



Faculté de la technologie
Département de Génie Electrique
Réf:.....

كلية التكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT EN SCIENCES
Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Intitulé

**Commande par Réseaux de Neurones Artificiels
d'un Filtre Actif Parallèle Triphasé**

Présentée par :

BEN AMAR Asma

Soutenue publiquement le : 28/06/2022

Devant le jury composé de :

BEN ATTOUS Djilani	Professeur	Université d'El Oued	Président
ZELLOUMA Laid	Professeur	Université d'El Oued	Rapporteur
BENCHOUIA M. Toufik	Professeur	Université de Biskra	Co- Rapporteur
ALLAGE Abdelkrime	Professeur	Université d'El Oued	Examineur
RABHI Boualaga	Professeur	Université de Biskra	Examineur
GUIA Talal	M.C.A	Université d'El Oued	Examineur
SRAIRI Kamel	Professeur	Université de Biskra	Invité

Avant Propos

Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé au niveau de Laboratoire d'Exploitation et de Valorisation des Ressources Energétiques Sahariennes (LEVRES) de l'Université d'El-Oued.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse Monsieur ZELLOUMA Laid, professeur à l'Université d'El-Oued, pour m'avoir encadré et soutenu, pour la confiance qu'il m'a accordée, de m'orienter tout au long de la préparation de cette thèse, et pour m'avoir offert la possibilité de réaliser mon projet au sein du laboratoire.

Je tiens à remercier aussi mon co-directeur de thèse, Monsieur BENCHOUIA Mohamed Toufik pour son aide et serviabilité, à qui j'exprime ma profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier également vivement les enseignants qui ont accepté d'être membres du jury de ma thèse :

- Monsieur BEN ATTOUS Djilani, Professeur à l'Université d'El-Oued, pour avoir accepté de présider ce jury,
- Monsieur BOUALAGA RabhiA, Professeur à l'Université de Biskra,
- Monsieur ALLAGE Abdelkrime, Professeur à l'Université d'El-Oued,
- Monsieur GUIA Talal, Maître de conférences à l'Université d'El-Oued,
- Monsieur SRAIRI Kamel, Professeur à l'Université de Biskra.

Il m'est difficile d'exprimer tout ce que je dois à ma famille, particulièrement à mon défunt papa et ma maman, mes frères et sœurs pour l'incalculable soutien et les nombreux encouragements que j'ai toujours reçus de leur part, mon époux Tidjani pour tout ce qu'il a fait pour moi, Il a beaucoup sacrifié pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis.

Finalement, je tiens à exprimer ma reconnaissance à toutes les personnes qui ont participé d'une manière ou d'une autre à son aboutissement, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.

Titre : Commande par Réseaux de Neurones Artificiels d'un Filtre Actif Parallèle Triphasé

Résumé

Dans cette thèse, nous présentons des réseaux de neurones de type Adaline pour le filtrage des courants harmoniques par un filtre actif parallèle. Ces réseaux de type Adaline possèdent une structure simple et facile à réaliser.

L'identification de ces courants harmoniques sera réalisée par la méthode des puissances instantanée réelle et imaginaire et par la méthode du référentiel synchrone. Dans chacune de ces deux méthodes, nous avons développé les filtres d'extractions suivants : filtre multi-variable, filtre multi-variable neuronal et filtre passe-bas neuronal. Les filtres multi-variables opèrent dans le repère $\alpha\beta$ et les filtres passe bas opèrent dans le repère dq. Ces différentes variantes des méthodes d'identifications sont testées par simulation dans le cas d'un filtre actif parallèle à trois fils et dans le cas d'un filtre actif parallèle à quatre fils. Les résultats des simulations obtenus montrent que les variantes neuronales d'identification donnent des performances excellentes.

Afin d'identifier les courants harmoniques dans le repère des courants triphasés, nous avons présenté la méthode neuronale directe. Cette méthode est testée par simulation et élaborées expérimentalement sur un banc d'essai au laboratoire LEVRES. Les résultats obtenus ont été très satisfaisants et montrent l'efficacité du modèle proposé pour la dépollution du réseau électrique.

Afin de réguler la tension du bus continu dans le filtre actif parallèle, la régulation par backstepping est développée puis testée. Le régulateur par backstepping a donné des meilleures performances dynamiques par rapport à celles du régulateur PI. Le régulateur par backstepping n'engendre pas de dépassements en régime transitoire. Par contre en régime permanent, il donne les mêmes performances que celles d'un régulateur PI.

Mots Clés : Méthode des PIRI, Méthode SRF, Compensation des harmoniques, Réseaux de Neurones Artificiels, Adaline, Régulateur par backstipping, Régulateur PI.

Title: Artificial Neural Networks Control of Three-Phase Power Active Filter

Abstract

This thesis presents Adaline type of neuronal network in order to mitigate harmonic currents by shunt active filter. These Adaline networks have a simple structure and it is easy to construct.

The identification of harmonic currents will be carried out by instantaneous real and imaginary powers method and by the synchronous reference frame method. In these two methods, we developed the following extraction filters: self-tuning filter, neural self-tuning filter and neural low-pass filter. Self-tuning filters operate in the $\alpha\beta$ frame, while low pass filters operate in the dq frame. These different variations of the identification methods were tested by simulation in the case of a three-wire shunt active filter and in the case of a four-wire shunt active filter. Simulation results showed that the neuronal identification methods give excellent performance.

In order to identify the harmonic currents in the three-phase currents frame, we presented the direct neural method. This method is tested by simulation and developed experimentally at LEVRES laboratory. Simulation results obtained were very satisfactory and show the efficiency of the proposed model for pollution control of the electrical system.

In order to regulate the DC bus voltage of shunt active filter, backstepping controller is developed and tested. Backstepping controller gave better dynamic performance compared to that of the PI controller. The backstepping adjustment does not lead to overshoots in transient conditions. On the other hand, in steady state, Backstepping controller gives the same performance as a PI regulator.

Keywords: PQ Method, SRF Method, Harmonic Compensation, Artificial Neural Networks, Adaline, Backstipping controller, PI controller.

العنوان: تحكم عن طريق الشبكات العصبية الاصطناعية لمصفاة نشطة متوازنة ثلاثية الطور

ملخص

تقدم هذه الأطروحة إحدى تقنيات الشبكات العصبية من نوع أدلين. تمكن هذه التقنية من تحديد الاضطرابات في الشبكة الكهربائية وتستعمل في مصفأة نشطة متوازنة لتصفية توافقيات التيار و بالتالي تحسين جودة الطاقة الكهربائية. تتمتع هذه النوعية من الشبكات العصبية ببنية بسيطة وسهلة التشكيل.

نقوم بتحديد التيارات التوافقية بطريقة الإستطاعة اللحظية الحقيقية التخييلية (PIRI) وبواسطة طريقة المعلم التزامني (SRF). في هاتين الطريقتين، قمنا بتطوير مرشحات الاستخراج التالية: مرشح متعدد المتغيرات (FMV)، مرشح تمرير منخفض عصبي و مرشح عصبي متعدد المتغيرات عصبي. تعمل المرشحات متعددة المتغيرات في المعلم $\alpha\beta$ ، وتعمل مرشحات التمرير المنخفض في المعلم dq. تم اختبار مرشحات الإستخراج المذكورة سابقا عن طريق محاكاة الفلتر النشط المتوازي ذو ثلاثة أسلاك وكذا الفلتر النشط المتوازي رباعي الأسلاك، حيث أظهرت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها أن المرشحات التي تستخدم التقنية العصبية تعطي أداءً ممتازاً من ناحية تحديد التيارات التوافقية وتصفيتها.

قمنا بدراسة الطريقة العصبية المباشرة من أجل تحديد التيارات التوافقية. تم اختبار هذه الأخيرة بواسطة المحاكاة ثم تطويرها تجريبياً في مخبر إستغلال و تجميع الموارد الطاقوية الصحراوية (LEVRES). حيث أن نتائج المحاكاة المتحصل عليها كانت مرضية للغاية، ووضحت كفاءة النموذج المقترح للتحكم في تلوث شبكة الكهرباء.

من أجل تنظيم جهد ناقل التوتر المستمر في المرشح النشط المتوازي، تم تطوير منظم خطوة إلى الوراء (Backstepping) و اختباره. أعطى هذا المنظم أداءً ديناميكياً أفضل مقارنة بالمنظم النسبي التكاملي (PI)، فهو لا يسبب تجاوزات في المراحل العابرة. أما في الحالة المستقرة فإن أداء منظم خطوة إلى الوراء و المنظم النسبي التكاملي متماثلان.

كلمات مفتاحية: مصفأة نشطة متوازنة، الاضطرابات في الشبكة الكهربائية، الشبكات العصبية الاصطناعية، أدلين، المنظم النسبي التكاملي (PI) ، منظم خطوة إلى الوراء (Backstepping).

TABLE DES MATIERES

Introduction générale.....	1
1- Généralités sur les perturbations des réseaux électriques et les solutions de dépollution.....	4
1.1 Introduction.....	5
1.2 Les perturbations des réseaux électriques	5
1.2.1 Perturbations harmoniques	5
1.2.2 Creux et coupure de tension	9
1.2.3 Déséquilibre de la tension du système triphasé.....	9
1.2.4 Fluctuation de la tension.....	10
1.2.5 Variation de la fréquence	11
1.2.6 Surtension temporaire.....	11
1.3 Grandeurs caractéristiques liées aux harmoniques.....	12
1.4 Normes imposées aux harmoniques.....	14
1.5 Solutions de dépollution des réseaux électriques.....	15
1.5.1 Les solutions traditionnelles	16
1.5.1.1 Solutions de dépollution des courants harmoniques.....	16
1.5.1.2 Rééquilibrage des courants	17
1.5.1.3 Compensation de la puissance réactive.....	18
1.5.1.4 Solutions de dépollution des tensions.....	18
1.5.2 Solutions modernes	18
1.5.2.1 Le filtre actif série (FAS)	19
1.5.2.2 Le filtre actif parallèle (FAP).....	20
1.5.2.3 Le filtre actif universel (FAU).....	20
1.6 Conclusion.....	21
2- Topologie et commande du filtre actif parallèle triphasé.....	22
2.1 Introduction.....	23
2.2 Principe de fonctionnement d'un filtre actif parallèle à structure tension.....	23
2.3 Partie puissance du filtre actif parallèle.....	24
2.3.1 Onduleur de tension.....	24

2.3.2	Système de stockage de l'énergie.....	27
2.3.3	Filtre de sortie	27
2.4	Partie commande du filtre actif parallèle	28
2.4.1	Identification des courants de référence	28
2.4.2	Poursuite des courants de référence.....	33
2.4.2.1	Commande par hystérésis.....	34
2.4.2.2	Commande par hystérésis modulée.....	34
2.4.2.3	Commande des courants par MLI.....	35
2.4.3	Régulation de la tension de la source continue.....	36
2.4.3.1	Régulation proportionnel intégral (PI).....	36
2.4.3.1.1	Régulation par I_{dc}	37
2.4.3.1.2	Régulation par P_{dc}	37
2.4.3.2	Régulation par backstepping.....	38
2.4.3.2.1	Stabilité au sens de LYAPUNOV (méthode directe)	39
2.4.4	Boucle à verrouillage de phase (PLL).....	41
2.4.4.1	Structure générale de la PLL classique.....	42
2.4.4.2	Utilisation d'un filtre multi-variable	42
2.5	Conclusion.....	42
3-	Identification par les réseaux de neurones artificiels (RNA)	43
3.1	Introduction	44
3.2	Généralités sur les réseaux de neurones	44
3.3	Architecture des réseaux de neurones et types d'apprentissage.....	45
3.4	Algorithmes d'apprentissage.....	45
3.4.1	Apprentissage par correction d'erreur.....	45
3.4.1.1	Algorithme des moindres carrés	47
3.4.2	Apprentissage à rétropropagation du gradient d'erreur.....	50
3.4.3	Apprentissage compétitif.....	50
3.5	Modes d'apprentissage	50
3.5.1	Le mode d'apprentissage hors-ligne	50
3.5.2	Le mode d'apprentissage en ligne	50
3.6	Avantages des techniques neuronales.....	51
3.7	Identification des courants harmoniques par réseaux Adaline	51
3.7.1	Méthode du référentiel lié au synchronisme.....	51
3.7.2	Méthode des puissances instantanées réelle imaginaire	55

3.8 Simulation du filtre actif parallèle triphasé à trois fils.....	59
3.8.1 Cas de l'identification par la Méthode du SRF.....	59
3.8.2 Cas de l'identification par la méthode de PIRI.....	62
3.8.3 Performances du régulateur de la tension du bus continu.....	64
3.9 Simulation du filtre actif parallèle triphasé à quatre fils.....	65
3.9.1 Cas de l'identification par la méthode de SRF.....	65
3.9.2 Cas de l'identification par la méthode de PIRI.....	68
3.9.3 Régulation de la tension du bus continu	70
3.10 Conclusion.....	71
4- Comparaison des résultats de simulations et expérimentaux de la méthode neuronale directe.....	72
4.1 Introduction.....	73
4.2 Identification neuronale directe des courants harmoniques	73
4.3 Résultats des simulations	76
4.4 Validation expérimentale de la méthode neuronale directe.....	80
4.4.1 Description de la plateforme expérimentale.....	80
4.4.2 Résultats expérimentaux.....	84
4.5 Conclusion.....	87
Conclusion générale.....	88
Annexe A.....	90
Annexe B.....	93
Annexe C.....	94
Bibliographie.....	95

LISTE DES FIGURES

1.1	Analyse d'une onde déformée.....	6
1.2	Caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques.....	7
1.3	Creux de tension.....	9
1.4	Déséquilibre de la tension.....	10
1.5	Exemple de fluctuation de la tension.....	11
1.6	Variation de la fréquence.....	11
1.7	Diagramme de Fresnel des puissances.....	13
1.8	Filtre passif résonnant.....	17
1.9	Filtre passif amorti	17
1.10	Montage de Steinmetz pour le rééquilibrage.....	18
1.11	Filtre actif série	19
1.12	Filtre actif parallèle	20
1.13	Combinaison des filtres actifs série et parallèle.....	21
2.1	Structure d'un filtre actif	23
2.2	Schéma d'un FAP à structure tension connecté au réseau	24
2.3	Onduleur de tension à trois bras à structure tension relié à un réseau électrique....	25
2.4	Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de tension à trois bras.....	26
2.5	Identification par la méthode du SRF avec FPB	30
2.6	Identification par la méthode du SRF avec FMV.....	30
2.7	Méthode d'identification basée sur la méthode de PIRI avec FPB	31
2.8	Méthode d'identification basée sur la méthode PIRI avec FMV	33
2.9	Principe du contrôle par hystérésis	34
2.10	Principe du contrôle de courant par hystérésis modulée	35
2.11	Principe de contrôle du courant par MLI avec régulateur	35
2.12	Boucle de régulation de la tension du bus continue avec I_{dc}	37
2.13	Boucle de régulation de la tension du bus continue par P_{dc}	38
2.14	Schéma du régulateur par Backstepping.....	41
2.15	la structure classique d'une PLL.....	42
2.16	Structure d'une PLL avec filtre multi-variable.....	42
3.1	Les neurones biologiques.....	44

3.2	Structure d'un réseau de neurones (a une seule couche cachée).....	46
3.3	Un élément ADALINE.....	47
3.4	Illustration en dimension 1 de la descente du gradient	49
3.5	Identification des courants de références utilisant deux Adaline dans le repère $\alpha\beta$	53
3.6	Identification des courants de références utilisant des AdaLine dans le repère dq.	55
3.7	Schéma de l'identification par la méthode de PIRI avec FMV neuronaux	58
3.8	Identification des courants de références avec la méthode de PIRI avec deux FPB neuronaux	58
3.9	Résultats de simulation du côté charge	59
3.10	Résultats de simulation après filtrage.....	60
3.11	Spectre d'harmonique du courant côté source	60
3.12	Courant diphasé de référence identifié.....	61
3.13	Résultats de simulation après filtrage.....	62
3.14	Spectre d'harmonique du courant côté source	63
3.15	Courant diphasé fondamentale et harmonique identifié.....	63
3.16	Régulation de la tension du bus continu avec un régulateur PI et Backstipping.....	64
3.17	Performances face aux variations de la tension de référence du bus continu.....	64
3.18	Résultat de simulation côté charge	65
3.19	Résultats de simulation après filtrage.....	66
3.20	Courant injecté par FAP.....	66
3.21	Résultat de simulation côté source.....	67
3.22	Résultats de simulation après filtrage	68
3.23	Courant injecté du FAP	69
3.24	Résultat de simulation côté source.....	69
3.25	Régulation de la tension du bus continu avec un régulateur PI et Backstipping...	70
3.26	Performances face aux variations de la tension de référence du bus continu	71
4.1	Structure d'Adaline de la méthode d'identification directe (première phase).....	75
4.2	Modèle de l'identification sous Matlab/simulink des courants de référence (Phase a).....	76
4.3	Résultats de simulation avant l'insertion de filtre	76
4.4	Résultats de simulation lors de l'insertion du filtre	77
4.5	Résultats de simulation après l'insertion de filtre	78
4.6	Résultats de simulation avec variation de la charge	79
4.7	Convergence des poids de l'Adaline	79
4.8	Spectre d'harmonique de courant côté source	80

4.9	Schéma de la plateforme expérimentale.....	80
4.10	Onduleur de tension SEMIKRON	82
4.11	Les éléments d'interface nécessaire.....	82
4.12	Schéma de panneau de connexion CP1104.....	83
4.13	Boitier du circuit amplificateur.....	84
4.14	Résultats expérimentaux avant l'insertion du FAP.....	85
4.15	Résultats expérimentaux durant l'insertion du FAP.....	85
4.16	Résultats expérimentaux après l'insertion du FAP.....	86
4.17	Spectre d'harmonique du courant de la source i_{sa}	86
4.18	Résultats expérimentaux du FAP lors d'une variation de charge.....	87
A.1	Schéma globale du système étudié avec FAP à 3 fils.....	90
A.2	Schéma globale du système étudié avec un FAP à quatre fils.....	91
A.3	Charges déséquilibrées utilisées en simulation avec un FAP à quatre fils.....	92
B.1	Principe du FMV.....	93

LISTE DES TABLEAUX

1.1	Limites de distorsion de courant pour les systèmes généraux de distribution (120 V à 69 KV).....	14
1.2	Limites de distorsion en tension.....	14
1.3	Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (norme CEI 61000-2-2).....	15
1.4	Limites des composantes harmoniques en courant (norme IEC 61000-3-2).....	15
2.1	Tension générées par l'onduleur de tension à trois bras.....	26
2.2	Critères et définition d'une bonne qualité de régulation.....	36
3.1	Taux de distorsion harmonique côté de la source.....	68
3.2	Taux de distorsion harmonique côté de la source	70
4.1	Eléments constituant la plateforme expérimentale.....	81
Annexes		
Table. A.1	Paramètre du FAP à trois fils.....	91
Table. A.2	Paramètres du FAP à quatre fils.....	92
Table. C.1	Caractéristiques de l'onduleur de tension.....	94

ACRONYMES

QEE	Qualité de l'Energie Electrique
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
CEI	Commission Electrotechnique Internationale
FAP	Filtre Actif Parallèle
FAS	Filtre Actif Série
FAU	Filtre Actif Universel
UPQC	Unified Power Quality Conditioner (Filtre parallèle-série actif)
PCC	Point de Couplage Commun
PF	Facteur de puissance
THD	Taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distorsion)
THD _i	Taux de distorsion harmonique du courant
THD _v	Taux de distorsion harmonique de la tension
THD _{is}	Taux de distorsion harmonique du courant de la source
PLL	Phase Locked Loop (boucle à verrouillage de phase)
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée)
FPB	Filtre passe-bas (Low-Pass Filter)
FMV	Filtre Multi- Variable
SRF	Méthode de référentiel synchrone
PQ	Méthode des puissances instantanées
PI	Proportionnel-Intégral
PIRI	Puissances Instantanées Réelle et Imaginaire
ADALINE	ADAPtive LInear NEuron (réseau adaptatif linéaire)
LMS	Algorithme des moindres carrés (Least Mean Square)
MLP	Multi Layer Perceptron (perceptron multicouches)
RNA	Réseaux de Neurones Artificiels
ANFIS	Adaptive-Network-based Fuzzy Inference System

LISTE DES SYMBOLES

i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}	Courants du côté alternatif de la charge
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants du côté alternatif de la source
i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}	Courants du côté alternatif du filtre
$i_{a-ref}, i_{b-ref}, i_{c-ref}$	Courants de référence du filtre triphasé
$i_{a-ref}, i_{\beta-ref}$	Courant de référence du filtre dans le plan $\alpha \beta$
i_{cf}	Courant fondamental côté charge
i_{ch}	Courant harmonique côté charge
i_{cn}	Courant du neutre côté charge
i_{fn}	Courant du neutre côté filtre
i_{sn}	Courant neutre côté source
i_{α}, i_{β}	Courant sur le plan $\alpha \beta$
i_d, i_q	Courant sur l'axe direct et quadratique
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions de la source
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tension de source sur le plan $\alpha \beta$
V_{sd}, V_{sq}	Tension de source sur le plan d q
$V_{sa-d}, V_{sb-d}, V_{sc-d}$	Composantes directes de la tension de réseau
K	Paramètre de régulation (régulateur Backstepping)
C_{dc}	Capacité de stockage
V_{dc}	la tension aux bornes du condensateur C_{dc}
V_{dc-ref}	la tension de référence aux bornes de C_{dc}
I_{dc}	Courant de référence pour maintenir V_{dc} constante
P_{dc}	Puissance de référence pour maintenir V_{dc} constante
R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}	Résistances de la source
R_{ca}, R_{cb}, R_{cc}	Résistances côté alternatif de la charge
R_{fa}, R_{fb}, R_{fc}	Résistances côté alternatif du filtre
L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}	Inductances de la source
L_{ca}, L_{cb}, L_{cc}	Inductances côté alternatif de la charge
L_{fa}, L_{fb}, L_{fc}	Inductances côté alternatif du filtre
P	Puissance réelle
$\bar{P}$	Puissance réelle continue
$\tilde{P}$	Puissance réelle alternative

P_{dc}	Puissance de référence pour maintenir V_{dc} constante
$P(\omega t)$	Transformation de Park
C_{32}	Matrice de Concordia
Q	Puissance imaginaire
$\bar{q}$	Puissance imaginaire continue
$\tilde{q}$	Puissance imaginaire alternative
H	Rang de l'harmonique
K	Paramètre de régulation (régulateur Backstepping)
K_p	Constante proportionnel
K_i	Constante intégral
$X_i(t)$	Entrée i de l'ADALINE à l'instant t
W	Poids de l'ADALINE
M	Paramètre d'apprentissage
I_{dc}	Courant de référence pour maintenir V_{dc} constante
P_{dc}	Puissance de référence pour maintenir V_{dc} constante
ω_c	Pulsation propre
ξ	Coefficient d'amortissement
∇	Opérateur gradient

INTRODUCTION GENERALE

Les consommateurs de l'énergie électrique exigent un produit de qualité caractérisé par un système de tension et de courant triphasé sinusoïdal équilibré avec une amplitude et une fréquence constantes [Ais 09]. Cependant, l'utilisation vaste des systèmes à base d'électronique de puissance, notamment les convertisseurs statiques, entraîne une dégradation significative de la qualité de l'énergie électrique. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires. Ces charges consomment un courant non sinusoïdal même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale et de ce fait introduisent des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique [Mes 14] [Bou 15] [Deh 17].

En effet, la présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des perturbations au niveau des réseaux électriques tels que le dysfonctionnement de certains équipements électriques, l'échauffement des conducteurs, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, et les phénomènes de résonance avec les éléments composant le réseau.

Parmi les solutions de dépollution harmonique, l'utilisation des filtres passifs est la plus répandue. Elle consiste à empêcher le courant harmonique produit par la charge de se propager à travers le réseau et le piégeant dans un circuit d'éléments passifs (LC) connecté en parallèle avec la charge, cette solution est peut-être la moins chère mais sans doute pas la plus efficace. En effet le calcul des composants du filtre (LC) suppose la connaissance préalable des caractéristiques du réseau et de la charge polluante [Ais 09][Ben 15].

Le progrès réalisé dans le domaine des composants semi-conducteurs de puissance entièrement commandable a permis la mise en œuvre la nouvelle solution de dépollution d'harmonique dont le principe a été proposé dans le début des années soixante-dix. Cette solution est appelée filtrage actif parallèle. Elle consiste à utiliser un convertisseur de puissance, assimilable à une source de courant, qui compense la perturbation harmonique provenant de la charge non linéaire en injectant un courant harmonique dans le réseau en opposition de phase par rapport à celui envoyé par la charge. L'efficacité et la souplesse de ces filtres actifs ont été mises en évidence par de nombreux travaux de recherche.

Dans plusieurs travaux de recherche sur la commande et l'identification, les réseaux de neurones artificiels (RNA) ont justifié leur utilité. Ces réseaux se caractérisent par la capacité d'apprentissage et de reconnaissance à grande vitesse.

L'objectif principal de ce travail est d'améliorer l'identification des courants harmoniques dans un FAP par différentes variantes à l'aide des RNA de type ADALINE (ADaptive LInear NEuron).

Dans un premier chapitre, nous présentons des notions sur la qualité de l'énergie et des différents types de perturbations affectant le réseau électrique : leurs origines, leurs effets sur le réseau électrique. Puis nous présentons les caractéristiques et les normes relatives aux perturbations harmoniques. Ensuite nous citerons quelques solutions de filtrage et d'amélioration de la qualité d'énergie comme le filtrage passif, le filtrage actif et le filtrage hybrides.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons l'étude du filtre actif à trois fils, son principe de fonctionnement, sa structure générale, des méthodes d'extraction des courants harmoniques basées sur les filtres passe-bas (FPB) et sur les filtres multi-variable (FMV) en particulier la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées (PIRI) et la méthode du référentiel synchrone (SRF). La régulation par backstepping et par PI sont présentées pour assurer le contrôle de la tension du bus continu, la PLL classique et celle qui utilise des FMV pour la synchronisation et enfin le contrôle du filtre actif par la commande hystérésis pour la génération des courants de référence.

Le troisième chapitre est consacré à l'application des réseaux de neurones artificiels comme alternative à la commande conventionnelle du filtre actif. Nous présenterons dans ce chapitre les notions essentielles du RNA et le réseau Adaline en particulier. Ce dernier est appliqué dans ce travail pour atteindre des objectifs d'identification des harmoniques dans le cas d'un réseau à trois fils et dans le cas d'un réseau à quatre fils. Les méthodes proposées seront testées pour séparer les composantes fondamentales du courant de leurs composantes perturbatrices avec les trois types de filtres (FMV, FPB-neuronale et FMV neuronale). La régulation de la tension de bus continu est assurée par un régulateur backstepping et comparée avec celle d'un régulateur PI classique.

Le quatrième chapitre sera porté sur l'application de la méthode d'identification neuronale directe, dans ce cas l'Adaline fonctionne directement dans l'espace du courant du réseau d'alimentation électrique. Après une présentation de la méthode neuronale directe

et une brève description de la plate-forme expérimentale du FAP, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus sont présentés et interprétés.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES PERTURBATIONS DES RESEAUX ELECTRIQUES ET LES SOLUTIONS DE DEPOLLUTION

1.1 Introduction

Les réseaux électriques sont des systèmes dynamiques complexes qui subissent des variations de tension et de courant. Ces variations sont dues, d'une part, aux différentes perturbations causées par l'ensemble des charges connectées, d'autre part, aux incidents qui peuvent survenir sur le réseau. Avec une utilisation croissante des composants semi-conducteurs de puissance, les réseaux électriques sont pollués par des importants courants harmoniques. Ces courants causent des effets néfastes sur le mode de fonctionnement normal du réseau ou des dispositifs raccordés, sans négliger les pertes économiques engendrées.

Ce premier chapitre est consacré à la présentation des généralités sur les perturbations électriques. En effet, dans un premier temps nous présenterons les perturbations principales, en particulier les harmoniques de tension et de courant. Nous parlerons également de leurs origines, des conséquences matérielles et des normes internationales imposées sur le taux de distorsion harmonique. Finalement, les différentes solutions de dépollution harmoniques seront évoquées.

1.2 Les perturbations des réseaux électriques

Les perturbations électriques affectant le réseau peuvent se manifester principalement par :

- des harmoniques de courant et/ou de tension,
- un creux ou une coupure de tension,
- une fluctuation de tension (flicker),
- un déséquilibre du système triphasé de tension,
- une variation de la fréquence,
- une surtension.

1.2.1 Perturbations harmoniques

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 [Def 98].

Il existe aussi des perturbations sur des rangs harmoniques non multiple entier du fondamental. Ces derniers se dénomment inter ou infra-harmoniques. Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas des fréquences entières de celle du fondamental. Les infra-harmoniques sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental. Ces deux catégories de perturbations sont dues à des variations périodiques et aléatoires de la puissance absorbée par certains appareils (commande par train d'ondes, ...).

La présence des harmoniques dans le réseau n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la présence des harmoniques est devenue problématique.

En général, les domaines des harmoniques pris en compte dans un réseau électrique correspondent aux perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz, c'est à-dire des rangs 2 à 50 [Ala 02].

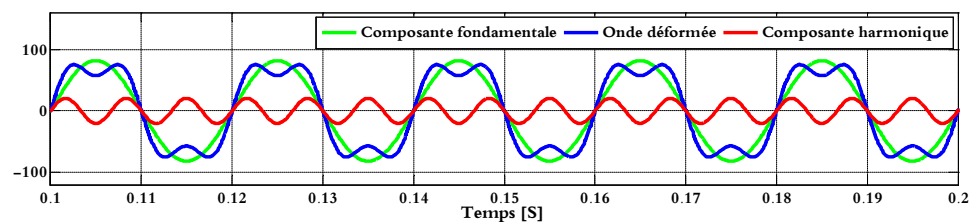


Fig. 1.1 Analyse d'une onde déformée.

a) Origines des harmoniques

Les équipements électriques qui absorbent des courants harmoniques, dits charges non linéaires sont à l'origine de la pollution des réseaux électriques, ils entraînent des tensions harmoniques au point de raccordement par l'intermédiaire des impédances du réseau électrique. En revanche, les matériels de production, transport et distribution de l'énergie électrique (alternateurs, transformateurs et convertisseurs de fréquence) produisent des harmoniques avec de faibles proportions.

Les charges non linéaires les plus répandues sont des convertisseurs statiques tels que : les gradateurs, les redresseurs, les variateurs de vitesse, le matériel informatique, l'éclairage fluorescent, les téléviseurs et appareils électroménagers en grands nombres...[Keb 09].

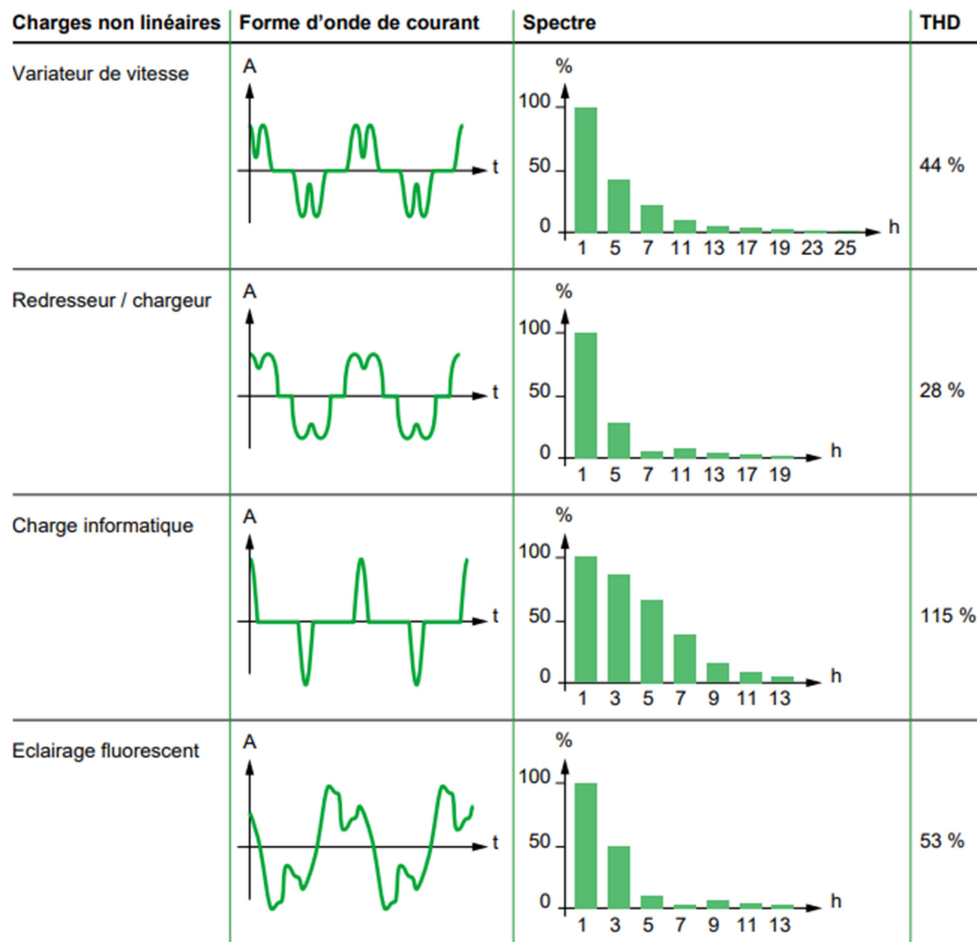


Fig. 1.2 Caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques.

b) Effets des harmoniques

✓ **Effet sur les lignes de transmission :** L'augmentation des pertes par effet Joule sous l'effet de l'accroissement de la valeur efficace du courant, c-à-d :

$$P_j = \sum_{n=2}^{\infty} R I_n^2 \quad (1.1)$$

Où I_n est le courant harmonique d'ordre n et R est la résistance de ligne.

Dans le cas de la transmission par câble, les tensions harmoniques augmentent l'effort diélectrique proportionnellement à leur amplitude. Ce qui diminue la vie du câble. En plus il augmente également le nombre de défauts et donc le coût de réparations.

