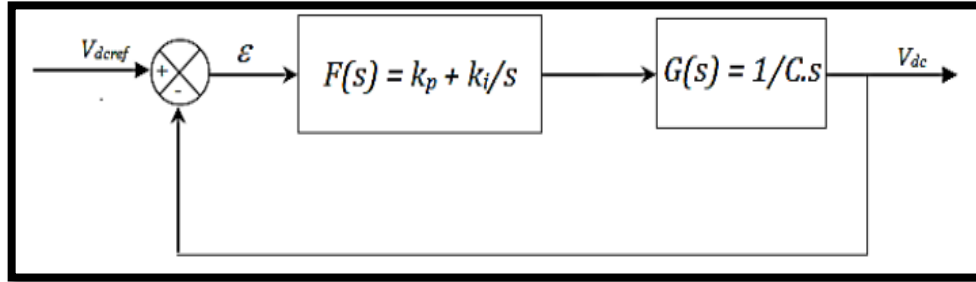
$k_p$  et  $k_i$  représentent respectivement les gains des actions proportionnelle et intégrale du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$F(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{III.12})$$

Où  $s$  est l'opérateur de Laplace.

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



**Fig. (III.6):** Régulation de la tension continue avec un correcteur PI.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{F(s).G(s)}{1+F(s).G(s)} \quad (\text{III.13})$$

On obtient :

$$H(s) = \frac{k_p.s + k_i}{C.s^2 + k_p.s + k_i} \quad (\text{III.14})$$

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

$$F(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n.s + \omega_n^2} \quad (\text{III.15})$$

Par analogie entre les expressions (III.13) et (III.14) on trouve :

$$\begin{cases} k_p = 2.C.\xi\omega_n \\ k_i = C.\omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Le courant continu de référence est exprimé par :

$$I_{dc-ref} = I_{c-ref} + I_{ch} \quad (\text{III.17})$$

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

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

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

La puissance active de référence est donnée par [63] :

$$p_{ref} = v_{dc ref} . I_{dc ref} \quad (\text{III.18})$$

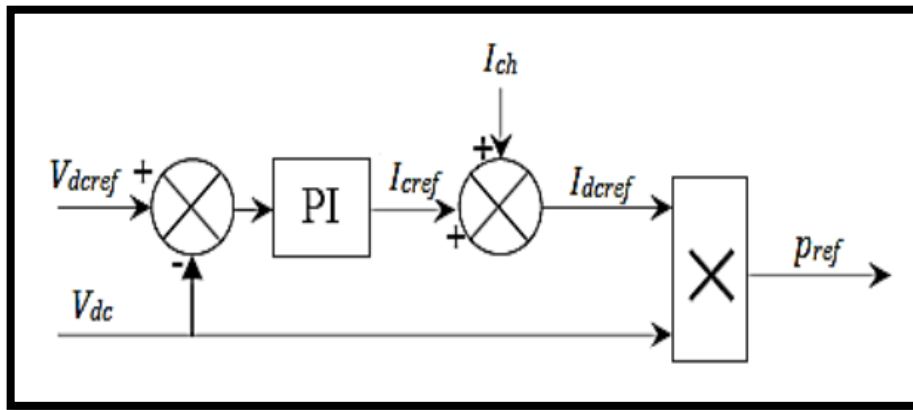


Fig. (III.7): Calcul de la puissance de référence.

### III.6.Principe du DPC proposé:

Afin d'améliorer les performances de la *DPC* en conditions non idéales, une nouvelle *DPC* est développée. Nous présentons dans cette section, une configuration du *DPC* pour le *SAPF* triphasé utilisant une nouvelle approche pour l'identification des puissances de référence. Dans ce cas, l'extraction des puissances de référence n'est plus basée sur le filtre passe-bas, mais elle est basée sur le filtre multi-variable qui déjà étudié dans le *Chap. II*. De manière similaire à la méthode précédente avec deux filtres passe-bas, notre démarche consiste à remplacer les deux filtres passe-bas par deux filtres multi-variables selon le schéma présenté sur la **figure (III.8)** [1],[57].

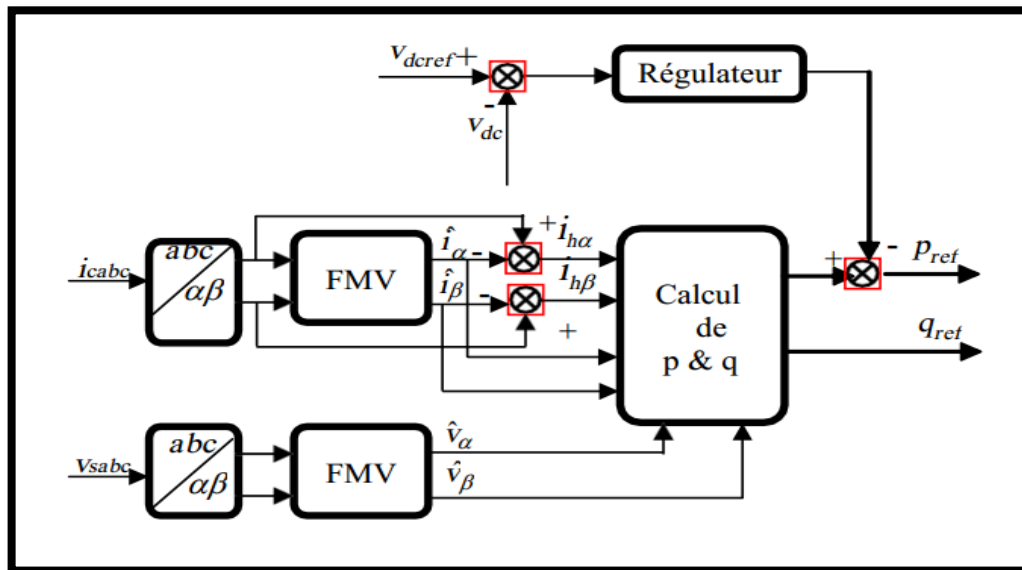


Fig. (III.8): Schéma de principe de génération des puissances instantanées de référence pour DPC proposée.

### III.7 Conclusion:

Dans ce chapitre, pour contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux électriques de distribution, nous avons présenté la configuration de la commande directe de puissance appliquée au filtre actif parallèle.

En dernier, pour évaluer la commande *DPC*, dans le chapitre suivant, nous simulerons le filtre actif parallèle sur la base de cette méthode.

# *Chapitre IV*

*Simulation de l'ensemble  
réseaux, filtre actif parallèle  
et charge polluante.*

### IV.1 Introduction:

Après avoir étudié les différentes algorithmes d'identification des courants harmoniques, les stratégies de commande, et de régulation de filtre actif parallèle, nous allons présenter les résultats de simulations du filtre actif parallèle commandé par la technique contrôle direct de puissance (DPC).

### IV.2 Modélisations de l'ensemble (réseaux électrique, FAP et charge polluante):

La modélisation d'un système revient à trouver les équations mathématiques qui décrivent son fonctionnement [67].

#### IV.2.1 Modélisation du réseau:

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court-circuit, d'où la représentation du réseau par un système de F.E.M triphasées équilibrées en série avec une impédance figure (IV.1) [65] [66].

