

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

Étude et réalisation d'un filtre actif parallèle de
puissance commandé par *DSPACE1104*

Réalisé par :

ALIA Imane

Encadré par:

Dr. ZELLOUMA Laid

Soutenu en Juin 2019

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

Étude et réalisation d'un filtre actif parallèle de
puissance commandé par *DSPACE1104*

Réalisé par :

ALIA Imane

Encadré par:

Dr. ZELLOUMA Laid

Soutenu en Juin 2019

RESUME

Ces dernières années, l'utilisation des convertisseurs statiques est en forte progression. Ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux aux réseaux électriques. Ils se comportent alors comme des générateurs des courants harmoniques provenant des dysfonctionnements au niveau des équipements électriques.

Le développement récent des semi-conducteurs de puissance entièrement commandables, tels que les *IGBT*, a permis la conception de nouvelles structures, comme les filtres actifs de puissance, pour minimiser ces courants harmoniques.

Dans ce travail, nous exposons l'étude et la réalisation du filtre actif parallèle de puissance en vue de compenser les harmoniques de courants et la puissance réactive susceptibles d'apparaître dans les réseaux électriques.

Après un rappel des origines, et des effets de la pollution harmonique sur les réseaux électriques, les différentes solutions de dépollution du réseau électrique; nous étudions la structure du filtre actif parallèle de puissance, la commande du filtre actif à base de l'onduleur a été ensuite étudiée, à savoir les méthodes d'identification des courants harmoniques de référence: dans ce cas on utilise la méthode des puissances instantanées $p-q$, la commande hystérésis pour l'onduleur et un régulateur proportionnel pour la régulation du bus continu. Puis, nous avons validé par des simulations sous l'environnement *Simulink/Matlab* 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%.

Mots clés: Courants harmoniques, Taux de distorsion d'harmonique, *FAP*, Onduleur, Méthode $p-q$, *DSPACE1104*.

ABSTRACT

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

The recent development of semi-conductor completely controllable, such as *IGBT*, allows to conceive new structures, such as active power filter for harmonic compensation.

In this work, the study and hardware implementation of a shunt active power filter to compensate current harmonics and reactive power in electrical network is studied.

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

The shunt active filter based on the proposed control strategy has shown good performance in reducing the total harmonic distortion of the source current to less than 5% satisfying the international recommendation.

Key words: Harmonic current, total harmonic distortion, shunt active power filter, inverter, method ($p-q$), DSPACE1104.

الملخص

في السنوات الأخيرة، يعتبر إستعمال المحولات الثابت في تزايد كبير، حيث أن هؤلاء المحولات يمتصون تيارات غير جيبيه من الشبكة الكهربائية. إذا أنهم يسلكون سلوك مولدات التيار التوافقي الذي يحدث خلل على مستوى الأجهزة الكهربائية.

أدى تطور أشباه النواقل للإستطاعة القابلة للتحكم ال *IGBT* في الأوان الأخيرة إلى ظهور مفهوم لبنية جديد مثل المرشح الفعال من أجل التقليل من هؤلاء التيارات التوافقية.

في هذا العمل، سوف نقوم بعرض دراسة و تحقيق المرشح الفعال المتوازن للإستطاعة بهدف تعويض توافقيات التيارات و الإستطاعة الغير فعالة التي تظهر في الشبكات الكهربائية.

بعد التذكير بأهم الإضطرابات التي تؤثر على الشبكة الكهربائية أسبابها و تأثيرها و مختلف الحلول لتصفية الشبكة من الشوائب. سوف نقوم بدراسة إجمالية لبنية المرشح الفعال المتوازن للإستطاعة، و بعد ذلك نقوم بدراسة تحكم المرشح الفعال القائم على العاكس و طرق المستعملة لتحديد التيارات التوافقية المرجعية و في هذه الدراسة سوف نستعمل طريقة الإستطاعة اللحظية $p-q$ و بإستعمال تقنية التحكم التخلفية أيضا سوف نتطرق إلى تنظيم الجزء الثابت. و بعد ذلك سوف نتحقق من النتائج عن طريق المحاكاة بإستعمال برنامج الماتلاب و عن طريق التجربة العملية تم تنفيذ التجربة في الوقت الحقيقي بفضل بطاقة التحكم لنظم *DSPACE1104*.

النتائج المتحصلة عليها تثبت أن المرشح الفعال يتيح لنا الحصول على نتائج جيدة جداً، مع THD_i أقل من 5% و ذلك ما يتوافق القوانين و النظم الدولية.

الكلمات المفتاحية: التيارات التوافقية، معامل تشويه التيار، المرشح الفعال المتوازن، المرشح، طريقة

DSPACE1104، $p-q$.

dédicaces

Je dédie ce mémoire

À mes chers parents

À mes frères et sœurs

À ma petite sœur

IMANE

Remerciements

Je remercie Allah de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de cette mémoire.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à mon encadreur Monsieur l. zellouma M.C.A à université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, pour m'avoir encadré et soutenu durant le travail de ce mémoire. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter.

Je remercie également à tous les membres de jury d'avoir accepté de juger de ce mémoire.

Enfin, je remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réussite de ce travail.



Sommaire

SOMMAIRE

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

CHAPITRE I

PERTURBATIONS DES RESEAUX ELECTRIQUES ET PRINCIPES DE COMPENSATION

I.1 Introduction	3
I.2 Qualité de l'énergie.....	3
I.2.1 Définition	3
I.3 Perturbation électrique	4
I.3.1 Creux et coupures de tension	5
I.3.2 Fluctuations des tensions	5
I.3.3 Déséquilibre du système triphasé de tension	5
I.3.4 Variation de fréquence.....	6
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 Conséquence des harmoniques	7
I.4 Grandeurs et caractéristiques des harmoniques	8
I.4.1 Grandeur harmonique	8
I.4.2 Rang de l'harmonique	9
I.4.3 Série de Fourier.....	9
I.4.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative	10
I.4.5 Taux de distorsion.....	10
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	12
I.6 Les solutions traditionnelles	13
I.6.1 Transformateur à couplage spécial.....	13
I.6.2 Pont dodécaphasé	14
I.6.3 Sur dimensionnement ou déclassement des installations électriques.....	15

I.6.4 Agir sur la structure de l'installation.....	15
I.6.5 Inductances (selfs) série	15
I.6.6 Filtres passifs d'harmoniques.....	15
I.6.6.1 Filtre résonant.....	15
I.6.6.2 Filtre amorti.....	16
I.6.6.3 Les avantages et les inconvénients des filtres passifs	17
I. 7 Solutions modernes de dépollution	17
I.7.1 Filtrage actif.....	17
I.7.1 .1 Le principe de fonctionnement du filtre actif.....	18
I.7.1.a Filtre actif parallèle (<i>FAP</i>).....	19
I.7.1.b. Filtre actif série (<i>FAS</i>)	19
I.7.1.c Combinaison parallèle série actif	20
I.7.1.d Les avantages et les inconvénients du filtre actif	21
I.7.2 Filtrage hybride.....	21
I.7.2.a Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles	22
I.7.2.b Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.....	22
I.7.2.c Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle	22
I.7.3 Les redresseurs MLI	23
I.7.3.a Les redresseurs MLI de courant	23
I.7.3.b Les redresseurs MLI de tension.....	24
I.8 Conclusion.....	24

CHAPITRE II

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

II.1 Introduction.....	25
II.2 Principe de filtrage actif parallèle de puissance.....	25
II.3 Structure du filtre actif parallèle	27
II.3.1 Etude de la partie puissance	28
II.3.1.1 Onduleur d'un filtre actif parallèle	28
II.3.1.2 Circuit de stockage d'énergie	34
II.3.1.3 Filtre de sortie	35
II.3.2 Etude de la partie de commande.....	37
II.3.2.1 Les méthodes d'identification des courants perturbés.....	37
II.3.2.1.a Méthode du filtre coupe-bande	38
II.3.2.1.b La méthode de puissance instantanée réelle et imaginaire (<i>PIRI</i>)	39
II.3.2.1.c Méthode des puissances instantanées dans le référentiel (<i>pqr</i>).....	44

II.3.2.1.d La méthode de référentiel lié au synchronisme <i>SRF</i>	45
II.3.2.2 Système à <i>PLL</i>	46
II.3.2.3 Commande de l'onduleur	48
II.3.2.3.1 La commande par hystérésis	48
II.3.2.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion(<i>MLI</i>) sinusoïdale	49
II.3.2.4 Régulation de la tension continue	50
II.3.2.5 Régulation du courant du filtre actif	51
II.4 Conclusion	53

CHAPITRE III

MODELISATION ET SIMULATION DE L'ENSEMBLE RESEAU ELECTRIQUE, CHARGE POLLUANTE ET FILTRE ACTIF PARALLELE

III.1 Introduction	54
III.2 Schéma synoptique de l'association filtre actif-réseau-charge polluante	54
III.3 Modélisation de l'association réseau-Filtre actif-Charge polluante.....	55
III.3.1 Modélisation du réseau électrique:	55
III.3.2 Modélisation de la charge polluante (<i>Redresseur à diode</i>).....	56
III.3.3 La modélisation du filtre actif (<i>ou de l'onduleur</i>)	57
III.3.4 Calcul des paramètres du système (<i>Réseau-Charge polluante-Filtre actif</i>)	57
III.4 Simulation de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante.....	63
III.4.1 Résultats de simulation et Interprétation.....	65
III.4.1.1 Comportement du FAP en régime permanent	65
III.4.1.2 Comportement du FAP en régime dynamique (Changement de la charge)	66
III.4.2 Interprétations des résultats	68
III.5 Conclusion.....	69

CHAPITRE IV

PARTIE EXPERIMENTALE

IV.1 Introduction	70
VI.2 Descriptif du matériel de base utilisé	70
VI.2.1 Le filtre actif parallèle à structure tension:	72
VI.2.2 La charge polluante.....	73
VI.2.3 La commande du filtre actif parallèle	73
VI.2.3.1 Partie numérique (carte <i>DS1104</i>)	73
VI.2.3.1.a Composition de la système <i>DS 1104</i>	73
VI.2.3.1.b Description de la Carte <i>DS1104</i> :.....	74
VI.2.3.1.c Architecture interne de la carte <i>DS1104</i>	76
VI.2.3.1.d Les étapes d'implémentation dans la carte <i>DSPACE</i>	77

VI.2.3.2 Partie analogique	78
VI.3 Résultats expérimentaux et Interprétations	79
VI.3.1 Comportement du FAP en régime permanent	80
VI.3.2 Comportement du FAP en régime dynamique (Changement de la charge)	83
VI.4 Conclusion	85
CONCLUSION GENERALE	86
BIBLIOGRAPHIQUES	88
ANNEXE A	I
ANNEXE B	VII
ANNEXE C	VIII

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I: Perturbations des Réseaux Electriques et Principes de Compensation.

Figure	Titre	Page
Fig.(I.1)	Système de tension triphasé équilibré .	4
Fig. (I.2)	Décomposition d'un signal périodique.	8
Fig. (I.3)	Diagramme de Fresnel des puissances.	11
Fig. (I.4)	Le spectre harmonique du courant de charge polluante.	11
Fig. (I.5.a)	Structure du pont dodécaphasé.	14
Fig. (I.5.b)	Forme de courant et rang d'harmonique.	14
Fig. (I.6.a)	Structure du filtrage des harmoniques 3 et 5 par des filtres résonants.	16
Fig.(I.6.b)	Structure du Filtre amorti.	16
Fig. (I.7.a)	Montage d'un filtre actif parallèle.	19
Fig.(I.7.b)	Montage du filtre actif en série.	20
Fig.(I.7.c)	Combinaison parallèle -série actif.	21
Fig.(I.8. a)	Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.	22
Fig.(I.8. b)	Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.	22
Fig.(I.8.c)	Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.	23
Fig.(I.9.a)	Redresseur à MLI de courant.	23
Fig.(I.9.b)	Redresseur à MLI de tension.	24

CHAPITRE II: Structure de Filtre Actif de Puissance Parallèle, Identification et Régulation de Bus Continu.

Figure	Titre	Page
Fig.(II.1.a)	La schéma principe de filtre actif parallèle.	26
Fig.(II.1.b)	Formes d'ondes des courants respectifs.	27
Fig.(II.2)	Schéma synoptique de l'association filtre actif-réseau-charge polluante.	27
Fig.(II.3)	Structure générale de filtre actif parallèle.	27
Fig.(II.4)	Schéma du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension.	28
Fig.(II.5)	Structure d'un onduleur triphasé.	29
Fig.(II.6)	Structure filtre active parallèle à tension .	29
Fig.(II.7)	Interrupteurs équivalents du filtre actif à source de tension.	30
Fig.(II.8)	Structure de filtre actif à courant.	30
Fig.(II.9)	Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur.	32
Fig.(II.10)	Représente un onduleur triphasé de tension.	33
Fig.(II.11)	Méthode du filtre coupe-bande.	39
Fig.(II.12.a)	Filtre passe bas.	41
Fig.(II.12.b)	Filtre passe-haut.	41
Fig.(II.13)	Algorithme d'extraction des courants de références par PIRI.	43
Fig.(II.14)	Principe de filtre multi variable.	44
Fig.(II.15)	Le schéma vectoriel (pqr).	44
Fig.(II.16)	Le schéma vectoriel de passage du (abc) vers (dq).	45
Fig.(II.17.a)	Bande d'hystérésis.	49
Fig.(II.17.b)	Schéma de principe la commande hystérésis.	49

Fig.(II.18)	Schéma de principe <i>MLI</i> .	49
Fig.(II.19)	Boucle de régulation de la tension continue.	51
Fig.(II.20)	Schéma de la régulation des courants du filtre actif.	52
Fig.(II.21)	Schéma de la régulation simplifié.	52

Chapitre III: Modélisation et Simulation de l'Ensemble Réseau, Charge Polluante et Filtre Actif.

Figure	Titre	Page
Fig.(III.1)	Schéma synoptique de l'association filtre actif-réseau-charge polluant.	55
Fig.(III.2)	Schéma synoptique d'un réseau triphasé.	56
Fig.(III.3)	Schéma d'une charge non linéaire (un pont redresseur).	57
Fig.(III.4)	Représentation schématique d'un onduleur triphasé.	57
Fig.(III.5)	Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.	59
Fig.(III.6)	Schéma de simulation d'un filtre actif parallèle de puissance.	64
Fig.(III.7)	Résultats de simulations de: Courant de charge, Courant de filtre actif, Courant de source, Tension aux bornes du condensateur et Tension de source.	65
Fig.(III.8.a)	Spectre du courant source avant filtre.	65
Fig.(III.8.b)	Spectre du courant source après filtre.	65
Fig.(III.9)	Courant de source, courant de filtre et tension de bus continu avant/après du <i>FAP</i> .	66
Fig.(III.10)	Courant de source, courant de filtre, puissances réactive q et la tension de source avant/après <i>FAP</i> .	66
Fig.(III.11.a)	Puissances instantanées active p , Puissances instantanées active réactive q avant <i>FAP</i> .	66
Fig.(III.11.b)	Puissances instantanées active p , Puissances instantanées active réactive q après <i>FAP</i> .	66
Fig.(III.12)	Courant de source, Courant de filtre actif, Tension aux bornes du condensateur v_{dc} et v_{dc-ref} .	67
Fig.(III.13)	Tension aux bornes du condensateur v_{dc} et v_{dc-ref} Courant de source, Courant de filtre actif.	67

Chapitre IV: Partie Expérimental.

Figure	Titre	Page
Fig.(VI.1)	Onduleur de tension à deux niveaux de marque SEMIKRON référence: SEMITEACH IGBT SKM50GB 123D+SKD51+P3/250F.	72
Fig.(VI.2)	Carte <i>dSPACE1104</i> .	74
Fig.(VI.3)	Panneau de connexion de la <i>DSPACE1104</i> .	74
Fig.(VI.4)	Architecture interne de la carte <i>DS1104</i> .	77
Fig.(VI.5)	Boîtier du circuit amplificateur.	79
Fig.(VI.6)	Schéma unifilaire de principe de la plateforme expérimentale.	79
Fig.(VI.7)	Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant de charge, courant de filtre et tension de bus continu avant l'insertion du <i>FAP</i> .	80
Fig.(VI.8)	Résultats expérimentaux: Courant de source, courant de filtre et tension de bus continu après l'insertion du <i>FAP</i> .	80
Fig.(VI.9)	Résultats expérimentaux: Courant de source, courant de filtre et tension de bus continu avant/après l'insertion du <i>FAP</i> .	80
Fig.(VI.10.a)	Spectre du courant source avant l'insertion du <i>FAP</i> .	81
Fig.(VI.10.b)	Spectre du courant source après l'insertion du <i>FAP</i> .	81

Fig.(VI.11)	Résultats expérimentaux: Courant de charge, courant de filtre et puissances instantanées active p/réactive q avant l'insertion du FAP.	82
Fig.(VI.12)	Résultats expérimentaux: Courant de source, courant de filtre et puissances instantanées active p/réactive q après l'insertion du FAP.	82
Fig.(VI.13)	Résultats expérimentaux: Courant de source, courant de filtre et puissances instantanées active p, réactive q avant/après l'insertion du FAP.	82
Fig.(VI.14)	Résultats expérimentaux: Courant et tension de source et puissances instantanées active p, réactive q avant/après l'insertion du FAP.	82
Fig.(VI.15)	Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source, Courant de filtre actif, Tension aux bornes du condensateur $v_{dc}, v_{dc-réf}$ ($R_1L_1 \Rightarrow R_2L_2$).	83
Fig.(VI.16)	Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source, Courant de filtre actif, Tension aux bornes du condensateur $v_{dc}, v_{dc-réf}$ ($R_1L_1 \Leftarrow R_2L_2$).	84
Fig.(VI.17)	Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source, Courant de filtre actif, Tension aux bornes du condensateur $v_{dc}, v_{dc-réf}$ ($R_1L_1 \Leftarrow R_2L_2 \Leftarrow R_1L_1$).	84
Fig.(VI.18)	Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source, Courant de filtre actif, Tension aux bornes du condensateur $v_{dc}, v_{dc-réf}$.	84

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I: Perturbations des Réseaux Electriques et Principes de Compensation.

Tableau	Titre	Page
Tableau (I.1)	Limites des distorsions des tensions au P_{cc} (IEEE 519-1996).	12
Tableau (I.2)	Limites des émissions harmoniques du courant I_h en I_L % de (IEEE 519/1159).	13

CHAPITRE II: Structure de Filtre Actif de Puissance Parallèle, Identification et Régulation de Bus Continu.

Tableau	Titre	Page
Tableau (II.1)	Tensions en sortie de l'onduleur.	33
Tableau (II.2)	Influence des paramètres sur le comportement du FAP.	37

Chapitre III: Modélisation et Simulation de l'Ensemble Réseau, Charge Polluante et Filtre Actif.

Tableau	Titre	Page
Tableau(III.1)	Tensions générées par l'onduleur.	59
Tableau (III.2)	Valeurs des éléments caractérisant la structure étudiée.	64
Tableau (III.3)	Les résultat des simulations.	68



Chapitre IV: Partie Expérimental.

Tableau	Titre	Page
Tableau(VI.1)	Les caractéristiques de l'onduleur <i>SEMIKRON</i> .	73

LISTE DES SYMBOLES

U_f	La tension de fourniture(V).
U_n	La tension nominale de réseau électrique (V).
h ou k	La range des harmoniques.
f_h	La fréquence de la composante harmonique de rang h (H_z).
f_1	La fréquence de la composante fondamentale(H_z).
f, f_s	La fréquence fondamentale du réseau(H_z).
$S(t)$	Un signal périodique peut représenter un courant(A)ou une tension (V).
T	Un période (S).
ω, ω_s	La pulsation de réseau (rad/s).
a_0	Composante continue de la signal $S(t)$ périodique.
a_n, b_n ou a_h, b_h	Sont les coefficients de la série de Fourier.
C_h	L'amplitude l'harmonique de rang h .
θ_h	Phase de l'harmonique de rang $h(^{\circ})$.
C_{eff}	La valeur efficace de l'amplitude l'harmonique de rang h .
S_{eff}	La Valeur efficace d'une grandeur d'harmonique.
S_{eff_h}	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_{eff_h}	La valeur efficace du courant de l'harmonique(A).
φ_1	Le déphasage entre la puissance active et la puissance apparente(degré).
γ	Le déphasage entre S_1 et S .
S_1	la puissance apparente dans le cas d'un système équilibré linéaire.
φ	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(Ω).
i_{inj}, i_f	Courant injecte dans la réseau par filtre actif parallèle(A).
v_{inj}	Tensions injecte dans la réseau par filtre actif série (V).

I_d	Le courant de charge coté continu(A).
U_d	La tension de charge coté continu(V).
P_{cc}	Point de couplage commun.
i_{c_a}	Courant de la charge active (A).
i_{c_r}	Courant de la charge réactive(A).
i_h	Courant de la charge harmonique(A).
$i_f \{1,2,3\}$	Le courant fournit par le filtre actif (A).
$i_s \{1,2,3\}$	Le courant fournit par la source(A).
$L_c \{1,2,3\}$	Inductance du réseau coté charge (H).
$R_c \{1,2,3\}$	Résistance du réseau coté charge(Ω).
$R_s \{1,2,3\}$	Résistance du réseau coté source(Ω).
$L_s \{1,2,3\}$	Inductance du réseau coté source(H)
$e_s \{1,2,3\}$	Tensions simples du réseau au début de la ligne (V).
$R_f \{1,2,3\}$	Les résistances de couplage(Ω).
$L_f \{1,2,3\}$	Les inductances de couplage(H).
$v_s \{1,2,3\}$	Tension de source(V).
v_{dc}	Tension aux bornes du condensateur(V).
i_{dc}	Courant aux bornes du condensateur(A).
C_{dc}	Capacité du condensateur (F).
$S\{1,2,3,4,5,6\}$	Etats des interrupteurs de l'onduleur.
C_f	Capacité de filtre de sortie(F).
N	La neutre.
$C\{1,2,3\}$	Etats logiques de la commende de l'onduleur.
α, β	Paramètres du repère de <i>Clark</i> .
f_c'	La fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif.(H_z).
Δv_{dc}	Différence entre les tensions du condensateur v_{dc1}, v_{dc2} .
$v_{dc_{max}}$	Tension maximale aux bornes du condensateur(V).
$v_{dc_{min}}$	Tension minimale aux bornes du condensateur(V).
ω_h	La pulsation la plus faible des harmoniques à compenser (rad/s).
$v_{f_{max}}$	La valeur maximale de la tension à l'entrée de l'onduleur(V).
$v_{s_{max}}$	La valeur maximale de la tension simple au point de raccordement du filtre(V).
ΔT	La période de variation du courant du filtre
f_{ond}	La fréquence de variation du courant du filtre.
α	La pente de la porteuse triangulaire.

ε	L'amplitude de l'onde triangulaire.
f_c	Fréquence de coupure (H_z).
$v_s(\alpha, \beta, 0)$	Tensions estimées du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif dans le repère stationnaire(V).
$i\{\alpha, \beta, 0\}$	Courants du réseau électrique dans le repère stationnaire (A).
$i_{ch}\{1, 2, 3\}$	Courants de charges(A).
i_n	Courant du neutre (A).
i_0	Courant homopolaire(A).
$p(t)$	Puissance réelle(W).
$p_0(t)$	Puissance homopolaire(W).
$q(t)$	Puissance imaginaire.
$\overline{p}, \overline{q}$	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
Δ	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 stationnaire (A).
K	Constante du FMV.
	Mis à courant .
	Mis à tension .
$X_{\alpha\beta}$	L'entrée mesurée.
\bar{i}_d, \bar{i}_q	Courant continu (A).
\tilde{i}_d, \tilde{i}_q	Courant alternatif(A).
$v_s\{d, q, 0\}$	Tensions estimées du réseau électrique au point de raccordement du filtre actif dans le repère <i>Park</i> (V).
θ_d	La phase instantanée réelle de la tension direct.
$\hat{\theta}_d$	L'angle de rotation estimé.
$v_{d-réf}$	Tension simple directe de référence (V).
φ_d	L'angle de la composante directe de la tension du réseau.
ω_d	Pulsation de réseau direct(rad/s).
$\hat{\omega}_d$	Pulsation de réseau direct estimé(rad/s).
v_m	Amplitude maximale de tension simple(V).
$I_{f-réf}\{1, 2, 3\}$	Courants de filtre de référence(A).
k_c, ζ_c, τ_c	Paramètres du régulateur P+FPB utilisé pour la régulation de tension aux bornes du condensateur.
P_c	Puissance active consommée par la charge.

$k, \zeta_i, \tau_i, \omega_i$	Paramètres du régulateur P+FPB utilisé pour la régulation de courant injecté.
v_p	L'amplitude de la porteuse triangulaire (V).
R_{ch}, L_{ch}	Charge non-linéaire.
L_{tot}	Inductance totale de ligne(H).
$i_{ch_{moy}}$	Le courant moyen de la charge non linéaire(A).
$i_{ch_{fond}}$	Le courant fondamental de la charge (A).
Z_n	L'impédance nominale du réseau(Ω).
Z_{cc}	L'impédance de court-circuit du réseau(Ω).
Z_f	L'impédance de filtre actif (Ω).
I_{ms}	La valeur efficace de courant(A).
V_{CES}	Tension maximale au bornes du composant(V).
V_{GES}	Tension de grille(V)
I_c	Courant au bornes du composant(A).
I_{CM}	Courant maximale au bornes du composant(A).
$V_{IN_{max}}$	Tension d'entrée maximale sans filtre/avec filtre(V).
C_{qvi}	Condensateur de filtrage.
V_c	Tension de commande.
P_I	Consommation de courant de l'alimentation.
T_{max}	Température maximale de fonctionnement.
R_g	Une résistance de grille(Ω).
I_h	Amplitude du courant harmonique (A).
I_L	Courant maximal demandé par la charge (A_{ms}).
I_{SC}	Courant de court-circuit (A).
u_{ab}, u_{bc} et u_{ca}	Les tensions composées(V).
u_{ao}, u_{bo} et u_{co}	Les tensions d'entrée à l'onduleur(V).
u_{an}, u_{bn} et u_{cn}	Les tensions simples de la charge(V).
u_{no}	La tension fictive entre le neutre de la charge(V).
U	La tension continu(V).

LISTE DES ABREVIATIONS

<i>THD</i>	En anglais: Taux de Distorsion Harmonique.
F_p	Facteur de puissance.
<i>IGBTs</i>	En anglais: Insolâtes Gâte Bipolaire Transistor.
<i>MOSFETs</i>	En anglais: Metal Oxyde Semi-Conductor Field Effect Transistor.
<i>GTO</i>	En anglais: Gate Turn-Off Thyristor .
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion (En anglais: <i>PWM</i> , Pulse Width Modulation).
<i>VSC</i>	Onduleur de tension ou (En anglais: <i>Voltage Source Converter</i>).
<i>FAP</i>	Filtre Actif Parallèle.
<i>FAS</i>	Filtre Actif Série.
<i>UPQC</i>	En anglais: Unified Power Quality Conditioner.
<i>IEEE</i>	En anglais: Institute of Electrical and Electronics Engineers.
<i>CEI</i>	En anglais: Commission Electrotechnique Internationale.
<i>IGBT</i>	En anglais: Isolated Gate Bipolar Transformer.
<i>PLL</i>	En anglais: Phase -Locked Loop (Boucle de verrouillage de phase).
<i>FFT</i>	La Transformée de Fourier Rapide.
<i>DFT</i>	La Transformée de Fourier Discrète .
<i>RDFT</i>	La transformée de Fourier discrète récursive.
<i>PIRI</i>	Puissance Instantanée Réelle et Imaginaire.
<i>TCD</i>	Transformation de Concordia Directe .
<i>SRF</i>	Théorie du Référentiel lié au Synchronisme.
<i>PID</i>	Régulateur :Proportionnelle Intégral, Dérivation .
<i>F.e.m.</i>	Force électromotrice.
<i>FPH</i>	Filtre Passe Haut
<i>FPB</i>	Filtre Passe Bas
<i>FMV</i>	Filtre Multi-VARIABLE
<i>BT</i>	Basse Tension
<i>MT</i>	Moyenne Tension
<i>DSPACA1104</i> (<i>DS1104,DSP</i>)	En anglais: Digital signal processing and control engineering
<i>RTI</i>	Real Time Interface.
<i>E/S</i>	Entrée/Sortie.
<i>PC</i>	Personal Computer.

<i>PCI</i>	Peripheral Component Interconnect.
<i>BNC</i>	Bayonet Neill Connector.
<i>RTW</i>	Real Time Workshop.
<i>CMOS</i>	Carte d'isolation.
<i>TTL</i>	Transistor-Transistor Logic.
<i>CAN</i>	Convertisseur Analogique Numérique
<i>CNA</i>	Convertisseur Numérique Analogique
<i>A/D</i>	Analogique/Digital.
<i>PD3</i>	Un redresseur triphasé en pont Gréât.
<i>CP 1104</i>	Control panel.
<i>TDD</i>	Total Demand Distortion.



Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance est un domaine relativement nouveau et en pleine croissance.