✓ **Effet sur les machines tournantes :** Les tensions/les courants harmoniques provoquent un sur-échauffement et des pertes additionnelles dans les enroulements du stator et du rotor. Les pertes dans les conducteurs du stator et du rotor sont plus grandes que celles liées à l'effet Joule en raison des courants de Foucault et de l'effet de peau.

La distribution typique suivante des pertes provoquées par une charge harmonique a été enregistrée pour le cas d'une machine alimentée par un onduleur : enroulement statorique, 14.2 %; les barres rotoriques 41.2 %; région de fin 18.8 %; flux oblique 25.8 %.

La perturbation des caractéristiques de la vitesse ou du couple en présence des harmoniques peut causer un dysfonctionnement de la machine.

✓ **Effets sur les équipements du consommateur**

- **Téléviseurs et ordinateurs** : Les harmoniques qui affectent la tension peuvent causer des changements dans la taille et l'éclat d'image de TV. Ils existent des limites imposées sur le taux de distorsion harmonique accepté dans les systèmes du traitement des données. Le taux harmonique mesuré sans charge doit être moins de 3 % (Honeywell, DEC) ou 5 % (IBM).
- **Eclairage fluorescent** : Ces appareils ont parfois des condensateurs raccordés avec l'inductance du circuit produisent une fréquence de résonance. Si cette fréquence correspond à un harmonique ceci produit l'échauffement excessif causant un dysfonctionnement composant ou un vieillissement rapide. Cependant, la fréquence de résonance de la plupart des lampes est dans la gamme de 75-80 hertz et ne devrait pas agir avec la fréquence de réseau électrique.
- **Matériel d'électronique de puissance** : les coupures dans l'onde de tension résultant des commutations des courants peuvent affecter la synchronisation d'autres convertisseurs. Les harmoniques peuvent théoriquement affecter les thyristor-commandés, les variateurs de vitesse de plusieurs manières : coupure de tension. Les tensions harmoniques peuvent causer une brulure des circuits, les effets de résonance entre les différents équipements peuvent avoir comme conséquence des surtensions.

✓ **Interférence avec les réseaux de communications**: Le bruit dans les réseaux de communication dégrade la qualité de transmission et peut interférer la signalisation. Dans les niveaux bas de bruit une perturbation va être créée, et dans les niveaux élevés une perte d'information, ou dans un cas extrême peut rendre le réseau de communication inutilisable. [Bou 17].

✓ **Risque de résonance** : La présence des condensateurs, comme ceux utilisés pour la compensation de la puissance réactive, peut causer des résonances, qui vont créer en conséquence des courants excessifs et probablement endommager ces condensateurs.

1.2.2 Creux et coupure de tension

On appelle creux de tension (figure 1.3) toute diminution de la tension d'une valeur supérieur à 10 % et inférieur à 90 % de la tension nominale, et ce pendant une durée allant de 10 ms à plusieurs seconds [Mah 17], quand à une coupure de tension est une diminution brutale de la tension d'une valeur supérieure à 90 % de sa valeur nominale ou disparition totale pendant une durée comprise entre 10 ms et une minute pour les coupures brèves et supérieurs à une minute pour les coupures longues.

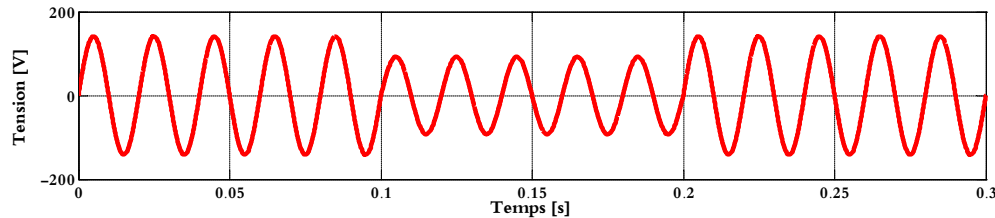


Fig. 1.3 Creux de tension.

a) Origines

Les principales causes des creux de tension sont les perturbations dues à l'exploitation des réseaux comme la mise sous tension de gros transformateurs, enclenchement des condensateurs, simple démarrage de gros moteurs...etc. Ils peuvent être produits par des court-circuits.

b) Conséquences

Les creux de tension peuvent provoquer des perturbations sur les couples pour les machines tournantes, perturbation d'appareillage électronique, déclenchement d'équipements, lorsque leur profondeur et leur durée excèdent certaines limites (dépendant de la sensibilité particulière des charges). Les conséquences peuvent être extrêmement coûteuses (temps de redémarrage se chiffrant en heures, voire en jours, pertes de données informatiques, dégâts aux produits, voire aux équipements de production...) [For 05].

1.2.3 Déséquilibre de la tension du système triphasé

On appelle déséquilibre du système triphasé (Voir figure 1.4) lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de 120° les unes par rapport aux autres. [Mek 07][Ham 08] [Che 13] [Lah 17] [Bac 19].

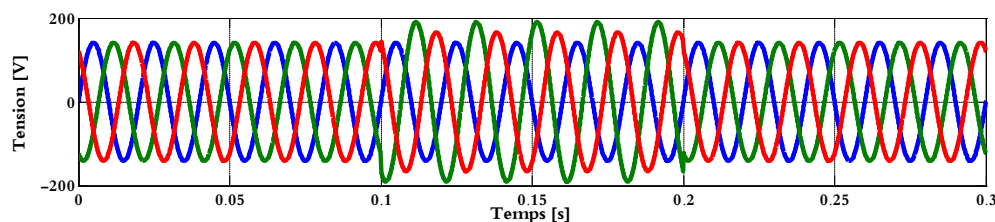


Fig. 1.4. Déséquilibre de la tension.

a) Conséquences

- Si on alimente un appareil monophasé par une tension faible, son fonctionnement sera mauvais (Exemple : l'éclairage fournit par une lampe à incandescence devient mauvais).
- Destruction d'un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée (Exemple : claquage d'un lamenet de lampe par surtension).
- Le fonctionnement des dispositifs triphasés d'électronique de puissance, principalement les ponts redresseurs entraîne l'apparition de composantes harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. L'apparition de ces courants harmoniques peut poser des problèmes, comme la génération d'une anti-résonance lors du filtrage de l'harmonique de rang 5. Outre les effets classiques des harmoniques, ces fréquences non caractéristiques peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande. La conséquence des composantes inverses sur les machines tournantes est la création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal, d'où un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui provoquent l'échauffement de la machine.
- Le risque d'échauffement du conducteur neutre qui, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur ou un incendie [Ala 02].

1.2.4 Fluctuation de la tension

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

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

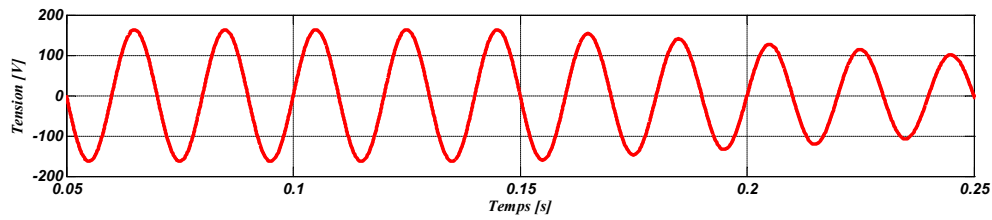


Fig.1.5 Exemple de fluctuation de la tension.

1.2.5 Variation de la fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome [Ngu 10] [Lah 17]. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle 50 Hz $\pm 1\%$ [Oul 05].

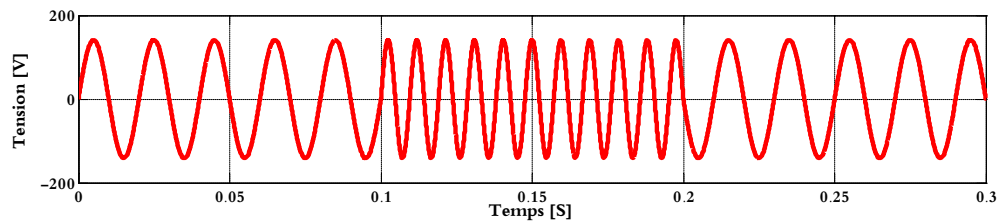


Fig.1.6 Variation de la fréquence.

1.2.6 Surtension temporaire

Les surtensions temporaires sont des hausses soudaines de la valeur efficace de la tension de plus de 110% de la tension nominale, laquelle se rétablit après une courte durée. Les surtensions temporaires comprennent des durées entre 8 millisecondes et une minute.

Les surtensions temporaires peuvent être attribuables à des défauts, à des délestages de charge ou à des phénomènes de résonance et de Ferro résonance. Le plus souvent, elles résultent des surtensions qui se produisent sur les phases saines lors d'un court-circuit monophasé à la terre, par exemple.

1.3 Grandeurs caractéristiques liées aux harmoniques

✓ **Puissance active :** La puissance active P d'un signal comportant des harmoniques est la somme des puissances actives dues aux tensions et courants de même rang.

La décomposition de la tension et du courant en leurs composantes harmoniques nous donne:

$$P = \sum_{i=0}^{\infty} (U_i I_i \cos \phi_i) \quad (1.2)$$

ϕ_i : étant le déphasage entre la tension et le courant de l'harmonique de rang i .

En l'absence d'harmoniques, on retrouve bien l'expression :

$$P = U_1 I_1 \cos \emptyset \quad (1.3)$$

✓ **Puissance réactive** : La puissance réactive n'est définie que pour le fondamental, soit :

$$Q = U_1 I_1 \sin \emptyset \quad (1.4)$$

✓ **Puissance déformante** : En présence d'harmoniques la puissance apparente peut s'écrire :

$$S^2 = \left(\sum_{i=0}^{\infty} (U_i^2) \right) \left(\sum_{i=0}^{\infty} (I_i^2) \right) \quad (1.5)$$

La puissance apparente S en l'absence d'harmonique est :

$$S = U_{eff} I_{eff} \quad (1.6)$$

Par conséquent, en présence d'harmoniques, la relation $S^2 = P^2 + Q^2$ n'est pas valide. On définit la puissance de distorsion D telle que : $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$ soit [Fer 01]:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.7)$$

✓ **Facteur de puissance** : Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S.

$$PF = \frac{P}{S} \quad (1.8)$$

Quand la tension (le courant) est sinusoïdale ou pratiquement sinusoïdale, le facteur de puissance PF est défini par la formule :

$$PF = \cos \emptyset \quad (1.9)$$

Dans le cas de la présence d'harmoniques la puissance déformante D, apparaît comme il est montré dans le diagramme de Fresnel de la figure 1.7. Le facteur de puissance (PF) devient :

$$PF = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \emptyset \cdot \cos \Psi \quad (1.10)$$

Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur de facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements. On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance [Ala 02].

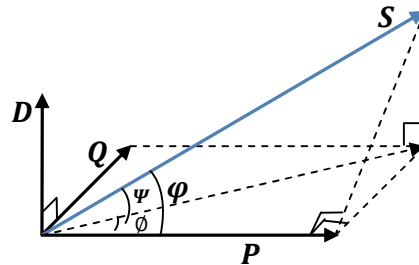


Fig.1.7 Diagramme de Fresnel des puissances

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer les perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont présentées ci-dessous.

✓ **Taux harmonique de rang i** : Elle est définie par :

$$S_i = \frac{h_i}{h_1} \quad (1.11)$$

Ou h_i représente la composante harmonique de rang i, h_1 représente la composante fondamentale.

✓ **Taux global de distorsion harmonique**

$$THD = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} h_i^2 / h_1^2} = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} h_i^2} / h_1 \quad (1.12)$$

Le terme THD correspond au (*Total Harmonic Distortion*). Le THD représente le rapport entre la valeur efficace des harmoniques et la valeur efficace du fondamental. Le taux de distorsion harmonique est une notion très utilisée pour définir l'importance du contenu harmonique d'un signal alternatif.

✓ **THD en courant ou en tension** : Il existe deux sortes de THD : en tension (apparaît à la source) ou en courant (dû aux charges non linéaires) [Arn 08]. Lorsqu'il s'agit des harmoniques de courant, l'expression devient :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2 / I_1^2} = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2} / I_1 \quad (1.13)$$

Lorsqu'il s'agit des harmoniques de tension, l'expression devient :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2 / V_1^2} = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2} / V_1 \quad (1.14)$$

En présence des harmoniques, l'expression de PF devient :

$$PF = \frac{(\cos \phi)}{\sqrt{(1+THD^2)}} \quad (1.15)$$

1.4 Normes imposées aux harmoniques

L'objectif des normes est de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques [Ham 08]. La norme IEEE 519 établie les limites pour les tensions harmoniques et les courants harmoniques. Ces limites sont montrées sur les deux tableaux 1.1 et 1.2.

Tab.1.1 Limites de distorsion de courant pour les systèmes généraux de distribution (120 V à 69 KV).

Distorsion maximale du courant harmonique en pourcentage de I_L						
Ordre harmonique individuel (harmoniques impaires)						
I_{sc}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD [%]
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5
20 < 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8
50 < 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 < 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Les harmoniques paires sont limitées à 25 % des limites des harmoniques impaires définis ci-dessus

I_L : demande maximale du courant de charge.

I_{sc} : courant de court-circuit maximal.

Tab.1.2 Limites de distorsion en tension.

Tension au PCC	Harmoniques individuels [%]	THD [%]
$V \leq 1KV$	5.0	8.0
$1KV < V \leq 69.0KV$	3.0	5.0
$69 < V \leq 161 KV$	1.5	2.5
$161 < V$	1.0	1.5

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) définit aussi le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000) [Oul 05]. Les deux normes sont citées ci-dessous.

- **La norme CEI 61000-2-2:** Définit les niveaux de compatibilité de tension harmoniques sur les réseaux publics basse-tension. Elle est représentée sur le tableau 1.3. Cette norme vise à protéger les équipements raccordés sur un réseau basse-tension déformé.

Tab.1.3 Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (norme CEI 61000-2-2).

Rangs impairs		Rangs impairs		Rangs pairs	
Rang	Taux (%)	Rang	Taux (%)	Rang	Taux (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+1.3*25/h$				

- **La norme CEI 61000-3-2:** Cette norme (tableau 1.4) fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A. Il s'agit des appareils du domaine domestique.

Tab.1.4 Limites des composantes harmoniques en courant (norme IEC 61000-3-2).

Rang d'harmoniques impairs	Courant harmonique maximal autorisé (A)
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 * 15/h$
2	1.08
4	0.43
6	0.3
$8 \leq h \leq 40$	$0.3 * 8/h$

1.5 Solutions de dépollution des réseaux électriques

L'objectif de l'amélioration de la qualité de l'énergie est l'élimination ou la minimisation des perturbations agissant sur les charges, la qualité n'est pas suffisamment élevée pour une charge donnée, quand les coûts et les inconvénients de son dysfonctionnement sont inacceptables. L'aspect de la qualité de l'énergie est très large, par conséquent son amélioration peut s'étendre à l'amélioration de plusieurs facteurs comme; l'architecture du réseau, les automatismes de réalimentation, le niveau de fiabilité de ses ouvrages, leurs protections, et leurs maintenances. De manière générale, il y a deux stratégies pour améliorer la qualité de l'énergie [Ham 08] [Lah 17] :

Une stratégie basée sur la modification des caractéristiques des charges perturbatrices ou du réseau, ou encore le remplacement des sources de pollution classiques par des topologies à prélèvement sinusoïdale afin d'éviter l'apparition des perturbations.

L'autre stratégie consiste à compenser les perturbations déjà générées par les charges polluantes. Afin de compenser ces perturbations, deux groupes de solution de dépollution, traditionnelle et moderne existent.

1.5.1 Les solutions traditionnelles

1.5.1.1 Solutions de dépollution des courants harmoniques

Afin de dépolluer les réseaux électriques des perturbations du courant, plusieurs solutions ont été introduites dans la littérature.

a. Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique

L'objectif n'est pas d'éliminer les courants harmoniques circulant dans l'installation électrique, mais plutôt de « faire avec », en évitant leurs conséquences. Au moment de la conception d'une installation nouvelle, l'idée consiste à surdimensionner tous les éléments de l'installation susceptibles de véhiculer des courants harmoniques, à savoir les transformateurs, les câbles, les disjoncteurs, les groupes électrogènes et les tableaux de distribution. La solution la plus largement utilisée est le surdimensionnement du conducteur neutre. La conséquence est un accroissement important du coût de l'installation. Dans des installations existantes, la solution la plus répandue consiste à déclasser les équipements de distribution électrique soumis aux courants harmoniques. La conséquence est l'impossibilité de tirer profit du potentiel réel de l'installation.

b. Transformateurs à couplage spécial

Cette solution empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et de leurs multiples. Il s'agit d'une solution centralisée pour un ensemble de charges monophasées. Elle n'a cependant aucun effet sur les autres rangs d'harmoniques (h_5 , h_7 , ...). 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.

c. 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 une efficacité limitée. Il faut en installer une par charge non linéaire. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux.

d. Filtrage passif

Cette solution repose sur le principe de piéger les harmoniques dans des éléments passifs RLC connectés, en dérivation au réseau, formant des impédances dont la fréquence de résonance est accordée à celle de l'harmonique de courant que l'on veut atténuer ou éliminer [Ham 08]. Ainsi, pour filtrer un courant à une fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau (Fig. 1.8).

Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passif amorti du second ordre (Fig. 1.9) est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Par cette technique, il est en général plus aisé de rejeter les harmoniques de rang élevé que celles de rang faible [Oul 05]. Les filtres harmoniques passifs

ont l'avantage de pouvoir régler la tension au nœud de leur raccordement et corriger le facteur de puissance en dimensionnant correctement les condensateurs afin d'échanger une quantité déterminée de puissance réactive avec le réseau.

Malgré sa large utilisation dans l'industrie, leur simplicité de conception et le faible coût de leur fabrication, ce dispositif simple a tout de même certains inconvénients : une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire, les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre, le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées (l'impédance du réseau en présence des filtres peut faire apparaître des résonances), équipements volumineux, inadaptabilité et subit des pertes d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent.

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 [Lah 17].

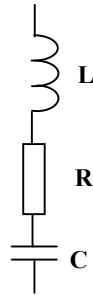


Fig.1.8 Filtre passif résonnant

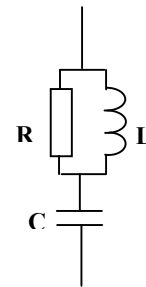


Fig.1.9 Filtre passif amorti

1.5.1.2 Rééquilibrage des courants

Puisque les courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension résultent généralement des charges monophasées et biphasées mal réparties, la première solution est la répartition égale des charges sur les trois phases. Une autre solution est l'installation d'un compensateur passif composé d'inductance et de condensateur. La figure 1.10 montre ce compensateur, appelé montage de Steinmetz. Ce montage permet de présenter à 50 Hz une impédance équilibrée. Cependant, le montage de Steinmetz provoque un fort déséquilibre pour des fréquences différentes de 50 Hz, avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmoniques [Ala 02].

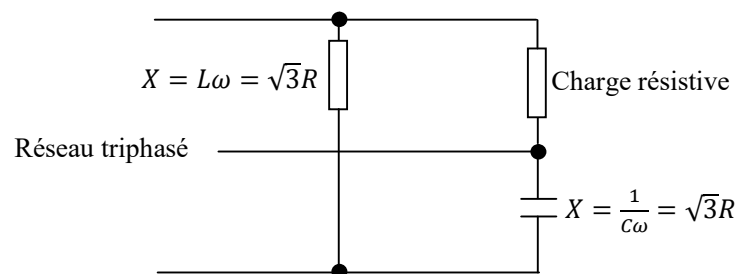


Fig.1.10 Montage de Steinmetz pour le rééquilibrage.

1.5.1.3 Compensation de la puissance réactive

La puissance réactive est majoritairement consommée par les moteurs asynchrones et par des dispositifs à base d'électronique de puissance. La méthode la plus simple de compensation consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau.

1.5.1.4 Solutions de dépollution des tensions

Pour dépolluer les réseaux électriques du déséquilibre et harmoniques, on peut limiter la circulation des courants perturbateurs en utilisant les solutions traditionnelles présentées précédemment dans le cas des perturbations de courant. Quant aux creux de tension, la solution la plus fréquente dans les milieux sensibles (hôpitaux, sites industriels...etc.) est d'utiliser des groupes électrogènes qui se substituent au réseau électrique. Mais la limitation de la puissance de ces groupes ainsi que la qualité médiocre de l'énergie électrique fournie restent un problème [Ala 02].

1.5.2 Solutions modernes

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT et MOSFET. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques [Ome 07].

Les filtres actifs peuvent être classés suivant leur circuit de puissance, les algorithmes de détection des grandeurs harmoniques, ou les techniques de commande. Il existe plusieurs familles de filtre actif [Aka 96] [Ala 02] [Lah 17] :

- **Filtre Actif Série (FAS)** conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, le déséquilibre et les creux de tension.
- **Filtre Actif Parallèle (FAP)** conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, le déséquilibre et la puissance réactive.
- **Filtre Actif Universel (FAU)** nommé aussi (UPQC) (Unified Power Quality Conditioner) solution universelle pour compenser les perturbations liées aux harmoniques de courant et de tension.

1.5.2.1 Le filtre actif série (FAS)

Ce filtre est connecté en série sur le réseau (figure 1.11). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension du réseau est une onde sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau, [Mek 07], [Abd 08] [Tad 08] [Che 13]. Toutefois, cette topologie ne permet pas, de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

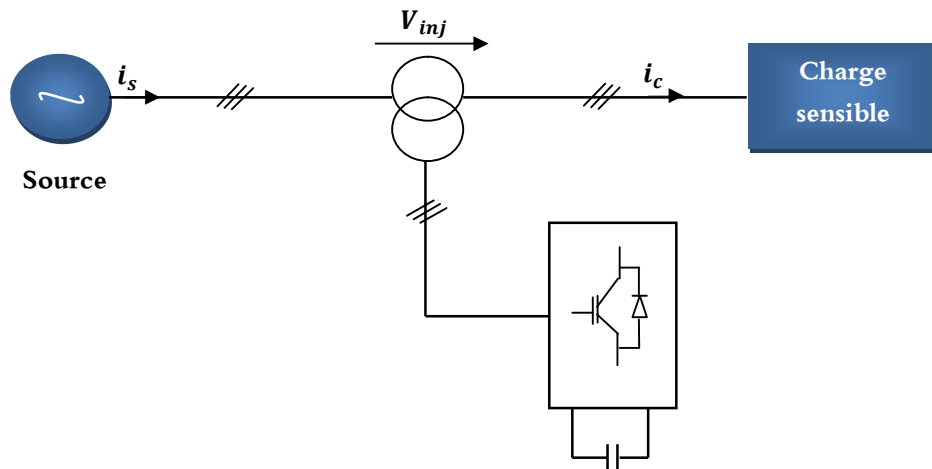


Fig.1.11 Filtre actif série.

1.5.2.2 Le filtre actif parallèle (FAP)

Appelé aussi compensateur actif shunt, Ce filtre est connecté en parallèle sur le réseau (figure 1.12). Il peut être considéré comme un générateur de courant qui restitue dans le réseau électrique les courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que les courants fournis par le réseau i_s soient sinusoïdaux et en phase avec les tensions directes correspondantes [Ala 02] [Oul 05] [Ngu 10].

Ce type de filtre est le plus utilisé dans l'industrie (son indépendance vis-a-vis de la source et de la charge lui assure une auto-adaptabilité, fiabilité et performance) [Lah 17]. Il empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Il améliore ainsi les taux de distorsion en courant et en tension [Oul 05].

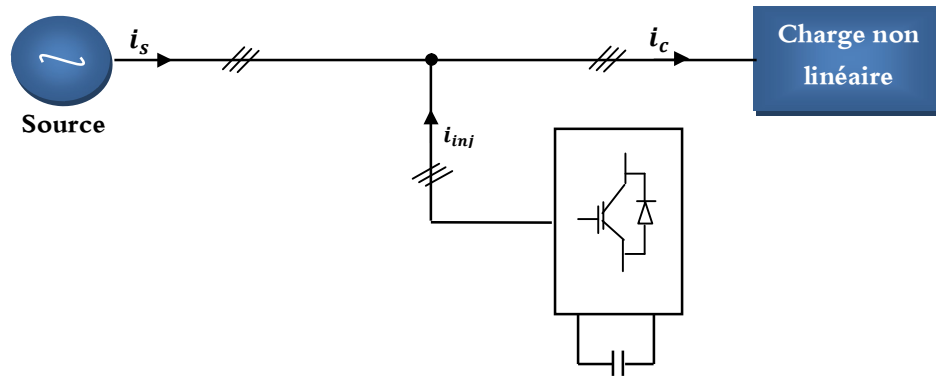


Fig.1.12 Filtre actif parallèle.

1.5.2.3 Le filtre actif universel (FAU)

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série (figure 1.13). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle-série actifs ou *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC). L'UPQC possède les avantages cumulés des deux types des filtres actifs parallèle et série.

Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme montré sur la figure 1.13, permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée [Oul 05].

Cependant, son prix important et la complexité des commandes des nombreux interrupteurs limitent son utilisation à des applications critiques comme l'équipement médical [Lah 17].

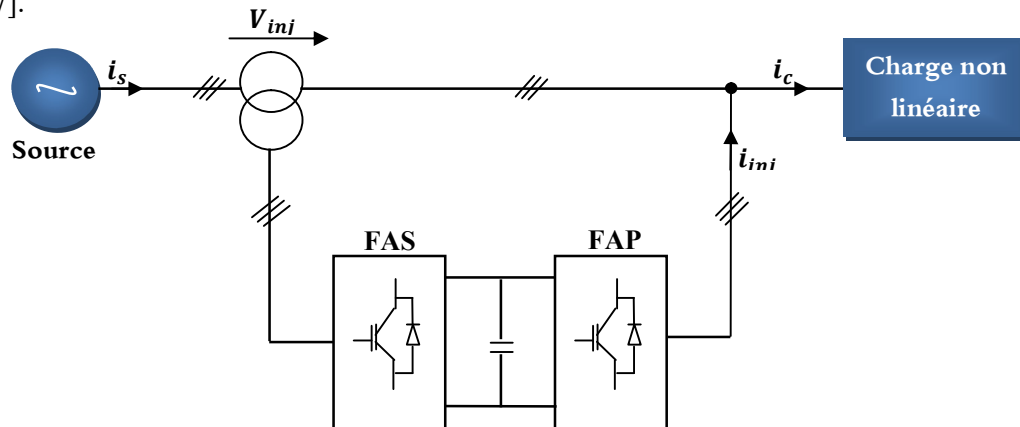


Fig.1.13 Combinaison des filtres actifs série et parallèle.

Il faut noter l'existence de plusieurs autres combinaisons mixtes de filtres actifs avec cette fois-ci les filtres passifs nommés filtres hybrides. Ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût. On peut citer trois configurations [Oul 05] :

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

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté les différentes perturbations affectant le réseau électrique, ensuite nous avons concentré sur les harmoniques, les grandeurs caractéristiques liées aux harmoniques sont présentées, puis nous avons vu les réglementations imposées afin de limiter la prolifération des harmoniques dans le réseau électrique. Enfin, pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, les différentes solutions ont été présentées. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème et sont souvent pénalisantes en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes. Les différentes topologies des filtres actifs ont pour but de générer soit des courants ou des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau redeviennent sinusoïdaux. Ces solutions peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante. En plus, ces solutions peuvent être installées facilement pour compenser toutes les perturbations de courants et tensions telles que: les harmoniques, les déséquilibres et de compenser la puissance réactive.

Chapitre II

TOPOLOGIE ET COMMANDE DU FILTRE ACTIF PARALLELE TRIPHASE

2.1 Introduction

Le filtre actif parallèle est la solution la plus répandue dans le domaine de filtrage des courants harmoniques. Les performances de ce filtre actif parallèle dépendent en grande partie des algorithmes d'identification et de contrôle des courants, du type de la commande des interrupteurs, du dimensionnement des éléments de couplage au réseau et du système de stockage d'énergie coté continu.

Dans ce chapitre, nous allons expliquer le principe de fonctionnement d'un FAP et présenter les éléments qui constituent ce filtre. Nous présenterons des méthodes d'identification des courants harmoniques, la commande par hystérésis de l'onduleur du FAP, les régulateurs PI et par backstepping pour assurer le contrôle de la tension du bus continu, et enfin la PLL pour la synchronisation.

2.2 Principe de fonctionnement d'un filtre actif parallèle à structure tension

Le FAP est constitué principalement d'un convertisseur statique à base de semi-conducteurs de puissance commandés par un système de contrôle approprié. Il s'insère en parallèle entre la source de tension et la charge non-linéaire sans une grande modification de l'installation coté source ou charge (Voir figures 2.1 et 2.2) [Ala 02], [Abd 08], [Che 13]. Il peut être assimilé à une source de courant qui compense en temps réel les courants harmoniques en injectant au niveau du point de raccordement (PCC) des courants en opposition de phase avec les perturbations harmoniques identifiées

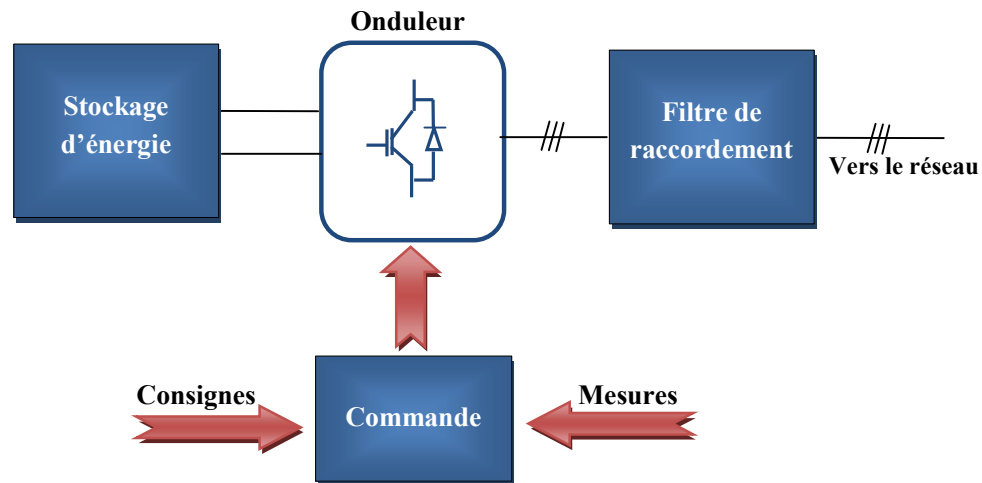


Fig. 2.1 Structure de base d'un filtre actif.

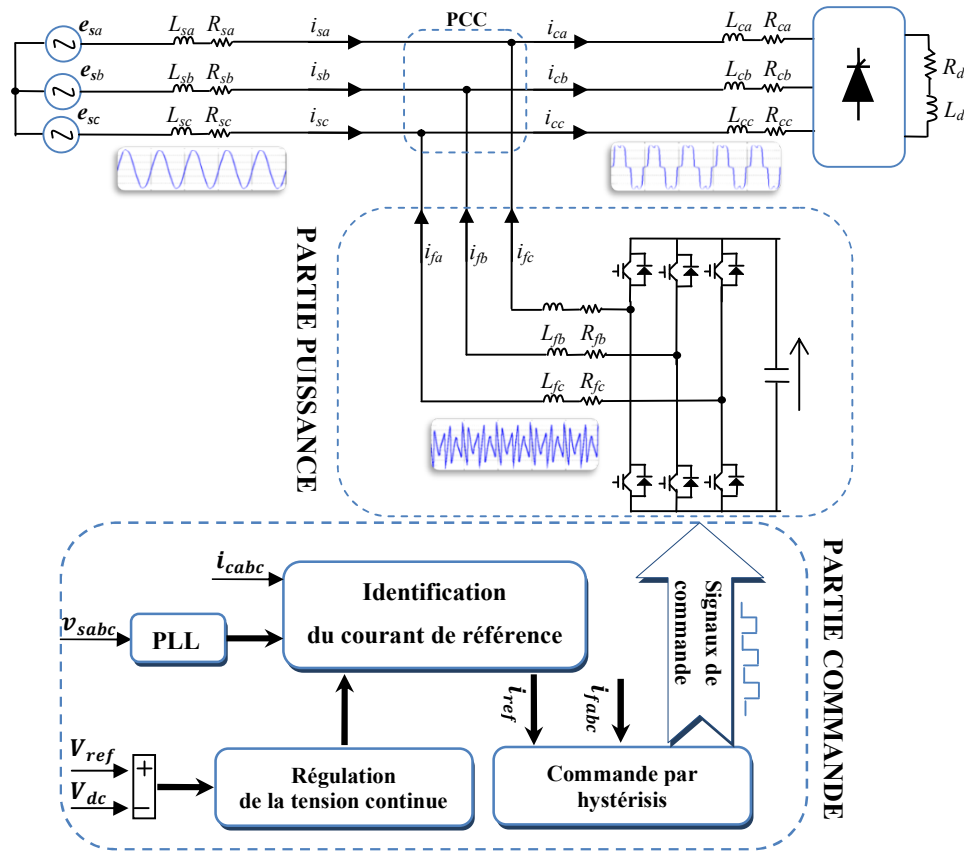


Fig. 2.2 Schéma d'un FAP à structure tension connecté au réseau.

Le FAP est dit à structure tension dans le cas où l'élément de stockage est un condensateur, et dans le cas où l'élément de stockage est réalisé par une inductance, le FAP est nommé à structure courant. Toutefois, les FAPs à structure tension sont plus fréquemment mis en œuvre dans les applications industrielles pour la simplicité de leur commande, leur coût moins cher et leur taille physique réduite [Che 13].

2.3 Partie puissance du filtre actif parallèle

2.3.1 Onduleur de tension

* Structure générale

Un onduleur est constitué de composants électroniques de puissance (GTO, IGBT, Thyristor...). Les signaux de sortie de l'onduleur (tensions ou courants) sont commandés par des commutations de ces composants [Ngu 10].

La Figure. 2.3 présente un onduleur triphasé à structure de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés à partir d'un transistor (GTO ou IGBT) et d'une diode en antiparallèle.