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot E \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{VI.1})$$

$$Z_s = R_s + jL_{sw} \quad (\text{VI.2})$$

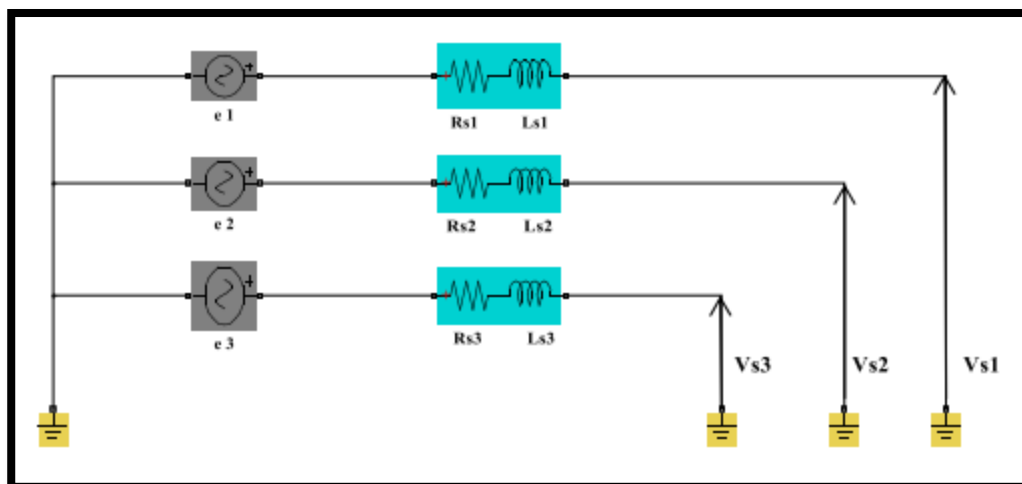


Fig. (IV.1):Schéma synoptique d'un réseau triphasé.

#### IV.2.2 Modélisation de la charge polluante (Redresseur à diode):

La charge polluante est matérialisée par un pont redresseur à diodes représenté sur la figure (IV.2), débitant sur une charge inductive R-L. Les redresseurs absorbent des courants non sinusoïdaux et considérés comme des générateurs d'harmonique de courants d'ordre  $6h \pm 1$ .

Pour pouvoir filtrer les harmoniques, il convient d'abord de les identifier. Cette charge est modélisé comme étant des sources de courants parfaits (les semi-conducteurs sont considérés parfaits).

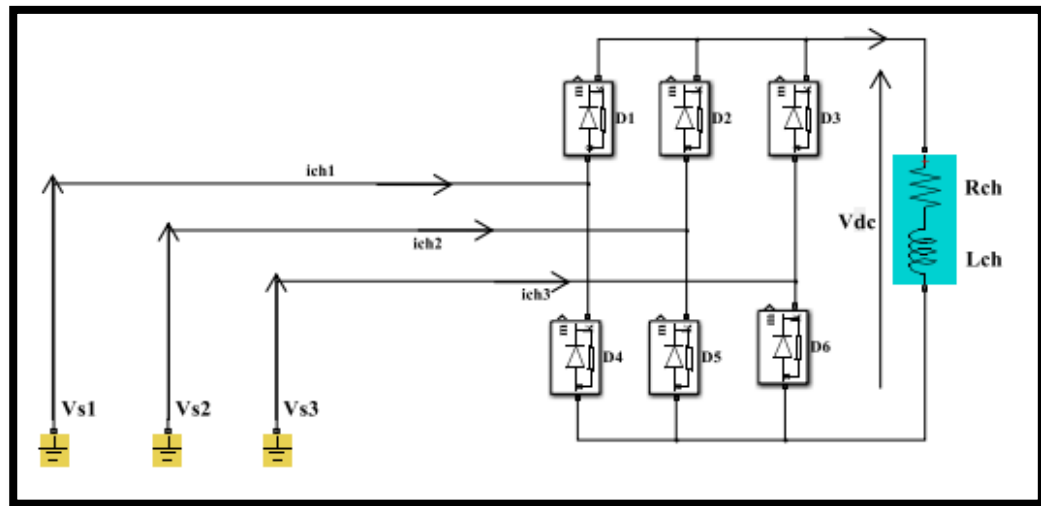


Fig. (IV.2): Schéma d'une charge non-linéaire (un pont redresseur).

#### IV.2.3 Modélisation du filtre actif (ou de l'onduleur) :

La Figure (IV.3) présente un onduleur triphasé à structure de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un transistor (**GTO** ou **IGBT**) et d'une diode en antiparallèle. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur  $C_{dc}$  de tension  $V_{dc}$ . Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre ( $L_f, R_f$ ) employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique[67].

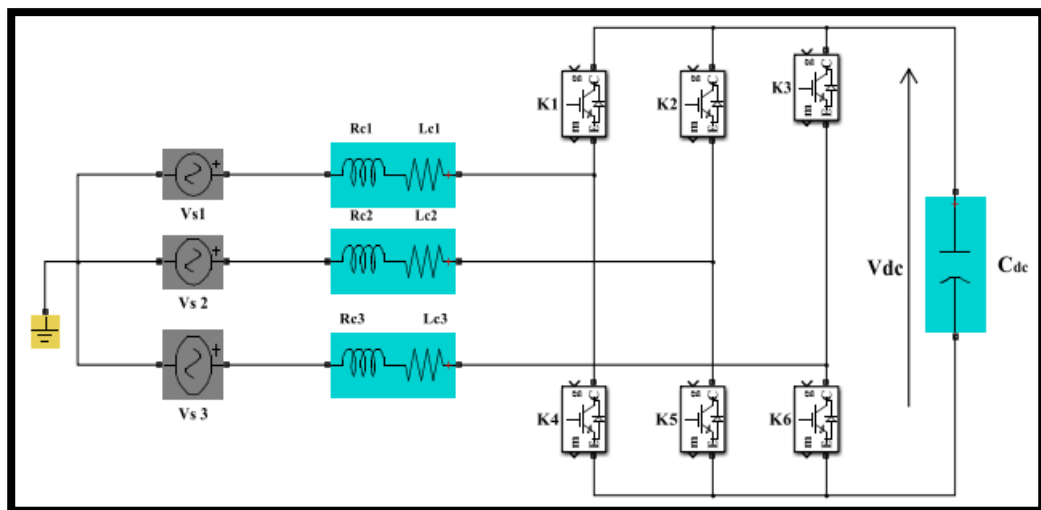


Fig. (IV.3): Onduleur de tension triphasé.

#### IV.3 Schéma de simulation d'un DPC :

Les programmes de simulation développés ont été effectués en utilisant le logiciel Matlab/Simulink qui permet de visualiser sur un intervalle de temps donné l'évolution des courants et de la tension dans les différentes branches du circuit de la figure (IV.4) [12].



Le calcul des puissances actives et réactives instantanées est basé sur la mesure des tensions, et des courants de source, ils sont calculés comme suit :

$$P_s(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \tag{VI.3}$$

$$Q_s(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{sa} - V_{sb}) \cdot i_{sc} + (V_{sb} - V_{sc}) \cdot i_{sa} + (V_{sc} - V_{sa}) \cdot i_{sb}] \tag{VI.4}$$

- ♦ La figure (IV.5) ,ontre l est calculé en MATLAB/SIMUIK comme suit :

