

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'enseignement Supérieur**  
**et de la Recherche scientifique**



**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued**

**Faculté de Technologie**

**Mémoire de Fin d'Étude**

**En vue de l'obtention du diplôme de**

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière : Électrotechnique**

**Spécialité : Commande électrique**

**Thème**

**Validation de technique de commande**  
**d'un filtre actif parallèle**

**Réalisé par :**

MESSALLEM Soufiane

MEDAOUI Bachir

HAMMADI Zoubir

**Encadré par:**

Pr. ZELLOUMA Laid

**Soutenu en 2021**



## **Remerciement**

***Nous remercions avant tout ALLAH Tout-Puissant de nous avoir donné et la volonté d'accomplir ce modeste travail .***


***Nous tenons à remercier vivement à encadreur Monsieur: Dr I. zellouma , parce qu'il nous a accompagnés tout au long de la période de réalisation de ce travail et qui a coopéré avec nous et ne nous a pas épargné ses conseils et ses connaissances dont nous avons grandement bénéficié.***

***Nous remercions également Monsieur : Dr. Dia eddine pour son soutien et ses conseils pendant la période d'achèvement.***

***Nous offrons une salutation de remerciements tous les membres du jury qui ont accepté de juger nos travaux.***

***Nous sommes très reconnaissant les professeurs d'université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued , Surtout les professeurs du faculté de Technologie pour leur bénéfice à nous.***

***Enfin, Nous exprimons toute nos gratitudes à nos familles et amis et tous ceux qui ont contribué avec nous à mener à bien ce travail de près ou de loin.***





## *Dédicas*

*Je dédie ce travail :*

*A*vant tout à mes chers parents,  
qui m'ont soutenu durant toutes  
ces années de formation.

*A* mes chères soeurs ,*A* mes  
chères frères ,*Et* à toute ma famille

*Tout* comme je le dédie à tous  
mes amis(e) qui m'ont aidé de  
près ou de loin

*Soufiane*



## *Dédicas*

*A mes parents,  
À mes frères et sœurs,  
ma grande famille,  
À mes ceux et celles qui  
m'éprouvent de la véritable  
amitié.*

*Bachir*



## *Dédicas*

*Je dédie ce modeste travail à  
mes très chers **parents**,  
pour leurs sacrifices, et  
qui n'ont jamais  
cessé de m'encourager que  
Dieu me les garde.*

*Mes très chers **frères** et mes  
**soeurs**.*

*A tous mes **enseignants**  
et tous **mes amis(es)**.*

**Zoubir**

## RESUME

Le grand développement réalisé dans le domaine électrique est l'utilisation des convertisseurs statiques qui forment des charges non linéaires et polluants, cela a entraîné une mauvaise qualité de l'énergie électrique soit du courant ou de la tension. Il faut effectuer une procédure technique pour réduire les effets indésirables de ces harmoniques devenus nécessaires afin d'assurer la qualité requise de la puissance électrique .

A cet effet, ce mémoire présente d'abord les principales perturbations effectuées sur le réseau électrique, les méthodes d'identification des courants harmoniques et régulation de bus continue. Puis, Nous avons étudié la technique de commande directe de puissance (DPC) d'un filtre actif parallèle, nous avons validé les résultats de simulation obtenus à partir de l'environnement *Matlab /Simulink* et expérimentation (l'implantation en temps réel a été élaborée grâce à une carte contrôleur du système *DSPACE 1104*).

Les résultats obtenus prouvent que le filtre actif nous permet d'avoir des résultats très satisfaisants avec des  $THD_i$  de courants de source conformes aux normes inférieures à 5%.

### Motsclés :

Courant harmonique, Taux de distorsion d'harmonique , Filtre active parallèle (FAP) , La commande directe de puissance (DPC) , *DSPACE 1104*.

## ABSTRACT

The tremendous development in the field of electricity has brought about many problems on different electrical networks, especially low voltage networks. One of the most important forms of this development is the use of static transformers that in turn form non-linear or polluting loads that in turn affect the quality of current or electrical tension. Therefore, we must have a technical procedure to reduce the undesirable effects of these harmonics become necessary in order to ensure the required quality of electrical power.

To this end, display this message 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; we will validate the simulation results obtained from the *Matlab / Simulink* environment 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 , shunt active power filter , total harmonic distortion , direct power control (DPC) , DSPACE1104 .

## المخلص

أحدث التطور الهائل في مجال الكهرباء عديد المشاكل على الشبكات الكهربائية المختلفة خصوصا شبكات الجهد المنخفض، فمن أهم أشكال هذا التطور هو استخدام المحولات الساكنة التي بدورها تشكل حمولات غير خطية أو ملوثة التي بدورها تؤثر على جودة التيار أو التوتر الكهربائي لذلك، يجب علينا إجراء تقني لتقليل التأثيرات الغير مرغوب فيها لهذه التوافقيات التي أصبحت ضرورية من اجل ضمان النوعية المطلوبة للطاقة الكهربائية .

تحقيقا لهذه الغاية، تعرض هذه الرسالة الاضطرابات الرئيسية التي تؤثر على الشبكة الكهربائية وطرق تحديد التيارات التوافقية وتنظيم الناقل المستمر. بعد ذلك، درسنا تقنية التحكم المباشر في الطاقة (DPC) لمرشح فعال متوازي، وسوف نتحقق من صحة نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها من بيئة *Matlab / Simulink*. وعن طريق التجربة العلمية تم تنفيذ التجربة في الوقت الحقيقي بفضل بطاقة التحكم لنظم *DSPACE1104*.

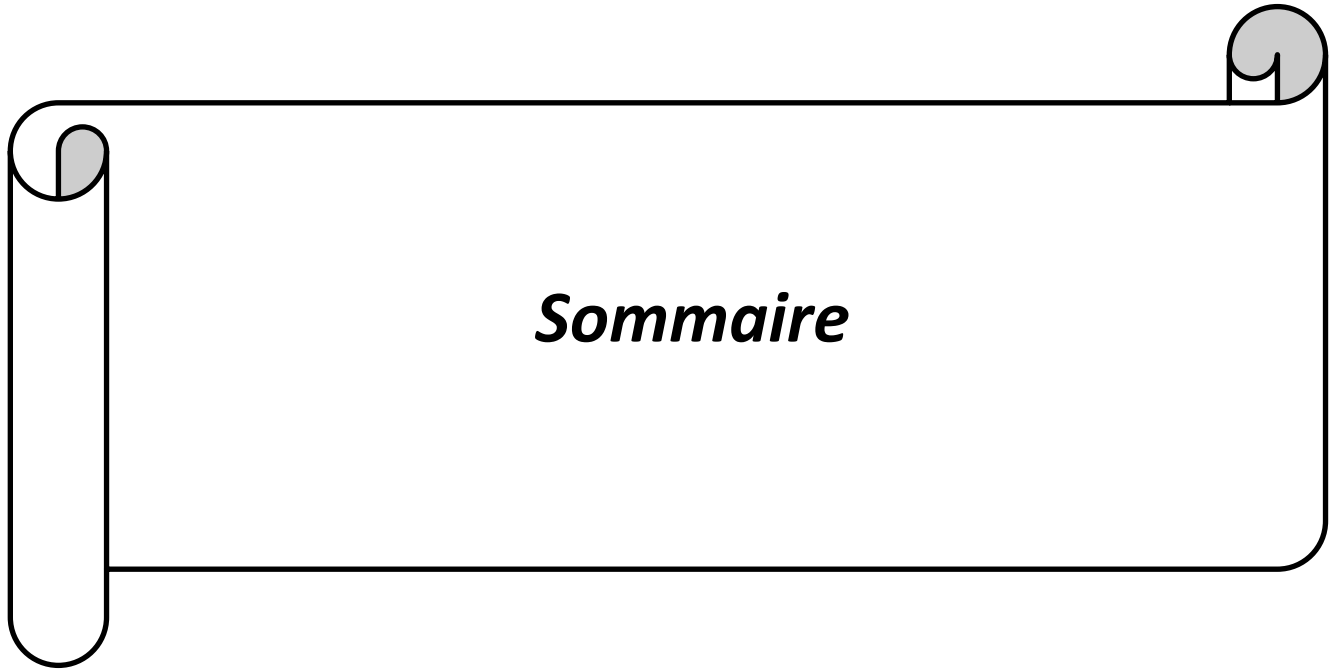
النتائج المتحصلة عليها تثبت ان المرشح الفعال يتيح لنا الحصول على نتائج جيدة جدا  $THD_i$

اقل من 5٪ وذلك ما يتوافق القوانين والنظم الدولية

## الكلمات المفتاحية

التيارات التوافقية، المرشح الفعال المتوازن، معامل تشويه التيار، التحكم المباشر في الطاقة (DPC)

*DSPACE1104*



## ***Sommaire***

## SOMMAIRE

ABSTRACT .....	7
SOMMAIRE .....	ii
CHAPITRE I .....	2
I.1 Introduction : .....	3
I.2 Qualité de l'énergie électrique : .....	3
I.2.1 Définition : .....	3
I.3 perturbations électriques : .....	3
I.3.1 Creux et coupures de tension : .....	4
I.3.2 Fluctuation de tension : .....	4
I.3.3 Déséquilibre de système triphasé de tension : .....	4
I.3.4 Variation de la fréquence : .....	5
I.3.5 Harmonique et inter-harmonique : .....	6
I.3.5.1 Les perturbations harmoniques : .....	6
I.3.5.1.1 Origines et sources d'harmonique : .....	6
I.3.5.1.2 Conséquences des harmoniques : .....	6
I.4 Grandeurs et caractéristiques des harmoniques : .....	7
I.4.1 Grandeur harmonique : .....	7
I.4.2 Rang de l'harmonique : .....	8
I.4.3 Série de Fourier : .....	8
I.4.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative : .....	9
I.4.5 Taux de distorsion : .....	9
I.4.6 facteur de puissance : .....	10
I.4.7 Spectre d'harmonique (de fréquence) : .....	11
I.4.8 Charges linéaires et non- linéaires : .....	12
I.5 Normes et réglementation de perturbation : .....	14
I.6 Les solutions traditionnelles : .....	15
I.6.1 Transformateur à couplage spécial : .....	16
I.6.2 pont dodécophasé : .....	16
I.6.3 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique: .....	17
I.6.4 Agir sur la structure de l'installation : .....	17

I.6 .5 Inductances (selfs) série: .....	17
I.6 .6 Filtre passif d'harmonique: .....	17
I .6 .6.1 Filtre résonant :.....	18
I.6 .6.2 Filtres amorti :.....	18
I.6.6.3 Les avantages et les inconvénients des filtres passifs :.....	19
I.7 Solutions de dépollution modernes : .....	19
I.7 .1 Filtrages actifs :.....	20
I.7 .1.1 Le Principe de fonctionnement du filtre actif : .....	20
I.7 .1.a Filtre actif parallèle (FAP) :.....	21
I.7 .1.b Filtre actif série :.....	21
I.7 .1.c. Combinaison de filtres actifs parallèles et séries : .....	22
I.7.1.d Les avantages et les inconvénients du filtre actif :.....	22
I.7.2 Filtrage hybride :.....	23
I .7.2.a Filtre actif série avec un filtre passif parallèle : .....	23
I.7.2.b Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles : .....	24
I.7.2.c filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle. : .....	24
I.7.3 Les redresseurs MLI : .....	25
I.7.3.a Les redresseurs MLI de courant : .....	25
I.7.3.b Les redresseurs MLI de tension :.....	26
I.8 Conclusion : .....	26
CHAPITRE II.....	28
II.1 Introduction : .....	27
II.2 Principe de filtrage actif parallèle de puissance :.....	27
II.3 Structure du filtre actif parallèle: .....	29
II.3.1 Etude de la partie puissance : .....	30
II.3.1.1 L'Onduleur : .....	30
II.3.1.2 Circuit de stockage d'énergie : .....	32
II.3.1.2 .1 Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage :.....	33
II.3.1.3 Filtre de sortie :.....	34
II.3.2 Etude de la partie de commande : .....	34
II.3.2.1 Les méthodes d'identification des courants perturbés : .....	34

II.3.2.1.2 . Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées : .....	35
II.3.2.1.2 .1. Généralités sur les puissances instantanées : .....	35
II.3.2.1.2 .2. Calcul des courants perturbateurs : .....	36
II.3.2.2 Système à PLL : .....	37
II.3.2.2.a Principe d'un PLL : .....	37
II.3.2.3 Commande de Onduleur : .....	39
II.3.2.3.1 La Commande par hystérésis : .....	39
II.3.2.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) : .....	40
II.3.2.4 Régulation de la tension continue : .....	40
II.3.2.5 Régulation du courant du filtre actif : .....	42
II.4. Conclusion : .....	44
CHAPITRE III .....	44
III .1 . Introduction : .....	45
III . 2 . Méthode des puissances active et réactive instantanées : .....	45
III.3. La méthode de référentiel lié au synchronisme SRF : .....	48
III.4 Méthode du filtre Notch : .....	50
III.5 Méthode basée sur le filtre multi variable (FMV): .....	51
III.6. Etude du contrôle direct de puissance du SAPF (D.P.C.) : .....	52
III.6.1 Etat de l'art du contrôle direct de puissance : .....	53
III.6.2 Stratégie du contrôle direct de puissance du SAPF : .....	54
III.6.2.1 Calcul des puissances instantanées : .....	54
III.6.2.2 Contrôleur à hystérésis .....	55
III.6.2.3 Choix du secteur : .....	56
III.6.2.4 Table de commutation: .....	57
III .7 Comparaison entre les méthodes d'identification des courants harmoniques: .....	58
III . 9 Conclusion : .....	61
CHAPITRE IV .....	62
IV.1 Introduction .....	65
IV.2 Schéma synoptique de l'association filtre actif-réseau-charge polluante .....	65

---

IV.3 Modélisations de l'ensemble (réseaux électrique, FAP et charge polluant): .....	65
IV.3.1 Modélisation du réseau: .....	66
IV.3.2 Modélisation du charge polluante (Redresseur à diode): .....	66
IV.3.3 Modélisation du filtre actif (ou de l'onduleur) :.....	66
IV.4 Simulation de l'ensemble du réseau, filtre actif parallèle et la charge polluante : .....	67
IV.5 Résultats de simulation :.....	67
IV.5.1 Comportement du FAP en régime permanent :.....	67
IV.5.1.1 Compensation des courants harmoniques : .....	67
IV.5.1.2 Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive : .....	70
IV.5.1.3 Comportement du FAP en régime dynamique :.....	71
IV.5.2 Interprétations des résultats .....	72
IV. 6 Conclusion .....	73
CHAPITRE V .....	73
V.1 Introduction .....	74
V.2 Descriptif du matériel utilisé :.....	75
V.2.1 La carte DSPACE DS1104 .....	76
V.2.2 L'onduleur: .....	77
V.2.3 L'amplificateur de tension :.....	78
V.2.4 La charge polluante :.....	79
V.3 Résultats expérimental obtenus : .....	79
V.3.1. Régime permanant: .....	79
V.3.2 Comportement du FAP en régime dynamique (Changement de la charge) :.....	83
V.4 Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux :.....	85
V.5. Conclusion :.....	85
Conclusion Général.....	64
BIBLIOGRAPHIQUES .....	86

## LISTE DES FIGURES

Figure ( I .1) : Exemple de régime triphasé déséquilibré. ....	5
Figure ( I .2) : Variation de la fréquence. ....	5
Figure ( I .4) : Diagramme de Fresnel des puissances.....	11
Figure (I .5) : Spectre d'un signal de composante fondamentale 50 Hz, et comportant.....	12
Figure ( I .6 ) : Structure d'une charge linéaire résistive triphasé ....	12
Figure ( I .7) : Formes d'ondes de la tension et courant absorbé par une charge résistive.....	13
Figure ( I .8) : Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive .....	13
Figure ( I .9) : Montage en série des deux redresseurs (pont dodécophasé).....	16
Figure ( I .10) : Principe du filtre passif .....	18
Figure ( I .11) : Branchement d'un filtre passif résonnant .....	18
Figure ( I .12) : Filtre passif amortie (passe-haut).....	19
Figure ( I .13) : Eléments constitutifs d'un filtre actif.....	20
Figure ( I .14) : Filtre actif parallèle. ....	21
Figure ( I .15) : Filtre actif série.....	22
Figure ( I .16) : Combinaison parallèle-série de filtres actifs.....	22
Figure.( I.17): Filtre actif hybride .....	23
Figure ( I .18) : Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles	24
Figure ( I .20) : Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle.....	25
Figure ( I .21) : Redresseur de courant .....	26
Figure ( I .22) : Les redresseurs MLI de tension .....	26
Figure (II .1) : Schéma de principe du filtre actif parallèle .....	27
Figure. (II.2): Schéma de principe de l'ensemble réseau électrique, charge polluante et filtre actif et formes d'ondes des courants respectifs.....	28
Figure (II . 3) : Structure générale d'un filtre actif parallèle.....	29
Figure (II.4): Schéma du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension .....	30
Figure (II . 5): Onduleur de tension triphasé .....	30

Figure (II . 6) : Principe de la commande par hystérésis .....	39
Figure (II . 7): Principe de commande par MLI .....	40
Figure (II . 8): Boucle de régulation de la tension continue.....	41
Figure (II . 9): Schéma de la régulation des courants du filtre actif ..	43
Figure (II . 10): Schéma de la régulation simplifié .....	43
Figure (III .1): Méthode d'identification des puissances active et réactive instantanées .....	47
Figure (III .2): Méthode du référentiel synchrone .....	49
Figure (III .3): Méthode du filtre coupe-bande.....	51
Figure (III .4): Schéma bloc du FMV .....	52
Figure. (III.5): Synoptique de contrôle du SAPF avec la commande DPC .....	55
Figure (III.6): Comportement d'un contrôleur de puissance a hystérésis a deux niveaux.....	56
Figure (III.7): Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel.....	57
Figure (III .8): Courants de la charge non linéaire (haut) et leurs spectres normalisés (bas). .....	59
Figure (III .9): Le régime transitoire de la composante fondamentale (de haut en bas) : FPB et FPH pour les méthodes PQ, le Notch filtre et le filtre FMV.....	60
Figure(IV.1): Synoptique de contrôle du FAP avec la commande DPC .....	65
Figure(IV.2): Schéma synoptique d'un réseau triphasé .....	66
Figure (IV.3): Schéma d'une charge non-linéaire (un pont redresseur) .....	66
Figure (IV.4): Onduleur de tension triphasé.....	66
Figure (IV.5): Schéma de simulation d'un filtre actif parallèle de puissance. ....	67
Figure(IV.6) :schéma bloc de calcul des puissances active et réactive . .....	68
Figure(IV.7) :schéma bloc du transformation des systèmes triphasé en biphasé.....	68

Figure(IV.8):(A) et (B): la tension de source dans le repère $(\alpha, \beta)$ , (C):la position angulaire $\theta$ , (D): des secteurs. ....	67
Figure(IV.9): courant de source avant le filtrage.....	67
Figure(IV.10): spectre d'harmonique du courant de source avant filtrage .....	69
Figure(IV.11): courant injecté par filtre. ....	69
Figure(IV.12): courant de source après filtrage.....	69
Figure(IV.13): spectre d'harmonique du courant de source après filtrage .....	70
Figure(IV.14): la tension continu $V_{dc}$ après installation FAP.....	70
Figure(IV.15): Courant de source $I_s$ , Courant injecté dans filtre $I_i$ , et la tension du bus continu $V_{dc}$ avant/après installation du FAP.....	70
Figure(IV.16): Puissances instantanées active P, Puissances instantanées réactive Q avant installation du FAP. ....	71
Figure(IV.17): Puissances instantanées active P, Puissances instantanées réactive Q après installation du FAP.....	71
Figure(IV.18): Courant de source $I_s$ avant/après installation du FAP. courant injecté par filtre $I_i$ .....	72
Figure(V.1): Banc d'essai.....	74
Figure(V.2): Illustration de la carte DS1104 .....	76
Figure(V.4) panneau de connexion CLP1104 .....	77
Figure(V.5): Onduleur de tension à deux niveaux .....	77
Figure (V.6) : Boitier du circuit amplificateur.....	79
Figure(V.8) spectre d'harmonique du courant de source avant filtrage .....	80
Figure(V.9): Résultats expérimentaux en régime permanent: la tension de source $V_s$ , Courant de source $I_s$ , courant injecté dans filtre $I_i$ et tension de bus continu $V_{dc}$ après l'insertion du FAP.....	80
Figure(V.10) spectre d'harmonique du courant de source après filtrage .....	81
Le taux de distorsion d'harmonique mesuré, THD= 2.1%. ....	81

---

Figure (V.11): Résultats expérimentaux en régime permanent: la tension de source $V_s$ , Courant de source $I_s$ , courant injecté dans filtre $I_i$ et tension de bus continu $V_{dc}$ avant/après l'insertion du FAP. ....	81
Figure (V.12): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant et tension de source, $I_s$ et $V_s$ puissances instantanées active $p$ , réactive $q$ avant/après l'insertion du FAP. ....	83
Figure (V.13): Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source $I_s$ , courant injecté par filtre $I_i$ . ....	84
Figure(V.14): Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source $I_s$ , courant injecté par filtre $I_i$ et la tension de bus continu $V_{dc}$ .....	84

---

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau (I.2): Limites des distorsions des tensions au $P_{cc}$ (IEEE 519-1996).....	14
Tableau (I.3): Limites des émissions harmoniques du courant $I_h$ en $L$ % de (IEEE 519/1159).....	15
Tableau ( II.1): Tensions générées par l'onduleur à structure de tension .....	32
Tableau III.1 : Table de commutation de la DPC.....	58
Table (III .2): Résultats de simulation : le THD des différentes méthodes obtenus pour le même temps de réponse.....	59
Table (III .3): Résultats expérimentaux : le THD des différentes méthodes obtenus pour le même temps de réponse.....	59
Tableau (III .4 ) :Résultats de simulation : le temps de réponse de chaque méthode pour le même THD .....	60
Tableau (III .5) :Résultats expérimentaux : le temps de réponse de chaque méthode pour le même THD. ....	61
Tableau (III .6) :Résultats de simulation : le THD de chaque méthode dans le cas d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation.....	61
Tableau (III .7) :Résultats expérimentaux : le THD de chaque méthode dans le cas d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation.....	61
Tableau (IV.2): Les résultat des simulations .....	73
Tableau (V.1): Les composants du banc d'essai .....	74
Tableau (V.2): les caractéristiques de l'onduleur SEMIKRON .....	78
Tableau( V.3) : Comparaison entre les résultats de simulation et de travail expérimental.....	85

---

## LISTE DES SYMBOLES

$U_f$	La tension de fourniture(V).
$U_R$	La tension nominale de réseau électrique (V).
$h$ et $k$	La range des harmonique.
$f_h$	La fréquence de la composante harmonique de rang ( $H_z$ ).
$f_1$	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).
$T$	La période (S).
$\omega$ , $\omega_s$	La pulsation électrique de réseau( $rad/s$ ).
$a_0$	Composante continue d'un signal périodique $S(t)$ .
$a_n, b_n$ ou $a_h, b_h$	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( $^\circ$ ).
$C_{\acute{e}ff}$	La valeur efficace de l'amplitude l'harmonique de rang h .
$S_{\acute{e}ff}$	La Valeur efficace d'une grandeur d'harmonique.
$S_{\acute{e}ffh}$	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).
$I_{\acute{e}ffh}$	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).
$V_{dc}$	Tension aux bornes du condensateur (V).
$i_{dc}$	Courant aux bornes du condensateur(A).
$C_{dc}$	Capacité du condensateur (F).
$\varepsilon$	L'amplitude de l'onde triangulaire.
$V_s$	La tension simple du réseau.
$\alpha$	L'angle d'allumage des thyristors du pont Graetz.
$W_h$	La pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.
$p(t)$	Puissance réelle (W)
$p_0(t)$	Puissance homopolaire(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
$\Delta$	Déterminé = $V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2$ .
$I_{réf}$	Courant de référence (A).
$I_{h-réf}\{1,2,3\}$	Courants de référence du réseau électrique(A).
$I_{h-réf}\{\alpha, \beta, 0\}$	Courants de référence du réseau électrique dans le repère $(\alpha, \beta, 0)$ .
$\bar{i}_d, \bar{i}_q$	Courant continu (A).

---

## LISTE DES ABREVIATIONS

THD	Taux de Distorsion Harmonique.
$F_p$	Facteur de puissance.
IGBT s	Insolâtes Gâte Bipolaire Transistor.
MOSFETs	Metal Oxyde Semi-Conductor Field Effect Transistor.
GTO	Gate Turn - Off Thyristor.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
VSC	Onduleur de tension.
FAP	Filtre Actif Parallèle.
FAS	Filtre Actif Série.
UPQC	Unified Power Quality Conditioner.
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
CEI	Commission Electrotechnique Internationale.
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transformer.
PLL	Boucle de verrouillage de phase.
FFT	La Transformée de Fourier Rapide.
DFT	La Transformée de Fourier Discrète .
RDFT	La transformée de Fourier discrète récursive.
PIRI	Puissance Instantanée Réelle et Imaginaire.
TCD	Transformation de Concordia Directe .
SRF	Théorie du Référentiel lié au Synchronisme.
PID	Régulateur :Proportionnelle Intégral, Dérivation .
F. e. m	Force électro motrice.
SAPF	Shunt Active Power Filter.
FPB	Filter Pas Bas.
FMV	Filter Multi-Variable.
BT	Basse Tension
MT	Moyenne Tension
DPC	Direct Torque Control
P Q r	puissances instantanées dans le référentiel.
E/S	Entrée/Sortie.
TDD	Total Demand Distortion..



*Introduction Générale*

---

## INTRODUCTION GENERALE

L'évolution du domaine industriel, et la croissance de la population sont les facteurs primordiaux pour lesquels la consommation de l'énergie électrique augmente régulièrement.

Alors, il est exigé des distributeurs de l'énergie d'assurer la satisfaction en besoin énergétique de ses clients en qualité acceptable, du moment qu'une progression considérable ; en unité et en puissance des équipements d'électronique de puissance ; est recensée sur les réseaux électriques. Ces équipements posent de sérieux problèmes aux distributeurs de l'énergie électrique qui voient ces convertisseurs comme des sources polluantes. L'utilisation de ces convertisseurs a donné la naissance de nombreuses applications nouvelles comme : la commande électrique des moteurs, les alimentations de secours, le chauffage par induction électrique, les applications dédiées à la traction électrique, la compensation des harmoniques...etc. [22].

Les harmoniques engendrées par ces charges non linéaires circulent dans les réseaux électriques et peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voire même engendrer leur destruction. Ces effets néfastes peuvent apparaître instantanément ou se produire en différé tant pour le distributeur que pour les utilisateurs. C'est pour ces raisons que le filtrage des harmoniques du courant, et de la tension est au centre des préoccupations actuelles à la fois des fournisseurs, et des utilisateurs d'énergie électrique ; ils adoptent donc, les uns comme les autres, les limites proposées par les normes *IEEE*, *CEI*. Donc il est nécessaire de réduire ces harmoniques pour protéger le réseau électrique contre cette pollution harmonique. Actuellement, il existe un certain nombre de solutions techniques pour éliminer ou réduire les effets liés à une mauvaise qualité de l'énergie. Il s'agit là d'un domaine très riche tant en innovations qu'en développement [30].

Pour pallier aux problèmes de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution plusieurs solutions ont été proposées pour limiter les harmoniques de courant injectés dans le réseau par des charges non linéaires, parmi elles : Les filtres passifs, qui sont souvent appelés filtres piègeurs d'harmoniques, ont été utilisés pour éliminer les harmoniques de courants et améliorer le facteur de puissance. Malgré sa simplicité et son faible coût, le filtre passif est lié aux variations de l'impédance de la source et peut mener à une résonance non voulue avec le réseau. De plus, ce type de filtre présente une non- adaptabilité aux variations de la charge et du réseau. Grâce aux progrès remarquables réalisés au cours des dernières années dans le domaine d'électronique de puissance et l'électronique numérique, ont permis de concevoir des dispositifs de filtrage modernes des harmoniques auto-adaptables appelés filtrages actifs. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit

des tensions de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation de la qualité d'énergie [47].

Les filtres actifs ont un classement suivant leur type d'installation, on trouve alors : le filtre actif série, le filtre actif parallèle, la combinaison parallèle-série actif (aussi appelés UPQC), et la combinaison hybride active et passive. Cependant le type le plus répandu est le filtre actif parallèle, il est chargé de l'annulation des courants harmoniques parvenant sur le réseau électrique. Le principe du filtre actif parallèle consiste à générer des courants harmoniques en opposition de phase à ceux existants sur le réseau [12].

Cependant le filtrage actif présente également ses inconvénients spécifiques, notamment son coût élevé pour des applications industrielles ; le dimensionnement du convertisseur de puissance du filtre actif peut alors être relativement élevé. Pour cette raison majeure, les applications des filtres actifs de puissance dans les systèmes électriques sont aujourd'hui encore limitées bien que des normes fixent les caractéristiques exigées pour la qualité de l'énergie [19].

Le but de ce travail est l'étude du filtrage des harmoniques de courant en utilisant un filtre actif parallèle à trois fils. Ce filtre est commandé par la technique de contrôle direct de puissance (DPC). Ensuite validation des résultats obtenus par des simulations dans l'environnement *Matlab/Simulink*, et par un travail expérimental.

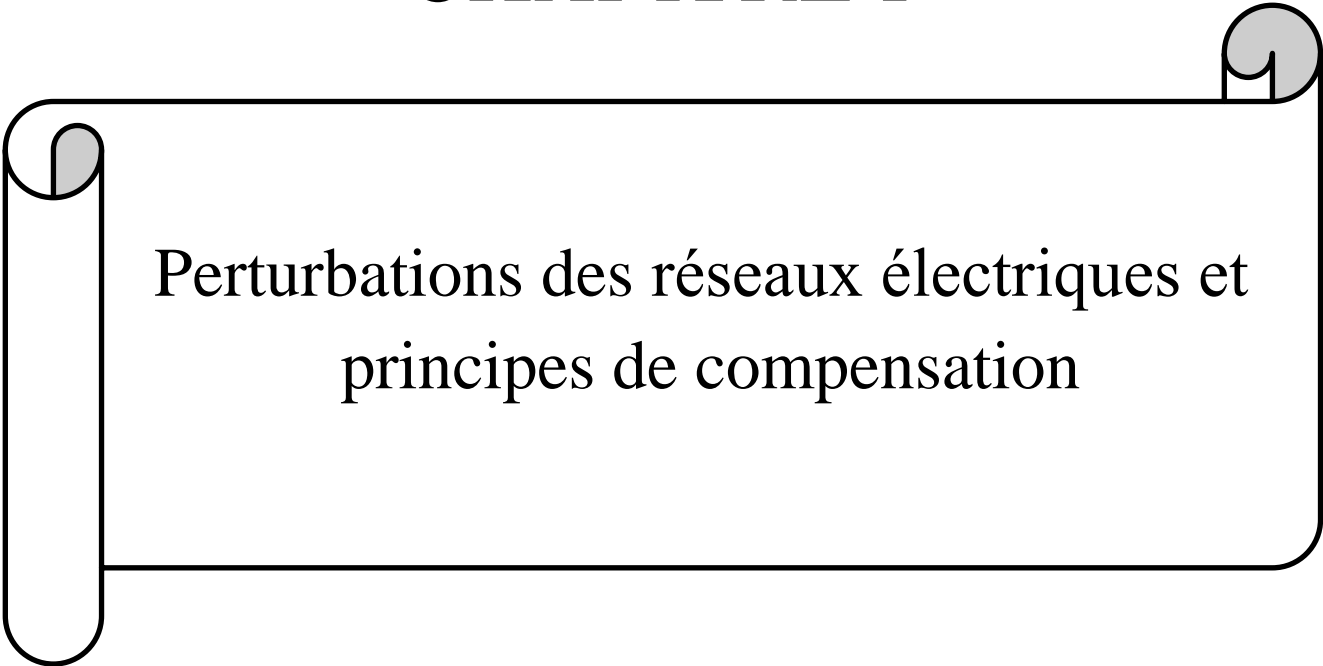
Ce mémoire est composé des quatre chapitres présentés comme suit :

- ✓ Dans le premier chapitre, nous présentons les perturbations des réseaux électriques connectés à des charges dites polluantes. En présentant, les origines/les conséquences de cette pollution harmonique avec la citation des normes, et réglementations imposées aux utilisateurs, ainsi que les solutions classiques et modernes pour la réduction de ces harmoniques.
- ✓ Le deuxième chapitre, sera consacré à la structure du filtre actif parallèle de puissance ainsi que son principe de fonctionnement. Ensuite nous avons présenté les différentes méthodes d'identifications des courants harmoniques des références, la de commande d'onduleur, et la régulation de bus continue.
- ✓ Dans le troisième chapitre, nous étudierons la stratégie du contrôle direct de puissance du Filtre active parallèle.
- ✓ Dans le quatrième chapitre, la modélisation de l'ensemble, réseau-charge polluante-filtre actif, est présenté, ainsi que les résultats de simulation dans l'environnement *Matlab/Simulink* et les résultats d'expérimentation réalisés sur un banc de test de quelle manière nos objectifs ont été atteints.

En fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude.