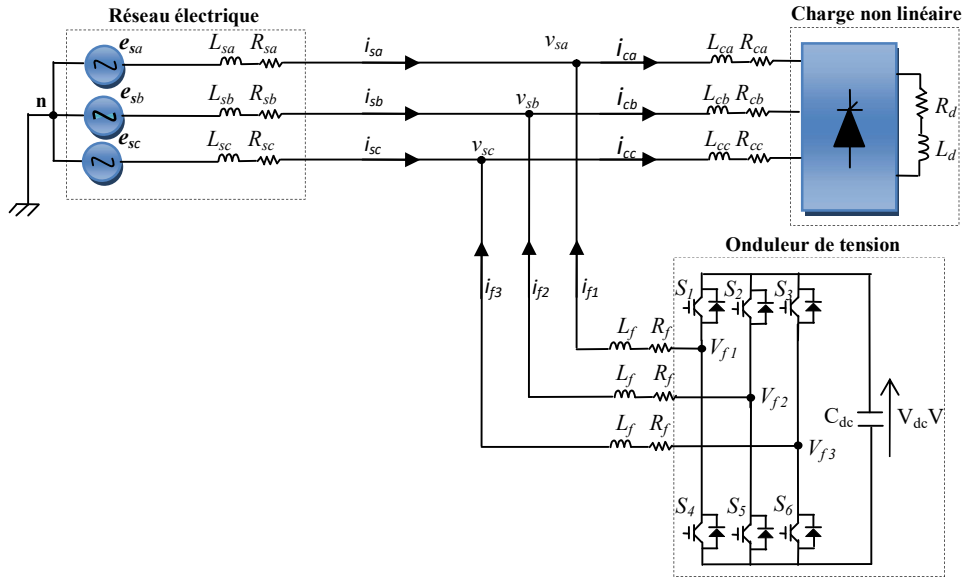


Fig. 2.3 Onduleur de tension à trois bras à structure tension relié à un réseau électrique.

* Tensions de sortie de l'onduleur

Les deux semi-conducteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire, la conduction de l'un implique que l'autre soit bloqué. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état des signaux de commande $(\delta_1, \delta_2, \delta_3)$, comme défini ci-dessous [Kar 09] :

$$\delta_1 = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ 0 & S_1 \text{ ouvert et } S_4 \text{ fermé} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\delta_2 = \begin{cases} 1 & S_2 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouvert} \\ 0 & S_2 \text{ ouvert et } S_5 \text{ fermé} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\delta_3 = \begin{cases} 1 & S_3 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouvert} \\ 0 & S_3 \text{ ouvert et } S_6 \text{ fermé} \end{cases} \quad (2.3)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{f1} - V_{f2} \\ V_{f2} - V_{f3} \\ V_{f3} - V_{f1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 - \delta_2 \\ \delta_2 - \delta_3 \\ \delta_3 - \delta_1 \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.4)$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, notées v_{fk} avec $k = \{1, 2, 3\}$, sont référencées par rapport au neutre du réseau et vérifient les équations suivantes :

$$v_{fk} = v_{sk} + L_f \frac{di_{fk}}{dt} + R_f i_{fk} \quad (2.5)$$

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

$$\begin{cases} v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \\ i_{f1} + i_{f2} + i_{f3} = 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

Nous pouvons donc déduire des équations (2.5) et (2.6) la relation suivante :

$$v_{f1} + v_{f2} + v_{f3} = 0 \quad (2.7)$$

A partir des équations (2.4) et (2.7), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{f1} \\ v_{f2} \\ v_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\delta_1 & -\delta_2 & -\delta_3 \\ -\delta_1 & 2\delta_2 & -\delta_3 \\ -\delta_1 & -\delta_2 & 2\delta_3 \end{bmatrix} \frac{v_{dc}}{3} \quad (2.8)$$

Puisque les grandeurs δ_1 , δ_2 et δ_3 peuvent prendre chacune deux valeurs (0 ou 1), on obtient huit commandes possibles de la tension de sortie du filtre actif, présentées dans le tableau 2.1. Dans ce tableau, $\bar{V}_f$ est la représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur (v_{f1} , v_{f2} et v_{f3}) dans le repère orthogonal $\alpha\beta$.

Tab.2.1 Tension générées par l'onduleur de tension à trois bras.

m	δ_1	δ_2	δ_3	v_{f1}	v_{f2}	v_{f3}	$\bar{V}_f(m)$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}$
2	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
3	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
4	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
5	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{-j\frac{\pi}{3}}$
6	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}v_{dc}e^{-j\pi}$
7	1	1	1	0	0	0	0

La figure 2.4 représente les tensions fournies par l'onduleur dans le repère $\alpha\beta$. Les commutations imposent le passage du vecteur $\bar{V}_f$ d'une position à l'autre, $\bar{V}_{ref}$ représente le vecteur de référence que doit produire l'onduleur afin de générer en opposition de phase les courants harmoniques absorbés par la charge polluante. L'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces dernières reste à l'intérieur de l'hexagone tracé à la figure 2.4.

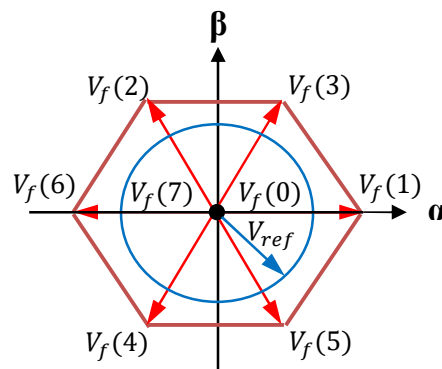


Fig. 2.4 Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de tension à trois bras.

2.3.2 Système de stockage de l'énergie

Le stockage de l'énergie est réalisé côté continu de l'onduleur à l'aide d'un système de stockage capacitif, représenté par un condensateur C_{dc} jouant le rôle d'une source de tension continue. Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc-ref} et C_{dc}) a une influence directe sur la dynamique du FAP et sur ses performances de compensation. D'une part, une tension V_{dc-ref} élevée améliore la dynamique du FAP. D'autre part, les ondulations de la tension continue V_{dc} , causées par les courants engendrés par le FAP et limitées par le choix de la valeur de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du FAP. Une valeur élevée de C_{dc} réduit les ondulations V_{dc} mais augmente le coût et la taille du FAP.

Sachant que l'augmentation de la valeur de la tension continue améliore la marge de commandabilité du FAP et sachant que le choix de cette tension se répercute en grande partie sur le choix des interrupteurs, la tension continue V_{dc} doit être choisie la plus élevée possible tout en respectant les contraintes nominales des semi-conducteurs et la contrainte de commandabilité de l'onduleur [Kar 09].

2.3.3 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 afin de satisfaire à deux critères [Kar 09] :

- assurer la dynamique en courant, définie par :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} \quad (2.9)$$

- empêcher la propagation sur le réseau électrique des harmoniques générés par les commutations.

Il y a deux types de filtre de raccordement fortement répondus dans la littérature ; un filtre L de premier ordre et un filtre LCL de troisième ordre [lah 17], pour des raisons de simplification nous avons opté pour un filtre de premier ordre. Il est composé d'une inductance L_f comportant une résistance interne R_f . Une valeur relativement faible de L_f permet d'obtenir une bonne dynamique du FAP en satisfaisant l'égalité (2.9). Cependant, elle permet à la majorité des harmoniques induits par les commutations de passer du côté réseau et d'affecter ainsi les installations et les équipements électriques. Inversement, une valeur relativement élevée de L_f empêche ces harmoniques de se propager sur le réseau électrique mais nécessite une tension V_{dc} plus élevée afin de garantir les performances du filtre actif. Pour limiter la propagation de ces harmoniques, un filtre passif auxiliaire peut être ajouté à la sortie de l'onduleur ou en amont (côté réseau) pour absorber ces harmoniques liés au découpage [Kar 09].

2.4 Partie commande du filtre actif parallèle

La partie commande d'un FAP (voir figure 2.2) réalise les fonctions suivantes :

- L'identification des courants de référence,
- la poursuite des courants de référence,
- la régulation de la tension continue,
- la synchronisation à base de PLL.

2.4.1 Identification des courants de référence

Dans la littérature, de nombreuses méthodes d'identification ont été développées. Elles peuvent être regroupées selon deux approches [Kar 09] :

- **Identification dans le domaine fréquentiel**

Ce type d'approche utilise la transformée de Fourier rapide, pour extraire les harmoniques du courant de charge. Cette méthode est particulièrement adaptée aux charges dont le contenu harmonique varie lentement. Elle présente également l'avantage de sélectionner chaque harmonique individuellement et permet ainsi de ne compenser que les courants harmoniques prépondérants. Cependant, cette méthode nécessite des calculs lourds afin d'identifier ces courants harmoniques. Pour cette raison, les méthodes fréquentielles ne sont pas utilisées en pratique car la charge polluante peut généralement varier rapidement au cours du temps.

- **Identification dans le domaine temporel**

Les méthodes du domaine temporel permettent une réponse plus rapide et requièrent moins d'opérations que les méthodes fréquentielles. Le principe de ce type de méthodes est la séparation du fondamental ou de certains harmoniques du reste des harmoniques par le filtrage [Che 13].

Les deux méthodes les plus répandues pour l'identification sont la méthode des puissances instantanées réelles et imaginaires (PIRI) et la méthode du référentiel synchrone (SRF).

La méthode des PIRI a été introduite par H. Akagi. Dans cette méthode, l'extraction des harmoniques est réalisée à partir des puissances instantanées calculées en repère fixe, en utilisant la transformée de Concordia [Ala 02], [Aka 83]. Ainsi, les puissances sont décomposées en une composante continue, liée au fondamental, et en une composante alternative, liée aux harmoniques, qui peuvent être séparées en utilisant un filtre passe-haut ou un filtre passe-bas avec un boucle de retour.

La méthode du SRF repose sur la transformée de Park et elle est basée 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 [Ala 02], [Mek 07].

Cette méthode à l'avantage d'être insensible aux distorsions qui peuvent avoir lieu dans la tension d'alimentation. En effet, les courants de référence sont obtenus directement à partir des courants de la charge polluante sans être affectée ni par les distorsions, ni par les déséquilibres présents dans les tensions de source [Etx 03]. Ceci renforce la robustesse et la performance du processus de compensation.

a- Méthode du référentiel lié au synchronisme avec FPB

La transformation de Concordia appliquée aux courants de charge (i_{ca} , i_{cb} , i_{cc}) permet de transformer le système triphasé équilibré à un système diphasé dont les axes sont en quadrature :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

L'expression des courants i_d et i_q dans le référentiel (dq) sont données par:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Avec $\hat{\theta}$ est la position angulaire de la tension fondamentale du réseau, estimée par la PLL. Ces composantes peuvent alors être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante harmonique :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Avec $\bar{i}_d$ et $\bar{i}_q$ sont les composantes continues de i_d et i_q , et $\tilde{i}_d$ et $\tilde{i}_q$ sont les composantes alternatives de i_d et i_q . A partir de l'équation (2.11), nous pouvons exprimer les composantes du courant selon les axes ($\alpha\beta$) par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

En séparant les composantes continues des composantes harmoniques, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Les expressions des courants de référence $i_{\alpha-ref}$ et $i_{\beta-ref}$ sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-r} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d + i_{dc} \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Les courants de référence dans le repère (abc) sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{a-ref} \\ i_{b-ref} \\ i_{c-ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Le schéma de principe de la méthode référentiel synchrone est donné par la Figure 2.5.

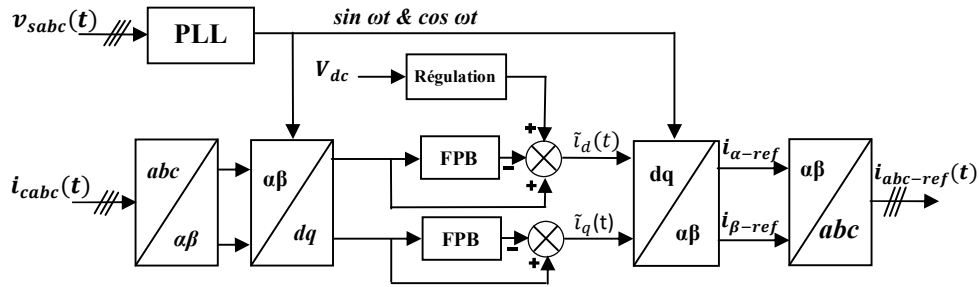


Fig. 2.5 Identification par la méthode du SRF avec FPB.

b- Méthode de référentiel synchrone avec FMV

La méthode de référentiel synchrone avec FMV suivent les mêmes démarches que la méthode précédente la seule différence et que le courant perturbateur s'identifie par un FMV dans le repère $\alpha\beta$ après la transformation de Concordia du courant de la charge. Le FMV a été utilisé dans [Ben 19]. L'expression du courant après le passage par le FMV et la transformation dq est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & \cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

La figure 2.6 présente le schéma de l'identification des courants de référence par la méthode de référentiel synchrone à l'aide d'un FMV.

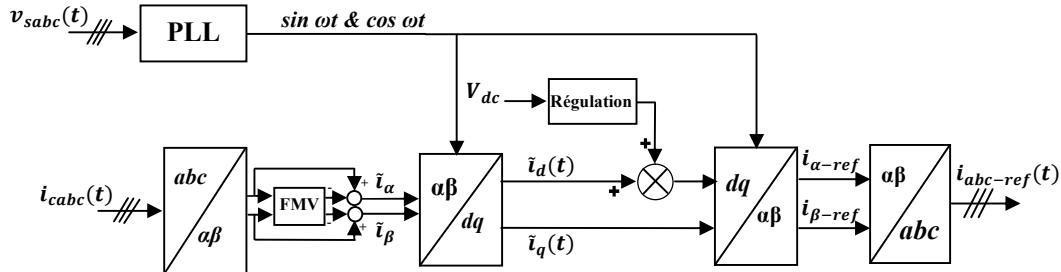


Fig. 2.6 Identification par la méthode du SRF avec FMV.

c- Méthode des puissances instantanées réelle et imaginaire avec FPB

La méthode classique des puissances instantanées est basée sur la conversion $\alpha\beta$ afin d'enlever les puissances réelles et imaginaires. Etant donné que (v_α, v_β) et (i_α, i_β) sont les composantes orthogonales du repère $\alpha\beta$ associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle (v_s) et aux courants absorbés par les charges polluantes (i_{ch}). Afin de calculer la puissance réelle et imaginaire, cette méthode utilise la transformation $\alpha\beta$ [Deh 17].

Dans cette méthode on utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal. Le schéma bloc relatif à cette méthode est représenté par la Figure.2.7 [Cha 13]. La régulation de la tension continue V_{dc} sera étudiée plus tard à la section 2.4.3.

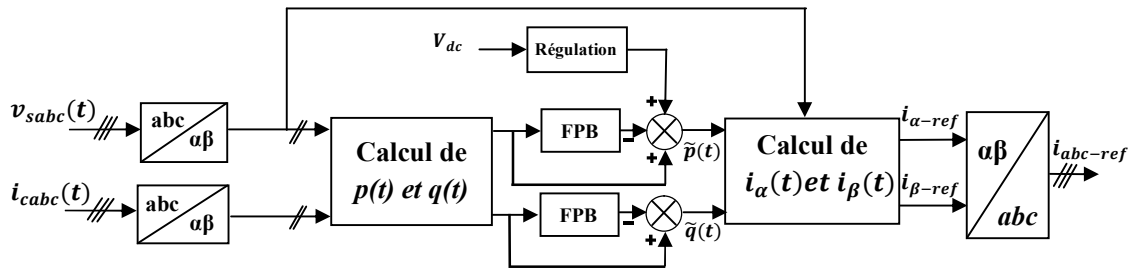


Fig. 2.7 Méthode d'identification basée sur la méthode de PIRI avec FPB.

Notons, respectivement, les tensions simples d'alimentations et les courants de charge d'un système triphasé équilibré par (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) et (i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}) . La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé. Cette transformation appliquée aux tensions de réseau et aux courants de ligne mène aux expressions suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

La puissance réelle instantanée p et la puissance imaginaire instantanée q s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Les puissances p et q peuvent s'écrire comme la somme d'une composante continue et d'une composante harmonique :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

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

A partir de l'équation (2.20), nous pouvons déduire les expressions des composantes du courant de charge selon les axes $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Le remplacement de (2.21) dans (2.22) donne les expressions des courants i_α et i_β selon les axes $\alpha\beta$ par:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Puisque nous intéressons à la compensation des harmoniques de courant, nous éliminons alors la composante continue de p et la composante continue de q à l'aide de deux simples FPB avec boucles de retours (voir fig.2.7) et on ajoute la puissance active p_c nécessaire à la régulation de la tension continue V_{dc} à la composante harmonique de la puissance réelle instantanée. Les courants perturbateurs de référence, notés $i_{\alpha-ref}$ et $i_{\beta-ref}$, s'expriment selon les axes $\alpha\beta$ par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} + p_c \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

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

$$\begin{bmatrix} i_{a-ref} \\ i_{b-ref} \\ i_{c-ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

d- Méthode des puissances instantanées réelle imaginaire avec FMV

La transformation de Concordia d'un système triphasé à trois fils à un système diphasé de tensions et de courants :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Le premier FMV, utilisé au niveau des tensions diphasées, permet de filtrer efficacement les composantes harmoniques des tensions d'alimentation. Ainsi, sa mise en œuvre permet d'améliorer les performances du filtrage. Les courants diphasés d'axes α et β peuvent être définis comme la somme d'une composante fondamentale et d'une composante harmonique :

$$\begin{cases} i_\alpha = \bar{i}_\alpha + \tilde{i}_\alpha \\ i_\beta = \bar{i}_\beta + \tilde{i}_\beta \end{cases} \quad (2.29)$$

Le deuxième FMV permet d'extraire les composantes fondamentales du courant de charge à la pulsation ω_c , directement selon les axes $\alpha\beta$. Ensuite, les composantes harmoniques du courant selon les axes $\alpha\beta$, notées ici $\tilde{i}_\alpha$ et $\tilde{i}_\beta$ sont obtenues en soustrayant sur chaque axe, la sortie du FMV à son entrée (voir fig.2.8).

On peut alors calculer les composantes alternatives des puissances réelle (p) et imaginaire (q) instantanées par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta \\ -\bar{v}_\beta & \bar{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Avec : $\tilde{p}, \tilde{q}$ sont les composantes alternatives de p et q

Les composantes harmoniques du courant sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta \\ -\bar{v}_\beta & \bar{v}_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta \\ -\bar{v}_\beta & \bar{v}_\alpha \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta \\ \bar{v}_\beta & -\bar{v}_\alpha \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Les courants de référence triphasés des courants harmoniques :

$$\begin{bmatrix} i_{a-ref} \\ i_{b-ref} \\ i_{c-ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

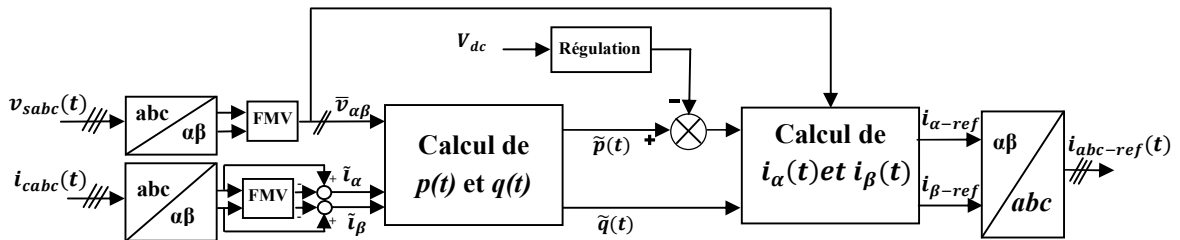


Fig. 2.8 Méthode d'identification basée sur la méthode de PIRI avec FMV.

2.4.2 Poursuite des courants de référence

La finalité de la commande d'un FAP est de contrôler les courants de sortie du FAP afin qu'ils suivent au plus près leurs références. Le principe de cette poursuite est basé sur la comparaison entre le courant i_f généré par le FAP et le courant de référence i_{ref} , afin d'en déduire les ordres de commande des interrupteurs de puissance [Kar 09]. Les deux principales familles de commande sont :

- la commande par hystérésis,
- la commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

2.4.2.1 Commande par hystérésis

La commande conventionnelle par hystérésis est appelée aussi commande en tout ou rien. C'est une commande non-linéaire à fréquence de commutation variable permettant de fixer les ondulations de courants. Cette stratégie de commande assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. Le schéma de principe de cette technique de commande est illustré sur la Figure 2.9. Son principe consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur (différence entre le courant de référence i_{ref} et le courant du compensateur actif i_f). Cette erreur est ensuite comparée à un intervalle appelé bande d'hystérésis qui génère la commande des interrupteurs [Ham 10][Gad 16].

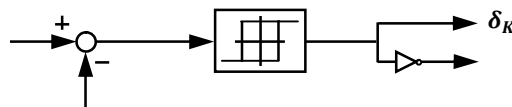


Fig.2.9 Principe du contrôle par hystérésis.

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir :

- La fréquence de commutation n'est pas fixe, elle dépend de la bande d'hystérésis et de la dérivée de courant, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés.
- La commande est appliquée séparément sur les trois phases. Or la structure électrotechnique impose à chaque instant que la somme des trois courants soit nulle. Le résultat obtenu sur un courant n'est donc pas indépendant des deux autres phases. Ainsi le courant asservi ne pourra pas respecter les limites imposées par la bande de l'hystérésis [Sah 12].

2.4.2.2 Commande par hystérésis modulée

La commande par hystérésis modulée a pour objectif d'apporter une amélioration en résolvant l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle par la fixation de la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Cette amélioration consiste à ajouter au signal d'erreur ($e = i_{ref} - i_f$) un signal triangulaire à la fréquence de commutation. La fréquence doit être choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux composants de puissance. Le signal ainsi obtenu attaque alors l'entrée d'un régulateur à hystérésis de largeur de bande 2 BH (Band Hysterisis) dont la sortie permet de commander les interrupteurs de puissance. Le schéma de cette commande est décrit à la Figure 2.10.

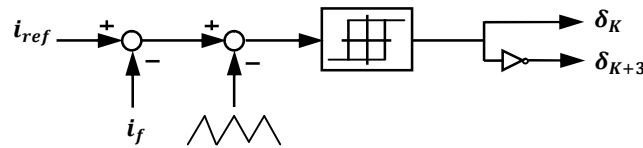


Fig.2.10 Principe du contrôle de courant par hystérésis modulée

Dans le cas du contrôle par hystérésis modulée, il est important de dimensionner correctement les valeurs des deux paramètres déterminants, à savoir l'amplitude du signal triangulaire et la bande passante du régulateur par hystérésis. Si ces paramètres ne sont pas correctement déterminés, la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance sera soit supérieure, soit inférieure, à la fréquence souhaitée [Ham 10].

2.4.2.3 Commande des courants par MLI

Afin de parfaitement maîtriser les fréquences de commutation et de leur répercussion sur les interrupteurs, une autre stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) peut être proposée (Figure.2.11). Il s'agit de la commande qui cherche à rendre la fréquence de commutation constante [Lah 17]. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette tension est ensuite comparée avec un signal en dent de scie (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs.

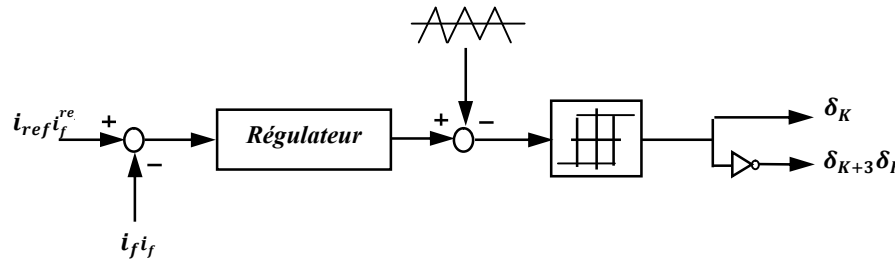


Fig. 2.11 Principe de contrôle du courant par MLI avec régulateur.

2. 4.3 Régulation de la tension de la source continue

L'objectif de régulation d'éliminer sinon de réduire l'erreur entre le signal de référence et le signal mesuré. Le tableau 2.2 récapitule les critères qui définissent les qualités d'une bonne régulation [Zay 14].

Tab.2.2 Critères et définition d'une bonne qualité de régulation.

Critères	Définition
Stabilité	elle doit toujours converger vers un point d'équilibre stable, et ne doit pas osciller autour du point de consigne
Précision	maintenue en permanence au plus près de la consigne
Rapidité	atteindre le point d'équilibre en prenant le moins de temps possible

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. Si aucun échange de puissance active n'existe entre la capacité et le réseau, cette dernière sera considérée comme un réservoir pour la circulation des harmoniques. Les principales causes d'échange de puissance et qui sont susceptibles de modifier cette tension sont [Tad 08] [Beb 04] [Mah 17] :

- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante,
- Les pertes de commutation et par conduction des interrupteurs de puissance,
- Les pertes par effet Joule dans les composants passifs L et C.

2.4.3.1 Régulation proportionnel intégral (PI)

La régulation de la tension de source continue est usuellement faite par des correcteurs de type proportionnel intégral (PI). La fonction de transfert de ce régulateur est définie par :

$$K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.34)$$

La référence est générée par le correcteur PI comme suit :

- Pour une régulation par courant :

$$I_{dc} = K_p(V_{dc-ref} - V_{dc}) + K_i \int (V_{dc-ref} - V_{dc}) dt \quad (2.35)$$

- Pour une régulation par P_{dc} :

$$P_{dc} = K_{pdc}(V_{dc-r} - V_{dc})^2 + K_{idc} \int (V_{dc-r} - V_{dc})^2 dt \quad (2.36)$$

k_p et k_i (resp. k_{pdc} et k_{idc}) sont les termes proportionnel et intégral du correcteur PI.

Les gains proportionnel et intégral sont déterminés à partir de l'étude de la fonction de transfert en boucle fermée schématisée sur les figures 2.12 et 2.13.

2.4.3.1.1 Régulation par I_{dc}

La tension aux bornes de la capacité du bus continu est :

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \int I_{dc} dt \quad (2.37)$$

En appliquant la transformée de Laplace on trouve :

$$V_{dc} = \frac{1}{sC_{dc}} I_{dc} \quad (2.38)$$

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est : $\frac{1}{sC_{dc}}$.

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$G_{BF} = \frac{\left(1 + \frac{K_p}{K_i} s\right) \frac{K_i}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{K_p}{C_{dc}} s + \frac{K_i}{C_{dc}}} \quad (2.39)$$

L'expression générale d'une fonction de transfert du second ordre est :

$$G_{BF} = \frac{\left(1 + \frac{K_p}{K_i} s\right) \omega_c^2}{s^2 + 2\xi \omega_c s + \omega_c^2} \quad (2.40)$$

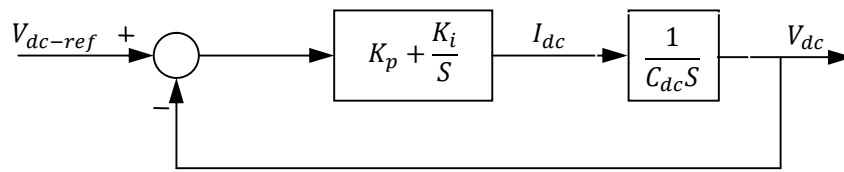


Fig.2.12 Boucle de régulation de la tension du bus continue avec I_{dc} .

Après identification de cette dernière équation avec l'équation 2.39 on trouve : $K_i = \omega_c^2 C_{dc}$ et $K_p = 2\xi \sqrt{K_i C}$

2.4.3.1.2 Régulation par P_{dc}

Si on néglige les pertes au niveau de l'onduleur et dans le filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \right) \quad (2.41)$$

En appliquant la transformation de Laplace sur cette relation, on obtient :

$$P_{dc} = \frac{1}{2} S C_{dc} v_{dc}^2(S) \quad (2.42)$$

Le carré de la tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$v_{dc}^2 = \frac{2P_{dc}(S)}{C_{dc}S} \quad (2.43)$$

A partir de la relation 2.43 et en tenant compte du régulateur PI, la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la figure 2.13.

A partir de la figure 2.13, la fonction de transfert représentant la régulation en boucle fermée de la tension continue est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{1 + \frac{K_{Pdc}S}{K_{idc}}}{s^2 + 2\frac{K_{Pdc}}{C_{dc}}s + 2\frac{K_{idc}}{C_{dc}}} \quad (2.44)$$

Comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre, on trouve : $K_{idc} = \frac{1}{2} C_{dc} \omega_{dc}^2$ et $K_{Pdc} = \xi \sqrt{2 C_{dc} K_{idc}}$ tel que: $\omega_{dc} = 2\pi f_c$

Pour un compromis entre temps de réponse et dépassement on prend $\xi = 0.707$ et pour un bon filtrage des harmoniques de la tension de boucle on prend $f_c = 30$ Hz.

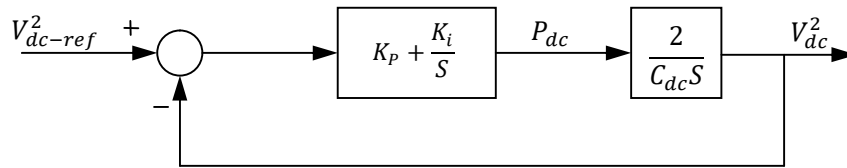


Fig.2.13 Boucle de régulation de la tension du bus continue par P_{dc} .

La sortie du régulateur de tension s'ajoute à la composante active harmonique et donne lieu à un courant actif supplémentaire (cas des méthodes SRF) ou une puissance active (cas des méthodes PQ) permettant de corriger la tension continue V_{dc} .

2.4.3.2 Régulation backstepping

La méthode de commande par backstepping est relativement récente dans la théorie de commande des systèmes non-linéaires. Il s'agit d'une technique de commande permettant d'une manière séquentielle et systématique de construire des fonctions de Lyapunov stabilisantes pour qu'elle puisse être appliquée, le backstepping est moins restrictif et n'oblige pas le système à être linéaire.

L'idée fondamentale du backstepping est de synthétiser la loi de commande d'une manière récursive. Certaines composantes du vecteur d'état seraient considérées comme des «commandes virtuelles» et des lois de commande intermédiaires vont être élaborées.

Le backstepping s'applique aux systèmes non linéaires triangulaires standards (*strict-feedback systems*).

2.4.3.2.1 Stabilité au sens de Lyapunov (méthode directe)

La stabilité au sens de Lyapunov est une traduction mathématique d'une constatation élémentaire : si l'énergie totale d'un système se dissipe continûment (c'est-à-dire décroît avec le temps) alors ce système (qu'il soit linéaire ou non, stationnaire ou non) tend à se ramener à un état d'équilibre (il est stable). La méthode directe cherche donc à générer une fonction scalaire de type énergétique qui admet une dérivée temporelle négative.

Théorème 1 (Stabilité locale) : L'état d'équilibre $x_e = 0$ est stable si il existe une fonction continûment dérivable $U(x)$ telle que :

$$(1) U(0) = 0, \quad (2.45)$$

$$(2) U(x) > 0 \forall x \neq 0, x \in \Omega, \quad (2.46)$$

$$(3) \dot{U}(x) \leq 0 \forall x \neq 0, x \in \Omega. \quad (2.47)$$

Si de plus (3) est remplacée par $\dot{U}(x) < 0$ alors l'état d'équilibre est asymptotiquement stable. La fonction $U(x)$ est appelée fonction de LYAPUNOV.

Ce théorème est une condition suffisante de stabilité mais ne permet pas de guider l'utilisateur dans le choix de la fonction de Lyapunov et ne permet pas de conclure si on ne trouve pas une telle fonction. Une fonction de Lyapunov candidate est une fonction définie positive dont on teste la décroissance autour du point d'équilibre. L'étude des méthodes qui permettent de construire une fonction de Lyapunov candidate pour un système donné a motivé une littérature très abondante ces dernières décennies dont la revue dépasse le cadre de document.

Théorème 2 (Stabilité globale) : L'état d'équilibre x_e est globalement asymptotiquement stable s'il existe une fonction continûment dérivable $U(x)$ telle que:

$$(1) U(0) = 0, \quad (2.48)$$

$$(2) U(x) > 0 \forall x \neq 0, \quad (2.49)$$

$$(3) \dot{U}(x) < 0 \forall x \neq 0, \quad (2.50)$$

$$(4) \dot{U} \rightarrow \infty \text{ quand } \|x\| \rightarrow \infty. \quad (2.51)$$

Définition : On dit qu'un point fixe x^* est stable si pour tout $\varepsilon > 0$, il existe $\delta > 0$ tel que, si $\|x - x^*\| \leq \delta$ alors, pour tout $t \geq 0$, $\|\varphi(t, x) - x^*\| \leq \varepsilon$.

En particulier, si x^* est un point fixe stable et x est suffisamment proche de x^* , la fonction $\varphi(t, x)$ est bien définie pour tout temps $t \geq 0$ (puisque'elle reste confinée dans un compact). On qualifie parfois cette notion de stabilité au sens de Lyapunov.

La commande par Backstepping basée sur le théorème de LYAPUNOV, est utilisée par [Bou 14], [Fan 15] et [Ben 19].

Dans ce qui suit, nous allons exploiter les théorèmes précédents pour faire la régulation de la tension du condensateur.

Soit V_{dc} la tension aux bornes du condensateur C_{dc} , et V_{dc_ref} la tension de référence aux bornes de C_{dc} . Notre objectif est que V_{dc} suit sa référence c.à.d :

$$\Delta V_{dc} = V_{dc_ref} - V_{dc} = \varepsilon(V_{dc}) \quad (2.52)$$

$\varepsilon(V_{dc})$: L'erreur de tension (ou bien la variation de la tension).

Pour cela nous faisons appel à l'énergie emmagasinée dans le condensateur :

$$E_{dc}(V_{dc}) = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (2.53)$$

sa dérivé est :

$$P_{dc}(V_{dc}) = \dot{E}_{dc}(V_{dc}) = C_{dc} V_{dc} \dot{V}_{dc} \Rightarrow \dot{V}_{dc} = \frac{P_{dc}(V_{dc})}{C_{dc} V_{dc}} \quad (2.54)$$

On définit l'erreur de l'énergie absorbée comme :

$$\Delta E_{dc}(V_{dc}) = \frac{1}{2} C_{dc} \Delta V_{dc}^2 \quad (2.55)$$

Pour maintenir constante la puissance emmagasiner dans le condensateur (et donc la tension à ces bornes), il faut que cette erreur soit compensée.