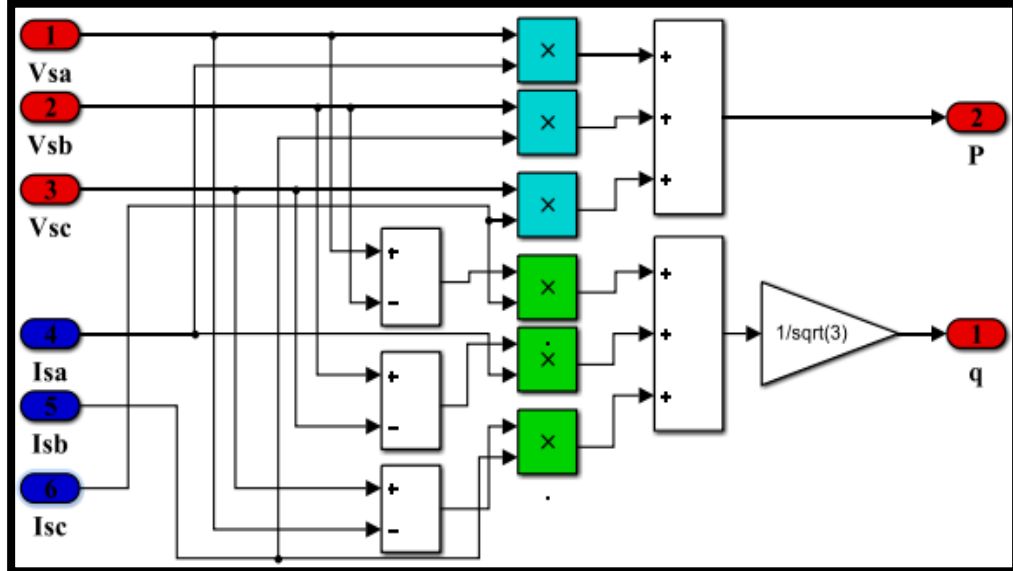


Fig. (IV.5):Schéma bloc de calcul des puissances active et réactive .

- ♦ La transformation des systèmes triphasé en biphasé sous Matlab-Simulink comme suit :

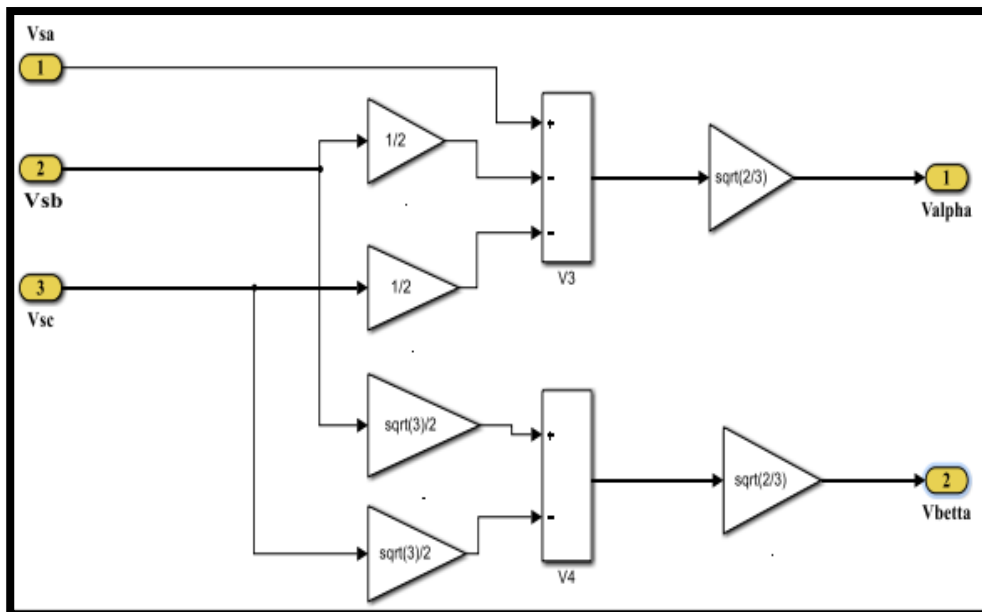


Fig. (IV.6): Schéma bloc du transformation des systèmes triphasé en biphasé

## IV.4.1 Comportement du FAP en régime permanent:

## IV.4.1.1 Compensation des courants harmoniques:

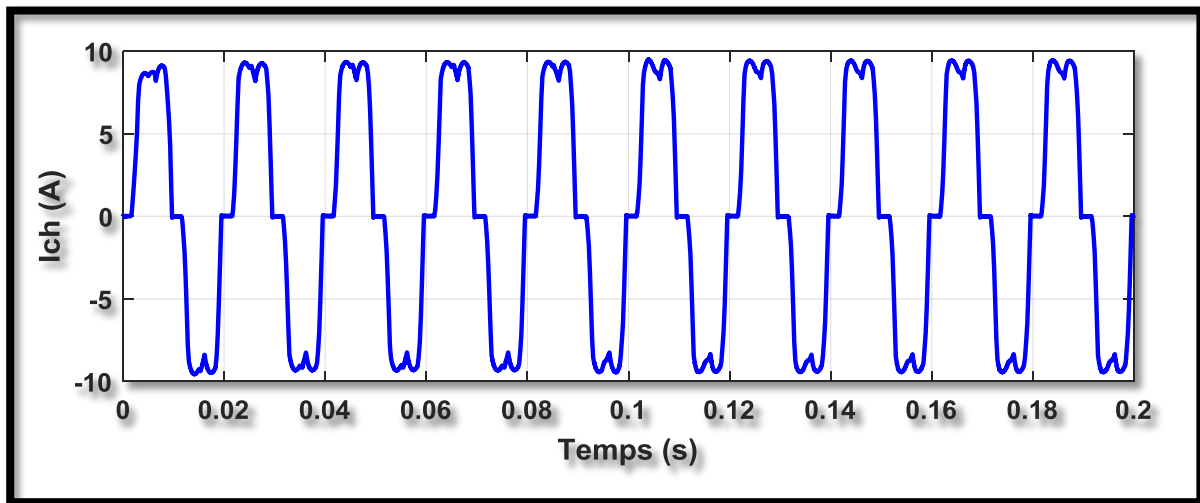
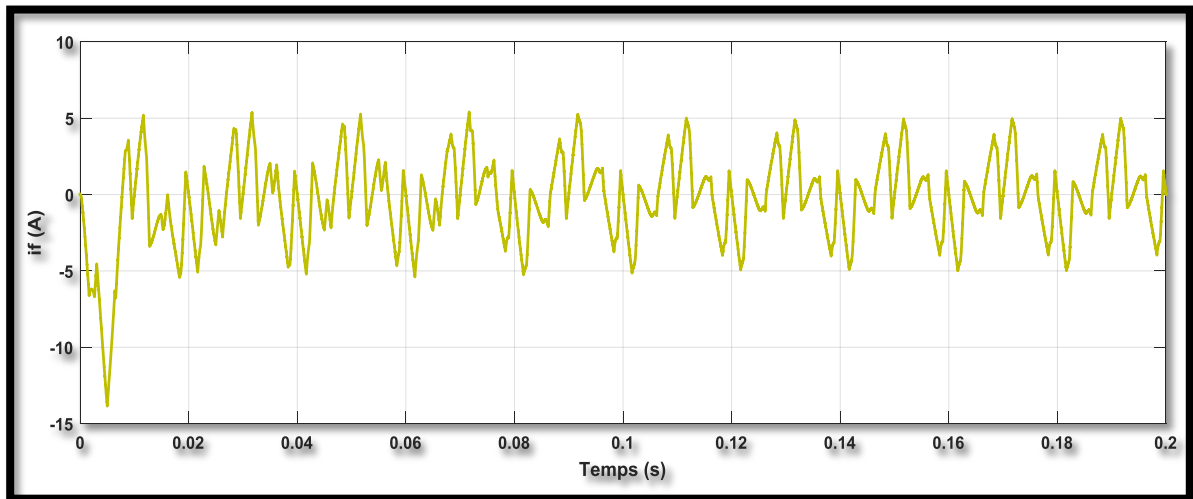
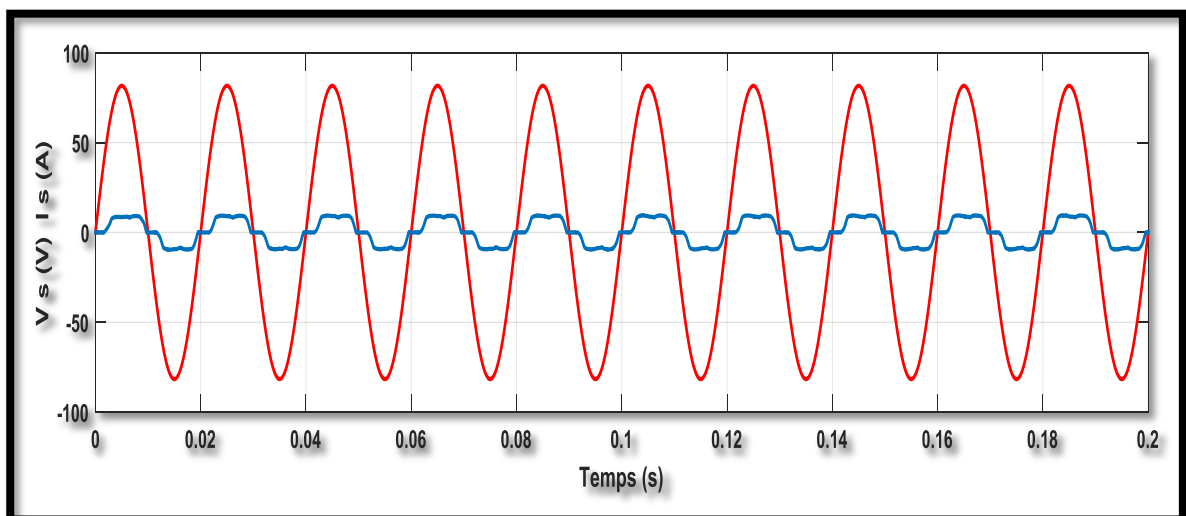