Ces dernières années, l'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance (On appelle ces dispositifs des charges non-linéaires) dans les systèmes électriques a entraîné de plus en plus de problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ces perturbations sont générées par les charges non-linéaires connectées au réseau, comme exemple, on cite notamment les équipements à charge déséquilibrée et les convertisseurs statiques (redresseurs et cyclo-convertisseurs). Ces charge non-linéaires absorbent des courants non sinusoïdaux, même si elles sont alimentées par une tension sinusoïdale, elles se comportent par conséquent comme des générateurs des harmoniques et échangent en plus l'énergie réactive provenant des dysfonctionnements au niveau des équipements électriques.

L'utilisation de ces convertisseurs a donné naissance à de nombreuses applications nouvelles comme: la commande électrique des moteurs, les alimentations de secours de puissance, le chauffage par induction électrique, les applications dédiées à la traction électrique, la compensation des harmoniques...etc.

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 distorsions en courant et en 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 [1],[2],[5].

On peut distinguer deux principaux types des filtres, les filtres passifs qui sont beaucoup utilisés, mais qui présentent certains inconvénients du fait que les harmoniques couvrent un domaine fréquentiel large et fluctuant. En outre, ils peuvent présenter des risques d'apparition de résonance avec le réseau auquel ils sont connectés. Pour toutes ces raisons et des raisons d'encombrement, une autre solution de dépollution des réseaux électriques a été proposée, se sont les filtres actifs. Telle que le développement récent des semi-conducteurs de puissance

entièrement commandables, tels que les *IGBT*, à permis à la conception de nouvelles structure, comme les filtres actifs de puissance, pour minimiser ces courants harmoniques.

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

Les filtres actifs plus souples et moins encombrants, sont basés essentiellement sur les onduleurs de tension avec une commande appropriée (*MLI*, hystérésis...). Ils comportent deux fonctions principales; une fonction d'identification des courants harmoniques des références et une fonction de commande d'onduleur pour injecter des courants de compensation, aussi bien la régulation du bus continue.

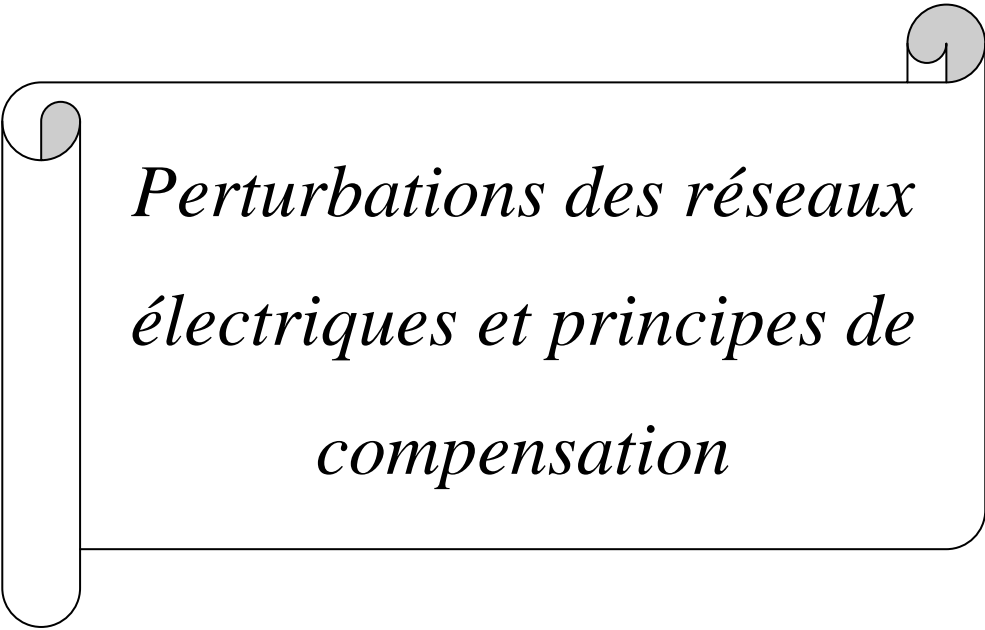
L'objectif de notre travail est d'étudier le concept du filtre actif en parallèle de puissance pour objectif de dépolluer les réseaux électriques par compensaion des harmoniques produits dans le réseau (diminution du taux de distorsion d'harmonique totale), et parfois l'énergie réactive consommée par les charges non-linéaires afin d'obtenir un courant du réseau s'approchant le plus possible du signal sinusoïdal et l'amélioration du facteur de puissance. Puis, nous allons réalisé ce filtre actif par simulation et expérimentation.

Ce mémoire a été structuré comme suit:

- ✓ Dans le premier chapitre, nous présentons les perturbations des réseaux électriques connectés à des charges dites polluantes. Ensuite, 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 des harmoniques.
- ✓ Dans le deuxième chapitre, sera consacré au structure du filtre actif parallèle de puissance ainsi que son principe de fonctionnement. Nous avons présenté les différents méthode d'identifications des courants harmoniques des références, les principaux types de commande d'onduleur, et la régulation de bus continue.
- ✓ Dans le troisième chapitre, la modélisation de l'ensemble, réseau-charge polluante-filtre actif, est d'abord présenté, ensuite les résultats de simulation obtenus à partir l'environnement *Matlab/Simulink*.
- ✓ Dans le quatrième chapitre, nous exposerons les résultats d'expérimentation réalisée sur un banc de test montrent de quelle manière nos objectifs ont été atteints.

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

Chapitre I



*Perturbations des réseaux
électriques et principes de
compensation*

CHAPITRE I

PERTURBATIONS DES RESEAUX ELECTRIQUES ET PRINCIPES DE COMPENSATION

I.1 Introduction

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer dans les dernières années, car l'utilisation croissante des appareils industriels ou domestiques des systèmes de commande à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus des problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Bien que ces appareils apportent une souplesse d'utilisation et une augmentation de la fiabilité avec un rendement élevé, ils se comportent comme des charges non-linéaires qui absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation ce qui affecte la qualité de l'énergie électrique.

La qualité d'énergie délivrée par le distributeur est affectée par plusieurs types de perturbations et les conséquences peuvent être intolérables. Afin d'éviter ces conséquences, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les éliminer [5],[10].

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

I.2 Qualité de l'énergie électrique

I.2.1 Définition

La qualité d'énergie est le concept d'efficacité et de classement des équipements sensibles d'une manière qui convient à l'opération de l'équipement [4].

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres suivants:

- Fréquence;
- L'amplitude des trois tensions;
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde;
- Un système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage.

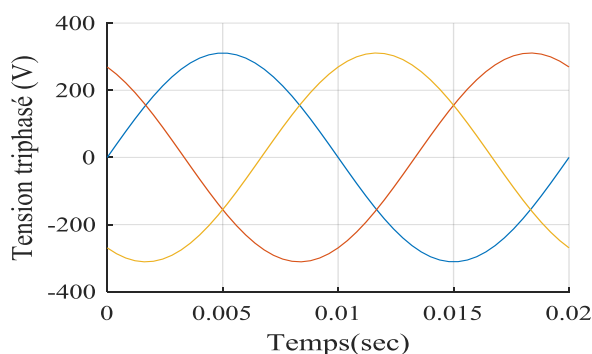


Fig.(I.1): Système de tension triphasé équilibré.

La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension. Une détérioration de l'un d'entre eux ou de plusieurs à la fois laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique [1],[2],[12].

I.3 Perturbation électrique

La qualité d'énergie est un concept très large qui peut se définir par rapport à la continuité de la fourniture de l'énergie électrique et de la forme d'onde de la tension disponible. L'évaluation de cette qualité consiste habituellement à caractériser les différentes perturbations électriques [5].

Les perturbations sont l'ensemble des phénomènes internes ou externes au réseau ayant un pouvoir de modifier d'une manière transitoire ou permanente en amplitude et/ou en forme les grandeurs électriques du réseau (courant, tension, fréquence) [8]. Ces perturbations peuvent être groupées en quatre catégories selon qu'elles affectent l'amplitude, la forme d'onde, la fréquence et la symétrie. Elles peuvent aussi être classées selon quelles soient permanentes, semi-permanentes ou aléatoires (foudre, court-circuit, manœuvre...) [5].

Les perturbations électriques affectant l'un des quatre paramètres cités précédemment peuvent se manifester par [2]:

I.3.1 Creux et coupures de tension

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

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.) [1].

◆ 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 ms et une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms [9].

I.3.2 Fluctuations des tensions

Les fluctuations de tension sont des variations périodiques ou erratiques de l'enveloppe de la tension. Ce sont des variations brutales de l'amplitude de la tension situées dans une bande de $\pm 10\%$ et se produisent sur un intervalle de temps de quelques centièmes de secondes [2].

Ce type de fluctuation est à distinguer des variations lentes de tension dues à la variation progressive de la consommation dans les réseaux. Les principales sources de fluctuations rapides sont les charges industrielles dont le fonctionnement aléatoire ou intempestif occasionne de brusques variations de puissances telles que les machines à souder et les fours à arc. Ces derniers produisent des variations erratiques permanentes de tension. Ces fluctuations sont responsables du phénomène de "Flicker" [19].

I.3.3 Déséquilibre du système triphasé de tension

Le déséquilibre de la tension est la différence entre les tensions du système triphasé en amplitude et/ou en déphasage. Il résulte presque toujours de la présence de fortes charges monophasées raccordées isolément sur le réseau triphasé [4].

Un récepteur triphasé électrique qui n'est pas équilibré et que l'on alimente par un réseau triphasé équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation des courants non équilibrés dans les impédances du réseau.

Ceci est fréquent pour les récepteurs monophasés à basse tension. Mais cela peut également être engendré, à des tensions plus élevées, par des machines à souder, des fours à arc ou par les systèmes de traction ferroviaire [3].

I.3.4 Variation de fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome. Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50 H_z \pm 1\%$ [22].

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 $100 H_z$ et $2000 H_z$ (entre les harmoniques de rangs $h=2$ et $h=40$) [1],[13].

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[4],[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 de thyristors constituent la principale source de ces harmoniques. Ces appareils, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont assimilables à des générateurs de courants harmoniques: appareils d'éclairage fluorescent, variateurs de vitesse, redresseurs, téléviseurs, ordinateurs, etc.... [2].

I.3.5.1.2 Conséquence des harmoniques

Une fois que les sources d'harmoniques sont bien définies, elles doivent être interprétées en termes de leurs effets sur les installations et les équipements électriques [15].

a. Effets instantanés:

C'est le cas des événements à durée courte qui peuvent instantanément affecter les installations électriques concernant les appareils produisant une image électronique (écran d'ordinateur ,téléviseur), les appareils produisant un son censé être de bonne qualité (chaîne HI-FI, téléphone) ou la précision des appareils de mesure [11].

- 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.

- Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs: Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.

- Erreurs dans les appareils de mesure: Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.

- Vibrations et bruits: Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (inductances, transformateurs et machines tournantes) [2].

b. Effets à terme

Dans les machines tournantes, les transformateurs et les condensateurs, ils se manifestent par des échauffements supplémentaires; ce qui entraîne la destruction du matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique [23].

La liste suivante donne une idée de l'impact des harmoniques sur certains équipements à usage fréquent qui font partie intégrante du réseau électrique, tels que les:

- * Alternateurs: pertes supplémentaires dans les enroulements statoriques et dans les amortisseurs liés à la circulation des courants harmoniques;
- * Lignes: pertes ohmiques supplémentaires;
- * Transformateurs: pertes supplémentaires dans les enroulements par *effet Joule* et dans le noyau par courant de Foucault;

- * Réseaux de télécommunication: génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique entre les lignes de puissance et les circuits de communication. Dans des cas particuliers, surtout lors de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable;
- * Moteur à courant alternatif: pertes supplémentaires dans le fer et dans les enroulements plus l'échauffement du moteur;
- * Condensateur de puissance: pertes diélectrique supplémentaires conduisant aux vieillissement rapide du condensateur;
- * Lignes téléphoniques: génération de bruits importants liés au couplage électromagnétique;
- * Entre les lignes de puissance et les circuits de communication [16],[29].

I.4 Grandeurs et caractéristiques des harmoniques

I.4.1 Grandeur harmonique

Selon la norme *IEEE 519*, un harmonique est une composante sinusoïdale d'une onde périodique ou une quantité ayant une fréquence qui est un multiple entier de la fréquence fondamentale.

L'amplitude de rang 1 est appelée la composante fondamentale du signal électrique périodique. L'harmonique d'ordre zéro correspond à la composante directe du signal, l'amplitude de chaque harmonique est inversement proportionnelle à son ordre.

Les premiers rangs harmoniques tel que (3, 5, 7) ont des amplitudes élevées, d'où l'importance des courants injectés, raison pour laquelle il faut limiter ces harmoniques dans les normes [5].

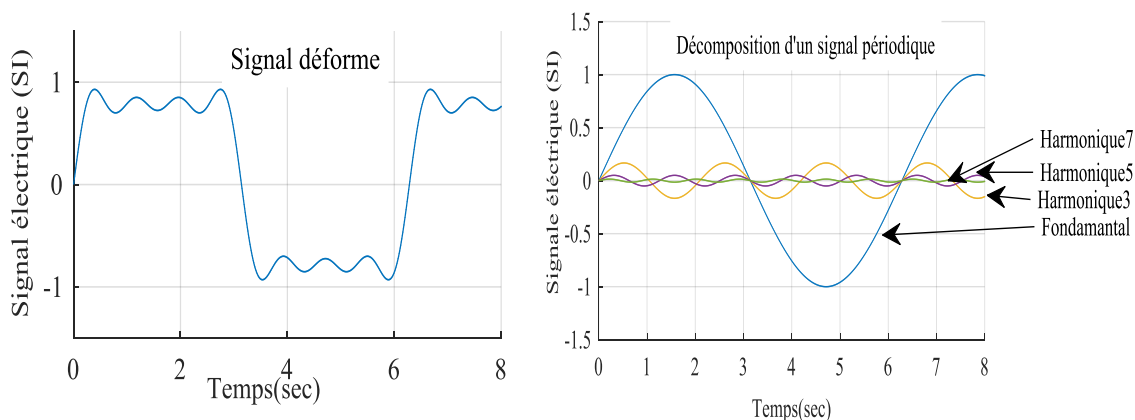


Fig.(I.2): Décomposition d'un signal périodique.

La mesure de cette pollution est très importante car elle permet de caractériser les installations et de s'assurer de la bonne qualité de l'énergie électrique distribuée [17].

I.4.2 Rang de l'harmonique

C'est le rapport de la fréquence harmonique f_h sur la fréquence fondamentale f [18].

$$h = \frac{f_h}{f} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{pour } h=1, f_1 = f \quad (\text{I.2})$$

I.4.3 Série de Fourier

La signal $S(t)$ de la figure(I.2) peut représenter un courant ou une tension. Il est périodique de période T , donc de fréquence $f = \frac{1}{T}$ et de pulsation:

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

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

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

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

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

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

On peut écrire:

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

$$\text{avec: } \theta_h = \arctan\left(\frac{a_h}{b_h}\right) \quad (\text{I.9})$$

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

$$f_h = f * h \quad (\text{I.10})$$

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

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:

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

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

θ_h : Phase de l'harmonique de rang h [18].

I.4.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative

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

$$S_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt} \quad (I.13)$$

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

$$S_{eff} = \left(\sum_{h=1}^{\infty} (S_h)^2 \right)^{1/2} \quad (I.14)$$

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

Lorsqu'un signal comporte des composantes harmoniques, sa valeur efficace est différente de la valeur efficace du signal fondamental. Il est alors possible d'évaluer grossièrement la déformation du signal en comparant la valeur efficace de la composante fondamentale et la valeur efficace [18].

I.4.5 Taux de distorsion

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

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

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n S_{eff_h}^2}}{S_{eff_1}} \times 100 \quad (I.15)$$

avec: S_{eff_1} la valeur efficace du signal fondamental et S_{eff_h} les valeurs efficaces des différentes harmoniques du signal [17].

I.4.6 Facteur de puissance

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

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (I.16)$$

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

$$D = 3 * V * \sqrt{\sum_{h=2}^n I_{eff_h}^2} \quad (I.17)$$

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

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos(\varphi_1) \cos(\gamma) \quad (I.18)$$

φ_1 : Le déphasage entre la puissance active et la puissance apparente.

γ : 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 .

φ : Le déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S [2],[24].

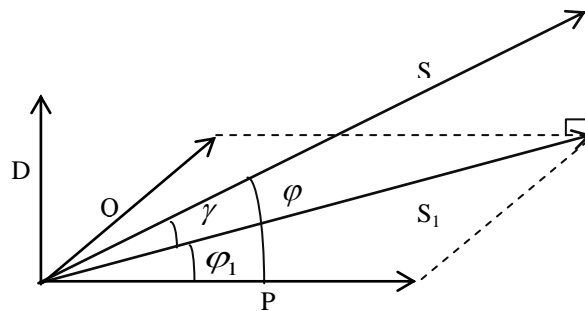


Fig.(I.3): Diagramme de Fresnel des puissances.

I.4.7 Spectre d'harmonique (de fréquence)

Un signal déformé comporte généralement plusieurs harmoniques. On représente souvent ce signal sous la forme d'un spectre, c'est-à-dire à l'aide d'un schéma où l'on porte en abscisse la fréquence et en ordonnée le module (en valeur efficace ou en pourcent). Comme il est représenté sur la figure (I.4) [18].

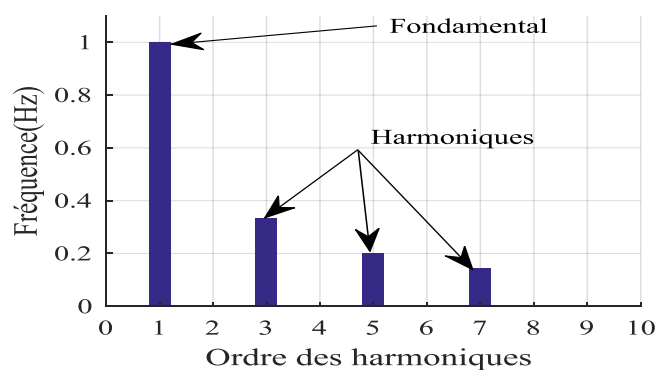


Fig.(I.4): Le spectre harmonique du courant de charge polluante.

I.4.8 Charges linéaires et non-linéaires

Une charge est dite linéaire lorsque son impédance est constant, le courant qu'elle absorbe est alors sinusoïdal lorsque la tension est sinusoïdal.

Une charge non-linéaire lorsque son impédance varie au cours d'une même période, le courant qu'elle absorbe n'est pas sinusoïdal lorsque la tension est sinusoïdal [36].

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 [25]. 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 [9].

✳ La Commission Electrotechnique Internationale (*CEI*) définit le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (*CEI 61000*). Nous pouvons citer a titre d'exemple:

✓ *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 [9],[10].

✳ Le norme principale de l'*IEEE* est:

✓ *IEEE 519-1996* qui définit les limites des perturbations des tensions et courant au P_{cc} . Le tableau (I.1) indique ces limites des distorsions des tensions.

Tableau (I.1): Limites des distorsions des tensions au P_{cc} (*IEEE 519-1996*).

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

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

Tableau (I.2): Limites des émissions harmoniques du courant I_h en I_L % de (IEEE 519/1159).

$v_n \leq 69kV$						
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

avec:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} * 100 \quad (I.19)$$

I_h : Amplitude du courant harmonique; I_L : Courant maximal demandé par la charge (A_{ms}), I_{sc} : Courant de court-circuit [10].

I.6 Les solutions traditionnelles

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 [1].

I.6.1 Transformateur à couplage spécial

Le choix de couplages appropriés des transformateurs permet de limiter la circulation des courants harmoniques. L'utilisation d'un transformateur d'isolement, de rapport 1/1 à couplage triangle-étoile ou triangle-zigzag, empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et leurs multiples circulant dans le neutre. Ce procédé n'a aucun effet sur les autres rangs harmoniques. Cette solution limite, au contraire, la puissance disponible de la source, et augmente l'impédance de ligne. Il en résulte une augmentation de la distorsion en tension due aux autres rangs harmoniques [19],[5].

I.6.2 Pont dodécaphasé

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

La figure (I.5.a) illustre un exemple pour $p=6$ et $m=2$ un convertisseur à indice de pulsation égal 12. Ce convertisseur (un redresseur triphasé en pont GréâtU) appelé dodécaphasé, ce montage ne laisse que les harmoniques $12k \pm 1$ au primaire du transformateur. Nous obtiendrons le même résultats en utilisant deux transformateurs ayant respectivement pour montage triangle-étoile et étoile-étoile, cependant, cette solution augmente l'impédance de la ligne et par voie de conséquence la distorsion harmonique de tension. En plus, le nombre des semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse [20],[26].

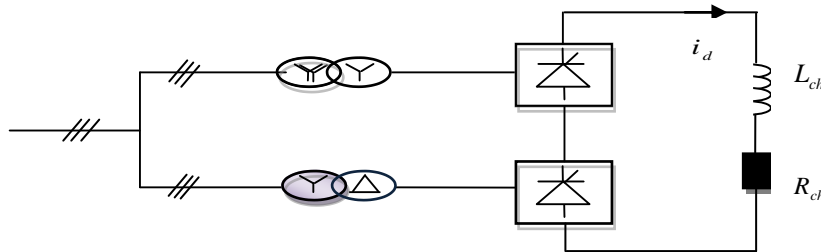


Fig.(I.5.a): Structure du pont dodécaphasé.

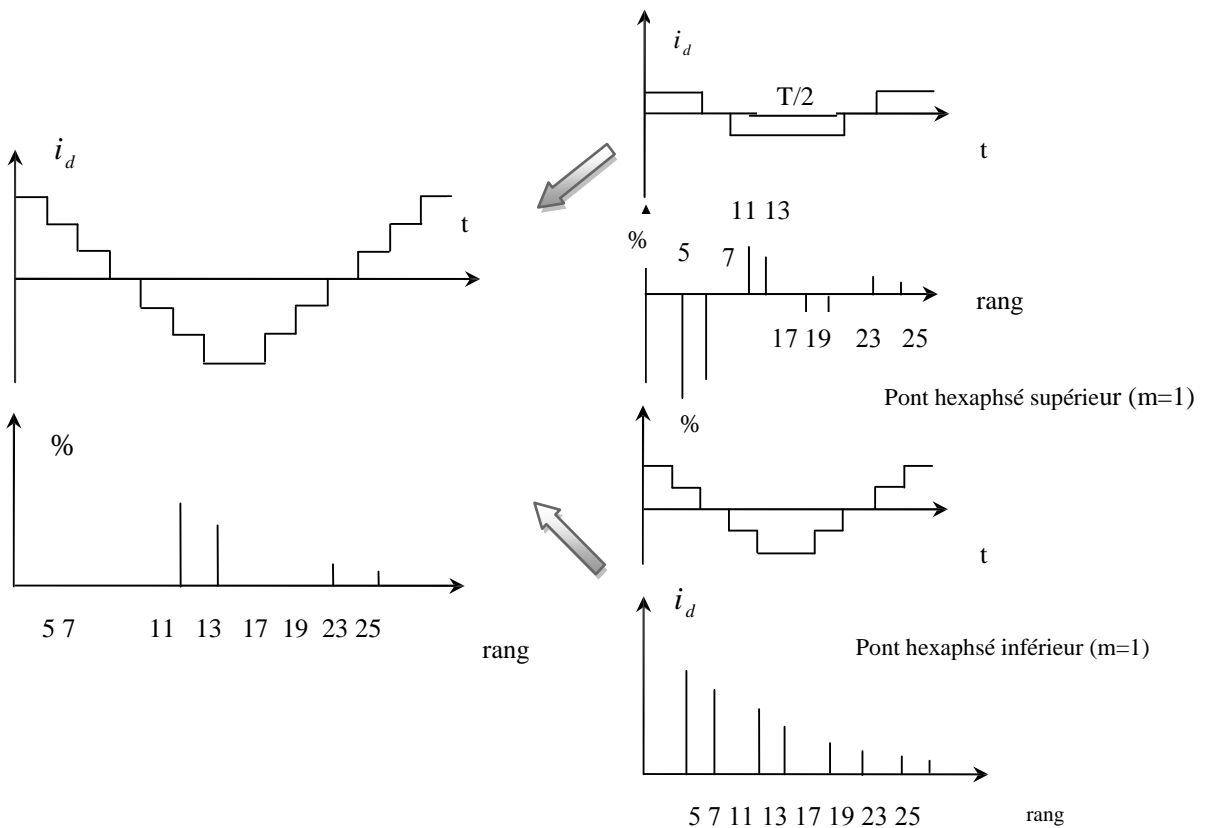


Fig.(I.5.b): Forme de courant et rang d'harmonique.

I.6.3 Surdimensionnement ou déclassement des installations électriques

On procède généralement au sur dimensionnement des équipements afin d'assurer leur tenue aux surcharges harmoniques. Cette solution n'a 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 le profit du potentiel réel de l'installation [9].

I.6.4 Agir sur la structure de l'installation

Il faut éviter de connecter un récepteur sensible en parallèle avec un pollueur tel que les redresseurs par exemple, si le pollueur est de forte puissance, il est souhaitable de l'alimenter par un autre transformateur [27].

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 [5].

I.6.6 Filtres passifs d'harmoniques

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination des harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs (les inductances, les condensateurs et les résistances). Son principe consiste à dériver le courant harmonique dans une faible impédance placée en parallèle avec la charge polluante pour éviter sa propagation dans le réseau électrique. Le courant choisit le chemin le moins résistant et de ce fait l'harmonique sera dévié à travers ce dernier [8],[14],[27].

I.6.6.1 Filtre résonant

Cette solution consiste 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 des éléments inductifs et capacitifs. En effet ces circuits, pour chaque paire (L , C), ont une fréquence dite de résonance où l'impédance du circuit est très basse, L'impédance se résume aux résistances internes des éléments, cette fréquence est définie par:

$$f_r = \sqrt{1/LC} \quad (\text{I.20})$$

Cette méthode suggère d'accorder la fréquence de résonance du circuit, filtre, sur celle de l'harmonique l'on désire éliminer [20].

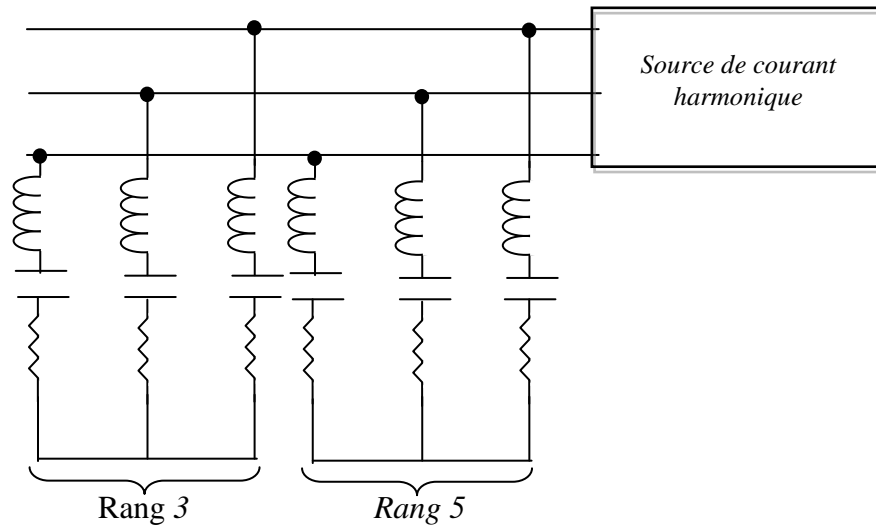


Fig.(I.6.a): Structure du filtrage des harmoniques 3 et 5 par des filtres résonants.

I.6.6.2 Filtre amorti

Un filtre amorti est composé d'une capacité en série avec un ensemble constitué de la mise en parallèle d'une inductance et d'une résistance appelée résistance d'amortissement. Il est utilisé lorsque les performances demandées ne sont pas trop élevées. On utilise souvent pour filtrer simultanément les plus hautes fréquence du spectre et non une fréquence particulière, c'est un filtre passe haut [14].

La figure (I.6.b) montre le montage de ce type de filtre.

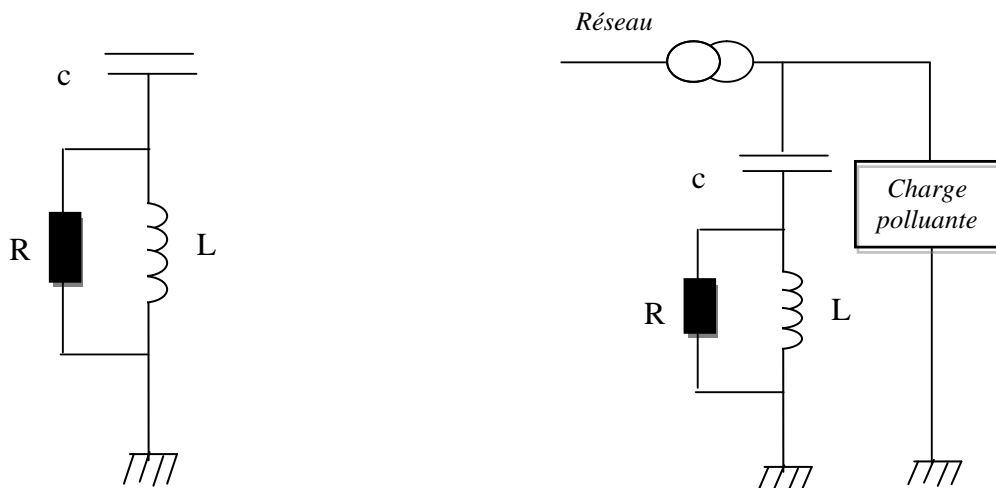


Fig. (I.6.b): Structure du filtre amorti.