L'erreur ΔE_{dc} est une fonction asymptotiquement stable de lyapunov si et seulement si :

$$(1) \Delta E_{dc}(0) = 0, \quad (2.56)$$

$$(2) \Delta E_{dc}(V_{dc}) > 0 \forall \Delta V_{dc} \neq 0 \quad (2.57)$$

$$(3) \Delta \dot{E}_{dc}(V_{dc}) < 0 \forall \Delta V_{dc} \neq 0. \quad (2.58)$$

Les deux premières conditions sont satisfaites. Il reste à trouver une solution pour satisfaire la troisième condition.

$$\Delta P_{dc}(V_{dc}) < 0 \Rightarrow -C_{dc} \Delta V_{dc} \dot{V}_{dc} < 0 \quad (2.59)$$

En remplaçant $\dot{V}_{dc}$ dans (2.59) par son expression dans (2.54), nous pouvons écrire :

$$-C_{dc} \Delta V_{dc} \frac{P_{dc}(V_{dc})}{C_{dc} V_{dc}} < 0 \quad (2.60)$$

Pour satisfaire cette condition nous prenons :

$$\frac{P_{dc}(V_{dc})}{V_{dc}} = \frac{\Delta V_{dc}}{k} \quad (2.61)$$

donc :

$$P_{dc}(V_{dc}) = \frac{\Delta V_{dc} V_{dc}}{k} \quad (2.62)$$

$$\text{tel que :} \quad k > 0 \quad (2.63)$$

$P_{dc}(V_{dc})$: La puissance à fournir par le filtre afin de maintenir constante la tension aux bornes de la capacité.

k : Paramètre de régulation.

Remarque : On peut facilement vérifier que la fonction de LYAPUNOV étudiée est globalement stable.

Le schéma de régulation par Backstepping est présenté ci-dessous.

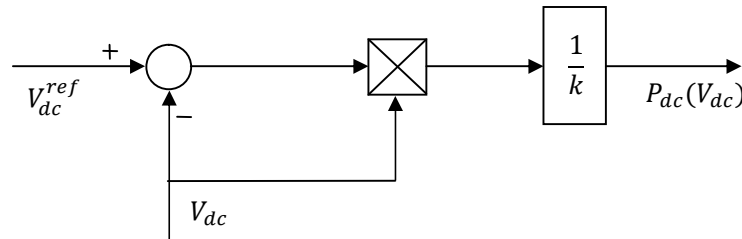


Fig.2.14 Schéma du régulateur par Backstepping.

2.4.4 Boucle à verrouillage de phase (PLL)

La synchronisation appropriée avec le réseau électrique est l'un des aspects les plus importants à considérer dans le contrôle des dispositifs reliés au réseau tels que les redresseurs commandés, les filtres actifs, et également dans les systèmes de génération de l'énergie électrique tels que les centrales éoliennes et photovoltaïques. La solution la plus largement adoptée pour la synchronisation est la PLL (*Phase Locked Loop ou Boucle à Verrouillage de Phase*) [Rod 07] [Lah 17].

Afin de contrôler les échanges de puissance, l'onduleur doit être toujours synchronisé avec le réseau. Pour améliorer la qualité de l'énergie au niveau du réseau tout en assurant un facteur de puissance quasi-unitaire, la génération d'un signal sinusoïdal en phase avec la tension d'alimentation est nécessaire pour la détermination des courants de références. Cependant, le système de tension auquel nous avons accès (FAP) est celui mesuré au niveau du point de raccordement (PCC), c'est-à-dire (Vs). Lorsque la charge est non linéaire, elle absorbe des courants non sinusoïdaux qui génèrent des harmoniques de courant, dégradant ainsi la tension au point commun de connexion (PCC). De plus, si les courants absorbés par la charge sont déséquilibrés, un système inverse de tension apparaît au niveau de PCC.

Par conséquent, des composantes harmoniques risquent de subsister dans le courant de source (i_s) après compensation [Lah 17].

En effet, l'objectif du bloc de synchronisation est d'obtenir la phase de la tension instantanée du réseau par la réalisation d'un suivi de phase de la composante en quadrature, ce qui se produit lorsque la phase estimée est égale à la phase du réseau [Ben 03].

Dans la plupart des stratégies de commande conventionnelles pour les dispositifs électronique de puissance, spécialement pour le filtrage actif shunt, l'amplitude, la fréquence et la phase instantanée de la tension directe du réseau électrique, sont nécessaires [Lah 17].

2.4.4.1 Structure générale de la PLL classique

La figure.2.15 montre l'ensemble de la structure du système à base de PLL. La PLL est utilisée pour détecter des composantes symétriques ainsi que la phase instantanée de la tension [lah 17] en utilisant un filtre passe-bas [Cha 12].

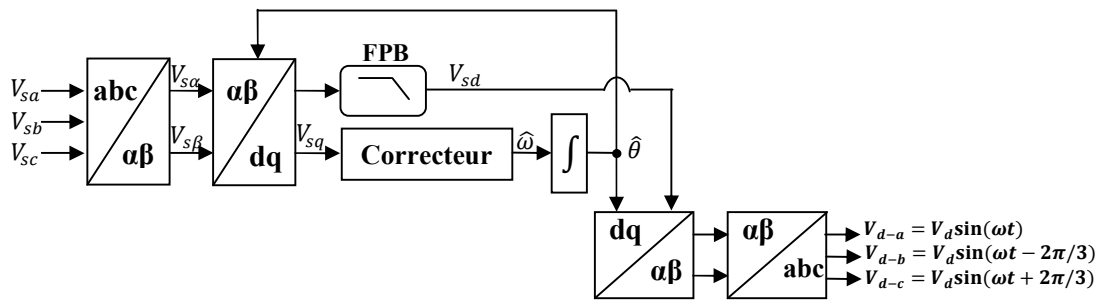


Fig. 2.15 Structure classique d'une PLL.

2.4.4.2 Utilisation d'un filtre multi-variable

Cette approche de synchronisation est développée dans [Ben 19]. Dans cette approche simple, le filtre multi-variable est utilisé pour générer les signaux $\cos(\theta)$ et $\sin(\theta)$ des courants. Ce filtre permet aussi d'obtenir la phase instantanée à partir des signaux $\cos$ ou du $\sin$.

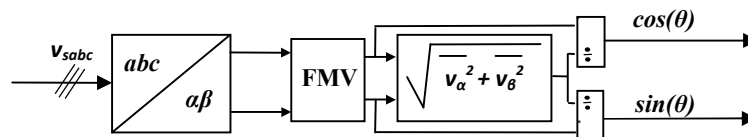


Fig. 2.16 Structure d'une PLL avec filtre multi-variable.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons présenté et défini les éléments constituant le filtre actif parallèle à structure tension, connectées à un réseau électrique à trois fils pour compenser

les harmoniques de courant générés par des charges non-linéaires. Cette structure a été partagée en deux parties à savoir la partie puissance et la partie commande. Les éléments de la partie de commande, tels que les méthodes classiques d'identification des courants perturbés sont bien détaillée dans ce chapitre, la commande de l'onduleur et la régulation de la tension continue, de même que ceux de la partie puissance, comme l'onduleur, l'élément de stockage et filtre de sortie ont été fixés. Nous avons présenté également les trois stratégies de commande de l'onduleur couramment utilisées dans les applications des filtres actifs : hystérésis, hystérésis modulée et MLI. La commande hystérésis est très simple et très rapide tandis que la fréquence instantanée des commutations n'est pas contrôlable.

CHAPITRE III

IDENTIFICATION PAR LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS (RNA)

3.1 Introduction

Ces dernières années, on a vu une augmentation d'intérêt spectaculaire dans l'utilisation des réseaux de neurones artificiels (RNA). Ces RNA se caractérisent par leur capacité d'apprentissage et de reconnaissance à grande vitesse. Ils ont justifié leur efficacité dans de nombreux domaines tels que les machines et le filtrage actif [Ngu 08] [Che 16] [Lah 16].

Dans ce chapitre, Nous allons exploiter les RNA de type Adaline pour concevoir différentes variantes de filtres d'extractions. Ces derniers seront utilisés lors de l'identification des courants harmoniques à la place des filtres classiques (filtre passe-bas et filtre multi-variable). Ces filtres neuronaux vont être utilisés dans la méthode du référentiel synchrone (SRF) et aussi dans la méthode de puissances instantanées réelle et imaginaire (PIRI). Ces nouvelles méthodes utilisant les différentes variantes neuronaux seront développées et testées par simulation, afin de filtrer les courants harmoniques dans les réseaux triphasés à trois fils et quatre fils. Les résultats de simulation sont comparés avec ceux des méthodes SRF et PIRI classique. Enfin, la régulation de la tension est faite par backstepping et comparée avec celle du régulateur PI.

3.2 Généralités sur les réseaux de neurones

Les neurones biologiques (Figure 3.1) constituent l'unité fonctionnelle de base du système nerveux. Ils assurent le traitement des signaux bioélectriques appelés influx nerveux. En fait, les neurones font une sommation des signaux reçus en entrée et fournissent en sortie un courant en fonction du résultat obtenu.

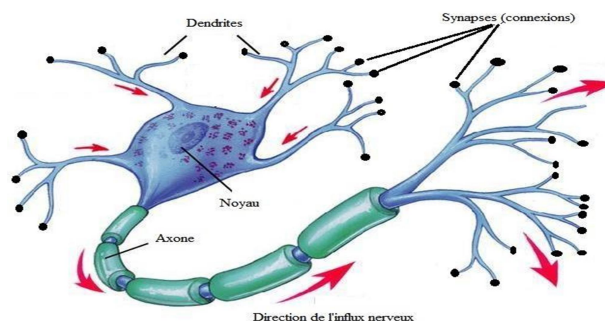


Fig. 3.1 Les neurones biologiques.

Un neurone artificiel, quelqu'il soit, est une simplification extrême du neurone biologique [Wir 09]. En outre, un neurone formel ou artificiel est une opération mathématique et informatique très simple. La sortie du neurone est une fonction généralement non linéaire d'une combinaison des entrées pondérées par des paramètres qui sont souvent désignés sous le nom de **poids**, en raison de l'inspiration biologique **poids synaptiques**.

3.3 Architecture des réseaux de neurones et types d'apprentissage

Dans l'architecture des réseaux de neurones artificiels, on peut distinguer :

- Les réseaux non bouclés ou réseaux unidirectionnels (*feedforward networks*) qui ont leurs neurones organisés sous la forme d'une ou de plusieurs couches successives. L'information circule de la couche d'entrées vers la couche de sortie au travers d'éventuelles couches intermédiaires mais sans retour en arrière.
- Les réseaux bouclés ou les réseaux récurrents (*recurrent networks*) qui possèdent une structure similaire à celle des réseaux unidirectionnels mais complétée par des connexions entre éléments de la même couche ou vers des couches amont. Ces réseaux sont assez puissants car leur fonctionnement est séquentiel et adopte un comportement dynamique.
- Les réseaux à connexions complexes qui rentrent dans la catégorie des réseaux à connexions complexes se trouvent tous les réseaux qui ne trouvent pas leur place dans les deux catégories précédemment citées.

L'apprentissage est supervisé quand il est possible de fournir une sortie désirée. Les poids du réseau de neurones sont ajustés en fonction d'un signal d'erreur qui est la différence entre la sortie fournie par le réseau et la sortie désirée.

L'apprentissage est non-supervisé lorsque l'adaptation des poids ne dépend que des critères internes au réseau. L'adaptation se fait uniquement avec les signaux d'entrées. Aucun signal d'erreur, aucune sortie désirée n'est prise en compte.

L'apprentissage est « par renforcement » qui est mathématiquement un problème d'optimisation dont l'objectif est de chercher les bonnes actions affectant un système afin de produire asymptotiquement les sorties désirées.

3.4 Algorithmes d'apprentissage

Un algorithme d'apprentissage permet de modifier les poids afin d'obtenir la réponse attendue.

3.4.1 Apprentissage par correction d'erreur

On suppose un réseau de neurones comme celui indiqué sur la figure 3.2 avec **m** neurones dans la couche d'entrée, **n** neurones dans une seule couche cachée et **p** neurones dans la couche de sortie.

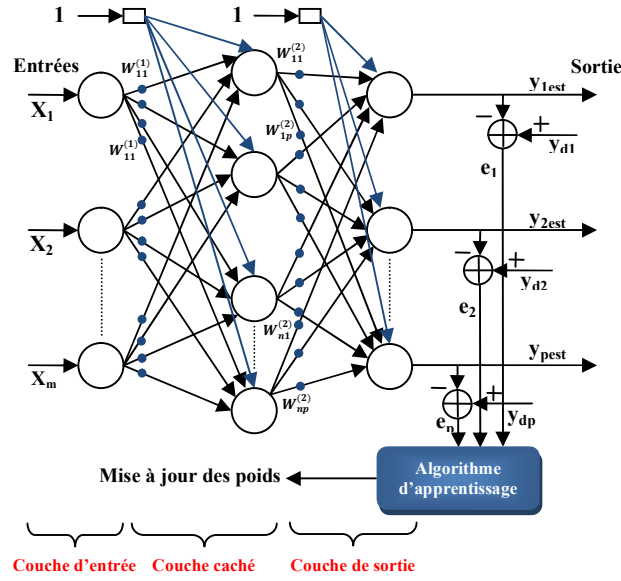


Fig. 3.2 Structure d'un réseau de neurones (à une seule couche cachée).

On prend $X(t) = [X_1(t) \ X_2(t) \ \dots \ X_m(t)]^T$ le vecteur d'entrée, $y_d(t) = [y_{d1}(t) \ y_{d2} \ \dots \ y_{dp}]^T$ représente le signal du vecteur de la sortie désirée, et $y(t) = [y_{est1}(t) \ y_{est2}(t) \ \dots \ y_{estp}(t)]^T$ est la réponse du RN.

Ainsi, $y_{estk}(t)$ est la sortie du $k^{ème}$ neurone de la couche de sortie suite à une simulation $X(t)$ appliquée en entrée du réseau à l'instant t . L'entrée $X(t)$ et la réponse désirée correspondante $y_d(t)$ constituent un exemple particulier qui représente le système à l'instant t . L'erreur $e_k(t)$ est définie par :

$$e_k(t) = y_{dk}(t) - y_{estk}(t) \quad (3.1)$$

L'objectif de l'apprentissage par correction de l'erreur est de minimiser une fonction J :

$$J = E \left[\frac{1}{2} \cdot \sum_{k=1}^p e_k^2(t) \right] \quad (3.2)$$

E est l'espérance mathématique.

Le facteur $\frac{1}{2}$ est utilisé pour simplifier l'écriture de la dérivation de J par rapport aux poids du réseau dans la méthode de correction de l'erreur. La minimisation de la fonction J est réalisée en utilisant une méthode de descente de gradient [Hyk 99] [Ngu10].

En amont du RN, une étape de normalisation permet de placer les grandeurs des entrées dans une plage uniforme de valeurs. Les signaux d'entrées ont ainsi la même importance les uns par rapport aux autres et donnent ainsi tout son sens aux poids neuronaux qui les pondèrent. Avec des entrées normalisées, une opération inverse peut être facilement employée à la sortie du RN pour replacer les signaux dans les plages des valeurs réelles et nécessaires au processus.

Pour un environnement inconnu, Widrow et Hoff ont proposé une solution d'approximation en écrivant la fonction J sous la forme :

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p e_k^2(t) \quad (3.3)$$

Dans cette approche, seules les valeurs instantanées de la somme de l'erreur au carré ont été retenues. La méthode qui en découle est aussi connue sous le nom d'algorithme des moindres carrés (Least Mean Square) (LMS).

3.4.1.1 Algorithme des moindres carrés

L'algorithme LMS a été formulé par Widrow et Hoff pour être utilisé dans les circuits de commutation adaptative (Adaptive Switching Circuit). Cet algorithme n'est utilisé qu'avec un réseau particulier où la structure entre les entrées et les sorties est linéaire [Wid 96]. Ce type de réseau linéaire est également appelé ADaptive LInear NEuron (ADALINE).

a. Equation de Wiener-Hopf

Soit $x(t)$ un vecteur d'entrées de dimension m comme le montre la figure 3.3. La fonction de coût J s'écrit comme suit :

$$J = \frac{1}{2} \cdot E[e^2(t)] \quad (3.4)$$

avec

$$e(t) = y_d(t) - \sum_{i=1}^m w_i(t)x_i(t) \quad (3.5)$$

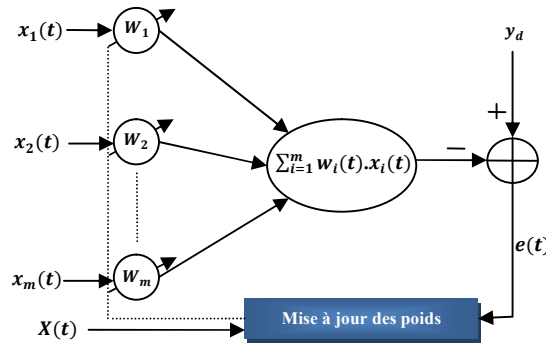


Fig. 3.3 Un élément ADALINE.

Le but de l'algorithme d'apprentissage est de minimiser la fonction J en modifiant les poids W_i . En développant le carré, on obtient :

$$J = \frac{1}{2} \cdot E(y_d^2) - \sum_{i=1}^m [w_i \cdot E(x_i \cdot y_d)] + \frac{1}{2} \cdot \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^m [w_j \cdot w_i \cdot E(x_j \cdot x_i)] \quad (3.6)$$

On considère les poids comme des valeurs constantes en régime permanent. Si on pose :

$r_d = E(y_d^2)$ comme valeur moyenne de la sortie désirée au carré,

$r_{ydx}(i) = E(y_d \cdot x_i)$ comme fonction de corrélation entre la sortie désirée et l'entrée x_i ,

$r_x(j, i) = E(x_j \cdot x_i)$ comme fonction d'auto-corrélation de l'ensemble des vecteurs d'entrées avec $i, j = 1, 2, \dots, m$.

Alors J peut être réécrit sous la forme suivante :

$$J = \frac{1}{2} r_d - \sum_{i=1}^m [w_i \cdot r_{ydx}(i)] + \frac{1}{2} \cdot \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^m [w_j w_i r_x(j, i)] \quad (3.7)$$

La fonction J représente la surface de l'erreur du réseau. La convergence de l'algorithme est atteinte pour une valeur minimale de J. Cette condition optimale est obtenue quand la dérivée de J par rapport aux poids W_i est égale à zéro. Cette dérivée est appelée le gradient de l'erreur surfacique :

$$\frac{\partial J}{\partial w_i} = \nabla_{w_i} J \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.8)$$

et elle vaut :

$$\nabla_{w_i} J = -r_{ydx}(i) + \sum_{j=1}^m [w_j \cdot r_x(j, i)] \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.9)$$

On met l'équation (3.9) égale à zéro pour une minimisation de J et on déduit une équation permettant de calculer les poids optimaux [Wid 96] :

$$\sum_{j=1}^m [w_j \cdot r_x(j, i)] = r_{ydx}(i) \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.10)$$

Dans l'équation de Wiener-Hopf (3.9), les poids sont obtenus par la division de la fonction de corrélation entre y_d et x_i avec la fonction d'autocorrélation inverse du vecteur d'entrée x . Pour éviter le calcul de l'inverse de la matrice $r_x(j, i)$, deux méthodes sont proposées dans la littérature [Wid 96] [Hay 99] [Ngu 10].

b. Méthode du gradient simple

La méthode du gradient simple suppose que les poids varient avec le temps et ses valeurs sont modifiées de manière itérative suivant l'erreur surfacique afin d'atteindre le point minimal de J. Le principe de cette approximation est indiqué dans la figure 3.4, Il est intuitif de montrer que la direction de l'adaptation des poids est opposée à celle du vecteur du gradient J dont les éléments sont définis par $\nabla_{w_i} J$ avec $i = 1, 2, \dots, m$. Selon cette méthode, l'adaptation appliquée au poids $w_i(k)$ à l'itération k est définie par :

$$\Delta w_i(k) = -\mu \cdot \nabla_{w_i} J(k) \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.11)$$

où μ est une constante positive appelée le coefficient d'apprentissage et choisie entre 0 et 1. Enfin, la mise à jour des poids sera effectuée par :

$$w_i(k+1) = w_i(k) - \mu \cdot \nabla_{w_i} J(k) \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.12)$$

En combinant les équations, (3.9) et (3.10), nous obtenons une relation entre deux poids consécutifs en fonction de la matrice de corrélation $r_{y_d x}(i)$ et $r_x(j, i)$:

$$w_i(k+1) = w_i(k) + \mu \left[r_{y_d x}(i) - \sum_{j=1}^m [w_j(k) \cdot r_x(j, i)] \right] \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.13)$$

L'inconvénient majeur de la méthode par descente du gradient est la nécessité de disposer des fonctions de corrélations $r_{y_d x}$ et $r_x(j, i)$. Dans certains cas, ces fonctions ne sont pas connues et c'est ce qui conduit à utiliser des estimations. L'algorithme LMS est proposé afin d'estimer ces fonctions de corrélation et permet de résoudre le problème.

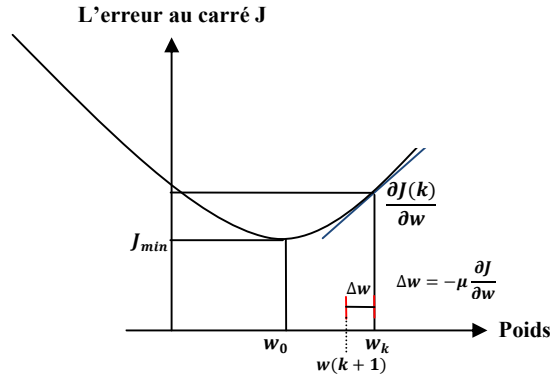


Fig. 3.4 Illustration en dimension 1 de la descente du gradient.

c. Algorithme LMS

L'algorithme LMS est basé sur l'utilisation de l'estimation instantanée des fonctions de corrélation. Ces estimations sont exprimées par [Ngu 10] [Bec 13]:

$$\hat{r}_{y_d x}(i; k) = y_d(k) \cdot x_i(k) \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3.14)$$

$$\hat{r}_x(j, i, k) = x_j(k) \cdot x_i(k) \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (3.15)$$

Les termes surmontés du symbole $\wedge$ désignent des valeurs estimées. Remplaçons (3.15) et (3.14) dans l'équation (3.13), on trouve:

$$\begin{aligned} w_i(k+1) &= w_i(k) + \mu \left[x_i(k) \cdot y_d(k) - \sum_{j=1}^m [w_j(k) \cdot x_j(k) \cdot x_i(k)] \right] \\ &= w_i(k) + \mu \left[y_d(k) - \sum_{j=1}^m [w_j(k) \cdot x_j(k)] \right] \cdot x_i(k) \\ &= w_i(k) + \mu [y_d(k) - y_{est}(k)] \cdot x_i(k) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Les étapes de l'algorithme LMS est résumées par la suite:

1. Initialisation des poids : $w_i(0)$ (mis à zéro ou bien choisis aléatoirement) et du paramètre d'apprentissage μ ,

2. Calculs et mis à jour des poids :

- ♦ $y(k) = \sum_{j=1}^m w_j(k) \cdot x_j(k)$
- ♦ $e(k) = y_d(k) - y_{est}(k)$
- ♦ $w_i(k+1) = w_i(k) + \mu \cdot e(k) \cdot x_i(k), \quad i = 1, 2, \dots,$

3.4.2 Apprentissage à rétro-propagation du gradient d'erreur

Le nom rétro-propagation signifie que l'erreur est propagée à travers le réseau de la dernière couche vers la première.

La méthode d'apprentissage appelée rétro-propagation du gradient est le cas général de la méthode LMS. L'algorithme d'apprentissage LMS résout un réseau sans couche cachée (ADALINE) tandis que l'algorithme de rétro-propagation peut résoudre un réseau multicouche.

3.4.3 Apprentissage compétitif

L'apprentissage compétitif permet d'activer un neurone de sortie à un instant donné. Avec cette caractéristique, il peut être utilisé pour classifier les éléments d'un vecteur d'entrée. Dans cette méthode d'apprentissage, les neurones de sortie sont interconnectés les uns avec les autres. Cela exprime une inhibition latérale, c'est-à-dire que chaque neurone a tendance à inhiber les neurones auxquels il est connecté et réciproquement. Par contre, les connexions des composantes du vecteur d'entrée aux composantes du vecteur de sortie subissent une excitation. Un neurone j est dit « *neurone gagnant* » si la somme d'activité $O_j = \sum_{i=1}^m W_{ij} \cdot x_i$ est la plus grande parmi toutes celles des neurones de sortie. Ce neurone est donc mis à 1 et les autres sont mis à zéro. En utilisant l'algorithme d'apprentissage compétitif présenté dans [Hyk 99], l'adaptation ΔW_{ij} appliquée au poids W_{ij} est donnée par l'équation 3.18 :

$$\Delta W_{ij} = \begin{cases} \mu \cdot (x_i - W_{ij}) & \text{si } j^{\text{ème}} \text{ neurone gagne la compétition} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (3.17)$$

3.5 Modes d'apprentissage

3.5.1 Mode hors-ligne : un apprentissage préliminaire est demandé avant d'utiliser le réseau dans la phase opérationnelle (les poids sont constants). L'inconvénient de cette approche est que le réseau de neurones n'est pas adaptatif et de ce fait, il ne tiendra pas compte des changements pouvant intervenir dans le réseau électrique [Oud 05].

3.5.2 Mode en ligne : la phase de la mise à jour des poids est réalisée simultanément avec la tâche attendue (identification ou commande). Le mode en ligne est largement utilisé dans la commande des systèmes (boucle fermée). Pendant l'apprentissage, la modification des

paramètres du réseau doit assurer la stabilité du système dynamique à commander. Ce problème difficile a fait l'objet de plusieurs travaux [Sar 06] [Irw 95] [Kin 96] [Lev 93] [Mil 91].

3.6 Avantages des techniques neuronales

Les techniques neuronales appliquées à l'identification et à la commande des systèmes dynamiques offrent plusieurs avantages. Parmi ces avantages, nous pouvons citer [Oul 05]:

- L'identification ou la commande neuronale d'un processus ne requiert pas de son modèle mathématique interne.
- Les techniques neuronales améliorent considérablement les performances de la commande comparées à certaines techniques conventionnelles.
- Ces techniques peuvent profiter de l'expertise humaine si elle est disponible, sinon la commande neuronale se basera uniquement sur la réponse du système. Ainsi, leur conception peut combiner la réponse du système et l'expertise humaine.
- La commande neuronale s'adapte facilement aux changements qui surviennent dans le processus (commande adaptative).
- Elles peuvent apporter des solutions pour des problèmes intraitables par les méthodes classiques.
- Certaines architectures sont moins coûteuses que d'autres en termes d'implémentation matérielle.
- La plupart de ces architectures sont évolutives, etc...

3.7 Identification des courants harmoniques par réseaux Adaline

3.7.1 Méthode du référentiel lié au synchronisme

Dans ce qui suit, nous rappelons la formulation de base pour la méthode du SRF. Nous considérons la relation simplifiée du courant pollué, sur les trois phases comme suite:

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_1) \\ \cos(\omega t - \alpha_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \alpha_1 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + \sum_{n=2 \dots N} I_n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \alpha_n) \\ \cos(n\omega t - \alpha_n - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(n\omega t - \alpha_n + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Où la première partie représente les courants fondamentaux et la seconde modélise la somme des harmoniques.

La première phase de notre transformation consiste à écrire les courants dans le repère $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sum_{n=1 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \alpha_n) \\ \sin(n\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

C_{32} : est la matrice de Concordia.

Les courants fondamentaux et les courants harmoniques peuvent s'écrire de la façon suivante:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha_1) \\ \sin(\omega t - \alpha_1) \end{bmatrix} + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \alpha_n) \\ \sin(n\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

i_α et i_β représentent les courants dans le repère de Concordia.

Nous pouvons séparer les composantes harmoniques de la composante fondamentale du courant de charge dans le repère $\alpha\beta$, pour cela, nous utilisons deux filtres multi-variables neuronaux dont la description est dans la section A.

La transformation de Park (P), avec un angle de rotation de $-\omega t$, des courants de l'équation 3.20 donne les nouveaux courants :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = P(-\omega t) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) \\ -\sin(\alpha_1) \end{bmatrix} + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t - \alpha_n) \\ \sin((n-1)\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

i_d et i_q représentent les courants dans le repère dq.

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 \\ -\sin \alpha_1 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

et

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \sum_{n=1 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \begin{bmatrix} \cos((n-1)\omega t - \alpha_n) \\ \sin((n-1)\omega t - \alpha_n) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Les composantes continues $\bar{i}_d$ et $\bar{i}_q$ de l'équation (3.22) représentent les courants fondamentaux dans le repère diphasé. Les composantes alternatives $\tilde{i}_d$ et $\tilde{i}_q$ de l'équation (3.23) représentent les courants harmoniques dans le même repère.

Si on choisit de séparer les composantes continues des composantes alternatives dans le repère de Park (d-q) au lieu de faire la séparation dans le repère $\alpha\beta$, on peut utiliser deux filtres neuronaux qui remplacent les deux FPB (voir section B ci-après).

Pour retrouver les courants harmoniques de référence dans le repère triphasé, on réalise successivement les transformations C_{32} et $P(\omega t)$ sur les courants de l'équation (3.23) :

$$\begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix} = C_{32} P(\omega t) \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

A- Séparation dans le repère $\alpha\beta$

Deux réseaux Adaline sont nécessaires pour extraire les courants harmoniques. Les courants de l'équation 3.20 peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\omega t - \alpha_1) + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \cos(n\omega t - \alpha_n) = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 [\cos(\omega t) \cos(\alpha_1) + \sin(\omega t) \sin(\alpha_1)] + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n [\cos(n\omega t) \cos(\alpha_n) + \sin(n\omega t) \sin(\alpha_n)] \quad (3.25)$$

$$i_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\omega t - \alpha_1) + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \sin(n\omega t - \alpha_n) = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 [\sin(\omega t) \cos(\alpha_1) - \cos(\omega t) \sin(\alpha_1)] + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n [\sin(n\omega t) \cos(\alpha_n) - \cos(n\omega t) \sin(\alpha_n)] \quad (3.26)$$

Ce qui donne :

$$i_\alpha = W_\alpha^T X_\alpha(t) \quad (3.27)$$

$$i_\beta = W_\beta^T X_\beta(t) \quad (3.28)$$

avec :

$$W_\alpha^T = \left[\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\alpha_1) \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\alpha_1) \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \cos(\alpha_5) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \sin(\alpha_n) \right] \quad (3.29)$$

$$X_\alpha(t) = [\cos(\omega t) \quad \sin(\omega t) \quad \cos(5\omega t) \quad \dots \quad \sin(n\omega t)] \quad (3.30)$$

$$W_\beta^T = \left[-\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\alpha_1) \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\alpha_1) \quad -\sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \sin(\alpha_5) \quad \dots \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \cos(\alpha_n) \right] \quad (3.31)$$

$$X_\beta(t) = [\cos(\omega t) \quad \sin(\omega t) \quad \cos(5\omega t) \quad \dots \quad \sin(n\omega t)] \quad (3.32)$$

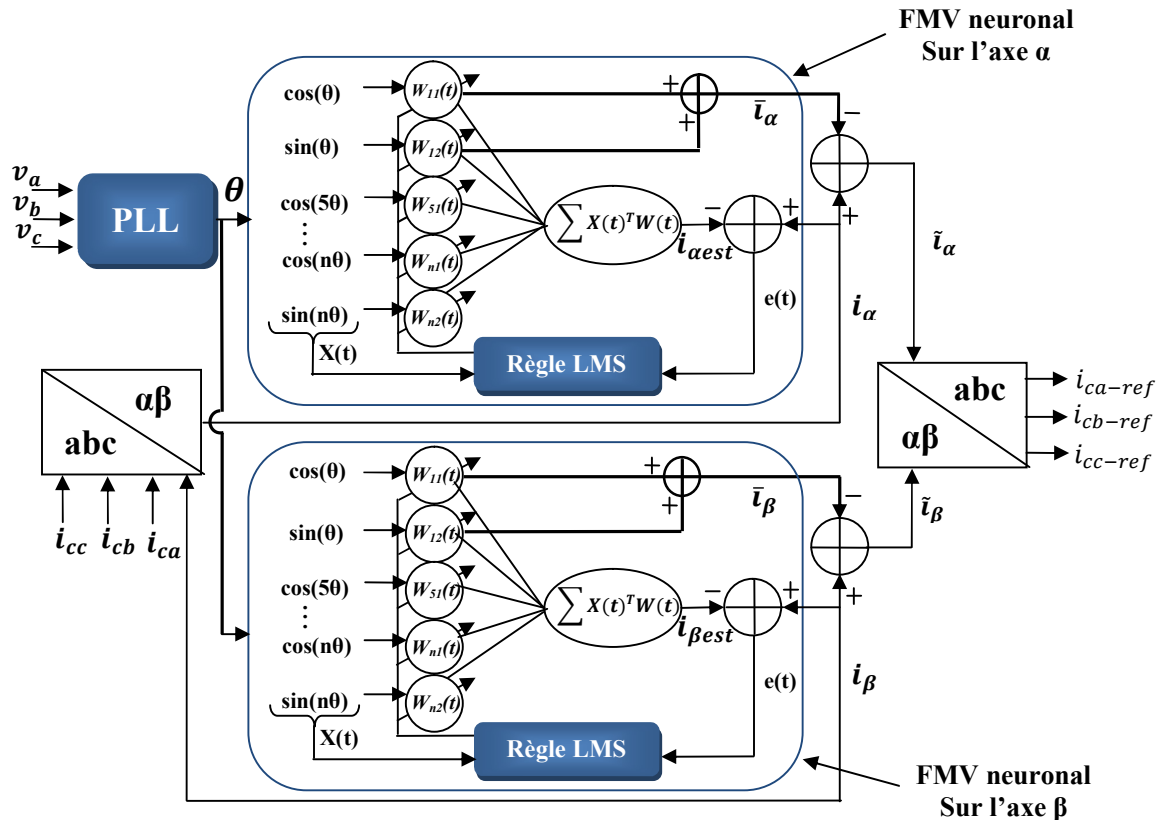


Fig.3.5 Identification des courants de références utilisant deux Adaline dans le repère $\alpha\beta$.