Fig.(IV.7):Courant de charge.

Fig. (IV.8): Résultats de simulations de: Courant harmonique  $I_h$ .Fig. (IV.9):La tension  $V_s$  et courant  $I_s$  de la source.

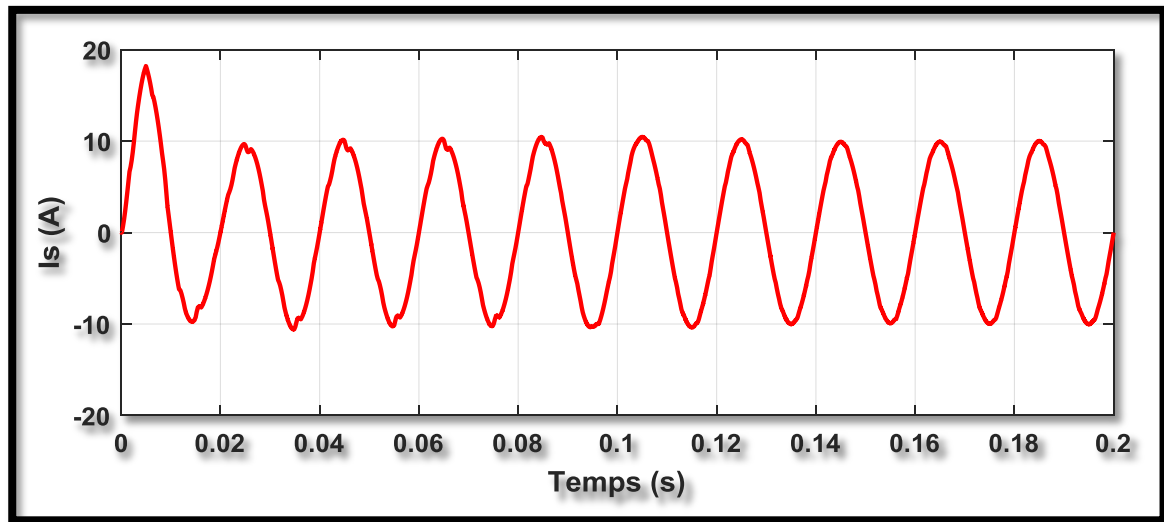


Fig. (IV.10): Courant source  $I_s$  après filtre et son analyse spectrale.

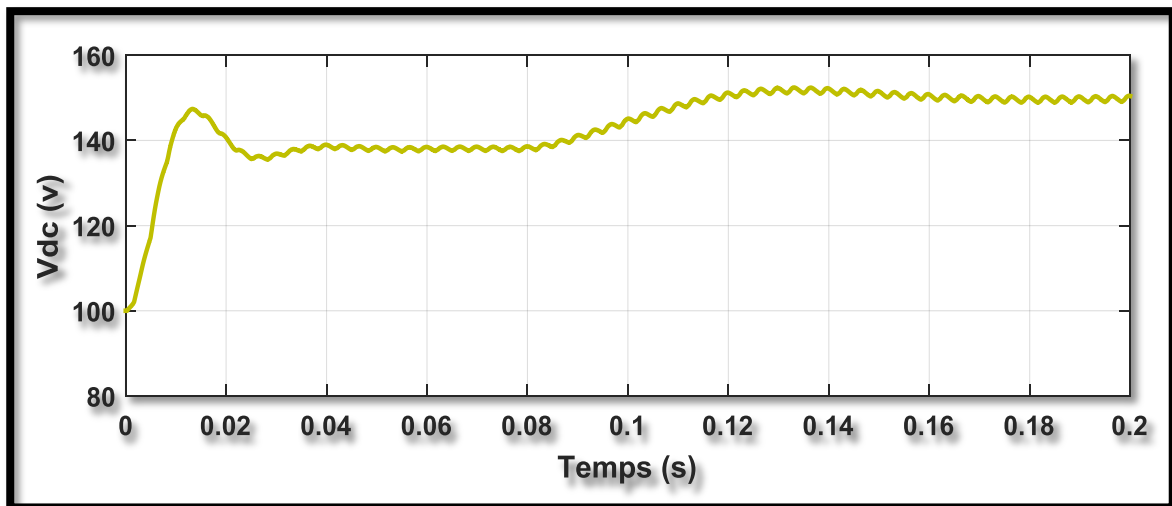


Fig. (IV.11): La tension aux bornes du condensateur.

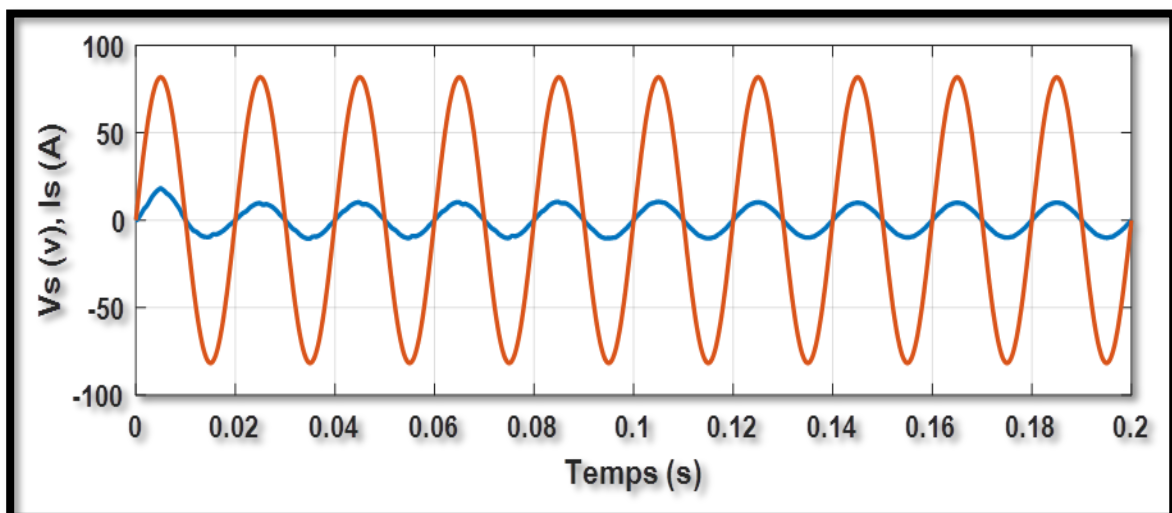


Fig. (IV.12): Résultats de simulations de:  $I_s$  : Courant de source et  $V_s$  : Tension de source.