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 passifs 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 modernes de dépollution

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs tel que les *IGBTs*, *MOSFETs*, commutant des puissances de plus en plus élevées à des fréquences plus importantes, a permis de trouver de nouvelles solutions aux problèmes de perturbations des réseaux. Les inconvénients des solutions classiques telle que le filtrage passif (antirésonance, surcharges et forte dépendance de l'environnement,...) ont conduit à la conception de nouvelles structures "auto-adaptatives" pour la suppression des harmoniques appelées filtres actifs

Le principe du filtrage actif est l'injection de courants (ou des tensions) harmoniques en opposition de phase avec les harmoniques que l'on désire compenser: courants harmoniques absorbés par la charge et/ou de tensions harmoniques présentes sur le réseau [12],[14].

Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer:

I.7.1 Filtrage actif

Les solutions traditionnelles précédemment citées pour l'amélioration de la qualité de l'énergie, et particulièrement pour la dépollution harmonique peuvent avoir plus d'inconvénients que d'avantages, c'est pourquoi aujourd'hui le filtrage actif est la solution la plus souhaitable, surtout pour le filtrage harmonique [28].

Depuis la mise en œuvre de leur principe de base en 1970s, les filtres actifs des harmoniques ont attiré l'attention des chercheurs de l'électronique de puissance qui se sont intéressés à la pollution harmonique dans les systèmes d'alimentation. Particulièrement, les filtres actifs ont

été stimulés par l'apparition des composants de l'électronique de puissance comme les thyristors (*GTO*) et les transistors (*IGBT*). Les filtres actifs modernes sont plus performants du point de vue qualité de filtrage, plus petits dans la taille physique, et plus flexibles dans l'application par rapport aux filtres passifs conventionnels qui utilisent les condensateurs, les inductances et les résistances.

Cependant, les filtres actifs sont légèrement inférieurs dans le coût et l'efficacité par rapport aux filtres passifs, même actuellement [15],[22].

La filtre actif feront l'objet d'une étude approfondie tout au long de cette mémoire.

I.7.1.1 Le principe de fonctionnement du filtre actif

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

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

Ce convertisseur *PWM* constituant le filtre actif peut avoir deux structures différentes en fonction de l'élément de stockage du bus continu. Le convertisseur de type tension (onduleur de tension) ou *VSC (Voltage Source Converter)* utilise un condensateur pour stocker l'énergie au niveau du bus *DC* et imposer ainsi la nature source de tension à l'entrée de l'onduleur. Le condensateur peut être remplacé par une inductance, qui joue alors le rôle d'une source de courant continu. Dans ce cas, ce type de convertisseur prend la dénomination d'onduleur de courant [16].

Ce système commandé en courant ou en tension est alors capable de reproduire et d'injecter dans le réseau des composantes de tension ou de courant équivalentes, mais en opposition de phase aux composantes indésirables les générées par les charges polluants afin de les éliminer. Un filtre actif peut être raccordé au point de raccordement commun pour une compensation globale ou individuelle.

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

- ✘ Le filtre actif parallèle (*FAP*): conçu pour compenses toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive;
- ✘ Le filtre actif série (*FAS*): conçu pour compenses toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension;

- ✕ La combinaison parallèle-série actif: solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension [14],[28].

I.7.1.a Filtre actif parallèle (FAP)

La configuration la plus utilisée, et sans doute la plus intéressante pour la dépollution des courants harmoniques est le filtre actif parallèle, appelé aussi compensateur shunt. Il est connecté en parallèle sur le réseau [16],[22],[28]. Le filtre actif parallèle se comporte comme un générateur de courant harmonique [26]. Il se connecte en parallèle avec le réseau triphasé et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non-linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure l'auto-adaptabilité, la fiabilité et la bonne performance[5],[14].

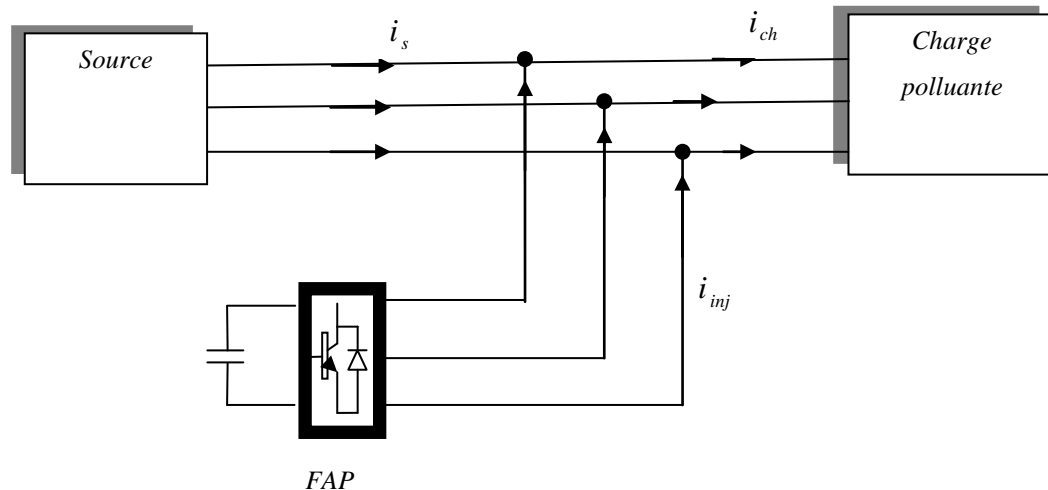


Fig.(I.7.a): Montage d'un filtre actif parallèle.

I.7.1.b. Filtre actif série (FAS)

Cette configuration est utilisée pour garantir une onde de tension de qualité [28]. Le filtre actif série se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmoniques) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance de réseau. Il empêche les courants harmoniques consommés par la charge non-linéaire de remonter vers la source. Dans ce cas, il se comporte comme une impédance élevée aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale. Ainsi, la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale. Les perturbations de tension dans le système sont atténuées en injectant la différence entre la tension désirée et la tension réelle comme le montre la figure (I.7.b). L'élément de stockage de l'énergie d'un filtre actif série est conçu pour

répondre aux exigences de compensation les plus sévères, notamment dans le cas de creux de tension de longue durée [16].

Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toute fois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre: elle ne permet pas, par exemple, de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [14].

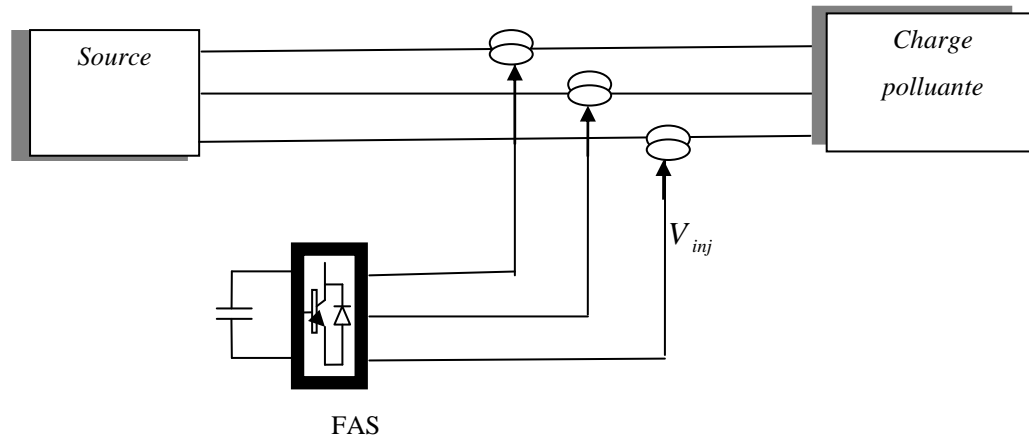


Fig.(I.7.b): Montage du filtre actif en série.

I.7.1.c Combinaison parallèle série actif

D'après ce qui précède, ni l'un ni l'autre des deux types de filtre actif n'est capable de réaliser un filtrage complet donnant une tension sinusoïdale côté charge et un courant côté réseau exempt d'harmonique. Cet objectif peut être réalisé en utilisant un filtre actif mixte composé de deux filtres actifs [29]. Cette configuration est combinaison d'un filtre shunt et d'un filtre actif série, qui est souvent connue sous le nom de Conditionneur Universel de la Qualité de l'Energie (*Unified Power Quality Conditioner UPQC*) [28], l'UPQC assure un courant et une tension sinusoïdaux du réseau électrique à partir d'un courant et d'une tension perturbés de celui-ci [20].

Le filtre actif série lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme montré sur la figure (I.7.c), permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée [27].

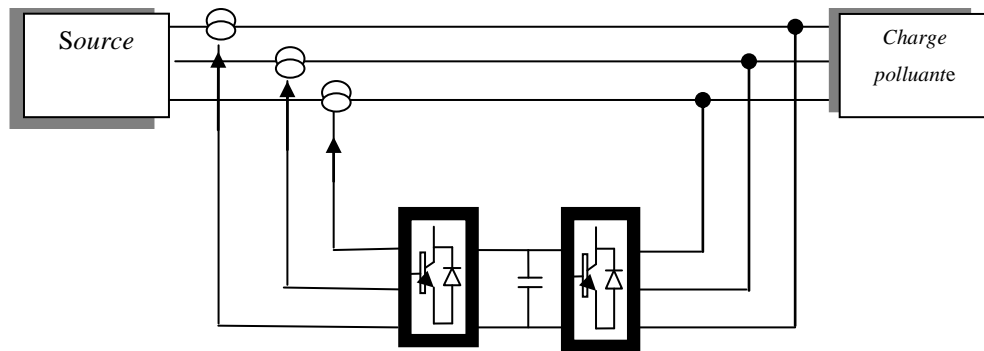


Fig.(I.7.c): Combinaison parallèle -série actif.

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.

Toute fois, 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

Il faut noter l'existence de plusieurs autres combinaisons mixtes de filtres actifs avec cette fois-ci les filtres passifs. Ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût.

Selon le mode d'association des filtres passifs aux filtres actifs, le filtre hybride se décline en plusieurs configurations, les plus étudiées étant:

- Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles;
- Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles;
- Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle [6],[22].

I.7.2.a Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Il empêche les courants harmoniques de circuler vers le réseau et les oblige à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme montre la figure (I.8.a) [20].

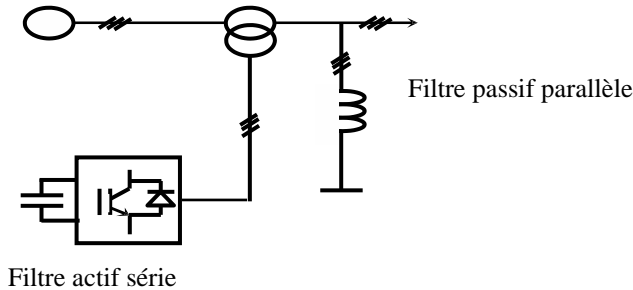


Fig.(I.8.a): Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.

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.8.b), est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [13].

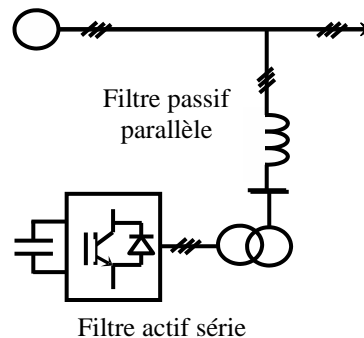


Fig.(I.8.b): Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.

I.7.2.c Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans configuration, montrée en figure (I.8.c), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle. Ce type de filtrage a déjà été appliqué à la compensation des courants harmoniques émis par un cyclo-convertisseur de forte puissance [20].

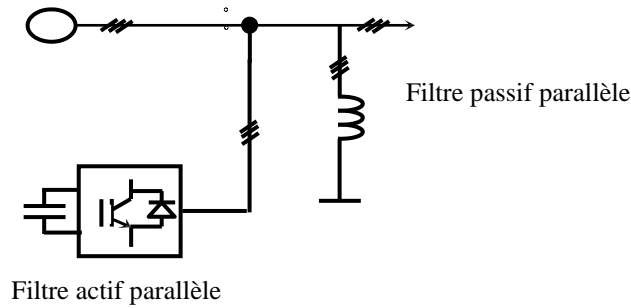


Fig.(I.8.c): Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

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 [16]:

- ✓ Redresseur à MLI de courant;
- ✓ Redresseur à MLI de tension.

I.7.3.a Les redresseurs MLI de courant

Son schéma de principe est présenté sur la figure (I.9.a). Les composants de puissance disponibles (*IGBT*, *GTO*) étant unidirectionnels en courant, le courant I_d 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 [26].

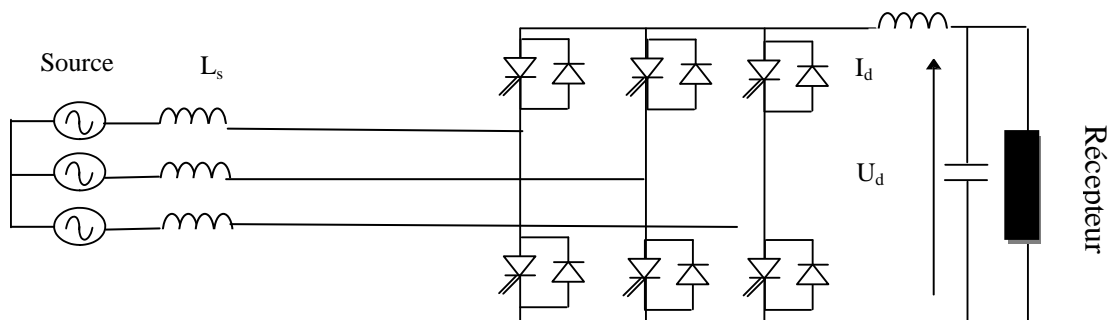


Fig.(I.9.a): Redresseur à MLI de courant.

I.7.3.b Les redresseurs MLI de tension

Le redresseur à *MLI* de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure (I.9.b). Chaque interrupteur est constitué d'un *IGBT* (composant commandé à l'amorçage et aublocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur de part sa structure est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension réseau correspondante. Ce redresseur à *MLI* permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive: absorbée ou fournie [16].

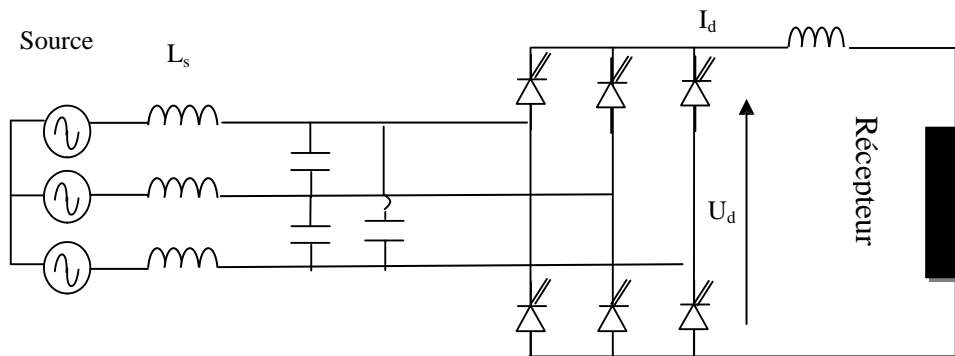


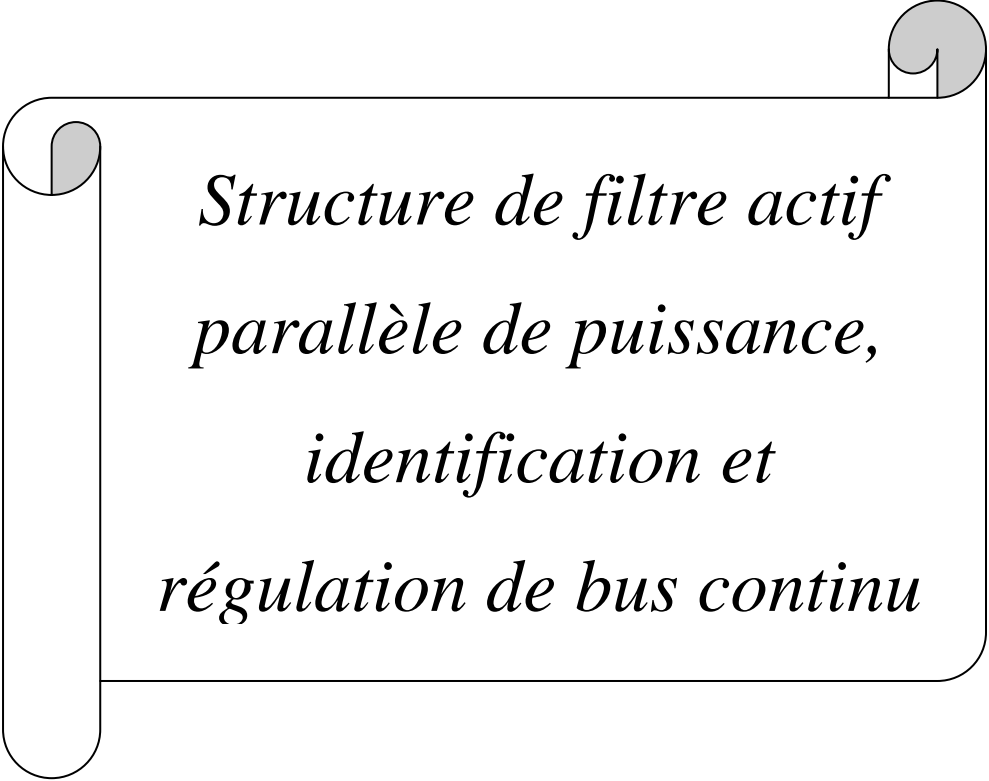
Fig.(I.9.b): Redresseur à *MLI* de tension.

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 nous intéresserons aux solutions modernes tel que le filtre actif parallèle qui sera l'objet de ce mémoire.

Chapitre II



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

CHAPITRE II

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

II.1 Introduction

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

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

II.2 Principe de filtrage actif parallèle de puissance

Le filtre actif parallèle est constitué principalement d'un onduleur avec une commande appropriée (*MLI*, hystérésis...). Le principe du filtre actif parallèle consiste à générer des courants perturbateurs en opposition de phase à ceux existant sur le réseau qui produits par les récepteurs polluant, de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal. En général, le filtre actif parallèle est utilisé pour la dépollution des réseaux *BT* et *MT*. Son indépendance totale vis-à-vis de la source et de la charge lui confère une bonne auto-adaptabilité avec des performances appréciables [4],[5][8],[13],[15],[19].

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

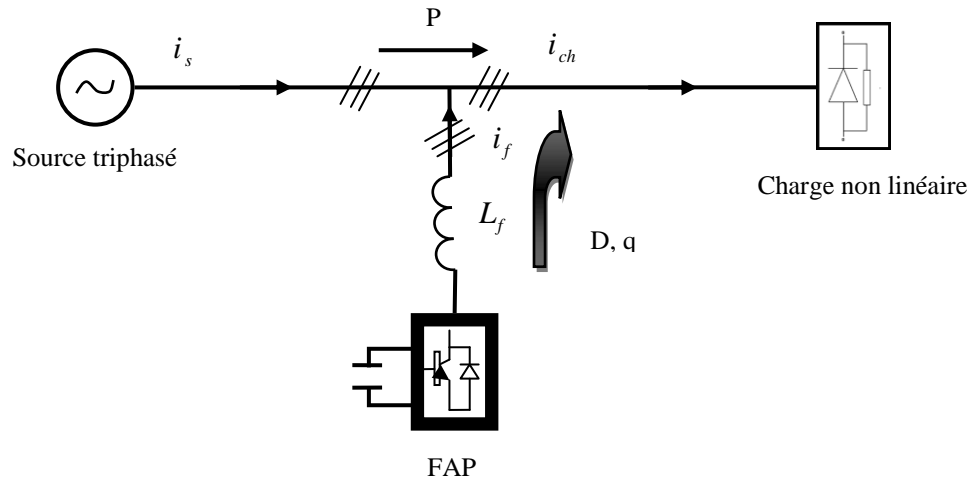


Fig.(II.1.a): La schéma principe de filtre actif parallèle.

Pour cela, le circuit de contrôle, en agissant sur la commande *MLI*, 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_{c_a}), une composante réactive (i_{c_r}) et une composante harmonique ($\sum_{h=1}^{\infty} i_h$).

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

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

D'après la première *loi de Kirchhoff* sur la figure (II.1.a), 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 :

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

Le filtre actif parallèle fournit la puissance réactive et déformante:

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

Pour illustrer le principe de filtrage actif, la figure (II.2) représente le système global à étudier est constitué d'une charge non-linéaire (La charge polluante est constituée d'un pont triphasé à diodes débitant sur un circuit *RL*), d'un filtre actif et d'un réseau d'alimentation [9],[12].

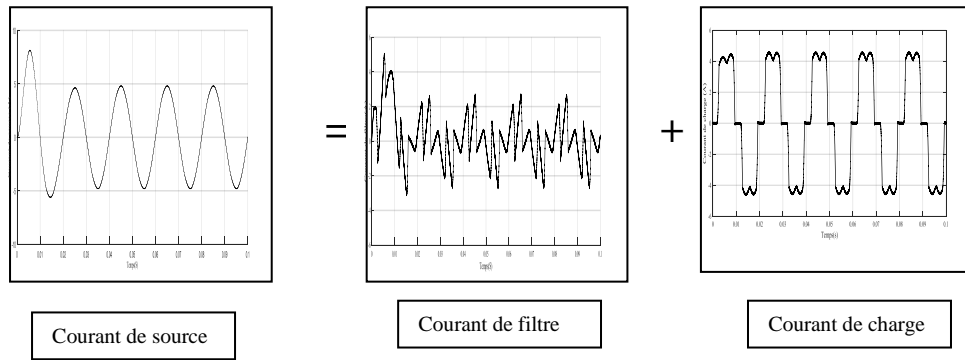


Fig.(II.1.b): Formes d'ondes des courants respectifs.

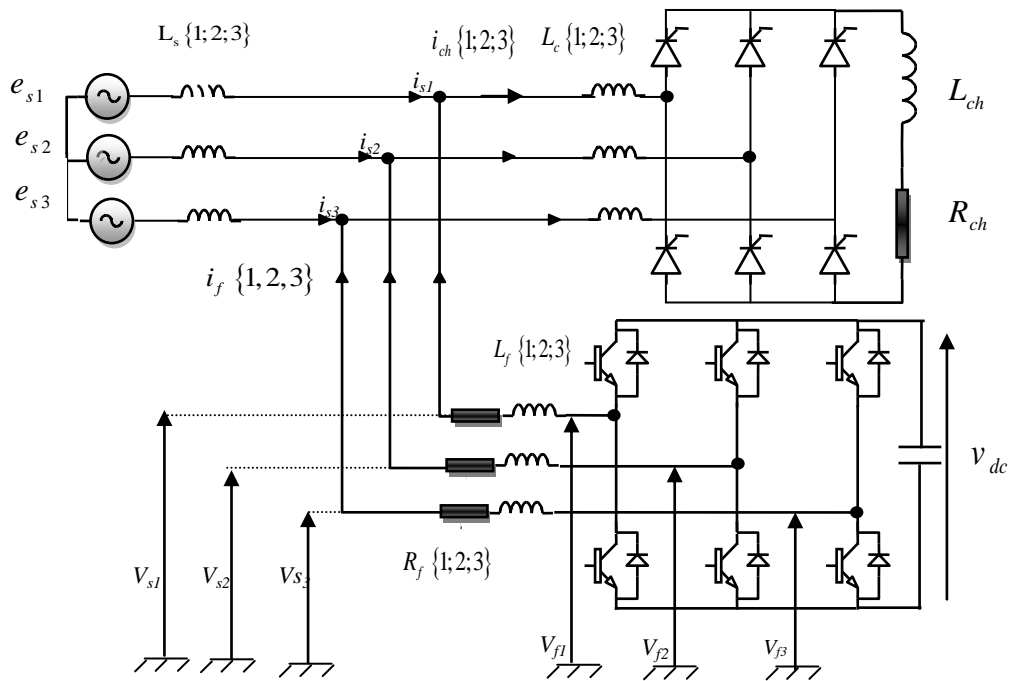


Fig.(II.2): Schéma synoptique de l'association filtre actif-réseau-charge polluante.

II.3 Structure du filtre actif parallèle

La figure (II.3) donne la structure générale du FAP, laquelle se présente sous la forme de deux parties: la partie puissance et la partie commande.

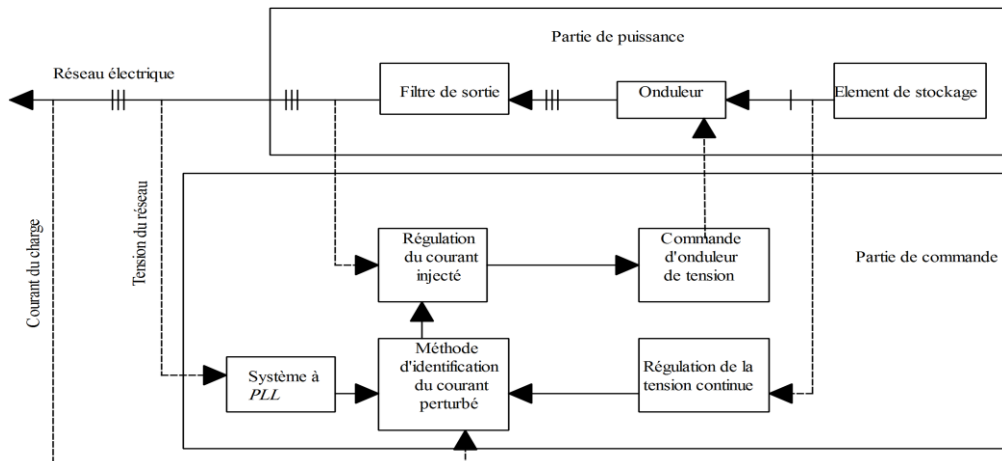


Fig.(II.3): Structure générale de filtre actif parallèle.

La partie puissance est constituée:

- D'un onduleur de tension à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (*GTO, IGBT, ...etc.*) avec des diodes en antiparallèle;
- D'un circuit de stockage d'énergie;
- D'un filtre de sortie.

La partie commande est constituée:

- 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 [25].

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.

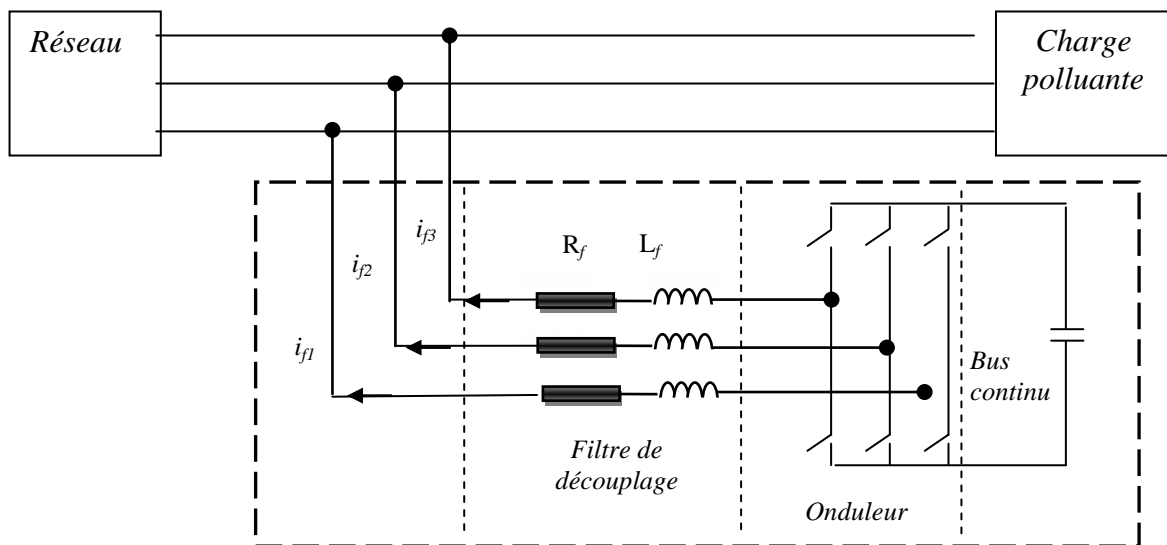


Fig.(II.4): Schéma du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension.

II.3.1.1 Onduleur d'un filtre actif parallèle

• Structure générale

L'onduleur est la partie essentielle du filtre actif [12]. La figure (II.5) présente un structure générale d'onduleur triphasé, il se compose de trois bras à base d'interrupteurs de puissance commandables à l'amorçage et au blocage avec des diodes en antiparallèle [3],[15].

