

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLÔME
MASTER EN GÉNIE ELECTRIQUE

SPECIALITE:
INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMÉCANIQUE

THÈME

Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèles

Proposé et dirigé par :

➤ M^r. L. BENYETTOU

Présenté par :

ARIOUA daouah

Année Universitaire : 2012 / 2013

N^o d'ordre:047

Remerciements

Je rende mon profonde gratitude à Dieu le tout puissant qui je a aidé à réaliser ce travail.

*.Ainsi, je tenue également à exprimer mon vif remerciement à mon encadreur
mr : BENYETTOU.L pour avoir d'abord proposé ce thème, pour leur suivi continuel
tout au long de la réalisation de ce mémoire et qui n'ont pas cessé de me donner leurs
conseils.*

*Je remercie tous les membres du jury qui acceptent de juger mon travail et pour l'intérêt
qu'ils l'ont porté.*

Un grand merci à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception.

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

*Je dédie ce modeste travail :
A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

*A mes frères
A mes sœurs
A mes chers amis*

*A tous les amis d'études surtout ceux d'électromécanique promotion
2013*

ARTOUA. daouah

Sommaire:	
INTRODUCTION GENERALE	
CHAPITRE I:	
Perturbation des réseaux électriques	
INTRODUCTION.....	03
I.1. PERTURBATION	04
I.1.1. Caractéristiques des perturbations électriques.....	04
I.2. Définition des harmoniques	05
I.2.1 Inter harmoniques.....	06
I.2.2 Infra harmoniques	06
I.4 . Source d'harmoniques	07
I.5 Charges linéaires et non linéaires.....	08
I.6. Critères de jugements.....	08
I.6.1 Taux d'harmonique de rang h	08
I.6.2 Taux d'harmonique global de distorsion.....	08
I.6.3. Le facteur de puissance	09
I.6.4.1 Interprétation de la valeur du facteur de puissance.....	09
I.6.5. Facteur de crête.....	10
I.6.5.1. Interprétation de la valeur du facteur de crête.....	10
I.7. Réglementation des perturbations	10
I.8. Effets des perturbations harmoniques.....	12
I.8.1 les effets instantanés ou à court terme.....	12
I.8.2 les effets à long terme	12
I.9. Les avantages du traitement des harmoniques sont nombreuses.....	13
I.10. solutions de dépollution des réseaux électriques.....	13
I.10.1 Solutions traditionnelles de la dépollution	13
I.10.2. Solutions modernes.....	15
I.10.2.1 Filtrage actif	16
I.10.2.2 Filtrage actif série (F.A.S).....	17
I.10.2.3 Filtrage actif parallèle (F.A.P).....	18
I.10.2.4 Filtrage hybride.....	19
I.10.3 Les redresseurs MLI.....	20
CONCLUSION	22

CHAPITRE II:

Topologies de FAP à structure tension reliés à un réseau électrique à trois fils	23
INTRODUCTION	23
II .1 Principe de fonctionnement.....	23
II.2 STRUCTURE GENERALE DU FILTRE ACTIF PARALLELE.....	24
II.3 ETUDE DE LA PARTIE PUISSANCE.....	25
II.3.1 Modélisation de l'onduleur	26
II.3.1.1 Cas d'un onduleur de tension deux niveaux à trois bras.....	26
II.3.1.1.1. Tension fournie par l'onduleur.....	27
II.3.1.1.2. Cas d'un onduleur de tension deux niveaux à deux bras	29
II.3. 1.2.1. Tension fournie par l'onduleur.....	30
II.4. Comparaison entre les deux topologies de FAP.....	32
II.5. Cas d'un onduleur de tension trois niveaux NPC.....	34
II.5.1. Apparition des structures multiniveaux.....	34
II.5.2. Structure.....	35
II.5.3. Principe de fonctionnement.....	36
II.5.4 Modélisation d'un onduleur NPC à trois niveaux.....	37
II.6 . système de stockage de l'énergie.....	39
II.7 filtre de découplage.....	40
II.8.1 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé.....	40
II.8.2 Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (de Park).....	41
II.8.3 Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire.....	42
CONCLUSION	43

CHAPITRE III:

contrôle-commande du FAP

INTRODUCTION.....	44
III .1 Stratégies de commande.....	45
III .2.1 principe de commande du filtre actif parallèle	45
III .2.2 Commande directe d'un filtre actif parallèle.....	45
III .2.2.1 La méthode d'identification des courants perturbés.....	45
III.3 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées(pq)	47

III.3.1 Principe	48
III.3.2. Algorithme d'identification.....	52
III.3.3. Boucle de régulation de la tension (Vdc)	53
III.4. Méthode dite du référentiel lié au synchronisme (SRF:Synchronous Reference Frame).....	54
III.4.1 Principe.....	55
III.4.2. Algorithme d'identification.....	57
III.4.3. Boucle de régulation de la tension (Vdc)	58
III.5. SYSTEME DE BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE PLL.....	60
III.6. poursuite des références de courant	61
III.6. 1. contrôle de courant par hystérésis a bande fixe	61
III.6. 1.1. Algorithme	62
III.6. 2. Commande par MLI à porteuse triangulaire (MLI naturelle).....	63
III.6.3. Modulation de largeur d'impulsion (MLI) Pour convertisseur à 3-niveaux	64
III.6.3.1 Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux.....	64
CONCLUSION	67

CHAPITRE VI:

La simulation numérique de FAP

INTRODUCTION.....	68
IV.1 Description du système à traiter	68
IV.1.1 Modélisation du réseau électrique.....	68
IV.1.2 Modélisation de la charge polluante.....	69
IV.2.Résultats de simulation de l'ensemble réseau charge non-linéaire avant le filtrage.....	70
IV.3 COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES PAR UN FAP	72
IV.3 .1 AVEC ONDULEUR DE TENSION DEUX NIVEAUX (à trois bras)	72
IV.4 COMMANDE DIRECTE BASEE SUR LA THEORIE DES PUISSANCES INSTANTANEEES (PQ)	74
IV.4.1 La méthode des puissances instantanées (PQ) classique.....	74
IV.4.1.1 Résultats de simulation en utilisant la commande par hystérésis	74
IV.4.1.2. Le cas d'un réseau déséquilibré.....	75

IV.4.1.3 Principe du filtre multi-variable FMV	75
IV.4.1.4 Comportement du FMV	77
IV.5. La méthode des puissances instantanées avec FMV	78
IV.5.1. Résultats de simulation en utilisant la commande par hystérésis	78
IV.5.2. Résultats de simulation en utilisant la commande MLI	80
IV.5.3. Le cas d'un réseau déséquilibré	82
IV.5.4. Discussion des résultats	82
IV.6. Commande directe basée sur La méthode du repère de référence synchrone SFR (synchronous reference frame)	83
IV.6.1. Résultats de simulation en utilisant la commande par hystérésis	83
IV.6.2. Résultats de simulation en utilisant la commande MLI	85
IV.6.3. Le cas d'un réseau déséquilibré	87
IV.6.4. Discussion des résultats	87
IV.6.5. Interprétations des résultats	87
IV.7. Commande directe basée sur La méthode du repère de référence synchrone SFR (synchronous reference frame)	88
IV.7.1. Résultats de simulation en utilisant l'onduleur de tension trois niveaux NPC	88
IV.7.2. Discussion des résultats	90
CONCLUSION	91
CONCLUSION GENERALE	93
BIBLIOGRAPHIE	94

LISTE DES FIGURES

Figure (I.1): représente la décomposition d'un signal périodique.....	06
Figure (I.2) : Représentation spectrale d'un signal périodique.....	06
Figure.(I.3) :Diagramme de Fresnel des puissances.....	09
Figure.(I.4):Structure du pont dodécaphasé.....	14
Figure (I.5.a) : Structure du filtre résonant.....	15
Figure (I.5.b) :Montage du filtre amorti.....	15
Figure (I.6) : Structure du filtre actif série.....	17
Figure (I.7 .a) : Structure du filtre actif parallèle.....	18
Figure(I.7.b):Courants de charge non-linéaire I_{c1} ,de source I_{s1} et celui du filtre I_{c1}	18
Figure (I.8.a): Filtre combiné actif parallèle Et passif parallèle.....	19
Figure (I.8.b): Filtre combiné actif Série et passif parallèle	19
Figure (I.8.d) :Combinaison parallèle-série.....	19
Figure (I.9) :Redresseur de tension.....	20
Figure (I.10): Redresseur de courant.....	20
Figure (II.1): Structure générale d'un FAP à structure tension.....	24
Figure.(II.2): Circuit de puissance du filtre actif parallèle deux niveaux à trois bras relié à un réseau électrique à trois fils.....	26
Figure (II.3): Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de Tension à trois bras dans le repère $\alpha\beta$	29
Figure.(II.4): Onduleur de tension à deux bras employé dans un FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils.....	30
Figure (II. 5): Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de Tension à deux bras dans le repère $\alpha\beta$	32
Figure (II. 6). Schéma d'un onduleur NPC à 3 niveaux.....	35
Figure (II.8) :Bras d'un onduleur NPC à 3 niveaux.....	37
Figure (II.9) :Représentation des repères fixe (α , β) et tournant (d, q).....	41
Figure.(III.1):Commande directe d'un filtre actif parallèle deux niveaux à trois bras.....	46
Figure.(III.2): Schéma global d'obtention de tous les harmoniques de la charge par La méthode des(pq).....	47

LISTE DES FIGURES

Figure.(III.3): Deux types classiques de filtres d'extraction de la composante harmonique.....	52
Figure.(III.4):Détermination des courants de référence du FAP par la méthode pq classique.....	52
Figure (III.5): Régulation de Vdc.....	54
Figure (III.6): Schéma global d'obtention de tous les harmoniques de la charge.....	56
Figure (III.7): relation entre les composante de Park et celles de Concordia.....	55
Figure.(III.8): Détermination des courants de référence du filtre actif par la méthode référentiel lié au synchronisme (SRF).....	58
Figure (III.9): Schémas de régulation de la tension du bus continu par un PI	59
Figure.(III.10) : Schéma de principe d'une PLL classique.....	60
Figure (III.11) : Schéma synoptique de la commande par régulateurs à hystérésis.....	62
Figure (III.12):Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant	63
Figure (III.13): Principe de la commande par MLI.....	63
Figure (III.14) :Bras d'un onduleur NPC à 3 niveaux.....	65
Figure (III.15): Forme d'onde des signaux POD pour 3Niveaux.....	66
Figure (III.16): Forme d'onde des signaux PD pour 3 Niveaux.....	66
Figure (IV.1) : Réseau électrique triphasé.....	69
Figure (IV.2.a) : Redresseur à diodes (pont de Graëtz) avec charge RL.....	69
Figure (IV.2.b). Schéma global du système.....	69
Figure (IV.3.a) : Le courant à la sortie des redresseurs.....	70
Figure (IV.3.b) : Les Courant de la charge(phase 1) (phase 2) (phase 3).....	70
Figure (IV.3.c) : Courant de la charge (phase 1).....	71
Figure (IV.3.d) Spectre harmonique du courant de la charge(phase 1).....	71
Figure (IV.3.e) : tensions triphasées au point de connexion du redresseur.....	71
Figure (IV.3.f) Spectre harmonique du tensions au point de connexion.....	72
Figure.(IV.4):Commande directe d'un filtre actif de puissance avec onduleur de tension deux niveaux (à trois bras).....	73
Figure (IV.4.a) Courant de la source (phase 1).....	74
Figure (IV.4.b)Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1).....	74

LISTE DES FIGURES

Figure (IV.5): Schéma bloc du FMV.....	76
Figure.(IV.6):Détermination des courants de référence du FAP par la méthode pq avec FMV.....	76
Figure (IV.6.1): Résultats de simulation en régime équilibré avec harmoniques, tensions $V_{s\alpha\beta}$ (V) en entrées du FMV.....	77
Figure. (IV.6.2): Résultats de simulation en régime équilibré avec harmoniques, tensions $V_{s\alpha\beta}$ (V) en sorties du FMV.....	77
Figure.(IV.6.3):Résultats de simulation en régime équilibré avec harmoniques tensions V_{s123} (V)	77
Figure (IV.7.a) :Courant de la source (phase 1) 1.68%.....	78
Figure (IV.7.b):Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1).....	78
Figure.(IV.7.c) : courant identifié par la méthode des puissances instantanées (I_{h1})	79
Figure(IV.7.e):Courants de charge non-linéaire I_{c1} ,de source I_{s1} et celui du filtre I_{f1}	79
Figure .(IV.8.a): Courant de la source (phase 1) 1.73%.....	80
Figure(IV.8.b):Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1).....	80
Figure.(IV.8.c) : courant identifié par la méthode des puissances instantanées (I_{h1})	81
Figure.(II.24.): Courant I_{f1} (A) injecté par le filtre.....	81
Figure(IV.8.e):Courants de charge non-linéaire I_{c1} ,de source I_{s1} et celui du filtre I_{f1}	81
Figure.(IV.8.f) : La fréquence de commutation.....	82
Figure .(IV.9.a) Courant de la source (phase 1) 1.23%.....	83
Figure(IV.9.b)Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1).....	83
Figure.(IV.9.b) : courant identifié par la méthode des puissances instantanées (I_{h1})	84
Figure.(IV.9.c) : Courant I_{f1} (A) injecté par le filtre.....	84
Figure(IV.9.e):Courants de charge non-linéaire I_{c1} ,de source I_{s1} et celui du filtre I_{f1}	84
Figure .(IV.10.a): Courant de la source (phase 1) 1.36%.....	85
Figure(IV.10.b):Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1).....	85
Figure.(IV.10.c) :courant identifié par la méthode des puissances instantanées (I_{h1})	86
Figure.(IV.10.d) : Courant I_{f1} (A) injecté par le filtre.....	86