CHAPITRE I

# *CHAPITRE I*



Perturbations des réseaux électriques et  
principes de compensation

## **I.1 Introduction :**

Le distributeur d'énergie doit fournir à l'ensemble de ses clients et utilisateurs une énergie de qualité sous la forme de trois tensions sinusoïdales constituant un réseau triphasé équilibré. La qualité de cette énergie dépend de celle de la tension aux points de raccordement. Toutefois, cette tension subit généralement des altérations durant son transport jusqu'à son arrivée chez le client, (industriel ou particulier). Les origines de ces altérations sont nombreuses; outre les incidents relatifs à la nature physique et matérielle des organes d'exploitation du réseau, il existe aussi des causes intrinsèques spécifiques au fonctionnement de certains récepteurs particuliers. Afin d'éviter le dysfonctionnement, voire la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les éliminer. Nous commencerons ce chapitre par un exposé des principaux défauts affectant la tension et le courant du réseau électrique. Nous parlerons également de leurs origines, des conséquences matérielles. Nous discuterons ensuite des solutions traditionnelles et modernes utilisés pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques [1] .

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

### **I.2.1 Définition :**

La qualité de cette énergie dépend de celle de la tension aux points de raccordement toutefois, cette tension subit généralement beaucoup de perturbations de deux origines distinctes : d'une part, les perturbations de courant causées par le passage dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs et d'autre part les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques, déséquilibrés et les creux de tension [2] .

## **I.3 perturbations électriques :**

Les réseaux électriques sont très pollués et soumis à de multiples agressions à cause des perturbations électriques, qu'on peut définir en cinq catégories [3] :

- Creux de tension
- Fluctuations de la tension
- Déséquilibre de système triphasé
- Variation de fréquence

- Harmonique et inter-harmonique

### 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  $10\text{ ms}$  à  $3\text{ mn}$  [4].

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.) [5].

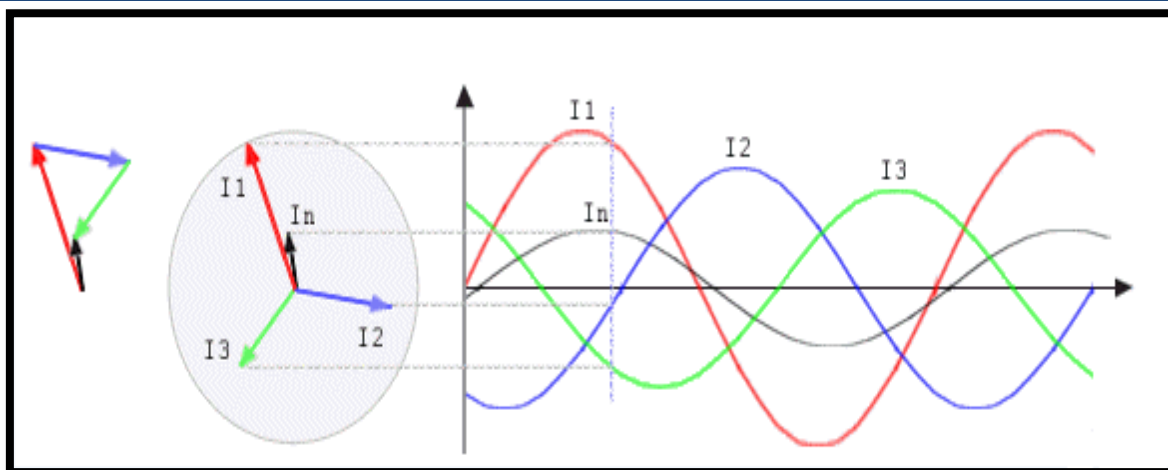
Une coupure de tension quant à elle est une diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90% de la tension nominale  $U_n$  ou disparition totale pendant une durée généralement comprise entre  $10\text{ ms}$  et une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à  $10\text{ ms}$  [6].

### I.3.2 Fluctuation de tension :

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. Elles sont en particulier dues à la propagation sur les lignes du réseau de courants d'appel importants. L'origine principale de ces courants est le fonctionnement d'appareil dont la puissance absorbée varie de manière rapide, comme les fours à arc et des machines à souder. Ces fluctuations se traduisent par des variations d'intensité, visible au niveau de l'éclairage causant un gêne visuel perceptible pour une variation de 1% de la tension. Ce phénomène de papillotement est appelé flicker [1].

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

Trois grandeurs de même nature et de même pulsation forment un système triphasé équilibré lorsqu'elles ont la même amplitude  $\pm 120^\circ$ . Lorsque les grandeurs ne vérifient d'amplitude, on parle d'un système triphasé déséquilibré. On parle d'un déséquilibre d'amplitude lorsque les trois tensions n'ont pas la même valeur efficace, et d'un déséquilibre de phase lorsque le déphasage entre les trois phases successives n'est pas de  $120^\circ$ .

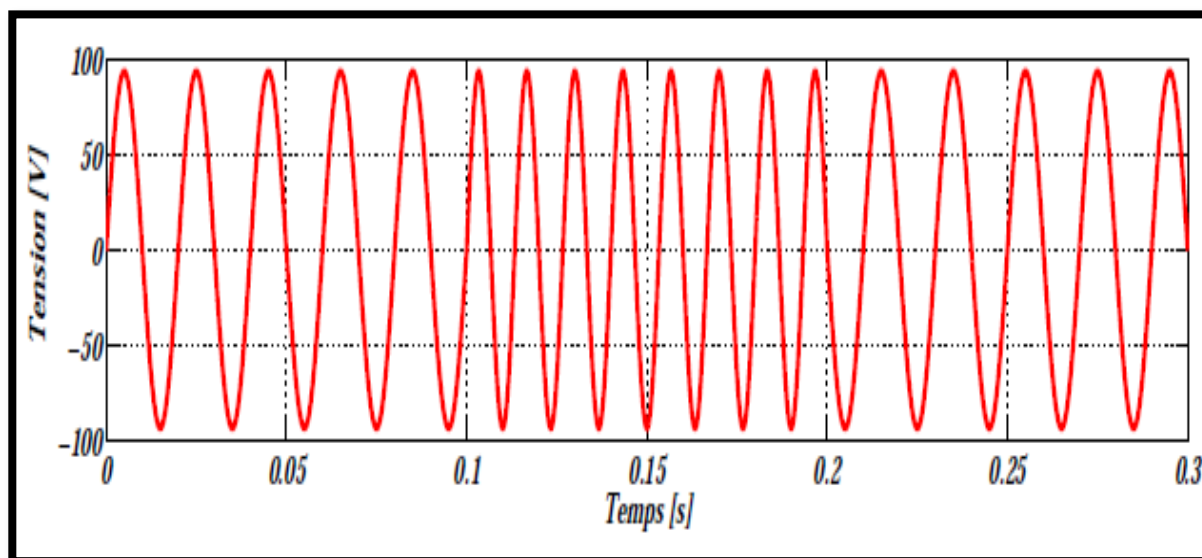


**Figure ( I.1 ) : Exemple de régime triphasé déséquilibré.**

On parle d'un déséquilibre d'amplitude lorsque les trois tensions n'ont pas la même valeur efficace, et d'un déséquilibre de phase lorsque le déphasage entre les trois phases successives n'est pas de  $120^\circ$  [3].

#### **I.3.4 Variation de la fréquence :**

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome (Voir figure ( I.2 ) Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence) est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle  $50 \text{ Hz} \pm 1\%$  [7].



**Figure ( I.2 ) : Variation de la 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 Hz et 2000 Hz (entre les harmoniques de rangs  $h=2$  et  $h=40$ ) [5], [8].

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 [6], [9].

#### 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 d'électronique de puissance 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... [2].

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

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques et le risque d'excitation de résonance.

- **L'échauffement :**

Les pertes totales par *effet Joule* sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques:

$$I^2 \cdot R = \sum_{h=1}^{40} I_h^2 \cdot R \quad (I.1)$$

Avec  $I$  le courant total,  $I_h$  le courant harmonique de rang  $h$  qui représente le fondamental pour  $h=1$ , et  $R$  la résistance traversée par le courant  $I$ .

Les harmoniques augmentent aussi les *pertes fer* (pertes par courants de Foucault).

Ils prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs...). Le vieillissement des isolants est souvent dû à une contrainte en tension

consécutives à la présence de la tension harmonique, et donc à une augmentation locale du courant de fuite, ou encore à l'échauffement exagéré dans les conducteurs.

- **L'interférence avec les réseaux de télécommunication :**

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [4].

- **Les défauts de fonctionnements de certains équipements électriques :**

En présence des harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi-période; par conséquent, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé.

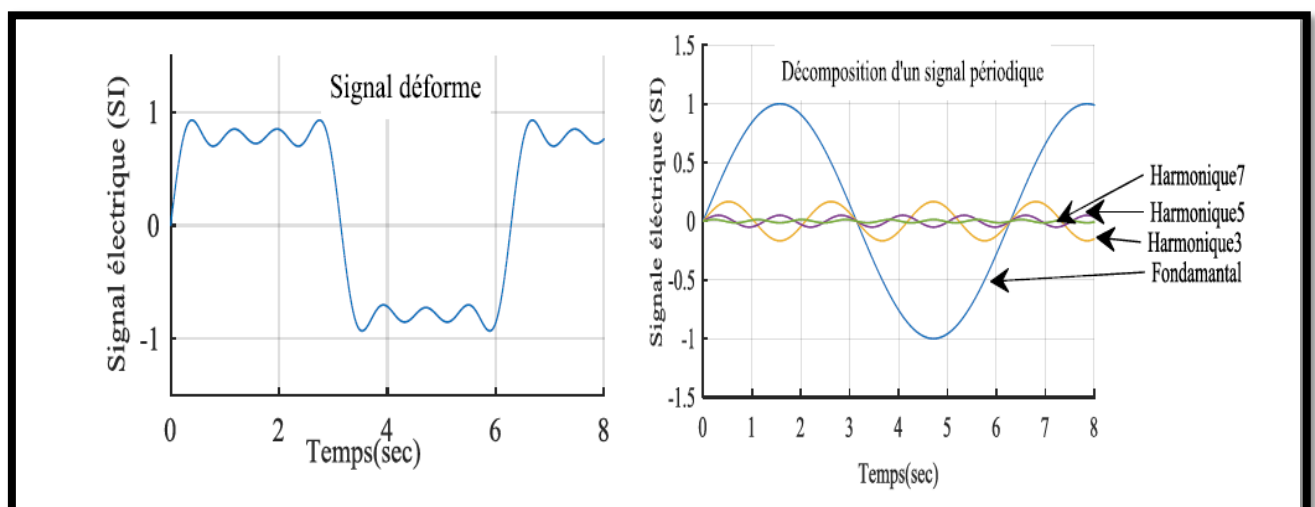
- **Le risque d'excitation de résonance :**

Les fréquences de résonance des circuits formés par des inductances du transformateur et des câbles sont normalement élevées. Ce n'est pas le cas lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance; les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles, et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques.

## I.4 Grandeurs et caractéristiques des harmoniques :

### I.4.1 Grandeur harmonique :

C'est l'une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental [8].



**Figure ( I.3) : Décomposition d'un signal périodique.**

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

Le rang harmonique est le rapport de sa fréquence  $f_n$  à celle du fondamental, généralement la fréquence industrielle 50Hz ou 60Hz. Par principe, le fondamental  $f_1$  au rang 1 [1] .

$$n = \frac{F_n}{F_1} \quad (I.2)$$

**I.4.3 Série de Fourier :**

La signal  $S(t)$  de la figure(I.3) peut représenter un courant ou une tension. Il est périodique de période  $T$ , donc de fréquence  $f = \frac{1}{T}$  et de pulsation:

$$\omega = 2\pi f \quad (I.3)$$

Ce signal s'écrit selon la décomposition suivant [18]:

$$S(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} a_h \cdot \cos(h\omega t) + \sum_{h=1}^{\infty} b_h \cdot \sin(h\omega t) \quad (I.4)$$

Avec: 
$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) dt \quad (I.5)$$

Pour  $h \geq 1$  : 
$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \cdot \cos(h\omega t) dt \quad (I.6)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T S(t) \cdot \sin(h\omega t) dt \quad (I.7)$$

On peut écrire :

$$S(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} C_h \cdot \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (I.8)$$

Avec : 
$$\theta_h = \arctan(a_h/b_h) \quad (I.9)$$

On définit les fréquences d'harmoniques  $f_h$  comme les fréquences multiples de la fréquence fondamentale «f». Leur rang  $h$  est tel que :

$$f_h = f \cdot h \quad (I.10)$$

$$C_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad (I.11)$$

La grandeur  $C_h$  est l'amplitude l'harmonique de rang  $h$  .Il faut noter qu'on utilise très souvent le terme amplitude pour désigner la valeur efficace harmonique donnée par:

$$C_{heff} = \frac{C_h}{\sqrt{2}} \quad (I.12)$$

$a_0$  : Composante continue de la tension  $S(t)$  périodique [10].

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

Il y a identité entre l'expression usuelle de cette valeur efficace calculée à partir de l'évolution temporelle de la grandeur alternative ( $y(t)$ ) et l'expression calculée à partir de son contenu harmonique :

$$Y_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T Y^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n^2} \quad (I.13)$$

Notons qu'en présence d'harmoniques, les appareils de mesure doivent avoir une bande passante élevée ( $> 1$  kHz) [8].

**I.4.5 Taux de distorsion :**

Notre étude se limite au cas où la source est sinusoïdale et/ou le courant absorbé par la charge est entaché de composants harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique (THD) est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques [11].

Deux taux de distorsion harmonique sont distingués :

- ✓ Le taux de distorsion harmonique en courant, noté THD-I
- ✓ Le taux de distorsion harmonique en tension, noté THD-U

Le premier s'exprime sous la forme :

$$THD_I = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^n I_n^2}{I_1^2}} \quad (I.14)$$

Avec :  $I_1$  la valeur efficace du courant fondamental et  $I_n$  la valeur efficace de rang harmoniques du courant  $n$ .

Le THD-I ne dépend que des valeurs efficaces du courant de charge. En revanche, le THD-U est fonction des courants harmoniques, caractérisant la charge, et de l'impédance de court-circuit, imposée par le réseau :

$$THD_U = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^n U_n^2}{U_1^2}} \quad (I.15)$$

Avec :  $U_1$  la valeur efficace de tension fondamental et  $U_n$  la valeur efficace de rang harmoniques de la tension  $n$  [15].

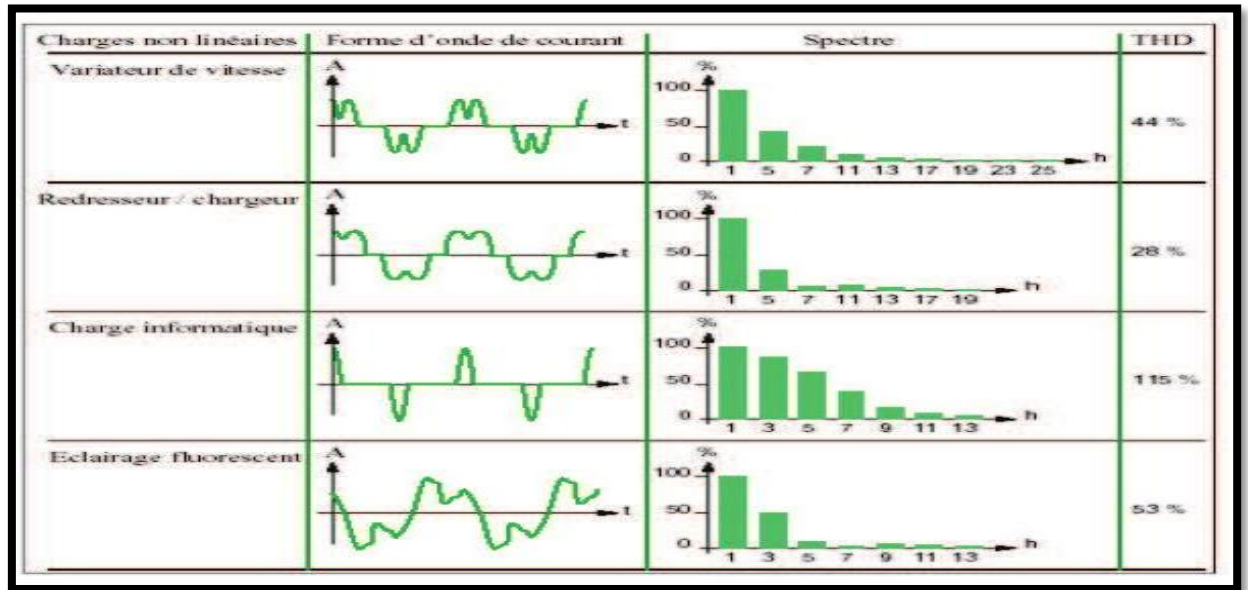


Tableau ( I. 1 ) : Caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques.

#### I.4.6 facteur de puissance :

Dans le cas d'un réseau équilibré, on peut définir les grandeurs de puissance suivantes : la puissance instantanée ( $p$ ), la puissance active ( $P$ ) et la puissance apparente ( $S$ )

$$p(t) = 3v(t) \cdot i(t) \quad (\text{I.16})$$

$$S = 3I_{\text{eff}} \cdot V_{\text{eff}} \quad (\text{I.17})$$

$$P = 3 \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot V_n \cos(n\varphi_n) \text{ ou } \varphi_n = \beta_n - \alpha_n \quad (\text{I.18})$$

Le facteur de puissance  $F$ , défini par le rapport entre la puissance active et la puissance apparente s'exprime par :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot V_n \cos(n\varphi_n)}{I_{\text{eff}} \cdot V_{\text{eff}}} \quad (\text{I.19})$$

Afin d'estimer la participation des harmoniques dans la puissance apparente, une puissance supplémentaire appelée puissance déformante ( $D$ ) est introduite, elle est estimée par certains auteurs comme suite :

$$D = V_l \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (\text{I.20})$$

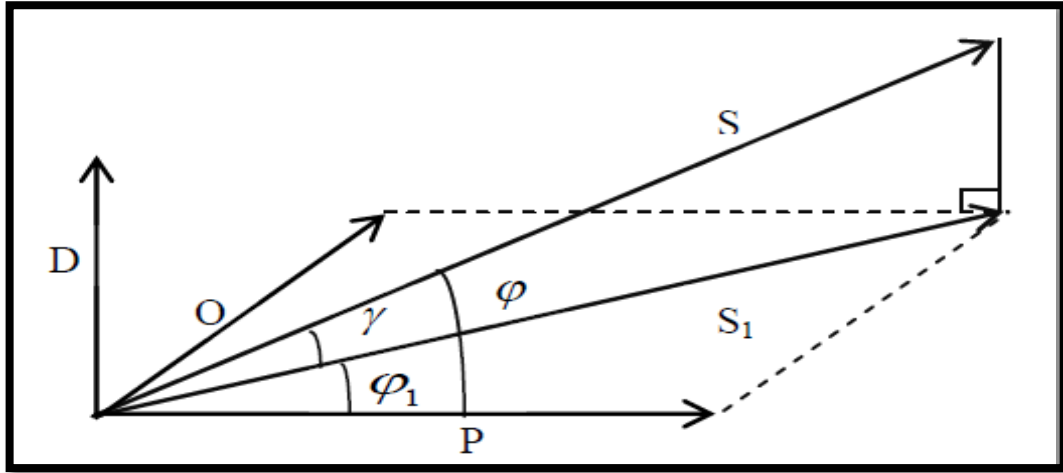
Cette estimation est faite dans le cas où la tension du réseau est purement sinusoïdale. La puissance apparente peut donc se mettre sous la forme :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{I.21})$$

Le facteur de puissance s'écrit alors :

$$F = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.22})$$

Cette dernière expression fait clairement apparaître l'impact de la puissance déformante sur la dégradation du facteur de puissance.



**Figure ( I .4) : Diagramme de Fresnel des puissances.**

- Le déphasage entre la puissance apparente dans le cas d'un système équilibré linéaire et la puissance apparente dans le cas déséquilibré non linéaire S.
- Le déphasage entre la puissance active P et la puissance apparente S [3].

#### **I .4. 7 Spectre d'harmonique (de fréquence) :**

Une représentation essentielle pour les harmoniques c'est le spectre en fréquence. Il s'agit d'un moyen graphique très pratique pour apprécier les harmoniques en présence. Le spectre est un histogramme fournissant l'amplitude de chaque harmonique en fonction de son rang .Ce mode de représentation est également appelé analyse spectrale. L'examen du spectre permet d'apprécier à la fois quels sont les harmoniques en présence et leur importance respective [12].

La figure( I.5) représente le spectre du signal :

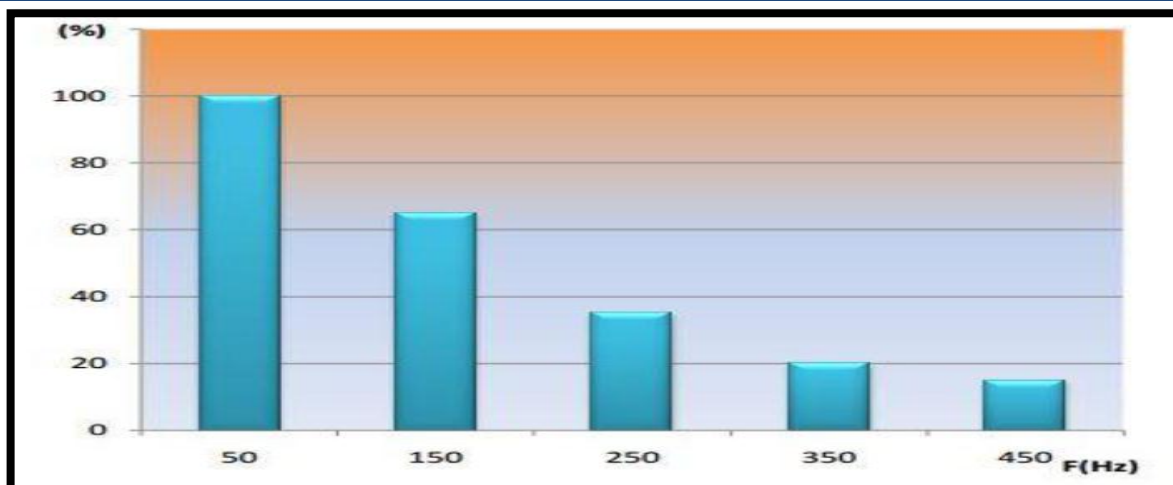


Figure (I. 5) : Spectre d'un signal de composante fondamentale 50 Hz, et comportant des harmoniques de rangs 3 (150 Hz), 5 (250 Hz), 7 (350 Hz) et 9 (450 Hz).

#### I.4. 8 Charges linéaires et non- linéaires :

##### ❖ Charges linéaires:

Si l'on alimente une charge linéaire 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 .

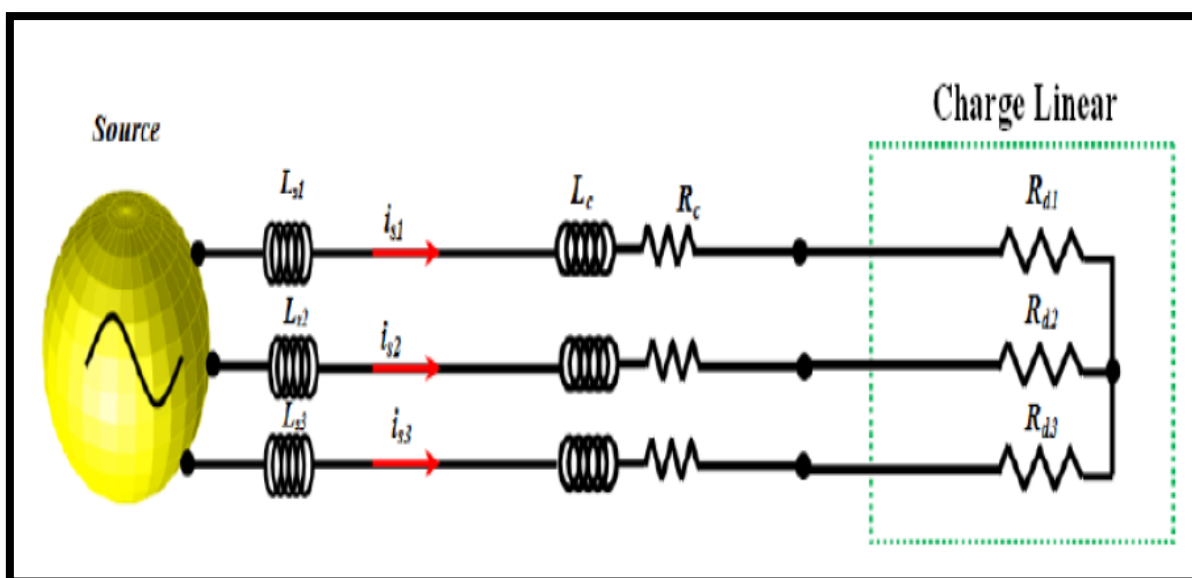


Figure (I.6) : Structure d'une charge linéaire résistive triphasé.

Les formes d'ondes de la tension de source et du courant absorbé par une charge linéaire (résistance) sont représentées sur la Figure.( I.7).

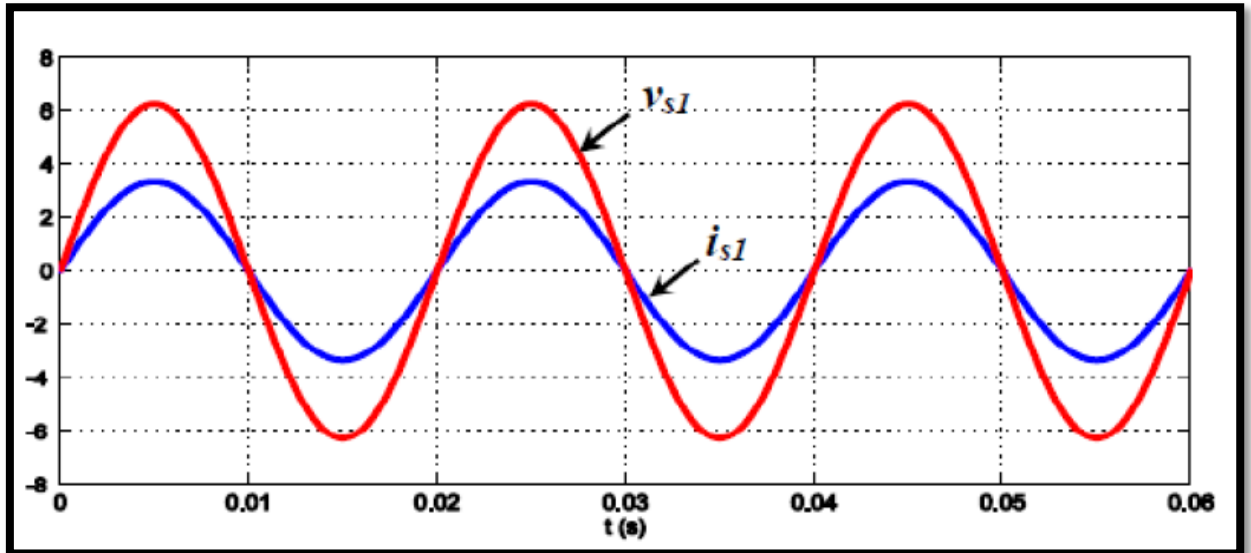


Figure ( I .7) : Formes d'ondes de la tension et courant absorbé par une charge résistive.

❖ Charges non linéaires :

Si l'on alimente une charge non linéaire par une tension sinusoïdale, le courant circulant dans la charge n'est plus sinusoïdal. Ce courant peut être décomposé en une composante fondamentale et des harmoniques.

La Figure( I.8) présente la structure d'une charge non linéaire représentée par un pont triphasé à diode débite sur une charge inductive, et alimenté par un réseau triphasé équilibré [11] [13].

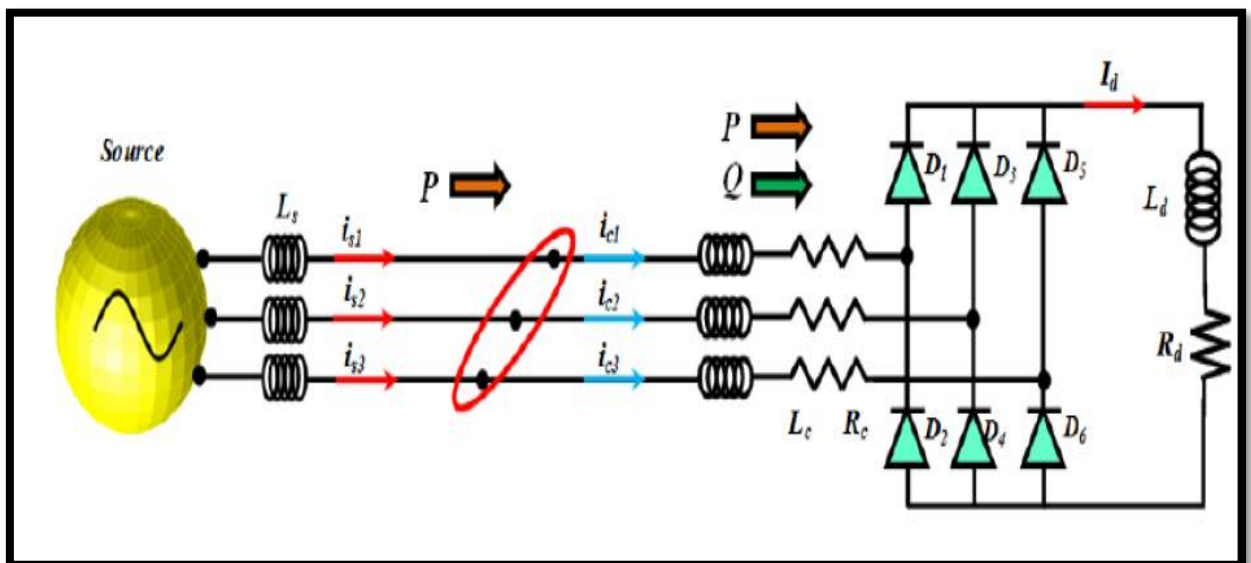


Figure ( I .8) : Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive.

## I.5 Normes et réglementation de perturbation :

Pour éviter tous les désagréments générés par la présence de courants et de tensions harmoniques sur le réseau et pour préserver la pollution du réseau, les utilisateurs sont de plus en plus tenus de respecter un certain nombre de normes [16]. L'objectif des normes et des réglementations est de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. Les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine électrotechnique sont la *CEI* et l'*IEEE*. Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial mais n'ont pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées .

✘ 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 à titre d'exemple:

✓ *CEI 61000-2-2* qui définit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension.

✓ *CEI 61000-3-2* qui définit les limites d'émissions de courant harmonique par les appareils consommant moins de 16A par phase.

✓ *CEI 61000-2-4* qui définit les niveaux de compatibilité dans les réseaux d'installations industrielles [6],[14].

✘ 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.2) indique ces limites des distorsions des tensions.

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

**Tableau (I.2): Limites des distorsions des tensions au  $P_{cc}$  (IEEE 519-1996).**

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 Demanda Distorsion) 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.

$$v_n \leq 69kV$$

$I_{sc}/I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>TDD</i>
<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

**Tab  
leau  
(I.3)**

**: Limites des émissions harmoniques du courant  $I_h$  en  $I_L$  % de (IEEE 519/1159).**

Avec:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100 \quad (I.23)$$

$I_h$  : Amplitude du courant harmonique;

$I_L$  : Courant maximal demandé par la charge

$A(rms)$ ,  $I_{sc}$  : Courant de court-circuit [14].

## I.6 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 [17] :

- ✓ Inductance anti-harmonique de protection des condensateurs .
- ✓ Inductance de lissage des courants .
- ✓ Confinement des harmoniques .
- ✓ L'utilisation de transformateurs à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques .
- ✓ Augmentation de l'indice de modulation .



---

**I.6 .3 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique:**

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 [6].

**I.6 .4 Agir sur la structure de l'installation :**

Il est souhaitable d'alimenter un grand pollueur par un transformateur à part, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Face à un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation par des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle. Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles [21] .

**I.6 .5 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 [1].

**I.6 .6 Filtre passif d'harmonique:**

Une perturbation harmonique basse fréquence est réduite par un filtre passif composé d'une inductance et d'un condensateur en série et accordé sur la fréquence harmonique à atténuer. Les filtres passifs les plus utilisés sont les filtres résonnants et les filtres passe-haut . En effet, la dépollution d'une installation se fait par une association de filtres passifs résonnants, chacun accordé sur une fréquence harmonique différente [22].

Le filtre correspondant au dernier harmonique à atténuer est en général amorti et du second ordre (résistance en parallèle avec une inductance) afin de réduire les tensions harmoniques de rang supérieur . La figure ci-dessous montre le principe d'un filtrage passif.