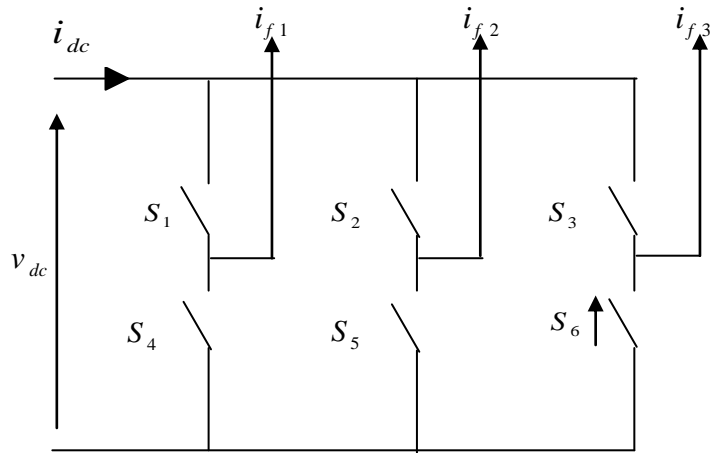


Fig.(II.5): Structure d'un onduleur triphasé.

L'onduleur peut être commandé en tension ou en courant et peut donc se comporter comme une source de tension ou de courant vis-à-vis du circuit extérieur. Ce comportement en source de tension ou de courant peut être obtenu indifféremment avec une structure d'onduleur de tension ou de courant. La source continue peut être une source de courant ou de tension, cette source peut être un élément réactif, condensateur ou inductance, dans lequel on maintient constante la valeur moyenne de l'énergie stockée [7].

• Structure de tension

Le filtre actif à structure tension connecté en parallèle au réseau est représenté sur la figure (II.6). On insère entre l'onduleur et le réseau un filtre d'entrée du premier ordre qui est en réalité une simple inductance L_f . La capacité " C_{dc} " joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes v_{dc} doit être positive et maintenue quasiment constante. Ses fluctuations doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs, d'autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif [13],[31].

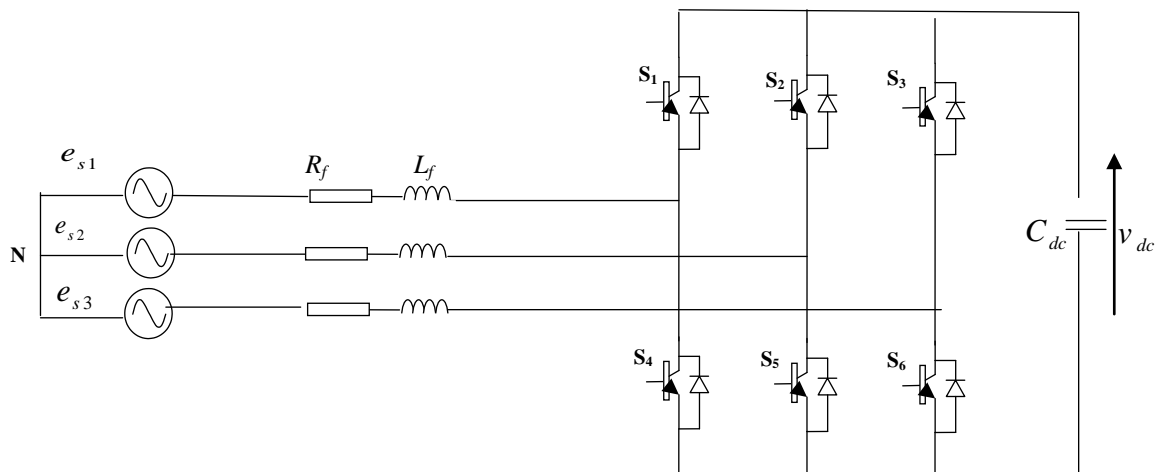


Fig.(II.6): Structure filtre active parallèle à tension.

L'onduleur de tension utilise des interrupteurs réversibles en courant formés de semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture associés à des diodes montées en parallèle inverse comme le montre la figure (II.7). On utilise de préférence:

- Le transistor à effet de champ ou *MOSFET* pour les faibles puissances;
- Le transistor bipolaire ou *IGBT* pour les courants moyens;
- Le thyristor *GTO* pour les forts courants [7].

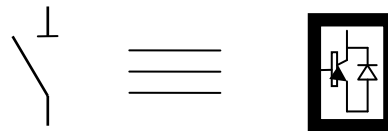


Fig.(II.7): Interrupteurs équivalents du filtre actif à source de tension.

• **Structure de courant**

Le schéma de principe du filtre actif à structure courant connecté au réseau est représenté sur la figure (II.8). On insère entre l'onduleur et le réseau un filtre d'entrée (d'un filtre passe-bas) du second ordre constitué d'une inductance L_f et d'une capacité C_f . L'inductance L sert à stocker l'énergie et joue le rôle d'une source de courant continu. Le courant i_f traversant cette inductance est maintenu quasiment constant pour ne pas dégrader les performances du filtre actif [5],[31].

Les interrupteurs sont unidirectionnels. Ils sont formés par des transistors commandés à l'ouverture et à la fermeture. Ceux-ci ne pouvant supporter de tension inverse, ils nécessitent une diode en série [13].

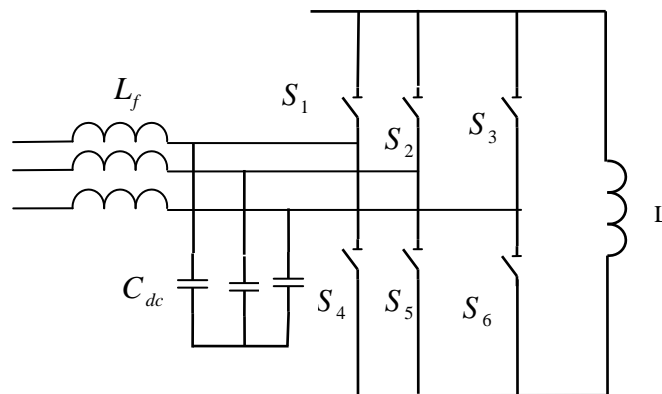


Fig.(II.8): Structure de filtre actif à courant.

• **Comparaison des deux structures**

a) *Dimensionnement des circuits de stockage:*

Pour les faibles puissances, le stockage de l'énergie dans un condensateur (structure tension) est plus efficace et moins coûteux. En revanche, pour les fortes puissances une inductance (structure courant) est plus adaptée.

b) Protection contre les surtensions et surintensités:

Les interrupteurs constituant un onduleur de tension doivent être protégés contre les surintensités tandis qu'un onduleur de courant nécessite une protection contre les sur tensions. Cette dernière est plus complexe à réaliser technologiquement.

Ainsi, pour des installations de faible ou de moyenne puissance, la structure tension semble mieux adaptée et plus simple à réaliser [9]. Par conséquent, nous avons retenu cette structure par la suite.

II.3.1.1.1 Etude de l'onduleur à structure tension

Il existe une grande variété de types de filtres actifs parallèles, ils sont classés de différentes manières. La première classification est basée sur le nombre de phases, et la deuxième classification selon la technologie de l'onduleur de tension et sa topologie est un autre type de classifications des *FAP* [8].

Un onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source à tension continue en une énergie à tension alternative. Il existe plusieurs structures d'onduleurs. Dans ce qui suit on présente la topologie de l'onduleur de tension à deux niveaux à trois bras qui peuvent être utilisées dans le cas du filtre actif parallèle [5],[22].

II.3.1.1.1.a Etude de l'onduleur de tension à deux niveaux à trois bras

Dans cette topologie, nous utilisons un onduleur de tension à deux niveaux, il est la topologie la plus répandue dans le filtre actif parallèle de puissance. On appelle onduleur de tension, un onduleur alimenté par une source de tension continue, c'est à dire par une source d'impédance interne négligeable; sa tension n'est pas affectée par la variation du courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Les trois bras du convertisseur sont formés de six interrupteurs bidirectionnels en courant, qui sont des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires *IGBT*) comportant une diode en antiparallèle [8],[13].

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} de tension v_{dc} . Cette structure d'onduleur de tension permet pas la fermeture simultanée des semi-conducteurs d'un même bras sous peine de court-circuiter le condensateur de stockage. Par contre, ils peuvent être tous les deux ouverts (pendant un temps mort). La continuité des courants est alors assurée par la mise en conduction d'une des diodes d'un même bras [3].

La figure(II.9) représente un onduleur triphasé de tension:

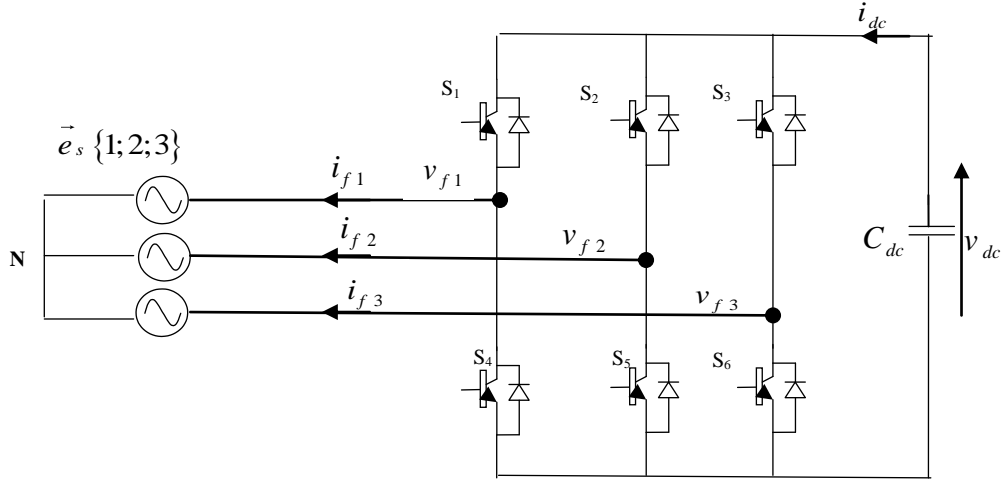


Fig.(II.9): Représente un onduleur triphasé de tension.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure (II.9) dépendent de l'état des signaux de commande (C_1, C_2, C_3), tel que montré ci-après:

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ 0 & S_4 \text{ fermé et } S_1 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 C_2 &= \begin{cases} 1 & S_2 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouvert} \\ 0 & S_5 \text{ fermé et } S_2 \text{ ouvert} \end{cases} \\
 C_3 &= \begin{cases} 1 & S_3 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouvert} \\ 0 & S_6 \text{ fermé et } S_3 \text{ ouvert} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{II.5}$$

Les tensions de ligne, imposées par l'onduleur, sont alors définies par:

$$\begin{bmatrix} v_{f1} & - & v_{f2} \\ v_{f2} & - & v_{f3} \\ v_{f3} & - & v_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & - & C_2 \\ C_2 & - & C_3 \\ C_3 & - & C_1 \end{bmatrix} v_{dc} \tag{II.6}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, posés par v_{fx} ; avec ($x=\{1, 2, 3\}$), sont référencées par rapport au neutre du réseau et vérifient l'équation suivante :

$$v_{fx} = v_{sx} + L_f \cdot \frac{di_{fx}}{dt} + R_f i_{fx} \tag{II.7}$$

Les tensions du réseau étant supposées équilibrées et sachant que la somme des courants injectés par l'onduleur est nulle, on peut écrire:

$$\begin{cases} v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0 \\ i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \end{cases} \tag{II.8}$$

Nous pouvons donc déduire des équations (II.7) et (II.8) la relation suivante:

$$v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0 \tag{II.9}$$

A partir des équations (II.6) et (II.9), nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2C_1 & -C_2 & -C_3 \\ -C_1 & 2C_2 & -C_3 \\ -C_1 & -C_2 & 2C_3 \end{bmatrix} \frac{v_{dc}}{3} \quad (II.10)$$

Puisque les grandeurs C_1, C_2 et C_3 peuvent prendre chacune deux valeurs (0 ou 1), il en résulte huit commandes possibles, présentées dans le tableau (II.1) [23]:

Tableau(II.1): Tensions en sortie de l'onduleur.

v_{f1}	v_{f2}	v_{f3}	C_1	C_2	C_3	Cas N°
0	0	0	0	0	0	0
$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	1	0	0	1
$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	0	1	0	2
$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	1	1	0	3
$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	0	0	1	4
$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	1	0	1	5
$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	0	1	1	6
0	0	0	1	1	1	7

❖ Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur

Dans le plan biphasé (α, β) en considérant \vec{v}_f le vecteur correspondant aux tensions du convertisseur, les huit cas possibles du vecteur \vec{v}_f sont donnés par la figure (II.10):

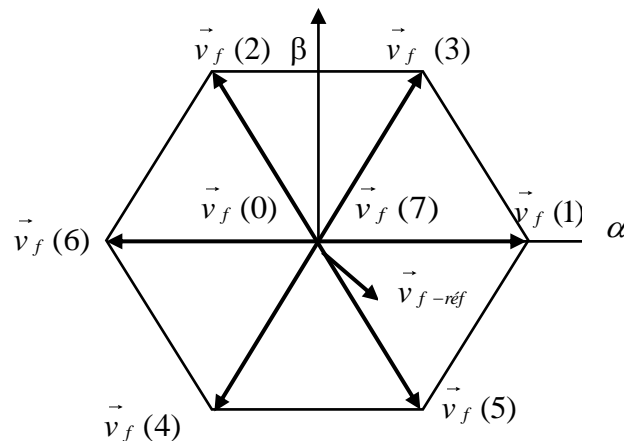


Fig.(II.10): Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur.

Où v_{f-ref} représente la tension de référence que doit produire l'onduleur pour pouvoir créer les courants perturbateurs identifiés. Ceci signifie que l'onduleur n'est capable de fournir des

tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces derniers reste à l'intérieur de l'hexagone montré dans la figure (II.10) [3].

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 continue v_{dc} causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Ils doivent être 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 [5],[6].

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 [3]:

* 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:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 d(\omega t)} = I_d \quad (\text{II.11})$$

où: I_d représente le courant de charge coté continu.

Le fondamental du courant de la charge est donné par :

$$I_{s_1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_s = 0.9 I_d \quad (\text{II.12})$$

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

$$\sum_{h=2}^{\infty} I_{s_h} = \sqrt{I_s^2 - I_{s_1}^2} = 0.43 I_s \quad (\text{II.13})$$

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

$$C_{dc} \geq \frac{0.43I_s}{6f_s (v_{dc_{max}}^2 - v_{dc_{min}}^2)} \quad (II.14)$$

où : f_s la fréquence fondamentale du réseau électrique.

On choisit un taux d'ondulation Δv_{dc} acceptable, généralement de l'ordre de $2\%v_{dc}$ [1].

* 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:

$$C_{dc} = \frac{I_h}{v_{dc} \Delta v_{dc} \omega_h} \quad (II.15)$$

où: ω_h la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser [3].

II.3.1.3 Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

* *assurer la dynamique du courant*

$$\frac{d}{dt} i_{c_h} = \frac{d}{dt} i_f \quad (II.16)$$

avec: i_{c_h} le courant harmonique de la charge et i_f le courant du filtre actif;

* *Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique* [3].

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

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

1) En négligeant la résistance de ce filtre de couplage on obtient[5],[23]:

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{\max} = \frac{v_{f_{\max}} - v_{s_{\max}}}{L_f} \quad (II.17)$$

avec:

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

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

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

$$\frac{\Delta i_f}{\Delta T} = \frac{v_{f \max} - v_{s \max}}{L_f} \quad (\text{II.18})$$

$$\Delta T = \frac{1}{f_{ond}} \quad (\text{II.19})$$

ΔT : La période de variation du courant du filtre;

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

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

$$L_f = \frac{v_{f \max} - v_{s \max}}{i_{f \max} f_{ond}} \quad (\text{II.20})$$

2) Le dimensionnement de L_f peut être réalisé avec la contrainte que pour une fréquence de commutation donnée, la pente du courant i_f est plus petite que celle d'une porteuse triangulaire définissant cette fréquence de commutation. La pente de la porteuse triangulaire est définie par[5],[23]:

$$\alpha = 4\varepsilon f_c' \quad (\text{II.21})$$

Telle que:

ε est l'amplitude de l'onde triangulaire;

f_c' : est la fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif.

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

$$\frac{di_f}{dx} = \frac{0.5v_{dc} + v_{s \max}}{L_f} \quad (\text{II.22})$$

D'où une valeur de L_f estimée à:

$$L_f = \frac{0.5v_{dc} + v_{s \max}}{4\varepsilon f_c'} \quad (\text{II.23})$$

Le tableau (II.2) suivant résume l'influence des paramètres L_f , C_{dc} et v_{dc} sur le comportement du FAP [5]:

Tableau(II.2): Influence des paramètres sur le comportement du FAP.

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

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.

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 [5],[7],[9],[13],[23].

- ✱ Les stratégies de commande dans le domaine fréquentiel sont basées sur le principe de l'analyse de Fourier et nécessitent la périodicité de l'onde polluante. Parmi ces stratégies, La transformée de Fourier rapide (*FFT*), la transformée de Fourier discrète

(DFT), la transformée de Fourier discrète récursive (RDFT) et le filtre de Kalman sont les méthodes usuellement utilisées dans le domaine fréquentiel

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

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

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

La méthode de puissance instantanée est la méthode la plus connue et appropriée au filtre actif parallèle installé par le consommateur pour compenser les courants perturbateurs causés par ses charges polluantes. C'est pourquoi cette méthode de détection sera employée dans ce travail [3],[5],[7],[13],[19].

II.3.2.1.a Méthode du filtre coupe-bande

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

Dans ce type de commande le courant de charge est filtré par un filtre coupe-bande qui parfois est appelé filtre «notch». Ces filtres coupe-bande éliminent la composante fondamentale tout en laissant passer les composantes harmoniques. Ils ont par conséquent la même fréquence de coupure. Le courant de référence ainsi créé permet la génération des signaux de commande des semi-conducteurs de l'onduleur [19],[30].

Ce filtre a trois caractéristiques:

Les tensions du réseau électrique ne sont pas nécessaires dans la détection des composantes harmoniques, donc il peut être également employé pour détecter les composantes harmoniques de la tension et du courant;

Les séquences fondamentales positive et négative ne peuvent pas être séparées parce genre de filtre;

La précision de filtrage dépend des paramètres du filtres choisis comme il est sensible aux variations de la fréquence. En outre, il provoque une erreur de phase [15].

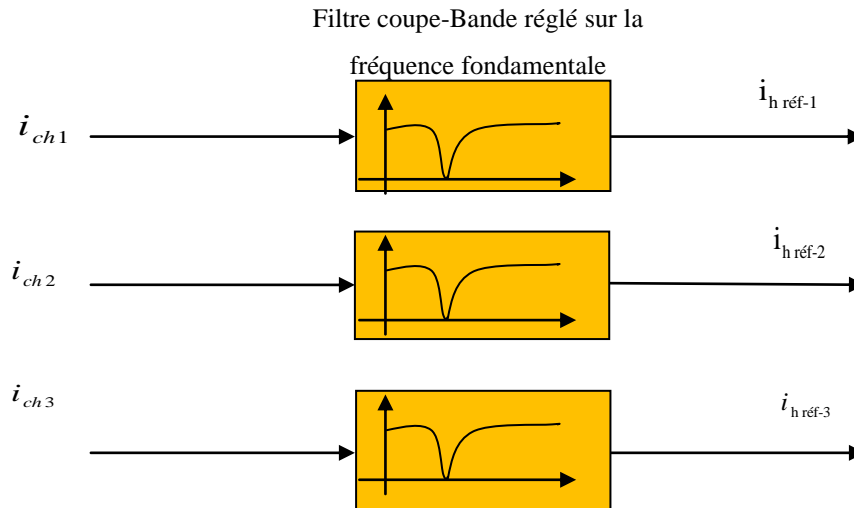


Fig.(II.11): Méthode du filtre coupe-bande.

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

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

Cette méthode est basée sur la mesure des variables instantanées triphasées présentes sur le réseau électrique avec ou sans composantes homopolaires. Cette méthode est valide aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire [2],[5],[24],[28]. Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne à un système diphasé (α, β) en utilisant la transformation de *Concordia* (appelée Transformation de Concordia Directe "TCD", permet essentiellement de réduire les contraintes de calcul), afin de calculer les puissances instantanées et réelle imaginaire [2],[8]. Elle permet de transformer la composante fondamentale en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. Cette transformation est nécessaire si on veut éliminer facilement la composante continue [5].

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

Le principe de cette méthode est énoncé ci-dessous:

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

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (II.24)$$

Notons respectivement par (v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}) et (i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}) les tensions simples et les courants de ligne d'un système triphasé sans composante homopolaire. La transformation de *Concordia* définie par l'équation(II.25) permet d'obtenir les composantes orthogonales correspondantes:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Et le relation des courants ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch1} \\ i_{ch2} \\ i_{ch3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

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

$$i_n = i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3} \quad (\text{II.27})$$

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3}) \quad (\text{II.28})$$

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

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

$$\begin{cases} p(t) = v_{s1}i_{ch1} + v_{s2}i_{ch2} + v_{s3}i_{ch3} = p(t) + p_0(t) \\ p(t) = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ p_0(t) = v_0 i_0 \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

avec:

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

L'avantage de la transformation (α, β) 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:

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} \left[(v_{s1} - v_{s2})i_{ch3} + (v_{s2} - v_{s3})i_{ch1} + (v_{s3} - v_{s1})i_{ch2} \right] = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (\text{II.30})$$

A partir des relations (II.29) et (II.30), nous pouvons établir la relation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

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

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

avec:

\bar{p} : une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.

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

\tilde{p}, \tilde{q} : des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Afin d'isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, il faut connaître avec précision les fréquences des pulsations des puissances instantanées formées à partir de la relation (II.31) [1],[6],[13].

a) Séparation des puissances perturbatrices

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

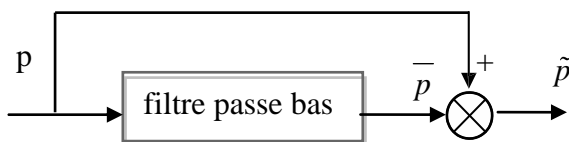


Fig.(II.12.a): Filtre passe bas.

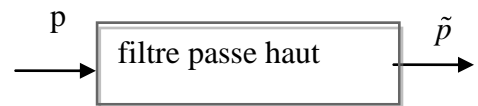


Fig.(II.12.b): Filtre passe-haut.

L'élimination de la composante fondamentale s'effectue à l'aide de deux filtres de *Butterworth*. Ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes, tel qu'il est montré sur la figure (II.12.a) et figure (II.12.b). Ils n'ont pas donné entière satisfaction car: Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent.

En général, la fréquence de coupure(f_c) est choisie assez basse, entre $35 H_z$ et $65 H_z$ ce qui engendre alors une instabilité du filtre actif de puissance lors de variations rapides de la charge. Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de la détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avérer insuffisante.

Pour ces raisons, un nouveau type de filtre d'extraction nommé ici Filtre MultiVariable (FMV) a été développé [3], [8],[24],[30].

b) Calcul des courants perturbateurs

En inversant la relation (II.30), nous pouvons recalculer les courants dans le repère (α, β) comme le montre l'équation (II.33) :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

En considérant les équations (II.32) et (II.33), nous pouvons séparer le courant dans le repère (α, β) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix}}_{\text{courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{courant harmonique}} \quad (\text{II.34})$$

avec:

$$\Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2 \quad (\text{II.35})$$

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 (α, β) revient à séparer des termes continus des puissances réelle et imaginaire instantanées. Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, *dits courants de référence* ($I_{h_{ref}}$), qui sont à injecter en opposition de phase sur le réseau électrique pour éliminer les harmoniques, sont calculés à partir de la transformation (α, β) inverse donnée par la relation (II.36):

$$\begin{bmatrix} I_{h_{ref1}} \\ I_{h_{ref2}} \\ I_{h_{ref3}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{h_\alpha} \\ i_{h_\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

avec $i_{h_\alpha}, i_{h_\beta}$: courants perturbateurs calculés dans le repère (α, β) à partir des courants réactifs et harmoniques de la relation [2],[13].

c) Algorithme d'identification

La figure (II.13) montre le diagramme de blocs pour le calcul des courants de références correspondant par cette méthode:

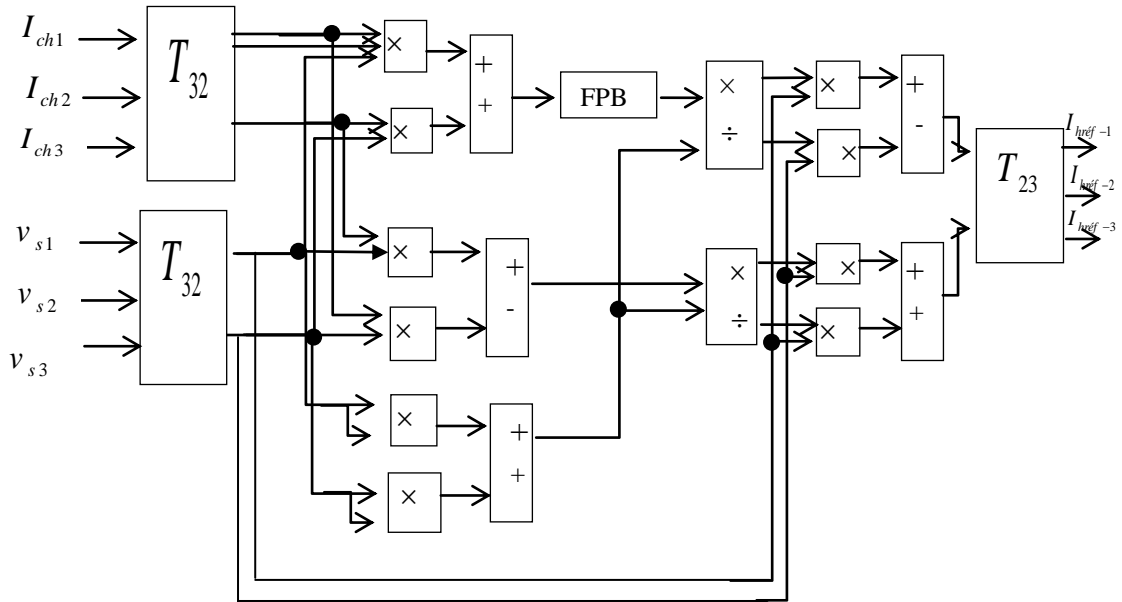


Fig.(II.13): Algorithme d'extraction des courants de références par PIRI.

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

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

Mais les filtres d'extractions (Passe Bas Ou Passe Haut) permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante, Pour ces raisons, un nouveau type de filtre d'extraction nommé ici Filtre Multi Variable (*FMV*) a été développé, Son principe de base s'appuie sur les travaux de *Song Hong-Scok*, et est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux d'entrée (tension ou courant) directement, suivant les axes (α, β) comme cela est présenté à la figure (II.14) [1],[22].

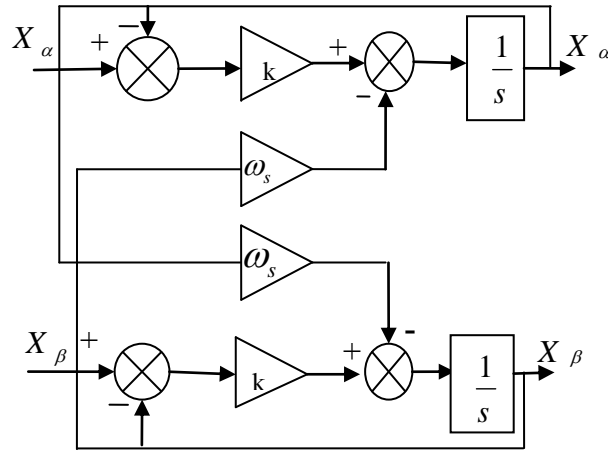


Fig.(II.14): Principe de filtre multi variable.

Selon les axes (α, β) , les expressions liant les composantes $X_{\alpha\beta}$ en sortie du FMV aux composantes d'entrée $X_{\alpha\beta}$ sont les suivantes :

$$X_{\alpha}(S) = \left(\frac{k}{S} \left[X_{\alpha}(S) - X_{\alpha}(S) \right] - \frac{\omega_s}{S} X_{\beta}(S) \right) \quad (\text{II.37})$$

$$X_{\alpha}(S) = \left(\frac{k}{S} \left[X_{\beta}(S) - X_{\beta}(S) \right] + \frac{\omega_s}{S} X_{\alpha}(S) \right) \quad (\text{II.38})$$

$$\omega_s = 2\pi f \quad (\text{II.39})$$

avec:

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

$X_{\alpha\beta}$: Les composantes fondamentales de $x_{\alpha\beta}$;

K: Constante à fixer.

ω_s : Pulsation fondamentale du réseau[1],[5].

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

Cette théorie a été introduite par *H. Kim et al*, dont le principe n'est pas très différent de la théorie (pq) . La théorie propose un référentiel spatial (pqr) pour exposer les grandeurs électriques et identifier les harmoniques à compenser. L'axe p est placé sur le vecteur tension, q est un axe situé sur le plan $(\alpha, \beta, 0)$ et perpendiculaire à p et r est perpendiculaire aux deux axes p et q comme présenté dans la Figure(II.15) [19].

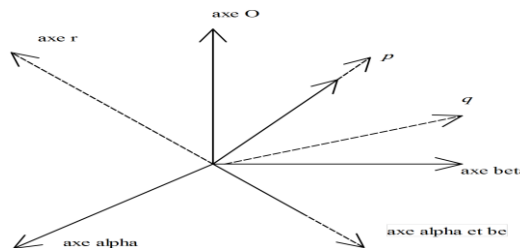


Fig.(II.15): Le schéma vectoriel (pqr) .