LISTE DES FIGURES

Figure .(IV.11.a) : Courant de la source (phase 1) 1.36%.....	88
Figure(IV.11.b):Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1).....	88
Figure.(IV.11.c): courant identifié par la méthode des puissances instantanées (Ih1)	89
Figure.(IV.11.d) : Courant If1 (A) injecté par le filtre.....	89
Figure(IV.11.e):Courants de charge non-linéaire Ic1,de source Is1et celui du filtre If1	89
Figure.(IV.11.f) :La fréquence de commutation (onduleur de tension trois niveaux NPC)	90

LISTE DES TABLEAUX

Tableau (I.1):Principales charges polluantes.....	07
Tableau (I.2) : Exemple de limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4).....	11
Tableau. (I.3) : Récapitulatif des solutions de dépollution.....	21
Tableau (II.1) États possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux.....	36
Tableau (III.1) : Modes de compensation de la commande des puissances instantanées.....	51
Tableau .(IV-1):Valeurs des paramètres du réseau et de la charge.....	70
Tableau .(IV.2): Paramètres du FAP.....	72
Tableau (IV.3): THD des courants Is1 lorsque la réseau déséquilibré.....	75
Tableau (IV.4): THD des courants Is123 lorsque la réseau déséquilibré.....	82

Nomenclature	
X_h, X_1	: La composante harmonique de rang h et . La composante fondamentale
S_h	: Taux d'harmonique de rang h
P	: puissance active
S	: La puissance apparente
D	: La puissance déformante
F_p	: Le facteur de puissance
V_{Sn}	: Tension simple au point de raccordement commun
I_{Sn}	: Courant de la source d'alimentation
f_s	: Fréquence du réseau (50Hz)
L_S, R_S	: Inductance du réseau. et Résistance du réseau.
V_{fn}, I_{fn}, L_f	: Tension, courant et inductance du filtre actif
V_{dc}	: Tension aux bornes du condensateur.
C_{dc}	: Capacité du condensateur
I_{cn}	: Courants absorbés par les charges polluantes
L_C, R_C	: Inductance de la charge. et Résistance de la charge.
R_d, L_d	: Résistance et inductance de la charge côté continue
I_{h1}	: Courant des harmoniques
ω_h	: La pulsation la plus faible des harmoniques à compenser
ω	: La vitesse angulaire de la source
K	: Interrupteur K.
S_{123}	: Etats des interrupteurs de l'onduleur.
(I_{f123}^{ref})	: La comparaison du courant de Référence obtenu par une méthode appropriée
p_f^{ref}, q_f^{ref}	: Représentent les puissances de référence
\bar{p}_c et \bar{q}_c	: Représentent les puissances continues instantanées liée à la fondamentale
\tilde{p}_c et \tilde{q}_c :	: Représentent les puissances alternatives instantanées liée à la fondamentale

$I_{f\alpha}^{ref}$ et $I_{f\beta}^{ref}$: Courants diphasés de référence
k_{pdc} k_{idc}	: Les constants du régulateur PI de la tension continue.
K_C et τ_c	: le gain du régulateur et la constante de temps du filtre du premier ordre
$Mod(\overrightarrow{V_n^{ref}})$: Le module du vecteur $\overrightarrow{(V_n^{ref})}$
$(V_{S\alpha}, V_{S\beta})$ et	$(I_{c\alpha}, I_{c\beta})$: Les composantes orthogonales du repère (α, β)
I_{dc}	: Le courant nécessaire à la régulation de la tension continue (V_{dc})
p_{dc}	: La puissance active nécessaire à la régulation de la tension continue
p_f^{ref}, q_f^{ref}	: Représentent les puissances de référence
Abréviations	
THD	: Distorsion totale des harmoniques
CEI	: Commission Electro technique Internationale
CENELEC	: Comité Européen de Normalisation Electrotechnique
UTE	: Union Technique de l'Electricité
FAP	: Filtre actif parallèle
FAS	: Filter active série
PLL	: Boucle à Verrouillage de Phase (Phase Locked Loop)
PCC	: Point de raccordement au réseau
FPH	: Filtre passe-haut
FPB	: filtre passe-bas
PI	: Régulateur proportionnel intégral.
NPC	: Convertisseur clampé par le neutre
MLI	: Modulation de largeurs d'impulsions.

INTRODUCTION GENERALE

Pour assurer une efficacité énergétique, les industries utilisent des dispositifs statiques de conversion d'énergie appelés : convertisseurs statiques. Ces convertisseurs sont composés de semi-conducteurs de puissance. Ceux-ci sont considérés comme des charges non linéaires pour le réseau électrique et absorbent un courant dont la forme est non sinusoïdale. En plus de la composante fondamentale, cette forme d'onde présente un contenu harmonique, qui dans certain cas, peut être très important. Ces harmoniques se propagent de la charge vers le réseau et engendrent des chutes de tension harmonique qui s'ajoutent à la composante fondamentale de la tension délivrée par le réseau. Ce qui résulte en une tension affectée d'un contenu harmonique et qui pourrait causer de sérieux problèmes de compatibilité électromagnétique.

La qualité de l'énergie constituent aujourd'hui des préoccupations majeures dans le domaine de l'énergie.

Il existe quelques méthodes permettant de minimiser la pollution harmonique provoquée par ces convertisseurs. Parmi les plus populaires et les plus efficaces, on retrouve le filtrage. Il existe deux voies pour le filtrage de la pollution harmonique, soit le filtrage passif et le filtrage actif. C'est cette dernière qui fera l'objet du présent projet de maîtrise.

De façon à atteindre ces objectifs, ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présenterons les perturbations, en courant et en tension, des réseaux électriques connectés à des charges dites polluantes. Les origines de cette pollution harmonique, les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations sont examinées. Ensuite, les différentes solutions traditionnelles et modernes de filtrage possibles sont présentés : filtrage passif, actif et hybride.

Dans le second chapitre, nous étudions la structure générale des FAP triphasés permettant de compenser les courants harmoniques présents sur les réseaux électriques triphasés à trois fils. Dans ce chapitre nous intéresserons à l'étude, la partie puissance, onduleur de tension deux niveaux à trois bras, onduleur de tension deux niveaux à deux bras, onduleur de tension trois niveaux NPC, Système de stockage de l'énergie, Filtre de découplage.

Dans le troisième chapitre, sera consacré plutôt à l'étude des stratégies de commande des filtres actifs de puissance, pour la compensation des harmoniques de courant d'un réseau électrique à trois fils, nous présenterons la partie contrôle-commande du FAP, La méthode d'identification des courants perturbés (méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées pq et la méthode dite du référentiel lié au synchronisme SRF), Boucle de régulation de la tension (Vdc), système de boucle à verrouillage de phase PLL, contrôle du courant de sortie du compensateur actif (contrôle de courant par hystérésis à bande fixe et la Commande par MLI à porteuse triangulaire (MLI naturelle et MLI Pour convertisseur à 3-niveaux)

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous élaborons plusieurs cas de simulation du système de compensation des harmoniques .

a) par un onduleur de tension deux niveaux (à trois bras) :

1. Le cas de la méthode des puissances instantanées (PQ) classique par hystérésis
2. Le cas d'un réseau déséquilibré
3. Le cas de la méthode des puissances instantanées avec FMV. par hystérésis et par la commande MLI
4. Le cas d'un réseau déséquilibré
5. Le cas de la méthode dite du référentiel lié au synchronisme (SRF) par hystérésis et par la commande MLI

b) par un onduleur de tension trois niveaux NPC:

1. Le cas de la méthode dite du référentiel lié au synchronisme (SRF) par la commande MLI

Ces simulations sont réalisées en utilisant le logiciel de simulation MATLAB 7.1 et nous permettent d'analyser les performances et la faisabilité du système de compensation des harmoniques aussi bien dans le domaine temporel que spectral. En fin, une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent le document.

CHAPITRE I :

Perturbation des réseaux électriques

INTRODUCTION

L'utilisation croissante dans les appareils industriels ou domestiques de systèmes commandés à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau des réseaux électriques. Ces convertisseurs statiques apportent une souplesse d'utilisation, des fonctionnalités supplémentaires, une augmentation de la fiabilité, le tout avec un rendement élevé. De plus, avec la généralisation de leur utilisation les coûts de ces modules d'électronique de puissance ne cessent de baisser. L'inconvénient de ces dispositifs c'est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation.[14]

Généralement, le distributeur d'énergie délivre l'énergie électrique sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde, qui doit être sinusoïdale et la symétrie du système triphasé. Mais depuis quelques années, avec l'évolution technologique des composants d'électronique de puissance les distributeurs d'énergie rencontrent plusieurs problèmes liés à l'accroissement du nombre de convertisseurs statiques raccordés aux réseaux de distribution d'énergie. En effet, ces convertisseurs sont des sources polluantes qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment pour la plupart de la puissance réactive.[9]

Les harmoniques générés sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations se superposent à l'onde fondamentale. Elles ont donc pour conséquence de modifier l'onde de tension ou de courant ce qui se traduit par une dégradation du facteur de puissance et/ou par la génération de courants et de tensions alternatives de fréquence différente de celle du fondamental.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la source des harmoniques, l'influence du raccordement des convertisseurs statiques sur les réseaux électriques et leurs environnements et enfin les normes. Ensuite, nous présentons les solutions classiquement mises en œuvre pour dépolluer les réseaux électriques.

I.1 Les perturbations

L'énergie électrique est généralement distribuée sous la forme de trois tensions constituant un système sinusoïdal triphasé. Un des paramètres de ce système est la forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde [17].

Afin de bien analyser les pollutions des réseaux électriques et, par conséquent, de trouver les meilleures méthodes de dépollution, on va distinguer deux types de perturbations, à savoir les perturbations de courant et celles de tension.

Les courants perturbateurs comme les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et la puissance réactive sont majoritairement émis par des charges non linéaires, à base d'électronique de puissance, et/ou déséquilibrées.

La puissance réactive peut être aussi consommée par des charges linéaires inductives comme les moteurs asynchrones qui sont largement présents dans les sites industriels.[4]

Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même mais parfois également dans les charges. [17]

Ces types de perturbation ont des effets très néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent provoquer des échauffements jusqu'à la destruction totale des équipements.

I.1.1 Caractéristiques des perturbations électriques

L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tension sinusoïdale. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

1. La fréquence.
2. L'amplitude.
3. La forme d'onde qui doit être sinusoïdale.
4. La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif [17].[4]

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

distinctes de perturbations :[4]

- Les fluctuations de la fréquence à 50 Hz : elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport.
- Les variations de l'amplitude : il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension ou de creux de tension. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non.
- La modification de la forme d'onde : cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque.
- La dissymétrie du système triphasé : que l'on appelle déséquilibre [4].

I.2 Définition des harmoniques

Le concept d'harmonique est introduit par Joseph Fourier qui démontra que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoïdes de fréquences discrètes :[2]

$$i(t) = I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} I_h * \cos(\omega_h * t + \varphi_h) \quad (I.1)$$

- Un signal sinusoïdal à la fréquence fondamentale. Courbe fondamentale (I_1). $h=1$
- Une éventuelle composante continue (I_0).
- Le reste des composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques de rang h.

$$I_h(t) = \sum_{h=2}^{\infty} I_h * \cos(\omega_h * t + \varphi_h) \quad (I.2)$$

Chacun des harmoniques est caractérisé par une amplitude généralement exprimée en pourcentage de l'amplitude du fondamental et par une phase.