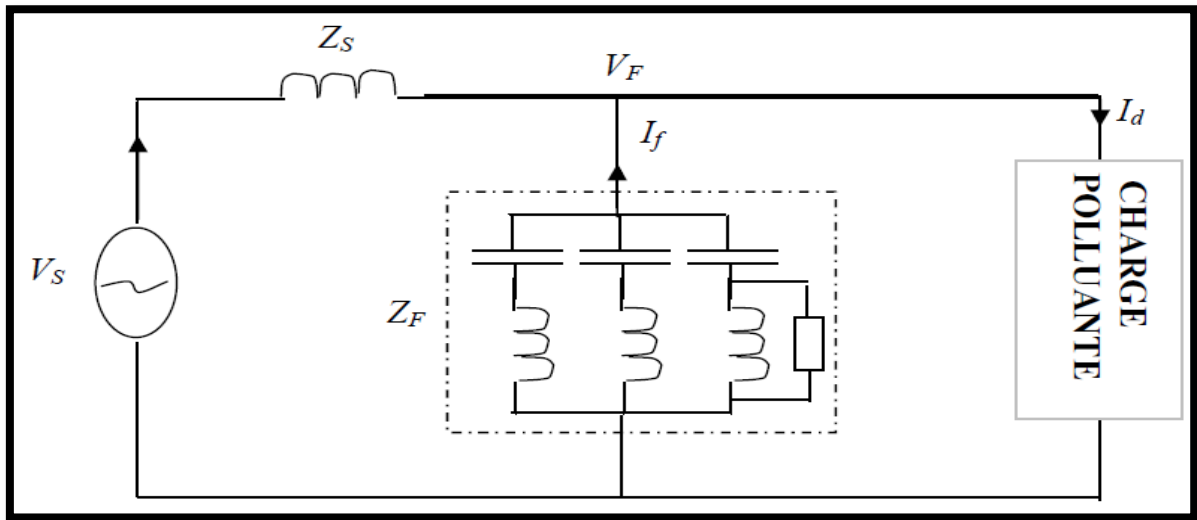


Figure ( I .10) : Principe du filtre passif

### I .6 .6.1 Filtre résonant :

C'est un filtre très sélectif constitué d'un ensemble RLC en série voir la figure (I.11) et il est accordé sur une fréquence déterminée . Sa performance est caractérisée par la réduction de la tension harmonique entre ses bornes .Cette solution consiste aussi à offrir au courant harmonique que l'on désire éliminer, un chemin moins résistant que la ligne. Elle exploite la résonance série des circuits formés par l'association d'éléments inductifs et capacitifs, ces circuits, pour chaque paire (L, C) une fréquence dite de résonance où l'impédance de circuit est très basse[1].

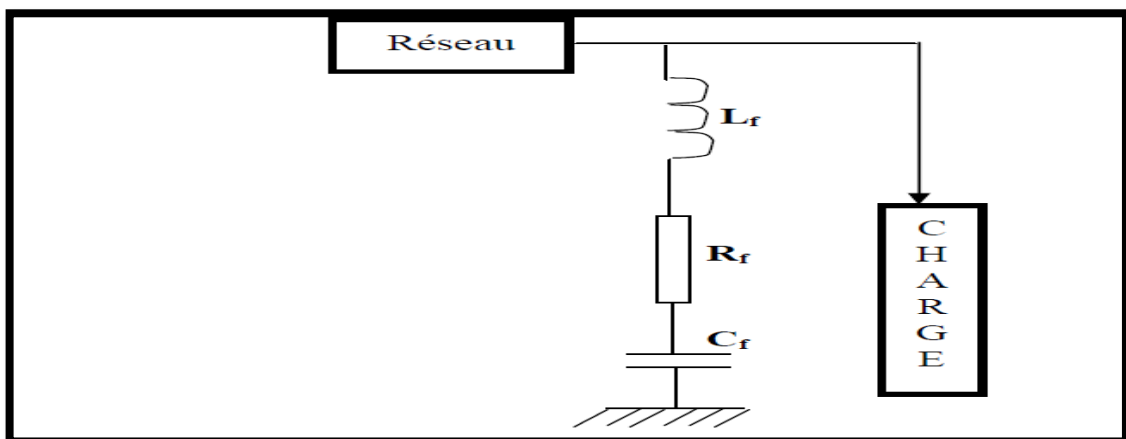


Figure ( I .11) : Branchement d'un filtre passif résonant

### I.6 .6.2 Filtres amorti :

Ces filtres présentent une faible impédance sur une large bande de fréquence. Ils sont beaucoup moins sélectifs et réduisent les harmoniques supérieures au voisinage de leurs rangs d'accord. Le Figure ( I .12) présentent respectivement, le schéma de branchement d'un filtre amorti et l'évolution de son impédance en fonction du rang harmonique. Ces filtres présentent

des performances moins bonnes que celles des filtres résonnants. En revanche, les conséquences d'une variation de la capacité ou de la fréquence sont très limitées [22].

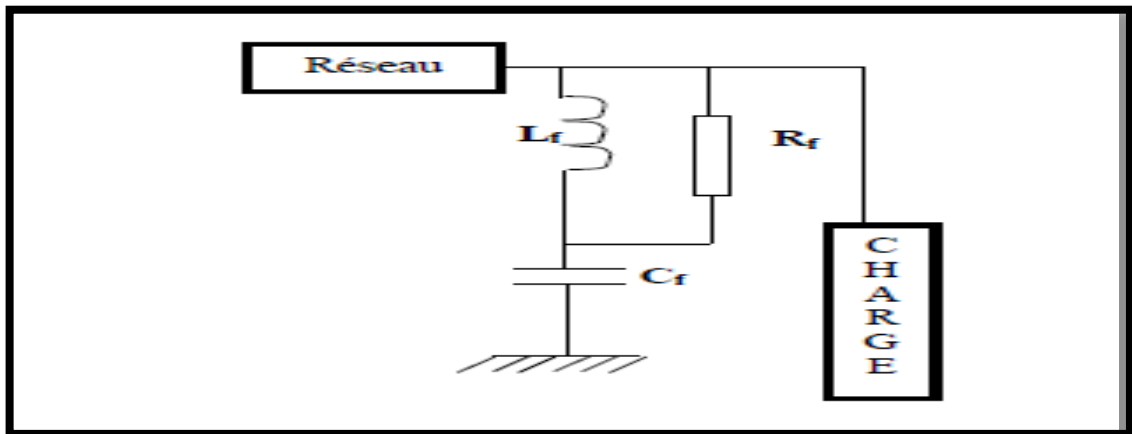


Figure ( I .12) : Filtre passif amortie (passe-haut)

### I.6.6.3 Les avantages et les inconvénients des filtres passifs :

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

Cependant Il présente les inconvénients suivants:

- ✓ L'impédance du réseau en présence des filtres passif peut faire apparaître des résonances.
- ✓ Le filtrage passif peut absorber les courants harmoniques d'autres charges non linéaires et dans ce cas, le filtre passif peut être surchargé.
- ✓ Le filtrage passif est peu flexible et, en cas de modifications dans le réseau, il peut avoir du mal à s'adapter aux nouveaux besoins du filtrage.
- ✓ La conception des filtres passifs doit considérer la tolérance de fabrication et les dérives paramétriques qui apparaissent à l'usage.

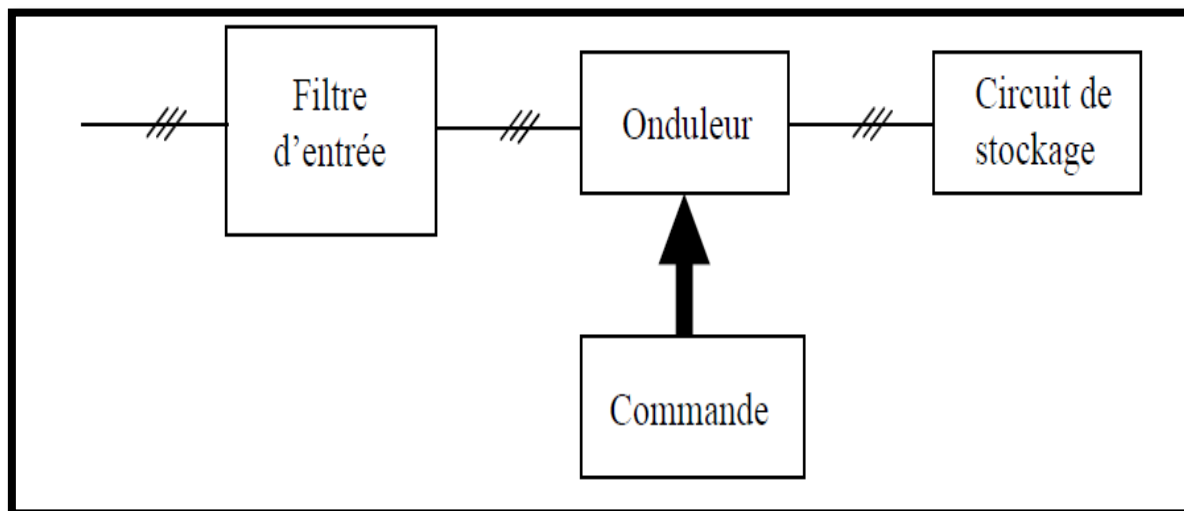
Ainsi, avant d'installer un filtre de ce type, une étude détaillée doit être menée afin d'analyser, cas par cas, les risques de résonance et de surcharge [23].

## I.7 Solutions de dépollution modernes :

L'avènement de l'électronique de puissance et l'apparition de nouveaux semi-conducteurs de puissance tel que MOSCT, MOSFET, IGBT, a fait que de nouvelles méthodes de dépollution des harmoniques viennent remplacer les méthodes traditionnelles. En effet, pour pallier au problème de la pollution des réseaux électriques et de la fourniture d'une bonne qualité d'énergie aux consommateurs devenant de plus en plus préoccupant ces dernières années, les filtres actifs semblent une alternative intéressante que ce soit pour les fournisseurs ou les consommateurs car ils peuvent s'adapter simultanément aux évolutions du réseau électrique et de la charge non linéaire.

La vocation d'un filtre actif est de compenser en temps réel tout ou une partie des courants harmoniques et/ou la puissance réactive d'un ensemble de charges polluantes [24], et/ou des tensions harmoniques du réseau électrique.

Un filtre actif se compose d'un élément de stockage, d'un convertisseur de puissance (onduleur de tension ou onduleur de courant), d'un filtre d'entrée et d'un bloc de commande comme le montre la figure ( I .13) :



**Figure ( I .13) : Eléments constitutifs d'un filtre actif**

Le filtre actif peut être à structure tension ou à structure courant selon qu'il soit construit d'un onduleur de tension ou d'un commutateur de courant.

### **I.7 .1 Filtrages actifs :**

Les inconvénients inévitables aux filtres passifs et l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les Transistors IGBT, ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtres appelée filtres actifs de puissance (A.P.F). Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau soient rendus sinusoïdaux et parfois avec un facteur de puissance unitaire. Le filtre actif est connecté en série, en parallèle, en combinant ces deux dernières structures ensemble ou associé avec des filtres passifs en fonction des grandeurs électriques harmoniques (courants ou tensions) à compenser [25].

#### **I.7 .1.1 Le Principe de fonctionnement du filtre actif :**

Les filtres actifs sont des convertisseurs de puissance, agissant comme source de courants ou de tensions harmoniques, qui injectent en série ou en parallèle sur les réseaux des tension ou des courants harmoniques, de forme adéquate de tel sorte à maintenir la tension du réseau au point de raccordement de forme de phase de fréquence et d'amplitude bien définie.

Les convertisseurs de puissance dit « onduleur » totalement commandable à base de GTO, d'IGBT ou de MOFSET, sont utilisés comme organe de réglage en vue d'asservir certaines grandeurs relatives au générateur ou au récepteur. La principale raison de l'utilisation de dispositif de commutation rapide est de pouvoir commander l'onduleur par modulation de largeur d'impulsions, pouvant ainsi suivre n'importe quelle forme de référence [5], [15].

#### I.7 .1.a Filtre actif parallèle (FAP) :

La figure ( I .14) présente un schéma unifilaire d'un FAP, où il se connecte en parallèle avec le réseau et injecte en temps réelles les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Afin de rendre le courant fourni par la source sinusoïdal [26].

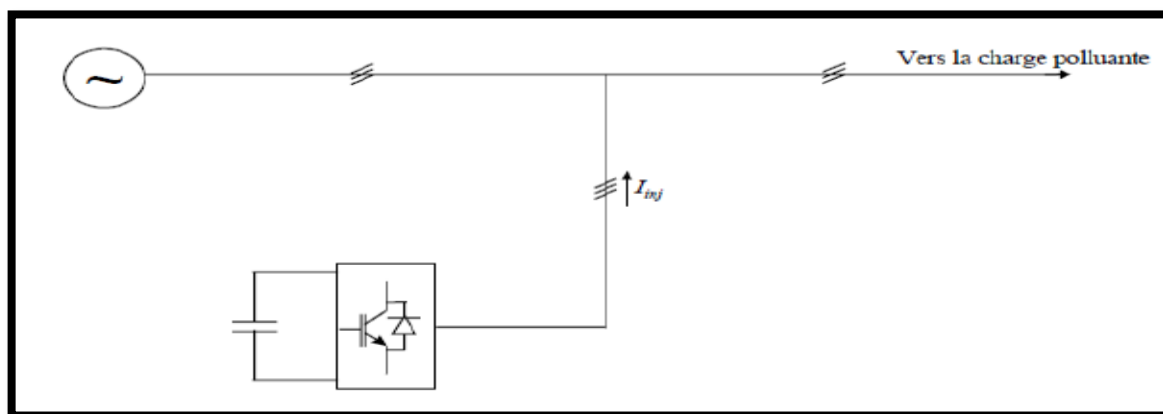


Figure ( I .14) : Filtre actif parallèle.

#### I.7 .1.b Filtre actif série :

Le filtre actif série permet d'éliminer les harmoniques de tension, de compenser le déséquilibre et de réguler la tension aux points de raccordement. Cette configuration permet aussi d'éviter tout risque de résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau Figure ( I .15) [27] .

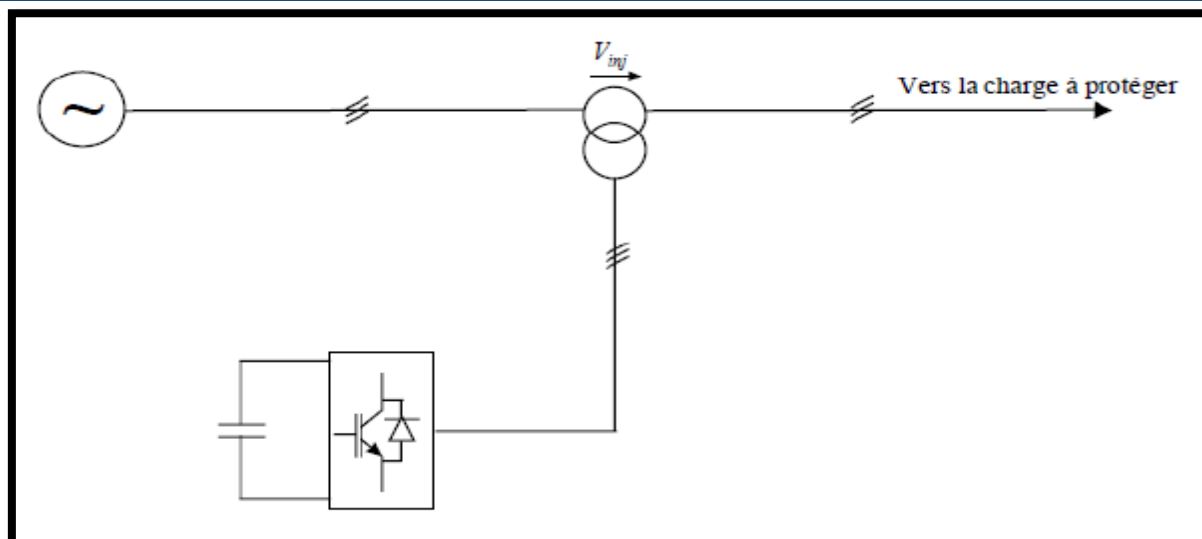


Figure ( I .15) : Filtre actif série .

### I.7 .1.c. Combinaison de filtres actifs parallèles et séries :

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série Figure ( I .16) .Donc, elle possède les avantages cumulés des filtres actifs parallèles et série. Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle série actif ou en anglais Unified Power Quality Conditioner (UPQC). Un filtre actif série placé en amont du filtre actif parallèle permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices; or s'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perte [3].

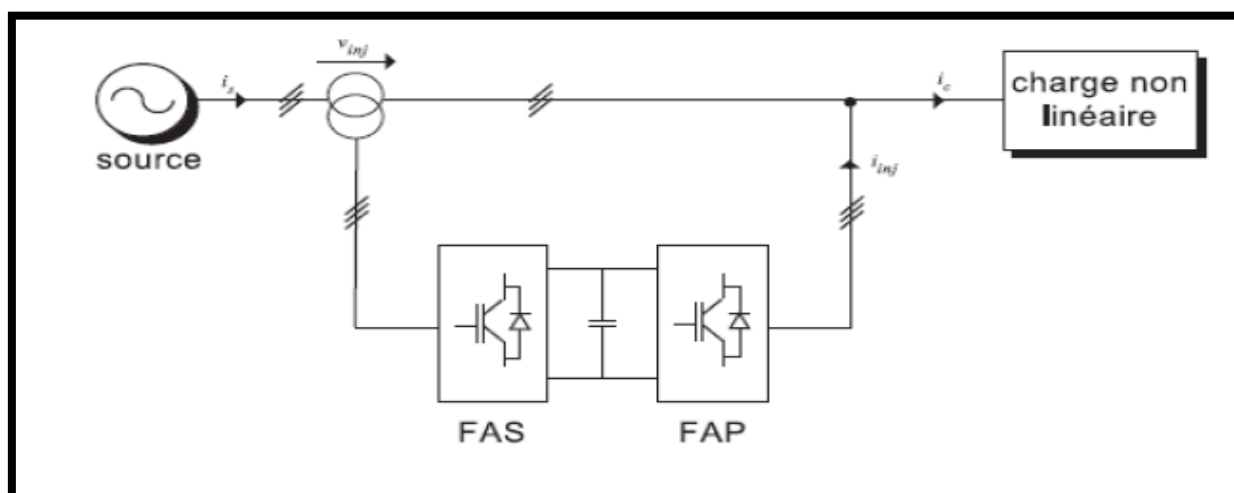


Figure ( I .16) : Combinaison parallèle-série de filtres actifs.

### I.7.1.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 [23].

### I.7.2 Filtrage hybride :

Connecté avec ou sans transformateurs au réseau, le filtre actif hybride (Figure. I.17) est constitué d'un filtre passif connecté directement en série avec le filtre actif, ce qui entraîne une diminution de la tension du bus continu comparativement à celle d'un filtre actif pur et une réduction du dimensionnement du filtre hybride. En plus, le filtre passif évite les oscillations dues à la commutation (HF) car il présente une haute impédance à cette fréquence. Cependant, la mise en place d'une inductance à l'entrée de la charge non linéaire est indispensable pour le bon fonctionnement du filtre hybride[37].

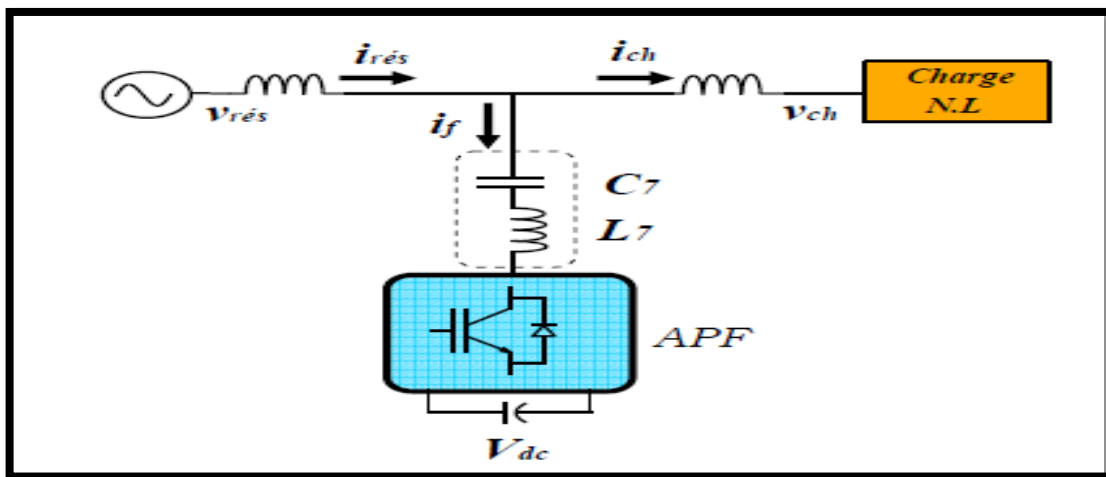


Figure.( I.17): Filtre actif hybride

#### I .7.2.a Filtre actif série avec un filtre passif parallèle :

Une version moins chère de la structure précédente est illustrée par la Figure ( I .18) où un filtre actif série et un filtre parallèle passif sont exploités. Principalement, le filtre série régule la tension au point PCC tandis que le filtre parallèle est réglé sur quelques harmoniques de courant (rangs inférieurs) qui doivent être supprimés. Cette

topologie a la possibilité de réduire les harmoniques de tension et de courant à un prix raisonnable [15].

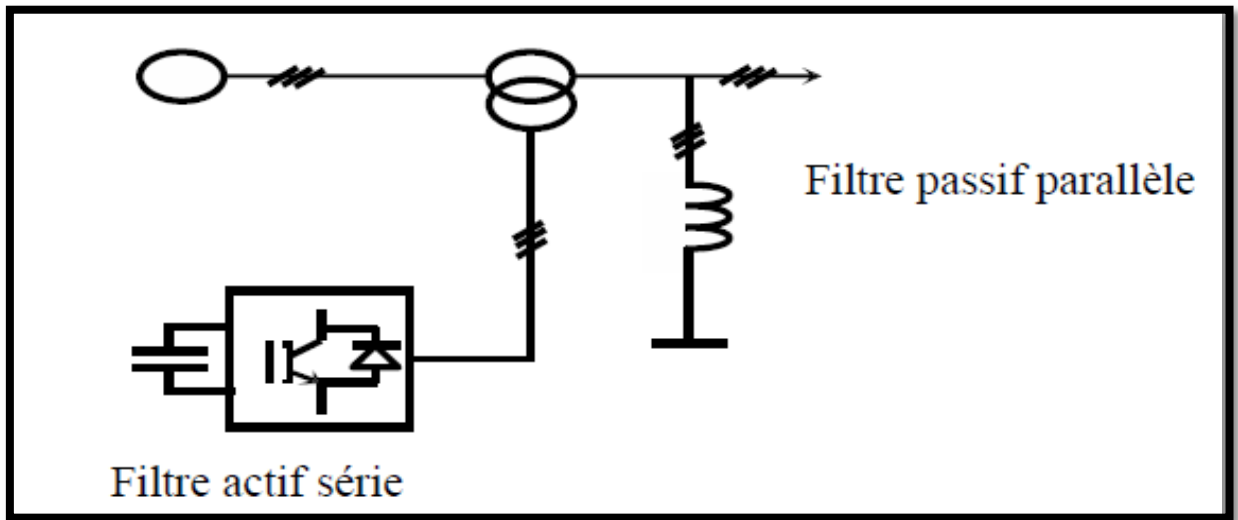
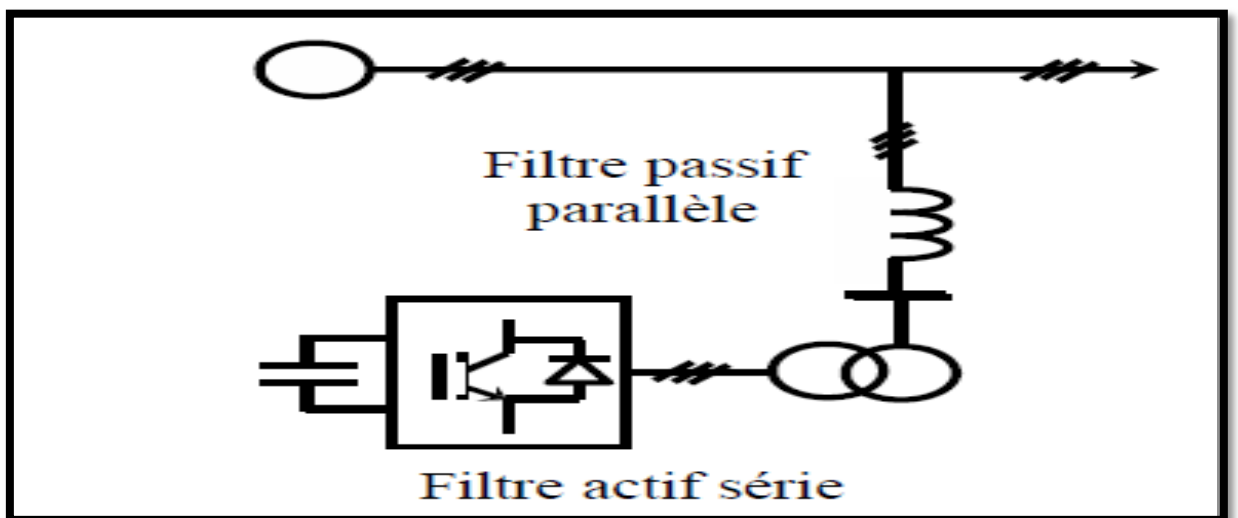


Figure ( I .18) : Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.

#### I.7.2.b Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles :

Le principe de fonctionnement de cette configuration, présentée en figure ( I .19), est la même que la précédente avec l'avantage de réduire 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 [8].



.Figure ( I .19) : Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.

#### I.7.2.c filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle. :

Dans ce cas, le rôle du filtre actif parallèle est de compenser les courants harmoniques basse 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 [22].

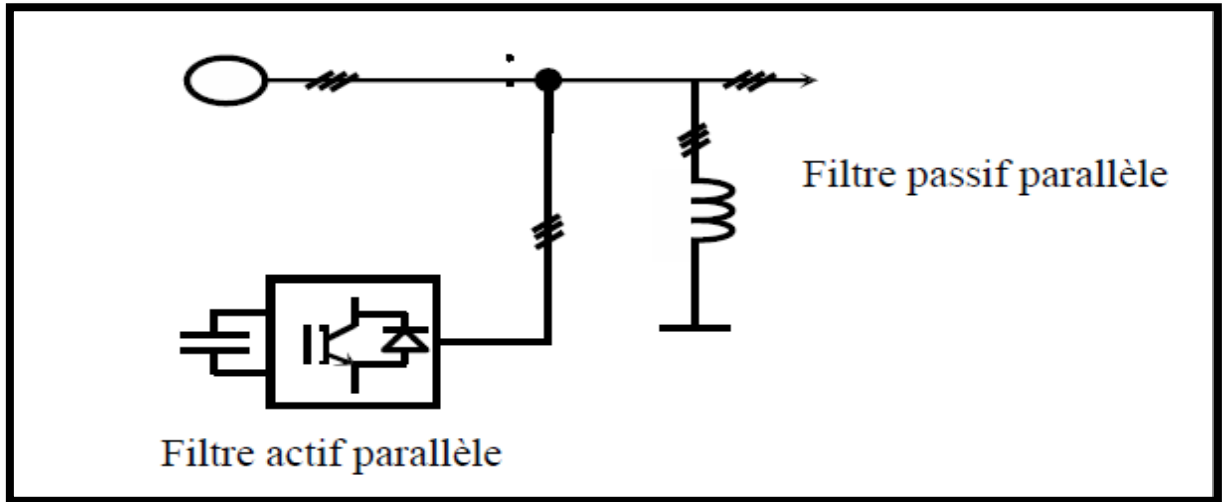


Figure ( I .20) : Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle

### I.7.3 Les redresseurs MLI :

Les redresseurs à MLI sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande MLI, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Selon le type d'onduleur utilisé, nous distinguons deux structures de redresseurs à MLI [26]:

- ☒ Redresseur à MLI de courant.
- ☒ Redresseur à MLI de tension.

#### I.7.3.a Les redresseurs MLI de courant :

La figure( I.21) illustre la topologie du redresseur MLI de courant. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant côté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [29].

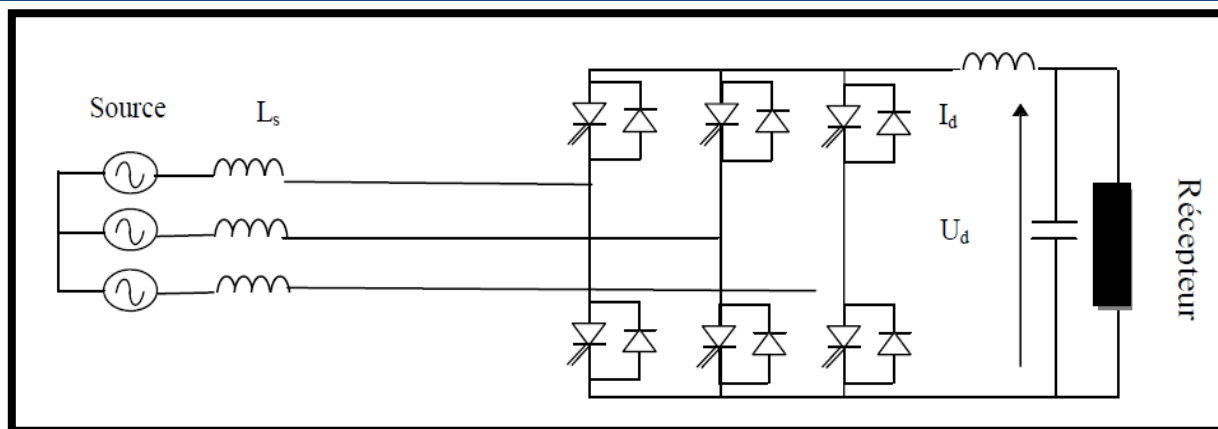


Figure ( I .21) : Redresseur de courant

### I.7.3.b Les redresseurs MLI de tension :

Son schéma de principe est présenté sur la figure (I.22). Les composants de puissance disponibles (IGBT, GTO) étant unidirectionnels en courant, le courant  $I_d$  le sera également. 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 [8] .

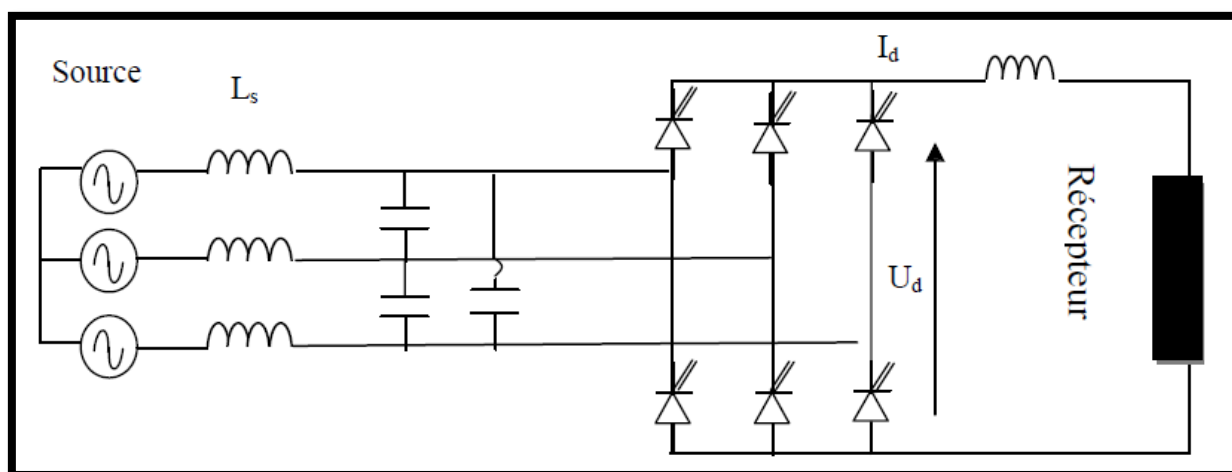


Figure ( I .22) : Les redresseurs MLI de tension

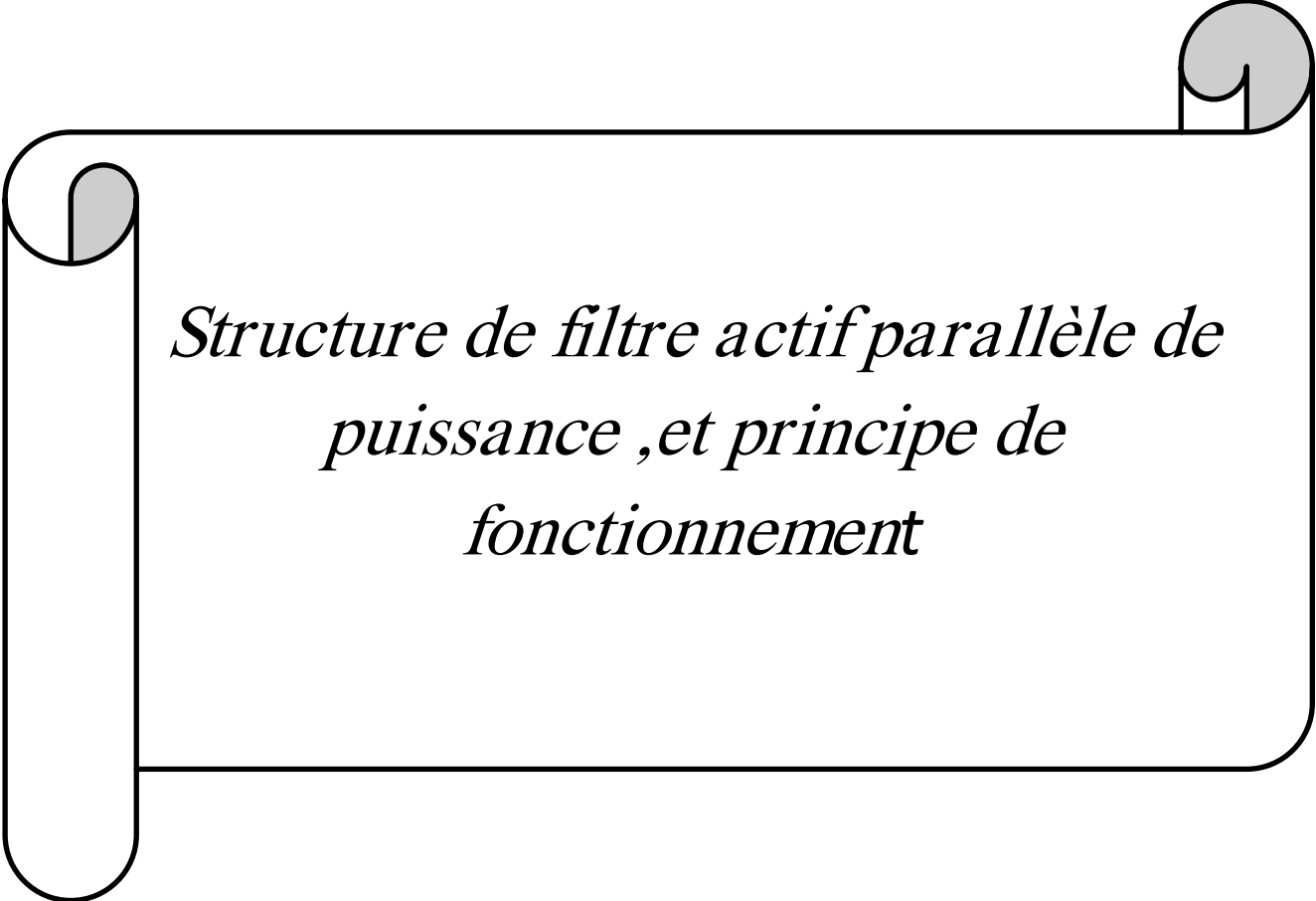
### I.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes perturbations électriques affectant l'onde de la tension du réseau électrique (comme les harmoniques, creux de tension, déséquilibres etc... ), les caractéristiques et les normes imposées. Ces perturbations ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Puis nous avons montré les différentes solutions de dépollution existantes. il y a des points positifs ainsi que des points négatifs pour chaque type de solution . Dans le chapitre suivant nous avons s'intéressé aux solutions modernes tel que le filtre actif parallèle qui sera l'objet de ce mémoire [30].