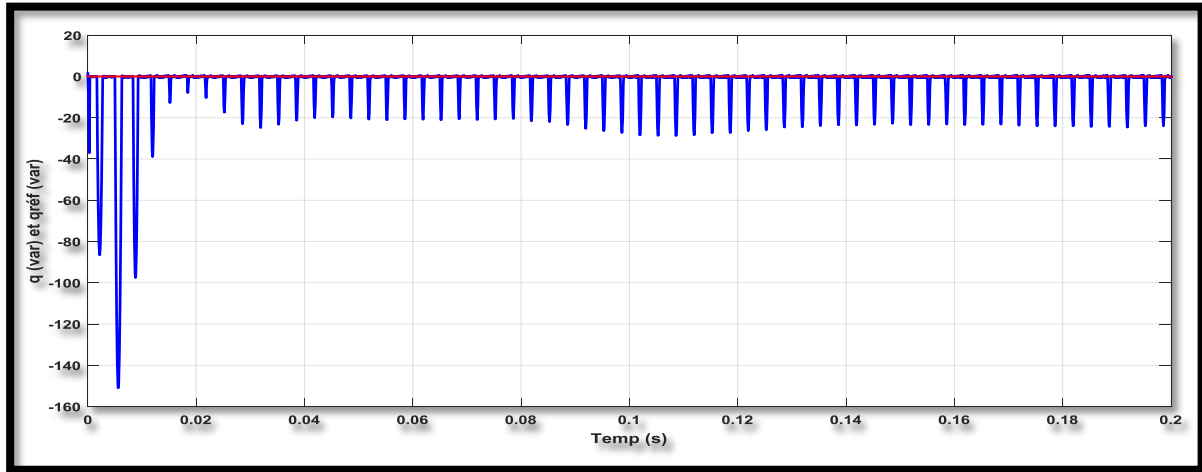


Fig. ( IV.13):Résultats de simulations de : $q$  et  $q_{réf}$ .

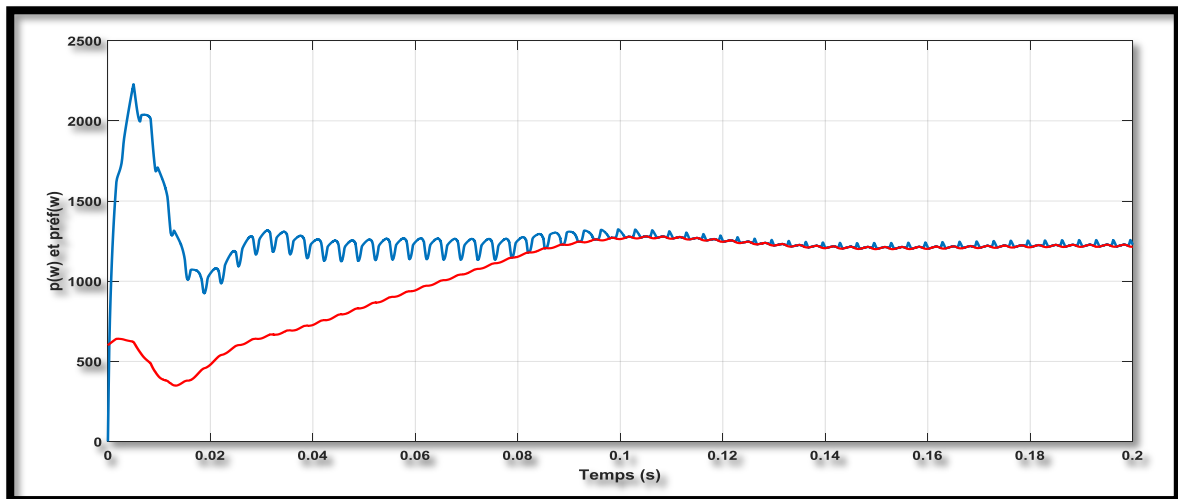


Fig. ( IV.14):Résultats de simulations de : $p$  et  $p_{réf}$ .

- Le taux de distorsion d'harmonique a été mesuré,  $THD_i = 22.70\%$

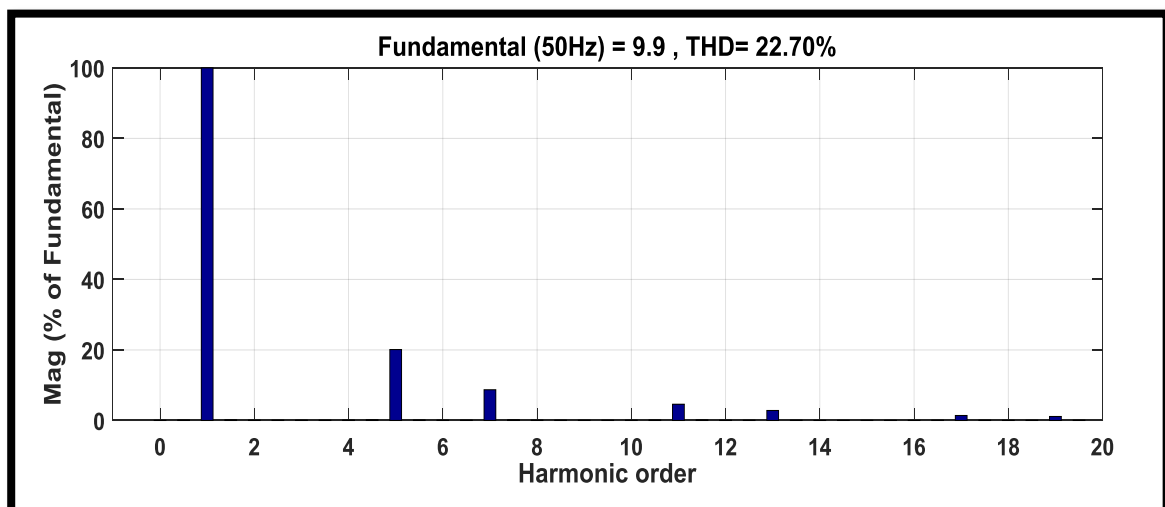


Fig. (IV.15):THD avant le filtrage.

- Le taux de distorsion d'harmonique a été mesuré  $THD_i = 1.44\%$ .