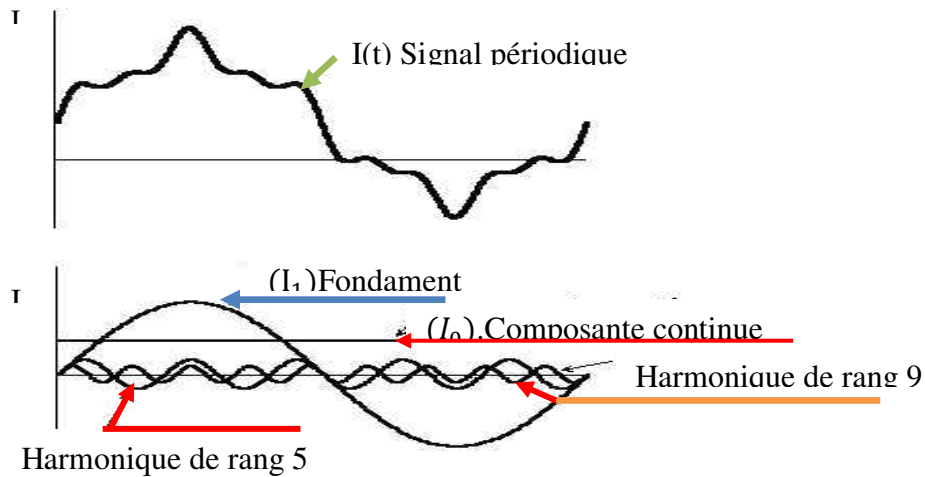


Figure. (I.1): représente la décomposition d'un signal périodique

I.2.1 Inter harmoniques

Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas des fréquences entières de celle du fondamental.[14]

La grande majorité des tensions et courants inter harmoniques sur le réseau est générés par Des convertisseurs de fréquence statiques, tels les variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones qui renvoient vers le réseau des multiples de la fréquence de sortie de l'onduleur.

I.2.2 Infra harmoniques

Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieurs à celles du Fondamental : 10Hz, 20Hz .Dans ce cas, le signal n'est pas périodique à T (T : période du Fondamental).

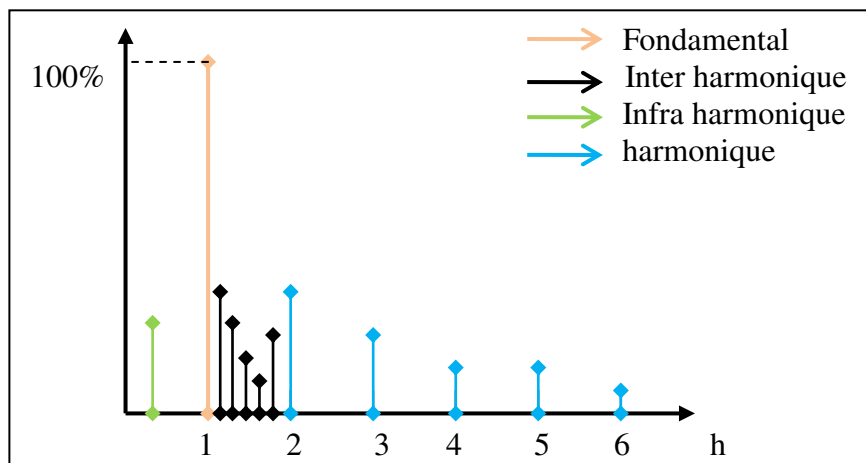


Figure .(I.2) : Représentation spectrale d'un signal périodique

I.4 Source d'harmoniques

La cause principale de l'existence des harmoniques est l'injection des courants non sinusoïdaux par des charges non linéaires, ainsi les charges déséquilibrées branchées au réseau. les charges industrielles arrivent logiquement en première position et il est possible de recenser les applications suivantes :[14]

- Systèmes utilisant des redresseurs à diodes ou à thyristors tels que les variateurs des moteurs électriques (à courant continu, asynchrones, synchrones), les fours à induction, les chargeurs de batterie, les électrolyseurs, les alimentations de secours,...
- Les récepteurs utilisant l'arc électrique : fours à arc ou soudure à arc,
- Les variateurs de lumières à base de gradateurs,
- Les ballasts électroniques : lampes fluorescentes, à décharge ou à vapeur métallique (sodium, mercure), Pour les charges électrodomestiques les plus couramment rencontrées sont : Téléviseurs et éléments périphériques , Micro-informatique , Four à micro-ondes , Aspirateurs , Robots ménagers

Le tableau (I.1) montre quelques sources d'harmoniques .

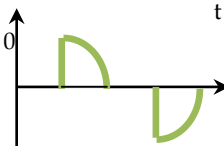
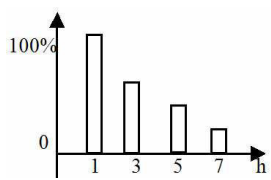
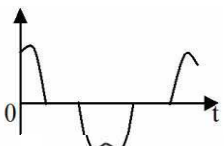
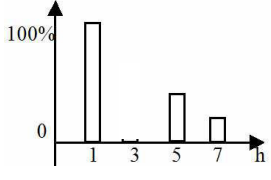
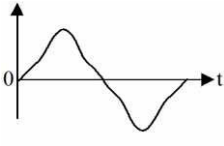
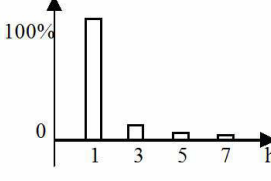
Type de charge	Appareils concernés	Courant absorbé	Spectre harmonique correspondant
Gradateur monophasé	Régulation de puissance de fours à résistance. Modulation de puissance des lampes halogènes		
Redresseur triphasé à thyristor	Variateur de vitesse des moteurs à courant continu et des moteurs synchrones		
Moteur asynchrone	-Machines-outils -Appareils électroménagers -Ascenseurs		

Tableau. (I.1):Principales charges polluantes

I.5 Charges linéaires et non linéaires

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

- les récepteurs linéaires (ou charges linéaires),
- les récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires).

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

Une charge est dite non-linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un tel récepteur alimenté par une tension sinusoïdale, consomme un courant non-sinusoïdal. Cette classe de charges englobe les convertisseurs statiques (gradateurs, redresseurs), les circuits magnétiques saturés, les lampes à décharges...

I.6 Critères de jugements

Différents critères sont définis pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont .

I.6.1 Taux d'harmonique de rang h

$$S_h = \frac{X_h}{X_1} \quad (I.3)$$

X_h : La composante harmonique de rang h .

X_1 : La composante fondamentale.

I.6.2 Taux d'harmonique global de distorsion

Le taux de distorsion est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative :

$$\text{THD}(\%) = 100 \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{h=\infty} X_h^2}{X_1^2}} \quad (I.4)$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500Hz, ce qui correspond au domaine des 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 2500Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50.[4]

I.6.3 Le facteur de puissance

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active **P** et la puissance apparente **S** . [12]

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 du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements. Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante **D**, donnée par la relation (I.5), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la figure (Figure. I.3).[4][5]

$$D = 3V_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (\text{I.5})$$

Le facteur de puissance F_P devient :

$$F_P = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.6})$$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

I.6.4.1 Interprétation de la valeur du facteur de puissance

Une première indication de présence significative d'harmoniques peut être un facteur de puissance F_P mesuré différent du $\cos \phi$ (le facteur de puissance sera inférieur au $\cos \phi$).[16]

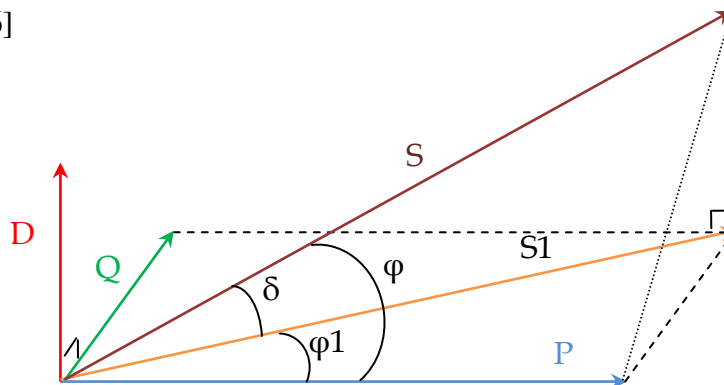


Figure.(I.3) Diagramme de Fresnel des puissances

I.6.5 Facteur de crête

C'est le rapport entre la valeur de crête du courant ou de la tension (I_m ou U_m) et sa valeur efficace. Pour un signal sinusoïdal, ce facteur est donc égal à $\sqrt{2}$. Pour un signal non sinusoïdal, il peut être soit inférieur, soit supérieur à $\sqrt{2}$. Ce facteur indique la présence de valeurs de crête exceptionnelles par rapport à la valeur efficace. [16]

I.6.5.1 Interprétation de la valeur du facteur de crête

Le facteur de crête typique des courants absorbés par les charges non-linéaires est très supérieur à $\sqrt{2}$. Il peut prendre des valeurs égales à 1,5 ou 2, allant jusqu'à 5 dans les cas critiques. Un facteur de crête très élevé signifie des surintensités ponctuelles importantes. Ces surintensités, détectées par les dispositifs de protection, peuvent être à l'origine de déclenchements intempestifs. [16]

I.7 Réglementation des perturbations

Pour garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant et une bonne cohabitation entre les sources et les charges, l'ensemble des distributeurs et des utilisateurs est amené à respecter plusieurs normes et recommandations qui définissent les règles relatives à la Compatibilité Electromagnétique (CEM). [14]

- au niveau international par la CEI (Commission Electrotechnique Internationale) ou IEC (International Electrotechnical Commission).
- au niveau européen par la CENELEC (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique).
- au niveau Français par l'UTE (Union Technique de l'Electricité) et le CEF (Comité Electrotechnique Français).
- au niveau nord Américain par le standard IEEE 519.

Les principales normes en matière de pollution harmonique basse tension sont au niveau international la CEI 61000, au niveau européen la NF EN 50160 et au niveau Français la NF C15-100.

CEI 61000-2-2 : cette norme fixe les limites de compatibilité pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension. Les phénomènes perturbateurs incluent les harmoniques inter-harmoniques, fluctuations de tension, creux de tension, déséquilibres de tension

transitoires

CEI 61000-2-4 : cette norme fixe les limites de compatibilité pour les réseaux industriels et non publics basse tension et moyenne tension, à l'exclusion des réseaux de navires, des avions, et des installations ferroviaires.

CEI 61000-3-2 : cette norme spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des matériels individuels raccordés aux réseaux publics pour les appareils consommant moins de 16 A par phase.

CEI 61000-3-4 : cette norme spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des équipements individuels d'intensité assignée, supérieure à 16 A et jusqu'à 75 A. Ces limites s'appliquent aux réseaux publics de tensions nominales entre 230V (monophasée) et 600V (triphase). (tableau 1.2).

Rang harmonique	Courant harmonique en % du fondamental
3	21,6
5	10,7
7	7,2
9	3,8
11	3,1
13	2,0
15	0,7
17	1,2
19	1,1
21	$\leq 0,6$
23	0,9
25	0,8
27	$\leq 0,6$
29	0,7
31	0,7
≥ 33	$\leq 0,6$
pair	$\leq 0,6$ ou $\leq 8/n$

Tableau .(I.2) : Exemple de limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4)

I.8 Effets des perturbations harmoniques

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement la rentabilité et la durée de vie de certains équipements électriques. Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types .

I.8.1 Les effets instantanés ou à court terme

- dysfonctionnements des dispositifs de commande ou de régulation [11]
- pertes de précision dans les appareils de mesure (compteur d'énergie, instrumentation).[14]
- vibrations dans les moteurs électriques alternatifs à cause des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques. [5]
- vibrations, bruits acoustiques dans les transformateurs ou les inductances dus aux efforts électrodynamiques proportionnels aux courants harmoniques.[14]
- perturbations induites dans les liaisons par courant faible sous forme de bruits par couplage électromagnétique (contrôle-commande, télécommunication, téléphonie, réseaux locaux, ...).
- Interférences avec les systèmes de télécommande à distance utilisés par les distributeurs d'énergie. [5]
- déclenchement intempestif des circuits de protection.
- Effets de papillotement (flicker) au niveau des éclairages et des affichages des appareils électroniques.[14][5]

I.8.2 Les effets à long terme

- vieillissement prématuré des moteurs électriques alternatifs du fait des pertes cuivre et fer supplémentaires, dû à la différence importante de la vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.
- échauffements et pertes joules supplémentaires des câbles et des équipement entraînant des déclassements du matériel avec des surdimensionnements[5]
- surchauffe du neutre .[14][5]
- échauffements supplémentaires des condensateurs par conduction et par hystérésis dans le diélectrique qui peuvent conduire au claquage .[14]
- pertes supplémentaires dans les transformateurs ou les inductances dues à l'effet de Peau dans le cuivre, à l'hystérésis et aux courants de Foucault dans le circuit magnétique.

- fatigue mécanique des équipements à cause des vibrations et des couples pulsatoires,

I.9 Les avantages du traitement des harmoniques sont nombreuses

- Protection des équipement électriques contre les effets néfastes des courants harmoniques
- Amélioration du **Fp** (Facteur de puissance).
- Economies d'énergie électriques dues aux réductions des différents types de pertes et réduction des couts de maintenance.