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

La méthode de référentiel lié au synchronisme, est appelée aussi méthode des courants instantanés (dq). Les courants de la charge sont transformés dans le repère synchrone afin d'extraire la composante harmonique, elle repose sur le calcul des composantes de *Park* (de courant). Elle permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée ou déséquilibrée. On calcule les composantes de *Concordia* et avec une simple rotation de θ on trouve les composantes de *Park* [5],[14],[24].

Il y a cinq étapes pour calculer les courants de référence pour un filtre actif parallèle [23],[19]:

Etape 1: Les composantes de *Concordia* sont:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \tag{II.40}$$

Et le relation des courants ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ch1} \\ i_{ch2} \\ i_{ch3} \end{bmatrix} \tag{II.41}$$

Etape 2: Les composantes de *Park* sont :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{II.42}$$

où ω : est la pulsation électrique.

Le schéma vectoriel de passage du repère (abc) vers le repère (dq) est représenté dans la figure(II.16):

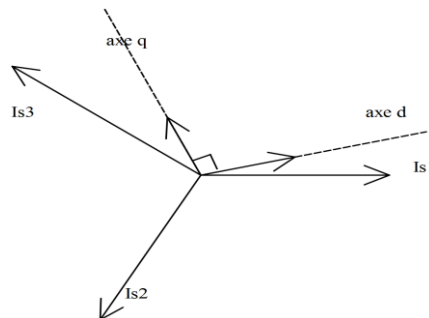


Fig.(II.16): Le schéma vectoriel de passage du (abc) vers (dq).

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

$$\begin{cases} i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

avec:

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

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

Etape 3: De l'étape 2, il est montré que les courants de charge se composent de deux termes. Pour cette étape, le filtre passe-bas (*FPB*) est utilisé pour séparer les composantes harmoniques \tilde{i}_d, \tilde{i}_q comme le montre la Figure(II.12.a).

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Etape 5 : Calcule des courants de référence triphasés:

$$\begin{bmatrix} I_{h_{ref\ 1}} \\ I_{h_{ref\ 2}} \\ I_{h_{ref\ 3}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h_\alpha} \\ i_{h_\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

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].

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 [21].

En effet, nous venons de voir que l'algorithme de la méthode des puissances pq (*PIRI*) et celui la méthode (pqr) suggèrent des tensions d'entrée (la tension du réseau) saines pour pouvoir identifier correctement les courants harmoniques, ce qui n'est souvent pas le cas pratique. Pour la méthode synchrone, on vu qu'au moins l'identification de la phase est

obligatoire. Dans ce cas, nous avons montré comment extraire les composantes directe, inverse et homopolaire de la tension triphasée. Nous présentons la méthode de la boucle à verrouillage de phase ou *PLL*, cette technique la plus utilisée [2],[28].

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.46). Ces variable sont nécessaires dans l'étape d'identification des courants harmoniques [2],[3],[5],[32].

II.3.2.2.a Principe d'un PLL

Le principe de cette méthode est basé les tensions mesurées sur la réseau v_{s1}, v_{s2}, v_{s3} subissent une transformation de *Concordia* directe dans le repère (α, β) afin de travailler dans un repère à deux dimensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ (avec θ_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 $\theta_d = \omega_d + \varphi_d$ où $\omega_d = \omega_s$ est la pulsation de la tension du réseau et où φ_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 :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = v_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ \sin(\theta_d - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_d + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (II.46)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_d) \\ -\cos(\theta_d) \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

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

En effet:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_d) & \sin(\hat{\theta}_d) \\ -\sin(\hat{\theta}_d) & \cos(\hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \sin(\theta_d) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} v_m \cos(\theta_d) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_d - \hat{\theta}_d) \\ -\cos(\theta_d - \hat{\theta}_d) \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

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 θ_d et l'angle estimé $\hat{\theta}_d$ sont égaux. Les tensions dans le repère de *Park* seront [2],[3],[28]:

$$v_{sd} = 0 \quad (\text{II.49})$$

$$v_{sq} = -\sqrt{\frac{3}{2}} v_m \quad (\text{II.50})$$

II.3.2.3 Commande de l'onduleur

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence [12]. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont:

- ∴ La commande par hystérésis;
- ∴ La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.3.2.3.1 La commande par hystérésis

La commande par hystérésis appelée tout ou rien, est une commande non-linéaire qui utilise l'erreur existante entre le signal de référence et la mesure du signal de sortie de l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé *bande d'hystérésis*, une règle pratique consiste à la prendre à égale 5% du courant nominal, comme le montre la figure (II.17.a).

Chaque sortie de ce gabarit entraîne un changement de configuration des interrupteurs peut être soit ouvert soit fermé la figure (II.17.b) [3],[14],[19]. Ce système de contrôle est caractérisé par une fréquence de commutation variable. La mise en œuvre de cette stratégie de contrôle est relativement simple [31]. Le choix de la bande d'hystérésis doit tenir compte d'un certain nombre de condition liées au fonctionnement de l'onduleur, parmi lesquelles la

fréquence de commutation admissible pour les composants semi-conducteurs [19]. Dans ce travail on va utiliser ce type de commande.

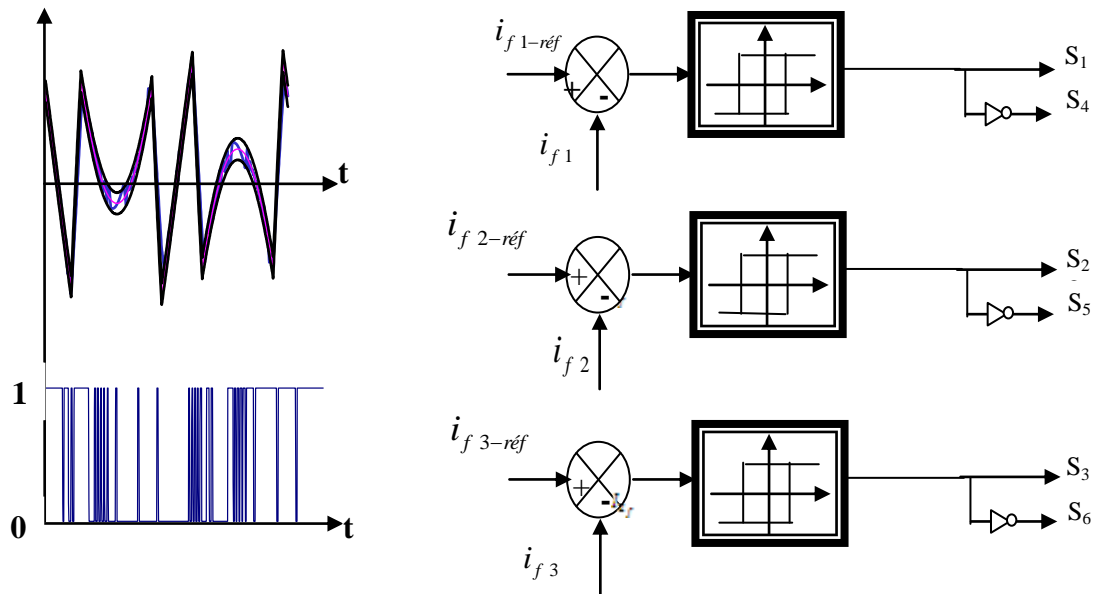


Fig.(II.17.a): Bande d'hystérésis.

Fig.(II.17.b): Schéma de principe la commande hystérésis.

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

La méthode de la *MLI*, Modulation de Largeur d'Impulsion (En anglo-saxon: Pulse Width Modulation) résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe, la technique *MLI* compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. Ce contrôle met en œuvre d'abord un régulateur qui, à partir de l'écart entre le courant et sa référence détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice). Cette dernière est ensuite comparée avec une onde triangulaire symétrique, à fréquence élevée (porteuse) comme il est indiqué sur la figure (II.18). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Dans ce système de contrôle, la fréquence de commutation est fixe (la technique *MLI* résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation), le réglage s'effectuant par variation du rapport cyclique des signaux de commande [9],[12],[30].

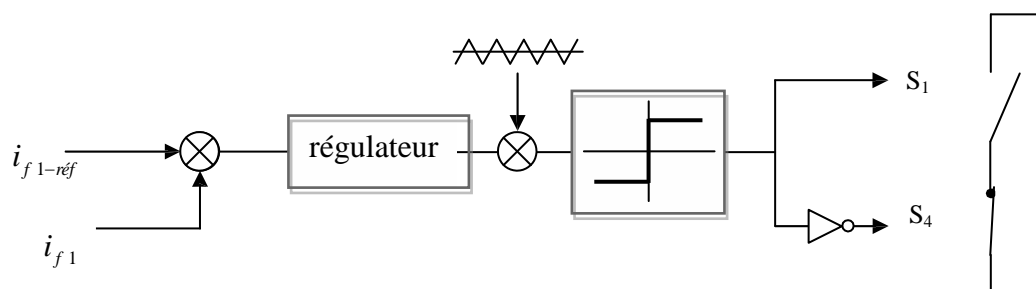


Fig.(II.18): Schéma de principe MLI.

II.3.2.4 Régulation de la tension continue

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

Les principales causes susceptibles de la modifier sont:

- les pertes statique et dynamique dans les interrupteurs de puissance du convertisseur;
- les pertes dans les inductances de découplage L_f ;
- La variation des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante[1].

Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, il faut insérer des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence de filtre actif [1],[29]. Pour cela, nous pouvons un simple régulateur type proportionnel.

En effet, d'une part les courants de référence ne contiennent pas de composantes fondamentales lors du régime permanent, et d'autre part, la puissance nécessaire pour la compensation des pertes est faible. Le régulateur peut être un filtre passe-bas du 1^{ier} ordre, dont la fonction de transfert est donnée par [6]:

$$R(s) = \frac{k_c}{1 + \tau_c s} \quad (\text{II.51})$$

La sortie du régulateur P_c s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice p et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi v_{dc} . La puissance P_c représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension v_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée (v_{dc-ref}) [14].

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

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.52})$$

Notons que la relation (II.52) 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:

$$P_c = C_{dc} v_{dc-ref} \frac{d}{dt} (v_{dc}) \quad (\text{II.53})$$

Appliquons la transformation de Laplace sur cette relation, nous obtenons [14],[29]:

$$\Rightarrow V_{dc}(s) = \frac{P_c(s)}{v_{dc-ref} C_{dc} s} \quad (II.54)$$

A partir de la relation (II.54), et en tenant compte du régulateur proportionnel, la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la figure (II.19). Le choix des paramètres k_c, τ_c aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif [13].

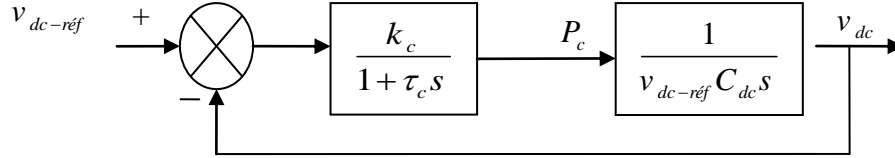


Fig.(II.19): Boucle de régulation de la tension continue.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors:

$$F_c(s) = \frac{k_c}{(1 + \tau_c s)(v_{dc-ref} C_{dc} s) + k_c} \quad (II.55)$$

La fonction de transfert de deuxième ordre est :

$$F_c(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta_c \omega_c s + \omega_c^2} \quad (II.56)$$

donc:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{k_c}{\tau_c v_{dc-ref} C_{dc}}} \quad (II.57)$$

$$\zeta_c = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{v_{dc-ref} C_{dc}}{\tau_c k_c}} \quad (II.58)$$

II.3.2.5 Régulation du courant du filtre actif

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

$$v_f = v_s + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (II.59)$$

La transformation de Laplace de l'équation (II.59) est donnée par:

$$V_f(s) = V_s(s) + L_f I_f(s) \quad (II.60)$$

La relation (II.59) donne la grandeur asservie I_f en fonction de la grandeur de commande V_f . On obtient:

$$I_f = \frac{V_f(s) - V_s(s)}{s.L_f} \quad (II.61)$$

La tension V_f donné par la relation (II.60) 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.20).

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

$$G(s) = \frac{v_{dc}}{2v_p} \quad (II.62)$$

avec:

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

v_p : l'amplitude de la porteuse triangulaire;

τ : représentant le retard causé par le calcul des courants perturbateurs.

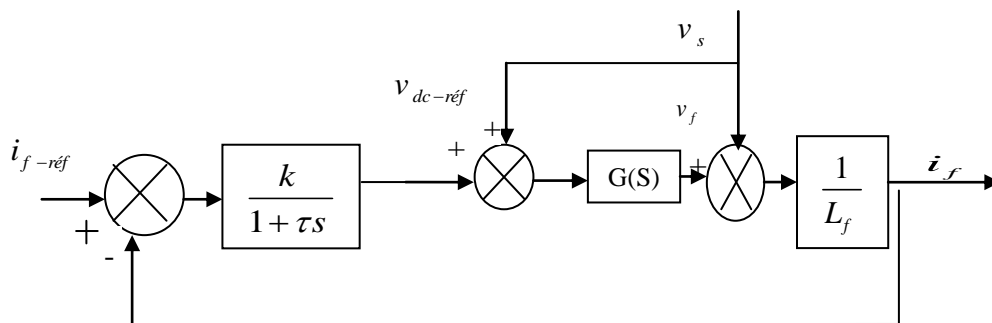


Fig.(II.20): Schéma de la régulation des courants du filtre actif.

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.21) [6],[14].

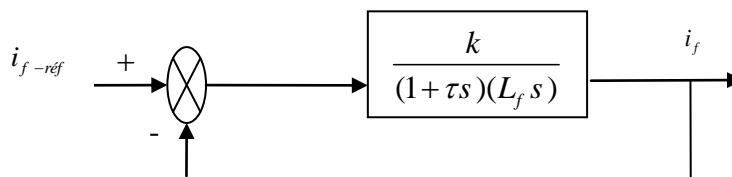


Fig.(II.21): Schéma de la régulation simplifié.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_i(s) = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (\text{II.64})$$

$$\omega_i = \sqrt{\frac{k}{\tau L_f}} \quad (\text{II.65})$$

$$\zeta_i = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_f}{k \tau}} \quad (\text{II.66})$$

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

II.4 Conclusion

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

Le chapitre suivant, sera consacré à la modélisation de l'ensemble réseau, charge polluante et filtre actif et simulés sous l'environnement *Matlab/Simulink*.

Chapitre III

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

CHAPITRE III

MODELISATION ET SIMULATION DE L'ENSEMBLE RESEAU ELECTRIQUE, CHARGE POLLUANTE ET FILTRE ACTIF PARALLELE

III.1 Introduction

L'objectif principal de ce travail est la compensation des courants harmoniques en utilisant le filtrage actif à base d'un convertisseur statique (onduleur de tension à deux niveaux).

Dans ce chapitre nous avons étudié la modélisation des différentes parties du système global: le réseau électrique, la charge polluante (redresseur en pont tout diodes), et le filtre actif parallèle. Enfin nous présentons les résultats de simulation obtenus dans l'environnement *Matlab/ Simulink* avec interprétation.

III.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 source continue et qui est connecté au réseau perturbé à travers un filtre inductif [33].

La figure (III.1) donne le schéma synoptique de l'association filtre actif-réseau-charge polluant.

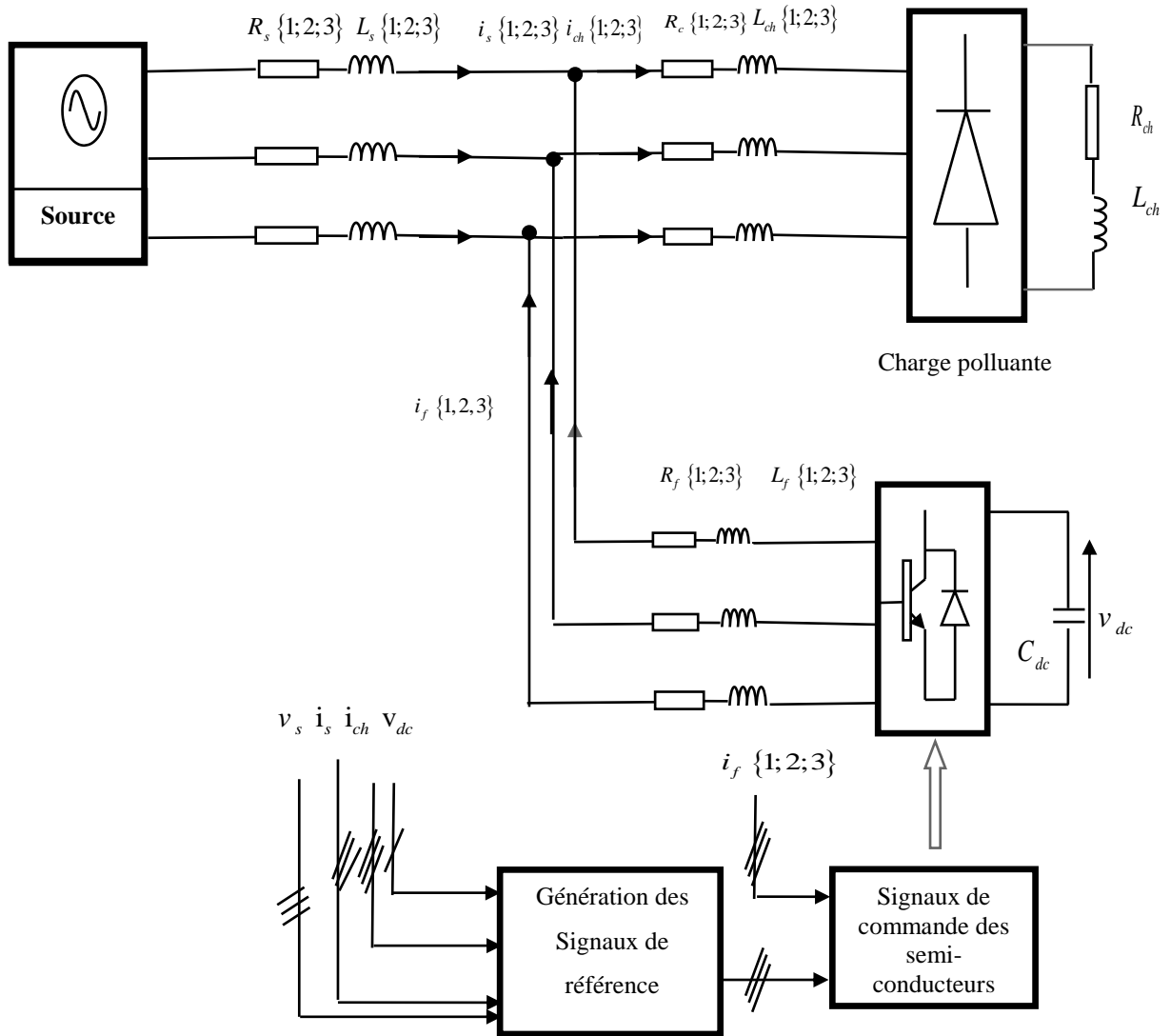


Fig.(III.1): Schéma synoptique de l'association filtre actif-réseau-charge polluante.

III.3 Modélisation de l'association réseau-filtre actif-charge polluante

La modélisation d'un système revient à trouver les équations mathématiques qui décrivent son fonctionnement [9].

III.3.1 Modélisation du réseau électrique

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance (une inductance L_s et une résistance R_s), dite de *court-circuit*, d'où la représentation du réseau par un système de *f.e.m.* triphasées équilibrées en série avec une impédance la figure (III.2) [12],[14]:

$$Z_s = R_s + jL_s \cdot \omega_s \tag{III.1}$$

$$\begin{bmatrix} e_{s1} \\ e_{s2} \\ e_{s3} \end{bmatrix} = \sqrt{2}E \begin{bmatrix} \sin(\omega_s t) \\ \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Les tensions de phase sont:

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{s1} \\ e_{s2} \\ e_{s3} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} - L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

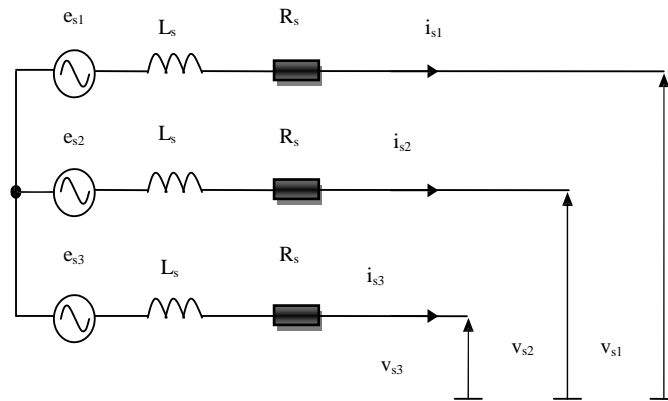


Fig.(III.2): Schéma synoptique d'un réseau triphasé.

III.3.2 Modélisation du charge polluante (Redresseur à diode)

La charge polluante est matérialisée par un pont redresseur à diodes représenté sur la figure (III.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 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) [12],[20],[34].

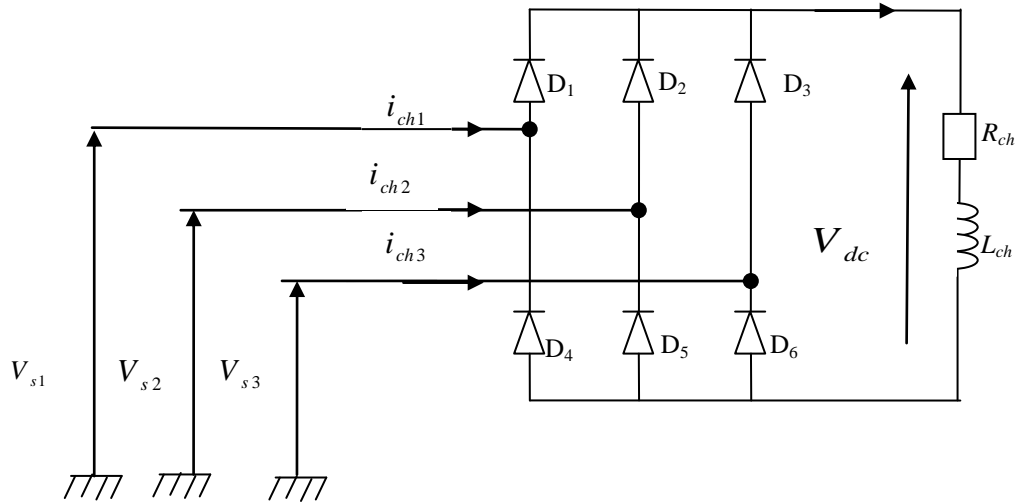


Fig. (III.3): Schéma d'une charge non-linéaire (un pont redresseur).

III.3.3 La modélisation du filtre actif (ou de l'onduleur)

Le rôle du filtre actif parallèle est de filtrer les harmoniques des courants, avec l'injection des courants de références en opposition de phase dont le but d'obtenir des courants sinusoïdaux de la source.

Dans notre travail nous avons choisi un onduleur de tension, commandé en courant. Ce dernier est constitué de six transistors et de six diodes, chaque transistor avec sa diode en antiparallèle sera modélisé par un interrupteur parfait entièrement commandable (*IGBT*) [20].

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère les hypothèses suivantes :

- ◆ *Interrupteur parfaits: La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes.*
- ◆ *La chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.*
- ◆ *Source parfaites: La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée [35].*

La figure (III.4) donne le schéma synoptique d'un onduleur triphasé à deux niveaux:

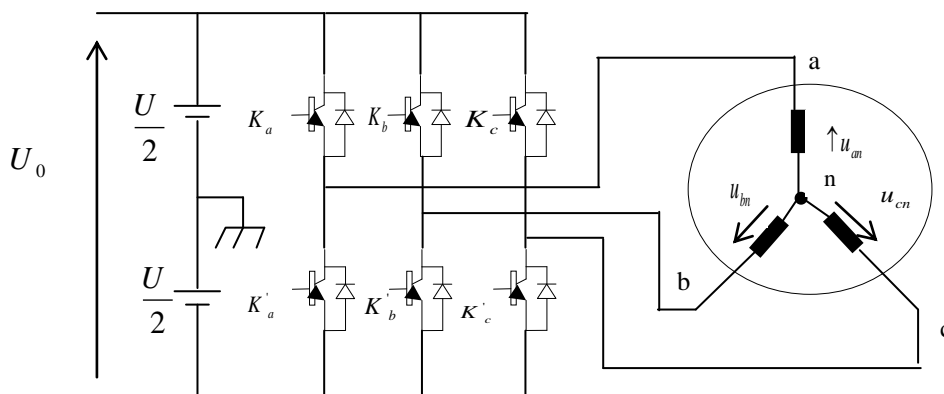


Fig. (III.4): Schéma représentatif d'un onduleur de tension triphasé.

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} , on a:

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la charge et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{III.6})$$

La substitution de (III.6) dans (III.5) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3} \cdot (u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant (III.7) dans (III.5), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a:

$$\begin{cases} u_{ao} = U \cdot K_a \\ u_{bo} = U \cdot K_b \\ u_{co} = U \cdot K_c \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

En remplaçant (III.9) dans (III.8), on obtient:

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Par principe, cet onduleur a un fonctionnement discret. Il ne peut prendre que $2^3=8$ état. (Combinaison des trois grandeurs K_a , K_b , K_c).

❖ Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur

Dans le plan biphasé (α, β) en considérant $V_F(s)$ le vecteur correspondant aux tensions de l'onduleur, les huit cas possibles du vecteur $V_F(s)$ sont donnés par le tableau (III.1) et la figure (III.5):

Tableau(III.1): Tensions générées par l'onduleur.

k	0	1	2	3	4	5	6	7
$Mod(v_f)$	0	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	0
$Arg(v_f)$		0	$\pi/3$	$2\pi/3$	π	$4\pi/3$	$5\pi/3$	

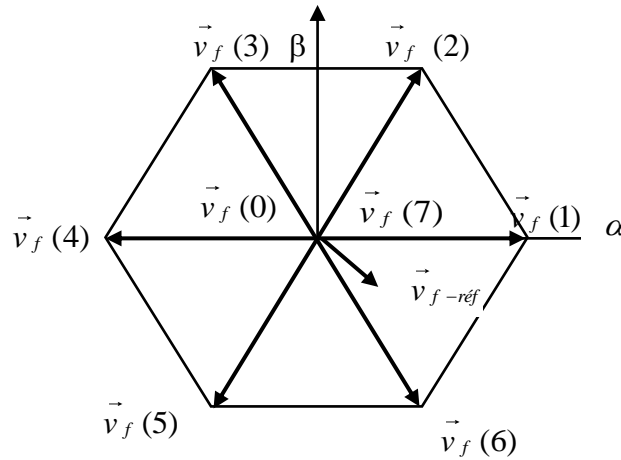


Fig.(III.5): Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

- v_{dc} la tension aux bornes de la source flottante C_{dc} , en un premier temps nous la considérerons constante.
- Où v_{f-ref} représente la tension de référence que doit produire l'onduleur pour pouvoir créer les courants perturbateurs identifiés. Ceci signifie que l'onduleur n'est pas capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces derniers reste à l'intérieur de l'hexagone de la figure (III.5) [13],[39].

III.3.4 Calcul des paramètres du système (réseau-charge polluante-filtre actif)

III.3.4.a Caractéristiques du réseau électrique

Le réseau électrique est représenté par un poste de transformation représenté par la *f.é.m.* du réseau, une inductance L_s et une résistance R_s en série (*dite de court-circuit*).

Le réseau a pour puissance apparente nominale S_n et tension efficace simple v_s (la tension efficace composée $u_s = \sqrt{3}v_s$).

Le courant I_s est égal donc à:

$$I_s = \frac{S_n}{\sqrt{3}U_s} = \frac{S_n}{3V_s} \quad (\text{III.13})$$

L'impédance nominale du réseau est donnée par:

$$Z_n = \frac{3V_s^2}{S_n} \quad (\text{III.14})$$

L'impédance Z_{cc} de court-circuit du réseau est généralement égale à 2% de Z_n . Cette impédance exprimée en complexe nous donne:

$$Z_{cc} = R_{cc} + jL_{cc} \cdot \omega_s \quad (\text{III.15})$$

L'importance de l'effet inductif sur l'effet résistif est prise en compte de manière à avoir:

$$L_{cc} \omega_s = 10 \cdot R_{cc} \quad (\text{III.16})$$

donc:

$$Z_{cc} = R_{cc} + jL_{cc} \cdot \omega_s = R_{cc} + j10 \cdot R_{cc} = R_{cc} \cdot (1 + 10j) \quad (\text{III.17})$$

En module:

$$|Z_{cc}| = \sqrt{101} R_{cc} \Rightarrow R_{cc} = \frac{1}{\sqrt{101}} |Z_{cc}| \quad (\text{III.18})$$

Et par la suite:

$$L_{cc} = \frac{10}{\omega_s \sqrt{101}} |Z_{cc}| \quad (\text{III.19})$$

avec: $\omega_s = 2\pi f$; f : est la fréquence du fondamental ($f=50 \text{ Hz}$) [9],[14].