Les vecteurs $X_\alpha(t)$ et $X_\beta(t)$ constitueront les entrées des deux Adaline. Les vecteurs W_α^T et W_β^T représentent les poids des Adaline. Les deux premiers poids nous permettent d'estimer les courants fondamentaux représentés par le premier terme de l'équation (3.22). Ensuite, nous pouvons déduire les courants harmoniques dans ce même repère ($\alpha\beta$). La figure 3.5 décrit la méthode d'identification avec les deux réseaux Adaline.

B- Séparation dans le repère $d-q$

De la même manière avec le repère $\alpha\beta$, deux réseaux Adaline sont nécessaire pour la reconstitution des courants i_d et i_q dans le repère dq [Lah 16].

Les courants de l'équation (3.23) peuvent s'écrire séparément comme suit:

$$\begin{aligned} i_d &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\alpha_1) + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \cos((n-1)\omega t - \alpha_n) \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos(\alpha_1) + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n (\cos(n-1)\omega t \cos \alpha_n + \sin(n-1)\omega t \sin \alpha_n) \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} i_q &= -\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\alpha_1) + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n (\sin(n-1)\omega t - \alpha_n) \\ &= -\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin(\alpha_1) + \sum_{n=2 \dots N} \sqrt{\frac{3}{2}} I_n (\sin(n-1)\omega t \cos \alpha_n - \cos(n-1)\omega t \sin \alpha_n) \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$i_d = W_d^T X_d(t) \quad (3.35)$$

$$i_q = W_q^T X_q(t) \quad (3.36)$$

avec

$$W_d^T = \left[\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \cos \alpha_1 \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \cos \alpha_5 \quad \dots \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \sin \alpha_n \right] \quad (3.37)$$

$$X_d(t) = [1 \quad \cos 4\omega t \quad \dots \quad \sin(n-1)\omega t] \quad (3.38)$$

$$W_q^T = \left[-\sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \sin \alpha_1 \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_5 \cos \alpha_5 \quad \dots \quad \sqrt{\frac{3}{2}} I_n \sin \alpha_n \right] \quad (3.39)$$

$$X_q(t) = [1 \quad \sin 4\omega t \quad \dots \quad \cos(n-1)\omega t] \quad (3.40)$$

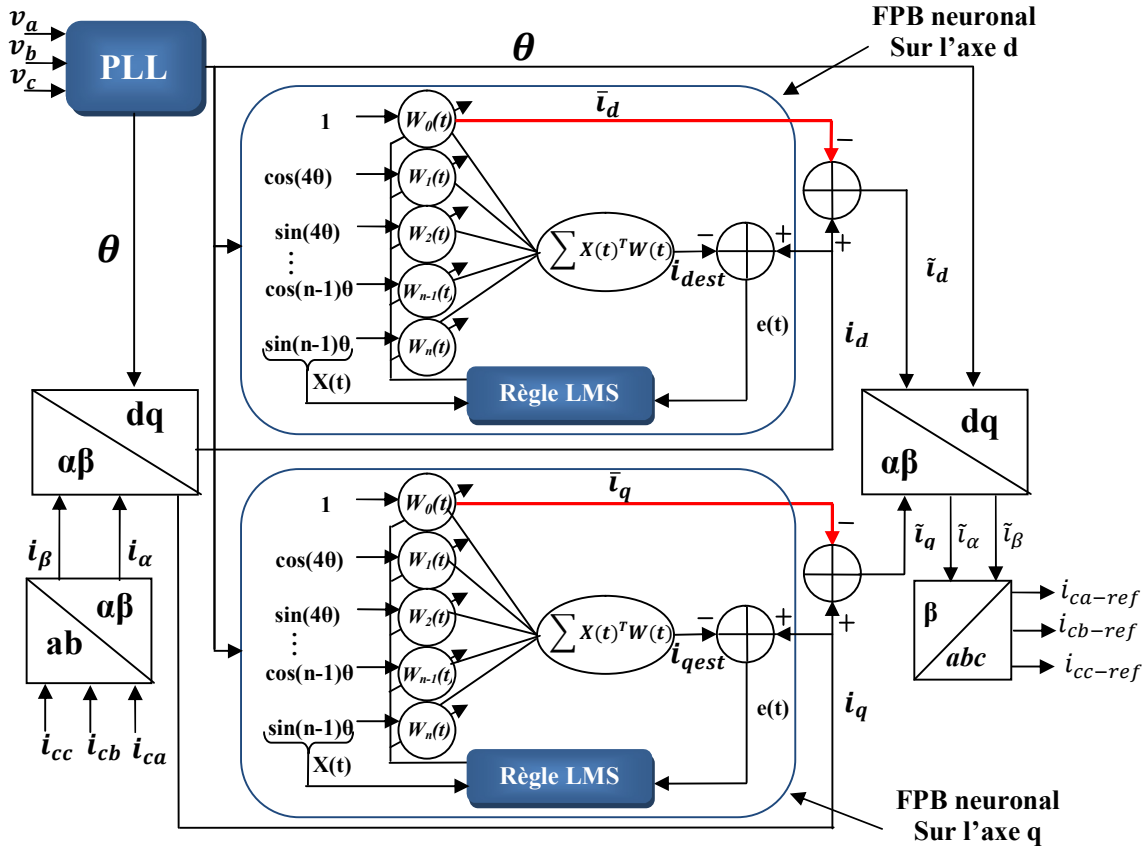


Fig.3.6 Identification des courants de références utilisant des Adaline dans le repère dq.

Les vecteurs $X_d(t)$ et $X_q(t)$ sont les entrées des deux Adaline. Les vecteurs W_d^T et W_q^T représentent les poids des Adaline. Le poids $W_{d0}(k)$ du premier réseau Adaline représente l'estimation de la partie continue $\bar{i}_d$ du courant diphasé i_d suivant l'axe d, et le poids $W_{q0}(k)$ du seconde Adaline représente la composante continue $\bar{i}_q$ du courant i_q suivant l'axe q. Les composantes alternatives $\tilde{i}_d$ et $\tilde{i}_q$ représentant les courants harmoniques sur les axes d et q, seront données par les deux équations:

$$\tilde{i}_d = i_d - \bar{i}_d \quad (3.41)$$

$$\tilde{i}_q = i_q - \bar{i}_q \quad (3.42)$$

La figure 3.6 montre la topologie de l'identification des courants harmoniques.

3.7.2 Méthode des puissances instantanées réelle et imaginaire

Les puissances réelle et imaginaire (p et q) sont calculées dans le repère $\alpha\beta$ à l'aide des équations (3.43), (3.44) et (3.45).

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

L'extraction des composantes harmoniques peut se faire dans l'espace des courants $i_{c\alpha}$ et $i_{c\beta}$ par deux réseaux Adaline (voir 3.9.2.A). L'extraction des composantes harmoniques peut aussi se faire sur les puissances p et q par deux réseaux Adaline (voir section 3.9.2.B).

Finalement les courants harmoniques de référence sont obtenus par les équations (3.46) et (3.48).

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

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

$$\begin{bmatrix} i_{a-ref} \\ i_{b-ref} \\ i_{c-ref} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

A- Séparation dans le repère $\alpha\beta$

La méthodologie de conception du FMV neuronale dans ce repère est décrite dans 3.8.1.A. la figure 3.7 montre le schéma d'identification.

B- Séparation dans l'espace des puissances instantanées

A partir des expressions des tensions et des courants dans le repère $\alpha\beta$, il est possible de développer les expressions des puissances instantanées :

$$p(t) = \underbrace{P_1 \cos \alpha}_{\tilde{p}} + \underbrace{P_5 \cos(6\omega t - 5\alpha) - P_7 \cos(6\omega t - 7\alpha) - \dots}_{\tilde{p}} \quad (3.48)$$

$$q(t) = \underbrace{-q_1 \sin \alpha}_{\tilde{q}} - \underbrace{q_5 \sin(6\omega t - 5\alpha) - q_7 \sin(6\omega t - 7\alpha) - \dots}_{\tilde{q}} \quad (3.49)$$

où ω représente la fréquence fondamentale du réseau, α peut être ici l'angle d'amorçage des thyristors. $p_1 \cos \alpha$ et $-q_1 \sin \alpha$ représentent les parties continues et les termes suivants, les parties alternatives.

Les puissances réelles et imaginaires instantanées peuvent être exprimées dans le cas général par l'analyse de Fourier comme suit :

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1 \dots N} A_{n1} \cos(n\omega t - (n-1)\alpha) + A_{n2} \cos(n\omega t - (n+1)\alpha) + B_{n1} \sin(n\omega t - (n-1)\alpha) + B_{n2} \sin(n\omega t - (n+1)\alpha) \quad (3.50)$$

Où A_0 est la composante continue, A_{n1}, A_{n2}, B_{n1} et B_{n2} les amplitudes des sinus et cosinus.

Avec la notation vectorielle l'équation (3.50) s'écrit :

$$f(t) = W^T \cdot X(t) \quad (3.51)$$

avec :

$$W^T = [A_0 A_{11} A_{12} B_{11} B_{12} \dots A_{N1} A_{N2} B_{N1} B_{N2}] \quad (3.52)$$

$$X(t) = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(6\omega t - 5\alpha) \\ \sin(6\omega t - 5\alpha) \\ \cos(6\omega t - 7\alpha) \\ \sin(6\omega t - 7\alpha) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \cos(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ \sin(n\omega t - (n-1)\alpha) \\ \cos(n\omega t - (n+1)\alpha) \\ \sin(n\omega t - (n+1)\alpha) \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Deux réseaux Adaline sont nécessaire pour estimer conjointement les deux puissances, le premier permet d'estimer la puissance réelle instantanée et utilise comme entrées la décomposition de l'équation (3.48) alors que le second estime la puissance imaginaire instantanée et utilise comme entrées la décomposition de l'équation (3.49).

Dans la figure 3.8 la topologie des deux neurones est montrée, où W est le vecteur poids du réseau et $X(t)$ son entrée.

P_{est} et q_{est} sont les puissances estimées par le réseau de neurones. L'erreur $e(t)$ est la différence entre $p(t)$ à l'instant t et $p_{est}(t)$ et de la même manière avec la puissance imaginaire instantanée. Cette erreur est utilisée par l'algorithme d'apprentissage pour la mise à jour des poids du réseau. Pour réaliser une bonne prédiction du signal, l'algorithme d'apprentissage cherche soit à annuler l'erreur $e(t)$, soit à minimiser la valeur de cette erreur.

Les amplitudes des composantes continues des puissances réelle et imaginaire instantanées sont déterminées à chaque fois par le premier poids des deux réseaux Adaline. La différence entre la puissance réelle et sa composante continue estimée, ainsi que la puissance imaginaire et sa composante continue permet de déterminer la composante alternative.

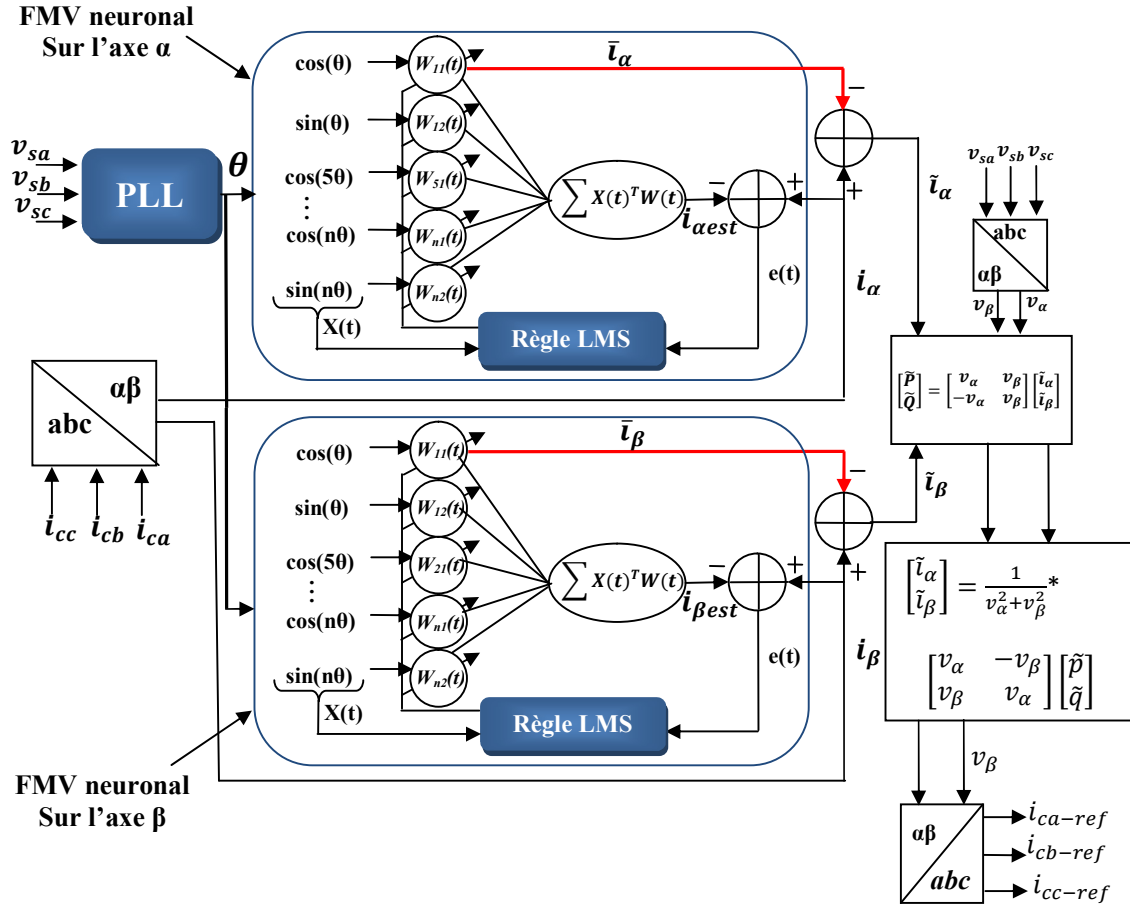


Fig. 3.7 Schéma de l'identification par la méthode de PIRI avec FMV neuronaux.

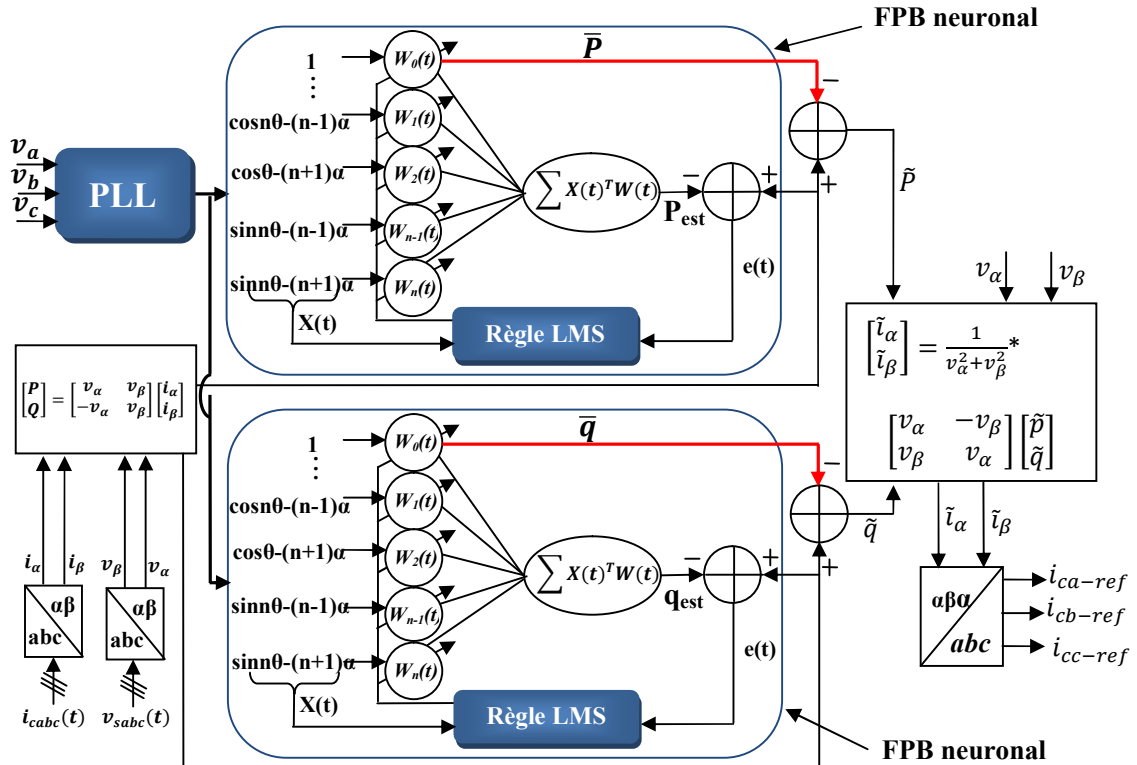


Fig. 3.8 Identification des courants de références par la méthode de PIRI avec deux FPB neuronaux.

3.8 Simulation du filtre actif parallèle triphasé à trois fils

Le système global simulé et ces paramètres sont présentés en annexe A. Pour bien tester les performances des différentes variantes des méthodes d'identification, une variation de charge est faite à l'instant 0.15 s. Les courbes du courant sont présentés pour la phase a uniquement, car le système étudié est triphasé équilibré.

La figure 3.9.a présente le courant déformé absorbé par la charge non-linéaire. La figure 3.9.b montre l'analyse spectrale de ce courant de charge. Nous remarquons l'existence des harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13, 17, et 19 qui se traduit par un THD de 19.54 % pour un cycle à partir de 100 ms. L'amplitude du fondamental est de 8.5 A. Ce THD est élevé et dépasse la limite maximale admissible exigée par la norme IEEE qui est 5 %.

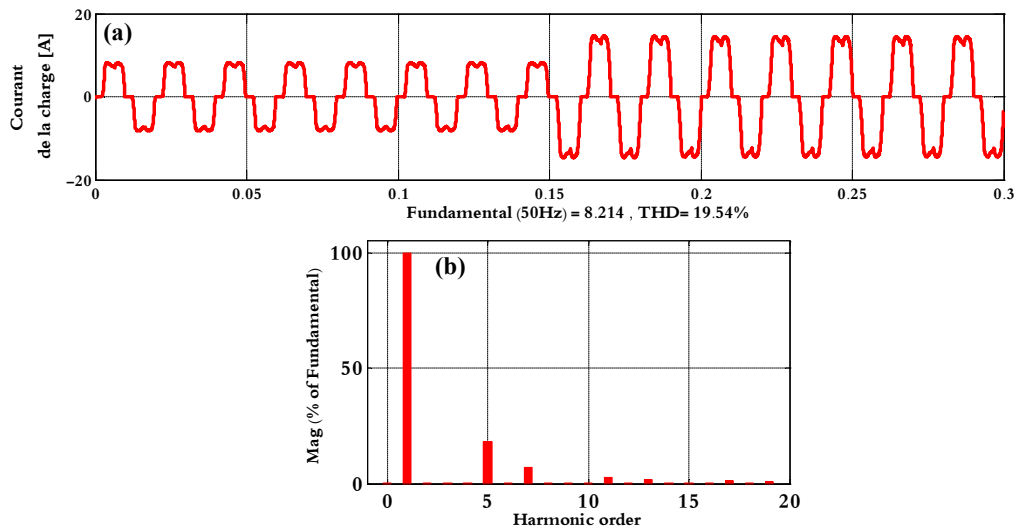


Fig. 3.9 Résultats de simulation du côté charge: (a) Courant de la charge, (b) THD du courant de la charge.

3.8.1 Cas de l'identification par la Méthode du SRF

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats des simulations pour les variantes de la méthode SRF :

- SRF avec filtre multi-variable (SRF-FMV),
- SRF avec filtre passe-bas neuronale (SRF-FPB neuronale),
- SRF avec filtre multi-variable neuronale (SRF-FMV neuronale),

Nous remarquons de la figure 3.10.a que le courant du côté de la source est dépollué après un régime transitoire de courte durée au début de la simulation et lors de variation de la charge. La forme sinusoïdale du courant de la source i_{sa} est provoquée par l'injection d'un courant i_{fa} généré par le filtre actif (voir fig.3.10.b). Nous remarquons une diminution des fluctuations due à la présence des courants harmoniques au niveau de la courbe de la puissance instantanée réelle

présentant la puissance active instantanée (voir Fig.3.10.c), sa valeur moyenne est de 700 W pour la première charge et 1150 W pour la deuxième charge. Nous remarquons aussi sur la figure 3.10.d une réduction considérable des fluctuations de la puissance imaginaire instantanée, sa valeur moyenne est de 200 IW avec la première charge et de 600 IW avec la deuxième charge.

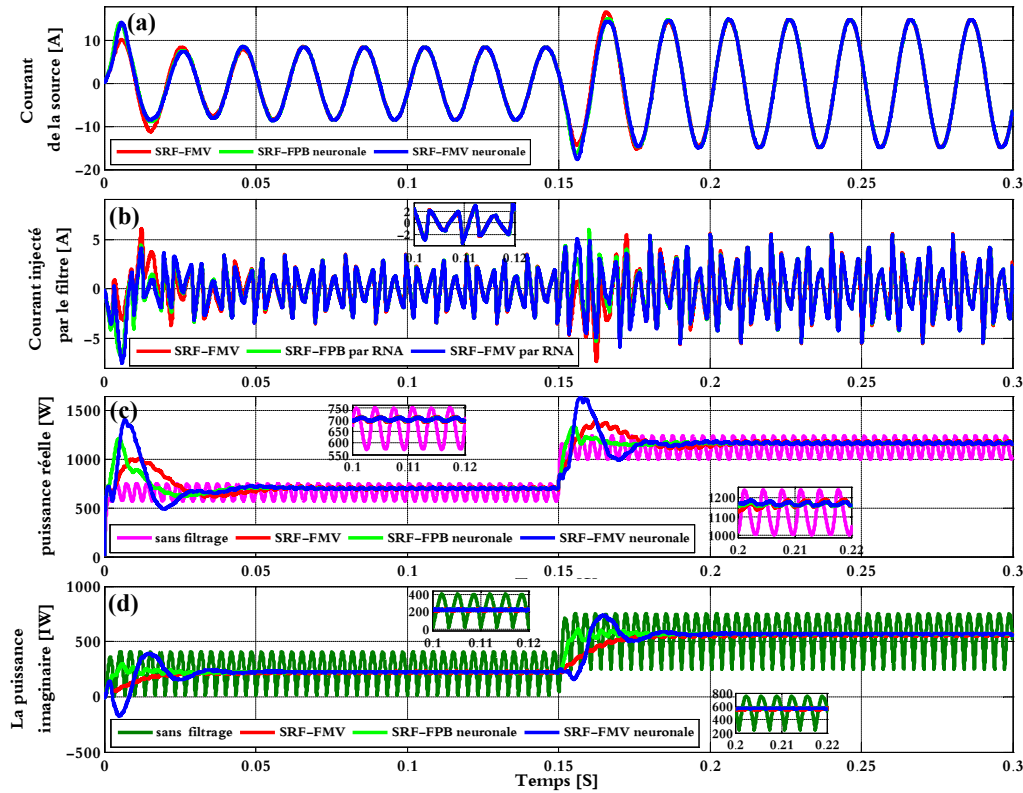


Fig. 3.10 Résultats de simulation après filtrage: (a) Courant de la source i_{sa} , (b) Courant injecté par le filtre i_{fa} , (c) La puissance réelle côté source, (d) La puissance imaginaire côté source.

Le THD du courant de la source (voir Fig.3.11.a, b et c) est réduite par la mise en marche du FAP. Sa valeur est de 1.15 % en utilisant un filtre multi-variable (FMV), 0.77 % avec un FPB neuronal et 0.78 % avec un FMV neuronal, ce qui confirme la bonne qualité de filtrage avec les trois variantes d'identification et que les variantes neuronales donnent des performances meilleures.

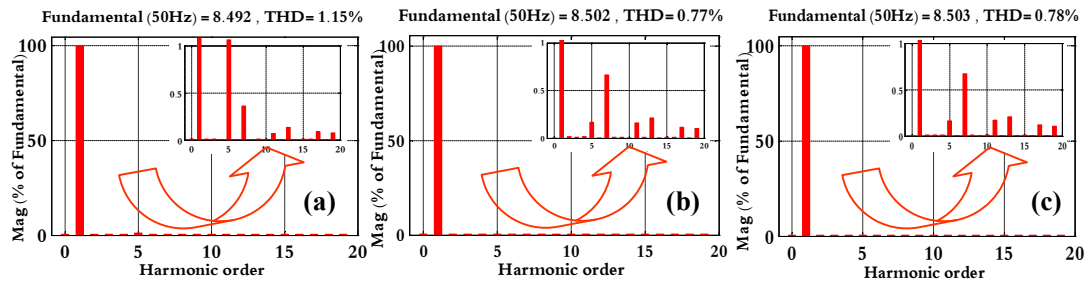


Fig.3.11 Spectre d'harmonique du courant côté source: (a) SRF avec FMV, (b) SRF avec FPB neuronale, (c) SRF avec FMV neuronale.

Les courants diphasés de référence identifiés avec les différents filtres d'extraction sont représentées dans les figures 3.12.a, b et c.

Les figures 3.12.a et c montrent la séparation de la composante fondamentale de la composante harmonique. Cette séparation est faite par deux FMV classiques dans la figure a et par des FMV neuronaux dans la figure c. Cette séparation est faite dans le repère de Concordia ($\alpha\beta$). Nous pouvons voir la composante sinusoïdale de fréquence de 50 Hz du courant (en rouge) qui représente le courant fondamentale, et la composante du courant fluctuante (en bleu) présente le courant harmonique qu'on doit compenser par FAP.

La figure 3.12.b décrit la forme de courant identifié obtenu avec un FPB neuronale dans le repère de Park (dq), la composante continue (en rouge) est la composante du courant fondamentale, elle est bien séparée de la composante fluctuante (en bleu) qui est liée au courant harmonique à compenser.

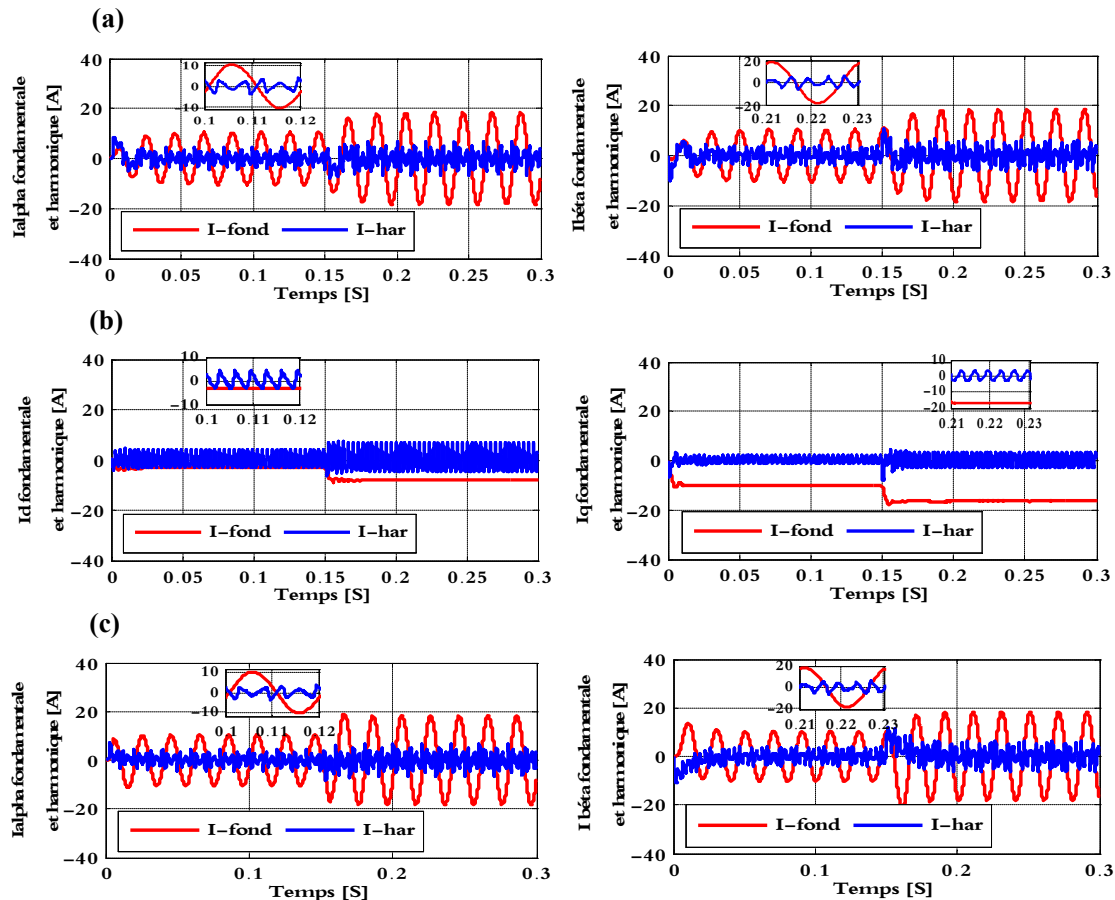


Fig. 3.12 Courant diphasé de référence identifié: (a) SRF avec FMV, (b) SRF avec FPB neuronale, (c) SRF avec FMV neuronale.

3.8.2 Cas de l'identification par la méthode de PIRI

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats des simulations effectuées pour la méthode des PIRI. Ces simulations sont effectuées pour les trois cas suivants :

- La méthode de PIRI avec filtres multi-variables (PIRI-FMV),
- La méthode de PIRI avec filtres passe-bas neuronaux (PIRI-FPB neuronale),
- La méthode PIRI avec filtres multi-variables neuronaux (PIRI-FMV neuronale),

La figure 3.13.a montre que pour chacune des variantes utilisées le courant du côté source est sinusoïdal, on note au début de la simulation et lors de la variation de charge un régime transitoire de courte durée, ce dernier est influencé par les paramètres de tous le système.

La figure 3.13.b indique pour les différentes méthodes d'identification, le courant injecté par le filtre dans le réseau électrique afin de réduire ces harmoniques.

Les fluctuations des puissances réelle et imaginaire dues à la présence du courant harmonique du côté charge sont devenues négligeables après l'insertion du FAP pour les trois algorithmes testés (voir fig.3.13.c et fig.3.13.d).

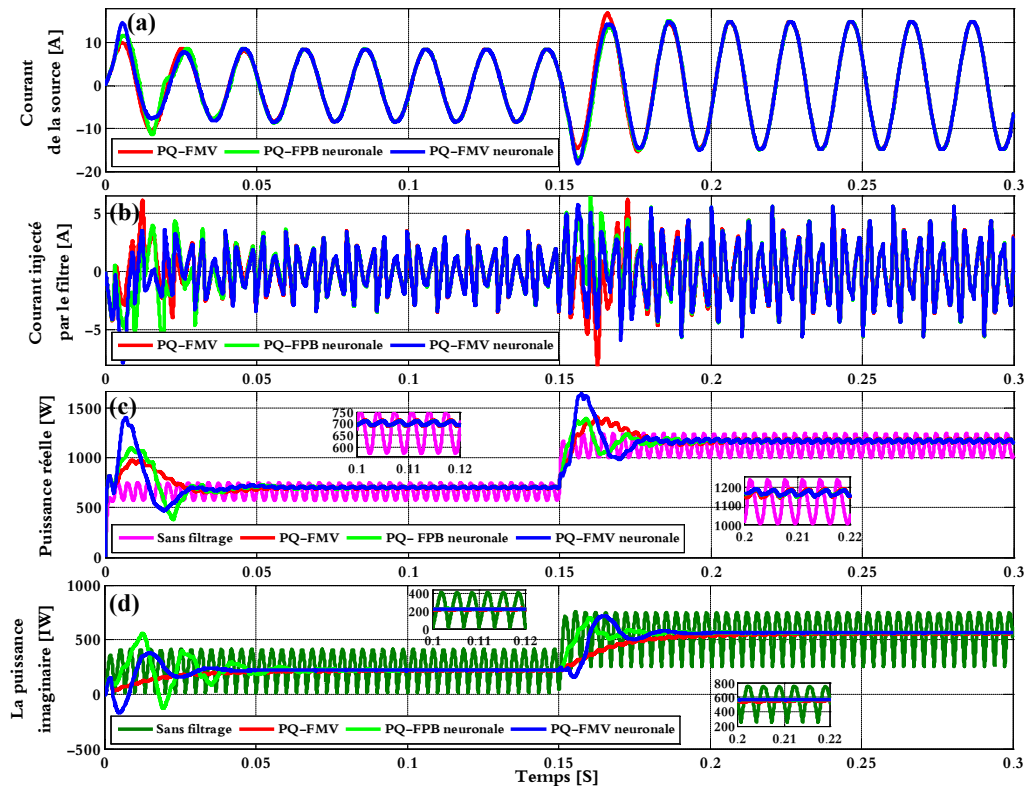


Fig. 3.13 Résultats de simulation après filtrage: (a) Courant de la source i_{sa} ,
 (b) Courant injecté par le filtre i_{fa} , (c) La puissance réelle instantanée,
 (d) La puissance imaginaire instantanée.

Les figures 3.14.a, b et c présentent les spectres d'harmoniques du courant côté source après filtrage, on constate une bonne amélioration (THD_{is} inférieur à 5 %), il est ramené à 1.26 % pour la méthode de PIRI-FMV et pratiquement égal pour les deux autres méthodes utilisant les réseaux de neurones artificiels (0.87 % avec FPB neuronale et 0.88 % avec FMV neuronale).

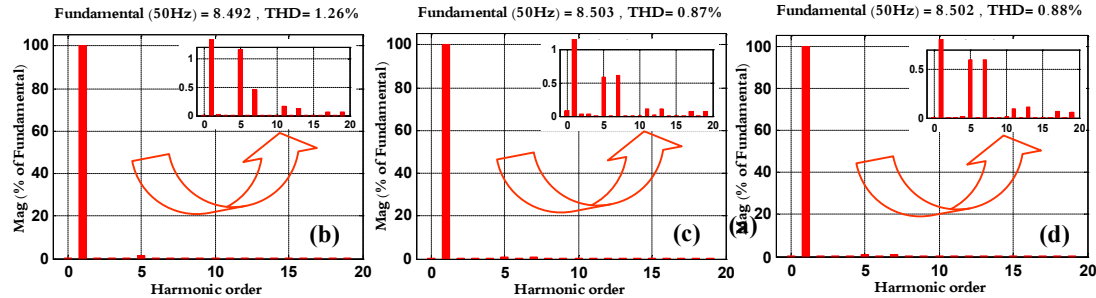


Fig.3.14 Spectre d'harmonique du courant côté source: (a) PIRI avec FMV, (b) PIRI avec FPB neuronale, (c) PIRI avec FMV neuronale.