I.10 Solutions de dépollution des réseaux électriques

Plusieurs solutions, basées sur le filtrage d'harmoniques, ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques dans le réseau électrique. La solution la plus classique et largement utilisée dans l'industrie consiste à utiliser des filtres passifs. Plus tard, afin de surmonter les limitations des filtres passifs, les filtres actifs ont été conçus et commercialisés. Ces dernières années, la combinaison de filtres passifs et actifs, appelée filtres actifs hybrides, est devenue de plus en plus répandue grâce à ses avantages par rapport aux filtres passifs ou actifs. Cependant, pour l'instant, ces filtres hybrides ont eu une pénétration très limitée sur le marché. [20]

I.10.1 Solutions traditionnelles de la dépollution

A fin de dépolluer les réseaux électriques, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature, dont le but est de limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques.[9]

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation.[5]

1.a / L'augmentation de la puissance de court circuit du réseau . L'impédance de court-circuit en un point du réseau est inversement proportionnelle à la puissance de court-circuit disponible en ce point. Aussi l'impact des harmoniques sera d'autant plus réduit si la puissance de court-circuit est grande.[6]

1.b/Utilisation d'inductances anti-harmoniques Cette disposition consiste à protéger les condensateurs, destinés à améliorer le facteur de puissance, en

plaçant une inductance en série. Cette inductance est calculée de façon à ce que la fréquence de résonance ne corresponde à aucun des harmoniques présents

1.C/ Le pont dodécaphasé : La structure dodécaphasée présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée . Cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse.

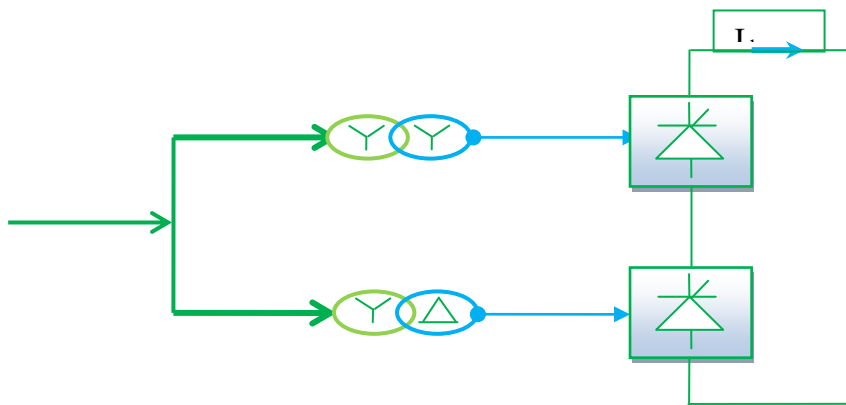


Figure.(I.4). Structure du pont dodécaphasé

2/ Les filtres passifs :

La deuxième solution de dépollution consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs du filtrage les plus répons, on distingue le filtre passif résonnant Figure (I.5.a) et le filtre passif amortie Figure (I.5.b) . [12]

Cette solution, connue depuis fort longtemps, est la plus répandue surtout en forte puissance et sous haute tension. Néanmoins, elle présente deux inconvénients majeurs :

1)Le phénomène de résonance avec le réseau qui est à l'origine de l'amplification de tout harmonique à des fréquences voisines de celle de la résonance.

2)La dépendance des performances du filtre passif des caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté[1]

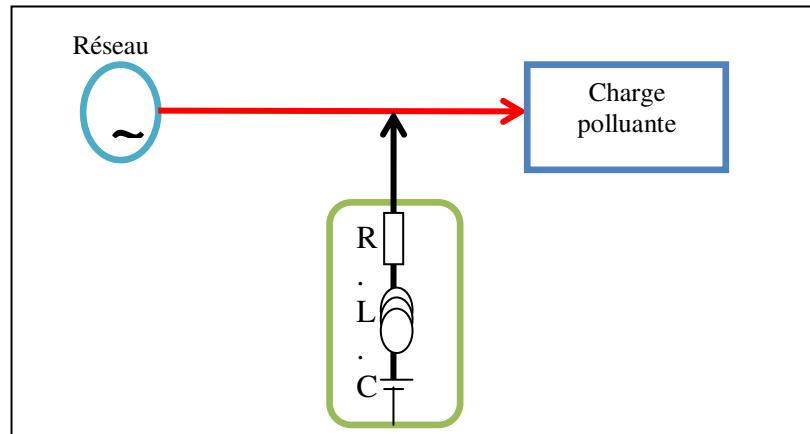


Figure (I.5.a) : Structure du filtre résonant

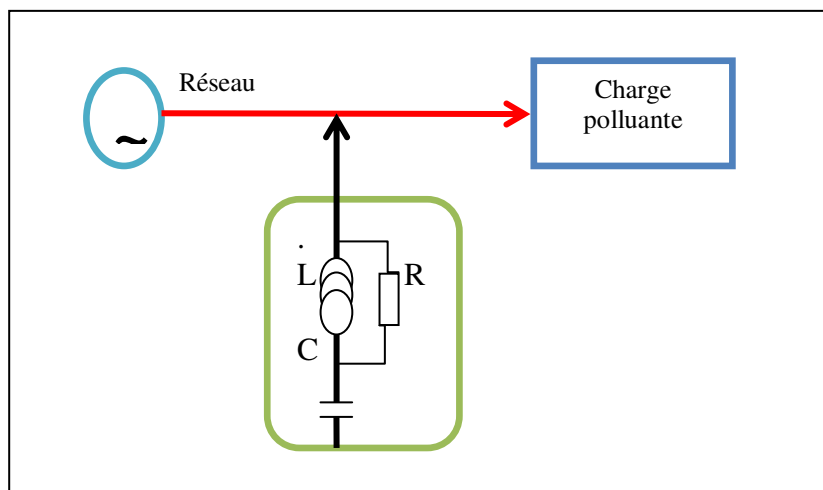


Figure (I.5.b) : Montage du filtre amorti

On peut installer un filtre pour une charge ou pour un ensemble de charges. Sa conception nécessite une étude approfondie du réseau électrique et un travail de conception de bureau d'étude. Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie .

Cette solution est la plus simple et la moins chère mais sans doute, elle n'est pas la plus efficace.[3]

I.10.2 Solutions modernes

Les solutions de dépollution traditionnelle ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger,[4] comme nous venons de le décrire précédemment, d'autres solutions modernes ont été proposées.

Suite aux effets néfastes, les recherches se sont ré-axées vers d'autres solutions présentant de moindres inconvénients. Alors, grâce au développement qu'a connu la technologie des

semi-conducteurs de puissance entièrement commandables (GTO, IGBT, MOSFET ...), ont apparus les convertisseurs AC-DC (redresseur MLI) d'une part, permettant un meilleur contrôle du facteur de puissance et l'atténuation de certains harmoniques basses fréquences. [4]

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur .

I.10.2.1 Filtrage actif

Les premiers principes du filtrage actif ont été présentés dès le début des années 1970 . Les premières familles de filtres actifs parallèles et série (solution adaptée à la compensation des tensions) apparaissent en 1976 et sont réalisés avec des onduleurs à transistors contrôlés en MLI [2]

Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des Réseaux électriques afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnelles comme les filtres passifs (non adaptatifs aux variations de la charge et du réseau, phénomènes de résonance). Parmi toutes les solutions modernes, on trouve deux types de structures classiquement utilisées :

* Le filtre actif :

Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.

Le filtre actif série (FAS) : conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.

* Le filtre actif hybride (série, parallèle).

La combinaison parallèle-série actifs : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

Le but de ces filtres actifs est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant ou la tension redevienne sinusoïdal . [9]

Pour fournir aux consommateurs une énergie électrique de qualité, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions de dépollution des réseaux électriques. Dans la suite, différentes topologies de filtres actifs usuels sont présentées.

I.10.2.2 Filtrage actif série (F.A.S)

C'est une solution pour protéger les charges sensibles contre les perturbations de tension du réseau électrique. Donc l'objectif pour le premier cas (compensateur de tension harmonique) est de jouer le rôle d'une source de tension qui fournit la tension harmonique tel que, additionnée à la tension réseau, le résultat sera sinusoïdal, et pour le deuxième cas (compensateur de courant harmonique) il se comporte comme une impédance infinie aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale dont le rôle d'isolateur qui empêche les courants harmoniques de remonter vers le réseau. L'opération principale de ce dispositif qui est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations réseau : surtension, déséquilibre le filtre actif série est basée sur l'isolation des harmoniques entre la charge et la source, Ce type de configuration est indiqué par la figure (I.6) .[13]

Ce filtre n'a aucune influence sur les courants harmoniques qui pourraient circuler dans le réseau. La tension aux bornes de la charge est sinusoïdale, ce qui n'est pas le cas du courant de la source car cette dernière est traversée par la totalité du courant de la charge. Une solution qui permet de pallier cet inconvénient est l'association d'un filtre actif série avec un filtre passif.[13]

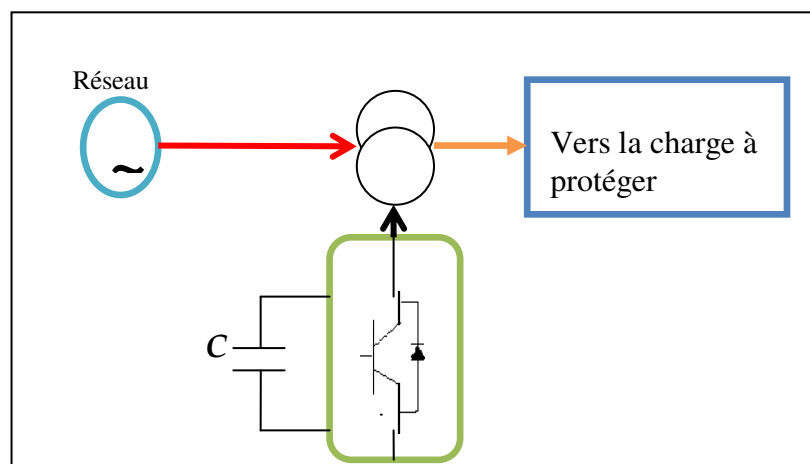


figure (I.6) : Structure du filtre actif série

I.10.2.3 Filtrage actif parallèle (F.A.P)

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la figure (I.7.a), est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [6].

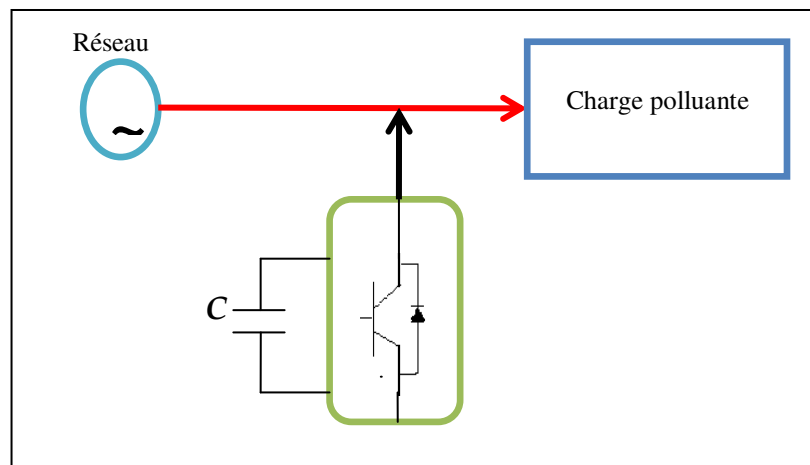


figure (I.7.a) : Structure du filtre actif parallèle

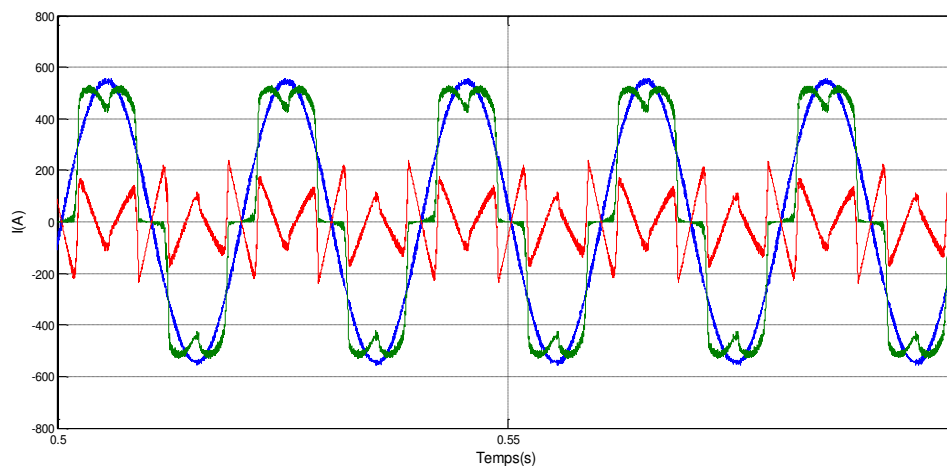


Figure.(I.7.e) Courants de charge non-linéaire, de source et celui du filtre actif

- Courants de charge non-linéaire I_{C1}
- Courants de source I_{S1}
- Courant injecté par le filtre I_{f1}

I.10.2.4 Filtrage hybride

Le filtrage mixte ou hybride résulte de l'association d'un filtre passif et d'un filtre actif. La figure suivante présente quelques différents types de filtrages hybride .