CHAPITRE II

*CHAPITRE II*



*Structure de filtre actif parallèle de  
puissance ,et principe de  
fonctionnement*

## II.1 Introduction :

Le filtrage actif parallèle de puissance (FAP) est une solution moderne et adéquate permettant de remédier aux perturbations en courant. Ce compensateur peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques et les courants déséquilibrés. Dans ce chapitre nous allons étudier le filtre actif parallèle. Sa structure a été divisée en deux parties, la partie puissance et la partie contrôle-commande. Dans la partie puissance, on a retrouvé les trois principaux blocs de cette structure : L'onduleur de tension qui est un élément fondamental de ce filtre, l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie. La partie contrôle -commande, comporte des blocs pour identifier des courants perturbateurs et la régulation du courant injecté par l'onduleur.

Le filtre actif est un onduleur de tension à MLI qui traite l'élimination des harmoniques. Il doit donc, absorber des courants éliminant les harmoniques créés par La charge polluante (pont redresseur dans notre cas).

Cette structure a pour vocation d'éliminer de façon active toute ou une partie des harmoniques de courant [31].

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

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

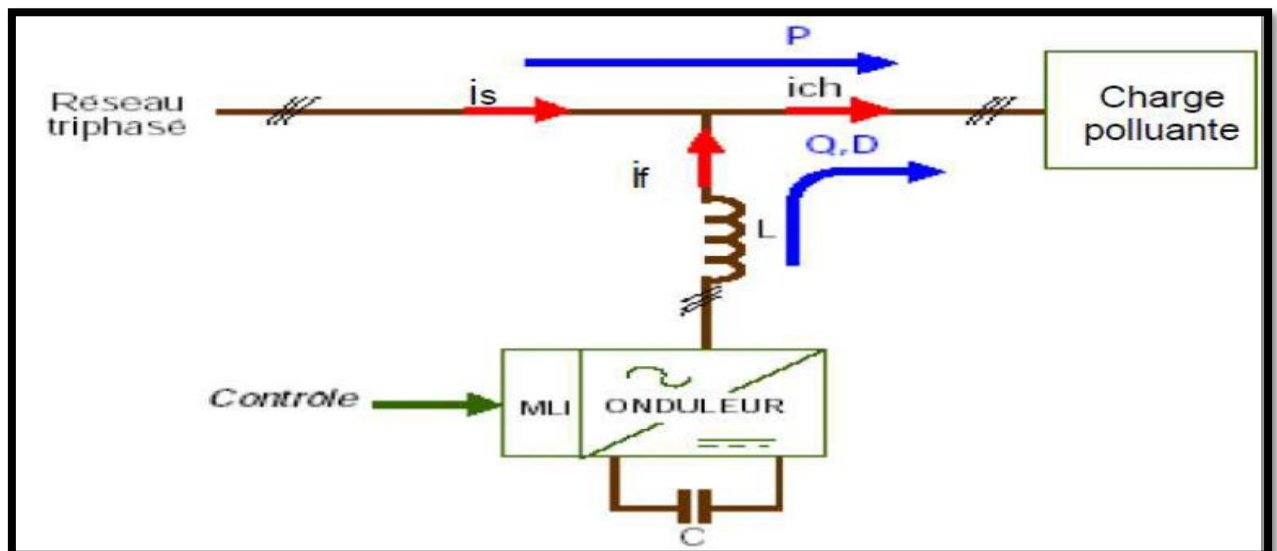


Figure (II .1) : Schéma de principe du filtre actif parallèle

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  $i_{cha}$ , une composante réactive  $i_{chr}$  et une composante harmonique  $\sum_{n+1}^{\infty} i_{chn}$ :

$$i_{ch} = i_{cha} + i_{chr} + \sum_{n+1}^{\infty} i_{chn} \quad (\text{II.1})$$

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, 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 :

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

Le filtre actif parallèle fournit la puissance réactive et déformante:

$$I_f = i_{chr} + \sum_{n+1}^{\infty} i_{chn} \quad (\text{II.4})$$

Pour illustrer le principe de filtrage actif, considérons l'ensemble réseau électrique, charge polluante et filtre actif est représenté sur la figure (II.2). La charge polluante est constituée d'un pont triphasé à diodes débitant sur un circuit RL.

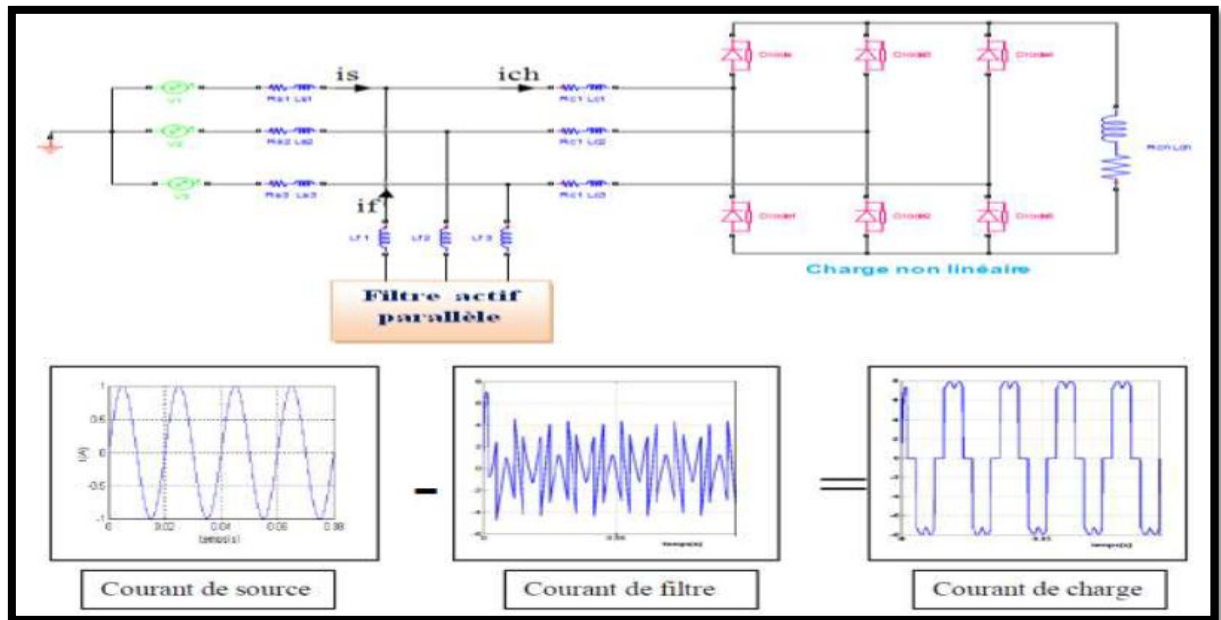


Figure. (II.2): Schéma de principe de l'ensemble réseau électrique, charge polluante et filtre actif et formes d'ondes des courants respectifs.

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 [6].

### II.3 Structure du filtre actif parallèle:

La figure (II .3) donne la structure du FAP, laquelle se présente sous la forme de deux parties [18] :

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

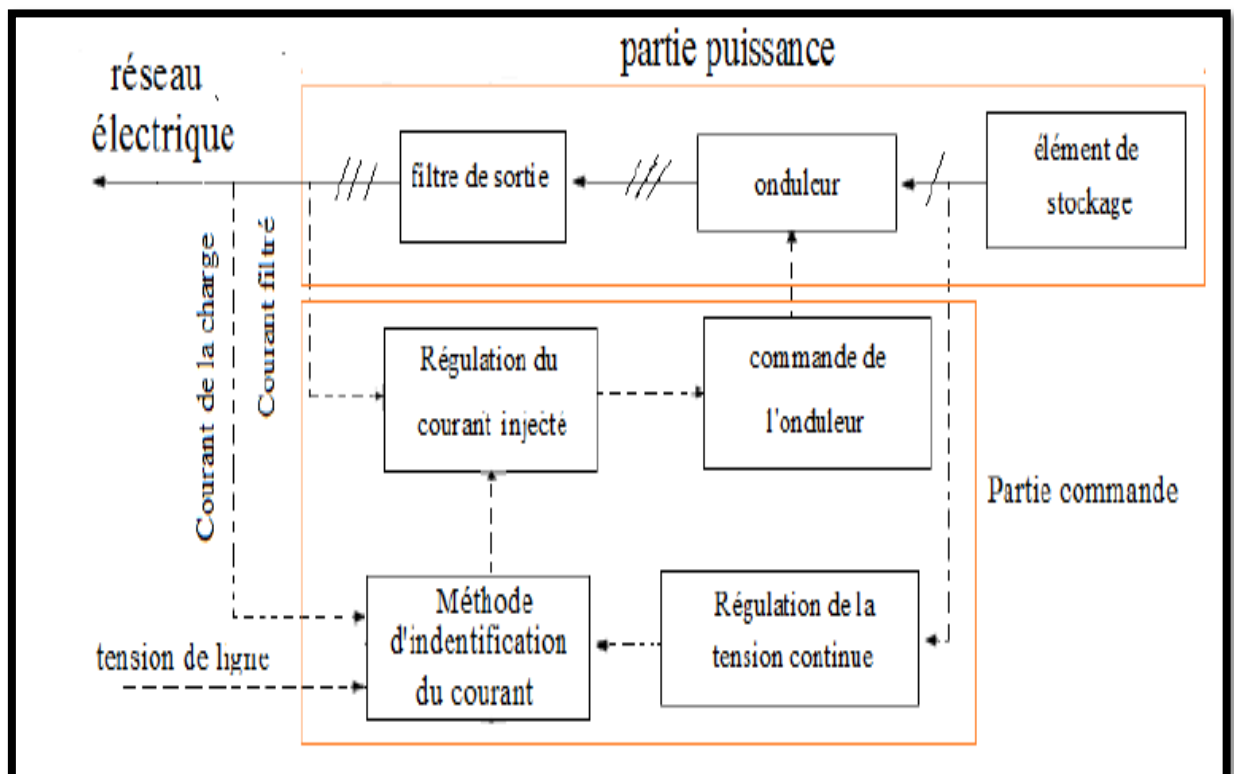


Figure (II . 3) : Structure générale d'un filtre actif parallèle

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

La partie puissance du FAP est constituée de l'onduleur, d'un filtre découplage et d'une capacité de stockage de l'énergie.

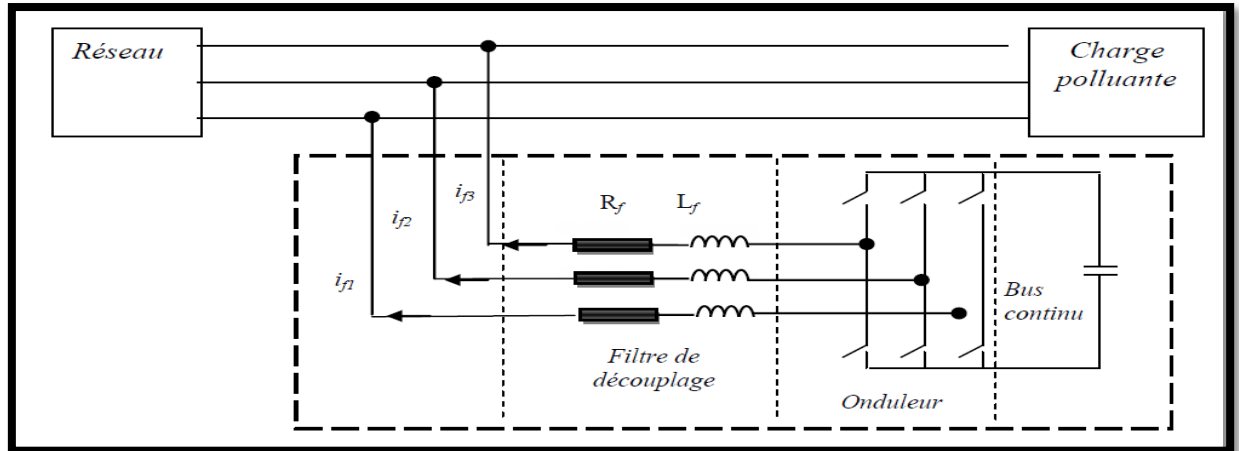


Figure (II.4): Schéma du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension.

#### II.3.1.1 L'Onduleur :

L'ondeur de tension triphasé est constitué par des d'interrupteurs bidirectionnels en courant. Ils sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture (de type IGBT dans la majorité des cas) montés en antiparallèle avec une diode comme le montre la figure( II.5). Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes [33] :

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

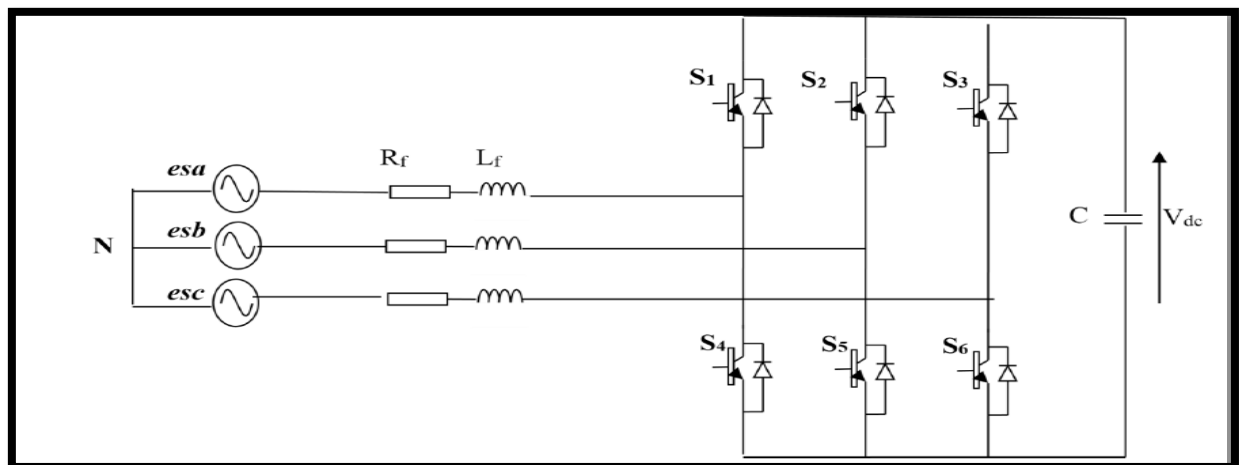


Figure (II . 5): Onduleur de tension triphasé.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs du l' onduleur présenté sur la Figure.

( II.5) dépendent de l'état des fonctions de commutation (T1, T2, T3,), comme défini ci-dessous :

$$T1 = \begin{cases} 1 & \text{S1 fermé et S4 ouvert} \\ 0 & \text{S1 ouvert et S4 fermé} \end{cases}$$

$$T2 = \begin{cases} 1 & \text{S2 fermé et S5 ouvert} \\ 0 & \text{S2 ouvert et S5 fermé} \end{cases}$$

$$T3 = \begin{cases} 1 & \text{S3 fermé et S6 ouvert} \\ 0 & \text{S3 ouvert et S6 fermé} \end{cases}$$

Les tensions entre phases de l'onduleur sont alors:

$$\begin{bmatrix} V_{f1} - V_{f2} \\ V_{f2} - V_{f3} \\ V_{f3} - V_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & - & T_2 \\ T_2 & - & T_3 \\ T_3 & - & T_1 \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II .5})$$

Les tensions simples  $V_{f1}, V_{f2}, V_{f3}$  référées au neutre de la source et vérifient l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{s1} \\ e_{s2} \\ e_{s3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{II .6})$$

Supposant que les tensions du réseau sont équilibrées et que la somme des courants du filtre est nulle :

$$\begin{aligned} e_{s1} + e_{s2} + e_{s3} &= 0 \\ i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II .7})$$

Nous déduisons de ces équations :

$$v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0 \quad (\text{II .8})$$

En utilisant les équations (5 et 8). Nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II .9})$$

Ainsi, on pourra exprimer huit cas possibles de tension de sortie du filtre actif Vf (référéés au neutre N de la source), comme le montre le Tab ( II-1).

Cas N°	T3	T2	T1	$V_{f1}$	$V_{f2}$	$V_{f3}$
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
4	0	1	1	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
5	1	0	0	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
7	1	1	0	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
8	1	1	1	0	0	0

**Tableau ( II.1): Tensions générées par l'onduleur à structure de tension**

### 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  $V_{dc}$  [23].

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  $V_{dc}$  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 faible 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 [7],[34].

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 [4]:

☒ 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:

$$I_S = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 d(\omega t)} = I_d \quad (\text{II.10})$$

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

Le fondamental du courant de la charge est donné par :

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_S = 0.9 I_d \quad (\text{II.11})$$

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:

$$\sum_{h=2}^{\infty} I_{sh} = \sqrt{I_S^2 - I_{s1}^2} = 0.43 \cdot I_S \quad (\text{II.12})$$

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

$$C_{dc} \geq \frac{0.43 \cdot I_S}{6 f_s (v_{dcmax}^2 - v_{dcmin}^2)} \quad (\text{II.13})$$

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%  $v_{dc}$  [5].

☒ 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:

$$C_{dc} = \frac{I_h}{v_{dc} \Delta v_{dc} \omega_h} \quad (\text{II.14})$$

Où :  $\omega_h$  la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser

### II.3.1.2 .1 Estimation de la valeur de la capacité du condensateur de stockage :

La détermination de la valeur de la capacité du condensateur de stockage d'énergie peut être estimée en se basant sur le principe de l'échange instantané de l'énergie nécessaire pour subvenir a une augmentation ou une diminution d'un échelon de puissance impose par la charge (régime transitoire), en appliquant le concept de l'équilibre d'énergie .

A partir de la puissance réelle maximale de la charge  $p_{max}$  la valeur de la capacité est donnée par :

$$C_{dc} = \frac{2 \cdot p_{max} \times 20 \cdot 10^{-3}}{V_{dc}^2 (1-k^2)} \text{ ou } k = V_{dcmin}/V_{dc} \quad (\text{II.15})$$

La tension  $V_{dmin}$  doit être choisie judicieusement pour assurer la contrôlabilité du courant en tous points de fonctionnement [35].

### II.3.1.3 Filtre de sortie :

Le filtre de sortie a pour rôle d'assurer la liaison entre le réseau et l'onduleur de tension. Le dimensionnement de ce filtre doit tenir compte les deux points important suivants - II doit fournir une atténuation suffisante des rebondissements causés par la commutation des semi-conducteurs de l'onduleur du filtre actif,

-II doit préserver les performances du filtre actif, définie par :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} \quad (\text{II.16})$$

Un filtre de sortie du premier ordre est le plus souvent utilisé dans la littérature, il est composé d'une inductance  $L_f$  et de résistance interne  $R_f$ . Une valeur relativement faible de  $L_f$  permet d'obtenir une bonne dynamique du FAP en satisfaisant l'égalité (II.16) [23].

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

Cette section est consacrée à la partie commande du filtre actif, dont laquelle on présente les méthodes de l'identification du courant perturbateur, la commande de l'onduleur, la système à **PLL** et la régulation de la tension du bus continue[30].

#### 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 .

- ☒ 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 de puissance instantanée (PQ) 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][4][30].

### II.3.2.1.2 . Principe du fonctionnement de la méthode des puissances instantanées :

#### II.3.2.1.2 .1. Généralités sur les puissances instantanées :

Cette méthode exploite la transformation  $\alpha$ - $\beta$  pour obtenir les puissances réelles et imaginaires . 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 ( $I_s$ ). La transformation  $\alpha$ - $\beta$ -0 triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

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 :

$$\begin{aligned} P(t) &= V_{s1} I_{s1} + V_{s2} I_{s2} + V_{s3} I_{s3} = p(t) + p_0(t) \\ p(t) &= V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \\ p_0(t) &= V_0 I_0 \end{aligned} \quad (\text{II-19})$$

Avec  $p(t)$  la puissance réelle instantanée,  $p_0(t)$  la puissance homopolaire instantanée.

L'avantage de la transformation ( $\alpha$ - $\beta$ -0) 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 :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}}[(V_{s1} - V_{s2})I_{s3} + (V_{s2} - V_{s3})I_{s1} + (V_{s3} - V_{s1})I_{s2}] = V_{\alpha}I_{\beta} - V_{\beta}I_{\alpha} \quad (\text{II.20})$$

A partir des relations (II-20) et (II-19), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & V_{S\beta} \\ -V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

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 :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

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.
- $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension [8] .

### II.3.2.1.2 .2. Calcul des courants perturbateurs :

En inversant la relation (II.20), nous pouvons recalculer les courants dans le repère comme le montre l'équation (II-23) :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

En considérant les équations (II. 22) et (II.23), 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:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{P} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Courant actif

Courant réactif

Courant harmonique

Avec :

$$\Delta = V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2 \quad (\text{II.25})$$

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 ( $I_{href}$ ), 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-26) :

$$\begin{bmatrix} I_{href1} \\ I_{href2} \\ I_{href3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{h\alpha} \\ I_{h\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

Avec :  $I_{h\beta}$ ,  $I_{h\alpha}$  courants perturbateurs calculés dans le repère  $(\alpha, \beta)$  à partir des courants réactifs et harmoniques de la relation (II-24) [30].

### II.3.2.2 Système à 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 [30]. En effet, nous venons de voir que l'algorithme de la méthode des puissances p q (*PIRI*) et celui la méthode (p qr) 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 [2],[36].

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.16). Ces variable sont nécessaires dans l'étape d'identification des courants harmoniques [2],[4],[7],[37].

#### 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 [2],[3],[28].

Dans le cas où la tension du réseau est sinusoïdale et équilibrée, on aura:  $\theta_d = \theta_s$  avec  $\theta_d = \omega_d t + \varphi_d$  où  $\omega_d = \omega_s$  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 :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = v_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ \sin(\theta_d - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_d + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Avec :  $v_m$  l'amplitude de la tension directe, alors les tensions obtenues  $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$  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 :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ -\cos(\theta_d) \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

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:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta'_d) & \sin(\theta'_d) \\ -\sin(\theta'_d) & \cos(\theta'_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \sin(\theta_d) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} v_m \cos(\theta_d) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_d - \theta'_d) \\ -\cos(\theta_d - \theta'_d) \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

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 [2],[3],[28] :

$$v_{sd} = 0 \quad (\text{II.30})$$

$$v_{sq} = -\sqrt{\frac{3}{2}} v_m \quad (\text{II.31})$$

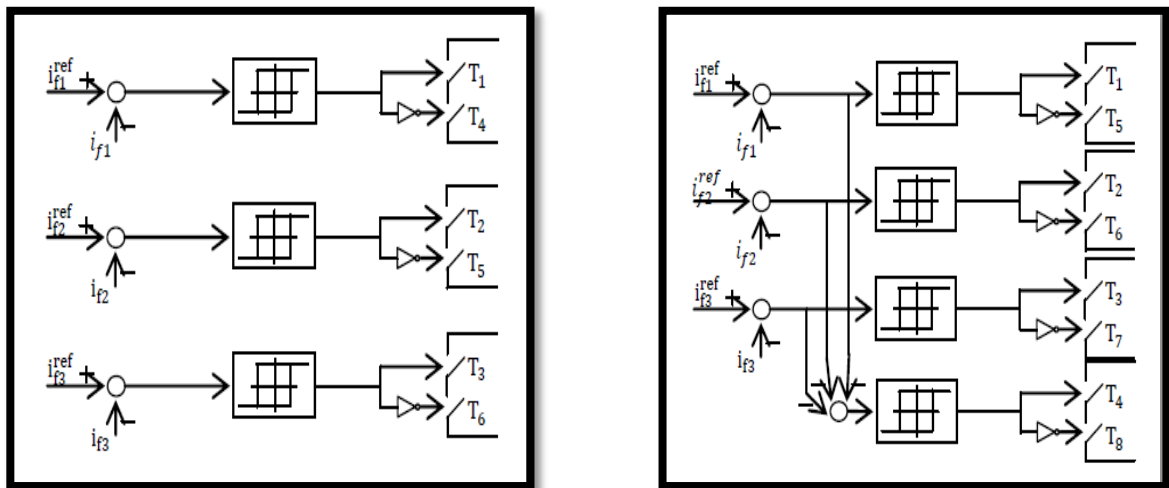
### II.3.2.3 Commande de Onduleur :

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance. Ils existent plusieurs méthodes de commande, les deux principales familles de commande sont [7] :

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

#### II.3.2.3.1 La Commande par hystérésis :

La commande conventionnelle par hystérésis est très couramment utilisée de par sa simplicité d'utilisation et sa robustesse. En fait, cette stratégie assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. La figure (II .6) expose son principe qui consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur, différence entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur . Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis afin de fixer les ordres de commande des interrupteurs [5].



-a- cas d'un onduleur à trois bras

-b- cas d'un onduleur à quatre bras

**Figure (II . 6) : Principe de la commande par hystérésis**

### II.3.2.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

Pour résoudre les problèmes précédents, nous introduisons une deuxième famille de commande de l'onduleur, c'est la technique de commande par MLI, qui résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion (MLI) à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière 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. Le schéma de principe est donné par la figure(II-7).

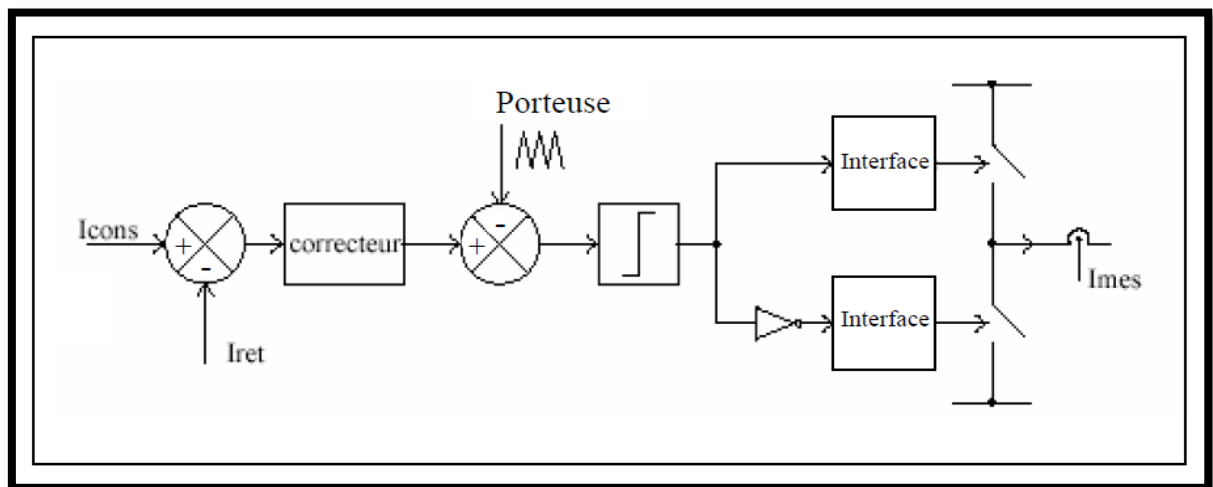


Figure (II . 7): Principe de commande par MLI.

D'autres techniques de MLI existent également dans la littérature comme la MLI à échantillonnage régulier où on peut distinguer deux méthodes :

- La MLI à échantillonnage régulier symétrique où la référence est échantillonnée à chaque période de la porteuse.
- La MLI à échantillonnage régulier asymétrique où la référence est échantillonnée à la demi- période de la porteuse.

Plus récemment, nous avons vu apparaître une technique de commande, dite commande à modulation vectorielle. Cette dernière diffère des techniques présentées précédemment par le fait qu'elle ne s'appuie pas sur des modulations appliquées à chacun des interrupteurs [16][17].

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

La tension moyenne  $V_{dc}$  aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les pertes dans le filtre actif (interrupteurs et filtre de sortie) sont la principale cause

susceptible de modifier cette tension. La régulation de la tension continue aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur  $P_c$  s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice  $p_{\sim}$  et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi  $V_{dc}$ . La puissance représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension  $V_{dc}$  égale à la valeur de la tension de référence souhaitée ( $V_{dc-ref}$ ). Le régulateur employé ici est un régulateur proportionnel simple ( $K_c$ ), En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_c = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.32})$$

Notons que la relation (II .32) est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension  $V_{dc}$  autour de sa référence  $V_{dc-ref}$ , elle peut être linéarisée à travers les relations suivantes :

$$p_c = C_{dc} V_{dc-ref} \frac{d}{dt} (V_{dc}) \quad (\text{II.33})$$

$$V_{dc} \Rightarrow \frac{P_c(s)}{V_{dc-ref} C_{dc} \cdot S} \quad (\text{II.34})$$

A partir de la relation (II.34), et en prenant en compte le régulateur proportionnel ( $K_c$ ) la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par le schéma de la figure (II . 8) Le choix du paramètre  $K_c$ , aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal [25].

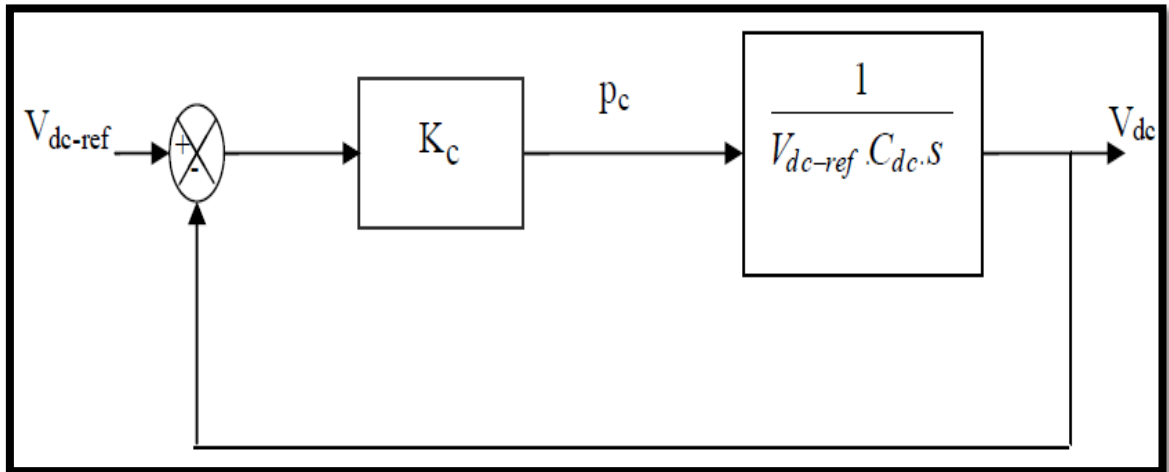


Figure (II . 8): Boucle de régulation de la tension continue

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

En négligeant la résistance de l'inductance, 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:

$$v_f = v_s + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (\text{II.35})$$

La transformation de Laplace de l'équation (II.35) est donnée par:

$$V_f(s) = V_s(s) + L_f I_f(s) \quad (\text{II.36})$$

La relation (II.35) donne la grandeur asservie  $I_f$  en fonction de la grandeur de commande .