La figure 3.15 décrit la forme des composantes harmoniques et les composantes fondamentales du courant de la charge dans le référentiel $\alpha\beta$. Ces courants sont identifiés par les méthodes de PIRI-FMV et de PIRI-FMV neuronaux. On voit que le fondamental des courants est bien séparé de son harmonique sur les axes α et β pour les deux variantes des filtres d'extraction.

Nous pouvons aussi voir que le comportement dynamique du FAP aux instants $t = 0$ et $t = 0.15$ s est très satisfaisant.

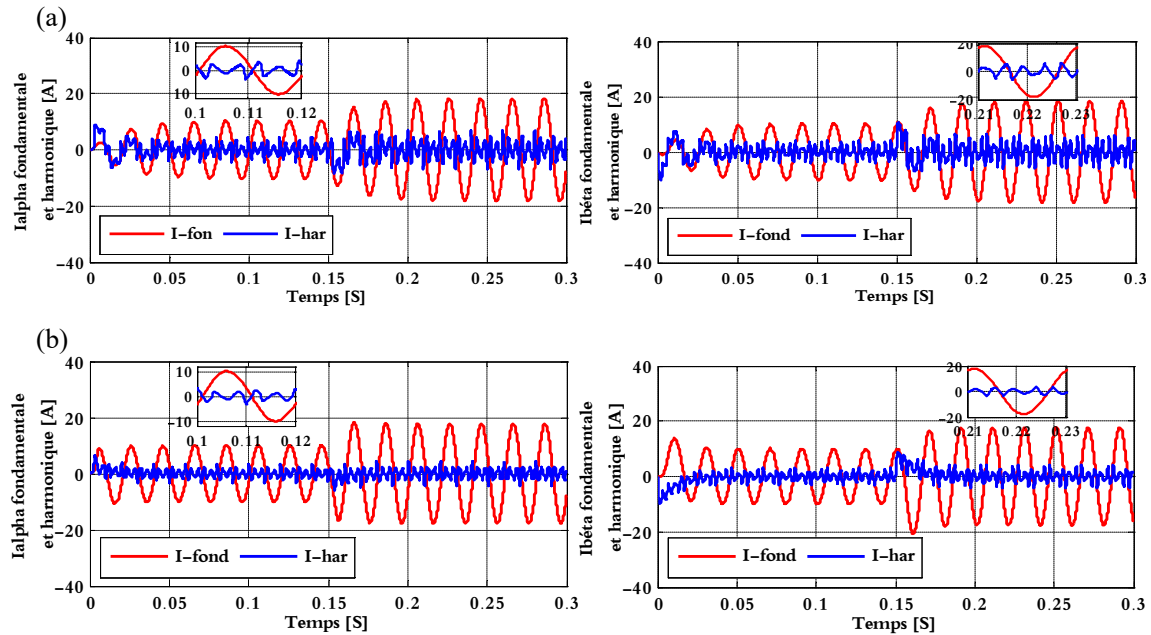


Fig.3.15 Courant diphasé fondamentale et harmonique identifié : (a) PIRI avec FMV, (c) PIRI avec FMV neuronale.

3.8.3 Performances du régulateur de la tension du bus continu

Afin de mieux exploiter les résultats obtenus, on se propose de faire une comparaison par simulation entre un régulateur PI et le régulateur backstepping, ce dernier régulateur est récent dans la théorie de commande des systèmes.

La capacité du bus continu est initialement chargée à 100 V pour assurer la protection du réseau contre la surcharge. La tension de référence $V_{dc_réf}$ est de 120 V. les résultats des simulations sont présentés ci-dessous.

La figure 3.16 montre la forme de la tension du bus continu régulée par les deux régulateurs. On observe que le régulateur PI présente un inconvénient majeur dans le régime transitoire, c'est le dépassement significatif, avec un temps de réponse de 50 ms. La régulation par backstepping ne contient pas ce dépassement et son temps de réponse est de 40 ms. Par ailleurs, en régime permanent, la tension continue aux bornes de la capacité du bus continu C_{dc} est maintenue constante est égale 120 V.

La figure 3.17 décrit le comportement des régulateurs face aux variations de la tension de référence de 120 à 100 V à $t = 0.15$ s et de 100 à 120 V à $t = 0.3$ s, après son régime transitoire, la tension suit parfaitement sa référence pour les deux de régulateurs avec des faibles ondulations.

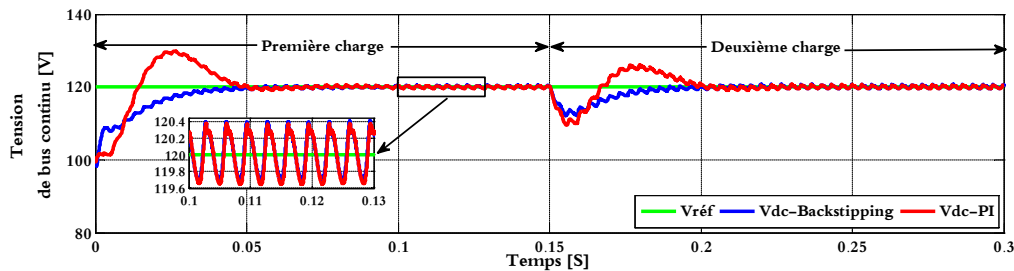


Fig. 3.16 Régulation de la tension du bus continu avec un régulateur PI et Backstepping.

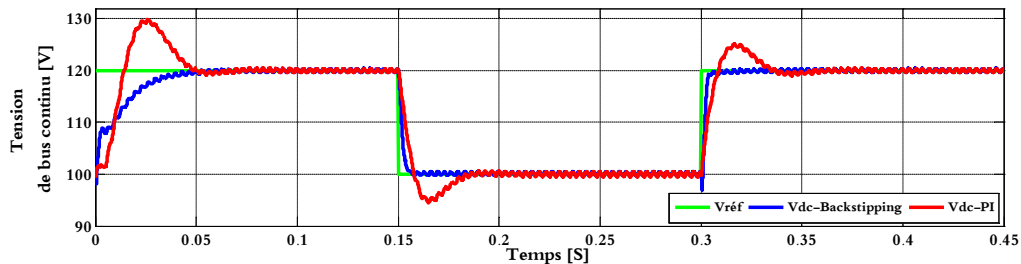


Fig. 3.17 Performances face aux variations de la tension de référence du bus continu.

3.9 Simulation du filtre actif parallèle triphasé à quatre fils

Dans cette section, nous effectuons les mêmes simulations que précédemment mais cette fois-ci sur un réseau en présence du neutre. La topologie de l'onduleur du filtre actif parallèle est à quatre bras. Le schéma du système étudié et les paramètres de ce système sont présentés en annexe A.

Une première charge non linéaire déséquilibrée est insérée entre l'instant 0 s et 0.2 s, et une autre charge entre 0.2 s et 0.4 s.

La figure 3.18.a montre la forme des courants du côté de la charge. Ces courants sont non sinusoïdaux et déséquilibrés. Le courant du neutre côté charge (Figure 3.18.b) est déformé et n'est pas nul, il contient le courant issu du déséquilibre ainsi que les courants harmoniques impaires d'ordre multiple de trois. L'évolution du taux de distorsion harmonique du courant côté charge THD_{ic} pour la phase a, b et c est successivement $THD = 20.1 \%$, 33.79% et 15.55% .

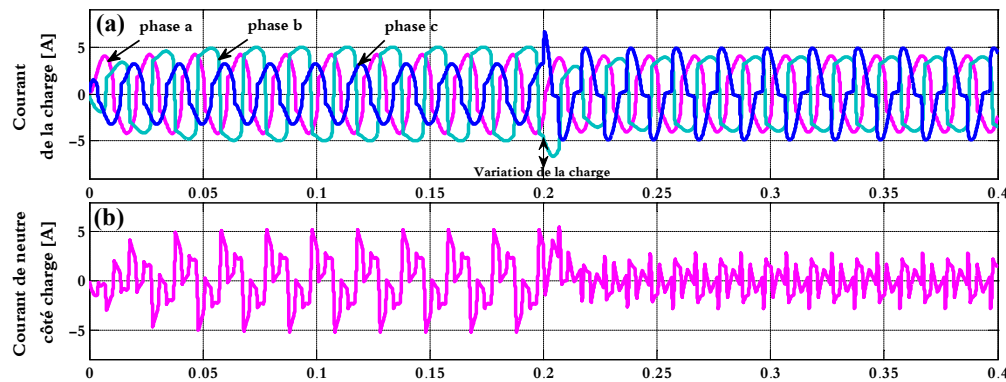


Fig.3.18. Résultat de simulation côté charge : (a) Courant de la charge non linéaire, (b) Courant de neutre.

3.9.1 Cas de l'identification par la méthode de SRF

Les figures 3.19.a, b et c décrivent la forme du courant de la source des trois phases après insertion du FAP, et ceux pour les trois variantes de la méthode de SRF étudiées dans ce travail.

La forme des courants est sinusoïdale, les perturbations sont compensées rapidement avec l'existence de courts régimes transitoires au début de la simulation et lors de la variation de la charge. Le courant dans le neutre du côté source est compensé et devenu nulle comme le montre la figure 3.19.d.

Les allures de la figure 3.20.a,b c et d présentent les formes des courants injectés par le FAP dans les phases et le neutre pour les différentes méthodes.

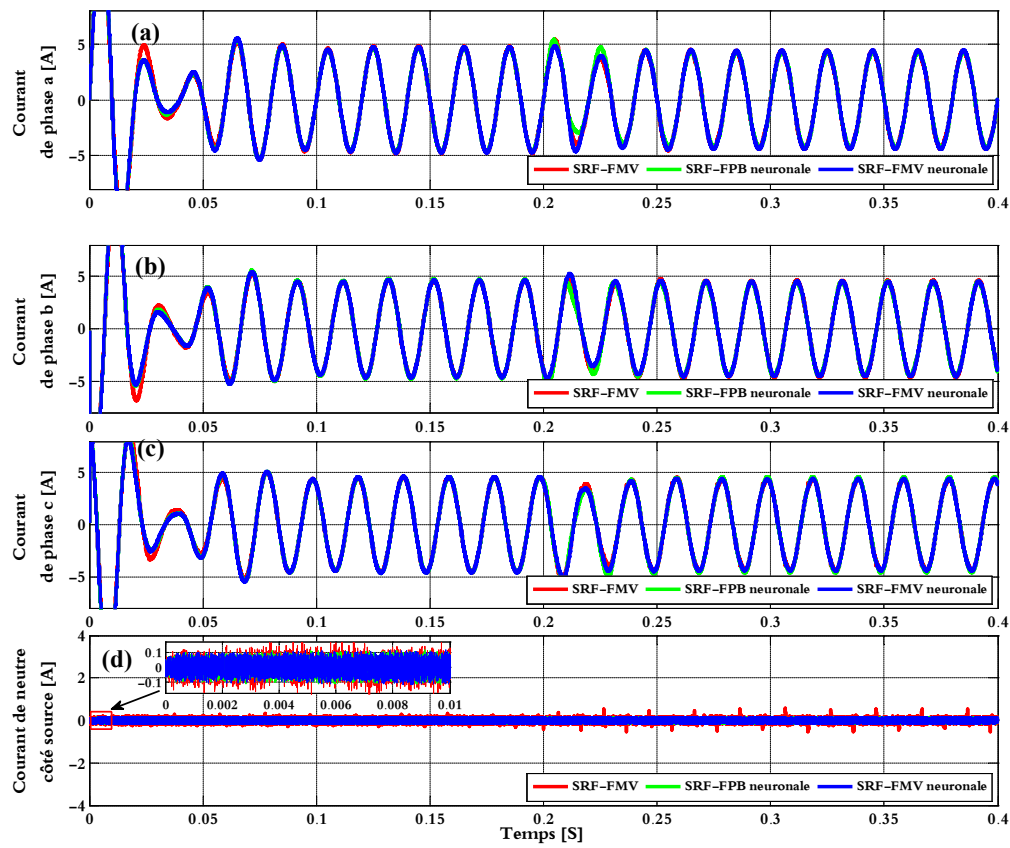


Fig. 3.19 Résultats de simulation après filtrage: (a) Courant de la source de la phase a, (b) Courant de la source de la phase b, (c) Courant de la source de la phase c (d) courant du neutre côté source.

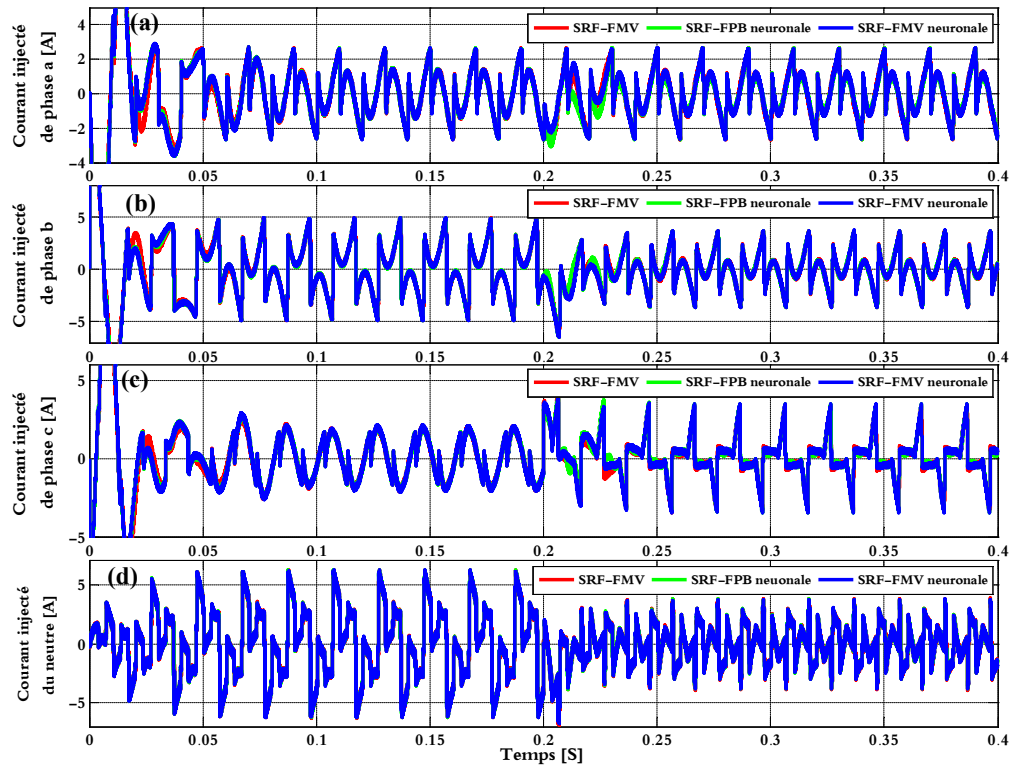


Fig. 3.20 Courant injecté par FAP: (a) Courant injecté de la phase a, (b) Courant injecté de la phase b, (c) Courant injecté de la phase c, (d) courant injecté dans le neutre.

Les courbes des puissances réelle et imaginaire instantanées, sont respectivement montrées sur les figures 3.21.a et b. La compensation des courants harmoniques a un impact direct sur la puissance instantanée délivrée par la source comme le montre la figure 3.21.a, en effet, la partie alternative de la puissance réelle instantanée est considérablement réduite du côté source. La puissance réelle continue se rapporte au courant fondamental actif du réseau. De même la puissance imaginaire instantanée comporte deux parties : la puissance réactive et une partie de la puissance déformante due à la présence des courants harmoniques qui devient nulle en présence du FAP.

La figure 3.21.c montre les formes de la puissance homopolaire. Cette puissance présente des fluctuations du côté de la charge, et elle est nulle du côté de la source à cause de la mise en marche présence du FAP.

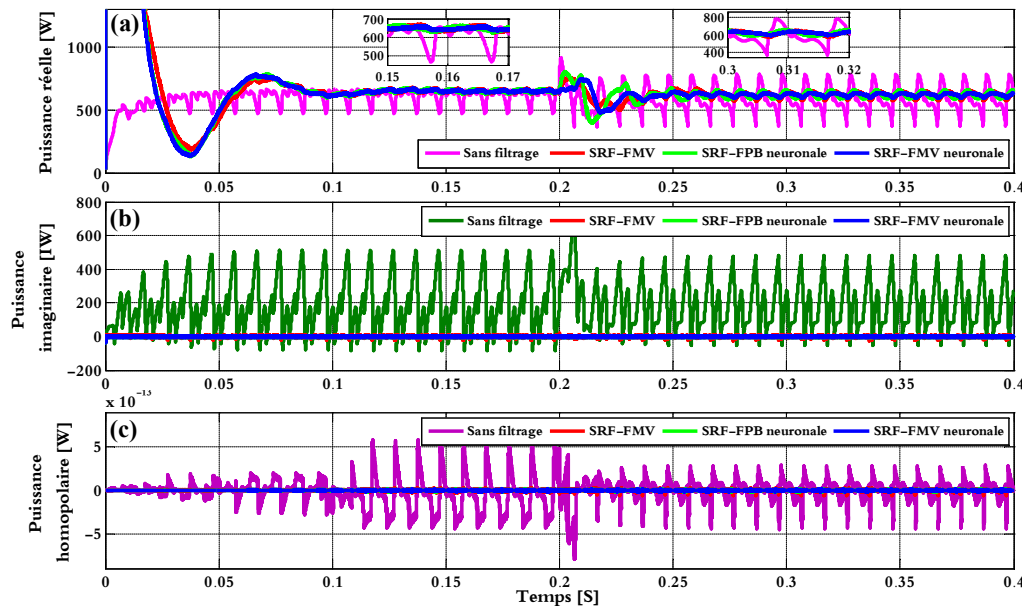


Fig. 3.21 Résultat de simulation côté source : (a) puissance réelle instantanée, (b) puissance imaginaire instantanée, (c) puissance homopolaire.

Le tableau 3.1 résume les valeurs numériques des THD_{is} pour les trois stratégies d'identification. En comparant les résultats de THD_{is} avec la limite imposée par la norme IEEE 519-2014, on voit que ces THD pour toutes les méthodes sont inférieures à 5 %. D'autre par les THD_{is} des méthodes utilisant le FPB neuronale et le FMV neuronale sont de valeurs inférieurs à celle trouvées par le FMV.

Tab.3.1 Taux de distorsion harmonique côté de la source.

Phase	THD _{si} [%] sans filtrage	THD _{si} [%] avec filtrage					
		Première charge			Deuxième charge		
		SRF-FMV	SRF-FPB neuronale	SRF-FMV neuronale	SRF-FMV	SRF-FPB neuronale	SRF-FMV neuronale
Phase a	20.1	1.56	1.08	0.99	3.21	2.66	1.78
Phase b	33.79	1.45	1.13	0.78	1.99	2.66	1.19
Phase c	15.55	1.61	1.35	1	3.20	2.66	1.78

3.9.2 Cas de l'identification par la méthode de PIRI

Les courbes a, b et c de la figure 3.22 présente la forme du courant de la source des trois phases. Les courants ont une forme suffisamment sinusoïdale pour les trois variantes de filtre d'extraction. Le courant dans le neutre (figure 3.22.d) est pratiquement nul, ce qui nous révèle un bon filtrage d'harmonique sur le réseau.

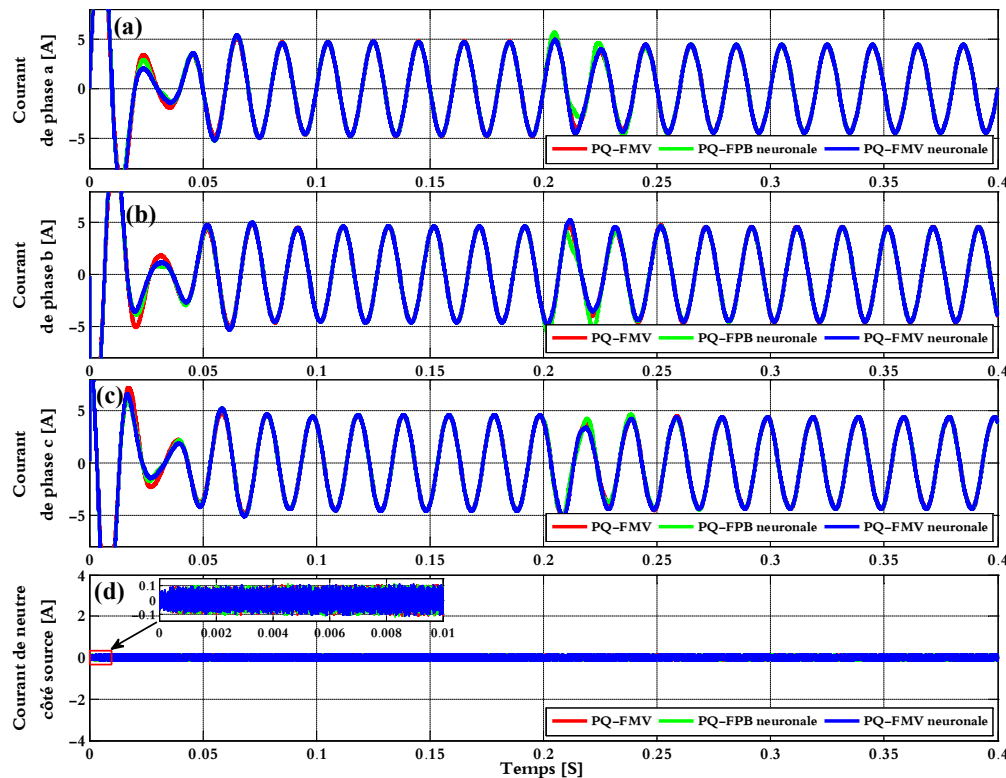


Fig. 3.22 Résultats de simulation après filtrage: (a) Courant de la source de la phase a, (b) Courant de la source de la phase b, (c) Courant de la source de la phase c (d) courant du neutre côté source.

Sur la figure 3.23.a, b, c et d, nous pouvons observer les allures des courants de compensation générés par le FAP. En régime transitoire, un petit déphasage entre les trois variantes est noté.

L'évolution des puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées sont rapportées sur la figure 3.24.a, b et c. On remarque que la distorsion des puissances instantanées due au courant perturbateur est bien filtrée avec les différentes variantes utilisées. La valeur moyenne de la puissance réelle pour la première charge 650 W et celle de la deuxième 600W. Sur la figure 3.24.c, nous pouvons voir que la puissance homopolaire du côté de la source est nulle.

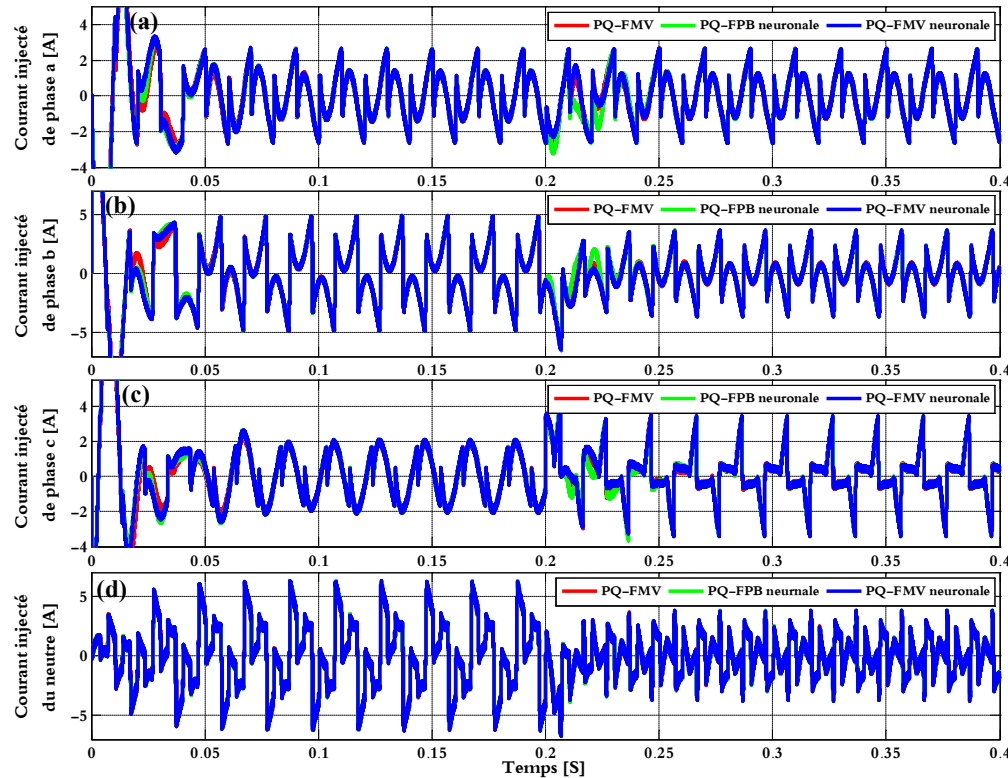


Fig. 3.23 Courant injecté du FAP : (a) Courant injecté de la phase a, (b) Courant injecté de la phase b, (c) Courant injecté de la phase c, (d) courant injecté du neutre.

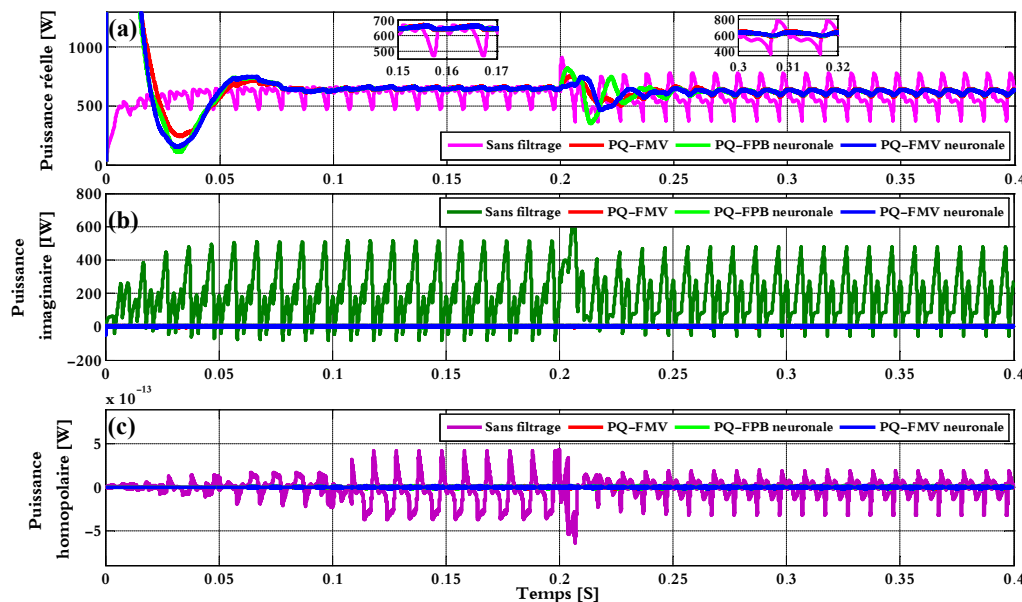


Fig. 3.24 Résultat de simulation côté source : (a) puissance réelle instantanée, (b) puissance imaginaire instantanée, (c) puissance homopolaire.

Le tableau 3.2 récapitule les résultats obtenus du THD_{is} avant et après l'insertion du FAP. D'après ces résultats, on constate que la méthode de PIRI avec les variantes choisie permet une réduction considérable du contenu harmonique du courant, ceci se traduit par la diminution du THD_{is} à une valeur nettement inférieure aux limites imposées par la norme IEEE 519-2014. On remarque aussi que les meilleurs THD_{is} sont obtenus avec les variantes des filtres d'extraction utilisant les Adaline.

Tab.3.2 Taux de distorsion harmonique côté de la source.

Phase	THD_{ic} [%]	THD_{is} [%]					
		Première charge			Deuxième charge		
		SRF-FMV	SRF-FPB neuronale	SRF-FMV neuronale	SRF-FMV	SRF-FPB neuronale	SRF-FMV neuronale
Phase a	20.1	1.42	1.09	1.09	2.36	1.66	1.65
Phase b	33.79	0.98	0.83	0.83	1.92	1.40	1.40
Phase c	15.55	1.48	1.13	1.12	3.07	2.13	2.13

3.9.3 Régulation de la tension du bus continu

La régulation de la tension de bus continu dans le cas d'un FAP à 4 fils est réalisée par backstepping et comparé avec le régulateur PI. La tension de bus continu est chargée initialement à 300 V.

En régime transitoire, on observe sur la figure 3.25 que le régulateur Backstipping présente un temps de réponse de 60 ms. Le régulateur PI a un temps de réponse de 100 ms et un dépassement considérable.

En régime permanent, les deux régulateurs ont pratiquement le même comportement et suivent bien la tension de référence ($V_{dc_réf} = 350$ V) avec des faibles ondulations.

En faisant varier la tension de référence du bus continu, la tension suit bien sa référence, avec la présence des dépassements significatifs dans le cas d'un régulateur PI en régime transitoire (voir figure 3.26).

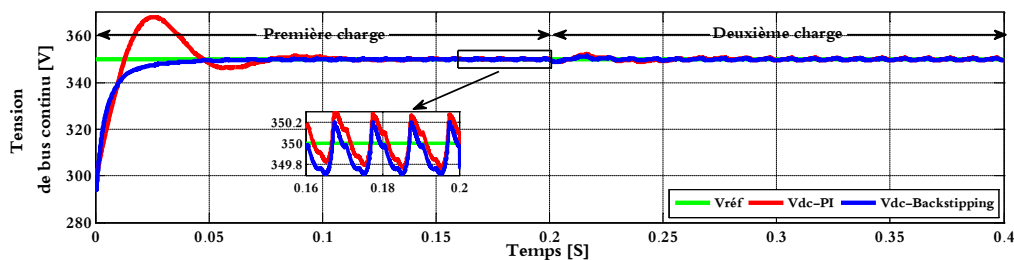


Fig. 3.25 Régulation de la tension du bus continu avec un régulateur PI et Backstipping.

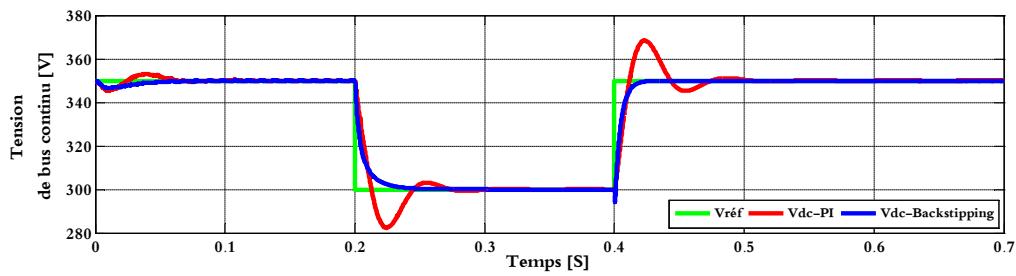


Fig. 3.26 Performances face aux variations de la tension de référence du bus continu.

3.10 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'identification du courant harmonique crée par les charges non-linéaires. Une vue globale sur les réseaux de neurone artificielle et particulièrement le réseau linéaire Adaline est présentée. Ce réseau Adaline est utilisé dans ce chapitre pour remplacer les FPB et les FMV utilisés dans la méthode de PIRI et la méthode de SRF. Ce réseau Adaline est simple et facile à réaliser, il permet d'extraire les harmoniques d'une manière très efficace.

Les résultats des simulations du FAP avec les filtres d'extraction de type Adaline sont comparées avec ceux du FMV en utilisant des méthodes de PIRI et de SRF. Les résultats de simulation à base des réseaux de type Adaline, avec FAP à trois fils et à quatre fils, montrent l'adaptabilité et l'efficacité de ces méthodes d'identification par rapport aux méthodes classiques.

Dans la boucle de régulation de la tension, on a utilisé deux stratégies de contrôles: celle basée sur le backstepping et celle du régulateur classique PI. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité des techniques appliquées pour notre système. En fin, il est à noter que la réponse obtenue du système au régime transitoire avec le régulateur à backstepping est robuste par apport à celle de la commande classique PI.

CHAPITRE VI

COMPARAISON DES RESULTATS DE SIMULATIONS ET EXPERIMENTAUX DE LA METHODE NEURONALE DIRECTE

4.1 Introduction

Les réseaux Adaline sont des réseaux linéaires simples permettant d'estimer en ligne avec une très grande précision des signaux dépendant du temps [Wid 96]. Il est constaté que lors de l'utilisation de la règle d'apprentissage du type LMS, l'apprentissage sera rapide et robuste tout en étant compatible avec une contrainte temps-réel. De plus, la simplicité de son architecture lui confère des atouts supplémentaires.

Dans le chapitre III, nous avons étudié différentes approches neuronales d'identification des courants de la charge non linéaire en respectant le modèle annoncé par Akagi (SRF neuronale et PQ neuronale) afin de générer des courants de référence.

Ce chapitre porte sur l'application de la méthode neuronale directe pour l'identification, qui signifie que l'Adaline fonctionne directement dans l'espace du courant du réseau d'alimentation électrique. Les résultats de simulation seront présentés et commentés. Les résultats de simulation sont suivis par quelques résultats d'expérimentation sur un banc de test réel, afin de confirmer l'efficacité et la robustesse de l'approche proposée. La régulation de la tension du bus continu sera réalisée à l'aide d'un régulateur par Backstepping.

4.2 Identification neuronale directe des courants harmoniques

L'identification s'effectue dans l'espace des courants triphasés abc. Donc, un réseau Adaline doit être utilisé pour chaque phase du réseau électrique. L'entrée de l'Adaline est la tension d'alimentation et le courant de charge, la sortie est le courant de référence à injecter en opposition de phase dans le réseau.