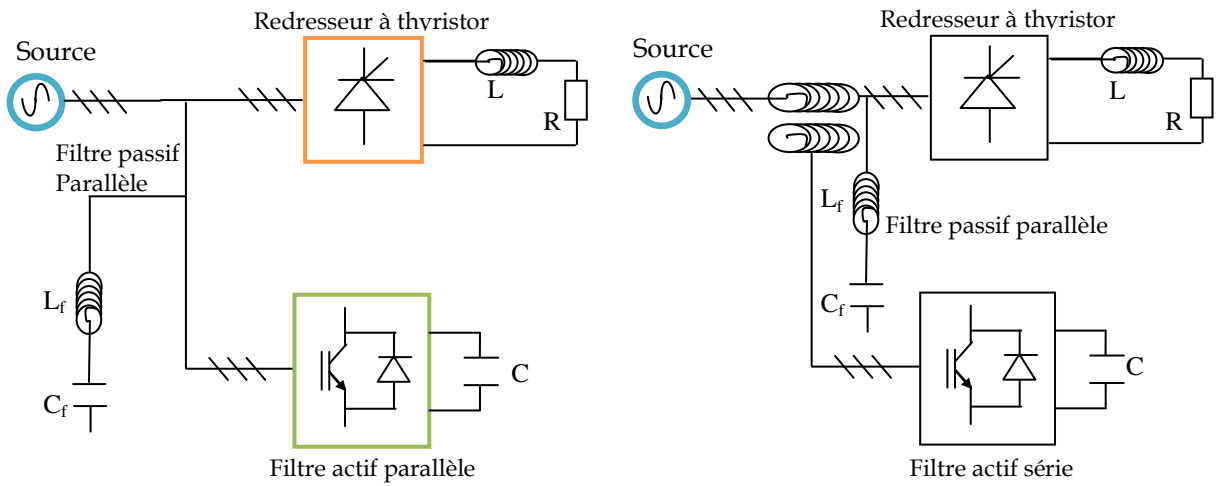


Figure (I.8.a)
Filtre combiné actif parallèle
Et passif parallèle

Figure (I.8.b)
Filtre combiné actif
Série et passif parallèle

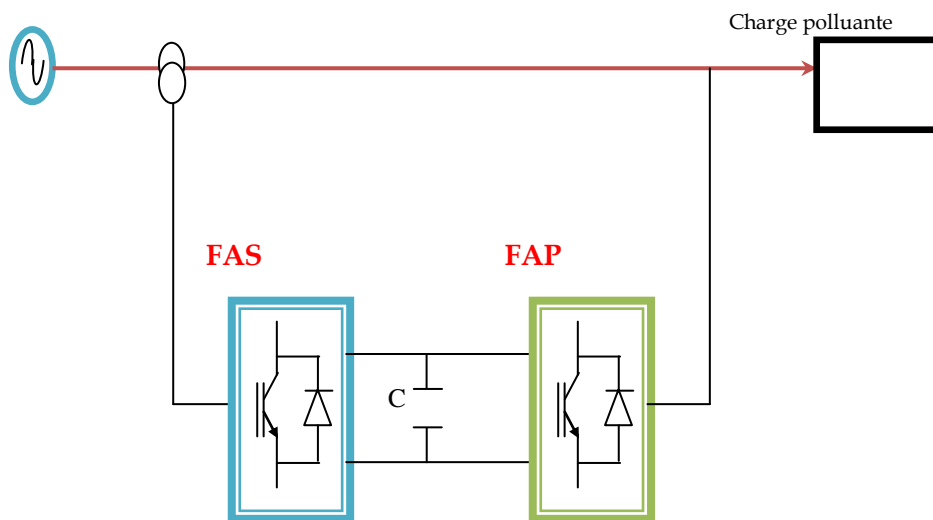


Figure (I.8.d) Combinaison parallèle-série

I.10.3 Les redresseurs MLI

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants à commutation forcée tels que les IGBT ou les thyristors GTO. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [3].

On distingue deux structures, la structure courant et la structure tension. .

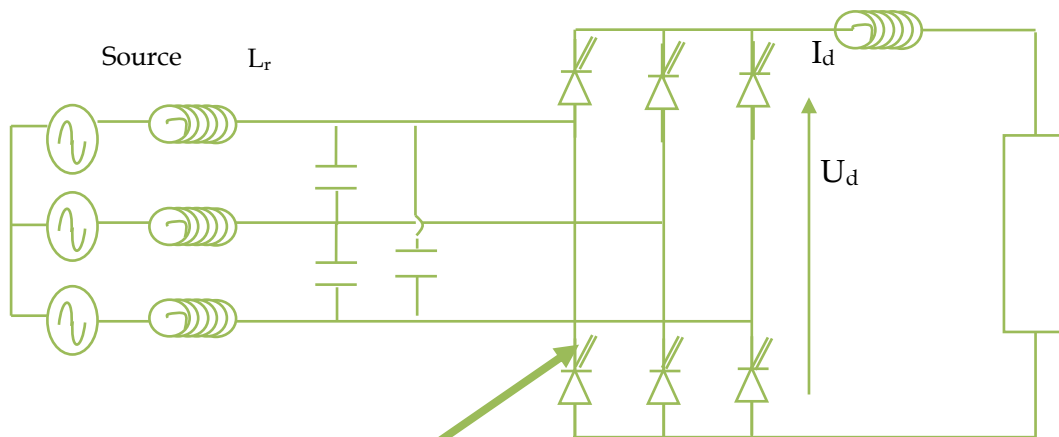


Figure (I.9) .Redresseur de tension

la commande par MLI
(modulation de
largeurs d'impulsions)

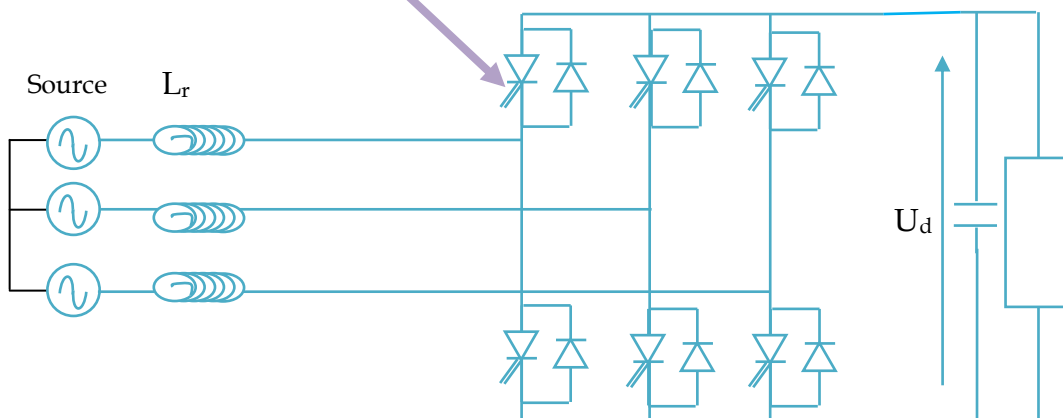


Figure (I.10). Redresseur de courant

principes	avantages	Inconvénients
renforcement de la puissance de court-circuit	amélioration de la forme de la tension	pas d'amélioration de la forme du courant, pas toujours réalisable
filtrage passifs	amélioration de la forme du courant	risque de résonance, pas d'adaptabilité
filtrage actif série	amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	pas d'amélioration de la forme du courant
filtrage actif parallèle	amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente
la combinaison parallèle -série actifs	amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	réalisation difficile

Tableau. (1.3) : Récapitulatif des solutions de dépollution

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents types de perturbations affectant l'onde de tension du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et les déséquilibres de courant et de tension, la puissance réactive et les creux de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques.

Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées.

La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

Récemment, en plus du filtrage des harmoniques, les filtres actifs parallèles et séries, et leur combinaison, sont étudiés pour la compensation de tous les types de perturbation susceptible d'apparaître dans un réseau électrique basse tension. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, 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.

-Le filtre actif parallèle :peut être installé pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.

-Le filtre actif série :peut être installé pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.

-La combinaison parallèle-série actifs est la solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

De plus nous avons s'intéressé dans la suite aux solutions modernes tel que le filtre actif parallèle qui sera l'objet de ce mémoire.

CHAPITRE II :

Topologies de FAP à structure tension reliés
à un réseau électrique à trois fils

INTRODUCTION

Vers la fin des années 60 plusieurs équipements utilisant l'électronique de puissance ont fait leurs apparitions. Ces derniers avaient l'avantage d'éliminer les parties mécaniques et d'avoir un temps de réponse très court. Ces convertisseurs absorbent des courants non sinusoïdaux, donc ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques .

Pour compenser ces perturbations, il existe plusieurs solutions parmi lesquelles on rencontre le filtrage passif .Cette solution, connue depuis fort longtemps, est la plus répandue surtout en forte puissance et sous haute tension. Néanmoins, elle présente deux inconvénients majeurs : Le phénomène de résonance avec le réseau .

Et la dépendance des performances du filtre passif des caractéristiques du réseau sur lequel il est connecté.

Le développement des semi-conducteurs de puissances entièrement commandables (les thyristors GTO et les transistors à IGBT) en particulier, a conduit à la conception de nouvelles solutions, le filtrage actif parallèle notamment.[1]

Nous distinguons donc deux types de filtres actifs parallèles, le filtre actif à structure tension et le filtre actif à structure courant. Dans cette étude, nous intéressons uniquement au filtrage actif parallèle à structure tension. les FAP à structure tension sont plus fréquemment mis en œuvre dans les applications industrielles pour la simplicité de leurs commandes, leur coût limité et leur taille physique réduite

Les objectifs du présent chapitre sont de comprendre la structure du filtre actif parallèle ainsi que son fonctionnement général. Nous examinerons le rôle des multiples éléments le composant .

II .1 Principe de fonctionnement

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau, comme le montre la Fig (II.1). est le plus souvent commandé comme un générateur de courant . Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.[4]

II.2 STRUCTURE GENERALE DU FILTRE ACTIF PARALLELE

La Figure.(II.1) donne la structure générale du filtre actif parallèle, laquelle se présente sous la forme de deux blocs : **la partie puissance** et **la partie contrôle-commande**.

1) La partie puissance est constituée :

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

2) La partie contrôle d'un FAP réalise trois fonctions principales :

- l'identification des courants de référence,
- la régulation de la tension continue,
- la poursuite des courants de référence,

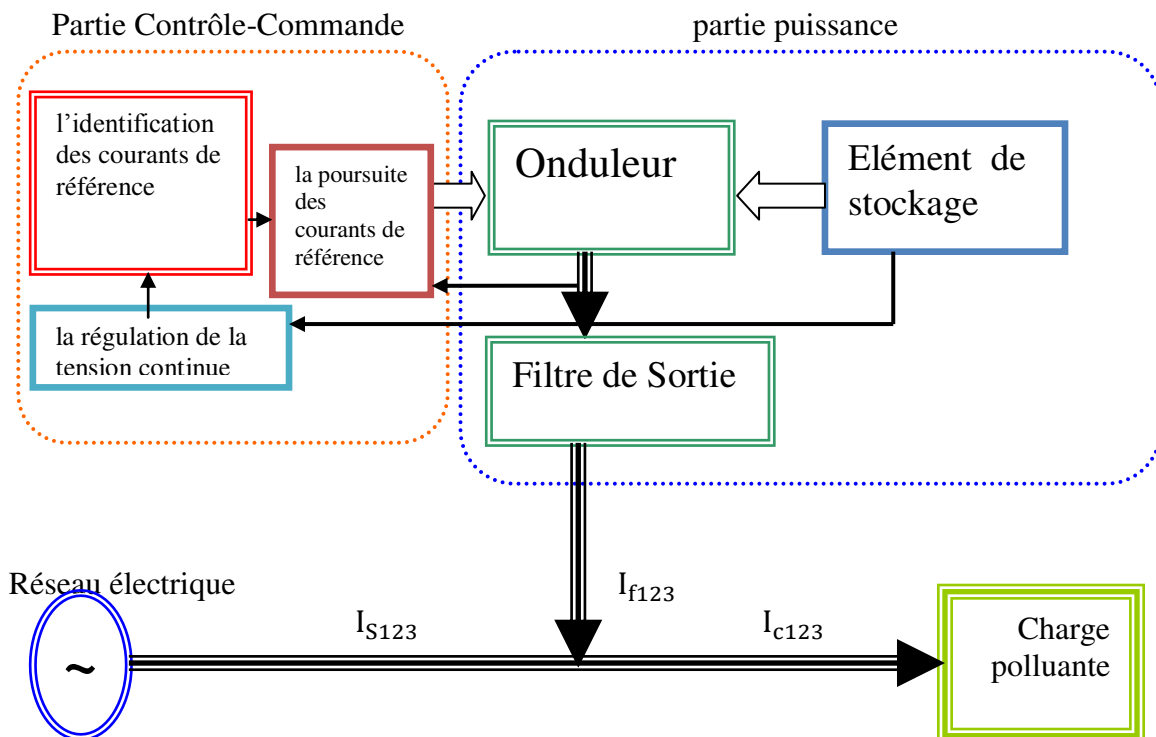


Figure (II.1). Structure générale d'un FAP à structure tension

II.3 ETUDE DE LA PARTIE PUISSANCE

Le FAP est une structure de tension connectée en parallèle au réseau et représenté sur la Figure.(II.2). Dans ce type de filtre le condensateur (C_{dc}) joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes (V_{dc}) est maintenue à une valeur quasi-constante . La fluctuation de cette tension doit être faible d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs et d'autre part pour ne pas dégrader la performance du filtre actif.