III.4.2.b Caractéristiques de la charge polluante

La charge polluante se compose d'un pont redresseur triphasé débitant sur une charge R-L (R_{ch}, L_{ch}) avec une inductance supplémentaire L_c à l'entrée du redresseur afin de limiter les gradients di/dt . L'inductance totale L_{tot} s'oppose à la variation brutale du courant de ligne, le courant de la charge non-linéaire peut être exprimé par la relation suivante [15]:

$$L_{tot} = L_s + L_c \quad (\text{III.20})$$

$$i_{ch}(t) = i_{ch_{moy}} + \sum (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{III.21})$$

avec: $i_{ch_{moy}}$ est le courant moyen de la charge non-linéaire, il est donné par:

$$i_{ch_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ch} d(\omega t) \quad (\text{III.22})$$

a_n et b_n sont les coefficients de la série de *Fourier*.

Les coefficients a_1 et b_1 de la composante fondamentale, peuvent être calculés comme suit:

$$a_1 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ch}(t) \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_{ch} \cos(\omega t) d(\omega t) - \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} I_{ch} \cos(\omega t) d(\omega t) \right] = 0 \quad (III.23)$$

$$b_1 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ch}(t) \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_{ch} \sin(\omega t) d(\omega t) - \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} I_{ch} \sin(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{ch} \quad (III.24)$$

La valeur efficace $I_{ch_{fond}}$ du courant fondamental de la charge est donnée par :

$$I_{ch_{fond}} = \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} I_{ch} \quad (III.25)$$

La valeur efficace du courant de charge est donnée par:

$$I_{ch_{eff}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_{ch}^2(\omega t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3} I_{ch}^2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{ch} \quad (III.26)$$

La puissance apparente de la charge non-linéaire S_{ch} se compose de trois termes de puissance: la puissance active de la charge non-linéaire P_{ch} la puissance réactive consommée par la charge non-linéaire Q_{ch} et la puissance déformante D_{ch} .

$$S_{ch} = \sqrt{P_{ch}^2 + Q_{ch}^2 + D_{ch}^2} = 3.v_s.I_{ch_{eff}} \quad (III.27)$$

*Les grandeurs caractéristiques de la charge non-linéaire peuvent être déterminé selon :

La valeur moyenne de la tension à la sortie du redresseur est donnée par l'expression suivante:

$$U_{ch} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} v_s \quad (III.28)$$

$$I_{ch} = \frac{S_n}{U_{ch}} \quad (III.29)$$

$$R_{ch} = \frac{U_{ch}}{I_{ch}} \quad (III.30)$$

Le choix de l'inductance L_{ch} se fait selon le choix du $\tau_{ch} = \frac{L_{ch}}{R_{ch}}$, comme l'indice de pulsation $p = 6$, donc $T_{ch} = 3.3ms$.

Pour obtenir un courant suffisamment lisse en sortie, il faut que τ_{ch} soit supérieur à T_{ch} donc on calcule L_{ch} [8],[9],[15],[27].

*Les grandeurs caractéristiques l'entrée du redresseur (L_c, R_c) peuvent être déterminé selon: Pour notre étude on prend les valeurs d'impédance d'entrée du redresseur [9]:

$$(L\omega_s)_{tot} = (L\omega_s)_s + (L\omega_s)_c = 5\%Z_n \quad (\text{III.31})$$

$$R_{tot} = R_s + R_c = 1\%Z_n \quad (\text{III.32})$$

III.3.4.c Caractéristiques du filtre actif

La valeur efficace du courant harmonique que doit générer le filtre actif est donné par:

$$I_{f_{eff}} = \sqrt{I_{ch_{eff}}^2 - I_{ch_{fond}}^2} = 0.242 \times I_{ch} \quad (\text{III.33})$$

La puissance apparente du filtre actif S_f qui compensent les harmoniques, et la puissance réactive de la charge non-linéaire est donnée par l'équation suivante:

$$S_f = \sqrt{P_{ch}^2 + Q_{ch}^2} = 3v_s \cdot I_{f_{eff}} \quad (\text{III.34})$$

$$\frac{S_f}{S_{ch}} = \frac{\sqrt{P_{ch}^2 + Q_{ch}^2}}{\sqrt{P_{ch}^2 + Q_{ch}^2 + D_{ch}^2}} = \frac{0.242 \times I_{ch}}{\frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} \times I_{ch}} \approx 0.31 \times I_{ch} \quad (\text{III.35})$$

La puissance du filtre actif nécessaire à la compensation de tous les harmoniques de courant consommés par un pont triphasé représente près d'un tiers de la puissance nominale de la charge [8],[9],[15].

III.3.4.d Caractéristiques des éléments du filtre actif

Les trois principaux paramètres qu'il faut estimer, dans la conception du circuit de puissance, afin d'assurer une commande adéquate et une bonne qualité de filtrage, sont:

- ∴ Le choix de la valeur de tension de référence de la capacité (v_{dc});
- ∴ Le choix de la valeur de la capacité de stockage (C_{dc});
- ∴ Le choix de la valeur de filtre (L_f) en sortie de l'onduleur de tension, ainsi que le dimensionnement de ses paramètres [32].

✧ La valeur de filtre sortie d'onduleur

Un filtre de raccordement de nature inductif L_f est généralement dimensionné pour limiter l'ondulation du courant injecté au réseau.

Les références [14],[35]. montrent que pour obtenir un bon THD et une meilleure dynamique, Z_f doit varier entre 4 et 8 fois Z_{cc} .

$$Z_f = 4 \times Z_{cc} = 4 \times (R_f + jL_f \omega_s) \quad (\text{III.36})$$

De (III.15),(III.18) ,(III.19),(III.36) on déduit les valeurs de R_f et L_f :

$$R_f = 4 \times \frac{1}{\sqrt{101}} Z_{cc} \quad (\text{III.37})$$

$$L_f = 4 \times 10 \times \frac{1}{\sqrt{101}} Z_{cc} \quad (\text{III.38})$$

✧ *La capacité du condensateur est donnée par:*

A partir des travaux de la référence *Ala,2002*, basés sur la mesure du courant harmonique I_h du rang harmonique le plus faible. La valeur de la capacité C_{dc} se calcule de la façon suivante [32]:

$$C_{dc} = \frac{I_h}{v_{dc} \cdot \varepsilon \cdot \omega_h} \quad (\text{III.39})$$

ε : le taux d'ondulation de la tension v_{dc} , généralement égal à 5%.

✧ *La tension redressée par le redresseur constituée des diodes mises en antiparallèle avec les IGBTs est donnée par:*

$$v_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} v_{s_{eff}} \quad (\text{III.40})$$

La tension de référence doit être légèrement supérieure à v_{dc} pour que le filtre puisse débiter sur le réseau [8],[14].

✧ *Calcul des paramètres du régulateur de tension aux bornes du condensateur:*

Le régulateur de tension aux bornes du condensateur est composé d'un filtre passe-bas du premier ordre de constante de temps τ_c (ou d'une fréquence de coupure f_c), et un proportionnel de gain k_c .

Le filtre passe-bas sert à filtrer les ondulations de tension, dues au redresseur constitué des diodes mises en antiparallèle avec IGBTs, qui apparaissent sur la tension aux bornes du condensateur [20].

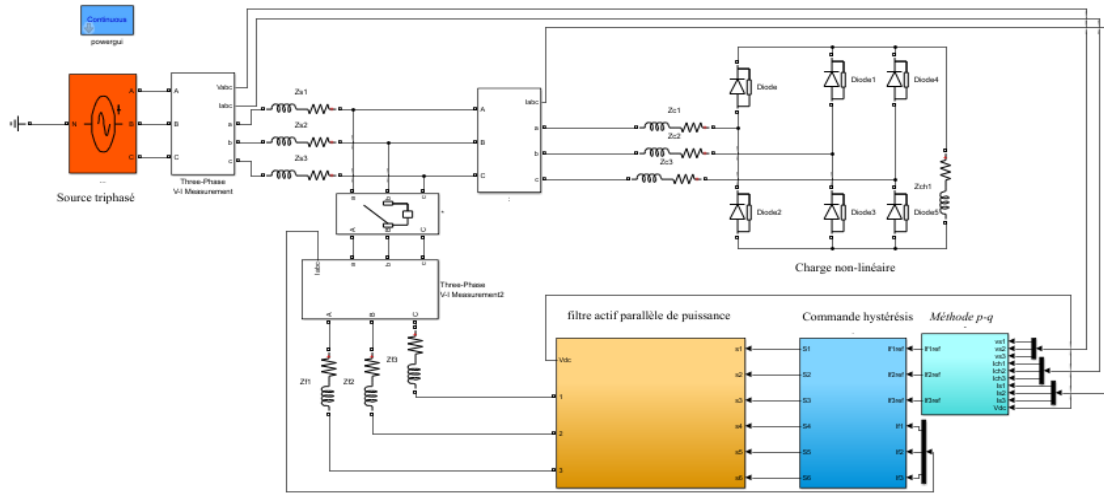
$$f_c \text{ ou } \tau_c = \frac{1}{f_c} \quad (\text{III.41})$$

$$k_c = \frac{C_{dc} v_{dc-ref}}{4\zeta_c^2 \tau_c} \quad (\text{III.42})$$

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

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

Les programmes de simulation développés ont été effectués en utilisant le logiciel *Matlab/Simulink* qui permettent de visualiser sur un intervalle de temps donné l'évolution des courants et de la tension dans les différentes branches du circuit de la figure (III.1)[9],[13],[21].



Fig(II.6): Schéma de simulation d'un filtre actif parallèle de puissance.

Le schéma de simulation de la figure (II.6) constitue d'un réseau électrique alimente une charge non-linéaire ,un filtre actif parallèle à commande hystérésis, la méthode de *PIRI* pour la détection des courants harmoniques de référence, et un régulateur proportionnel pour la régulation de la tension continu aux bornes du conducteur, nous ajoutons un filtre passe-bas du premier ordre à la sortie du régulateur proportionnel.

Remarque:

Quel que soit la topologie et la commande utilisées, nous prenons toujours un filtre d'extraction passe-bas du deuxième ordre, avec une fréquence de coupure $55 H_z$. Les valeurs des éléments caractérisant cette structure ont été regroupées dans le tableau (III.2).

Tableau (III.2): Valeurs des éléments caractérisant la structure étudiée.

Réseau électrique	
$v_{s_{max}} = \frac{100}{\sqrt{3}} \text{V}, f_s = 50 H_z, R_s = 0.42\Omega, L_s = 2.5e-3H$	
Charge polluante	
Résistance et inductance de l'entrée du redresseur: $R_c = 0.2 \Omega, L_c = 1e-3(H).$	
Pont de Gréât alimentant une charge R-L série: $R_{ch} = 8.5\Omega, L_{ch} = 3e-3H.$	
Filtre parallèle	
$v_{dc_{ref}} = 120V, C_{dc} = 1.1e-3F, R_f = 0.4\Omega, L_f = 5e-3H, f_c = 55 H_z$	
Commande hystérésis	
$\Delta I = 70.02A$	
Régulateur de bus continue	
$k_c = 28, \tau_c = 0.0024, \text{fréquence d'ondulation} = 416.66 H_z, \zeta_c = 0.707$	

III.4.1 Résultats de simulation et Interprétation

III.4.1.1 Comportement du FAP en régime permanent

✓ Compensation des courants des harmoniques

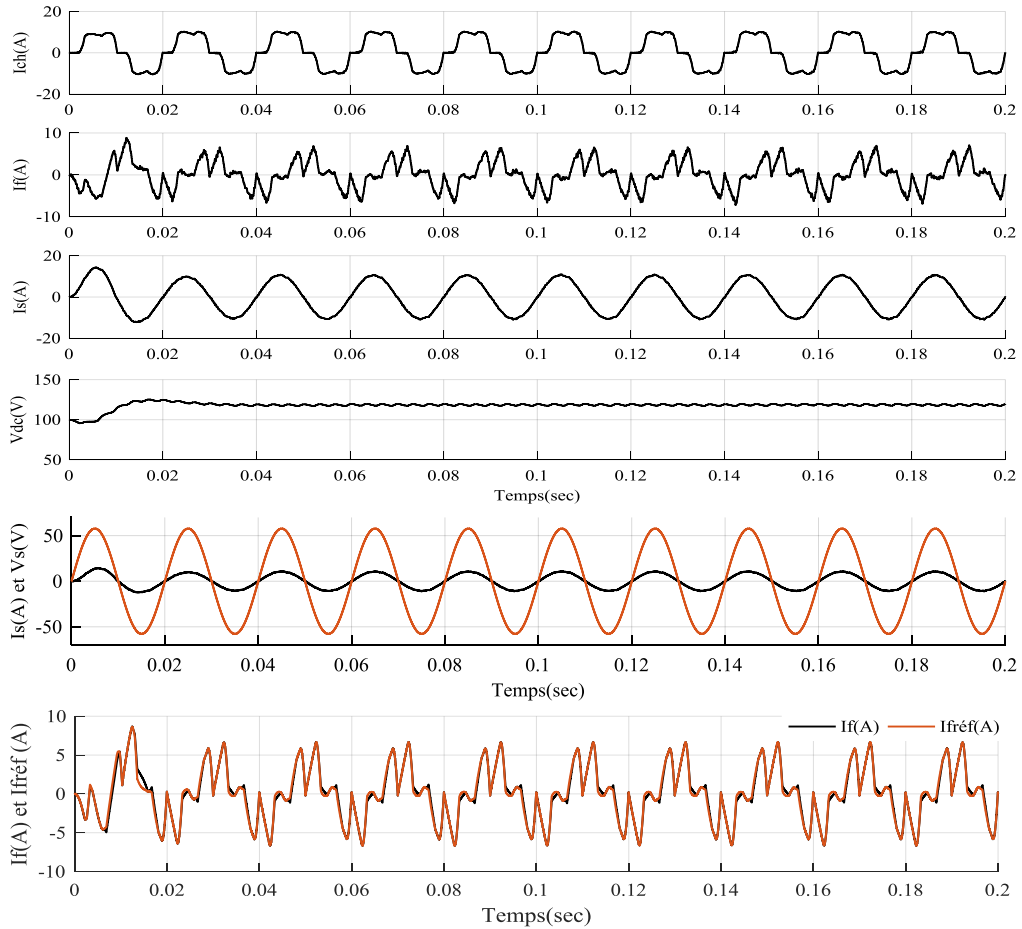
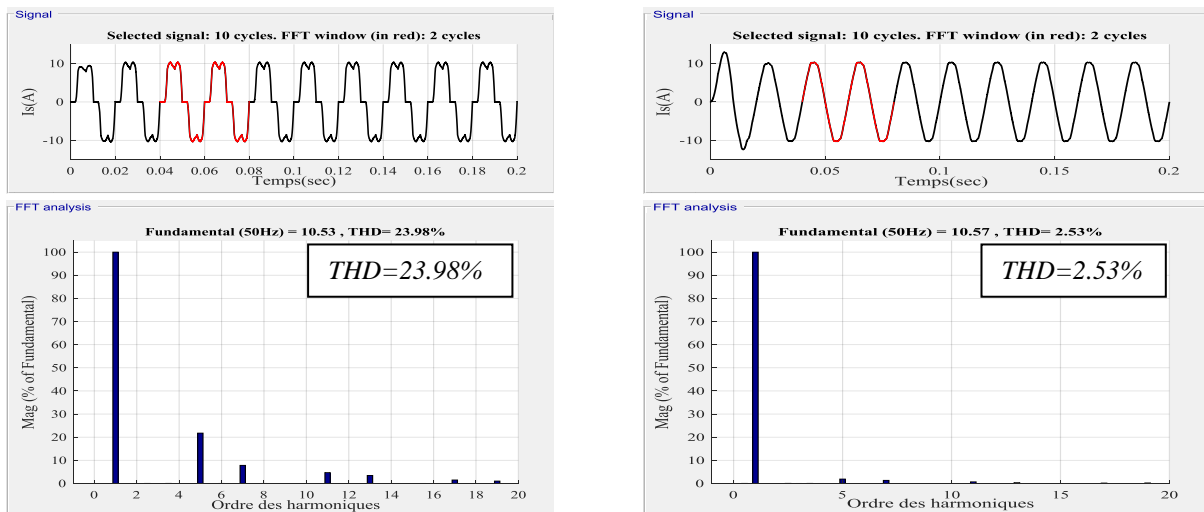


Fig.(III.7): Résultats de simulations de: I_{ch} : Courant de charge, I_f : Courant de filtre actif, I_s : Courant de source, v_{dc} : Tension aux bornes du condensateur et v_s Tension de source.



(a):

(b):

Fig.(III.8): Courant source I_s avant/après filtre et son analyse spectrale.

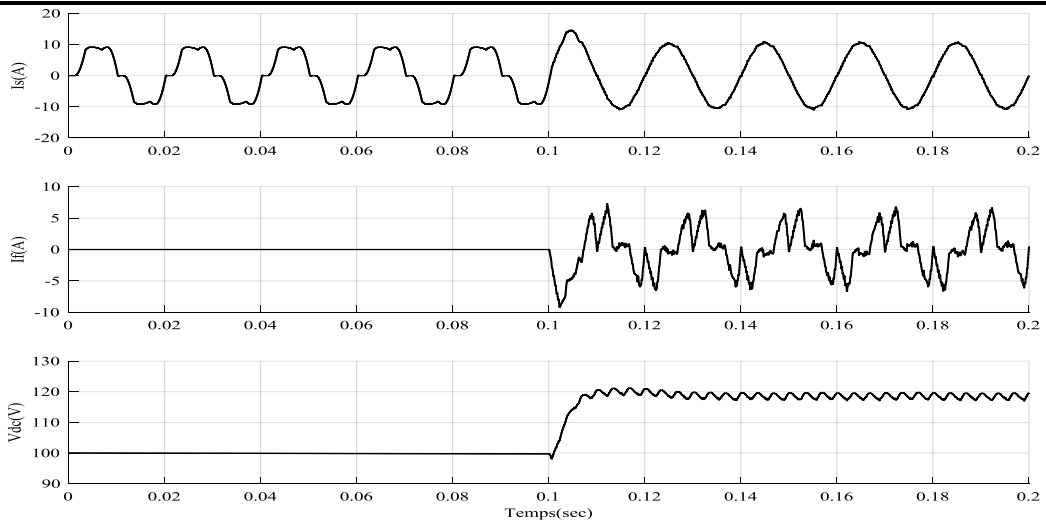


Fig.(III.9): Courant de source I_s , courant de filtre I_f et tension de bus continu v_{dc} avant/après du FAP.

✓ Compensation des courants des harmoniques et de la puissance réactive

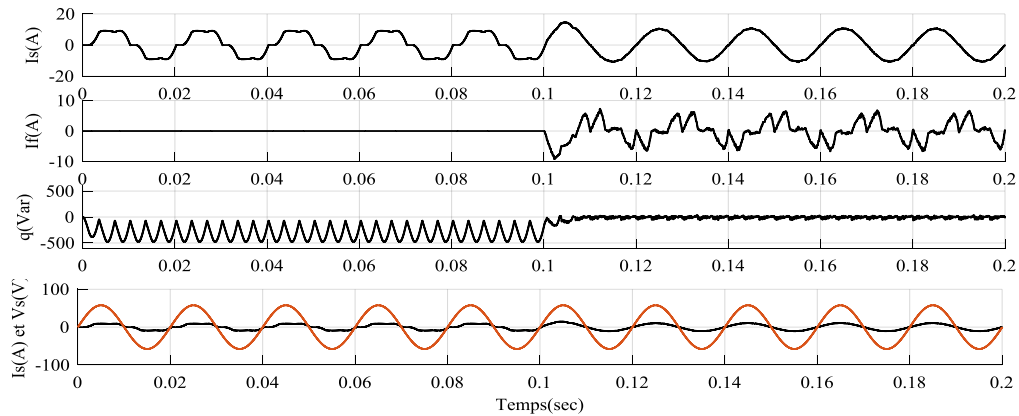


Fig.(III.10): Courant de source I_s , courant de filtre I_f , puissances instantanées réactive q et tension de source V_s avant/après FAP.

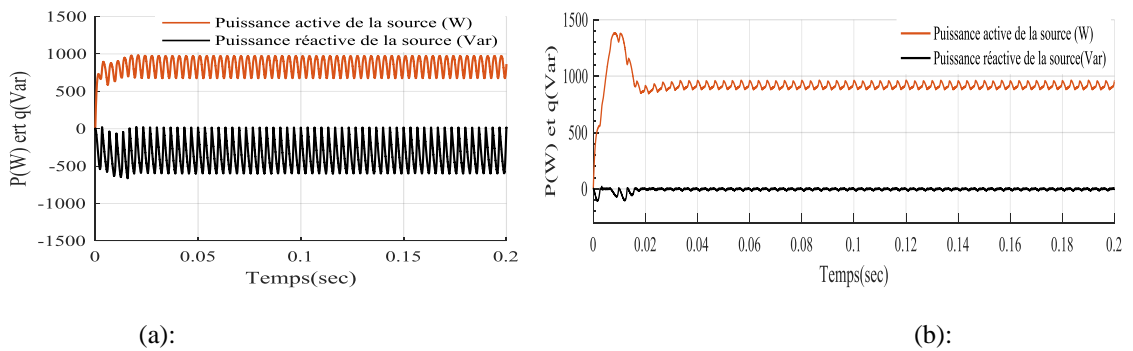


Fig.(III.11): Puissances instantanées active p , Puissances instantanées active réactive q avant/après FAP.

VI.4.1.2 Comportement du FAP en régime dynamique (Changement de la charge)

Pour étudier l'adaptation et le comportement du FAP en régime dynamique, nous avons procédé à une variation de la charge non linéaire et une variation de la tension du bus continu. Le passage de la charge(1) à la charge(2), se fait à l'instant $t=0.1\text{sec}$. Comme le montre les figures suivants:

↳ Charge RL1: $R_{ch_1} = 8.5\Omega, L_{ch_1} = 3mH$ et Charge RL2: $R_{ch_2} = 11.5\Omega, L_{ch_2} = 3mH$;

↳ $v_{dc-réf_1} = 140V$ à $v_{dc-réf_2} = 120V$.

A. Changement de la charge ($R_1L_1 \Rightarrow R_2L_2$)

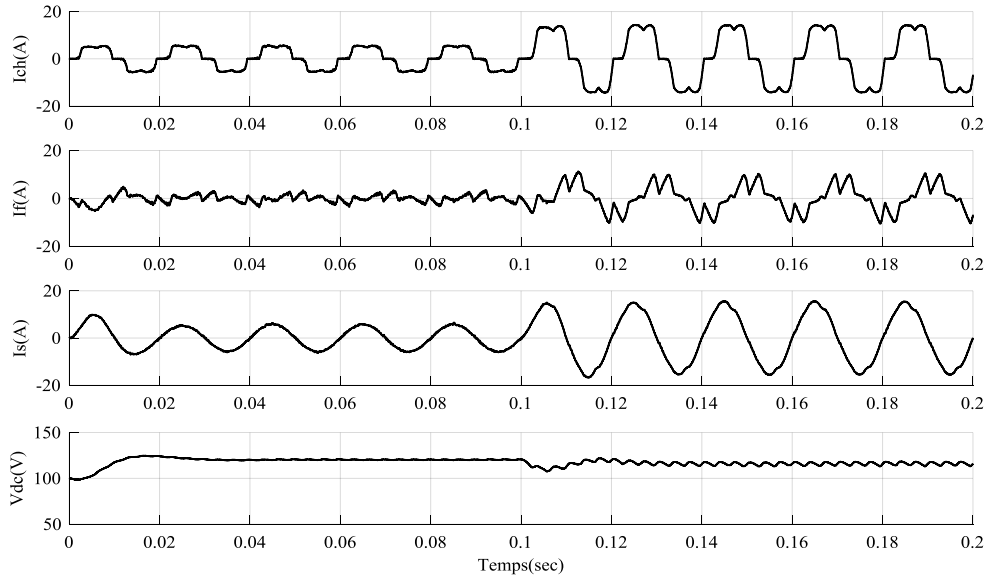


Fig.(III.12): Courant de source I_s , Courant de filtre actif I_f , Tension aux bornes du condensateur v_{dc} et $v_{dc-réf}$.

B. Changement de la tension aux bornes du condensateur de référence $v_{dc-réf}$:

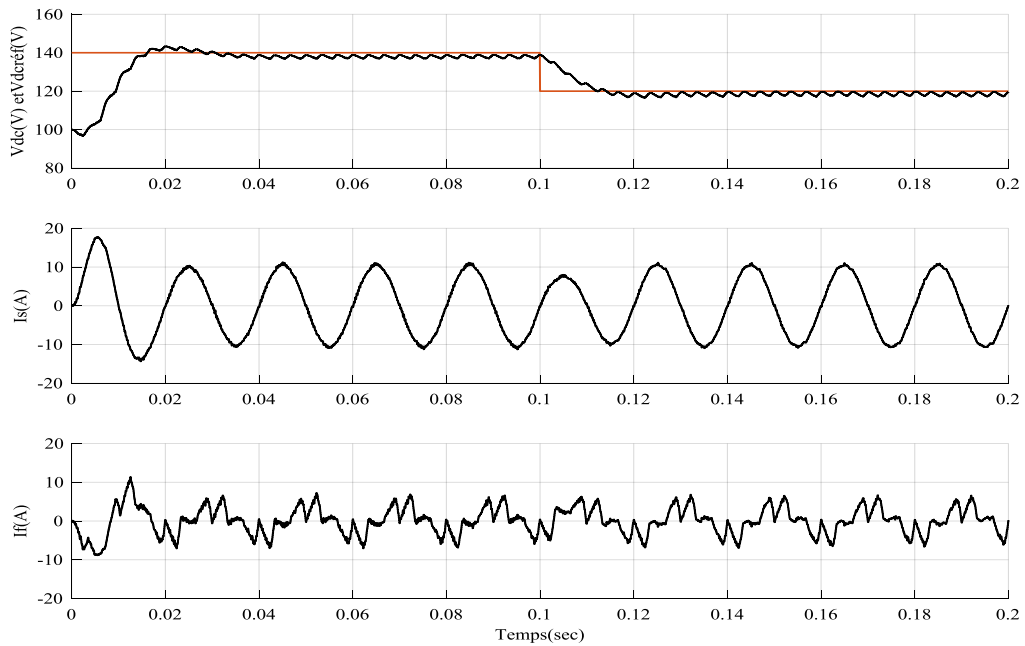


Fig.(III.13): Tension aux bornes du condensateur v_{dc} et $v_{dc-réf}$ Courant de source I_s , Courant de filtre actif I_f .

III.4.2 Interprétations des résultats

D'après les résultats de simulation obtenus sur les figures ci-dessus montrant la compensation des courants d'harmoniques, et la puissance réactive en utilisant la méthode de $p-q$ comme une méthode d'identification des courants harmoniques des références appliquée à un filtre actif de puissance à deux niveau à trois bras avec une commande d'hystérésis, et régulateur proportionnel; on remarque que:

A) En régime permanent

- la figure (III.7) montre que le courant « I_s » est quasi-sinusoïdal, néanmoins un pic apparaissant dans le premier temps. En outre, le courant de source après la compensation est presque sinusoïdal et en phase avec la tension de source, ce qui signifie la correction du facteur de puissance, ce qui prouve une bonne qualité du filtrage avec FAP.
- On remarque que aussi, le courant du filtre actif suit bien sa référence. Néanmoins il est masqué par les composantes dues à la fréquence de commutation.
- La tension du bus continu de l'onduleur est bien régulée à sa valeur de référence avec présente des légères ondulations autour de sa référence. Donc le régulateur de tension régule parfaitement la tension du bus continu, c.-à-d. il assure la tension aux bornes du condensateur est presque stable.
- La figure (III.8.a) et la figure (III.8.b): représente la forme d'onde du courant source avant/après filtre et son analyse spectrale, on remarque que le courant source avant filtre est très riche en harmoniques de rang $(2k+1, k = 2, \dots, 9)$, ainsi que son taux de distorsion harmonique est mesuré sur 2 périodes (*colorés en rouge*) entre les instants 0.04 et 0.08 (sec) et un $THD_i = 23.98\%$ (avant le filtrage) et $THD_i = 2.53\%$ (après le filtrage).

Tableau(III.3): Les résultats des simulations.

Commande	charge	THD_i % avant filtre	THD_i % après filtre
<i>Commande hystérésis</i>	<i>Charge R-L</i>	23.98%	2.53%

- La figure (VI.9): montre que la tension du bus continu est régulée par un régulateur proportionnel. On voit qu'avant le filtrage, la tension du bus est d'environ 100 (V) cette valeur de la capacité telle que la capacité du bus continue est chargée initialement; à l'instant 0.1(sec) après le filtrage « v_{dc} » se stabilise à 120 (V), valeur de la tension « V_{dc-ref} »

- les figures (III.10) et (III.11): présentent les puissances instantanées active $p(W)$ et réactive $q (Var)$, nous remarquons que à l'instant 0.1(sec) dès que le FAP compense l'énergie réactive de source qui a été consommée par la charge non-linéaire, aussi la puissance active redevient stable.

B) En régime dynamique

- En régime dynamique les figures (III.12) et (III.13): montrent des résultats très satisfaisants du point de vue dépassement et temps de réponse, aussi montre que le courant de source est toujours quasi-sinusoïdal malgré la variation de la charge.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la simulation de l'ensemble réseau, filtre actif, et charge polluante.