$v_f$  On obtient:

$$I_f = \frac{V_f(s) - V_s(s)}{sL_f} \quad (\text{II.37})$$

La tension  $V_f$  donné par la relation (II.36) 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.9).

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

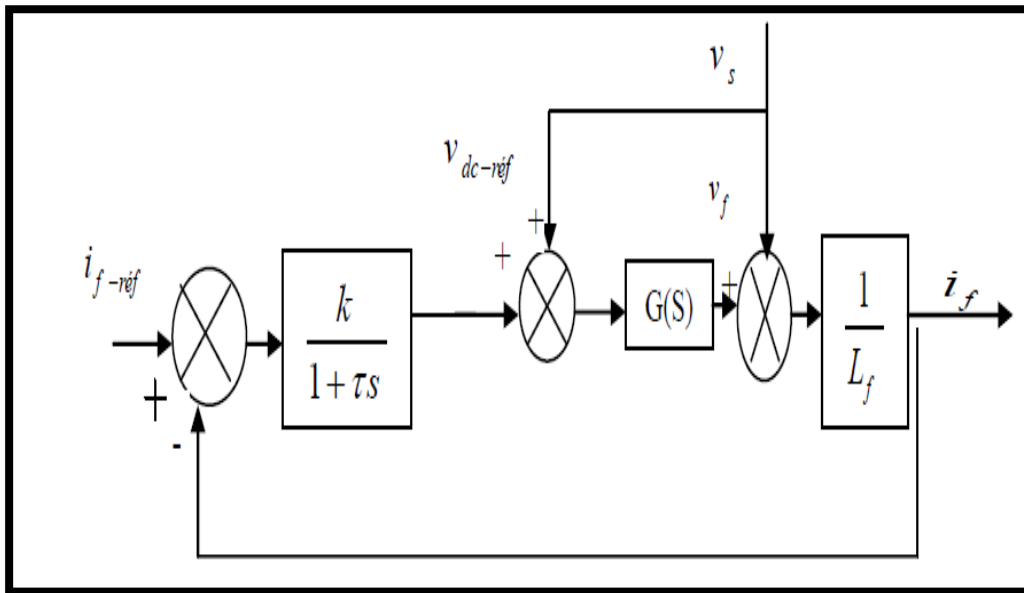
$$G(s) = \frac{v_{dc}}{2v_p} \quad (\text{II.38})$$

Avec :

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

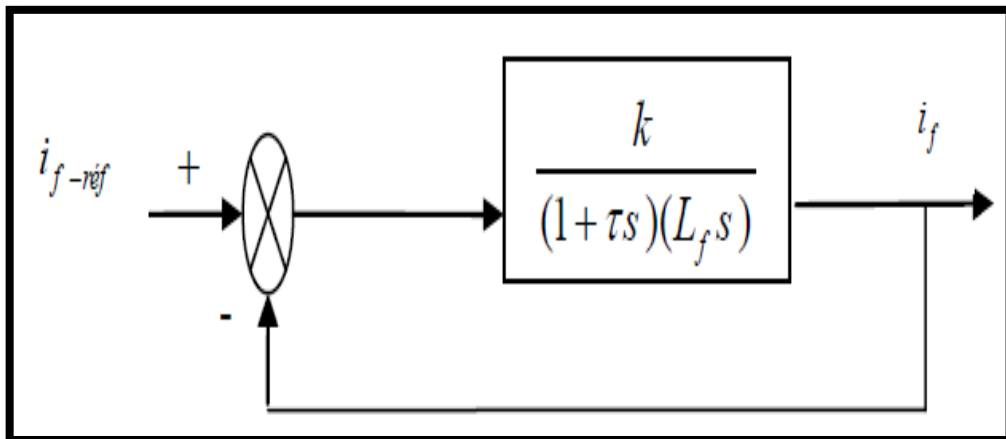
$v_p$  : l'amplitude de la porteuse triangulaire .

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



**Figure (II . 9): 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.10) [6],[14].



**Figure (II . 10): Schéma de la régulation simplifié .**

La fonction de transfert en boucle fermée est

$$F_i(s) = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\varepsilon_i\omega_i s + \omega_i^2} \tag{II.39}$$

$$\omega_i = \sqrt{\frac{k}{\tau L_f}} \tag{II.40}$$

$$\varepsilon_i = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_f}{k\tau}} \tag{II.41}$$

On remarque que pour obtenir un amortissement suffisant dans la régulation du courant, le produit  $k, \tau$  doit être limité[14].

#### **II.4. Conclusion :**

Dans ce chapitre on a présenté les différentes parties et structures qui peuvent être utilisées dans un FAP, ce qui permettra dans le reste de cette mémoire de choisir les éléments qui conviennent.

Dans le prochain chapitre nous nous concentrons sur la commande du filtre actif par l'utilisation de différentes méthodes d'identification du courant polluant, qui représente un élément essentiel dans la détermination des performances globales du FAP.

### **CHAPITRE III**

## *CHAPITRE III*



### *Techniques d'extraction des courants harmoniques*

### **III .1 . Introduction :**

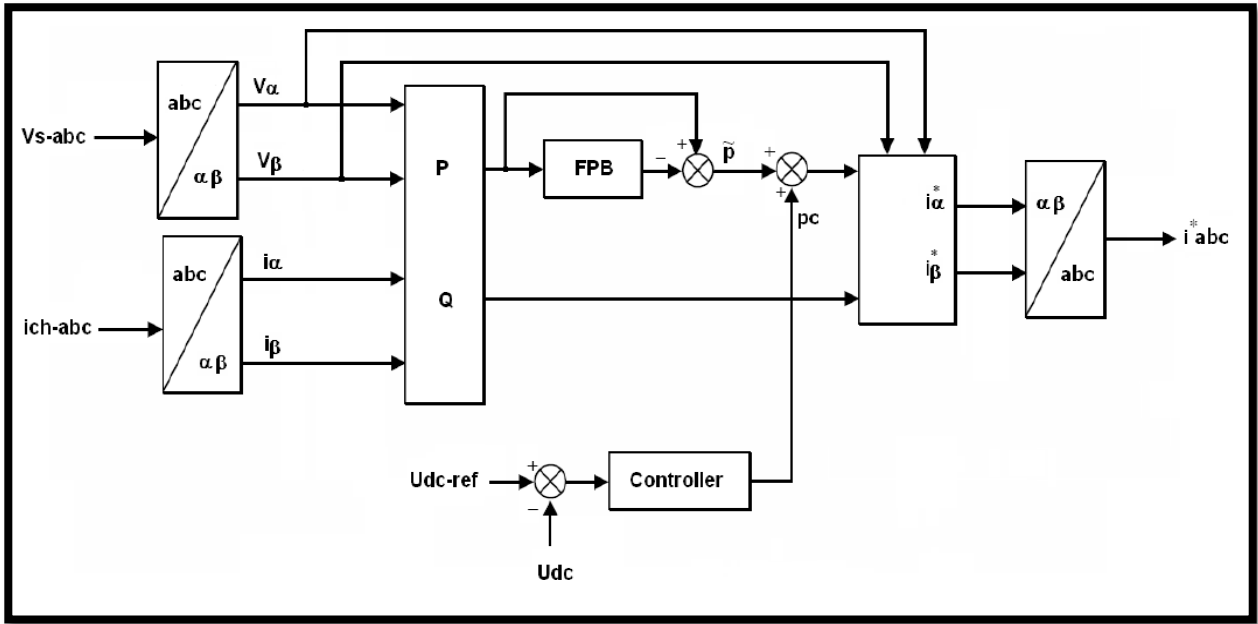
Les filtres actifs de puissance ont pour objectif d'agir d'une manière directe et dynamique afin de compenser les harmoniques ou atténuer leurs effets sur les réseaux d'alimentation. Pour rendre cet objectif réalisable, la méthode d'identification des grandeurs de références harmoniques devrait répondre en temps réel et avec précision pour obtenir une bonne qualité du filtrage. Les algorithmes d'identification des références harmoniques de courants ou de tensions sont regroupés dans la littérature en deux domaines, le domaine fréquentiel, et le domaine temporelle [38] .

### **III . 2 . Méthode des puissances active et réactive instantanées :**

La méthode des puissances instantanées a été introduite par H. Akagi. Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés (abc) ,à un système diphasé ( $\alpha$ - $\beta$ ) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées. Ensuite, pour déterminer les courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives.

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.

Le schéma bloc relatif à cette méthode est représenté par la Figure( III .1)



**Figure (III .1): Méthode d’identification des puissances active et réactive instantanées**

Notons, respectivement, les tensions simples d’alimentations et les courants de charge d’un système triphasé équilibré par  $(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$  et  $(i_{cha}, i_{chb}, i_{chc})$ . La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en quadrature. Cette transformation appliquée aux tensions du réseau et aux courants de ligne mène aux expressions suivantes [40].

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \tag{III .1}$$

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \tag{III .2}$$

La puissance active instantanée  $p$  et la puissance réactive instantanée  $q$  sont définies par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} \tag{III .3}$$

Les puissances active et réactive instantanées peuvent s’écrire comme la somme d’une composante continue et d’une composante harmonique.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \tag{III .4}$$

Avec  $\bar{p}$  et  $\bar{q}$  les composantes continues de  $p$  et  $q$ , et  $\tilde{p}$  et  $\tilde{q}$  les composantes harmoniques de  $p$  et  $q$ .

A partir de l'équation (II. 3), nous pouvons déduire les expressions des composantes du courant de charge selon les axes  $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{III. 5})$$

Le remplacement de (II. 4) dans (II. 5) donne les expressions des courants  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  selon les axes  $\alpha\beta$  par :

$$\begin{bmatrix} i_{ch\alpha} \\ i_{ch\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 6})$$

Puisque nous intéressons à la compensation simultanée des harmoniques de courant et de l'énergie réactive, dans ce cas nous éliminons alors la composante continue de  $p$  à l'aide d'un simple FPB et on ajoute la puissance active  $p_c$  nécessaire à la régulation de la tension continue  $V_{dc}$  à la composante harmonique de la puissance active instantanée. Les courants perturbateurs de référence, notés  $i_{\alpha-ref}$  et  $i_{\beta-ref}$ , s'expriment selon les axes  $\alpha\beta$  par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + p_c \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

Les courants perturbateurs de référence selon les axes (abc) peuvent être déterminés en utilisant la transformation inverse de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_{a-ref} \\ i_{b-ref} \\ i_{c-ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 8})$$

### III.3. 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 d'  $\theta$  on trouve les composantes de Park [7].

Il y a cinq étapes pour calculer les courants de référence pour un filtre actif parallèle

Etape 1: Les composantes de Concordia sont:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{III .9})$$

Et le relation des courants ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch1} \\ i_{ch2} \\ i_{ch3} \end{bmatrix} \quad (\text{III .10})$$

Etape 2: Les composantes de Park sont :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III .11})$$

Où  $\omega$ : est la pulsation électrique.

Le schéma vectoriel de passage du repère (abc) vers le repère (dq) est représenté dans la Figure (III .2):

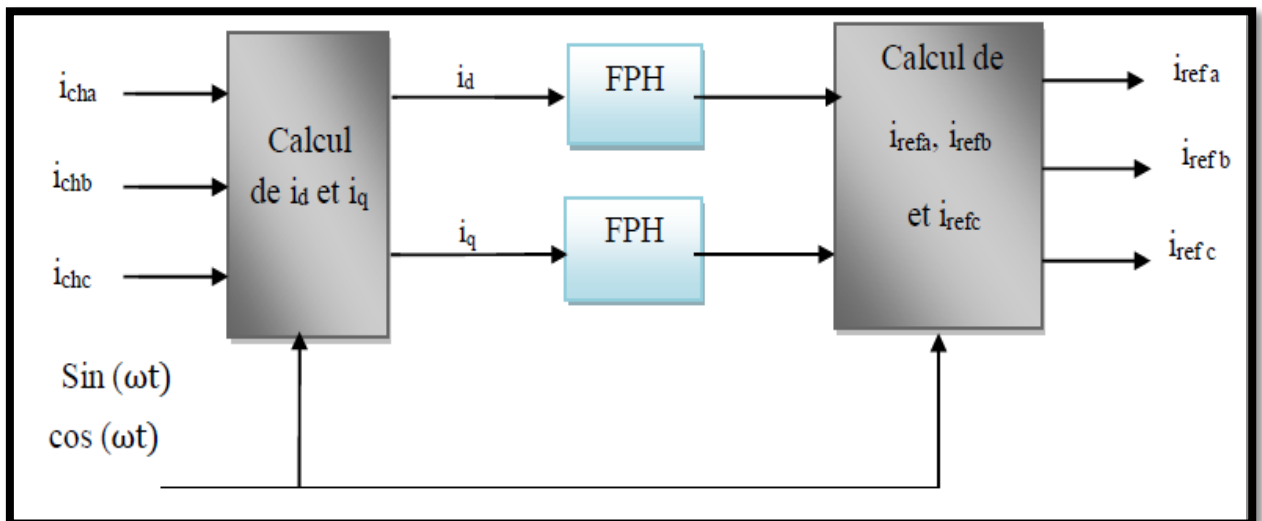


Figure (III .2): Méthode du référentiel synchrone

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 :

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (\text{III .12})$$

- $\bar{i}_d , \bar{i}_q$  : 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  $\tilde{i}_d , \tilde{i}_q$  [30].

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{III .13})$$

Etape 5 : Calcule des courants de référence triphasés:

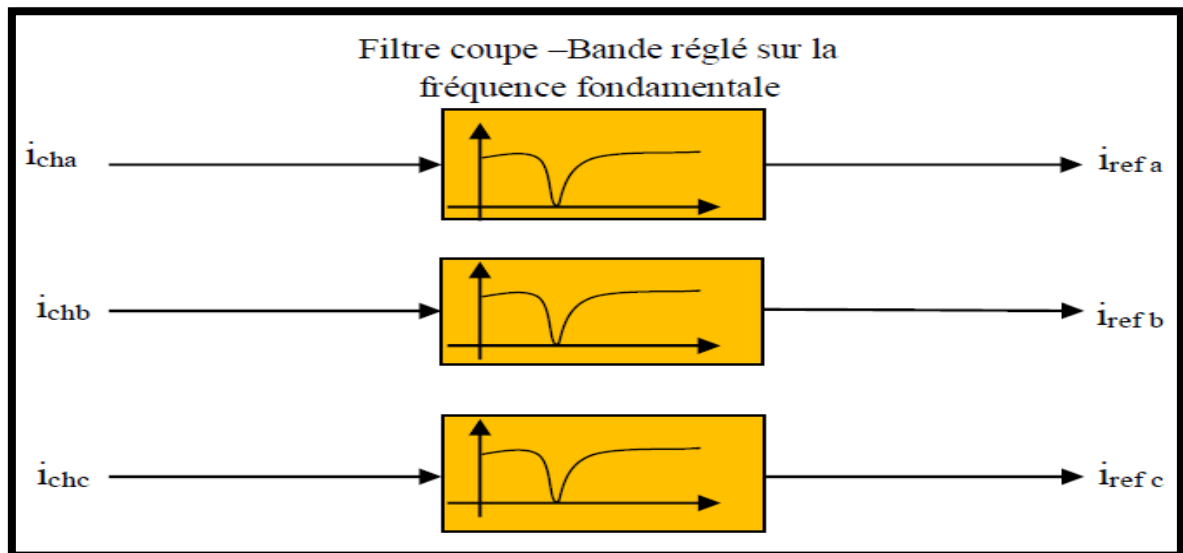
$$\begin{bmatrix} I_{h_{réf1}} \\ I_{h_{réf2}} \\ I_{h_{réf3}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h_\alpha} \\ i_{h_\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III .14})$$

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) [19].

#### III.4 Méthode du filtre Notch :

C'est le plus simple des algorithmes du calcul des courants de référence, comme l'illustre le diagramme représenté sur la Figure (III .3):

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. Le filtre coupe-Bande s'applique sans problème aux systèmes (équilibré ou non) monophasé, biphasé ou triphasé avec que Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante des semi-conducteur composant l'onduleur du filtre actif. Cette méthode est caractérisée par un bon temps de réponse lors de régime transitoire et de calcul simple[41].



**Figure (III .3): Méthode du filtre coupe-bande.**

### III.5 Méthode basée sur le filtre multi variable (FMV):

Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok. Il est basé directement sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux d'entrée (tension ou courant), suivant les axes (  $\alpha$  ,  $\beta$  ) [39].

La fonction de transfert de ce filtre est alors la suivante :

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(S+K)+j\omega_c}{(S+K)^2 + \omega_c^2} \quad (\text{III .15})$$

Où  $\omega_c$  est défini par :

$$\omega_c = \varepsilon . n . \omega_f \quad (\text{III .16})$$

Avec :

$\omega_c$ : la pulsation de coupure du filtre.

$\omega_f$ : la pulsation de la composante fondamentale du signal d'entrée .

$n$  : le rang de la composante du signal à filtrer .

$\varepsilon$  : une constante égale à  $\pm 1$  (composante directe ( $\varepsilon = 1$ ) ou inverse ( $\varepsilon = -1$ ) .

$K$  : une constante positive.

$x_{\alpha\beta}$  : les signaux d'entrée du *FMV* (tension ou courant) .

$\hat{x}_{\alpha\beta}$  : les signaux de sortie du *FMV*.

A partir de l'équation (II.15) et après un court développement, nous pouvons établir les deux expressions suivantes :

$$\hat{X}_\alpha(s) = \frac{K(S+K)}{(S+K)^2 + \omega_c^2} X_\alpha(s) - \frac{K\omega_c}{(S+K)^2 + \omega_c^2} X_\beta(s) \quad (\text{III .17})$$

$$\hat{X}_\beta(s) = -\frac{K\omega_c}{(S+K)^2 + \omega_c^2} X_\alpha(s) + \frac{K(S+K)}{(S+K)^2 + \omega_c^2} X_\beta(s) \quad (\text{III .18})$$

Les équations (II.17) et (II.18) peuvent également être exprimées sous la forme :

$$\hat{X}_\alpha(s) = \frac{K}{s} [X_\alpha(s) - \hat{X}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{X}_\beta(s) \quad (\text{III .19})$$

$$\hat{X}_\beta(s) = \frac{K}{s} [X_\beta(s) - \hat{X}_\beta(s)] + \frac{\omega_c}{s} \hat{X}_\alpha(s) \quad (\text{III .20})$$

La Figure (III .4) présente le schéma bloc du filtre multi-variable.

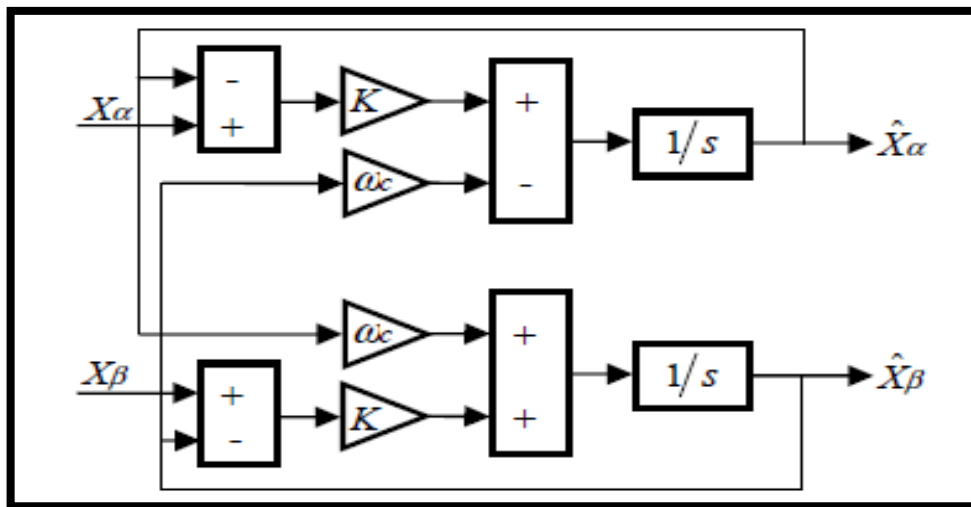


Figure (III .4): Schéma bloc du FMV.

### III.6. Etude du contrôle direct de puissance du SAPF (D.P.C.) :

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. Avec la D.P.C. il n'y a pas de boucle de régulation en courant 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 [15].

### III.6.1 Etat de l'art du contrôle direct de puissance :

Le principe de base de commande directe de puissance a été originalement présenté par Taka hashi *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 [42], 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 [43], [44]

### III.6.2 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.5). 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 [37].

Deux aspects importants garantissent un fonctionnement viable du système :

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

#### III.6.2.1 Calcul des puissances instantanées :

Pour étudier la stratégie de contrôle directe de puissance (DPC), la théorie des puissances instantanées est utilisée pour calculer les valeurs instantanées des puissances active et réactive. Les valeurs instantanées des tensions et des courants triphasés sont respectivement:  $e_a, e_b, e_c$  et  $i_a, i_b, i_c$ . Après la transformation de Clark, on obtient les tensions  $e_\alpha, e_\beta$  et les courants  $i_\alpha, i_\beta$  sous le système de coordonnées stationnaires biphasés  $\alpha, \beta$ . On sait que le calcul de la puissance active  $\mathbf{P}$  est un produit scalaire entre les tensions et les courants, alors que la puissance réactive  $\mathbf{q}$  peut être calculée par un produit vectoriel entre eux :

$$\begin{cases} p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q = e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha \end{cases} \quad (\text{III} .21)$$

L'erreur de la puissance active  $\Delta\mathbf{P}$  est la différence entre la valeur de la puissance active désirée  $\mathbf{P}^*$  et la valeur réelle de la puissance active  $\mathbf{P}$  :

$$\Delta p = p^* - p \quad (\text{III} .22)$$

L'erreur de la puissance réactive  $\Delta\mathbf{q}$  est liée à la différence entre la valeur de puissance réactive désirée  $\mathbf{q}^*$  et à la valeur de puissance réactive réelle  $\mathbf{q}$  [45] :

$$\Delta q = q^* - q \quad (\text{III} .23)$$

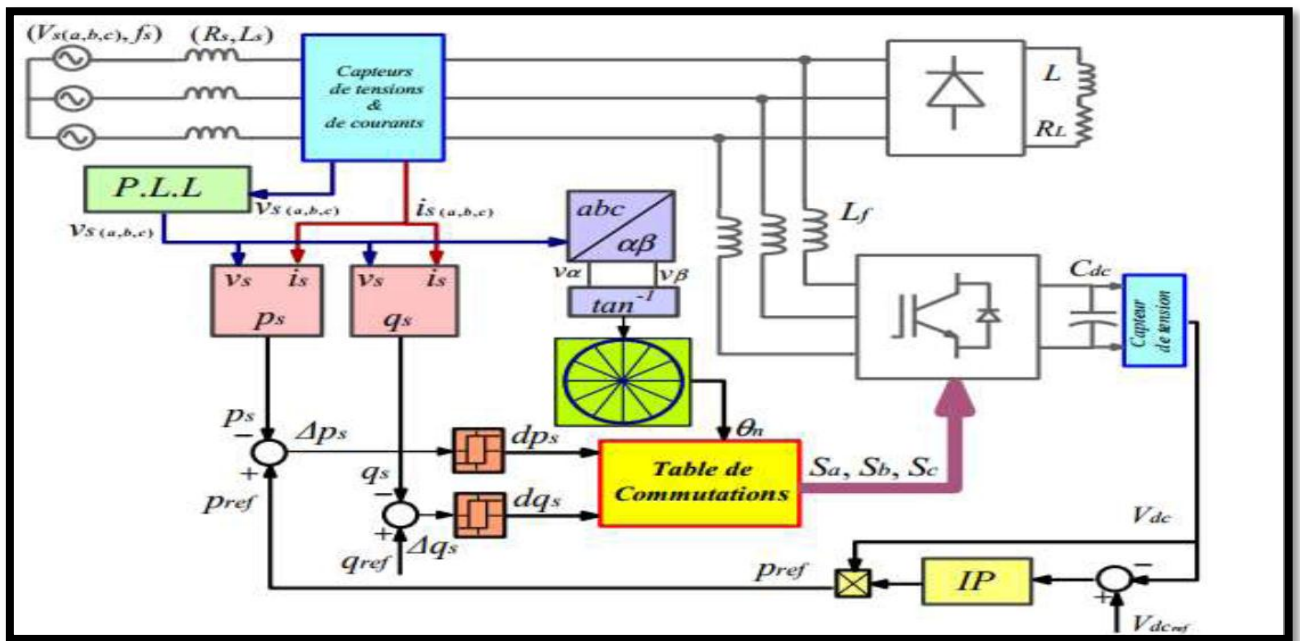


Figure. (III.5): Synoptique de contrôle du SAPF avec la commande DPC.

### III.6.2.2 Contrôleur à hystérésis

Le contrôle par hystérésis est le contrôle de base pour des convertisseurs statiques. Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont déterminés directement à partir de l'erreur entre la puissance de référence et la puissance injectée par un comparateur à hystérésis caractérisé par une bande fixée au préalable comme le montre la Figure (III.6). Le contrôleur proposé dans la DPC est le comparateur à deux niveaux pour les puissances active et réactive. Le comparateur à hystérésis à trois niveaux peut être envisagé pour plus d'amélioration [44],[46].

$$e_p = p_{ref} - p_{inj} \tag{III.24}$$

$$e_q = q_{ref} - q_{inj}$$

La sortie des régulateurs à hystérésis donnée par les variables booléennes  $S_p$  et  $S_q$ , qui prennent l'état '1' pour une augmentation de la variable contrôlée ( $p$  ou  $q$ ) et l'état "0" pour une diminution :

$$s_p = 1 \text{ si } p_{ref} - p_{inj} \geq h_p ; s_p=0 \text{ si } p_{ref} - p_{inj} \leq -h_p \tag{III.25}$$

$$s_q = 1 \text{ si } q_{ref} - q_{inj} \geq h_q ; s_q=0 \text{ si } q_{ref} - q_{inj} \leq -h_q$$

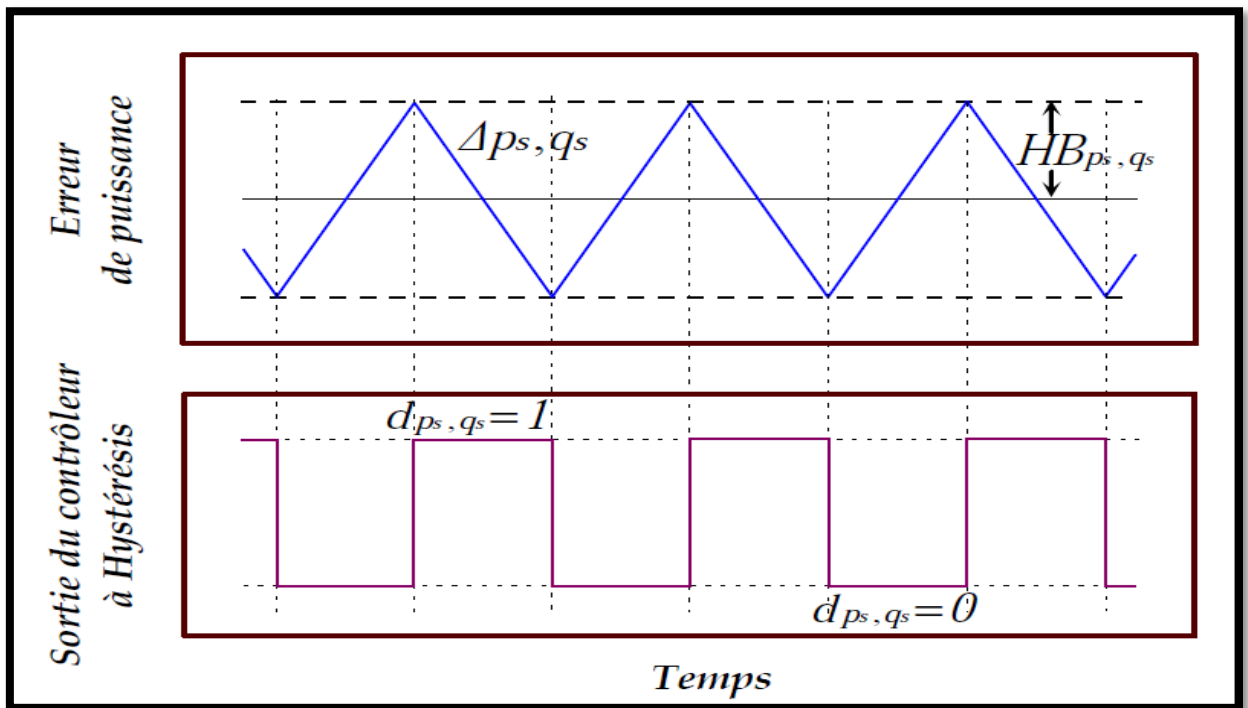
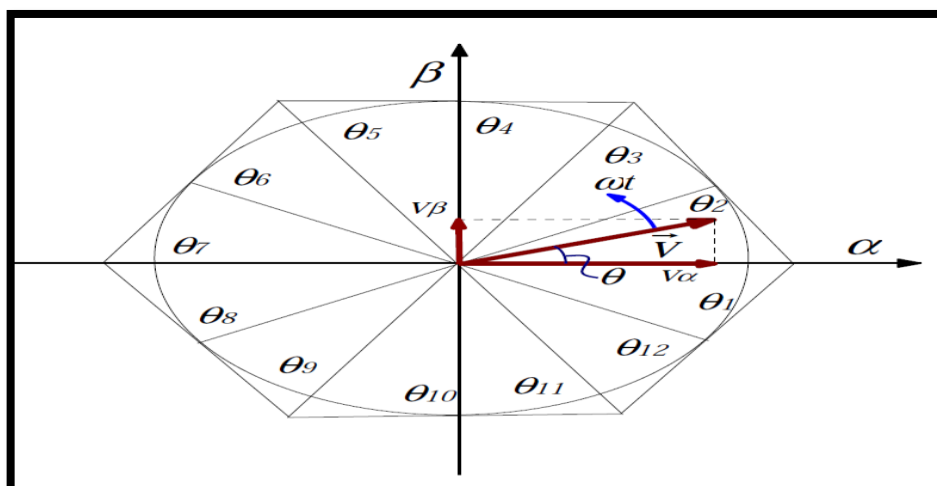


Figure (III.6): Comportement d'un contrôleur de puissance à hystérésis à deux niveaux.

III.6.2.3 Choix du secteur :

L'influence de chaque vecteur de sortie résultant du SAPF sur les puissances active et réactive est très dépendante de la position réelle du vecteur de la tension de source. Ainsi, outre les signaux des deux contrôleurs à hystérésis, la table de commutation fonctionne selon la position du vecteur de la tension de source, qui tourne à la pulsation( $\omega$ ) , dans le plan complexe. Toutefois, au lieu d'introduire à la table de commutation la position exacte du vecteur de la tension, le bloc du choix de secteur nous informe dans quel domaine est localisé l'actuel vecteur de la tension de source [37].



**Figure (III.7): Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel**  
 $(\alpha, \beta)$  divise en douze (12) secteurs.