Pour chaque phase, le courant de la charge non linéaire est décomposé en série de Fourier de la manière suivante [Lai 16][Deh 17] :

$$i_c(t) = i_{cf}(t) + i_{ch}(t) \quad (4.1)$$

Dans cette expression i_{cf} et i_{ch} représentent respectivement le courant fondamental et le courant harmonique tel que :

$$i_{cf}(t) = I_{11} \cos(\omega t - \alpha) + I_{12} \sin(\omega t - \alpha) \quad (4.2)$$

et :

$$i_{ch} = \sum_{n=2 \dots N} [I_{n1} \cos n(\omega t - \alpha) + I_{n2} \sin n(\omega t - \alpha)] \quad (4.3)$$

Donc :

$$i_c(t) = I_{11} \cos(\omega t - \alpha) + I_{12} \sin(\omega t - \alpha) + \sum_{n=2 \dots N} (I_{n1} \cos n(\omega t - \alpha) + I_{n2} \sin n(\omega t - \alpha)) \quad (4.4)$$

où ω est la pulsation fondamentale du réseau électrique, α est un angle quelconque qui peut être égale à zéro, I_{11} et I_{12} sont les amplitudes associés aux cosinus et sinus du courant fondamental, I_{n1} I_{n2} sont associés aux cosinus et sinus du courant harmonique d'ordre n . n est un entier naturel associé aux harmoniques présentes dans le réseau électrique.

L'identification des harmoniques se fait par un réseau Adaline identique sur chaque phase comme le montre la figure 4.1. Les entrées de ce réseau sont les termes en cosinus et en sinus issus de la décomposition en série de Fourier du courant mesuré (voir équation 4.2 et 4.3) à l'exception d'un terme constant correspondant à un biais. L'expression du courant de charge peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$i_{ch}(t) = W^T(t) \cdot X(t) \quad (4.5)$$

Dans cette expression, $W(t)$ représente le vecteur des poids de l'Adaline et $X(t)$ le vecteur des entrées constitué des composants cosinus et sinus des différentes harmoniques :

$$W(t) = [I_{11} \ I_{12} \ I_{21} \ I_{22} \ \dots \ I_{n1} \ I_{n2}] \quad (4.6)$$

$$X(t) = [\cos(\omega t - \alpha) \ \sin(\omega t - \alpha) \ \dots \ \cos n(\omega t - \alpha) \ \sin n(\omega t - \alpha)] \quad (4.7)$$

On utilise l'algorithme d'apprentissage de Widrow-Hoff modifié pour la mise à jour des poids :

$$W(t+1) = W(t) + \mu \cdot e(t) \cdot X(t) \quad (4.8)$$

Le courant fondamental estimé est alors évalué comme suit :

$$i_{cf}(t) = I_{11} \cos(\omega t - \alpha) + I_{12} \sin(\omega t - \alpha) \quad (4.9)$$

$$\text{Si :} \quad v_s(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (4.10)$$

Alors la partie active du courant identifié est :

$$i_{cf\text{actif}}(t) = I_{12} \sin(\omega t) \quad (4.11)$$

Et la partie réactive :

$$i_{cf\text{réactif}}(t) = I_{11} \cos(\omega t) \quad (4.12)$$

Pour compenser les harmoniques le courant de référence sera :

$$i_{ref-a}(t) = i_{ca}(t) - [I_{11} \cos(\omega t) + I_{12} \sin(\omega t)] \quad (4.13)$$

Et pour compenser les harmoniques et le réactif le courant de référence sera :

$$i_{ref-a}(t) = i_{ca}(t) - I_{12} \sin(\omega t) \quad (4.14)$$

Il est possible d'identifier les courants harmoniques individuellement (ce qui n'est pas le cas pour les méthodes des PIRI et SRF) dans le but de sélectionner celles que l'on veut compenser. Il suffit alors de prélever les amplitudes identifiées par les poids de l'Adaline correspondant aux composantes des cosinus et sinus des harmoniques en question. Ainsi, pour un harmonique d'ordre n on peut écrire :

$$i_{cn} = I_{n1} \cos n(\omega t) + I_{n2} \sin n(\omega t) \quad (4.15)$$

L'amplitude de l'harmonique sera déterminée comme suit:

$$I_{cn}(t) = \sqrt{I_{n1}^2 + I_{n2}^2} \quad (4.16)$$

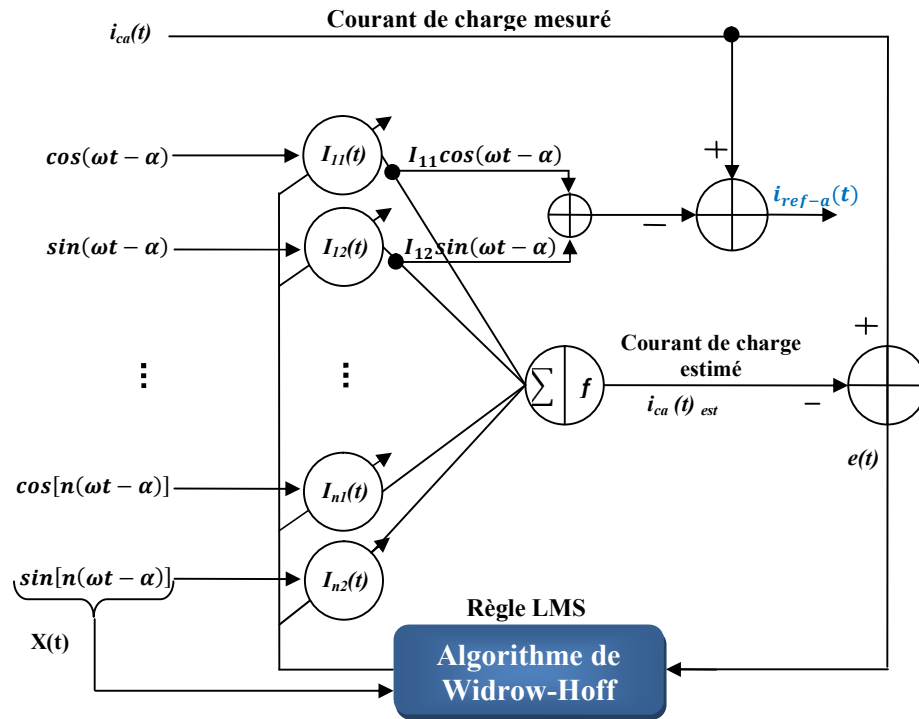


Fig. 4.1 Structure d'Adaline de la méthode d'identification directe (première phase).

4.3 Résultats des simulations

On se propose de présenter dans la suite les résultats de simulation du FAP pour la méthode directe d'identification des courants de référence. Le système simulé est celui de la figure A.1 avec les mêmes paramètres et variation de charge du chapitre III.

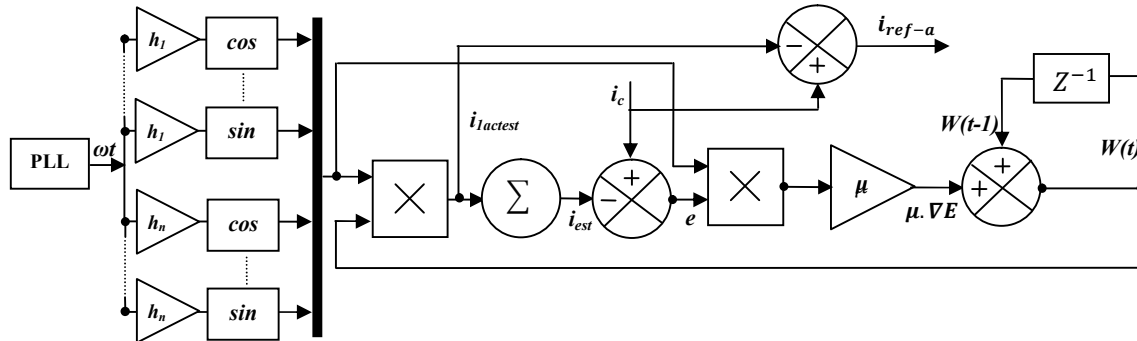


Fig. 4.2 Modelé de l'identification sous Matlab/simulink des courants de référence (Phase a).

Les figures (4.3.a, b, c) montrent respectivement le courant de la source, le courant injecté par le filtre et la tension de bus continu V_{dc} avant l'insertion du filtre actif.

On remarque que la charge non linéaire génère des courants non sinusoïdaux qui provoquent la pollution du réseau étudié. Le courant fournit par le filtre (i_{fa}) est nul, et la tension de bus continu a une valeur de 100 V (valeur de la tension initiale de la capacité).

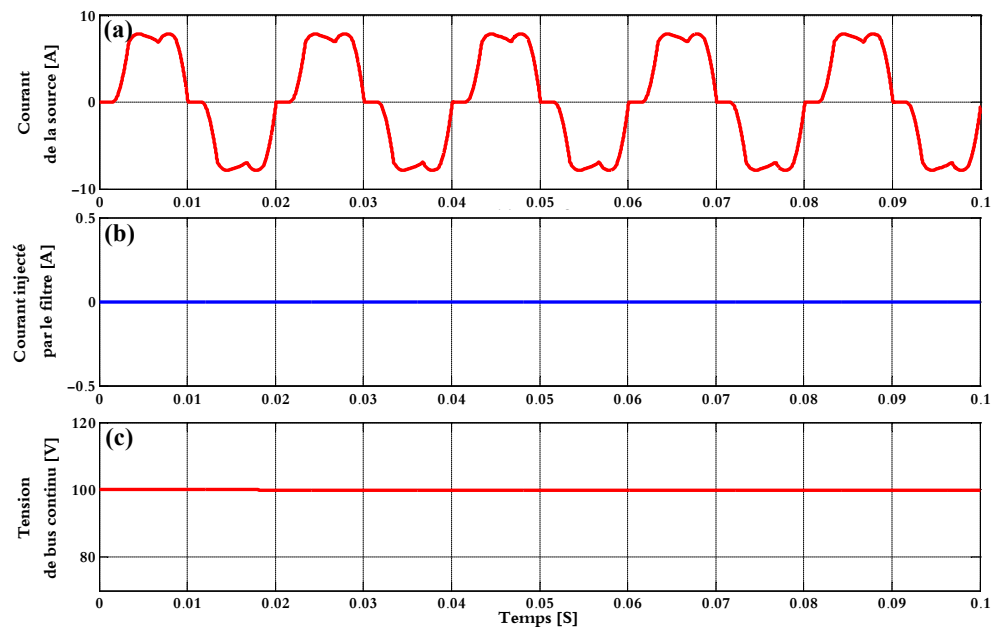


Fig. 4.3 Résultats de simulation avant l'insertion de filtre: (a) Courant de la source i_{sa} , (b) Courant injecté par le filtre i_{fa} , (c) Tension de bus continu V_{dc} .

Les figures (4.4.a, b, c) montrent la forme de courant de la source, le courant généré par le filtre et la tension de bus continu lors de l'insertion de filtre.

Avant l'insertion de filtre le courant de source est déformé, le courant généré par le filtre est nul et la tension de bus continu n'est pas nulle. A l'instant $t = 80$ ms le filtre est inséré, on observe un régime transitoire de courte durée. Après l'insertion du filtre on voit une forme du courant qui devient sinusoïdale, le filtre injecte le courant de compensation des harmoniques au réseau. La tension de bus continu atteint la valeur de référence et se stabilise à 170 V.

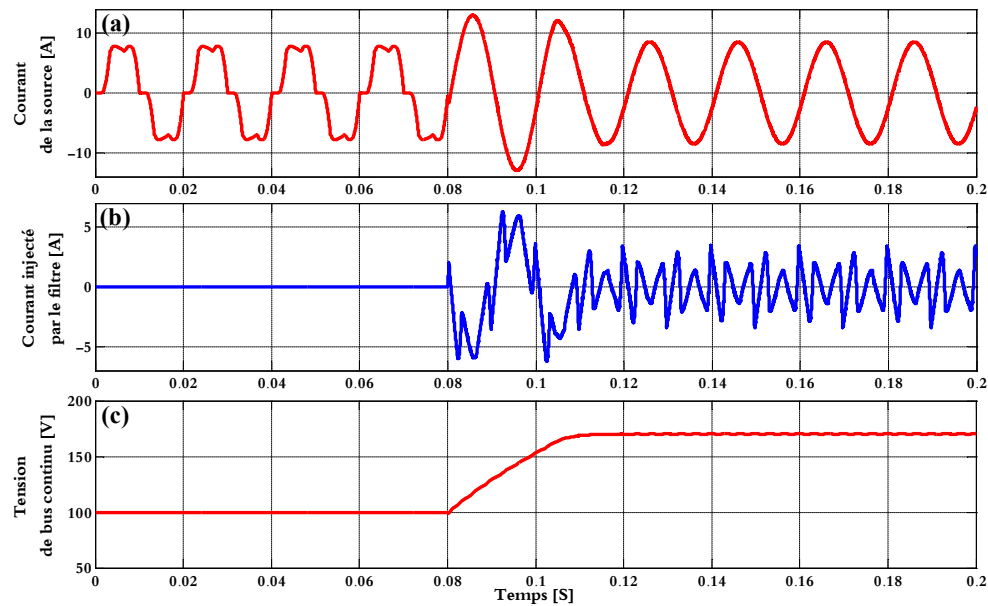


Fig. 4.4 Résultats de simulation lors de l'insertion du filtre: (a) Courant de la source i_{sa} , (b) Courant injecté par le filtre i_{fa} , (c) Tension de bus continu V_{dc} .

Après l'insertion du filtre actif parallèle, on obtient les résultats donnés par les figures (4.5.a, b, c).

On peut constater qu'une fois le filtre actif parallèle est mis en marche, le courant du réseau est désormais sinusoïdal, la forme sinusoïdale de courant de la source est provoquée par l'injection du courant généré par le filtre qui suit bien sa référence. La figure 4.5.c, illustre la forme de la tension du bus continu de l'onduleur, qui se stabilise à la valeur de référence 170 V.

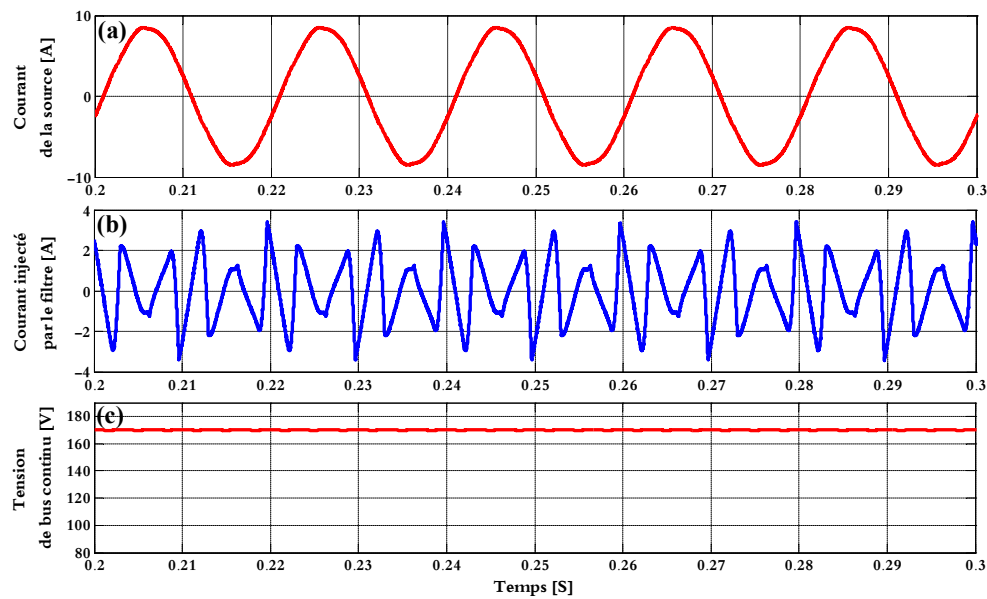


Fig. 4.5 Résultats de simulation après l'insertion de filtre: (a) Courant de la source i_{sa} , (b) Courant injecté par le filtre i_{fa} , (c) Tension de bus continu V_{dc} .

On remarque de la figure 4.6.a qu'en présence du filtre actif parallèle, le courant du réseau est pratiquement sinusoïdal. Le fait que le courant de source a récupéré son allure sinusoïdale nous rassure que le filtre actif parallèle a généré un courant qui suit bien sa référence indiqué sur la figure 4.6.b. De plus la figure 4.6.c montre la tension continue aux bornes du condensateur obtenues par le régulateur Backstepping, à partir de cette figure on note que le dépassement n'existe pas. De plus la tension est régulée correctement autour de sa valeur de référence en régime permanent pour les deux charges.

La compensation des courants harmoniques a un impact direct sur les puissances instantanées réelle et imaginaire délivrées par la source comme le montre la figure 4.6.d et e, en effet, la partie alternative de la puissance réelle et imaginaire instantanée est considérablement réduite.

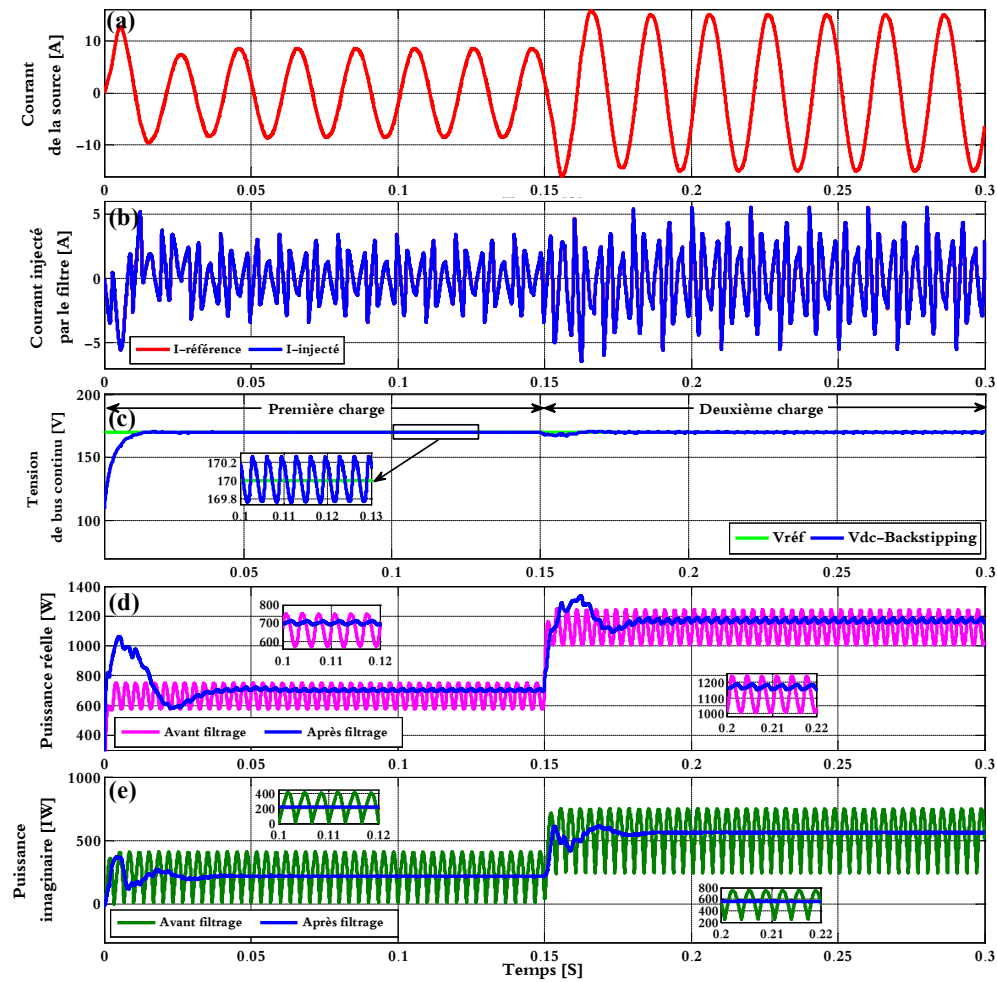


Fig. 4.6 Résultats de simulation avec variation de la charge: (a) Courant de la source i_{sa} , (b) Courant injecté par le filtre i_{fa} , (c) Tension du bus continu V_{dc} , (d) Puissance réelle instantanée côté source, (e) Puissance imaginaire instantanée côté source.

La figure 4.7 représente l'évolution des poids W de l'Adaline de la phase a, le régime transitoire dure environ 40 ms. Les poids sont les amplitudes maximales des courants harmoniques et du courant fondamental.

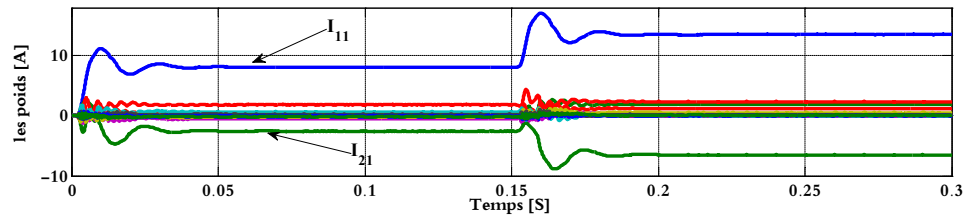


Fig. 4.7 Convergence des poids de l'Adaline.

L'analyse spectrale du courant côté charge est représentée dans la figure 4.8.a. Le taux de distorsion est de 19.54 %.

Après la mise en œuvre d'un FAP (figure 4.8.b), les courants harmoniques de la source sont bien compensés telle que le THD_{is} est réduit à un taux très faible de 0.56 % (en dessous de 5%).

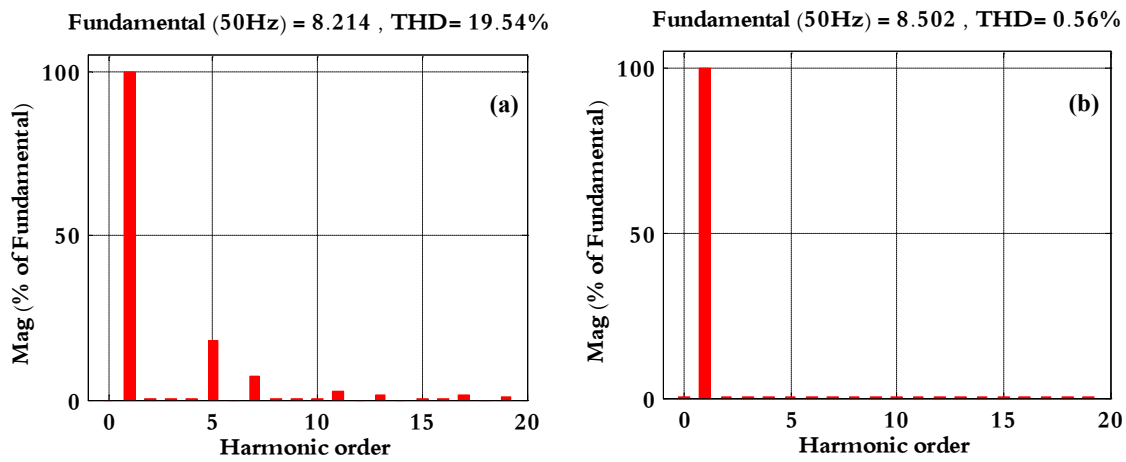


Fig. 4.8 Spectre d'harmonique de courant côté source: (a) Côté charge, (b) Côté source.

4.4 Validation expérimentale de la méthode neuronale directe

4.4.1 Description de la plateforme expérimentale

La plateforme expérimentale du FAP est élaborée au sein du laboratoire de recherche de l'Université d'El-Oued (LEVERS). Afin de valider la méthode neuronale directe, nous prenons les mêmes paramètres du système que ceux du système simulé auparavant. La plateforme est montrée sur la figure 4.9. Elle est constituée de plusieurs éléments qui sont présentées ci-dessous.

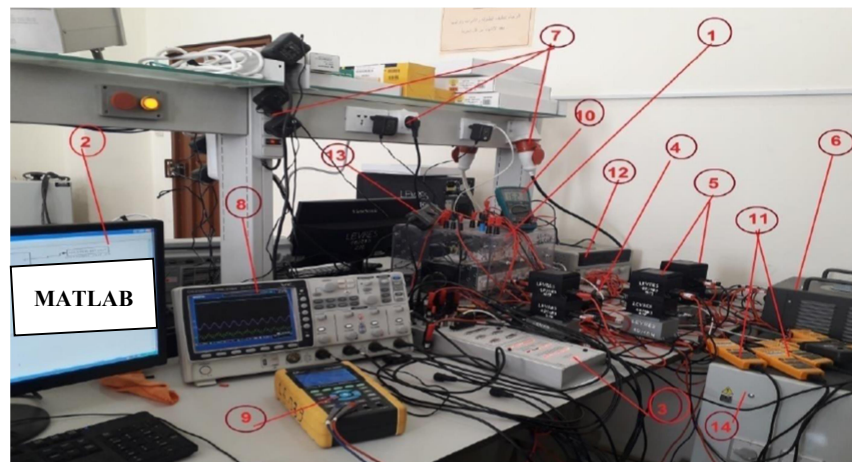


Fig.4.9 Schéma de la plateforme expérimentale.

Tab.4.1 Eléments constituant la plateforme expérimentale.

Numéro du composant	Nom du composant
1	Onduleur de tension à deux niveaux
2	Micro-ordinateur
3	Panneaux de connexion (Système DSPACE 1104)
4	Amplificateur
5	Inductances du couplage
6	Source alternative
7	Source d'alimentation
8	Oscilloscope
9	Analyseur des harmoniques
10	Multimètre
11	Pince de mesure du courant
12	Le condensateur du bus continu
13	Pince de mesure de tension
14	Charge RL

1. Une source triphasée variable qui est connectée au réseau électrique avec une tension simple maximale de $100/\sqrt{3}$ V et de fréquence 50 Hz, l'inductance interne est de 2.3 (mH), et la résistance interne est de 0.42 Ω .
2. Une charge polluante qui est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes, de type parallèle double triphasé, débitant dans une charge RL : ($L_d = 3$ mH et $R_d = 11 \Omega$). Il s'agit d'un module triphasé de marque SEMIKRON, de type SKD 51/14. Cette charge polluante est connectée au réseau d'alimentation par l'intermédiaire d'une inductance de faible valeur ($L_c = 1$ mH).
3. Un filtre actif parallèle à structure tension (onduleur, inductances et condensateurs). L'onduleur (voir figure 4.10) est 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 de valeur de 3 mH. 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 μ F en série sont connectés du côté continu de l'onduleur. Les caractéristiques de cet onduleur sont montrées en annexe C.



Fig.4.10 Onduleur de tension SEMIKRON.

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

- a. Construction du système de commande en utilisant les blocks de Simulink
- b. Simulation du système pour voir les résultats dans différents scénarios.
- c. Exécution du modèle en temps réel à travers la carte DS1104.

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

1. La carte de contrôle dSPACE DS1104
2. La licence sous forme de clé USB (Dongle)
3. La licence software (fichier Licence.dsp)
4. Le fichier Keys.dsp
5. Et enfin le panneau de connexion CP1104



Carte DS1104



panneau de connexion CLP1104



Clé USB (Dongle).

Fig. 4.11 Les éléments d'interface nécessaire.

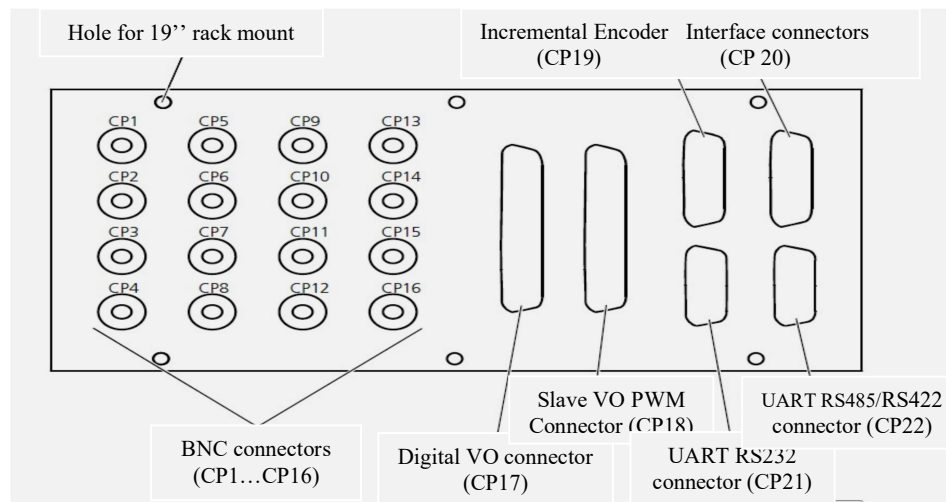


Fig.4.12 Schéma de panneau de connexion CP1104.

5. Un micro-ordinateur (PC) permet de contrôler les autres parties de la maquette, en introduisant des données et ce, en utilisant des logiciels spécifiques (cet ordinateur comporte le programme MATLAB 2012a).
6. Trois capteurs de tension sont connectés aux bornes A/D de la carte DSPACE permettant d'obtenir les tensions simples de la source qui fournissent des tensions vers PLL pour la synchronisation. Un capteur de tension fournit au DSPACE le signal de la tension du bus continue pour être utilisé dans le processus d'identification afin de réguler cette tension captée. Trois capteurs de courant sont aussi connectés à la carte DSPACE permettant d'obtenir les courants de charge qui seront utilisés afin d'identifier les courants de référence. D'autres capteurs sont utilisés selon le besoin pour visualiser les signaux sur l'oscilloscope. Les capteurs de tension sont réglés sur le calibre 200× et les capteurs de courant sur 10×.
7. Un amplificateur de tension alimenté par un générateur de 15V. Les signaux de commandes produites par le programme Matlab/Simulink sont transférés vers l'onduleur à travers la carte DSPACE 1104 et son interface, ces signaux sont des signaux de technologie TTL de 0 et 5V par contre les bornes de l'onduleur sont de technologie CMOS de 0 et 15V. Alors il faut un circuit d'interface entre la carte DSPACE et l'onduleur pour amplifier les signaux de commande. Cette circuit est réalisé à base des circuits intégrés SN7417. Le circuit réalisé est alimenté par une seule source de tension continue de 15V, pour produire la tension 5 V pour alimenter les circuits intégrés, deux régulateurs de tension LM7805 sont utilisés. Ce 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.4.13 Boitier du circuit amplificateur.

8. Un oscilloscope est utilisé pour l'affichage des différents signaux désirés et les enregistre sur un support externe (disquette, flash disk), en utilisant un lecteur disquette ou un port USB.
9. Un analyseur des harmoniques.

La commande du filtre actif génère les ordres de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension. Elle inclut trois fonctions principales :

- ✓ Identification des courants harmoniques de la charge non-linéaire.
- ✓ Régulation de la tension.
- ✓ Poursuite des références harmoniques de courant.

4.4.2 Résultats expérimentaux

Les paramètres de notre système élaboré expérimentalement sont quasiment identiques à celle des simulations présentées dans ce chapitre.

Puisque tous les courants de phase (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) sont d'allures identiques, les formes de courants sont présentés uniquement pour la phase a.

Sur la figure 4.14, on remarque que le courant de la source avant le filtrage (i_{sa}) est déformé, le courant fournit par le filtre (i_{fa}) est nulle. La tension du bus continu V_{dc} est d'une valeur de 100 V. Dans nos essais, 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.

La figure 4.15 présente les résultats expérimentaux lors de l'insertion du FAP, les régimes transitoires sont acceptables. La figure 4.16 montre les résultats expérimentaux après l'insertion du FAP, la mise en marche du filtre actif parallèle a permet de réduire considérablement le contenu harmonique du courant côté source (i_{sa}) et il devient pratiquement sinusoïdale. Sur la même figure on peut voir la forme du courant injecté au réseau qui est l'image du courant de référence extrait du courant de charge non linéaire. Concernant la tension du bus continu, on remarque qu'elle suit parfaitement sa référence à l'aide du régulateur par backstepping ($V_{dref}=170V$).

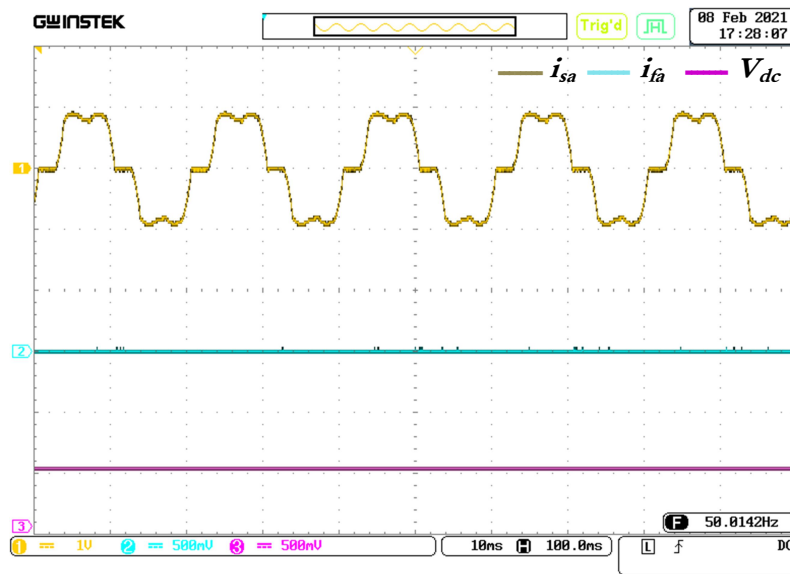


Fig. 4.14 Résultats expérimentaux avant l'insertion du FAP.

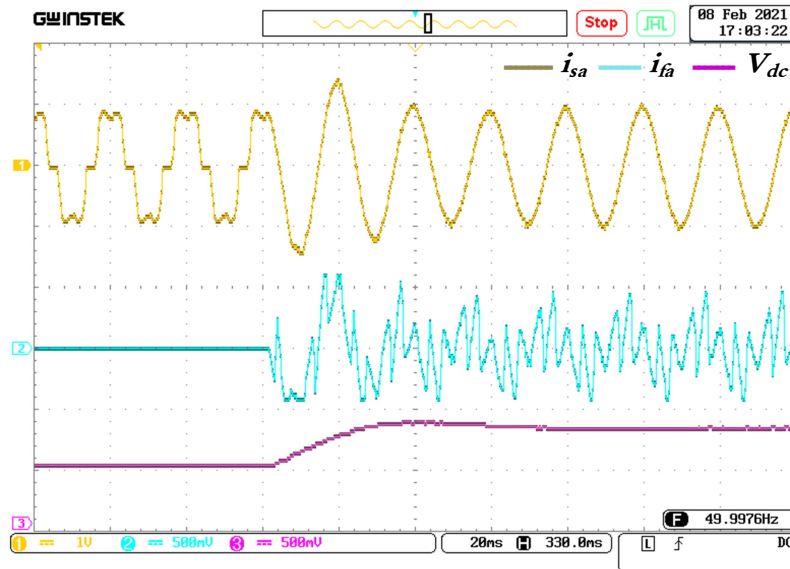


Fig. 4.15 Résultats expérimentaux durant l'insertion du FAP.