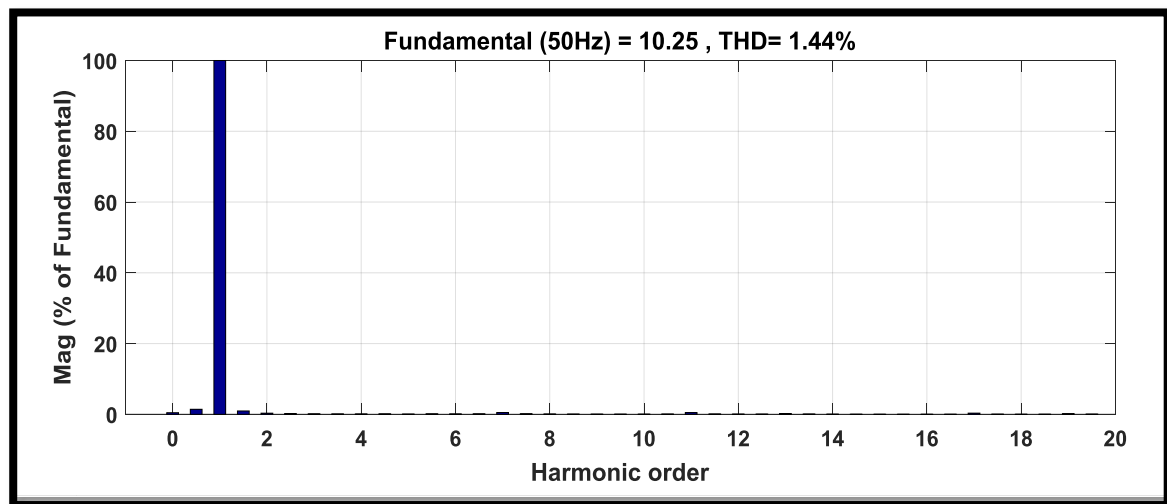


Fig. (IV.16): THD après le filtrage.

#### IV.4.2 Comportement du FAP en régime dynamique (changement de la charge):

Pour étudier le comportement du FAP en régime dynamique, nous avons appliqué de variation de la charge non linéaire, c'est-à-dire passage de la charge(1) à la charge(2), à l'instant  $t=0.15s$ . Cette procédure montre l'adaptation de notre FAP.

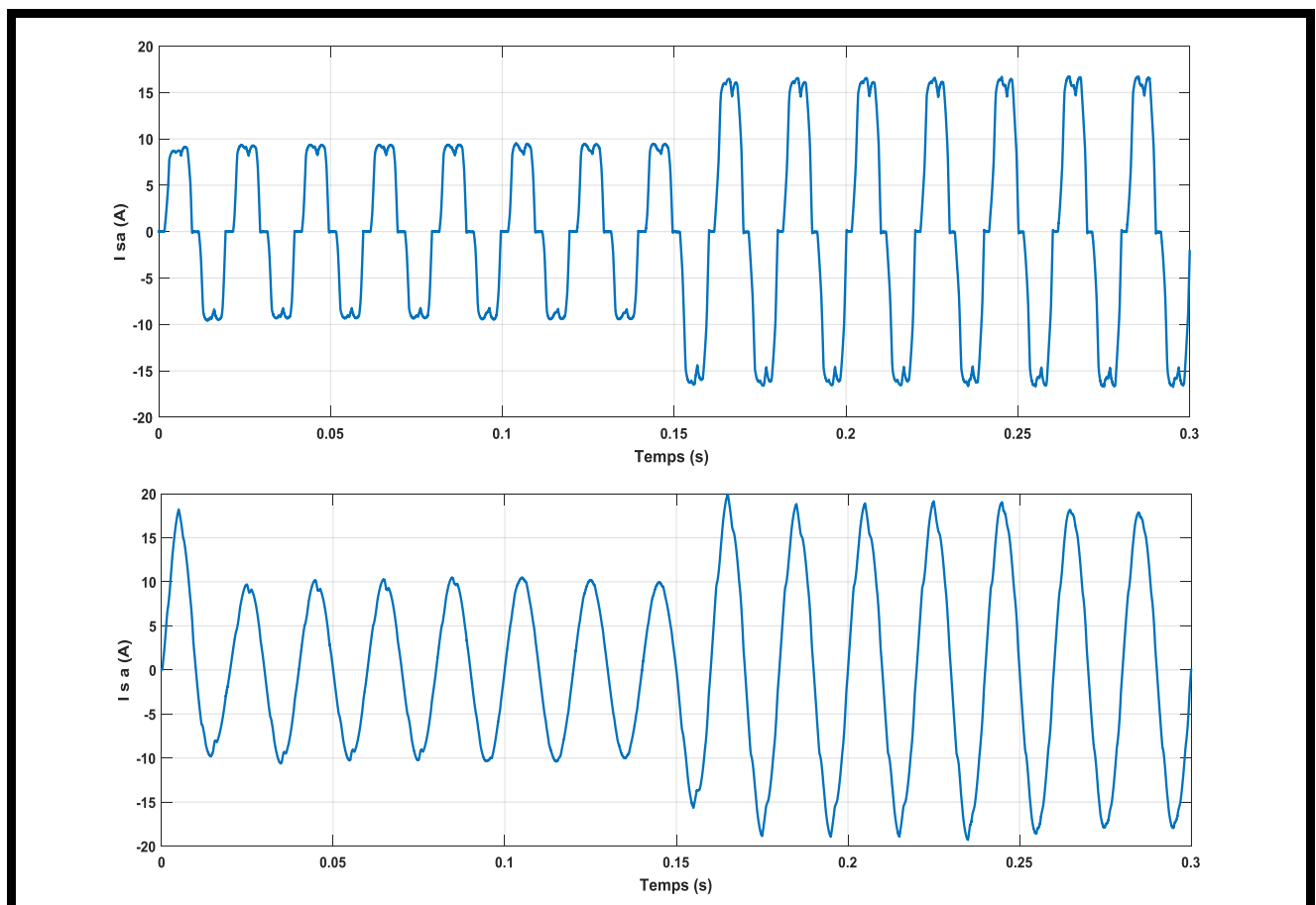


Fig. (IV.17): Courant de source  $I_s$  avant/après variation de la charge.

### IV.5 Interprétations des résultats :

D'après les résultats de simulation obtenus sur les figures ci-dessus montrant la compensation des courants harmoniques, avec une commande d'un filtre actif parallèle commandé par la technique contrôle direct de puissance (DPC) et régulateur proportion ne l Intégrateur (PI); on remarque que:

#### A. En régime permanent :

➤ la **figure (IV.12)** montre que le courant  $I_s$  est quasi-sinusoïdal, néanmoins un picapparaissant au démarrage. En autre côté, le courant de source après la compensation est presque sinusoïdale, et en phase avec la tension de source, ce qui signifie une excellente correction du facteur de puissance, ce qui prouve une bonne qualité du filtrage avec le **FAP**.

➤ La **figure (IV.15)** représente la spectre d'harmonique du courant de source avant filtrage, et la **figure (IV.16)** représente la spectre d'harmonique du courant de source après filtrage , on remarque que le courant de source avant filtrage est très riche en harmoniques de rang  $(2k+1, k=2, \dots, 9)$ , ainsi que son taux de distorsion harmonique mesurée  $THD_i = 22.70\%$  (avant le filtrage) et  $THD_i = 1.44\%$  (après le filtrage), ce qui signifie la conformité à la norme **IEEE 519-1992**.

➤ Le **figure (IV.9)**: montre qu'avant l'insertion du filtre actif le courant n'est pas en phase avec la tension de source (forme sinusoïdal) ce qui signifie un mauvais facteur de puissance, ce déphasage entre le courant et la tension de source est causé par la présence de la puissance réactive. Après l'insertion du FAP (**Le figure (IV.12)**): le courant  $I_s$ , et la tension  $V_s$  deviennent en phase (compensation de la puissance réactive), ce qui nous donne un bon facteur de puissance proche de l'unité. aussi nous remarquons que la tension du bus continu est régulée par un régulateur **PI**.

➤ Dans la **figure (IV.11)**: On voit qu'avant l'insertion, la tension du bus est d'environ **100 V**: la capacité du bus continue est chargée initialement afin de protéger le réseau contre les surintensités provoquées par la charge de la capacité, si elle n'est pas initialement chargée. Après l'insertion du filtre actif la tension  $V_{dc}$  se stabilise à **150 V**, et suit fidèlement la tension de référence  $V_{dc-ref}$ .