Afin d'augmenter la précision et aussi pour éviter les problèmes rencontrés aux frontières de chaque vecteur de commande, le plan de l'espace vectoriel est divisé en 12 secteurs de  $30^\circ$  chacun Figure (III.7), où le premier secteur est défini entre  $(-\pi/3 < \theta < 0)$ . Les régions consécutives suivent dans le sens trigonométrique le même critère, qui peut être génériquement exprimé par :  $n = 1, 2, \dots, 12$

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6} \quad (\text{III.26})$$

Selon l'angle du vecteur de la tension de source référencé sur l'axe  $(\alpha)$ , le secteur où le vecteur est localisé sera sélectionné. L'angle est calculé en utilisant la fonction trigonométrique inverse, basée sur les composantes du vecteur de la tension dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , indiquée par l'équation (III.27) :

$$\theta = \arctan \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (\text{III.27})$$

#### III.6.2.4 Table de commutation:

Les signaux d'erreur numérisés et la position angulaire sont introduits dans une table de commutation dans laquelle sont mémorisés tous les états de commutation dp et dq du convertisseur qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (P ou q) et l'état "0" pour une diminution. La largeur de la bande d'hystérésis a une influence sur la performance du filtre actif parallèle en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation. Les régulateurs à hystérésis à deux niveaux pour les puissances active et réactive instantanées peuvent être décrits comme suit [32]:

Pour la puissance active :

$$\begin{cases} \text{si } p^* - p \geq HBp & sp = 1 \\ \text{si } p^* - p < -HBp & sp = 0 \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

De même manière pour la puissance réactive :

$$\begin{cases} \text{si } q^* - q \geq HBq & sq = 1 \\ \text{si } q^* - q < -HBq & sq = 0 \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

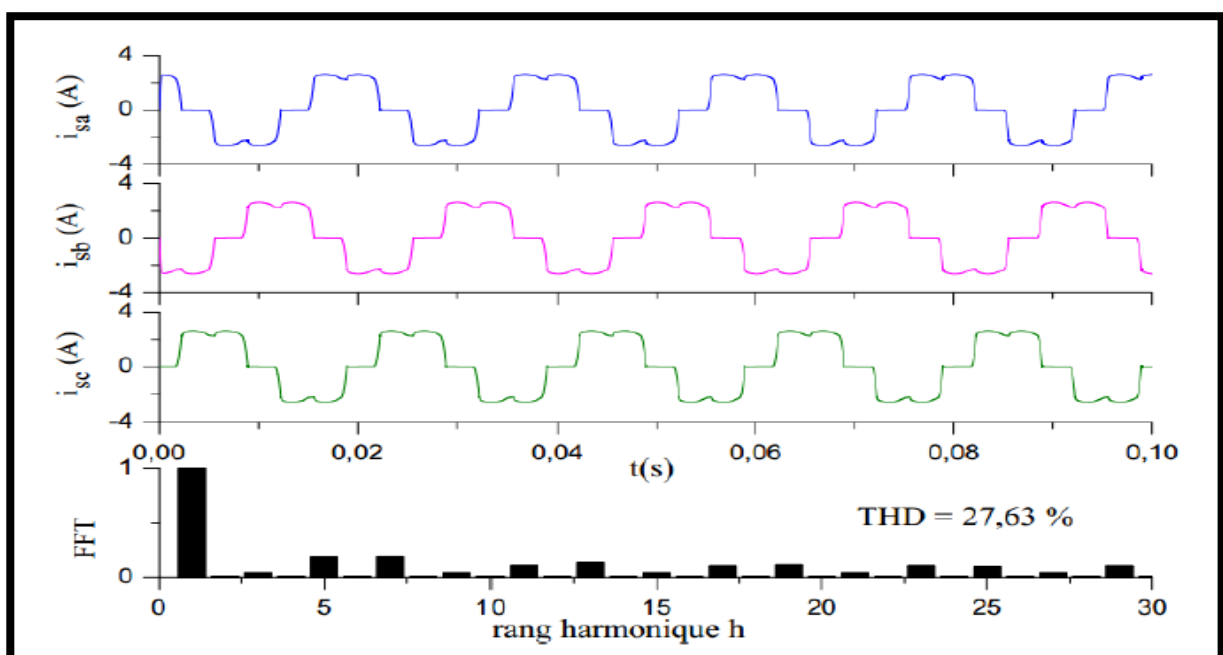
En utilisant cette table de commutation ; les états de commutation optimales du convertisseur peuvent être sélectionnés de manière unique à chaque instant spécifique selon la combinaison des signaux d'entrée numérisés comme il est montré sur le tableau III.1 :

$S_p$	$S_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
	0	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$
1	1	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$
	0	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$
0	1	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$

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

**III .7 Comparaison entre les méthodes d’identification des courants harmoniques:**

Afin de comparer les différentes méthodes, le temps de réponse et le THD de la composante fondamentale extraite sont considérés. Dans un premier temps, on compare le THD des différentes composantes fondamentales extraites par les quatre méthodes pour le même temps de réponse .La fréquence de coupure est  $w_c= 50\text{Hz}$  pour toutes les méthodes et les valeurs du paramètre  $\zeta$  est de 0,9, 0,5 pour le FPB et le FPH respectivement et le paramètre  $K_{FMV} = 190$ . Les résultats obtenus pour les courant harmoniques présentés sur la Figure (III .9),sont présentés sur la Figure (III .8) et récapitulés dans les tableaux (III .2) et (III .3) [38] .



**Figure (III .8): Courants de la charge non linéaire (haut) et leurs spectres normalisés (bas).**

Selon la référence ,la méthode du référentiel synchrone (SRF) est certainement un cas particulier de la méthode PQ, ce qui explique la similarité des deux méthodes. Nous pouvons remarquer que le filtre passe-bas FPB est plus performant que le filtre passe-haut FPH utilisé par la méthode PQ et la méthode RS. Le filtre FMV présente la plus petite valeur du (THD=0.57%). D'autre part, le filtre Notch présente des performances moins importante avec un THD de (6.098). Les valeurs des essais expérimentaux viennent en concordance avec ceux de simulation.

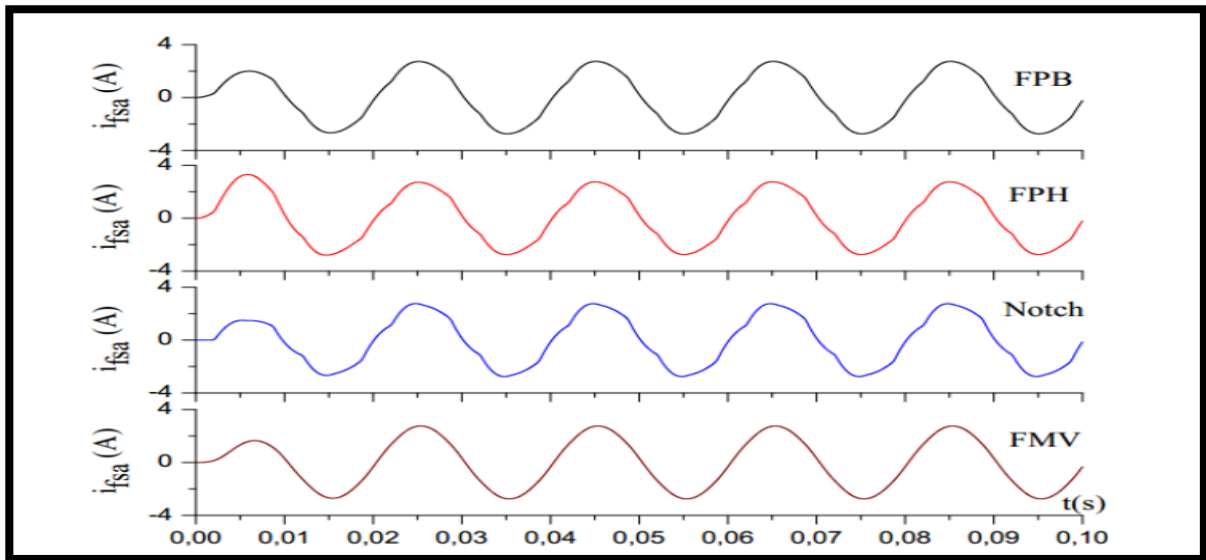
	PQ & SRF		FMV	Notch filter
			$K_{FMV} = 190$	$\xi = 0.8$
$\omega_c = 50 \text{ Hz}$	FPB $\xi = 0.9$	FPH $\xi = 0.5$		
Temps de réponse (s)	0.0135	0.0134	0.0139	0.0131
THD %	0.7462	6.2220	0.5734	6.098

**Table (III .2): Résultats de simulation : le THD des différentes méthodes obtenus pour le même temps de réponse.**

	PQ & SRF		FMV	Notch filter
$\omega_c = 50 \text{ Hz}$	FPB $\xi = 0.9$	FPH $\xi = 0.5$	$K_{FMV} = 190$	$\xi = 0.8$
Temps de réponse (s)	0.0220	0.0230	0.0221	0.0228
THD %	0.8249	6.3676	0.8045	6.850

**Table (III .3): Résultats expérimentaux : le THD des différentes méthodes obtenus pour le même temps de réponse.**

Dans le deuxième temps, le THD est maintenu constant à 0.7%. Le calcul du temps de réponse pour des résultats de simulation et expérimentaux des quatre méthodes est récapitulé dans les tableaux (III .4) et (III .5). Les paramètres sont choisis de telle façon à obtenir .



**Figure (III.9): Le régime transitoire de la composante fondamentale (de haut en bas) : FPB et FPH pour les méthodes PQ, le Notch filtre et le filtre FMV.**

le même taux de distorsion. On peut souligner que la méthode PQ ou SRF avec un filtre passe bas donne les résultats les plus satisfaisants

	PQ & SRF		FMV	Notch
	FPB	FPH		
Paramètres $\omega_c = 50$ Hz	$\zeta=0.03$	$\zeta=0.07$	$K_{FMV}=57$	$\zeta=0.09$
THD %	0.7462	0.7497	0.7162	0.799
Temps (s)	0.0135	0.2521	0.0446	0.902

**Tableau (III.4) : Résultats de simulation : le temps de réponse de chaque méthode pour le même THD.**

	PQ & SRF		FMV	Notch
	FPB	FPH		
Paramètres $\omega_c = 50$ Hz	$\zeta=0.03$	$\zeta=0.07$	$K_{FMV}=57$	$\zeta=0.09$
THD %	0.886	0.889	0.889	0.899
Temps (s)	0.0145	0.2989	0.0650	1.03

**Tableau (III .5) :Résultats expérimentaux : le temps de réponse de chaque méthode pour le même THD.**

Les tableaux (III .6) et (III .7) synthétisent les résultats obtenus par simulation et expérimentation respectivement dans le cas où le déséquilibre des tension est considéré. Le FPB est utilisé par les deux méthodes PQ et SRF. Nous pouvons constater une dégradation des performances de la méthode PQ qui emploie directement les tensions déséquilibrées dans son algorithme. La méthode du référentiel synchrone SRF n'est pas perturbée, car elle utilise seulement les courants de la lignes pour générer les courants de références, comme on note également que les performances du filtre FMV restent acceptables et un mauvais comportement du filtre Notch.

	THD % $i_{load}$	THD % $i_{fundamental\ extracted}$			
		PQ	RS	FMV	Notch filtre
Phqse1	27.96	18.13	1.03	2.89	20.82
Phqse2	23.93	17.26	0.72	2.39	18.52
Phqse3	22.64	20.64	0.71	2.38	25.80

**Tableau (III .6) :Résultats de simulation : le THD de chaque méthode dans le cas d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation.**

	THD % $i_{load}$	THD % $i_{fundamental\ extracted}$			
		PQ	RS	FMV	Notch filtre
Phqse1	27.62	20.46	2.24	2.99	22.53
Phqse2	23.84	19.34	2.09	2.59	19.02
Phqse3	22.44	22.83	2.29	2.46	27.05

**Tableau (III .7) :Résultats expérimentaux : le THD de chaque méthode dans le cas d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation.**

### III . 9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes méthodes d'identification des courants harmoniques de référence largement utilisées. Nous nous sommes basés sur l'étude

analytique De ces méthodes qui nous permet de voir les performances de chaque méthode dans différentes conditions.

La méthode des puissances instantanée sa été présentée pour identifier les courants harmoniques de référence, elle présente des bons résultats aux conditions équilibrés contrairement aux conditions déséquilibrés, car elle n'était pas adaptée au cas d'une tension d'alimentation déséquilibrée. La méthode du référentiel synchrone reste tributaire en plus, des performances du PLL au contraire du cas du FMV. Enfin la méthode de Notch filter est le moins performant[38].

# CHAPITRE IV

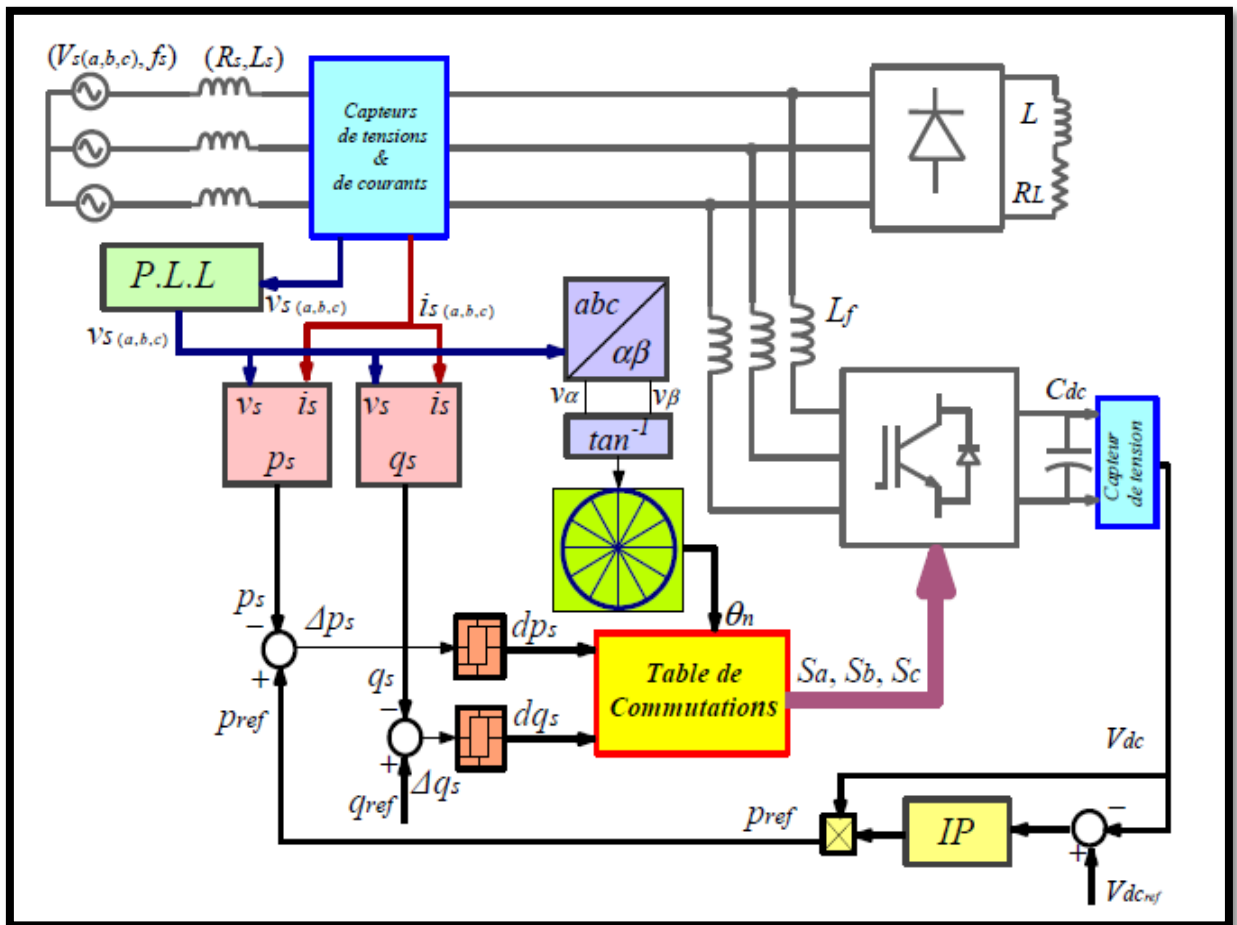
*Modélisation et simulation de  
l'ensemble réseau électrique, charge  
polluante et filtre actif parallèle*

### IV.1 Introduction

Après avoir étudié les différents 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 Schéma synoptique de l'association filtre actif-réseau-charge polluante

Le filtre actif parallèle est un onduleur de tension commandé en courant, qui possède un condensateur comme une source continue, et qui est connectée au réseau perturbé à travers un filtre inductif. La figure (IV.1) montre son schéma de commande[48].



Figure(IV.1): Synoptique de contrôle du FAP avec la commande DPC

### IV.3 Modélisations de l'ensemble (réseaux électrique, FAP et charge polluant):

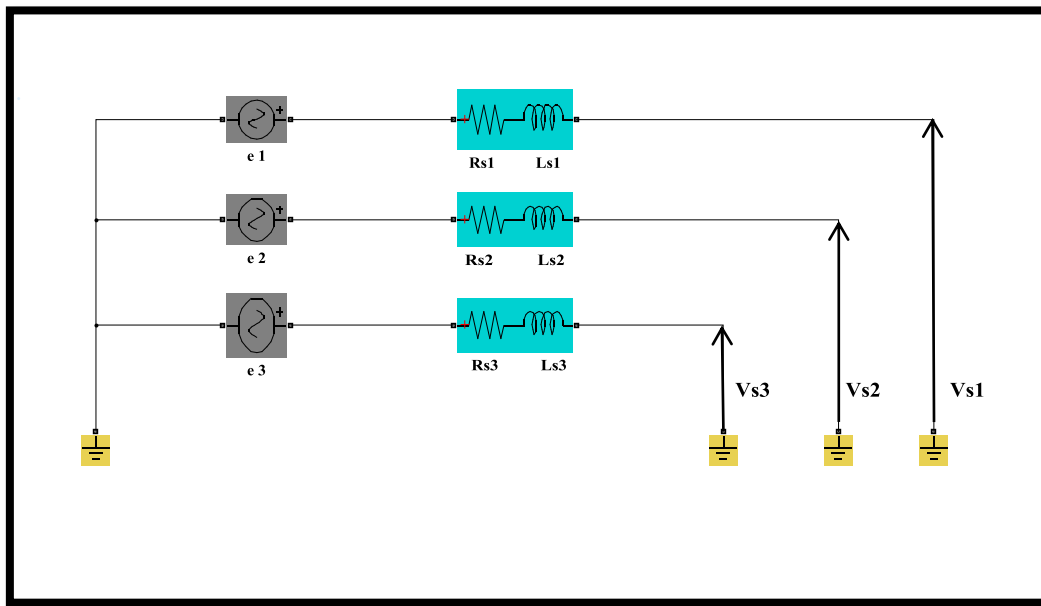
La modélisation d'un système revient à trouver les équations mathématiques qui décrivent son fonctionnement [49].

### IV.3.1 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.2) [50] [51].

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

$$Z_s = R_s + jL_s \omega \quad (IV.2)$$



Figure(IV.2): Schéma synoptique d'un réseau triphasé

### IV.3.2 Modélisation du charge polluante (Redresseur à diode):

La charge polluante est matérialisée par un pont redresseur à diodes représenté sur la figure (IV.3), 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 parfaites ( les semi-conducteurs sont considérés parfaits).

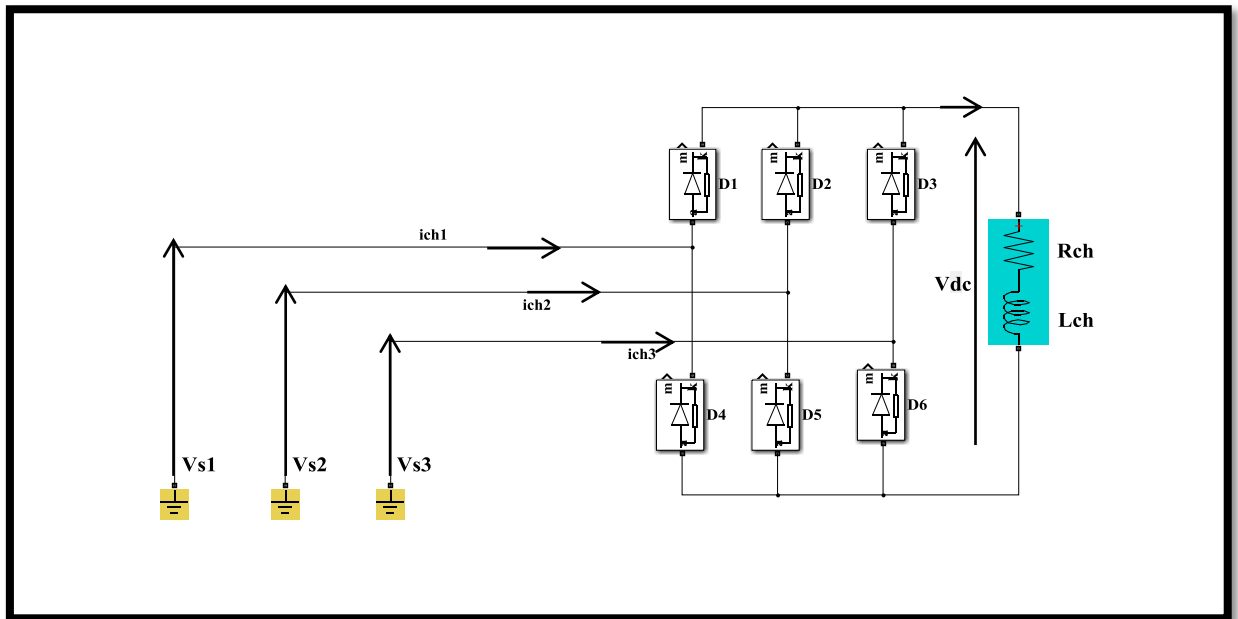


Figure (IV.3): Schéma d'une charge non-linéaire (un pont redresseur)

#### IV.3.3 Modélisation du filtre actif (ou de l'onduleur) :

La Figure (IV.4) 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[49].

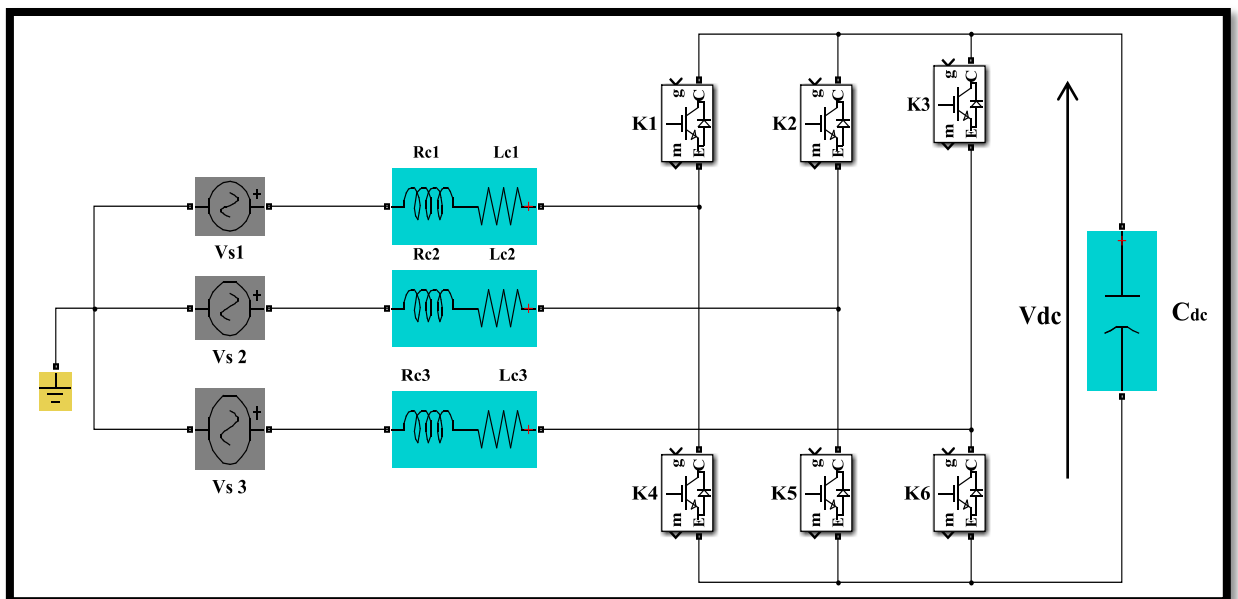


Figure (IV.4): Onduleur de tension triphasé.

#### IV.4 Simulation de l'ensemble du réseau, filtre actif parallèle et la charge polluante :

Après avoir étudié les différents algorithmes d'identification des courants harmoniques, les stratégies de commande, et de régulation de filtre actif parallèle dans les chapitres précédents, nous allons présenter tous les résultats de simulations dans ce travail.

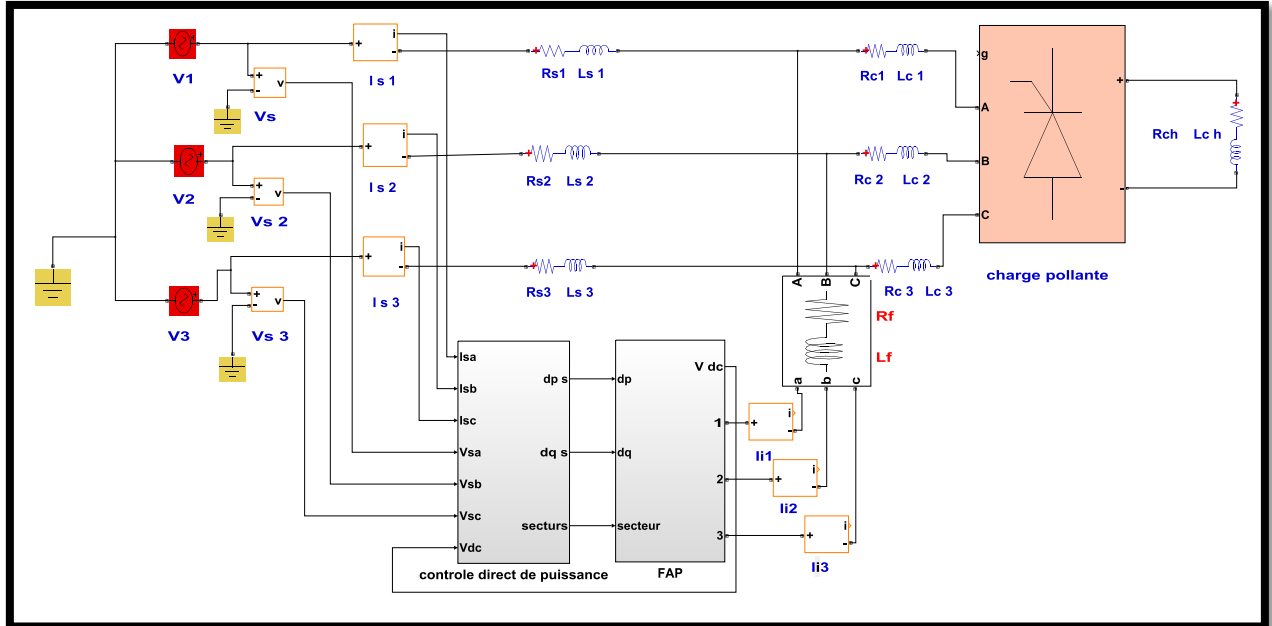


Figure (IV.5): Schéma de simulation d'un filtre actif parallèle de puissance.

Le schéma de simulation de la figure (IV.5) constitue d'un réseau électrique alimente une charge non-linéaire, un filtre actif parallèle avec la commande hystérésis, la commande par la technique contrôle direct de puissance pour la détection des courants sources, et un régulateur proportionnel intégral (PI) pour la régulation de la tension continu aux bornes du conducteur. Les valeurs des éléments caractérisant cette structure ont été regroupées dans le tableau(IV.1).

#### Réseau électrique

$$V_{max} = 58 V, f_s = 50 H, R_s = 0.45 \Omega, L_s = 2.5e - 3H.$$

#### Charge polluante

##### Résistance et inductance de l'entrée du redresseur:

$$R_c = 0.6 \Omega, L_c = 1e - 3H.$$

##### Pont de Gréât alimentant une charge R- L série

$$R_{ch} = 11 \Omega, L_{ch} = 3e - 3H.$$

#### Filtre actif parallèle

$$R_f = 0.9 \Omega, L_f = 4e - 3H.$$

#### Régulateur de bus continu

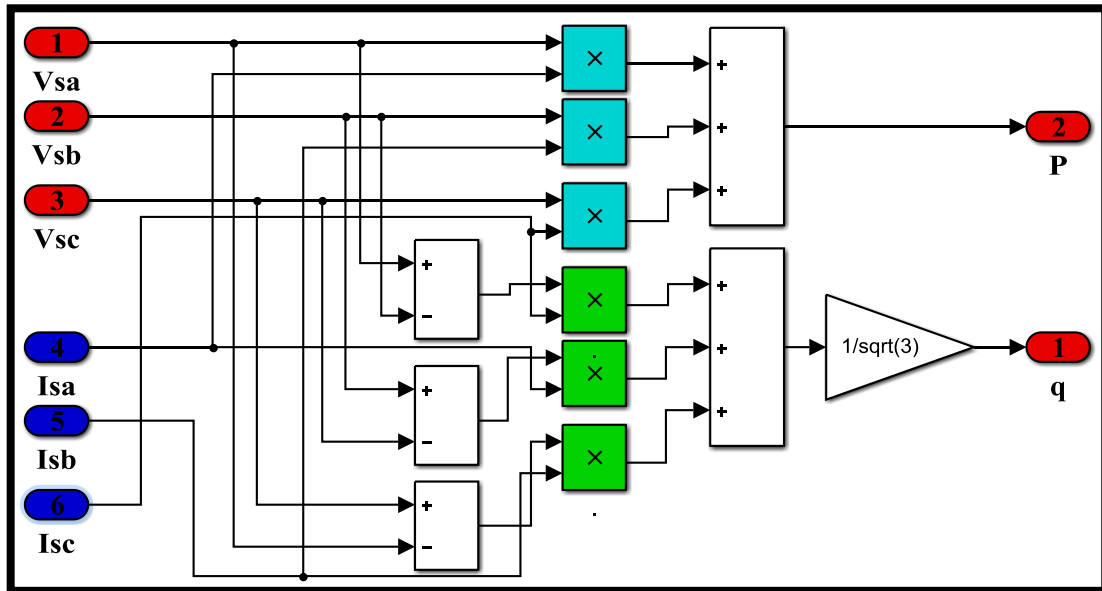
$$K_i = 19.20 \quad K_p = 0.14$$

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 :

$$Ps(t) = Vsa . isa + Vsb . isb + Vsc . isc \quad (IV.3)$$

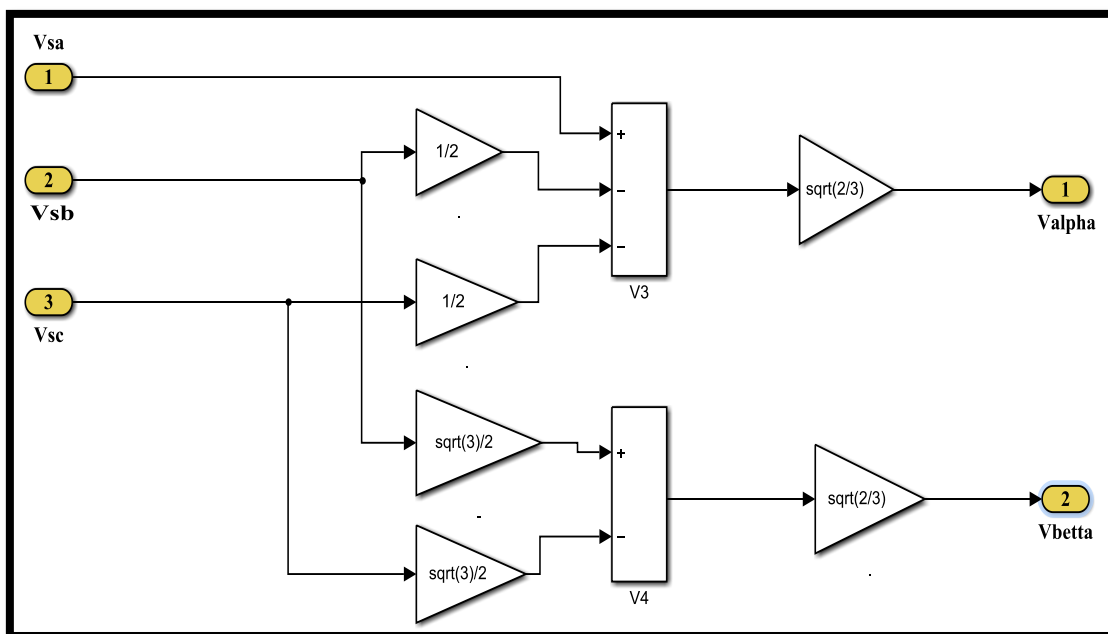
$$Qs(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [(Vsa - Vsb) . isc + (Vsb - Vsc) . isa + (Vsc - Vsa) . isb] \quad (IV.4)$$

☒ La figure (IV.6) , ontre l est calculé en MATLAB/SIMUIK comme suit :



Figure(IV.6) :schéma bloc de calcul des puissances active et réactive .