Avec ce filtre actif, le THD_i du courant de source réduit de 23,98 % à 2,53 % avec la commande hystérésis (pour une charge R-L). Avec une bonne compensation de la puissance réactive et s'adapte parfaitement aux variations de la charge (reste son fonctionnement stable).

D'après les résultats obtenus par simulations on peut dire que la méthode *PIRI* présente de bonnes performances dans la détection des courants des harmoniques de référence.

Pour valider ces résultats de simulation obtenus expérimentalement, nous avons réalisé le filtre actif parallèle dans le 4^{ème} chapitre est sera consacré à la présentation détaillée cette expérience pratique.

Chapitre IV



Partie Expérimentale

CHAPITRE IV

PARTIE EXPERIMENTALE

IV.1 Introduction

Dans cette partie, nous avons effectué des expérimentations dans le laboratoire de *LEVRES* de université de El-Oued avec les memes données dans le chapitre III. Il est nécessaire tout d'abord de présenter la démarche à suivre pour réaliser le *FAP*, les éléments constituant le *FAP* et son implémentation sur le système *DSPACE 1104*. Ensuite, nous allons discuter les résultats expérimentaux obtenus.

VI.2 Descriptif du matériel de base utilisé

La plateforme expérimentale utilisée a été élaborée au sein de l'équipe de recherche présidé par *Dr.L.Zellouma* appartenant dans le Laboratoire de *LEVRES* de l'université de El-Oued.

Cette manipulation est composée principalement des éléments suivants:

1. Un source triphasé qui connecté au réseau électrique avec une tension simple maximale

$$(v_{s1_{\max}} = v_{s2_{\max}} = v_{s3_{\max}} = \frac{100}{\sqrt{3}} (V)) \text{ et de fréquence } 50 (H_z), \text{ l'inductance interne est de}$$

2.3 *mH* et la résistance interne est de 0.42 Ω ;

2. Le filtre actif parallèle à structure tension (onduleur, inductances et condensateurs): commercialisé par *SEMIKRON*, constitué d'un onduleur triphasé 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(Ω). 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(μF) en série sont connectés du côté continu de l'onduleur et dont le point milieu est connecté au neutre au point PCC;

3. La charge polluante: est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes, de type parallèle double triphasé, débitant dans une charge R-L:

L_{ch} de valeur de 3(*mH*)et R_{ch} égale 8.5(Ω). 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 égale 1 (*mH*)et R_c égale 0.2 (Ω));

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;
5. Trois capteurs de courant permettent d'envoyer le signal du courant de la charge au PC à travers le *DSPACE*, pour identifier le courant de référence. Le courant est capturé en utilisant un pince de mesure;
6. Trois capteurs de courant pour capter le courant injecté par le *FAP* afin de l'utiliser par la carte d'hystérésis, pour être comparé avec le courant de référence obtenu par la carte *DSPACE*;
7. D'autres capteurs sont utilisés selon le besoin pour visualiser les signaux sur l'oscilloscope;
8. La commande du filtre actif (système *DSPACE 1104*, carte analogique à hystérésis):
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. L'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. 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. L'analyseur des harmoniques.

Remarque:

- Les capteurs de tension sont réglés sur le calibre 200× et les capteurs de courant sur 10×.

En générale, on peut parler de notre banc expérimental du filtrage est constitué de trois éléments principaux:

- * Le filtre actif parallèle à structure de tension.
- * La charge polluante.
- * La commande du filtre actif parallèle.

VI.2.1 Le filtre actif parallèle à structure tension:

Il est constitué d'un onduleur triphasé à structure tension, relié au réseau par une inductance triphasé L_f de valeur réglable et leurs valeurs limites sont 1200V/50A. Cet onduleur porte deux condensateurs de 2200 (mF) mis en série. Ces derniers peuvent être reliés à une source de tension continue réglable. L'onduleur de tension la figure (VI.1) est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs du type *IGBT*, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les drivers *SKHI22* qui commandent chaque bras de l'onduleur sont alimentés avec une tension continue de 15 V. Les signaux de commande des drivers (les ordres de commutation) sont de type *C-MOS* (0-15 V). En cas d'une faute d'alimentation ou d'une erreur des signaux de commande, les drivers sont bloqués et un signal d'erreur est généré.

Les modules de puissance *SKM50GB123D* qui contiennent les interrupteurs *IGBT* sont protégés contre des surtensions grâce à une résistance de "grille". L'objectif de la résistance de grille R_g est de limiter la vitesse d'établissement du courant, évitant ainsi les surtensions induites par l'inductance parasites (câbles). Le choix d'une valeur importante de R_g a comme effet la protection des *IGBT* contre les surtensions à l'ouverture dans le cas d'un court-circuit, en contre-partie cela augmente les pertes de commutation. Le driver *SKHI22* est capable de détecter un court-circuit en approximativement 4 (μsec). L'*IGBT* peut supporter un courant de court-circuit de 10 fois la valeur de courant maximale (10×50 A), avec une tension de (1200 V), pendant 10 (μsec). Avec l'objectif d'éviter un court-circuit direct au moment d'une ouverture et d'une fermeture des *IGBT* complémentaires d'un même bras de l'onduleur, un "temps mort" est géré par les drivers de commande. Pendant le temps mort, les signaux de commande de driver n'exercent aucune commande sur l'état des *IGBT*. L'onduleur du montage didactique *SEMIKRON* possède un temps mort de $T_{dt} = 6$ (μsec) [5],[15],[24].

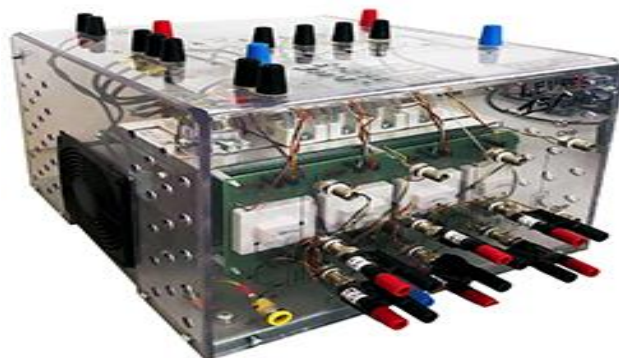


Fig.(IV.1): Onduleur de tension à deux niveaux de marque SEMIKRON référence: SEMITEACH *IGBT SKM50GB 123D+SKD51+P3/250F*.

Les caractéristiques de l'onduleur utilisé sont (voir annexe C):

Tableau (VI.1): Les caractéristiques de l'onduleur *SEMIKRON*.

Symbole	Désignation	Valeur
I_{ms}	La valeur efficace de courant.	30 A
V_{CES}	Tension maximale au bornes du composant.	1200 V
V_{GES}	Tension de grille.	± 20 V
I_C	Courant au bornes du composant.	50 (40) A
I_{CM}	Courant maximale au bornes du composant.	100 (80) A
$V_{IN_{max}}$	Tension d'entrée maximale sans filtre/avec filtre.	3x480 / 3x380 V
C_{qvi}	Condensateur de filtrage.	1100 / 800 μF / V
$V_{dc_{max}}$	La valeur maximale de tension continu appliqué au condensateur.	750 V
V_C	Tension de commande.	0 / 15V
P_I	Consommation de courant de l'alimentation.	16mA
T_{max}	Température maximale de fonctionnement.	71°C

VI.2.2 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 R-L: L_{ch} de valeur de 3 (mH) et R_{ch} égale 8.5(Ω). Cette charge polluante est connectée au réseau par l'intermédiaire d'une inductance triphasée de faible valeur L_c égale 1 (mH) pour minimiser les pics dû à la commutation de l'onduleur et une résistance R_c égale 0.2 (Ω).

VI.2.3 La commande du filtre actif parallèle

VI.2.3.1 Partie numérique (carte *DS1104*)

VI.2.3.1.a Composition de la système *DS 1104*

L'identification des courants harmoniques est réalisée à l'aide du système numérique *DSPACE* (carte de prototypage *DS1104*, la figure (VI.2)), relié aux outils *Matlab/Simulink* par le bloc d'interface *Real Time Interface* (RTI). Le système *DS1104* se compose des éléments suivants:

1. La carte mère *DS1104*, montée dans l'ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal. Cette carte est plus précisément décrite à la figure(VI.4);

2. Des entrées/sorties numérique 20 bits;
3. Une carte *DSP* de la société Texas Instrument portant la référence *TMS320F240*;
4. Quatre sorties *MLI* monophasées plus une sortie *MLI* triphasée;
5. Deux codeurs incrémentaux;
6. Des entrées numériques 14 bits;
7. Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte *DS1104* (*PC*). La figure (VI.3) présente la photographie de ce panneau [24],[37].

VI.2.3.1.b Description de la Carte *DS1104*:

La carte contrôleur *DS1104* est une carte standard pouvant être branché directement sur *PC*. Le *DS1104* est spécialement conçu pour le développement de contrôleurs numériques multi-variés à haute vitesse et simulations en temps réel dans différents domaines. La carte de prototypage *DS1104* est un système mono-carte contenant deux processeurs (maitre, esclave), des contrôleurs d'interruption, des temporisateurs et des interfaces.

La carte *dSPACE1104* nommée également *DS1104*, peut être installée pratiquement sur tous les *PC*, possédant une prise *PCI* libre.



Fig.(VI.2): Carte *dSPACE1104*.

La carte est dotée d'un panneau de connexion qui comporte les périphériques des E/S qui permettent la communication avec le système physique la figure (IV.3):



Fig.(VI.3): Panneau de connexion de la *DSPACE1104* (*CLP1104*).

(1) Deux groupes de quatre entrées BNC liées à la carte de conversion analogique-numérique (CAN), quatre (Channel 1, 2, 3, 4) en 12 bits et quatre (Channel 5, 6, 7, 8) en 16

bits. Il faut noter que les signaux d'entrées doivent être multipliés par 10 car les convertisseurs (CAN) divisent automatiquement les entrées par 10;

(2) Deux groupes de quatre sorties BNC liées à la carte de conversion numérique-analogique (CNA) de 16 bits. De même, il faut diviser les signaux de sorties par 10 car les convertisseurs (CNA) multiplient automatiquement les sorties par 10. Les sorties sont comprises dans la plage $\pm 10V$.

(3) Interface d'entrées sorties numériques, utilisé pour les langages de programmations;

(4) Interface d'entrées sorties, du *DSP* chargé de la génération des signaux de commande *MLI*;

(5) Portes séries (RS 232, RS 422 et RS 485) servent à connecter en série la carte avec divers appareils électroniques, telle les automates ou avec une autre carte *DS*;

(6) Deux codeurs permettent la communication avec les capteurs de position;

(7) Ornée également d'une quarantaine de lampes LED indiquant les portes actives sur le panneau.

Les mesures de courants sont réalisées à l'aide des capteurs de marque LEM, de transmittance égale à 100 mV/A.

L'avantage principal de ce contrôleur est qu'avec l'aide de logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement en code assembleur, de compiler et télécharger dans le *DSP* les commandes réalisées avec les modèles classiques de *Simulink*. Ainsi, il est possible de tester des lois de commande en simulation sous *Simulink* puis de traduire celles-ci en langage codé et les transférer automatiquement dans le contrôleur. Un autre avantage du système de commande réside dans le logiciel d'expérimentation (*Control Desk*). Il autorise la visualisation en temps réel, le stockage des différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande.

Les différents outils logiciels composant ce système de développement sont les suivants:

- a. Matlab/Simulink: Il permet de transcrire la modélisation du système physique et des lois de commande associées. Les algorithmes de contrôle sont développés et testés en simulation avant de les implémenter sur le banc d'essai.
- b. RTI (Real Time Interface): Les algorithmes de commande qui sont implantés dans la carte *DS1104* sont développés dans l'environnement de programmation Matlab /Simulink. La Real-Time-Interface (*RTI*) qui est une bibliothèque créée pour le système *DS1104*, fournit des blocs Simulink permettant une configuration graphique des entrées analogiques/digitales, des sorties digitales/analogiques, des lignes d'E/S numériques, de l'interface codeur incrémental et de la génération *MLI*. La *RTI* conjointement avec la Real-Time Workshop gère de façon automatique le code de l'algorithme de commande

en temps réel qui est implanté directement sur la carte de contrôle *DS1104*. Dans le cadre de notre travail on utilise les blocs *RTI* suivants: Bloc *DS1104ADC* $E_1/E_2/E_3$,

-Entrées des courants de la charge $i_{ch_1}, i_{ch_2}, i_{ch_3}$; 3 entrées analogiques

-Bloc *DS1104MAX ADC*, Entrées des tensions de la source v_{s1}, v_{s2}, v_{s3} et de la tension du bus continu v_{dc} 4 entrées analogiques.

-Bloc *DS1104 DCA*, $S_1/S_2/S_3$, sortie des courants de référence $i_{f1ref}, i_{f2ref}, i_{f3ref}$; 3 sorties numériques.

- c. RTW (Real Time Workshop): Ce programme compile les fichiers Simulink et génère automatiquement un code en *langage C*. Toutes les spécifications pour convertir le modèle Simulink dans un fichier en *langage C*, comme par exemple les priorités entre interruptions, peuvent être contrôlées par l'utilisateur.
- d. Control Desk: Le logiciel d'interface homme-machine nommé Control Desk fournit toutes les fonctions nécessaires pour le contrôle, l'accompagnement et l'automatisation des essais en temps réel. Avec ce logiciel on peut modifier les paramètres du régulateur des algorithmes d'identification et de commande en temps réel sans la nécessité de compiler le code source qui est produit par le *RTI* à chaque modification. De plus, il est possible de sauvegarder les signaux qui représentent les variables électriques du système et les exporter vers l'environnement Matlab.

Des modifications de l'interface de contrôle peuvent être effectuées en temps réel, même quand le système est en fonctionnement. Il existe aussi la possibilité de bloquer l'autorisation de l'utilisateur à certains paramètres de commande de l'interface en garantissant ainsi une sécurité aux essais expérimentaux [5],[15],[24],[37],[38].

VI.2.3.1.c Architecture interne de la carte *DS1104*

L'architecture interne de la carte *DS1104* se présente comme illustrée dans la figure (VI.4) [37]:

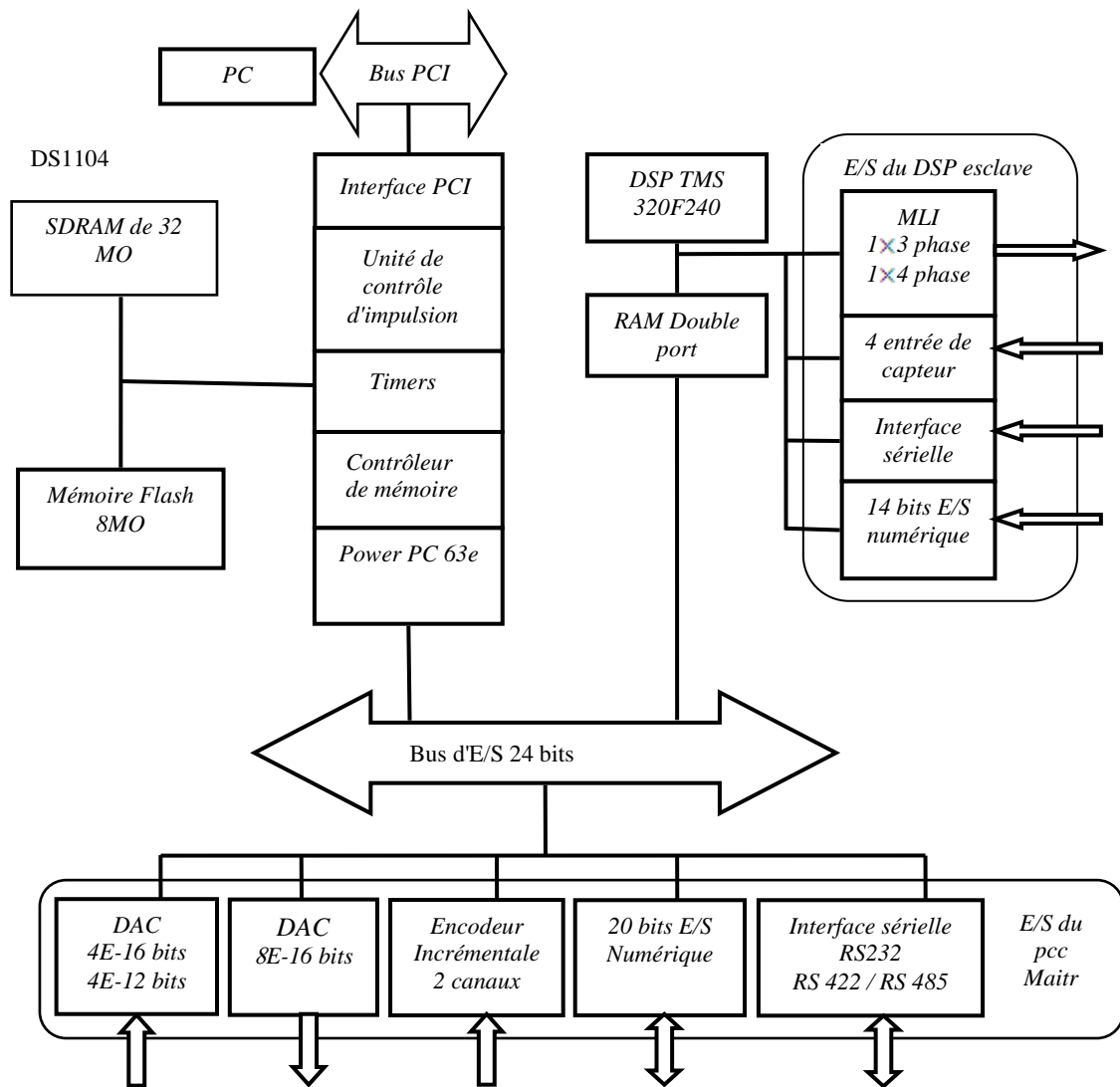


Fig.(VI.4): Architecture interne de la carte DS1104.

VI.2.3.1.d Les étapes d'implémentation dans la carte DSPACE

Dans cette section, nous allons tout d'abord présenter les étapes nécessaires à la réalisation d'un essai expérimental à l'aide du système DSPACE. Les étapes sont les suivantes:

1- La carte DSPACE et le logiciel Matlab/Simulink doivent être installés dans le PC. En effet, le système de développement de la société DSPACE est intégré à l'environnement Simulink afin de bénéficier d'un chaînage complet de la simulation à la validation expérimentale.

2- Un modèle Simulink du système étudié doit être réalisé à l'aide des blocs de la bibliothèque Matlab/Simulink. Ce modèle ne doit pas inclure les éléments de puissance (charge, résistance, inductance, IGBTs,....etc.) mais seulement modéliser la partie commande à tester expérimentalement (identification des courants harmoniques et régulation de la tension aux bornes du condensateur). Ensuite, on ajoute des blocs entrées/sorties d'interface

(CAN, CNA) de la bibliothèque *DSPACE* au modèle Simulink précédent afin de faire la liaison entre le système physique et la carte *DSPACE*.

3- Le modèle précédent doit alors être implanté sur la carte *DS1104*. Cela est réalisé à l'aide de l'outil d'interface temps réel *RTI* (Real-Time Interface). Cet outil traduit d'abord le modèle Simulink en *code C*, puis le *code C* est compilé afin de générer un fichier exécutable pour le processeur résidant sur la carte *DS1104*. Enfin, le fichier exécutable est téléchargé. Cette étape associe le modèle Simulink au système *DS1104* à travers le bloc *RTI Data* qui apparaît alors au niveau du fichier Simulink.

4- Une fois le modèle téléchargé dans *DS1104*, un nouveau fichier doit être établi (via Control Desk Layout) pour contrôler le système étudié. Cela nous permet de réaliser différentes fonctions de contrôle telles que démarrer/arrêter l'expérimentation, changer en ligne les valeurs des paramètres du système et visualiser les signaux mesurés. Pour la carte analogique, nous avons besoin a priori de trois capteurs pour mesurer les trois courants du filtre. Dix capteurs seraient donc théoriquement nécessaires pour notre commande. Sachant que nous avons un montage 3 fils et un système équilibré de tensions, on a donc les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{ch_1} + i_{ch_2} + i_{ch_3} = 0 \\ i_{f_1} + i_{f_2} + i_{f_3} = 0 \\ v_{s_1} + v_{s_2} + v_{s_3} = 0 \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

Ainsi, afin de réduire le nombre des capteurs, on peut donc générer le troisième terme (phase) à partir des deux premiers termes (phase a et phase b), comme suit:

$$\begin{cases} i_{ch_3} = (-i_{ch_2} + i_{ch_1}) \\ i_{f_3} = -(i_{f_2} + i_{f_1}) \\ v_{s_3} = -(v_{s_2} + v_{s_1}) \end{cases} \quad (\text{VI.2})$$

VI.2.3.2 Partie analogique

Avant que nous présentions la validation expérimentale des résultats de simulation obtenus pour la commande à hystérésis, nous allons alors présenter la deuxième partie de la commande, le contrôleur de courant analogique qui comparera les courants de référence obtenus en sortie du système *DSPACE* avec les courants produits par le filtre actif afin de générer les ordres de commande d'onduleur. La figure (VI.5) présente la photographie de la carte analogique intégrant la commande par hystérésis. Cette carte est conçue et réalisée au sein du laboratoire. Elle est réalisée par des amplificateurs opérationnels de type *LF 356* et des portes logiques *CMOS*.

Les drivers *SKHI22* qui commandent chaque bras de l'onduleur sont alimentés avec une tension continue de *CMOS* (0-15V). En plus, les ordres de commutation issus de la carte *DS1104* ont une tension *TTL* (0-5V). 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 un seul source de tension continu de 15V, pour produire la tension 5V pour alimenter les circuits intégrés, deux régulateurs de tension *LM7805* sont utilisés. Cette circuit d'interface peut amplifier jusqu'aux huit entrées.

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



Fig.(0.1): Boîtier du circuit amplificateur.

Ce circuit est alimenté par un générateur de tension de 15V.

VI.3 Résultats expérimentaux et Interprétations

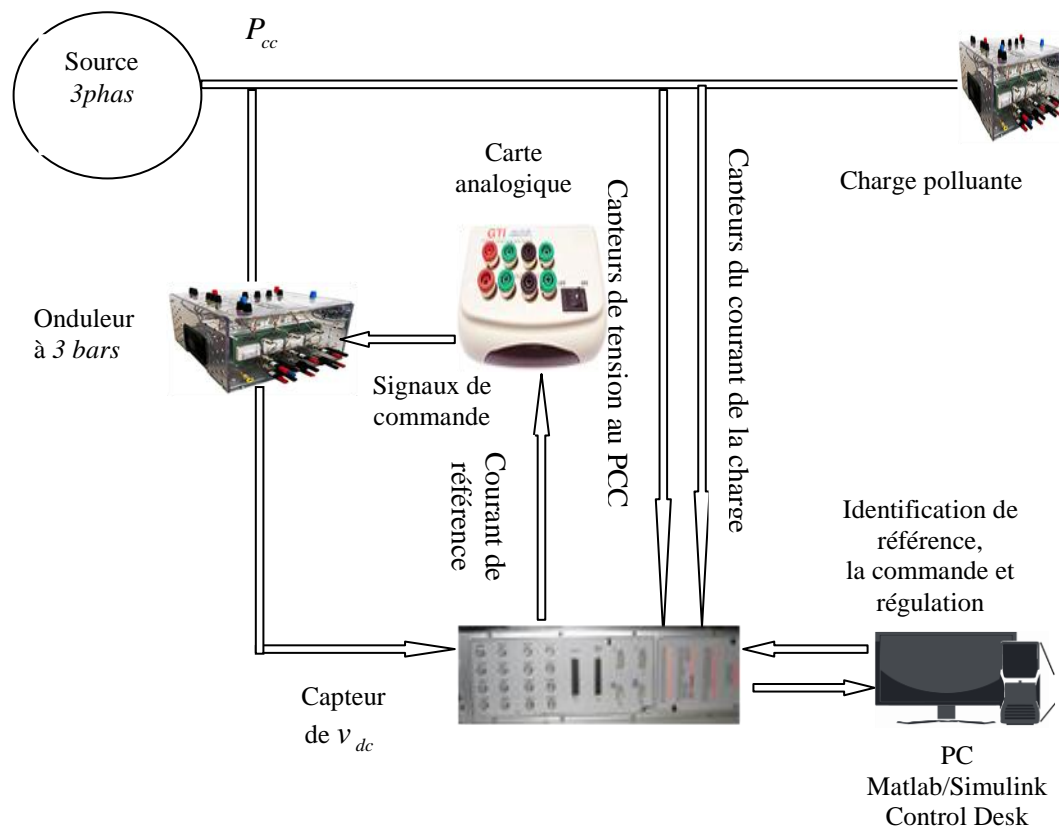


Fig.(VI.6): Schéma unifilaire de principe de la plateforme expérimentale.

Les résultats expérimentaux obtenus sont illustrés sur les figures ci-dessus montrent la compensation en utilisant la méthode de $p-q$ comme méthode d'identification des références, le compensateur peut compenser simultanément les courants harmoniques dus à la charge non linéaire (redresseur), l'énergie réactive avec filtre actif parallèle à commande hystérésis, et le régulateur proportionnel pour réguler la tension continu aux bornes du condensateur.

VI.3.1 Comportement du FAP en régime permanent

✓ Compensation des courants des harmoniques

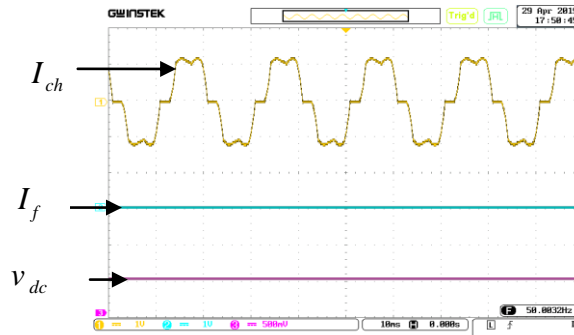


Fig.(VI.7): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant de charge I_{ch} , courant de filtre I_f et tension de bus continu v_{dc} avant l'insertion du FAP.

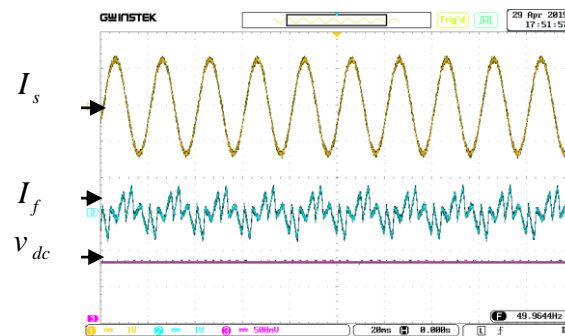


Fig.(VI.8): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant de source I_s , courant de filtre I_f et tension de bus continu v_{dc} après l'insertion du FAP.

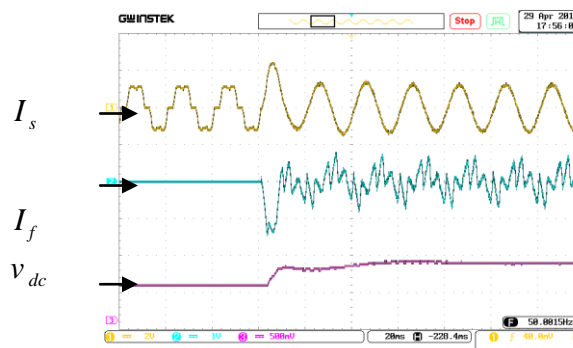
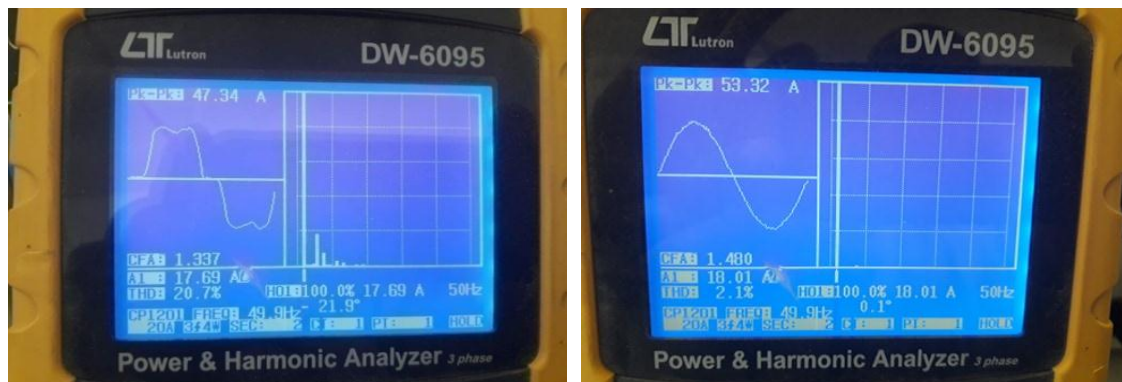


Fig.(VI.9): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant de source I_s , courant de filtre I_f et tension de bus continu v_{dc} avant/après l'insertion du FAP.