➤ Avant l'insertion **FAP** : nous remarquons dans le **figure (IV.7)** que le courant de charge  $I_{cha}$  a la forme distordue. Après l'insertion du filtre actif parallèle, on remarque qu'une grande amélioration sur l'allure de la forme d'onde du courant de source, comme il est illustré dans la **figure (IV.10)** c.-à-d. le courant de source est filtré à un niveau assez satisfaisant ( $I_s$  est quasi sinusoïdal). Les petits pics périodiques qui apparaissent sont dus au fait que durant les commutations des semi-conducteurs.

**Tableau (IV.2):** Les résultat des simulations.

Commande	Charge	$THD_i$ % Avant filtre	$THD_i$ % Après filtre
Commande DPC	Charge R-L	22.70%	1.44%

#### B. En régime dynamique:

La **figure (IV.17)** : montrent que des résultats obtenus sont très satisfaisants du point de vue dépassement, et temps de réponse, aussi ils montrent que le courant de source est toujours quasi-sinusoïdal malgré la variation de la charge.

**IV.6 conclusion:**

Dans ce chapitre nous avons présenté et interprété les résultats de la simulation du réseau, du filtre actif parallèle, et de la charge polluante. Le filtre est contrôlé par la technologie Direct Power (**DPC**).

Avec ce filtre actif, le  $THD_i$  du courant de source est réduit de **22,70 %** à **1,44%** (pour une charge R-L). D'autre part, nous avons constaté que les performances du filtre actif parallèles sont excellentes lors du chargement de charge. Le régulateur **PI** a permis de réguler la tension du bus continu pour les différents modes de fonctionnement. Le filtre améliore également le facteur de puissance.

**CONCLUSION  
GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

la pollution harmonique est l'un des principaux problèmes qui dégradent la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux. La circulation des courants harmoniques dans les lignes et entre les charges est difficile à prédire et à contrôler. Dans un premier temps, après l'analyse des perturbations harmoniques et de leurs effets sur le réseau électrique, des normes établies, et des solutions permettant de répondre à chaque type de perturbation, deux types sont distingués: les solutions traditionnelles notamment le filtrage passif est une nouvelle solutions pour le filtrer les harmoniques.

Dans ce contexte, notre travail présente dans cette mémoire est consacré à d'étude d'un filtre actif parallèle de puissance afin d'améliorer la qualité de puissance du réseau électrique et il compense notamment les harmoniques et la puissance réactive. Pour atteindre notre objectif dans ce travail, nous avons choisi la commande directe de puissance (DPC), que nous donne des bons résultats et cette méthode s'est avérée très efficace dans le cas de la connexion des charges non-linéaires, pour la commande de l'onduleur triphasé nous utilisons la commande hystérésis, puisqu'elle est une commande très simple à mettre en œuvre. Concernant le régulateur de bus continu nous avons utilisé un simple régulateur proportionnel intégral (**PI**).

Les résultats obtenus que soit par simulations (dans l'environnement Simulink/Matlab) prouvent que le filtre actif sélectionné peut réduire les harmoniques de courant à des valeurs inférieurs à **5%** qui répondant aux normes internationales; ainsi que une bonne compensation de la puissance réactive, ce filtre adapte aux variations de la charge.

En conclusion, nous pouvons confirmer que l'objectif de cette mémoire à été atteint. Les résultats obtenus très satisfaisantes et montrent l'efficacité et les bonnes performances du filtre actif parallèle deux niveaux.

Finalement, dans ce travail plusieurs points peuvent être avancés. Nous pouvons citer: Application d'autre technique de régulation de bus continu par exemple des méthodes d'intelligence artificielle comme la logique floue (**Fuzzy Logic**), **PSO**...etc.

# **BIBLIOGRAPHIQUES**

## BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **H. Laroussi et Z. Khalifa**, "Commande direct de puissance d'un filtre actif parallèle en conditions non idéales" ,Mémoire de magister, université Echahid Hamma Lakhdar, El Oued, 2019/2018.
- [2]**G. Elhocène et H. Rachid**, " Contribution à la commande d'un filtre actif parallèle", Mémoire de Magister, Université Abderrahmane MIRA-Bejaia, 2016/2017.
- [3] **M. Shafiee Koor**, "Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série ,parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électrique", Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [4] **B. Mohamed Salah**, " Commande avancée d'un filtre actif parallèle, mémoire de Magister, Université de Jijel, 2017/2018.
- [5]**H. KOUARA**, "Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension", Ingénieur d'état, Université de Batna, 2006.
- [6] **S. Hafsia**, "Commande d'un filtre actif parallèle à quatre bras par des techniques avancées", Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider -Biskra, 2015.
- [7] **M.A.E. ALALI**, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension ",Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur-Strasbourg I, 2002.
- [8]**D. OULD ABDESLAM**, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ", Thèse de doctorat, Université de Haute-Alsace, 2005.
- [9] **A. OMEIRI**, "Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant", Thèse de doctorat d'état, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2007.
- [10] **Z .CHELLI**, "Amélioration de la qualité de l'énergie électrique par un filtre actif d'harmonique", Thèse de doctorat en sciences, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2015.
- [11] **M. Yettou et N. Debla**, " Commande d'un filtre actif parallèle à trois niveaux (NPC) par différent Stratégies de commande", Mémoire de Magister, Université Mohamed Boudiaf-Msila, 2017/2018.
- [12] **B. Mehayaech et E. Guidiri et M. Dachri**, "Commande direct de puissance d'un filtre actif parallèle, Mémoire de Magister, université Echahid Hamma Lakhdar, El-Oued,2020.
- [13] **A. Yousfi**, " Amélioration de la qualité d'énergie électrique en utilisant un onduleur de tension q cinq niveaux", Mémoire de Magister, université Hassiba Benbouali de chlef, 2008.
- [14]**A. BOUAFIA**, "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-Setif, 2010.
- [15] **I. ALIA**, " Etude et réalisation d'un filtre actif parallèle de puissance commande par DSPACE1104", Mémoire de Magister, Université Echahid Hamma Lakhdar, El-Oued,2019.
- [16] **S. Bacha**, "Commande avancée des systèmes dédiés a l'amélioration de la qualité de l'énergie de la basse tension a la montée en tension", Thèse de doctorat INPG,2006.
- [17]**D. NEKKAR**, "Contribution à l'étude des stratégies de commande des filtres actifs triphasés", Mémoire de Magister, Université Mohamed Chérif Messaadia-Souk-Ahras, 2014.
- [18] **S. BEN ALI et S. BOUHANAK**, "étude et simulation d'un filtre actif parallèle quatre fils", Mémoire Master , Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued , 2015.
- [19] **C. COLLOMBET, J. LUPIN et J. SCHONEK**, "Perturbations harmoniques dans les réseaux

pollués, et leur traitement ", Cahier Technique Schneider Electric n° 152, septembre 1999.

[20] **S. BOUGUERRA et I. BOURENNANE**, "filtrage actifs parallèles des réseaux électriques avec compensation de l'énergie réactive", mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique, Université de m'sila, 2007.

[21] **H. DOUAR**, "Evaluation du cout des pertes générées par les perturbations harmoniques dans les réseaux électriques", Mémoire de Magister, Université M'hamed Bougara-Boumerdes , 2006.

[22] **H. Melle**, "Analyse harmonique dans un réseau électrique avec une production d'énergie éolienne", Mémoire de Magister, Université Setif 1, 2013.

[23] **I. GHADBANE**, "Etude et réalisation d'un filtre actif parallèle en utilisant différentes stratégies de contrôle", Thèse de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider-Biskra, 2016.