La transformation des systèmes triphasé en biphasé sous MATLAB/SIMUIK comme suit :



Figure(IV.7) :schéma bloc du transformation des systèmes triphasé en biphasé

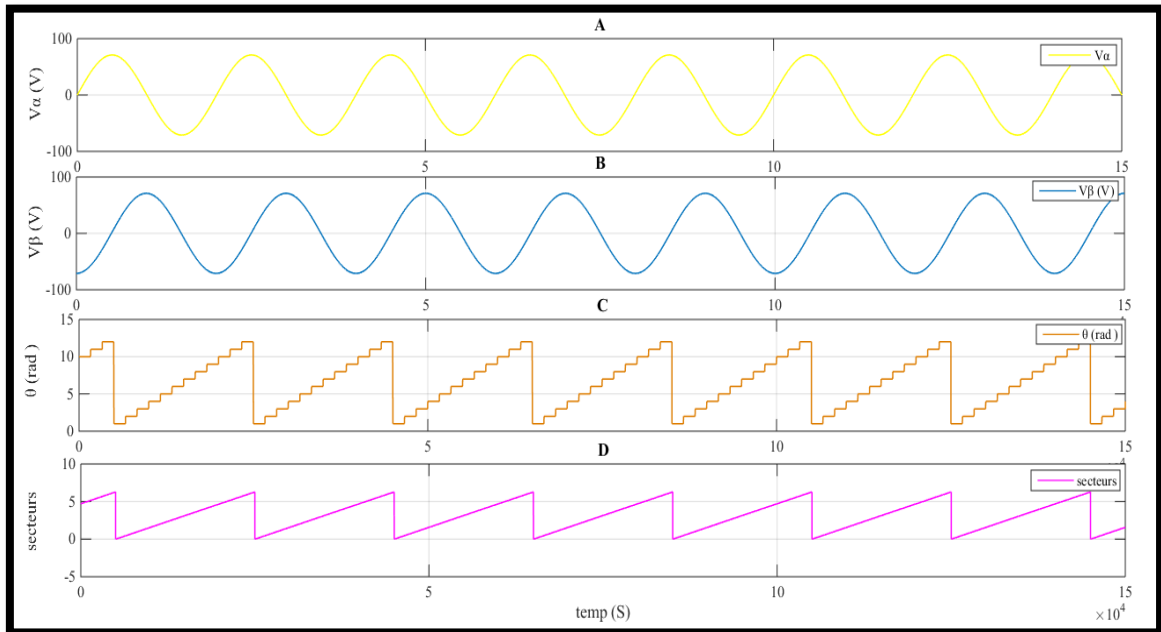
### IV.5 Résultats de simulation :

En utilisant les paramètres précédents sur notre bloc Simulink pour l'extraction des courbes (avant et après le filtrage), donc les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivante :

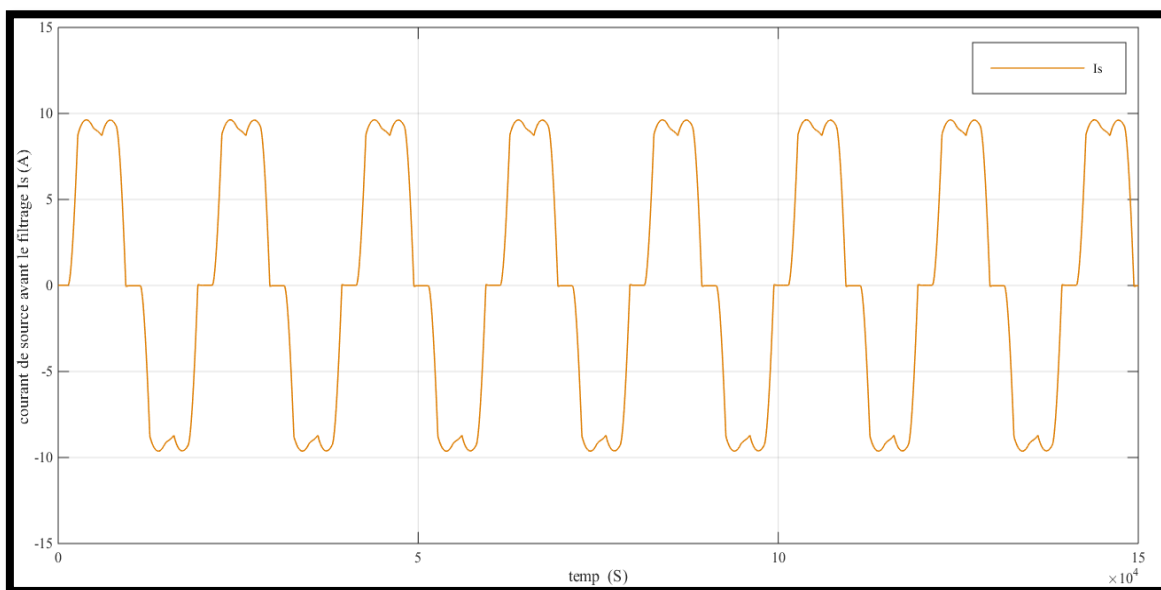
On prendre le temps de la simulation ( $t=0.3s$ )

#### IV.5.1 Comportement du FAP en régime permanent :

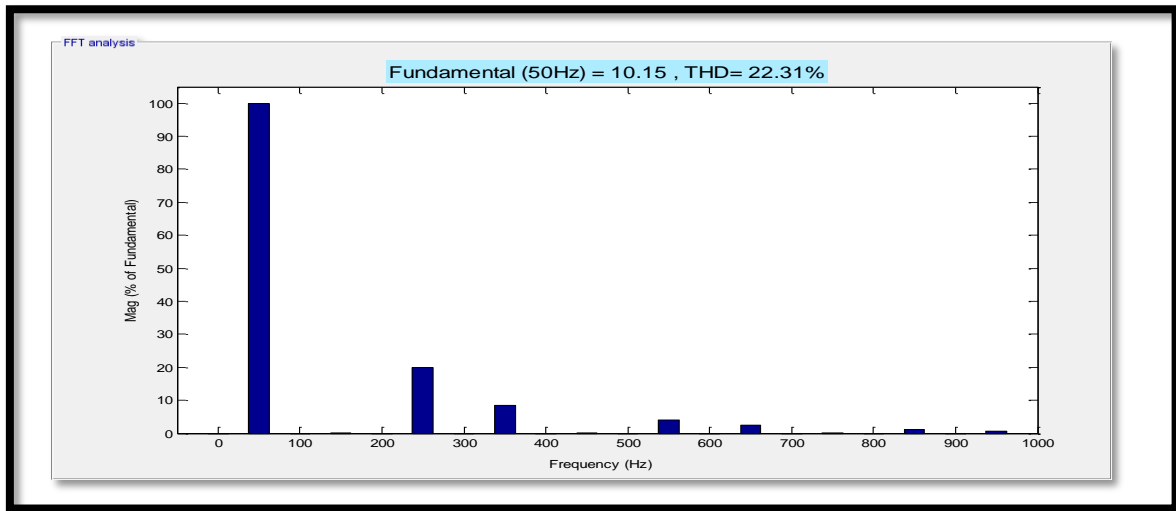
##### IV.5.1.1 Compensation des courants harmoniques :



**Figure(IV.8):(A) et (B): la tension de source dans le repère  $(\alpha,\beta)$  , (C):la position angulaire  $\theta$ ,(D): des secteurs.**

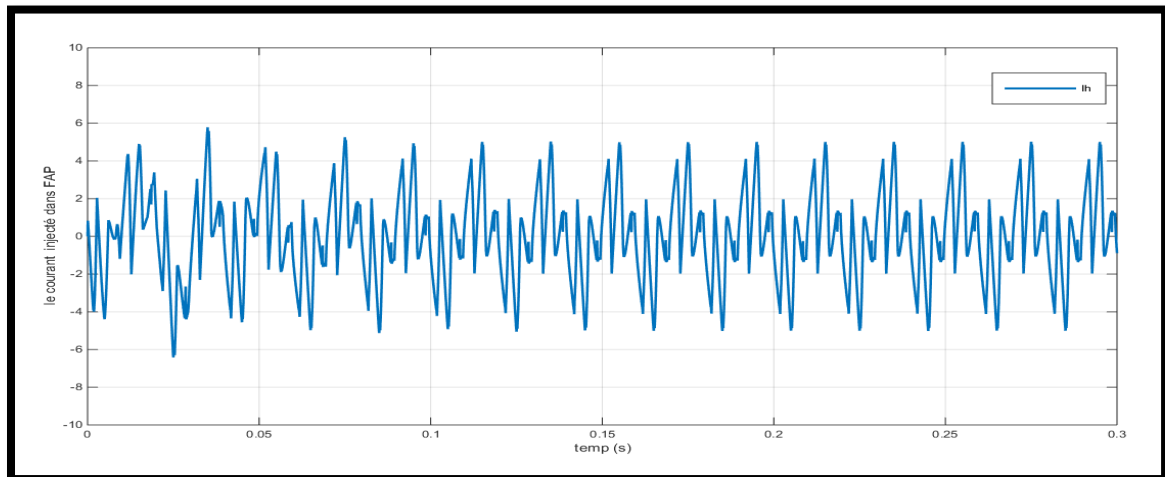


**Figure(IV.9): courant de source avant le filtrage**

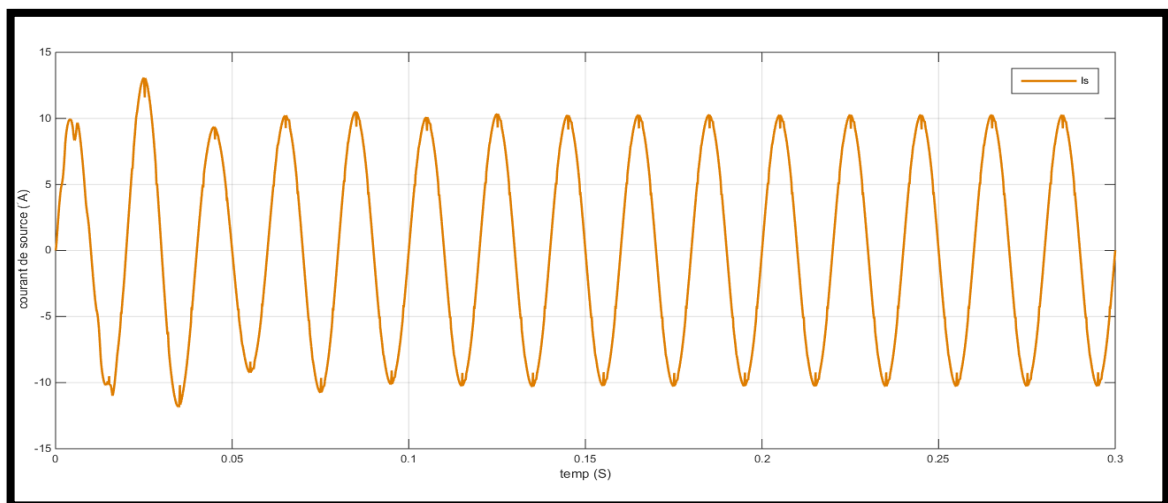


**Figure(IV.10): spectre d'harmonique du courant de source avant filtrage**

Le taux de distorsion d'harmonique a été mesuré, **THDi= 22.31%**

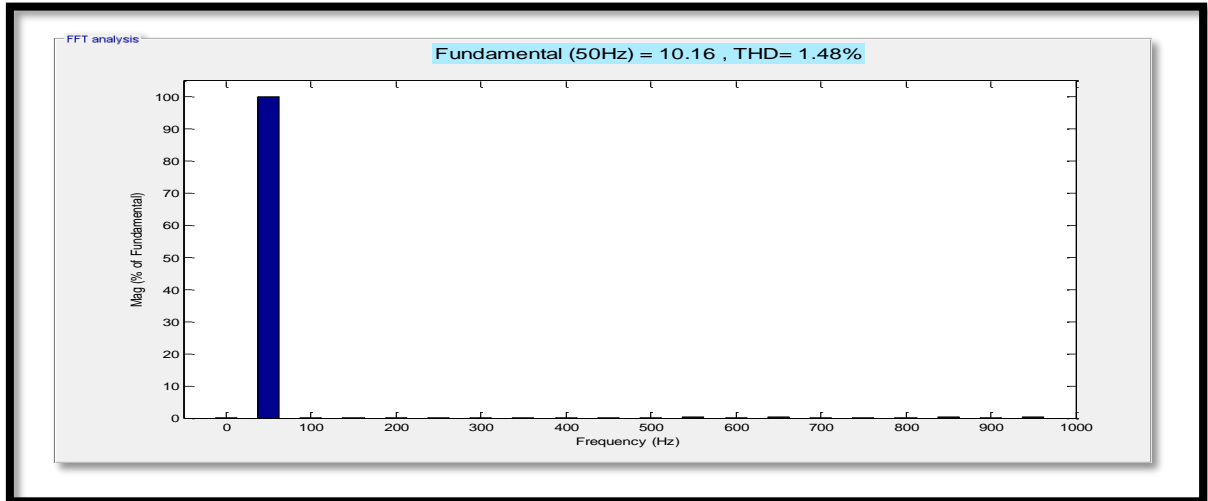


**Figure(IV.11): courant injecté par filtre.**

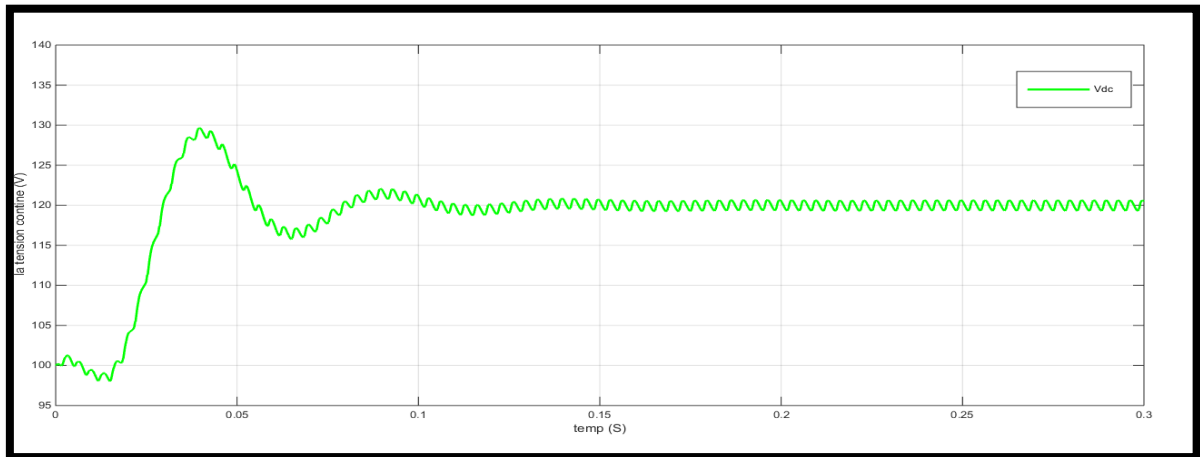


**Figure(IV.12): courant de source après filtrage.**

Après filtrage on remarque que la courant de source est devenu sinusoïdale.

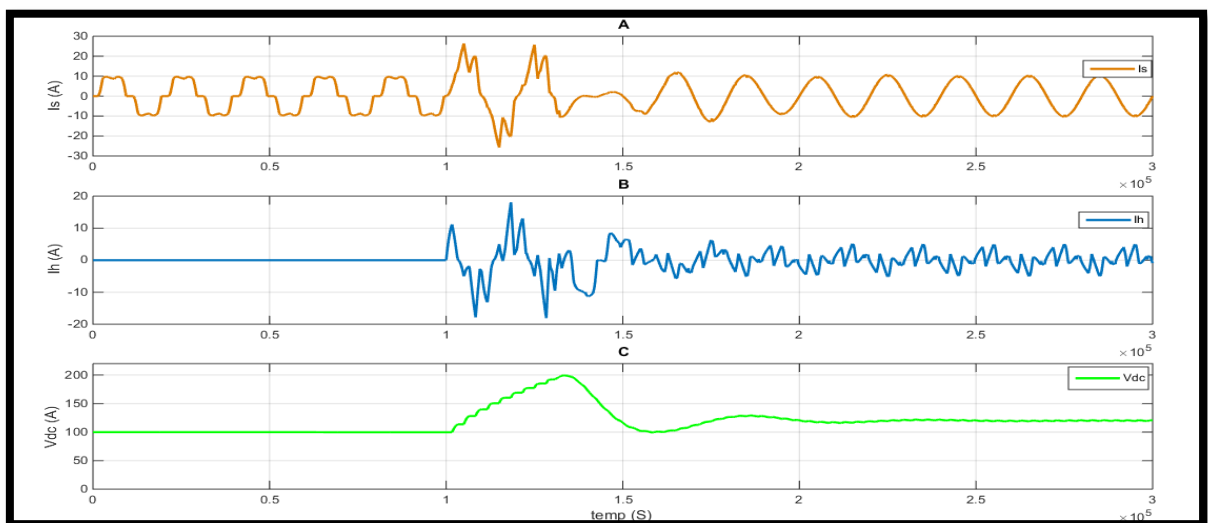


Figure(IV.13): spectre d'harmonique du courant de source après filtrage  
Le taux de distorsion d'harmonique a été mesuré THDi = 1.48%.

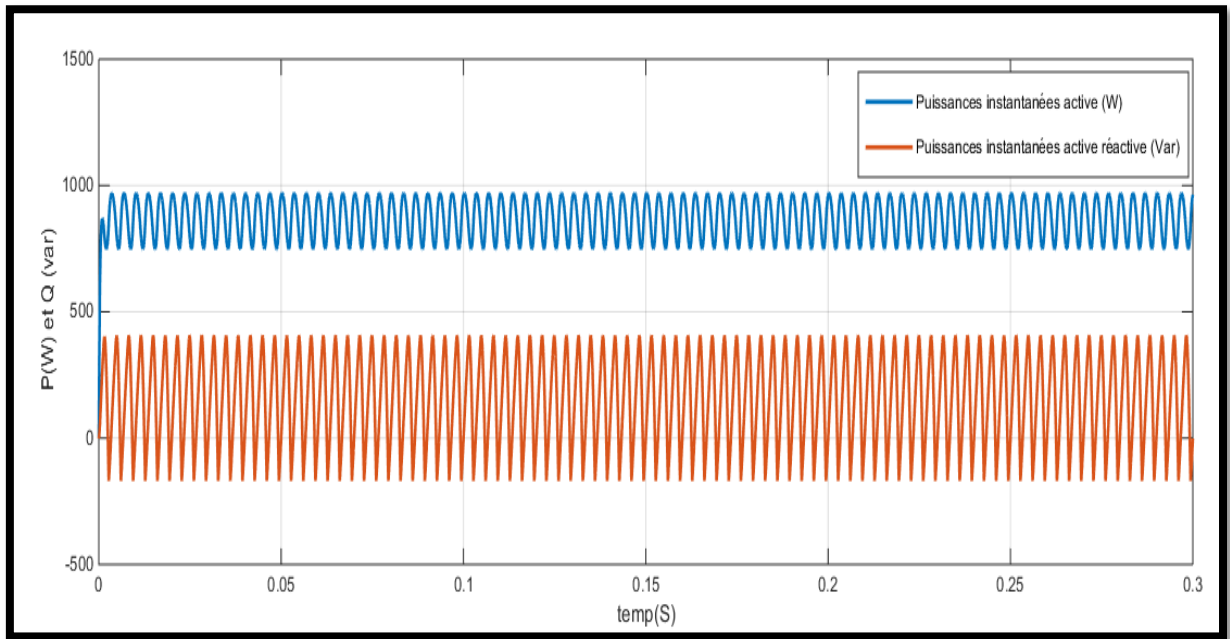


Figure(IV.14): la tension continu  $V_{dc}$  après installation FAP.

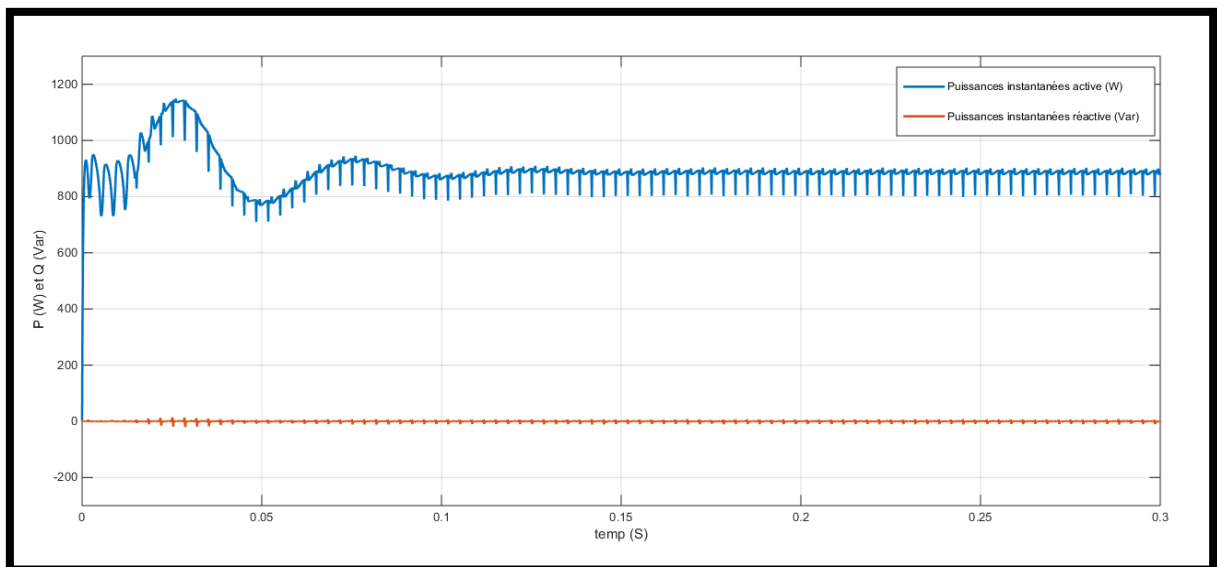
#### IV.5.1.2 Compensation des courants harmoniques et de la puissance réactive :



Figure(IV.15): Courant de source  $I_s$ , Courant injecté dans filtre  $I_i$ , et la tension du bus continu  $V_{dc}$  avant/après installation du FAP.



**Figure(IV.16): Puissances instantanées active P, Puissances instantanées réactive Q avant installation du FAP.**



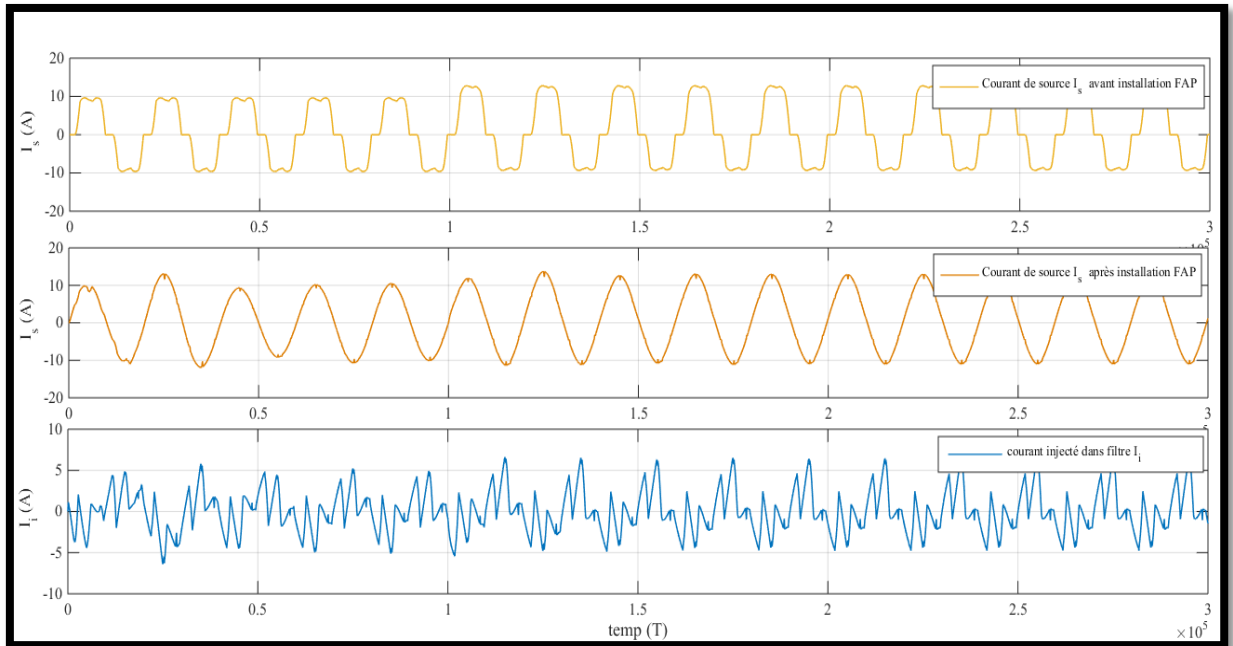
**Figure(IV.17): Puissances instantanées active P, Puissances instantanées réactive Q après installation du FAP.**

#### IV.5.1.3 Comportement du FAP en régime dynamique :

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  $t=0.1$  s . Cette procédure montre l'adaptation de notre FAP :

Charge RL1 :  $R_{ch1} = 8 \Omega$ ,  $L_{ch1} = 3mH$  et Charge RL2 :  $R_{ch2} = 11 \Omega$ ,  $L_{ch2} = 3mH$

Changement de la charge (  $R_1 L_1 \rightarrow R_2 L_2$  )



**Figure(IV.18): Courant de source  $I_s$  avant/après installation du FAP. courant injecté par filtre  $I_f$**

#### IV.5.2 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 proportionnel Intégrateur (PI); on remarque que:

##### A. En régime permanent :

- Dans La figure (IV.8) nous pouvons constater l'évolution de la position angulaire  $\theta$ , les secteurs ,et les composantes  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  du vecteur de la tension de source  $\vec{V}_s$  .
- La figure (IV.15.c) montre que la tension du bus continu est régulée par un régulateur proportionnel intégral (PI). On voit qu'avant le filtrage, la tension du bus continu est d'environ 100 V. Cette valeur de la tension veut dire que la capacité du bus continue est chargée initialement; à l'instant 0.1s après le filtrage  $V_{dc}$  se stabilise à 120 V et suit la valeur de la tension de référence  $V_{dc-ref}$ .
- la figure (IV.12) montre que le courant  $I_s$  est quasi-sinusoïdal, néanmoins un pic apparaissant 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.10) représente la spectre d'harmonique du courant de source avant filtrage, et la figure (IV.13) 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, ainsi que son taux de distorsion harmonique mesurée  $THD_i = 22.31\%$  (avant le filtrage) et  $THD_i = 1.48\%$  (après le filtrage), ce qui signifie la conformité à la norme IEEE 519-1992.

Commande	Charge	$THD_i$ % Avant filtre	$THD_i$ % Après filtre
Commande DPC	Charge R-L	22.31 %	1.48%

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

### B . En régime dynamique

la figure (IV.18) 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 simulation de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle, et charge polluante. Le filtre est commandé par la technique de contrôle direct de puissance (DPC).

Avec l'utilisation du filtre actif, le  $THD$  du courant de source est réduit de **22,31 %** à **1,48 %** (pour une charge R-L). D'autre côté, nous avons constaté que notre filtre actif parallèles s'adapte avec la variation de la charge. Le régulateur PI utilisé permet de réguler la tension du bus continu pour les différents régimes de fonctionnement. d'une façon remarquable. Le filtre actif permet aussi d'améliorer (corriger) le facteur de puissance.

Pour valider ces résultats de simulation obtenus, nous avons effectué des manipulations pratiques (expérimentales) dans le chapitre suivant.

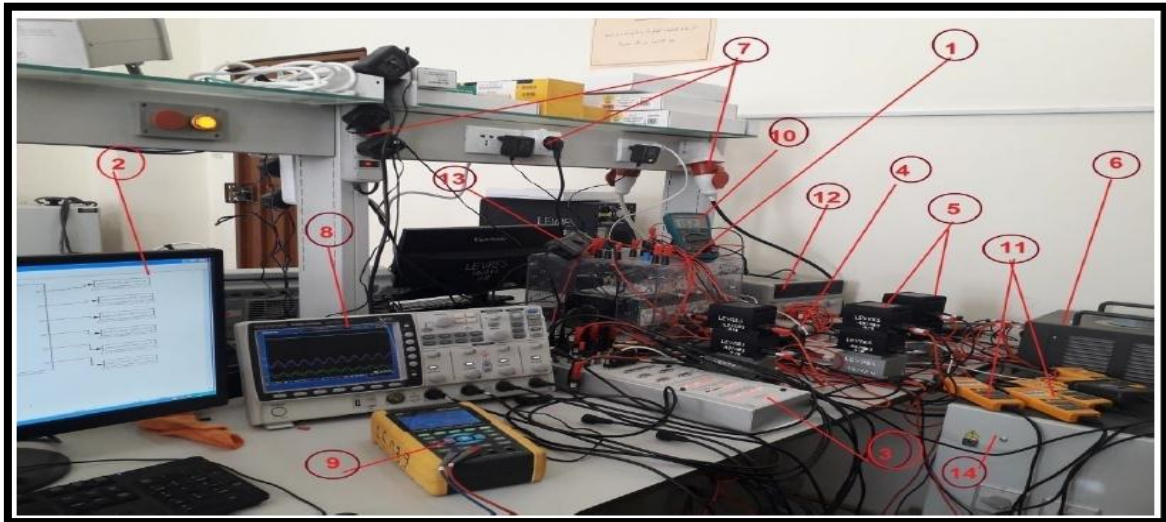
# *CHAPITRE V*



**Travail expérimental**

## V.1 Introduction

Dans cette partie, nous avons effectué des expérimentations dans le laboratoire de LEVRES de l'université d' El-Oued avec les mêmes données de la simulation effectuée dans le ( chapitre V). Il est nécessaire tout d'abord de présenter la démarche à suivre pour réaliser le FAP, les éléments constituant le FAP . Ensuite, nous allons discuter sur résultats expérimentaux obtenus. la Figure (V.1) présente le banc d'essai utilisé .



Figure(V.1): Banc d'essai

Nombre du composant	Le nom du composant
(1)	Onduleur de tension à deux niveaux
(2)	Micro-ordinateur
(3)	Panneaux de connexion
(4)	Amplificateur
(5)	Les inductances du couplage
(6)	Source alternative
(7)	Source d'alimentation
(8)	Oscilloscope
(9)	Analyseur des harmoniques
(10)	Multimètre
(11)	Mesure du courant
(12)	Source continu (la condensateur)
(13)	Pince de mesure de tension
(14)	La charge RL

Tableau (V.1): Les composants du banc d'essai

## V.2 Descriptif du matériel utilisé :

La plateforme expérimentale utilisée a été élaborée par l'équipe de recherche présidé par **Pr.L.Zellouma** appartenant dans le Laboratoire de LEVRES de l'université d' El-Oued. Cette manipulation est composée par les éléments suivants:

1. Une source triphasé qui connecté au réseau électrique avec une tension simple maximale  $V_{s1max} = V_{s2max} = V_{s3max} = \frac{100}{\sqrt{3}}$  et de fréquence 50(Hz), l'inductance interne est de 2.3 (m H) , et la résistance interne est de 0.42  $\Omega$ .
2. Un filtre actif parallèle à structure tension (onduleur, inductances et condensateurs): commercialisé par SEMIKRON, constitué d'un onduleur triphasée à structure tension avec condensateur à point milieu de caractéristiques 1200 (V), 50 (A) (SKM 50 GB 123D), relié au réseau par une inductance triphasée  $L_f$  de valeur de 5 (mH) et une petite résistance  $R_f$  de valeur de 0.4( $\Omega$ ). Les interrupteurs de l'onduleur sont formés par des transistors IGBTs. Ces drivers incluent des éléments de protection des composants de puissance et de gestion des temps morts. Deux condensateurs de 2200(  $\mu$  F) en série sont connectés du côté continu de l'onduleur et dont le point milieu est connecté au neutre au point PCC.
3. Une charge polluante: est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes, de type parallèle double triphasé, débitant dans une charge RL:  $L_{ch} = 3$ (m H) et  $R_{ch} = 8.5$ ( $\Omega$ ). Il s'agit d'un module triphasé de marque SEMIKRON, de type SKD 51/14. Cette charge polluante est connectée au réseau d'alimentation par l'intermédiaire d'une inductance et une résistance triphasés de faible valeur ( $L_c = 1$ (m H) et  $R_c = 0.2$  ( $\Omega$ )).
4. Trois capteurs de tension sont connectés aux bornes A/D de la carte DSPACE permettent d'obtenir les tensions simples de la source qui fournissent des tensions vers PLL pour la synchronisation. Un capteur de tension fournie au DSPACE le signal de la tension du bus continue pour être utilisé dans le processus d'identification afin de réguler cette tension captée.
7. D'autres capteurs sont utilisés selon le besoin pour visualiser les signaux sur l'oscilloscope.
8. La commande du filtre actif génère les ordres de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension. Elle est réalisée de façon mixte (analogique et numérique) et inclut trois fonctions principales:
  - Identification des courants harmoniques de la charge non-linéaire.
  - Régulation de la tension  $V_{dc}$ .
  - Poursuite des références harmoniques de courant.

9. Un oscilloscope est utilisé pour l'affichage des différents signaux désirés et les enregistre sur un support externe (disquette, flash disk), en utilisant un lecteur disquette ou un port USB.
10. Un micro-ordinateur (PC) permet de contrôler les autres parties de la maquette, en introduisant des données et ce, en utilisant des logiciels spécifiques (cet ordinateur comporte le programme MATLAB 2012a).
11. Un analyseur des harmoniques.

**Remarque :**

Les capteurs de tension sont réglés sur le calibre 200  $\times$  et les capteurs de courant sur  $\times 10$ .

**V.2.1 La carte DSPACE DS1104**

La carte DSPACE DS1104 est une carte d'interface qui peut convertir les blocs de Simulink en un code machine qui peut être exécuté sur un système à base de DSP. Ceci réduit considérablement le temps de développement et de prototypage pour le control des systèmes. Le prototypage passe alors par trois étapes [29]:

1. Construction du système de commande en utilisant les blocs de Simulink.
2. Simulation du système pour voir les résultats dans différents scénarios.
3. Exécution du modèle en temps réel à travers la carte DS1104.

Pour implémenter la commande temps réel en utilisant la carte « dSPACE DS1104 R&D Controller Board » et le logiciel Matlab/Simulink, on a besoin de :

- 1) La carte de contrôle dSPACE DS1104
- 2) La licence sous forme de clé USB (Dongle)



**Figure(V.2): Illustration de la carte DS1104**



**Figure(V.3) Clé USB (D'ongle)**

- 3) La licence software (fichier Licence.dsp)

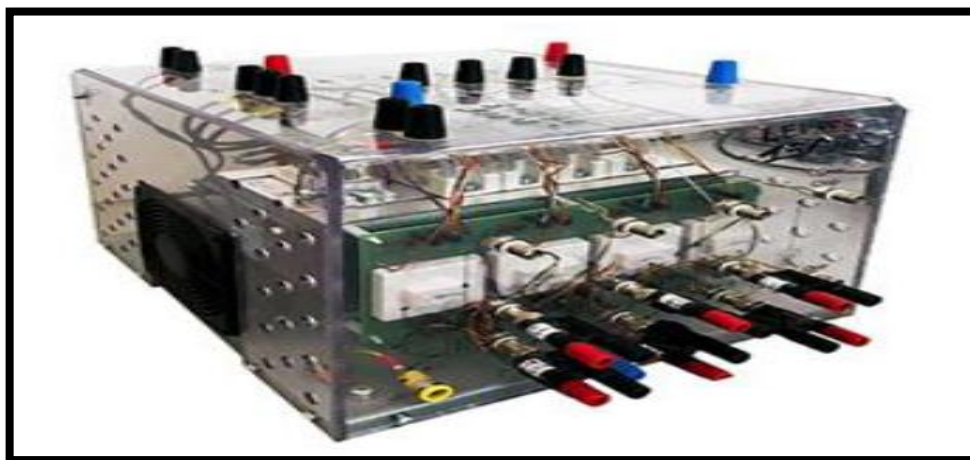
- 4) Le fichier Keys.dsp
- 5) Et enfin le panneau de connexion CP1104



**Figure(V.4) panneau de connexion CLP1104**

### V.2.2 L'onduleur:

C'est un onduleur à deux niveaux de marque *SEMIKRON* référence : Semi-teach IGBT SKM50GB 123D+SKD51+P3/250F avec double alimentations continue et alternative triphasée, si l'alimentation est une source de tension triphasée, un redresseur incorporé avec condensateur de filtrage est utilisé pour produire la tension continue appropriée [38].