Le filtre entre l'onduleur et le réseau est un filtre de premier ordre qui est en réalité une simple inductance mais avec des spécificités au niveau de son circuit magnétique (introduction de noyaux en ferrites). Il a deux objectifs

- générer des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau. A ce titre, l'inductance(L_f) intervient dans la commandabilité du courant du filtre.
- réduire au point de raccordement au réseau (PCC), l'amplitude des créneaux de tension générés.

Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant. Ils sont formés par des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture (IGBT, thyristors GTO), en antiparallèle avec une diode. Dans ce cas également, l'onduleur de tension est raccordé entre deux types de sources : source de courant côté alternatif et source de tension côté continu.

La présence de ces deux types de sources impose les conditions suivantes :

- un seul interrupteur d'un bras doit conduire pour éviter des courts-circuits de la source de tension
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin libre d'où la mise en antiparallèle des diodes avec les interrupteurs pour éviter l'ouverture du circuit de la source de courant

I_{Sn} , courant de la source d'alimentation

V_{Sn} , tension au point de raccordement commun

V_{fn} , I_{fn} , L_f , tension, courant et inductance du filtre actif

II.3.1 Modélisation de l'onduleur

II.3.1.1 Cas d'un onduleur de tension deux niveaux à trois bras

L'onduleur triphasé de tension deux niveaux est constitué de 02 interrupteurs par bras. Ces derniers ont la particularité d'être bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles. Pour assurer la circulation du courant dans les deux sens, l'interrupteur doit être placé en antiparallèle avec une diode. [13]

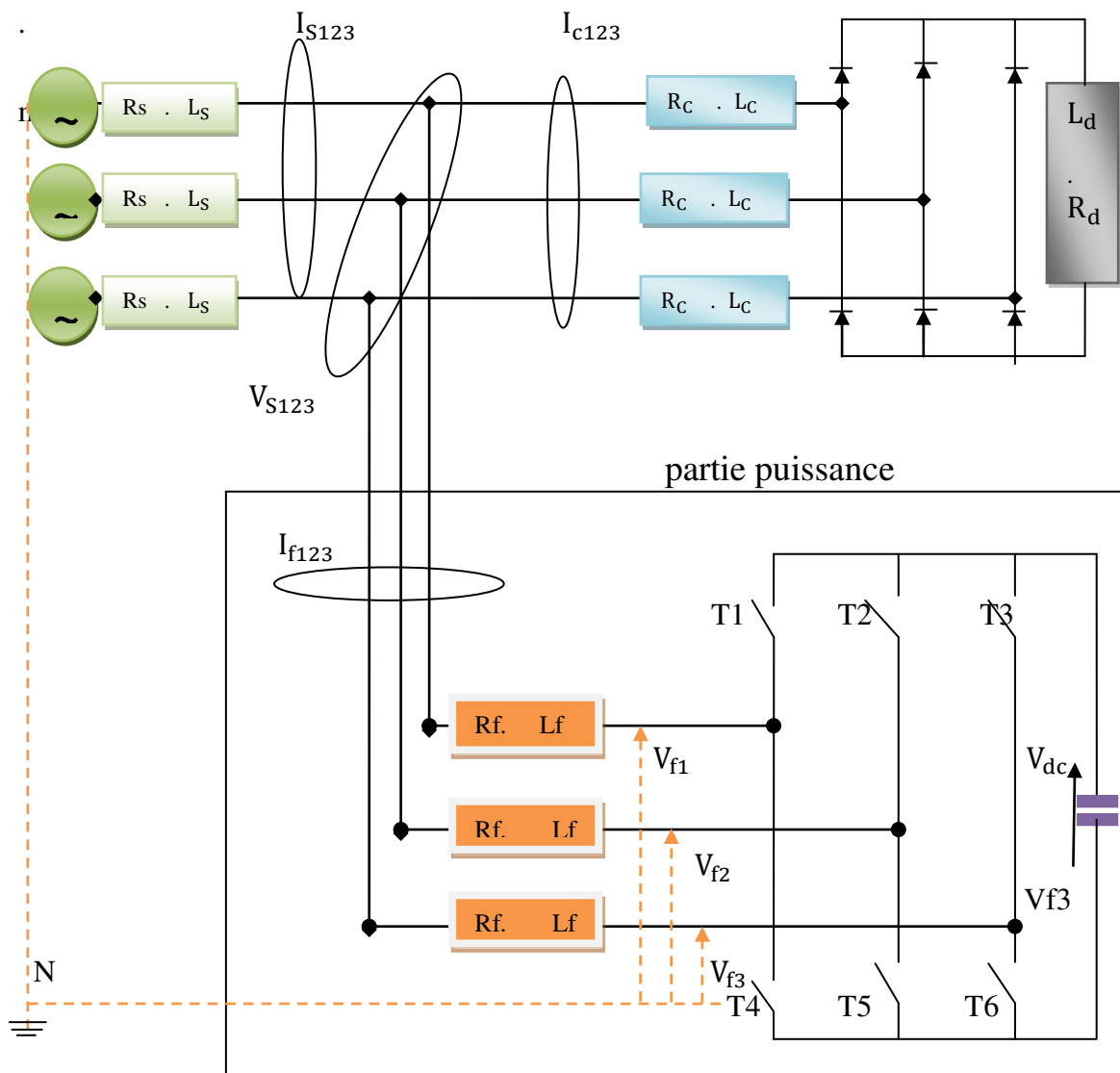


Figure.(II.2): Circuit de puissance du filtre actif parallèle deux niveaux à trois bras relié à un réseau électrique à trois fils.

II.3.1.1.1 Tension fournie par l'onduleur

En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure.(II.2) dépendent de l'état de trois signaux de commande (S1,S2,,S3,), définis ci-dessous:[10]

$$S1 = \begin{cases} 1 & \text{si T1 fermé et T4 ouvert} \\ 0 & \text{si T1 ouvert et T4 fermé} \end{cases}$$

$$S2 = \begin{cases} 1 & \text{si T2 fermé et T5 ouvert} \\ 0 & \text{si T2 ouvert et T5 fermé} \end{cases}$$

$$S3 = \begin{cases} 1 & \text{si T3 fermé et T6 ouvert} \\ 0 & \text{si T3 ouvert et T6 fermé} \end{cases}$$

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

$$\begin{pmatrix} V_{f1} - V_{f2} \\ V_{f2} - V_{f3} \\ V_{f3} - V_{f1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S1 - S2 \\ S2 - S3 \\ S3 - S1 \end{pmatrix} V_{dc} \quad (II.1)$$

Dans l'hypothèse où le système est équilibré, les tensions de la source sont définies

Comme suit:

$$\begin{cases} V_{S1} = V_m \cos (wt) \\ V_{S2} = V_m \cos (wt + 2\pi/3) \\ V_{S3} = V_m \cos (wt - 2\pi/3) \end{cases} \quad (II.2)$$

les sommes des tensions et des courants cités ci-dessus sont nuls[10] :

$$\begin{cases} V_{S1} + V_{S2} + V_{S3} = 0 \\ I_{f1} + I_{f2} + I_{f3} = 0 \end{cases} \quad (II.3)$$

En appliquant la loi des mailles, les expressions du vecteur (V_{fn}) sont définies par:

$$V_{fn} = V_{Sn} + L_f \frac{dI_{fn}}{dt} + R_f I_{fn} \quad n(1,2,3) \quad (II.4)$$

Où (R_f) représente la résistance interne de l'inductance de couplage (L_f).

En faisant la somme des trois premières équations de (II.4) ($n=1,2,3$) sachant les conditions sur le système de (II.3), il vient:

$$V_{f1} + V_{f2} + V_{f3} = 0 \quad (II.5)$$

A partir des équations (II.1) et (II.5), nous obtenons:

$$\begin{pmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2S1 & -S2 & -S3 \\ S1 & 2S2 & -S3 \\ -S1 & -S2 & 2S3 \end{pmatrix} V_{dc} \quad (I.6)$$

En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire en même temps afin d'éviter de court-circuiter la source de tension ; il faut donc générer un temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande au blocage d'un interrupteur et la commande à l'amorçage de l'autre interrupteur du même bras. Ainsi, à partir des états des interrupteurs présentés par les variables S1, S2 et S3, on obtient huit commandes possibles [9]. (V_{fn}) est la représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur (V_{f1}, V_{f2} et V_{f3}) dans le repère orthogonal ($\alpha \beta$). La figure (II.3) représente ce vecteur dans le repère ($\alpha \beta$). Les commutations (S1, S2 et S3) imposent le passage du vecteur (V_{fn}) d'une position à l'autre.

A la figure (II.3), (V_{ref}) représente le vecteur tension 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 (II.3). Les tensions fournies par l'onduleur génèrent, selon l'équation (II.4), les courants de sortie du FAP[14]

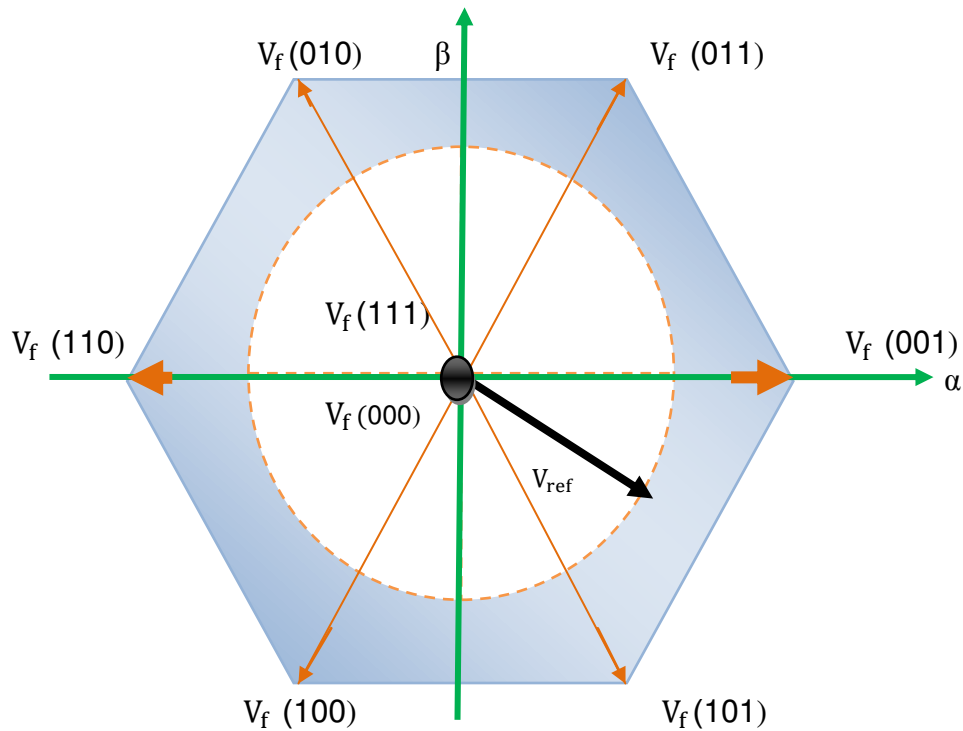


Figure (II.3). Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de Tension à trois bras dans le repère $\alpha \beta$

II.3.1.2 Cas d'un onduleur de tension deux niveaux à deux bras

La seconde topologie d'onduleur qui peut être utilisée dans un FAP à structure tension est l'onduleur de tension à deux bras. La figure(II.4) présente le schéma de principe de cette topologie. Les deux différences par rapport à la topologie trois bras précédente sont les suivantes :[10]

- L'onduleur est constitué de quatre interrupteurs bidirectionnels en courant formant les deux bras. Ces composants sont également des composants semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture, comportant chacun une diode en anti -parallèle.

- Le troisième bras est remplacé par deux condensateurs reliés par leur point milieu à la troisième phase du réseau électrique. Chacune des deux capacités (C_{dc}) joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à leurs bornes ($V_{dc}/2$) est également régulée à une valeur de consigne positive .