[24] **B. BOUGHAZI**, "Etude et réalisation d'un filtre actif parallèle de puissance", Mémoire de Magistère, Université-Oran, 2013.

[25] **M. M. ABDUSALAM**, " Structures et Stratégies de Commande des Filtres Actifs Parallèle et Hybride avec Validations Expérimentales ", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy-I-France, 2008.

[26] **M. Anouar**, "La commande prédictive d'un filtre actif parallèle", Mémoire de Magister, Université Oum-El-Bouaghi, 2018.

[27] **M. ANTOINE HANNA NOHRA**, "Commande de filtres actifs parallèles sur un réseau fortement perturbé", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)-France, 2017.

[28] **CEI 61000-2-2 Compatibilité Electromagnétique (CEM)-Partie 2-2**: Environnement-Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites à basse fréquence et la transmission des signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension. Deuxième édition 2002-03.

[29] **CEI 61000-3-2 Compatibilité électromagnétique (CEM) –Partie 3-2**: Limites – Limites pour les émissions de courant harmonique (Courant appelé par les appareils 16A par phase) édition 3.2-2009.

[30] **IEC 61000-2-4 Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 2-4**: Environnement – Niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence. Deuxième édition 2002-06.

[31] **IEEE Recommended Practice and Requirement for Harmonic Control in Electrical Power systems**. IEEE Std. 519-1996.

[32] **T. MAHNI**, "Etude et conception d'un filtre actif parallèle triphasé à quatre fils en vue de sa commande par des méthodes d'intelligence artificielle", Thèse de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider-Biskra, 2017.

[33] **R. BACHAR**, "Commande Prédictive Appliquée au Filtre Actif", Thèse de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider-Biskra, 2019.

[34] **T. BENSLIMANE**, "Commande numérique d'un filtre actif parallèle autonome", Mémoire de magister, Ecole Militaire polytechnique, 2004.

[35] **K. ALIOUANE**, "Contribution à l'étude du fil trage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle", Thèse de doctorat de l'I.N.P.L, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995.

[36] **I. GHADBANE**, "Commande d'un Filtre Actif Triphasé Parallèle Par Différents Régulateurs", Thèse de magistère, Université Mohamed Kheider-Biskra, 2009.

[37] **S. BERNARD et G. TROCHAIN**, " Deuxième Génération de Compensateur Actif d'Harmoniques Forte Capacité Basé sur le Mode d'Injection du Courant ", MGE UPS SYSTEMS

MGE0121UKI, p. 3 ,1998.

- [38] **M. BENGOURINA**, "Mémoire de Magister, Université des Sciences et de Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2012.
- [39] **F. HAMOUDI**, "Contribution aux stratégies de commande avancées d'un filtre actif shunt à quatre fils, Thèse de doctorat en sciences, Université EL-Hadj Lakder-Batna, 2012.
- [40] **K. ALIOUANE**, "Contribution à l'étude du fil trage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle", Thèse de doctorat de l'I.N.P.L, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995.
- [41] **S.H. SHAHALAMI**, "Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable", Thèse de doctorat en sciences, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2001.
- [42] **H. GUENDOZ**, "Compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension", Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2008.
- [43] **B. SINGH et K. AL-HADDAD**, "A Review Of Active Filters For Power Quality Improvement", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 46, N° 5, P. 960-971,1999.
- [44] **M. MAGRAOUI**, "Validation de techniques de commande d'un filtre actif parallèle, Mémoire présente à l'école de technologie supérieure, Université du Québec, 2007.
- [45] **J. XU**.<Filtrage Actif Parallèle des Harmoniques des Réseaux de Distribution d' Electricité>. Thèse de doctorat, INPL, 1994.
- [46] **G. SE0GUIER et F.LABRIQUE**.< La Conversion Continu Alternatif >. Tec et doc Lavoisier, Les convertisseurs de l'électronique de puissance, V. 4, 1989.
- [47] **M. C. BENHABIB, E. JACQUOT et S. SAADATE**.< An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter>.International Conference on Renewable Energy and Power Quality, Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique-Nancy-France,2003.
- [48] **A. BOUSSAID**, "Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques. Contribution à l'amélioration de l'énergie électrique", Thèse de doctorat troisième cycle LMD, Université Des Frères Mentouri-Constantine, 2017.
- [49] **S. CHENNAI**, "Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs: Apport des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider-Biskra, 2013.
- [50] **L. ZELLOUMA**, " Filtrage actif parallèle des harmoniques du courant générés par un pont redresseur triphasé non commandé", Mémoire de magister, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2006.
- [51] **L. Zellouma et al**, "Etude de l'auto-adaptivité du filtre actif parallèle au variations de la charge", Revue Synthèse ,ANNABA, N° 17,pp. 64-72, 2007.
- [52] **M. ELBAR**, "Commande d'un filtre actif triphasé à quatre fils", Mémoire de Magister, Ecole Militaire polytechnique, 2008.
- [53] **A. CHAOUI**, "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires ". Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas Setif , 2010.
- [54] **A. RABIE**, "Contribution à l'étude du filtre actif parallèle de puissance à trois niveaux", Mémoire de Magister, Université d'El-Oued et Le Laboratoire de génie Électrique de Biskra(LGEB), 2012.
- [55] **F. BARKAT**, "Contribution à l'étude de la commande de filtre actif parallèle par régulateur PI et logique floue", Mémoire de Magister, Université ahmed draia-Adrar, 2017.
- [56] **A. Sahli**, "Filtrage actif et contrôle de puissances: application aux systèmes photovoltaïques

- interconnectés au réseau ",Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie,2012.
- [57] **N. Mesbahi**, "Contribution à l'étude des performances des onduleurs multi-niveaux sur le réseaux de distribution", Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2014.
- [58] **N. Mesbahi et A. Ouari**, "Direct power control of three-PWM reetifier without line voltage sensors", in proc .2ème journées Internationales d'Electrotechnique, de Maintenance et de comptabilité Électromagnétique (JIEMCEM2010), ENSET Oran, Algeria, 25-27 May 2010.
- [59] **T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi**, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors ", IEEE Trans. on Industrial Application, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May/Jun. 1998.
- [60] **K. DJAZIA**, "Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus " , Thèse de doctorat , UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF 1,2015.
- [61] **S. OUCHEN**, "Contribution à la Commande Direct de Puissance Dédiee au Filtrage Active, Associé à une Source Photovoltaïque", Thèse de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider Biskra, 2017.
- [62] **B. MANSOUR, S.BARKAT**, «Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant la Commande Non Linéaire Adaptative», le premier séminaire national sur le génie électrique appliqué aux énergies renouvelables, Chlef, 2010.
- [63] **S. Mme DAHMANI**, "Elaboration de différentes techniques intelligentes pour le contrôle de convertisseurs statiques dédiés à la compensation active des harmoniques dans les réseaux électriques", Thèse de doctorat, Université Djillali liabes de SIDI-BEL-ABBAS.
- [64]**S. HADDIG et M. SAADALLAH et A. TLILI**, "Commande par logique floue d'un filtre actif parallèle", Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2020.
- [65] **BOUTRAA LEILA**, " Filtrage actif des harmoniques des réseaux électriques", Thèse de Magister de l'Université de Batna, 2005.
- [66] **A. DARKAWI**, "Initiation Au Système Dspace, De L'interface RTI Dans Simulink Et De Control desk Next Génération", 2016.
- [67] **OULD-OUALI SAMY HASSANI**, "Etude et réalisation d'un filtre actif parallèle commandé par Logique Floue ", Thèse de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, 9 Janvier 2002.