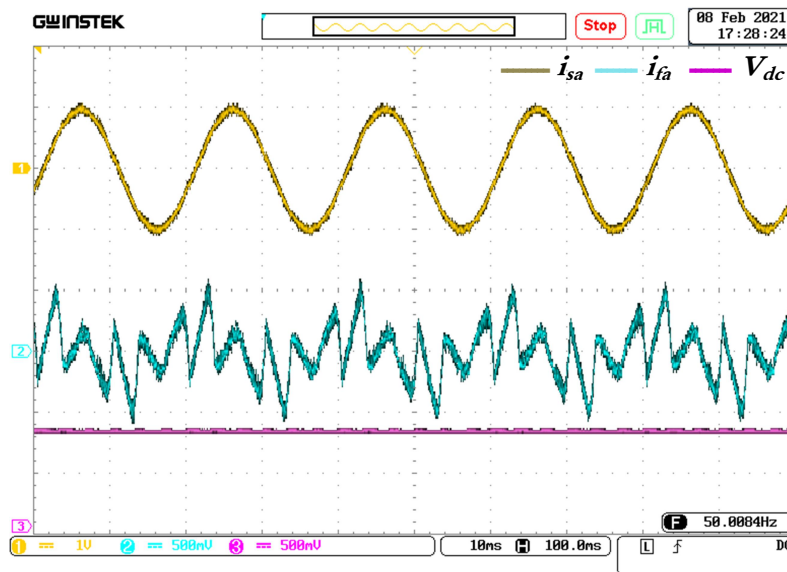
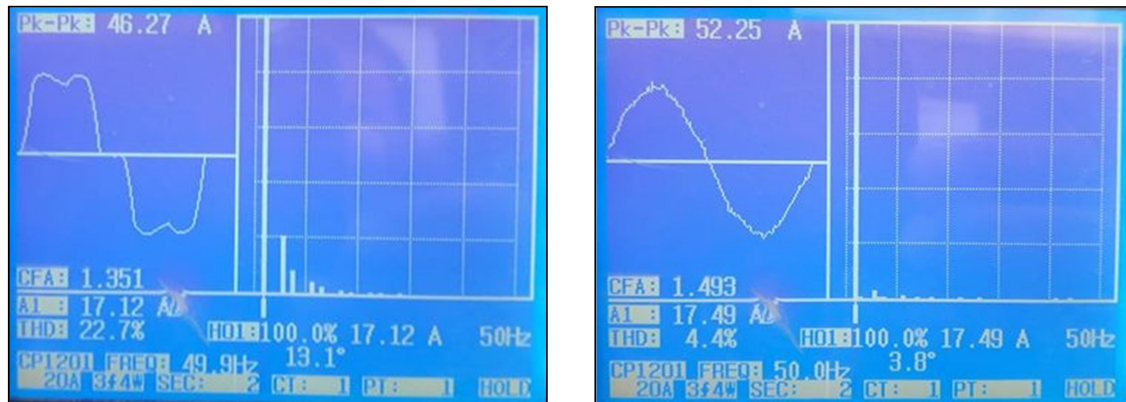
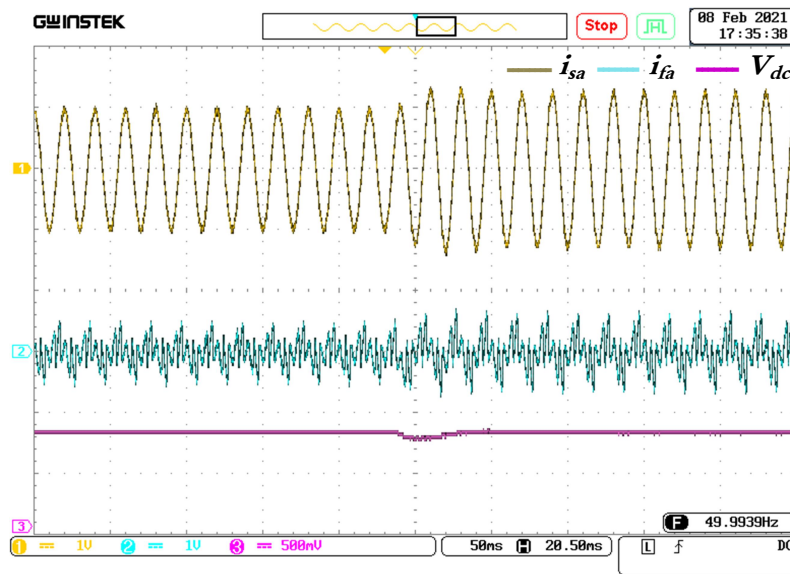


Fig. 4.16 Résultats expérimentaux après l'insertion du FAP.

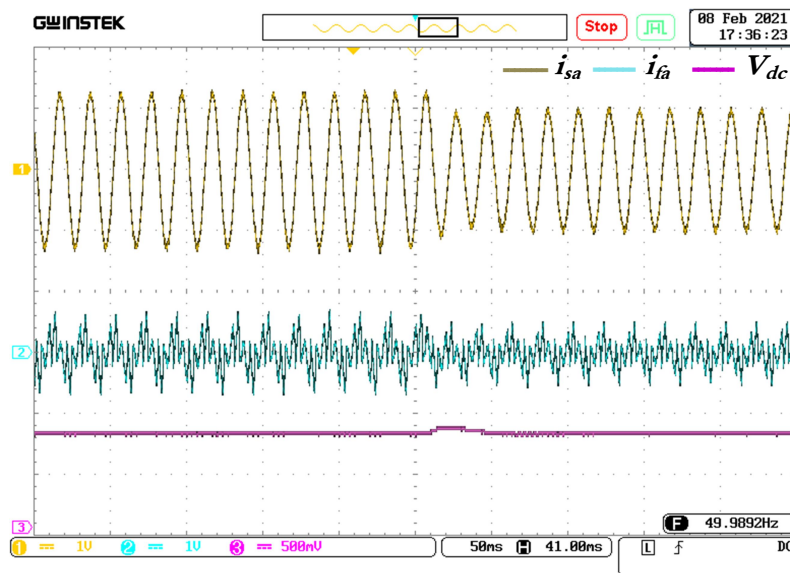
La figure 4.17 montre les THD du courant avant et après l'insertion de FAP. On remarque que le THD coté réseau avec la compensation est réduit de 22.7 % à 4.4 %.

Fig. 4.17 Spectre d'harmonique du courant de la source i_{sa} : (a) avant filtrage, b) après filtrage.

Pour tester les performances du FAP lors de la variation de charge, la résistance globale du côté continu de la charge R_d est changée de la valeur 16.5 à 11 Ω , puis la même résistance est diminuée de la valeur 11 à 16.5 Ω . La figure 4.18 illustre les résultats obtenus pour le changement de la charge non linéaire. Dans les deux cas le courant de la source (i_{sa}) maintient sa forme sinusoïdale avec une variation significative de l'amplitude due à l'augmentation et à la diminution de charge. La forme courant généré par l'onduleur est aussi indiqué. On remarque aussi que la tension aux bornes du condensateur V_{dc} est effectivement régulée autour de sa référence (170V). Elle subit une légère variation avant de se stabiliser. (Voir Fig.18.4.a pour l'augmentation de charge et Fig.18.4.b pour la diminution). Ces résultats montrent que le filtre actif est influencé instantanément par le changement de la charge mais il est capable de retrouver rapidement son efficacité.



a- Résultats lors de l'augmentation de charge.



b- Résultats lors de la diminution de charge.

Fig. 4. 18 Résultats expérimentaux du FAP lors d'une variation de charge.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la méthode neuronale directe est utilisée afin d'identifier les courants harmoniques générés par les charges non-linéaires. Cette méthode est testée par simulation et expérimentation avec un FAP sur un réseau triphasé équilibré.

Les résultats expérimentaux confirment ceux obtenus par simulation et démontrent l'efficacité de la méthode neuronale directe dans l'identification des courants harmoniques et la rapidité de réponse lors des variations de la charge non linéaire. Ces résultats confirment donc la capacité d'apprentissage et l'excellente adaptabilité des réseaux de type Adaline.

CONCLUSION GENERALE

Le présent travail consiste à l'étude des différentes techniques d'identifications des courants harmoniques afin d'améliorer la qualité d'énergie à l'aide d'un FAP. Plusieurs approches neuronales dans l'espace de courant et dans l'espace de puissances sont élaborées. Les performances de ces approches sont confirmées par les simulations et comparées avec celle des méthodes classiques. La méthode neuronale directe est testée au laboratoire LEVRES. De plus, la régulation de la tension du bus continu est faite par backstepping et comparée avec celle du PI.

Dans le premier chapitre et après avoir recensé les origines et les conséquences des perturbations électriques qui peuvent survenir dans un réseau électrique, les solutions de dépollution ont été présentées et les normes en vigueur ont été abordées.

Le choix d'une solution basée sur le principe de filtrage actif parallèle a été retenu dans le chapitre deux en vue de son efficacité et sa flexibilité. Les différents éléments du FAP sont présentés. Des méthodes d'identifications classiques utilisant des FPB et des FMV sont exposées pour être simulées et comparées avec les méthodes neuronales.

Dans le troisième chapitre, une vue globale sur les réseaux de neurone artificielle appliqués au filtrage actif est présentée. Avec la règle d'apprentissage du type LMS (Least Mean Squares), l'apprentissage des réseaux de type Adaline est rapide et robuste, de plus, il se caractérise par la simplicité de son architecture.

Nous avons exposé différentes méthodes d'identifications des courants harmoniques avec la méthode SRF et la méthode de PIRI exploitant chacune deux types de filtres de séparation, le premier type est le FPB avec réseau Adaline et le deuxième est le FMV avec réseau Adaline. Dans le même contexte de l'identification des harmoniques de courant, Toutes les méthodes proposées ont été testées en simulation sur un réseau triphasé à trois fils puis dans le cas d'un réseau à quatre fils. Les résultats de simulations et les performances de chaque méthode sont bien analysés et interprétés. Les performances de ces méthodes sont comparées avec celles des méthodes utilisant les FMV. La régulation de la tension continue de l'onduleur du filtre est réalisée par backstepping et par régulateur PI classique, le régulateur backstepping

est proposé pour résoudre le problème de dépassement rencontré dans le cas du régulateur PI ainsi que la nécessité d'un modèle linéaire mathématique.

Le quatrième chapitre a été consacré à la simulation et la validation expérimentale du FAP avec la méthode neuronale directe et le régulateur par backstepping.

Toutes les variantes d'identification neuronales ont donné de très bons résultats et permettent ainsi un bon filtrage des courants harmoniques, ce qui est confirmé par les courants de source sinusoïdaux et les THD faibles obtenus après filtrage. Les tests en régime transitoires ont donné de très bonnes performances. De plus, les approches d'identification neuronales offrent la possibilité d'extraire et de compenser d'une manière sélective chaque rang harmonique, ce qui nous permet de dire que les méthodes neuronales sont les plus efficaces et les plus robustes.

Les résultats des simulations et expérimentaux confirment l'adaptabilité et l'efficacité de la méthode neuronale directe. Cette méthode réalise la séparation des courants harmoniques dans l'espace triphasé ce qui simplifie l'étape d'identification en évitant les transformations $\alpha\beta$ et dq.

Le régulateur Backstepping permet d'atteindre des meilleures performances en régime transitoire et des performances semblables avec ceux du régulateur PI en régime permanent.

En perspective nous proposons ce qui suit :

- la validation des méthodes d'identification neuronales non validées.
- Le développement d'une structure neuronale complète pour réaliser toutes les fonctionnalités d'un FAP afin de compenser les harmoniques de courant : La réalisation d'une commande neuronale au lieu de la commande par hystérésis, d'un PLL neuronale au lieu d'une PLL classique et d'un régulateur du bus continu neuronale.
- L'élaboration de la technique DPC en exploitant les réseaux de neurones artificiels.

ANNEXE A

1. Système de FAP à trois fils

Le réseau d'alimentation est un réseau triphasé équilibré, il est modélisé par phase par une f.e.m sinusoïdale en série avec une inductance (L_s) et une résistance (R_s) caractérisant l'impédance de court-circuit du réseau. La charge polluante est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes qui débite dans une charge (RL). L'inductance (L_c) et la résistance (R_c) à l'entrée du redresseur modélisent l'impédance de ligne et les éventuelles inductances additionnelles mises en œuvre pour limiter les variations de courant. Le filtre actif parallèle triphasé à structure tension est inséré en parallèle avec la charge. L'onduleur de ce filtre est commandé par hystérésis. La régulation de V_{dc} est faite par backstepping et comparée avec celle du régulateur PI.

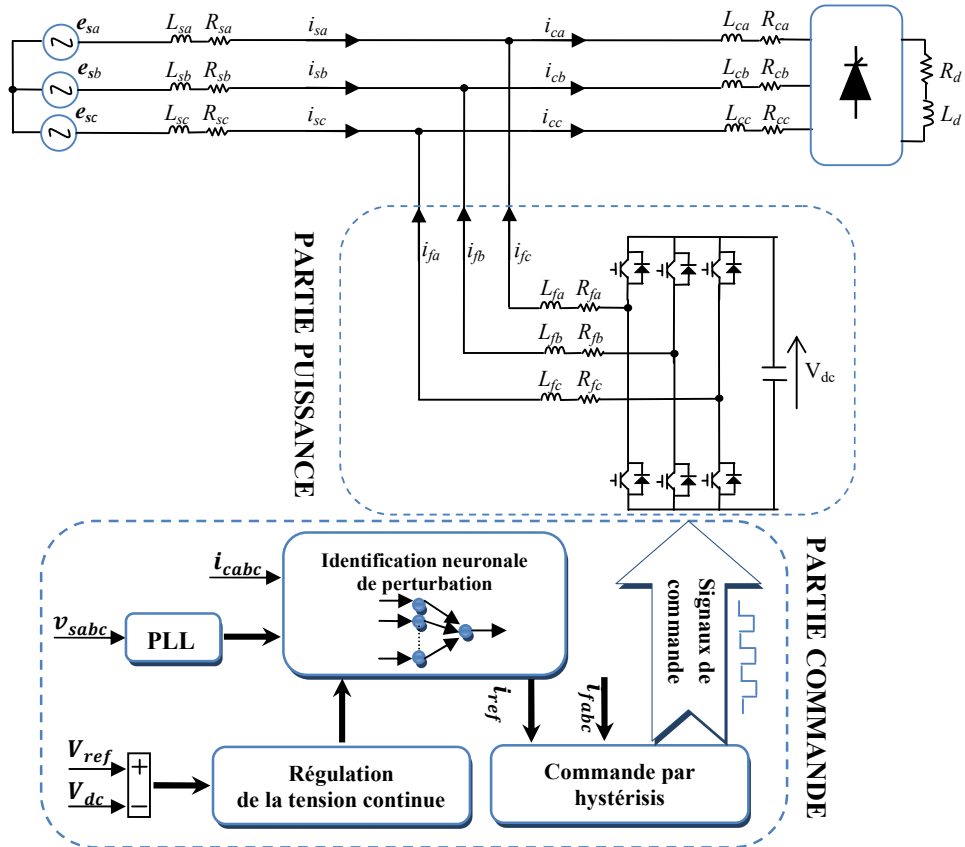


Fig.A.1 Schéma globale du système étudié avec FAP à 3 fils.

Tab.A 1 Paramètre du FAP à trois fils.

Réseau d'alimentation					
Paramètres	V_S [V]	F [Hz]	R_S [Ω]	L_S [mH]	L_C [mH]
Valeurs	40.8	50	0.42	2.3	1

Charge non-linéaire		
Paramètres	R_d [Ω]	L_d [mH]
Valeurs	11	3

Filtre actif parallèle			
Paramètres	L_f [mH]	V_{dc} [V]	C_{dc} [μF]
Valeurs	3 mH	120	1100

Les paramètres du régulateur de tension sont: $K_p = 0.2932$, $K_i = 39.0836$. Dans tout ce travail, le THD_{is} est calculé pour les Vingt premier harmoniques. Le nombre de neurones est de 19 et le coefficient d'apprentissage choisi est de 0.001.

avec une largeur de la bande d'hystérésis $\Delta i = 0.01$

2. Système du FAP à quatre fils

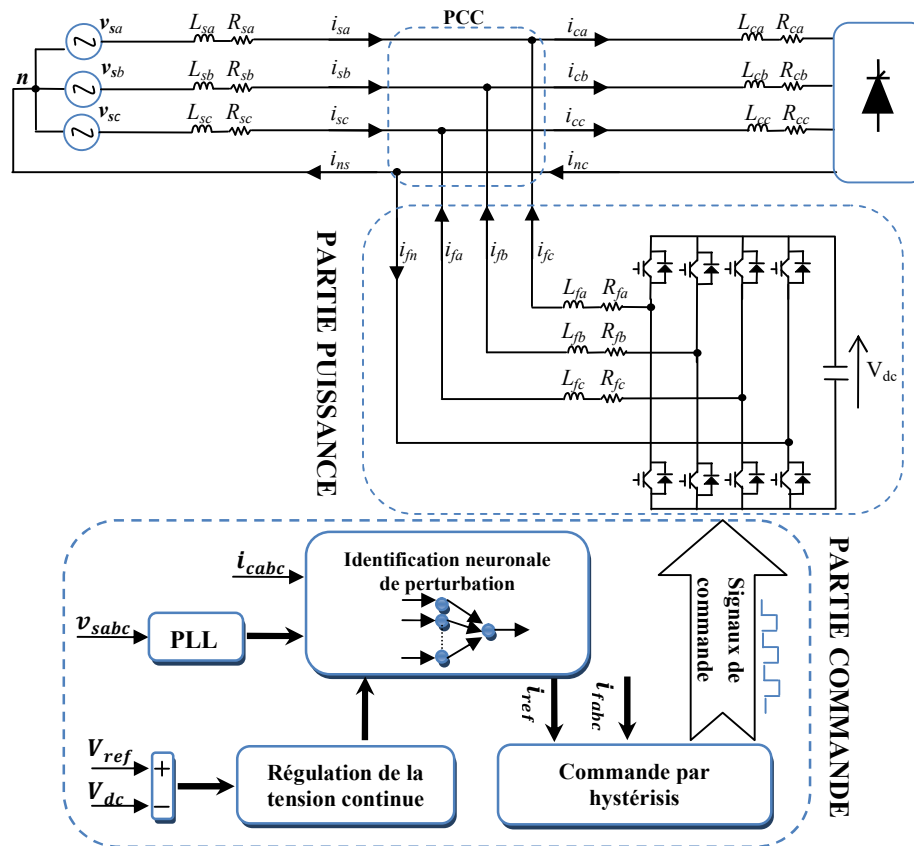


Fig.A.2 Schéma globale du système étudié avec un FAP à quatre fils.

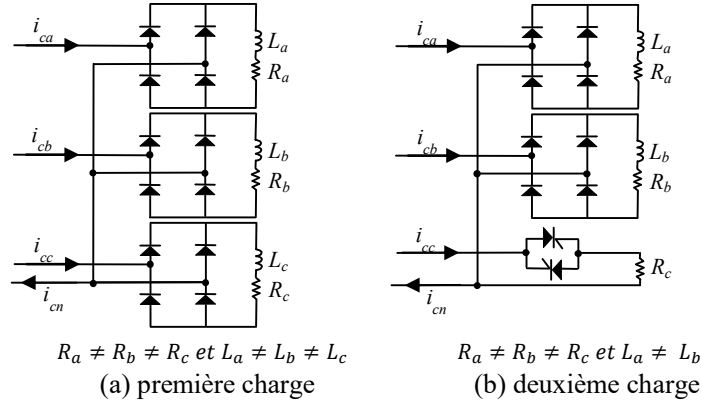


Fig. A.3. Charges déséquilibrées utilisées en simulation avec un FAP à quatre fils :
(a) première charge, (b) deuxième charge

Tab.A.2 Paramètres du FAP à quatre fils.

Réseau d'alimentation					
Paramètres	V_S [v]	F [Hz]	R_S [Ω]	L_S [mH]	L_C [mH]
Valeurs	220 * 0.3	50	0.42	2.3	1

Charge non-linéaire				
Type de charge	Paramètre	Phase A	Phase B	Phase C
Première charge déséquilibrée	R_d [Ω]	19.6	12.4	28
	L_d [mH]	50	200	50
Deuxième charge déséquilibrée	R_d [Ω]	20	16.6	18.6
	L_d [mH]	55	200	0

Filtre actif parallèle			
Paramètres	L_f [mH]	V_{dc} [V]	C_{dc} [μF]
Valeurs	3 mH	350	1100

Les paramètres du système expérimental sont quasiment identiques avec ceux des simulations présentées dans le tableau A.1 avec une tension de bus continu V_{dc} de 170 V.

ANNEXE B

1. Filtre Multi variable

Un filtre d'extraction nommé FMV est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, directement selon les axes $\alpha\beta$ comme cela est présenté à la figure A.1 [Abd 08]

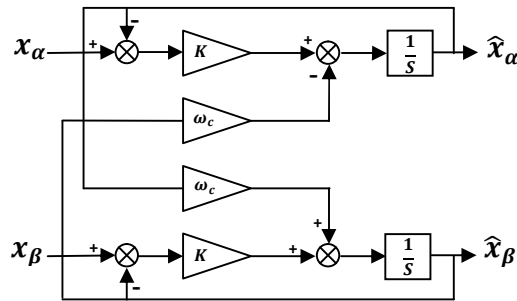


Fig. B.1 Principe du FMV

Selon les axes $\alpha\beta$, les expressions liant les composantes $\hat{x}_{\alpha\beta}$ en sortie du FMV aux composantes d'entrée $x_{\alpha\beta}$ sont les suivantes [Mah 14] :

$$\hat{x}_{\alpha} = \left(\frac{K}{s} [x_{\alpha}(s) - \hat{x}_{\alpha}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_{\beta}(s) \right)$$

$$\hat{x}_{\beta} = \left(\frac{K}{s} [x_{\beta}(s) - \hat{x}_{\beta}(s)] + \frac{\omega_c}{s} \cdot \hat{x}_{\alpha}(s) \right)$$

Où sont représentés par :

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

$\hat{x}_{\alpha\beta}$: Les composantes fondamentales de $x_{\alpha\beta}$

K : Constante à fixer

$\omega_c = 2\pi f$: pulsation fondamentale du réseau

ANNEXE C

1- Paramètre de l'onduleur de tension utilisé en pratique

Tab. c.1 Caractéristiques de l'onduleur de tension.

Symbole	Désignation	valeur
I_{rms}	La valeur efficace du courant	30 A
V_{CES}	Tension maximale aux bornes du composant	1200 V
V_{GES}	Tension de grille	± 20 V
I_C	Courant aux bornes du composant	50 (40) A
I_{CM}	Courant maximale aux bornes du composant	100 (80) A
V_{INmax}	Tension d'entrée maximale sans filtre/avec filtre	3x480 / 3x380 V
C_{qvi}	Condensateur de filtrage	1100 / 800 $\mu F/V$
V_{DCmax}	La valeur maximale de tension continue appliquée 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

BIBLIOGRAPHIE

[Abd 08] M. M. Abdusalem. « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales ». Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, (France) 2008.

[Ais 09] M. Aissani. « Commande numérique d'un convertisseur triphasé à quatre bras par MLI vectorielle à trois dimensions (application au filtrage actif) ». Mémoire de Magistère, Ecole Militaire Polytechnique, 10 /02 /2009

[Aka 83] H. Akagi , Y. Kanazawa et A. Nabae. « Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits ». Proceeding 1983 International power electronics conference, Tokyo, Japan, p.1375-1386, 1983.

[Aka 84] H.Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae. « Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage Components ». IEEE Transactions on Industry Application, vol. IA-20, no. 9, pp. 625–630, 1984.

[Aka 96] H. Akagi. « New Trends in Active Filters for Power Conditioning ». IEEE Trans. on Industry Applications, vol.32, No. 6, pp. 1312-1322, November/December 1996.

[Aka 99] H. Akagi, S. Ogasawara and H. Kim. « The Theory of Instantaneous Power in Three-Phase Four-Wire Systems: A Comprehensive Approach ». IEEE, p. 432, 1999.

[Ala 02] M. Al. ALALI. « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension ». Thèse de Doctorat de l'Université Louis Pasteur-Strasbourg I, 2002.

[Arn 08] Ch. Arnoux, « Les Harmoniques », Fiche d'Application, Ed 1, Service Communication, France, Mai 2008.

[Bac 19] R. Bachar. « Commande Prédictive Appliquée au Filtre Actif ». Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 28 / 04 / 2019.

- [Bag 99] L. Baghli. « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques ». Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy 1, 1999.
- [Bec 13] A. Bechouche « Utilisation des Techniques Avancées pour l'Observation et la Commande d'une Machine Asynchrone: Application à une Eolienne ». Thèse de doctorat. 2013.
- [Bel 09] B. Belmessaoud et T. Mahni. « Evaluation de la Stabilité Statique en Tension utilisant la Méthode de Load Flow Continu ». Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2009.
- [Ben 03] M.C. Benhabib, E. Jacquot, S. Saadate. « An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter ». International Conference on Renewable Energy and Power Quality, Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique-Nancy-France, 2003.
- [Ben 04] T. Benslimane. « Commande Numérique d'un Filtre Actif Parallèle Autonome ». Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, 2004.
- [Ben 15] M. T. Benchouia, T. Mahni, M. E. Benbouzid. « dSPACE based Adaptive Fuzzy Controller of DC Bus Voltage for Three-Phase Power Filter ». International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART), 23-25 November 2015.
- [Ben 19] A. Ben Amar, L. Zellouma, M. T. Benchouia, T. Mahni. « Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Based on Backstepping Controller ». Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg, Vol. 64, 4, pp. 397–402, Bucarest, 2019.
- [Bos 07] B. K. Bose. « Neural network applications in power electronics and motor drives - an introduction and perspective ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 14–33, 2007.
- [Bou 14] M. Bouzidi, S. Bouafia, A. Benaissa, A. Bouzidi, S. Barkat. « Backstepping control of three-phase four-leg shunt active power filter ». Journal of Electrical Engineering, Vol. 14, no. 3, pp. 358–363, 2014.
- [Bou 15] A. Boussaid, A. L. Nemmour, L. Louze, A. Khezzar, « A novel strategy for shunt active filter control ». Electric Power Systems Research, vol 123, pp. 154–163, 2015.

- [Bou 17] A. Boussaid. « Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques. Contribution à l'amélioration de l'énergie électrique ». Mémoire de Master en Électrotechnique, Université des Frères Mentouri – Constantine, 05/01/2017.
- [Cha 12] S. Chaghi. « Contrôle d'un Filtre Actif à Quatre bras ». Mémoire de Magistère, Université EL Hadj Lakhder Batna, 30/06/2012.
- [Che 13] S. Chennai. « Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle ». Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 19 / 09 / 2013.
- [Cir 02] M. Cirstea, A. Dinu, and J. Khor. « Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems ». Elsevier Science and Technology Book, 2002.
- [Def 98] T. Deflandre et P. Maurs. « Les Harmoniques sur les Réseaux Electriques ». Direction des Etudes et Recherche en France -Edition EYROLLES, 1998.
- [Deh 17] R. Dehini , R. Berbaoui. « L'Identification des Courants Harmoniques Face à la Perturbation de la Tension ». Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg. Vol. 62, no. 4, pp. 346–351, Bucarest, 2017.
- [Doz 11] S. R. Dzone Naoussi. « Implantation des Réseaux Neuromémitiques sur Cible FPGA: Application à l'Intégration d'un Système de Filtrage Actif ». Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Stasbourg, (France) 2011.
- [Etx 03] O. Etxeberria. « 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), 2-003.
- [Fan 15] Y. Fang, S. Hou, J. Fei. « Harmonic suppression of three-phase active power filter using backstepping approach ». International Journal of Innovative Computing, Information and Control, vol. 11, no. 2, pp. 419-507, 2015.
- [Fer 01] P. Ferracci. « La Qualité de l'Energie Electrique ». Extrait du Cahier technique n° 199, Schneider Electric, 2001.
- [Fli 09] D. Flieller, D. Ould Abdeslam, P. Wira, and J. Mercklé. « Distortions identification and compensation based on artificial neural networks using symmetrical components of the voltages and the currents ». Electric Power Systems Research, vol. 79, no. 7, pp. 1145–1154, 2009.

- [For 05] F. Fornani, R. Procopio and H. J. Bollen. « SSC Compensation Capability of Unbalanced Voltage Sags ». IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 20, no. 03, p 2030-2037, Juillet 2005.
- [Gha 16] 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, 05/05/2016.
- [Ham 08] F. Hamoudi. « Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils ». Mémoire de Magistère en Electrotechnique, Université EL Hadj Lakhder Batna, 01 Juillet 2008.
- [Ham 10] A. Hamadi. « Contribution à l'Etude des Filtres Hybrides de Puissance Utilises pour Améliorer la Qualité de l'Energie dans le Réseau Electrique de Distribution ». Thèse de Doctorat, Université du Québec, École de Technologie Supérieure, Montreal, le 14 septembre 2010.
- [Hyk 99] S. Haykin. « Neural Networks - A Comprehension Foundation ». Prentice Hall International, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 1999.
- [Ign 06] V. Ignotova. « Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique. Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2006.
- [Kar 09] S. Karimi. « Continuité de Service des Convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop": Application au Filtre Actif Parallèle ». Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 26 Janvier 2009.
- [Keb 09] S.Kebiri. « Modélisation et simulation d'un filtre actif multiniveaux ». Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 12/04/2009.
- [Lah 16] O. Lahmadi, L. Benfarhi and A. Chaghi. « Intelligent Active Power Filter Based on ADALINEs and PI-Neural Under Unbalanced and Distorted Voltages ». Int. J. Power and Energy Conversion, vol. 7, no. 4, 2016.
- [Lah 17] O. Lahmadi. « Contribution à l'Identification et la Commande d'un Filtre Actif Parallèle par des Techniques Neuromimétiques ». Thèse de Doctorat, Université de Batna -2-, 25/05/2017.
- [Lai 16] H. Laib, Abd Elaziz Chaghi and Patrice Wira. « A New Learning and Fuzzy Strategy for Active Power Filtering ». International Journal on Electrical Engineering and Informatics, Vol. 8, No. 3, September 2016.

- [Mah 09] T. Mahni. « Stratégies de Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Quatre Fils ». Mémoire de magister, Université d'El-Oued, 2009.
- [Mah 17] 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, 19/02/2017.
- [Mah 18] T.Mahni, M. T. Benchouia, A. Ghamri and A. Golea. « Three-phase four-wire shunt active filter under unbalanced loads with backstepping and PI controllers ». Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering, 15 Feb 2018.
- [Mek 07] F. Mekri. « Commande robuste des conditionneurs actifs de puissance ». Thèse de Doctorat en génie électrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, (France) 2007.
- [Mel 05] P. Melin et O. Castillo. « Intelligent control of a stepping motor drive using an adaptive neuro-fuzzy inference system ». Informatics and Computer Science: An International Journal, pp. 133 - 151, 2005.
- [Mes 14] N. Mesbahi. « Contribution à l'Etude des Performances des Onduleurs Multiniveaux sur les Réseaux de Distribution ». Thèse de Doctorat, Université de Badji Mokhtar, Annaba, 2014.
- [Ngu 08] N.K. Nguyen, D. Ould Abdeslam, P.Wira, D. Flieller, and J. Mercklé. « Artificial Neural Networks for Harmonics Currents Identification in Active Power Filtering Schemes ». 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'08), pp.2696–2701, Novembre, 2008.
- [Ngu 10] N.K. Nguyen. « Approche Neuromimétique pour l'Identification et la Commande des Systèmes Electriques : Application au Filtrage Actif et aux Actionneurs Synchrones ». Thèse de Doctorat, Université de Haute-Alsace, Mulhouse, 2010.
- [Nou 07] K. Nounou, S. Douida. « Commande d'un Onduleur à Quatre Bras : Application au Filtrage Actif de Puissance, Mémoire de Fin d'étude. 2007.
- [Oul 05] D.Ould Abdeslam. « Techniques Neuromimétiques pour la Commande dans les Systèmes Electriques : Application au Filtrage Actif Parallèle dans les Réseaux Electriques Basse Tension ». Thèse de doctorat, Université de Haute Alsace, 2005.

- [Oul 08] D.Ould Abdeslam, P. Wira, D. Flieller, and J. Mercklé. « Artificial Neural Networks to Control an Inverter in a Harmonic Distortion Compensation Scheme ». In International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2008), Cambridge, UK, 2008, pp. 1873-1878, 2008.
- [Ome 07] A. Omeiri. « Simulation d'un Filtre Actif Parallèle de Puissance pour la Compensation des Harmoniques de Courant ». Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2007.
- [Sah 12] A. Sahli. « Filtrage Actif et Contrôle de Puissances : Application aux Systèmes Photovoltaïques Interconnectés au Réseau ». Mémoire de Magistère, Université Ferhat Abbas – Setif, 2012.
- [Tad 08] S. A. Tadjer. « Etude d'un Système de Compensation d'Harmonique en Utilisant un Générateur Photovoltaïque, GPV ». Mémoire de magistère, Université M'Hamed Bougara-Boumerdès, 2008.
- [Wid 96] B. Widrow and E. Walach. « Adaptive Inverse Control ». Prentice Hall Press, Upper Saddle River, 1996.
- [Xu 94] J. Xu. « Filtrage Actif Parallèle des Harmoniques des Réseaux de Distribution d'Electricité » Thèse de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 20 Janvier 1994.
- [Zay 14] H. Zayani. « Régulation et Contrôle des Systèmes de Climatisation ». Support de Cours, Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Sfax, Tunisie, Année Universitaire: 2014-2015.
- [Zel 06] L. Zellouma. « Filtrage actif Parallèle des Harmoniques du Courant Générés Par un Pont Redresseur Triphasé non Commandé ». Mémoire de magister, Université de Badji Mokhtar, Annaba, 2006.