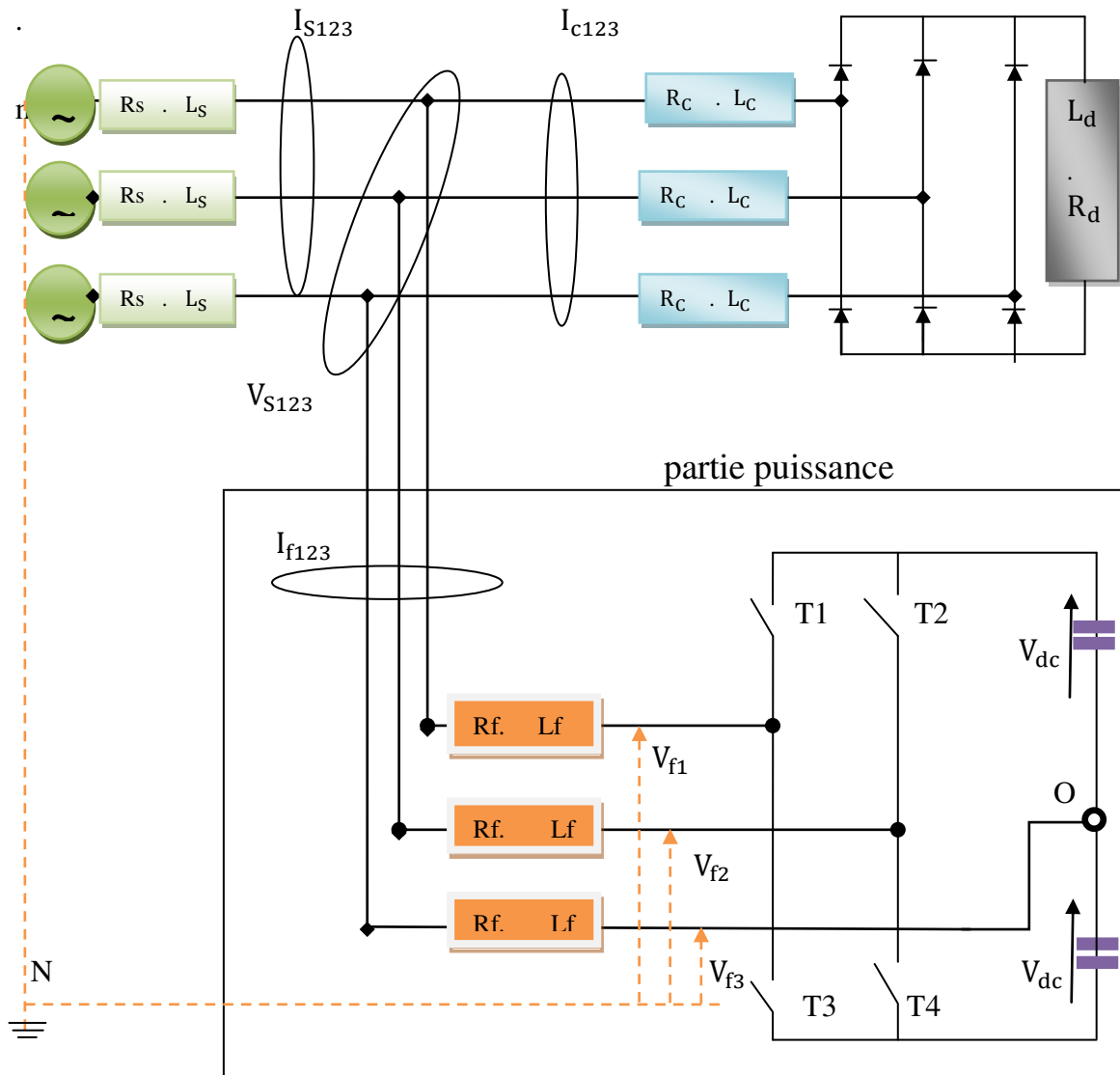


Figure.(II.4): Onduleur de tension à deux bras employé dans un FAP à structure tension relié à un réseau électrique à trois fils

II.3.1.2.1 Tension fournie par l'onduleur

Pour cette topologie, les signaux de commande (S1, S2) sont ainsi définis :

$$S1 = \begin{cases} 1 & \text{si } T1 \text{ fermé et } T3 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T1 \text{ ouvert et } T3 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S2 = \begin{cases} 1 & \text{si } T2 \text{ fermé et } T4 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T2 \text{ ouvert et } T4 \text{ fermé} \end{cases}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur, référencées par rapport au neutre du réseau, sont définies par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_{f1} = V_{f10} + V_{ON} \\ V_{f2} = V_{f20} + V_{ON} \\ V_{f3} = V_{ON} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} V_{f10} \\ V_{f20} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2S_1 & -1 \\ 2S_2 & -1 \end{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.8})$$

En sommant les trois équations de (II.7) et en tenant compte des équations (II.3), nous obtenons:

$$V_{ON} = -\frac{V_{f10}}{3} - \frac{V_{f20}}{3} \quad (\text{II.9})$$

En substituant l'expression (II.9) dans (II.7), nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{f10} \\ V_{f20} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Puisque les variables S_1 et S_2 prennent chacune deux valeurs, nous distinguons pour cette topologie quatre commandes possibles. Les tensions (V_{f1} , V_{f2} et V_{f3}) génèrent selon l'équation (II.4) les courants de sortie du filtre actif. Ces tensions peuvent également être représentées sous la forme d'un vecteur (V_{fn}) selon les axes ($\alpha \beta$).

Les quatre vecteurs tensions correspondantes aux quatre possibilités de commande sont illustrées à la figure (II.5). Ici encore, l'onduleur n'est capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le module du vecteur (V_{fref}) reste inférieur à celui du vecteur de tension $\overrightarrow{V_{fn}(m)}$. $m=(1,2,3,4)$ [10]

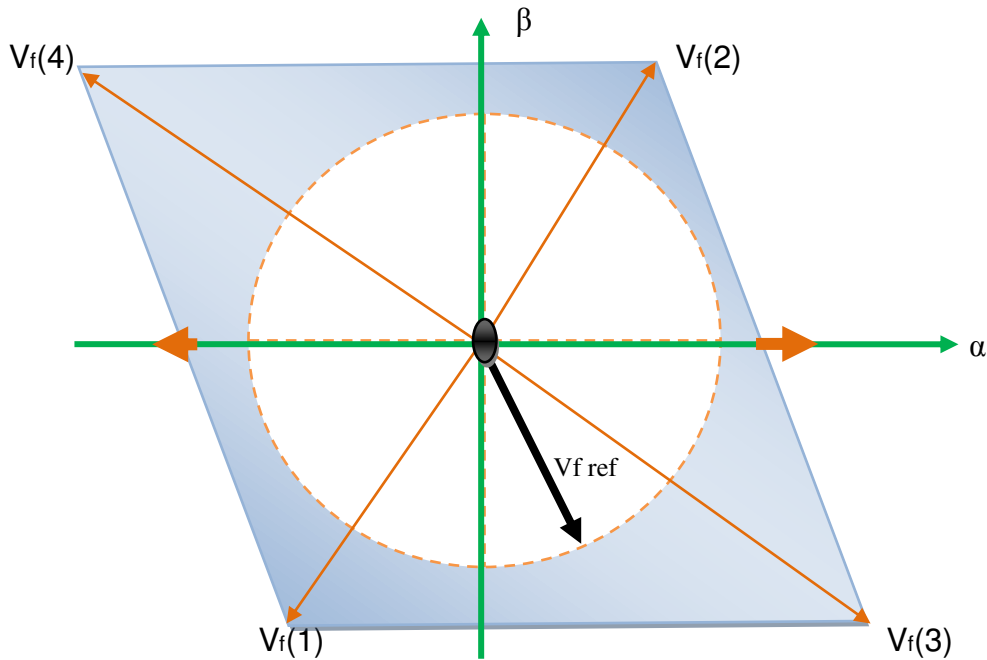


Figure (II. 5). Représentation vectorielle des tensions fournies par l'onduleur de Tension à deux bras dans le repère $\alpha \beta$

II.4 Comparaison entre les deux topologies de FAP

En négligeant les résistances (R_f) du filtre de sortie, nous pouvons écrire à partir de l'équation (II.4) la relation suivante caractérisant le courant (I_{fn}) du filtre actif :

$$V_{fn} = V_{Sn} + L_f \frac{dI_{fn}}{dt} \quad (n = \{1, 2, 3\}) \quad (II.11)$$

$$V_{fn} - V_{Sn} = L_f \frac{dI_{fn}}{dt} \quad (II.12)$$

Notons (ΔI_{fn}) la différence entre le courant de référence (I_{fn}^{ref}) et le courant mesuré (I_{fn})

$$\Delta I_{fn} = I_{fn}^{ref} - I_{fn} \quad (II.13)$$

A partir des équations (II.12) et (II.13), nous obtenons l'expression suivante

$$V_{fn} - V_{Sn} = L_f \frac{d(I_{fn}^{ref} - \Delta I_{fn})}{dt}$$

$$L_f \frac{d(\Delta I_{fn})}{dt} = \left(V_{Sn} + L_f \frac{d(I_{fn}^{ref})}{dt} \right) - V_{fn} \quad (II.14)$$

V_n^{ref} : tension de référence

$$V_n^{ref} = \left(V_{Sn} + L_f \frac{d(I_{fn}^{ref})}{dt} \right) \quad (II.15)$$

ce qui conduit à l'expression suivante:

$$V_n^{ref} = L_f \frac{d(\Delta I_{fn})}{dt} + V_{fn} \quad (II.16)$$

Comme cela a été mentionné précédemment, pour satisfaire la condition de commandabilité de l'onduleur, il faut que le module du vecteur $(\overrightarrow{V_n^{ref}})$ reste inférieur à celui du vecteur de tension $\overrightarrow{V_{fn}(m)}$.

Dans le cas de la topologie à trois bras, il faut donc que :

$$\text{Mod}(\overrightarrow{V_n^{ref}}) \leq \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \quad (II.17)$$

Dans le cas de la topologie à deux bras, il faut donc que :

$$\text{Mod}(\overrightarrow{V_n^{ref}}) \leq \frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc} \quad (II.18)$$

Où : $\text{Mod}(\overrightarrow{V_n^{ref}})$ est le module du vecteur $\overrightarrow{V_n^{ref}}$

La tension minimale (V_{dc}^{\min}) côté continu permettant de garantir la commandabilité de l'onduleur

Dans le cas de la topologie à trois bras, il faut donc que :

$$\begin{aligned} V_{dc}^{\min}(\text{trois bras}) \\ = \sqrt{\frac{3}{2}} \text{Mod}(\overrightarrow{V_n^{ref}}) \end{aligned} \quad (II.19)$$

Dans le cas de la topologie à deux bras, il faut donc que :

$$V_{dc}^{\min}(\text{deux bras}) = \sqrt{6} \text{Mod}(\overline{V_n^{\text{ref}}}) \quad (\text{II.20})$$

partir des équations (II.19) et (II.20), nous obtenons l'expression suivante:

$$\begin{aligned} \frac{V_{dc}^{\min}(\text{trois bras})}{V_{dc}^{\min}(\text{deux bras})} \\ = \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Nous obtenons ainsi un rapport théorique de $(\frac{1}{2})$ entre les valeurs minimales des tensions (V_{dc}^{\min}) pour les deux topologies. Par conséquent, la topologie deux bras requiert des interrupteurs qui supportent une tension deux fois plus importante que dans le cas de la topologie à trois bras.

II.5 Cas d'un onduleur de tension trois niveaux NPC

II.5.1 Apparition des structures multiniveaux

L'histoire de la conversion multiniveaux commence dans les années 60. La première structure décrite est une mise en série de pont en H. Puis dans la fin des années 70 est apparu le convertisseur clampé par le neutre (NPC). Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances.[21]

Aujourd'hui, l'industrie présente une demande continue d'équipement électrique de plus en plus puissant pouvant atteindre plusieurs mégawatts. De tels équipements ont généralement besoin d'être alimentés à partir de réseaux de moyenne tension (2.3, 3.3, 4.16, ou 6.9 kV), mais le problème est qu'il est difficile, par exemple, de connecter directement un semi-conducteur de puissance d'un variateur de vitesse à ce type de réseau. Comme solution à ce problème, les onduleurs multiniveaux ont été proposés. En effet, ces onduleurs incluent un ensemble de semi-conducteur de puissance et de sources capacitives à la sortie desquels sont générées des tensions alternatives en forme d'escalier. La commutation des interrupteurs permet l'addition de tensions capacitives de valeurs élevées à la sortie, alors que les semi-conducteurs ne doivent supporter que des tensions de valeurs réduites.[13]

En résumé, les avantages des onduleurs multiniveaux sont:

1) Génération de tensions extrêmement moins distordues et production minimale des dv/dt .

2)Le courant qui circule est lui aussi à distorsion minimale .

3)Possibilité de fonctionner avec de plus faibles fréquences de commutation.

Toutefois, certains inconvénients peuvent se manifester lors de l'emploi des onduleurs multiniveaux, notamment la complexité de la commande lors de l'accroissement du nombre de niveaux et les problèmes liés aux déséquilibres de tension [13].