**Figure(V.5): Onduleur de tension à deux niveaux**

On présente les caractéristiques de l'onduleur dans le tableau suivant :

**Tableau (V.2): les caractéristiques de l'onduleur SEMIKRON**

Symbole	Désignation	Valeur
<b>I<sub>rms</sub></b>	<b>La valeur efficace du courant</b>	<b>30 A</b>
<b>V<sub>CES</sub></b>	<b>Tension maximale aux bornes du composant</b>	<b>1200 V</b>
<b>V<sub>GES</sub></b>	<b>Tension de grille</b>	<b>±20 V</b>
<b>I<sub>C</sub></b>	<b>Courant aux bornes du composant</b>	<b>50 (40) A</b>
<b>I<sub>CM</sub></b>	<b>Courant maximale aux bornes du composant</b>	<b>100 (80) A</b>
<b>V<sub>INmax</sub></b>	<b>Tension d'entrée maximale sans filtre/avec filtre</b>	<b>3x480 / 3x380 V</b>
<b>C<sub>qvi</sub></b>	<b>Condensateur de filtrage</b>	<b>1100 /800 µF/V</b>
<b>V<sub>DCmax</sub></b>	<b>La valeur maximale de tension continue appliquée au condensateur</b>	<b>750 V</b>
<b>V<sub>c</sub></b>	<b>Tension de commande</b>	<b>0 / 15V</b>
<b>PI</b>	<b>Consommation de courant de l'alimentation</b>	<b>16Ma</b>
<b>T<sub>max</sub></b>	<b>Température maximale de fonctionnement</b>	<b>71°C</b>

### V.2.3 L'amplificateur de tension :

Ce circuit est alimenté par un générateur de tension de 15V. Les signaux de commandes produites par le programme Matlab/Simulink sont transférés vers l'onduleur à travers la carte DSPACE 1104 et son interface, ces signaux sont des signaux de technologie TTL de 0 et 5V par contre les bornes de l'onduleur sont de technologie CMOS de 0 et 15V. Alors il faut un circuit d'interface entre la carte DSPACE et l'onduleur pour amplifier les signaux de commande. Cette circuit est réalisé à base des circuits intégrés SN7417. Le circuit réalisé est alimenté par une seul source de tension continu de 15V, pour produire la tension 5V pour alimenter les circuits intégrés, deux régulateurs de tension LM7805 sont utilisés. Ce circuit d'interface peut amplifier jusqu'aux huit entrées [52].

Le circuit d'amplification est réalisé et intégré dans un boîtier pour simplifier le montage.



Figure (V.6) : Boîtier du circuit amplificateur

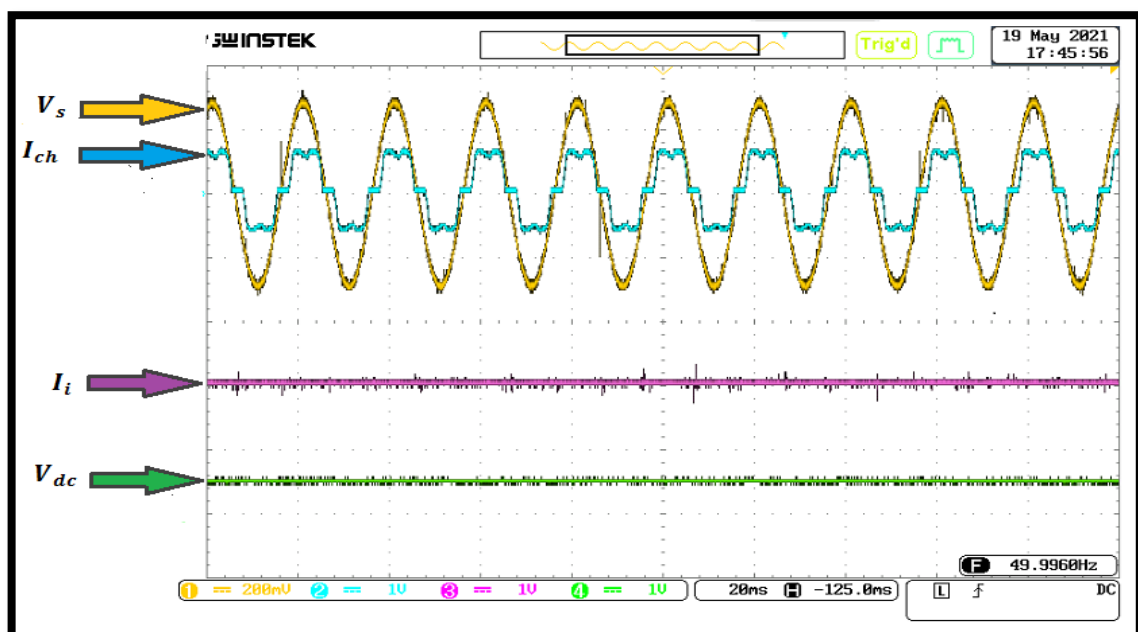
### V.2.4 La charge polluante :

La charge polluante est constituée par un pont triphasé à base des diodes de marque SEMIKRON, de type SKD 51/14, débitant dans une charge RL:  $L_{ch} = 3$  (mH) et  $R_{ch} = 8$  ( $\Omega$ ). Cette charge polluante est connectée au réseau par l'intermédiaire d'une inductance triphasée de faible valeur  $L_c = 1$  (m H) pour minimiser les pics dû à la commutation de l'onduleur et une résistance  $R_c = 0.2$  ( $\Omega$ ).

## V.3 Résultats expérimental obtenus :

### V.3.1. Régime permanent:

#### Compensation du courant harmonique:

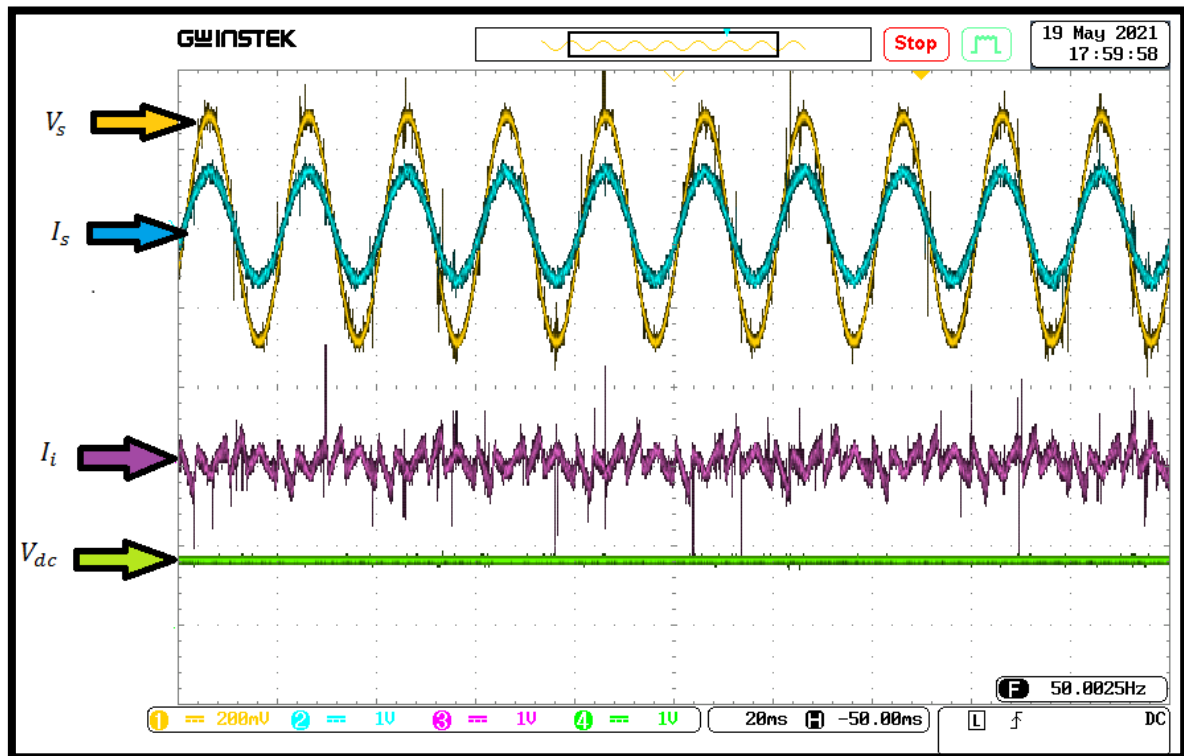


Figure(V.7): Résultats expérimentaux en régime permanent: la tension de source  $V_s$ , Courant de source  $I_s$ , courant injecté dans filtre  $I_i$  et tension du bus continu  $V_{dc}$  avant l'insertion du FAP.



Figure(V.8) spectre d'harmonique du courant de source avant filtrage

Le taux de distorsion d'harmonique mesuré, **THD= 20.7%**.



Figure(V.9): Résultats expérimentaux en régime permanent: la tension de source  $V_s$ , Courant de source  $I_s$ , courant injecté dans filtre  $I_i$  et tension de bus continu  $V_{dc}$  après l'insertion du FAP.



Figure(V.10) spectre d'harmonique du courant de source après filtrage

Le taux de distorsion d'harmonique mesuré, THD= 2.1%.

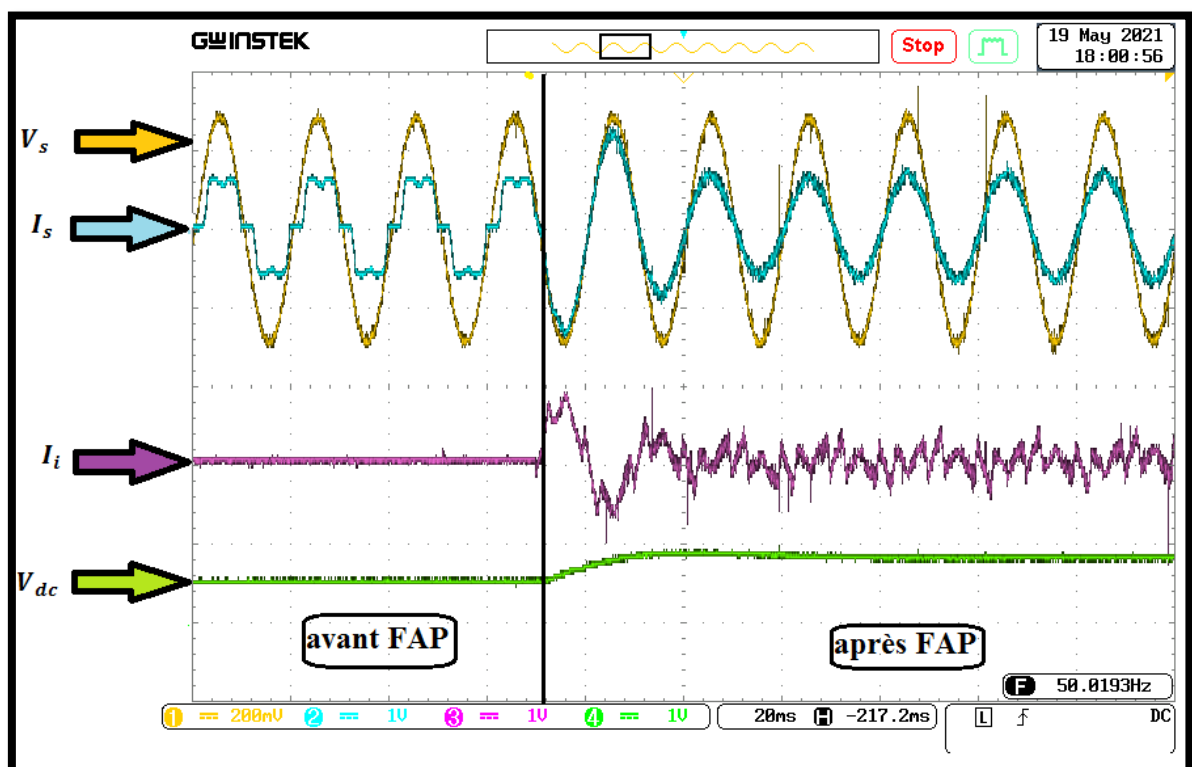


Figure (V.11): Résultats expérimentaux en régime permanent: la tension de source  $V_s$ , Courant de source  $I_s$ , courant injecté dans filtre  $I_i$  et tension de bus continu  $V_{dc}$  avant/après l'insertion du FAP.

### ☒ Discussion :

- Avant l'insertion FAP : nous remarquons dans les figures(V.7) et (V.9) que le courant de charge  $I_{ch}$  a la même forme (forme distordue), et que courant injecté dans filtre  $I_i$  est nul comme il est montré dans la figure (V.7). 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 (V.9) 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.
- La figure (V.8): montre les différentes formes d'onde du courant de source avant le filtrage, et son analyse spectrale (spectre d'harmonique). Avant l'insertion du FAP nous remarquons que le courant de source  $I_s$  est très riche en harmoniques.
- La figure (V.10): montre les différentes formes d'onde du courant de source après le filtrage et son analyse spectrale (spectre d'harmonique). Après l'insertion du FAP, le courant de source est devenu quasi-sinusoïdaux avec un  $i THDi$  qui décroît de **20,7 %** à **2,1%** inférieur à **5%** donc dans la limite imposée par la norme IEEE 519-1992.
- Les figure (V.11): 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 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.
- Dans la figure(V.11): aussi nous remarquons que la tension du bus continu est régulée par un régulateur **PI** . 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  $V_{dc}$  ce stabilise à **120 V**, et suit fidèlement la tension de référence  $V_{dc-ref}$  .

### ☒ Compensation des courants des harmoniques et de la puissance réactive

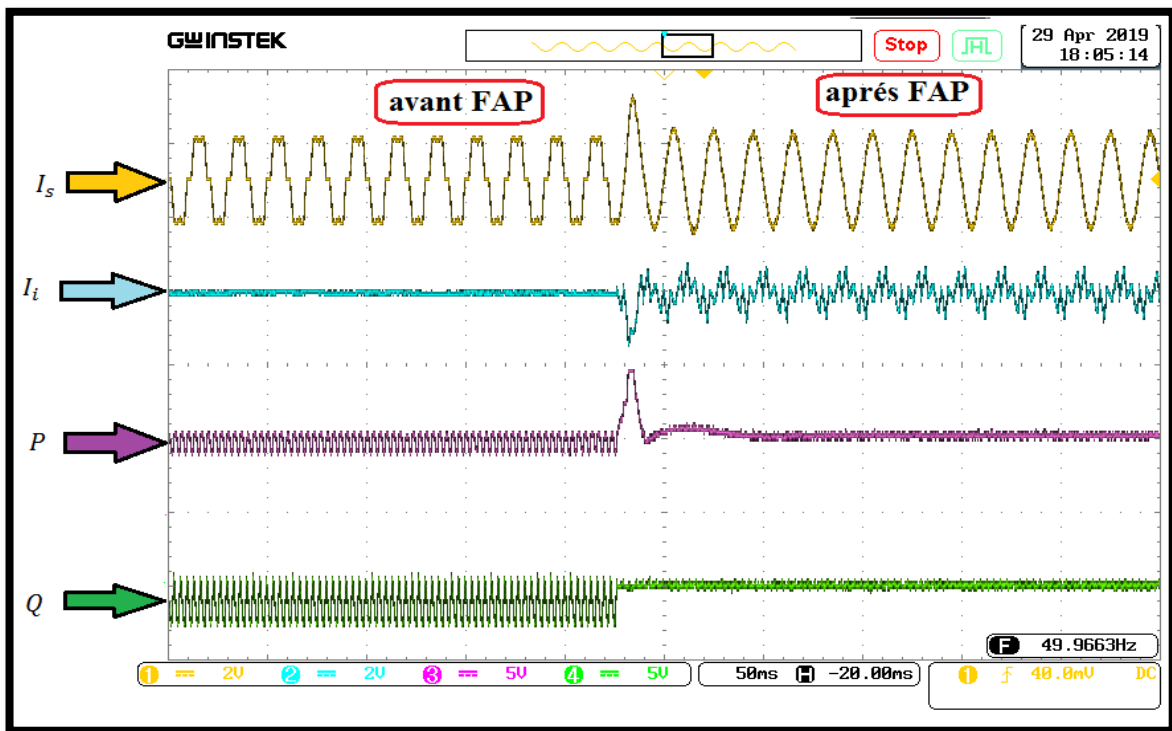


Figure (V.12): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant et tension de source,  $I_s$  et  $V_s$  puissances instantanées active  $p$ , réactive  $q$  avant/après l'insertion du FAP.

#### V.3.2 Comportement du FAP en régime dynamique (Changement de la charge) :

Les performances du filtre actif à deux niveaux ont été évaluées par son temps de réponse pendant le régime transitoire, et par la qualité de la compensation en effectuant une variation brusque du courant de charge à un moment fixe. La variation du courant de charge est réalisée en faisant varier la charge du redresseur (charge polluante).

Charge  $RL1$  :  $R_{ch1} = 8 \Omega$ ,  $L_{ch1} = 3mH$  et Charge  $RL2$  :  $R_{ch2} = 11 \Omega$ ,  $L_{ch2} = 3mH$

Changement de la charge (  $R_1 L_1 \rightarrow R_2 L_2$  )

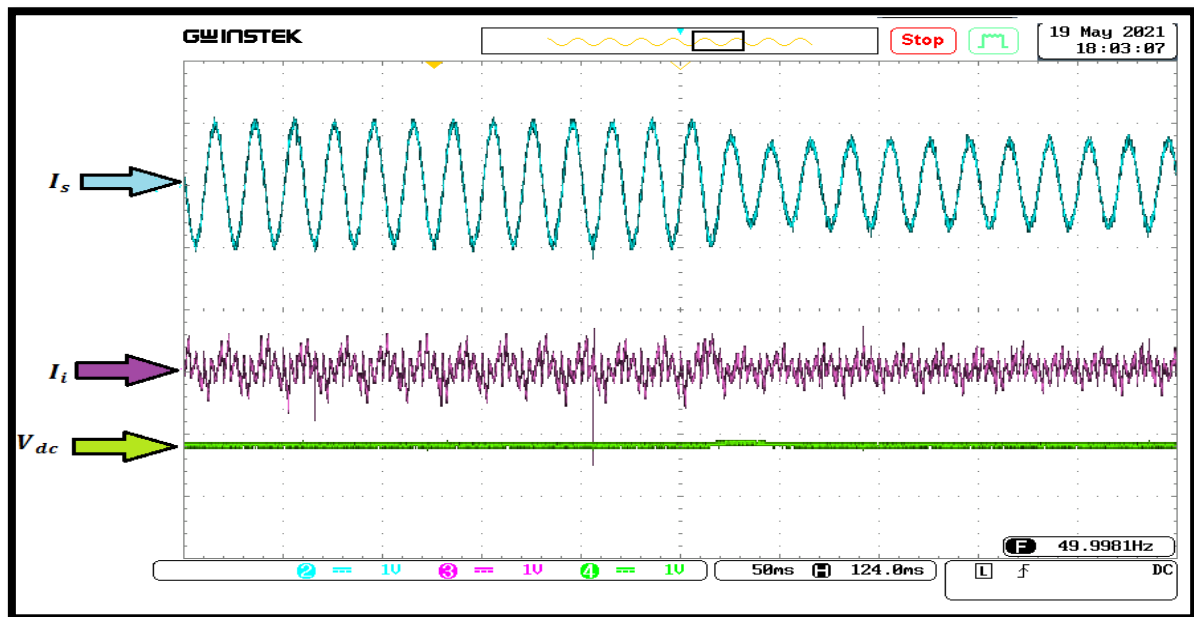
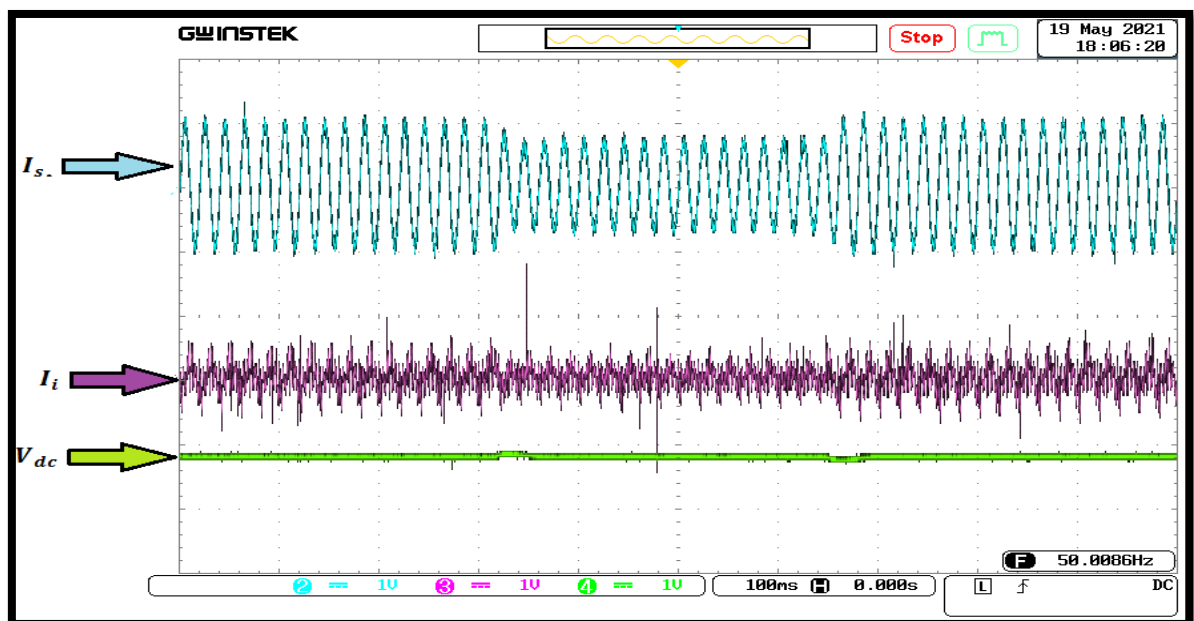


Figure (V.13): Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source  $I_s$ , courant injecté par filtre  $I_i$ .



Figure(V.14): Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source  $I_s$ , courant injecté par filtre  $I_i$  et la tension de bus continu  $V_{dc}$ .

#### ☒ Discussion :

Les résultats expérimentaux obtenus en régime dynamique montrent clairement l'adaptation avec la variation de la charge de notre filtre actif. Nous constatons que les formes d'ondes des courant de la source sont presque d'une forme sinusoïdales comme présentés dans figures (V.14).

#### V.4 Comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux :

Dans le tableau suivant nous présentons une comparaison entre les résultats de simulation obtenus , et les résultats expérimentaux :

**Tableau( V.3) : Comparaison entre les résultats de simulation et de travail expérimental.**

		LA	TRAVAIL
		SIMULATION	EXPERIMENTAL
<i>THDi</i>	Avant filtrage	23.65 %	20.7 %
	Après filtrage	1.48 %	2.1 %

D'après le tableau nous observons que les résultats de simulation et les résultats expérimentaux sont très proches, cela montre filtre actif parallèle assure une bonne opération de filtrage des harmoniques de courant.

#### V.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents résultats expérimentaux obtenus de notre manipulation pratique, qui sont très satisfaisants et montrent bien le bon fonctionnement du notre filtre actif parallèle proposé. Ces résultats prouvent que le filtre actif parallèle réduire les harmoniques de courant à des valeurs inférieurs de 5% correspondant aux recommandations et normes internationales, et s'adapte aux variations de la charge.

En régime dynamique, les résultats sont très satisfaisants du point de vue dépassement, et temps de réponse. La méthode d'identification du courant harmonique utilisée dans ce travail est intéressante car elle permet des choix multiples des modes de compensation, à savoir : la compensation des courants harmoniques, et l'énergie réactive où les deux en même temps. Cela permet au facteur de puissance d'avoir une valeur très proche de l'unité.



Conclusion Général

---

## Conclusion général :

Dans ce mémoire on s'est intéressé à l'étude des différentes possibilités du filtrage actif des harmoniques des réseaux électriques .la pollution harmonique est l'un des problèmes majeurs qui dégrade 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 leurs effets sur le réseau électrique, les normes en vigueur, et les solutions ont été proposées permettant pour remédier à chaque type de perturbation, on distingue deux types: les solutions traditionnelles notamment le filtrage passif et les solutions modernes particulièrement le filtrage actif qui représente une nouvelle solution pour le filtrage des harmoniques.

Dans ce contexte, notre travail présente dans ce mémoire a été consacré à d'étude d'un filtre actif parallèle de puissance afin d'améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique et particulièrement compenser les harmoniques et la puissance réactive. Pour atteindre notre objectif dans ce travail nous choisissons 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 I (P).

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

En conclusion, on peut affirmer que l'objectif de ce mémoire est atteint. Les résultats obtenus très satisfaisantes et montrent l'efficacité et les bonnes performances du filtre actif parallèle.

Finalement, dans ce travail plusieurs perspectives peuvent être évoquées. 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] **Y. ABDELKADER**, " amélioration de la qualité d'énergie électrique en utilisant un onduleur de tension a cinq niveaux" , Mémoire Magister, Université Hassiba Benbouali de Chlef 2008.
- [2] **D.OULD ABESLAM** , "techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basses tension", Thèse de doctorat, université de Haute Alsace, décembre 2005.
- [3] **M.SADI et M.SLAMANI** " Étude et simulation d'un filtre actif série " Thèse Master Université mouloud mammeri, tizi-ouzou .2018
- [4] **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.
- [5] **S. Hafsia** , "Commande d'un filtre actif parallèle à quatre bras par des techniques avancées", Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider -Biskra, 2015.
- [6] **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
- [7] **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.
- [8] **L. ZELLOUMA** , "Filtrage actif parallèle des harmoniques du courant générés par un pont redresseur triphasé non commandé", Mémoire de magister, Université Badji MokhtarAnnaba, 2006.
- [9] **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.
- [10] **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.
- [11] **LABBI Imad, ZOBEIDI Smail, DJABALLAH Mounir**, « filtrage actif parallele des reseaux électriques» , Thèse D'ingénieur d'état en génie électrotechnique, Universite de m'sila

- [12] **TAHRI MERYEM ET ZOUKHA DJEMAA** ,«Etude et simulation d'une commande robuste pour filtre actif de puissance à deux Bras a point milieu pour la compensation de courant harmonique» , thèse Master , Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen ,2017
- [13] **SEMAOUI Hammou** , «compensation de l'énergie réactive d'une installation industrielle MT/BT (HTA/BTB) » ,Thèse Master , Université Mohamed Boudiaf de M'SILA, 2016.
- [14] **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.
- [15] **SAHLI ABDESLEM** , « Filtrage actif et contrôle de puissances :application aux systèmes photovoltaïques interconnectés au réseau», Thèse Magister, Université ferhat abbas – setif ,2012.
- [16] **M. MAGRAOUI** , "Validation de techniques de commande d'un filtre actif parallèle, Mémoire présente à l'école de technologie supérieure, Université du Québec, 2007.
- [17] **HAMOUDA Noureddine** , "Amélioration de la Qualité du Réseau Electrique à l'Aide de Compensateurs Actifs" ,Thèse Doctorat , université freres mentouri constantine 1 ,2018.
- [18] **KAMEL DJAZIA** , " Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus " Thèse Doctorat, Université ferhat abbas – setif 1, 2015.
- [19] **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.
- [20] **D. MOHAMED SALAH** , "etude comparative des redresseurs cascades et multiniveaux a commandé mli", Mémoire de Magistère , Université mentouri – constantine .
- [21] **BELHAOUCHET NOURI** , "Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées" ,Thèse Doctorat , Université ferhat abbas– setif ,2011.
- [22] **B. AZIZ** "contribution alanalyse et la reduction de la pollution harmonique dans le reseau electrique, " Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar-Annaba , 2007

[23] **D. NEKKAR** , "Contribution à l'étude des stratégies de commande des filtres actifs triphasés", Mémoire de Magister, Université Mohamed Chérif Messaadia-Souk-Ahras, 2014.

[24] **K . SAMIA** , "Modélisation et simulation d'un filtre actif multiniveaux", Mémoire de Magister, Université mouloud mammeri, tizi-ouzou ,2009.

[25] **B.Tarek** , " Filtrage actif pour les réseaux déséquilibrés et distordus " Mémoire de magister, universite ferhat abbas – setif-1-,2014.

[26] **K. ABDELKADIR** , " amelioration des performances d'un filtre actif parallele application des reseaux de neurone adaptatifs " Mémoire de master , universite larbi ben m'hidi de oum el bouaghi , 2015

[27] **A.HAMADI** , " contribution a l'etude des filtres hybrides de puissance utilises pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution" Thèse de doctorat , université du québec 2010

[28] **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.

[29] **Mohamed Muftah ABDUSALAM** , « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales» ,Thèse Doctorat , l'Université Henri Poincaré, Nancy-I ,2008

[30] **I. ALIA** , « Étude et Réalisation d'un Filtre Actif Parallèle de Puissance Commandé par DSPACE1104» ,Thèse Master , Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued , 2019.

[31] **G. ELHACENE et H.RACHIDA** «Contribution à La Commande d'un filtre actif parallèle » thèse Master , Université Abderrahmane MIRA- BEJAIA

[32] **H. LAROUSSE et Z. KHALIFA** " Commande Directe de Puissance d'un Filtre Actif Parallèle en Conditions non Idéales " . Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued 2019

[33] **B. THABET** « Commande Prédictive d'un Filtre Actif Parallèle » thèse Master , Université Labri Ben M'hidi de Oum El Bouaghi

- [34] **A. RABIE** , "Contribution à l'étude du filtre actif parallèle de puissance à trois niveaux", Mémoire de Magister, Université d'El-Oued, 2012.
- [35] **DJEDIDI tarek , DJOUADI abdelkader** , «Commande Prédicative d'un Filtre Actif Parallèle», Thèse Master , L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued , 2017 .
- [36] **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.
- [37] **A. CHAOUI**, "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires", Thèse du grade de doctorat, Université de Abbas-Sétif, 2010.
- [38] **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.
- [39] **M.NADHIR**, " Contribution à l'Etude des performance des Onduler Multiniveaux sur les Réseaux Distribution ", Thèse de doctorat , Université Badji MokhtarAnnaba, 2014.
- [40] **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.
- [41] **H. DJEGHLOUD** , " filtrage actif de puissance ", Thèse Doctorat De L'universite mentouri constantine, 2007.
- [42] **A. LOPEZ DE HEREDIA BERMEO** : "Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Génie électrique, Novembre 2006.
- [43] **N. MESBAHI, A. OUARI, D. OULD ABDESLAM, T. DJAMAH, AND A. OMEIRI** "Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions", Electric Power Systems Research, vol. 108, pp. 113–123, March 2014.

[44] **A. CHAOUI, F. KRIM, J.P. GAUBERT, AND L. RAMBAULT** : "DPC controlled three-phase active filter for power quality improvement", *Electrical Power and Energy Systems* vol. 30, no. 8, pp. 476– 485, October 2008.

[45] **SABIR OUCHEN** " Intitulé Contribution à la Commande Directe de Puissance Dédiée au Filtrage Actif, Associé à une Source Photovoltaïque " . These de doctorat, Université Mohamed Khider-Biskra

[46] **T. MESBAHI, T. GHENNAM, N. MESBAHI, AND E.M. BERKOUK** : "Simulation study on decoupled power control of doubly fed induction generator", in *Proc. Intern. Conf. on Power Electronics and Electrical Drives (ICPEED'10)*, USTO Oran, Algeria, 26-27 October 2010.

[47] **Mr. HARICI OTMANE**, «Etude d'un filtre actif à commande Intelligente», Thèse Magister, Université de Oran , 2012.

[48] **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.

[49] **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.

[50] **BOUTRAA LEILA** " Filtrage actif des harmoniques des réseaux électriques", Thèse de Magister de l'Université de Batna, 2005.

[51] **A. DARKAWI** "Initiation Au Système Dspace, De L'interface RTI Dans Simulink Et De Controldesk Next Generation," 2016.

[52] **BAHI ABDELOUAHAB ET DJEDIDI MOHAMMED RIADH** "Commande D'un Onduleur Triphasé Par Différents Techniques MLI En Utilisant La Carte DSPACE", Mémoire De Master Académique , Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, En Mai 2017.