➤ Discussion

- Les figures(IV.7) et (IV.8): Avant l'insertion FAP nous remarquons que le courant de charge « I_{ch} » et de source« I_s » ont la même forme (une forme distordue) et que le courant du filtre est nul comme il est montré dans la figure (VI.7). Après l'insertion du filtre actif parallèle, on remarque une grande amélioration de l'allure du courant de source, comme il est illustré dans la figure (IV.8) c.-à-d. le courant de source est filtré à un niveau assez satisfaisant (« I_s »est quasi-sinusoidal). Les petits pics périodiques qui apparaissent sont dus au fait que durant les commutations des semi-conducteurs.
- Dans la figure (VI.9) la tension du bus continu est réglée par un régulateur proportionnel. 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, à une valeur de la tension« v_{dc-ref} ».



(a):

(b):

Fig.(VI.10): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant du source I_s et son spectre avant/après l'insertion du FAP.

- La figure (IV.10): a et b montre les différentes formes d'onde du courant de source avant et après 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. Après l'insertion du FAP, le courant de source est devenu quasi-sinusoidal avec un THD_i qui décroît de 20,7 % à 2,1% inférieur à 5% donc dans la limite imposée par la norme IEEE 519.

✓ Compensation des courants des harmoniques et de la puissance réactive

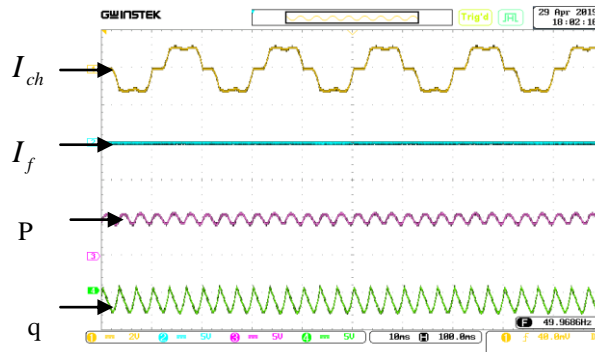


Fig.(VI.11): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant de charge I_{ch} , courant de filtre I_f et puissances instantanées active p/réactive q avant l'insertion du FAP.

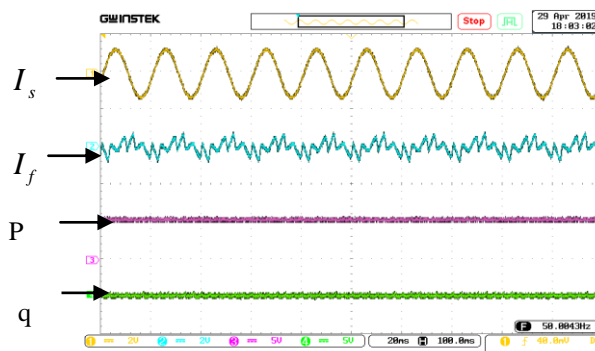


Fig.(VI.12): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant de source I_s , courant de filtre I_f et puissances instantanées active p/réactive q après l'insertion du FAP.

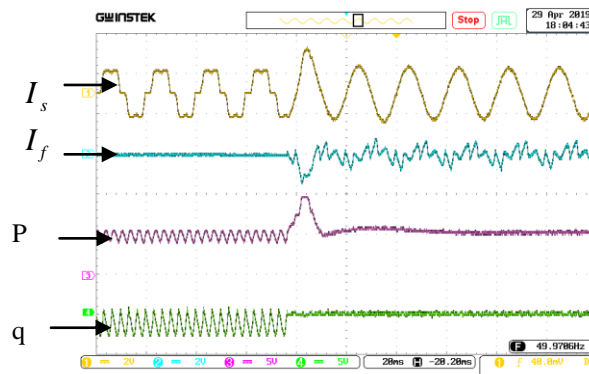


Fig.(VI.13): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant de source I_s , courant de filtre I_f et puissances instantanées active p, réactive q avant/après l'insertion du FAP.

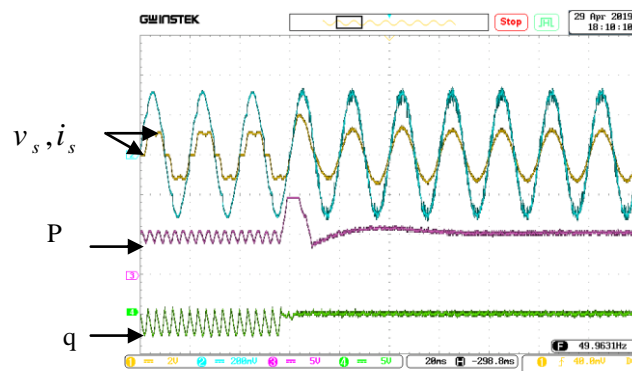


Fig.(VI.14): Résultats expérimentaux en régime permanent: Courant et tension de source I_s, v_s et puissances instantanées active p , réactive q avant/après l'insertion du *FAP*.

➤ Discussion

- Dans la figure (VI.11); nous remarquons que le courant de charge « I_{ch} », et de source « I_s » ont la même forme gégradée (distordue), et que le courant du filtre est nul (Avant l'insertion du *FAP*), aussi on constate que la puissance réactive à une valeur considérable.
- Après l'insertion du *FAP*; nous avons constaté que la forme d'onde du courant de source est proche de la forme sinusoïdale, anisi que nous remarquons que la puissance réactive est compensée, et la puissance active est devenu stable (voir les figures (VI.12) et (IV.13)).
- Les figure (IV. 15): montre qu' avant l'insertion du filtre le courant n'est pas en phase avec la tension de source 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.

VI.3.2 Comportement du FAP en régime dynamique (Changement de la charge)

Les performances du filtre actif à deux niveaux ont évalués 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 R_1L_1 : $R_{ch_1} = 8.5\Omega, L_{ch_1} = 3mH$ et Charge R_2L_2 : $R_{ch_2} = 16.5\Omega, L_{ch_2} = 3mH$.

A. Changement de la charge ($R_1L_1 \Rightarrow R_2L_2$)

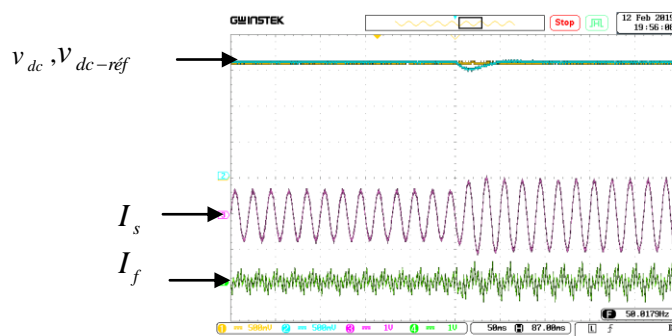


Fig.(VI.15): Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source I_s , Courant de filtre actif I_f , Tension aux bornes du condensateur v_{dc} et v_{dc-ref} .

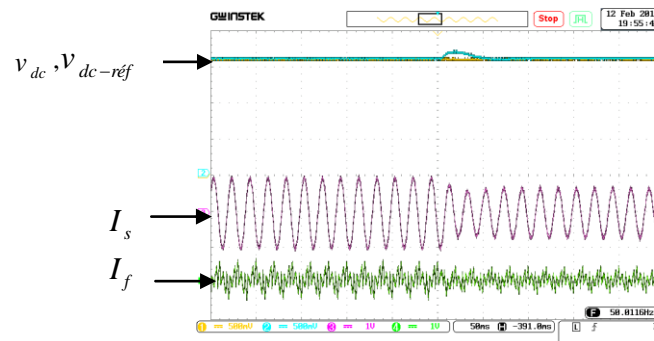
B. Changement de la charge ($R_1L_1 \Leftarrow R_2L_2$)

Fig.(VI.16): Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source I_s , Courant de filtre actif I_f , Tension aux bornes du condensateur v_{dc} et v_{dc-ref} .

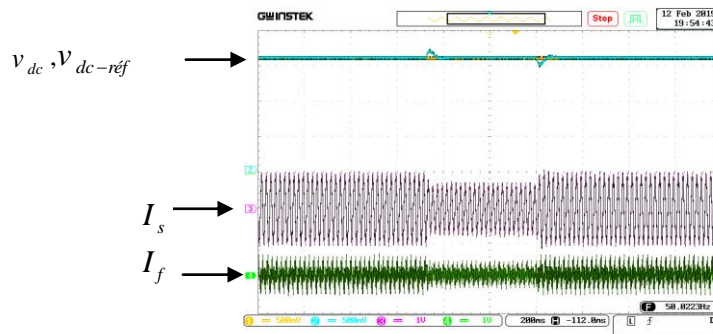
C. Changement de la charge ($R_1L_1 \Leftarrow R_2L_2 \Leftarrow R_1L_1$)

Fig.(VI.17): Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source I_s , Courant de filtre actif I_f , Tension aux bornes du condensateur v_{dc} et v_{dc-ref} .

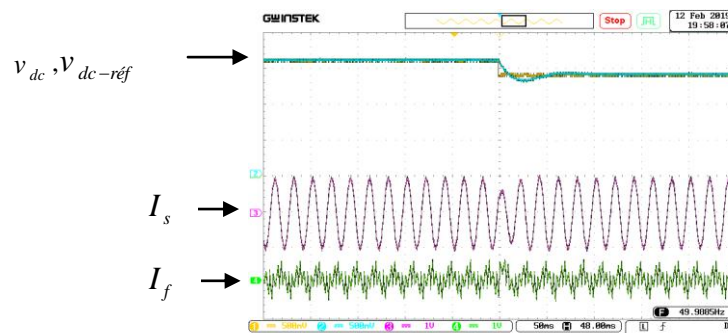
D. Changement de la tension aux bornes du condensateur de référence v_{dc-ref} :

Fig.(VI.18): Résultats expérimentaux en régime dynamique: Courant de source I_s , Courant de filtre actif I_f , Tension aux bornes du condensateur v_{dc} et v_{dc-ref} .

➤ Discussion


- Les résultats expérimentaux obtenus en régime dynamique montrent clairement l'adaptation du filtre actif aux variations de la charge. Pour les trois étudiés (Charge varie de R_1L_1 à R_2L_2 , R_2L_2 à R_1L_1 et R_1L_1 à R_2L_2 à R_1L_1). Nous constatons que les formes d'ondes des courant de la source sont presque d'une forme sinusoïdales comme présentés dans figures (VI.15, 16, et 17).
- Autre part, lors de la variations de la valeur de tension continue de référence (140V à 120V) on remarque aussi que la tension aux bornes du condensateur suit parfaitement sa référence et l'onde de courant de source reste toujours de forme sinusoïdale, comme il est illustrée dans la figure (VI.18).
- Les résultats expérimentaux obtenus dans ce travail montrent que le filtre actif de puissance en régime dynamique fonctionne parfaitement et que la variation de la charge n'influe pas son bon fonctionnement.
- La régulation du courant injecté, et de la tension continue de l'onduleur ont permet au filtre actif de s'adapter à toute variation de la charge comme (voir les figures VI.15, 16, et 17).

VI.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents résultats expérimentaux obtenus pendant 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 peut 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 générale

CONCLUSION GENERALE

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 est une nouvelle solution pour le filtrage des harmoniques.

Dans ce contexte, notre travail présente dans ce mémoire a été consacré à l'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 méthode des puissances instantanées réelles et imaginaire 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 la régulateur de bus continu nous avons utilisé un simple régulateur proportionnel, avec un filtre à passe bas de première ordre.

Les résultats obtenus que soit par simulations (dans l'environnement Simulink/Matlab) ou par expérimentation (l'implantation en temps réel a été élaborée grâce à une carte contrôleur du système *DSPACE 1104*) prouvent que le filtre actif choisie peut réduire les harmoniques de courant à des valeurs inférieurs à 5 % qui répond aux normes internationales; ainsi que 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 cet mémoire est atteint. Les résultats obtenus très satisfaisantes et montrent l'efficacité et les bonnes performances du filtre actif parallèle de puissance à deux niveaux.

Finalement, dans ce travail plusieurs perspectives peuvent être évoquées. Nous pouvons citer:

Application d'autres techniques de commande du filtre actif comme on cite d'abord la commande MLI ou la commande par mode glissant, la commande non-linéaire de puissance (commande par backstepping, commande adaptative).

Application d'autre technique de régulation de bus continu par exemple des méthodes d'intelligence artificielle comme la logique floue (*Fuzzy Logic*), PSO...etc.

Développement d'autres structures du filtre actif de puissance (multi-niveaux, multi-bras) afin d'allier les points forts d'une structure aux avantages reconnus d'une commande.

Utilisation un autre méthode d'identification les courants des harmoniques des références par exemple la méthode *SRF*....etc.



Bibliographiques



BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] S. Hafsia, "Commande d'un filtre actif parallèle à quatre bras par des techniques avancées", Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider -Biskra, 2015.
- [2] D. OULD ABDESLAM, "Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ", Thèse de doctorat, Université de Haute-Alsace, 2005.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] A. RABIE, "Contribution à l'étude du filtre actif parallèle de puissance à trois niveaux", Mémoire de Magister, Université d'El-Oued, 2012.
- [7] S. MOUTTOU, "Nouvelles Approches de Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Source De Courant", Mémoire présenté à l'université du Québec à Trois-Rivières comme exigence partielle de la maîtrise en génie électrique, Université du Québec à Trois-Rivières, 2002.
- [8] 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.
- [9] A. OMEIRI, " Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant", Thèse de doctorat d'état, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2007.
- [10] 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.
- [11] H. KOUARA, " Contribution contrôle d'un filtre actif parallèle triphasé à quatre fils dans un milieu perturbé", Thèse de doctorat en sciences, Université de Batna, 2015.
- [12] M. BENGOURINA, "Etude et mise au point d'un filtre actif parallèle d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique", Mémoire de Magister, Université des Sciences et de Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2012.
- [13] L. ZELLOUMA, "Filtrage actif parallèle des harmoniques du courant générés par un pont redresseur triphasé non commandé", Mémoire de magister, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2006.

- [14] L. ZELLOUMA, "Contribution à l'étude du filtrage des harmoniques des réseaux de distribution à l'aide du filtre actif ", Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2010.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] H. Melle, "Analyse harmonique dans un réseau électrique avec une production d'énergie éolienne", Mémoire de Magister, Université Setif 1, 2013.
- [18] 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.
- [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] T. BENSLIMANE, "Commande numérique d'un filtre actif parallèle autonome", Mémoire de magister, Ecole Militaire polytechnique, 2004.
- [21] M. ELBAR, "Commande d'un filtre actif triphasé à quatre fils", Mémoire de Magister, Ecole Militaire polytechnique, 2008.
- [22] I. BOUYAKOUB, "Identification des courants harmoniques par la stratégie neuromimétique: Applications au filtre actif parallèle", Thèse de doctorat en sciences, Université des Sciences et de Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2017.
- [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] I. GHADBANE, "Etude et réalisation d'un filtre actif parallèle en utilisant différentes stratégies de contrôle", Thèse de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider-Biskra, 2016.
- [25] M. MAGRAOUI, "Validation de techniques de commande d'un filtre actif parallèle, Mémoire présente à l'école de technologie supérieure, Université du Québec, 2007.
- [26] K. ALIOUANE, "Contribution à l'étude du fil trage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle", Thèse de doctorat de I.N.P.L, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995.
- [27] H. GUENDOUZ, "Compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension", Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2008.

- [28] 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.
- [29] S.H. SHAHALAMI, "Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable", Thèse de doctorat en sciences, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2001.
- [30] S. BEAULIEU, "Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique", Mémoire présentée comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, Université du Québec à Chicoutim 1, 2007.
- [31] X. JIANHONG, "Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d'électricité", Thèse en vue de l'obtention du doctorat de l'I.N.P.L, 1994.
- [32] A. CHAOUI, "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires", Thèse du grade de doctorat, Université de Abbas-Sétif, 2010.
- [33] 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.
- [34] M. BOUKAIS et B. MAHIDDINE, "Etude et réalisation d'un filtre actif triphasé", Mémoire d'ingénieur d'état, Ecole Militaire polytechnique,2001.
- [35] I. Etxeberria-Otadui, "Sur les Systèmes de l'Electronique de Puissance dédiés à la Distribution Electrique-Application à la Qualité de l'Energie", Thèse de Doctorat de l'Institut Nationale Polytechnique de Grenoble-France, 2003.
- [36] B. BOUGHAZI, "Etude et réalisation d'un filtre actif parallèle de puissance", Mémoire de Magistère, Université-Oran, 2013.
- [37] DSPACE Catalog 2009, "DS1104 R & D controller board hardware installation and configuration for DS1104", Paderborn, Germany,2004.
- [38] www.dSPACE.com,"Cost-effective system for controller development", Paderborn, Germany,2019.
- [39] L.Lasne, "Electronique de puissance-Cours, études des cas et exercices corrigés", 2eEdition, Pris: DUNOD, 2015.



Annexes

ANNEXES

ANNEXE A

A.1 Principales caractéristiques du DS1104

Data Sheets

DS1104 Data Sheet

The following table shows the data sheet of the DS1104 R&D Controller Board.

Parameter	Characteristics
Processor	<ul style="list-style-type: none"> • MPC8240 processor with PPC603e core and on-chip peripherals • 64-bit floating-point processor • 250 MHz CPU • 2 x 16 KB cache; on-chip • On-chip PCI bridge (33 MHz)
Memory	<ul style="list-style-type: none"> • Global memory: 32 MB SDRAM • Flash memory: 8 MB
Timer	<ul style="list-style-type: none"> • 1 sample rate timer (decrementer): 32-bit down counter, reload by software, 40 ns resolution • 4 general purpose timer: 32-bit down counter, reload by hardware, 80 ns resolution • 1 time base counter: 64-bit up counter, 40 ns resolution, range 23400 years
Interrupt controller	<ul style="list-style-type: none"> • 5 timer interrupts • 2 incremental encoder index line interrupts • 1 UART interrupt • 1 slave DSP interrupt • 1 slave DSP PWM interrupt • 5 ADC end of conversion interrupts • 1 host interrupt • 4 user interrupts from the I/O connector
ADC 1 x 16-bit ADC with mux	<ul style="list-style-type: none"> • 4 muxed channels equipped with one 16-bit sample & hold ADC Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneous • 16-bit resolution • ± 10 V input voltage range • 2 μs conversion time • ± 5 mV offset error • ± 0.25 % gain error • 4 ppm/K offset drift • 25 ppm/K gain drift • >80 dB signal-to-noise ratio (SNR)

Parameter	Characteristics
ADC 4 x 12-bit ADC	<ul style="list-style-type: none"> • 4 channels each equipped with one 12-bit sample & hold ADC • Note: 5 ADC channels (1 x 16-bit + 4 x 12-bit) can be sampled simultaneous • 12-bit resolution • ± 10 V input voltage range • 800 ns conversion time • ± 5 mV offset error • ± 0.5 % gain error • 4 ppm/K offset drift • 25 ppm/K gain drift • >65 dB signal-to-noise ratio (SNR)
DACs 8 x 16-bit DAC	<ul style="list-style-type: none"> • 16-bit resolution • ± 10 V output voltage range • ± 5 mA maximum output current • Max. 10 μs settling time (full scale, accuracy 1/2 LSB) • ± 1 mV offset error • ± 0.1 % gain error • 13 ppm/K offset drift • 25 ppm/K gain drift • >80 dB signal-to-noise ratio (SNR)
Digital I/O	<ul style="list-style-type: none"> • 20-bit parallel I/O • Single bit selectable for input or output • ± 5 mA maximum output current • TTL output/input levels
Digital Incremental Encoder Interface (2 x 24 bit)	<ul style="list-style-type: none"> • 2 channels • Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input • Fourfold line subdivision • Max. 1.65 MHz input frequency, i.e. fourfold pulse counts up to 6.6 MHz • 24-bit loadable position counter • Reset on index • 5 V/0.5 A sensor supply voltage
Serial interface	<ul style="list-style-type: none"> • 1 serial UART (universal asynchronous receiver and transmitter) • Selectable transceiver mode: RS232/RS422/RS485 • Max. baudrate RS232: 115.2 kBaud • Max. baudrate RS422/RS485: 1 MBaud

Data Sheets

Parameter	Characteristics
Slave DSP subsystem	<ul style="list-style-type: none">• Texas Instruments TMS320F240 DSP• 16-bit fixed-point processor• 20 MHz clock frequency• 64 K x 16 external program memory• 28 K x 16 external data memory• 4 K x 16 dual-port memory for communication• 16 K x 16 flash memory• 1 x 3-phase PWM output• 4 x 1-phase PWM output• 4 capture inputs• SPI (serial peripheral interface)• Max. 14-bit digital I/O• TTL output/input levels for all digital I/O pins• ± 13 mA maximum output current
Host interface	<ul style="list-style-type: none">• 32-bit PCI host interface• 5 V PCI slot• 33 MHz ± 5 %
Physical size	PCI 185 x 106.68 mm (7.28 x 4.2 in)
Ambient temperature	0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)
Cooling	Active cooling by fan
Power supply	<ul style="list-style-type: none">• +5 V ± 5 %, 2.5 A• +12 V ± 5 %, 0.3 A• -12 V ± 5 %, 0.2 A
Power consumption	18.5 W

CP1104 Data Sheet

The following table shows the data sheet of the CP1104 Connector Panel.

Parameter	Characteristics
Grounding	The enclosure and the front panel are not grounded.
Cable length	2 m (6.6 ft) standard
Physical size (with desktop enclosure) (length x depth x height)	281 x 142.5 x 70 mm (11.06 x 5.61 x 2.75 in)
Space needed for 19" rack mount	Height 3 U; width 10.8"
Weight	Approx. 2.2 kg (4.8 lbs); incl. enclosure and shielded ribbon cables

CLP1104 Data Sheet

The following table shows the data sheet of the CLP1104 Connector/LED Combi Panel.

Parameter	Characteristics
Power consumption	5 V; max. 100 mA (via DS1104 board)
Grounding	The enclosure and the front panel are not grounded.
Cable length	2 m (6.6 ft) standard
Physical size (with desktop enclosure) (length x depth x height)	433.5 x 142.5 x 70 mm (17.07 x 5.61 x 2.75 in)
Space needed for 19" rack mount	Height 3 U; width 16.8"
Weight	Approx. 2.5 kg (5.5 lbs); incl. enclosure and shielded ribbon cables

A.2 Schéma de panneau de connexion CP1104

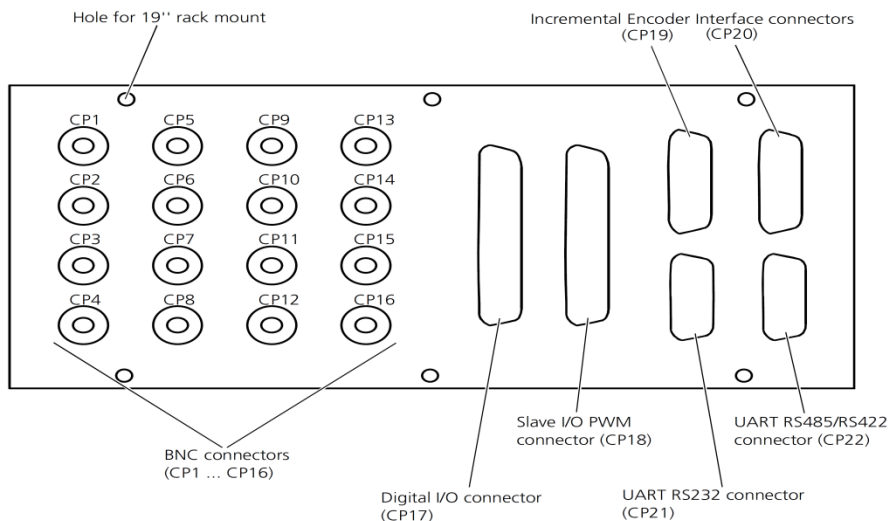
Connector Pinouts and LEDs



WARNING! Hazardous voltages.

Risk of electric shock and/or damage to the hardware.

- Do not connect any high-voltage devices to the I/O connectors of the panel.



For the CP1104 and CLP1104 Connector Panels, the total load of **all** connector pins that provide access to the PC power supply must not exceed 500 mA (CP1104) or 400 mA (CLP1104).

The VCC lines are protected against short circuits by a common multifuse on the DS1104.

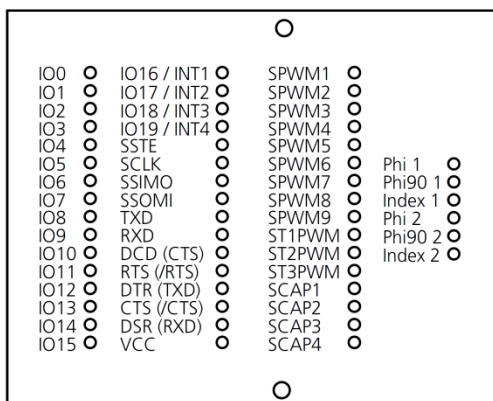
A.3 Panneau de LED de CLP1104

Connector Pinouts and LEDs

CLP1104 LED Assignments

The CLP1104 Connector/LED Combi Panel additionally provides an array of 54 LEDs, which indicate the states of the digital signals.

In the illustration below you will find the signal names as labeled on the panel template.



The LEDs display the TTL signal level, not the active status of the signal. (TTL "high" → LED is on; TTL "low" → LED is off).

In order to keep the loading of the signals as low as possible, the LEDs are run through buffers.

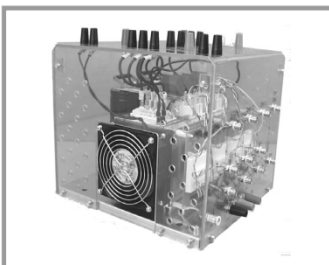
For the incremental sensor signals, there are buffers with true differential inputs. The pulse length of data signals of the UART (RXD, TXD) is extended to make even small blocks of data visible.

The power required by the LEDs is taken from the DS1104's supply voltage (VCC).

ANNEXE C

Catalog: Onduleur de tension à deux niveaux de marque SEMIKRON référence:
SEMITEACH IGBT SKM50GB 123D+SKD51+P3/250F.

SEMISTACK - IGBT



SEMITRANS Stack¹⁾

Three-phase rectifier +
inverter with brake
chopper

SEMITEACH - IGBT
SKM 50 GB 123D
SKD 51
P3/250F

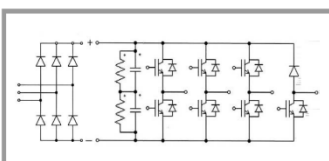
Features

- Multi-function IGBT converter
- Transparent enclosure to allow visualization of every part
- IP2x protection to minimize safety hazards
- External banana/BNC type connectors for all devices
- Integrated drive unit offering short-circuit detection/cut-off, power supply failure detection, interlock of IGBTs + galvanic isolation of the user
- Forced-air cooled heatsink

Typical Applications

- Education: One stack can simulate almost all existing industrial applications:
 - 3-phase inverter+brake chopper
 - Buck or boost converter
 - Single phase inverter
 - Single or 3-phase rectifier

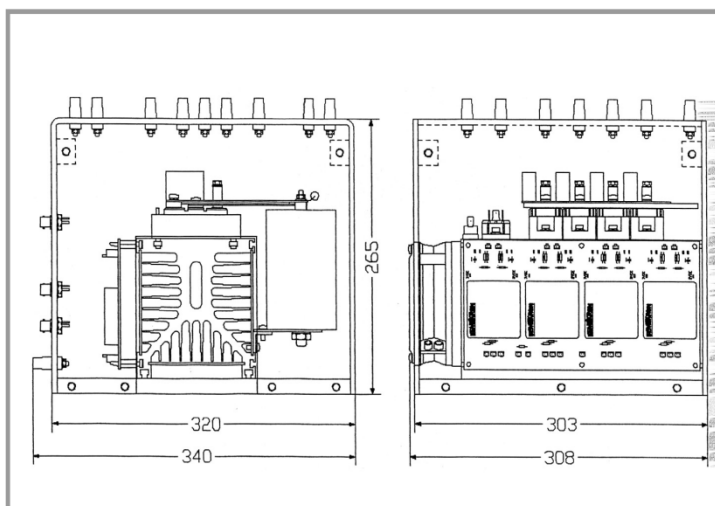
¹⁾ Photo non-contractual



B6U + B6CI + E1CIKF

Circuit	I _{rms} (A)	V _{ac} / V _{dcm} max	Types
B6CI	30	440 / 750	SEMITEACH - IGBT

Symbol	Conditions	Values	Units
I _{rms}	no overload	30	A
V _{CES}	IGBT - 4x SKM 50 GB 123D	1200	V
V _{CE(SAT)}	I _C = 50A, V _{GE} = 15V, chip level; T _J = 25(125)°C	2,7 (3,5)	V
V _{GES}		±20	V
I _C	T _{case} = 25 (80)°C	50 (40)	A
I _{CM}	T _{case} = 25 (80)°C; t _p = 1ms	100 (80)	A
V _{in(max)}	Rectifier - 1x SKD 51/14		
	without filter	3 x 480	V
	with filter	3 x 380	V
C _{eqvl}	DC Capacitor bank - Electrolytic 2x 2200µF/400V	1100 / 800	µF / V
V _{DCmax}	total equivalent capacitance	750	V
	max. DC voltage applied to the capacitor bank		
Power supply Current consumption	Driver - 4x SKHI 22	0 / 15	V
	max; per driver	16	mA
Thermal trip	Normally Open type (NO)	71	°C



General dimensions

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.