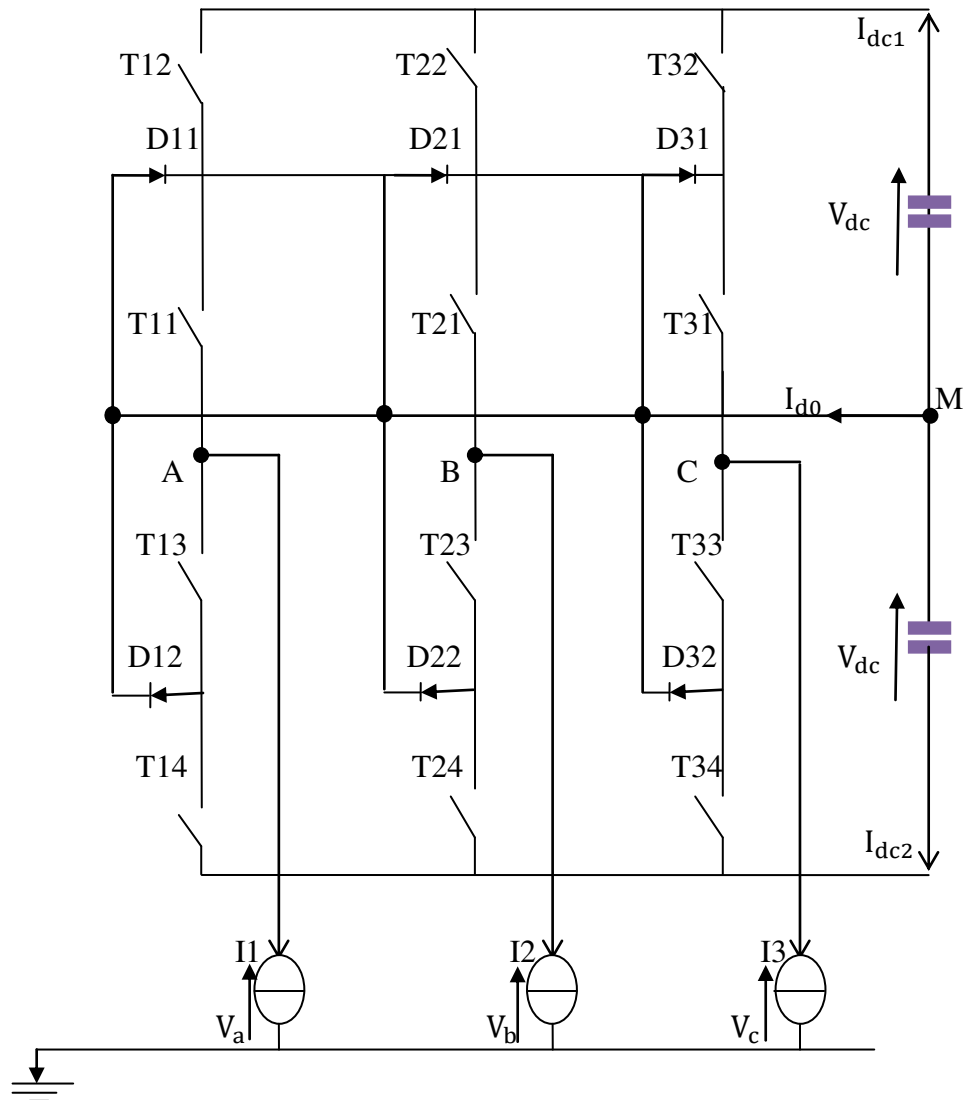


Figure (II. 6). Schéma d'un onduleur NPC à 3 niveaux

II.5.2 Structure

L'onduleur NPC(clampés par le neutre) à trois niveaux est représenté sur la figure(II.6) Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série ($C1$ et $C2$), formant un point milieu noté (M) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus

continu vaut ($E=2 V_{dc}$), dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension ($E/2= V_{dc}$) à leurs bornes.

Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (T11 , T12, T13 et T14.. pour le bras a) et deux diodes (D11et D12)de maintien connectées au point milieu du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle.[21]

II.5.3. Principe de fonctionnement

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux Figure (II.7), l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension (V_{AM}) pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Le sens positif ou négatif des courants (I_{dc0} , I_{dc1} et I_{dc2}), fixe le sens du transfert de l'énergie du convertisseur. Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant .

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions. Et en particulier pour le NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnent:[21]

Les 3 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau (II.1)

K11	K12	K13	K14	V_{AM}
1	1	0	0	V_{dc}
0	0	1	1	$-V_{dc}$
1	0	1	1	0

Tableau (II.1) États possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux

La Figure (II. 6). montre la structure d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC. On commence par définir la fonction de connexion(F_{Ki})de l'interrupteur .Elle vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire.

En mode commandable , les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par la relation.

$$F_{11} = 1 - F_{14}$$

$$F_{12} = 1 - F_{13}$$

Avec, $k = 1, 2$ ou 3 , représente le numéro du bras afin de faciliter l'étude on remplace chaque paire diode-transistor par un seul interrupteur bidirectionnel en courant

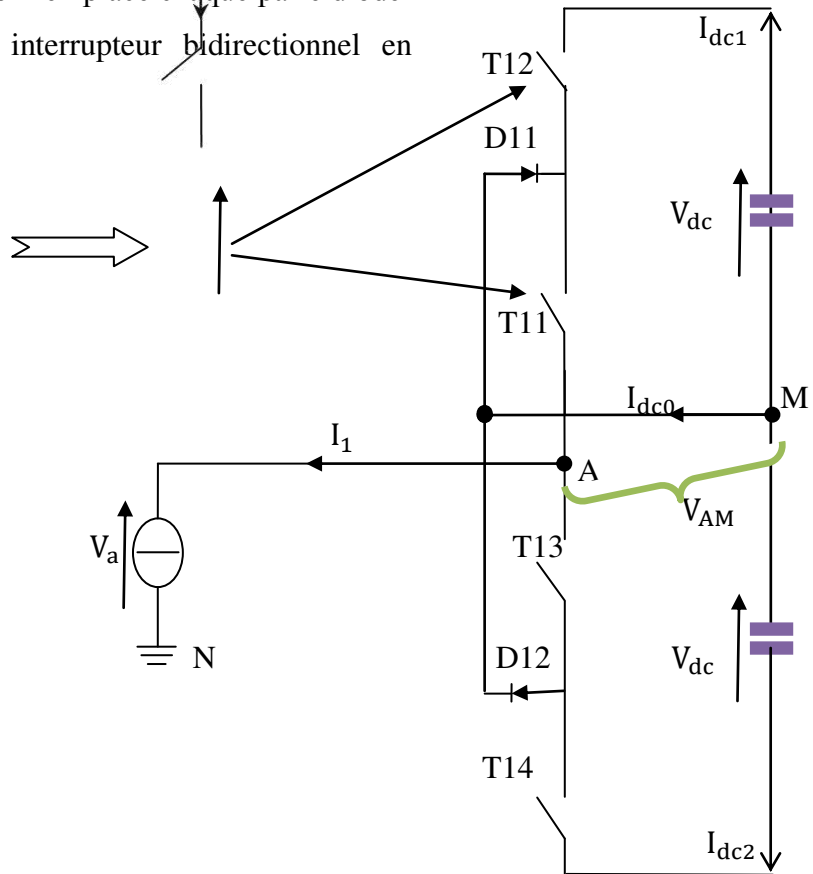


Figure (II.8) : Bras d'un onduleur NPC à 3 niveaux

II.5.4 Modélisation d'un onduleur NPC à trois niveaux

Les potentiels des nœuds (A,B, C) de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant, avec:

$$V_{dc2} = V_{dc1} = V_{dc}$$

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} F_{12} V_{dc1} - F_{13} F_{14} V_{dc2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) V_{dc} \\ V_{BM} = F_{21} F_{22} V_{dc1} - F_{23} F_{24} V_{dc2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) V_{dc} \\ V_{CM} = F_{31} F_{32} V_{dc1} - F_{33} F_{34} V_{dc2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) V_{dc} \end{cases} \quad (II.22)$$

On définit la fonction de connexion du demi-bras comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{11} F_{12} = (F_{11}^b) \quad F_{13} F_{14} = (F_{10}^b) \\ \vdots \\ \vdots \end{array} \right.$$

$$F_{21} F_{22} = (F_{21}^b) \quad F_{23} F_{24} = (F_{20}^b) \quad (\text{II.23})$$

$$F_{31} F_{32} = (F_{31}^b) \quad F_{33} F_{34} = (F_{30}^b)$$

On désigne par $\left\{ \begin{array}{l} 1: \text{ le demi-bras de haut} \\ 0 : \text{ le demi-bras de bas} \end{array} \right.$

Les tensions composées sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} F_{12} - F_{13} F_{14}) V_{dc} - (F_{21} F_{22} - F_{23} F_{24}) V_{dc} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} F_{22} - F_{23} F_{24}) V_{dc} - (F_{31} F_{32} - F_{33} F_{34}) V_{dc} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} F_{32} - F_{33} F_{34}) V_{dc} - (F_{11} F_{12} - F_{13} F_{14}) V_{dc} \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

En utilisant la fonction de connexion des demi-bras , on obtient:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{dc} - \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.25})$$

Les tensions simples sont données comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AN} = V_A = (U_{AB} - U_{CA})/3 \\ V_{BN} = V_B = (U_{BC} - U_{AB})/3 \\ V_{CN} = V_C = (U_{CA} - U_{BC})/3 \end{array} \right. \quad (\text{II.26})$$

Les tensions simples de sortie s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.27})$$

Les courants d'entrée(I_{dc1} , I_{dc2} et I_{dc0}) en fonction des courants de charge (I_0 , I_1 et I_2) sont donnés par le système (II.28) ci dessous [19]:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{dc1} = F_{11} F_{12} I_1 + F_{21} F_{22} I_2 + F_{31} F_{32} I_3 = F_{11}^b I_1 + F_{21}^b I_2 + F_{31}^b I_3 \end{array} \right.$$

$$I_{dc2} = F_{13} F_{14} I_1 + F_{23} F_{24} I_2 + F_{33} F_{34} I_3 = F_{10}^b I_1 + F_{20}^b I_2 + F_{30}^b I_3 \quad (II.28)$$

$$I_{d0} = (I_1 + I_2 + I_3) - (I_{dc1} + I_{dc2})$$

II.6 Système de stockage de l'énergie

Le stockage de l'énergie est réalisé côté continu 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 de (V_{dc}) mais augmente le coût et la taille du FAP. [4]

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. [10]

➡ La première méthode se base sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif pendant une demi-période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques (5 et 7 pour un pont redresseur de Graetz). En choisissant un taux d'ondulation acceptable (ε), généralement de l'ordre de 5% de (V_{dc}), nous pouvons calculer la capacité (C_{dc}) à partir de la relation suivante:

$$C_{dc} = \frac{V_S \sqrt{I_7^2 + I_5^2 - 2I_5 I_7 \cos(5\alpha - 7\alpha)}}{2 \Delta V_{dc} \omega V_{dc}^{ref2}} \quad (II.29)$$

avec (V_S) la tension simple du réseau, (I_n) le courant harmonique du rang (h) et (α) l'angle d'allumage des thyristors du pont Graetz. [4]

➡ La deuxième méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique (I_n) du rang le plus faible. La capacité (C_{dc}) se calcule de la façon suivante[4]

$$C_{dc} = \frac{I_h}{V_{dc} \Delta V_{dc} \omega_h} \quad (\text{II.30})$$

Avec (ω_h) la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser

II.7 Filtre de découplage

Ce filtre est l'élément essentiel de raccordement, il assure le transfert de l'énergie, entre le Point Commun de Connexion (PCC) et l'onduleur, trois exigences doivent être imposées pour l'estimation de la valeur de cette inductance (L_f) du filtre de sortie :

- 1/ Assurer la dynamique de la totalité des courants harmoniques générés par l'onduleur et issus de la commande.
- 2/ Garantir le filtrage, pour un certain niveau de qualité, des harmoniques de courant dus à la commutation.
- 3/ Limiter la chute de tension au courant maximal, à une valeur inférieure à 20% de la tension cote source, niveau de potentiel au point PCC.[14]

II.8.1 Modèle mathématique du filtre actif parallèle dans le repère triphasé

L'équation de tension par phase du filtre actif parallèle triphasé illustré par la figure (II.2) est donnée par:

$$V_{Sn} = V_{fn} - V_{Lfn} - V_{Rfn} \quad (\text{II.31})$$

$$V_{fn} = V_{Sn} + L_f \frac{di_{fn}}{dt} + R_f I_{fn} \quad n(1.2.3) \quad (\text{II.32})$$

Alors, les équations des trois phases sont donnée par:

$$L_f \frac{di_{fn}}{dt} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} I_{f1} \\ I_{f2} \\ I_{f3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ V_{f3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{S3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Et pour le coté continu :

$$C_{cd} \frac{dV_{dc}}{dt} = S1 I_{f1} + S2 I_{f2} + S3 I_{f3} \quad (\text{II .34})$$

Le système d'équation définissant le filtre actif dans le repère triphasé est donnée par:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{dI_{f1}}{dt} = - R_f I_{f1} + V_{f1} - V_{S1} \\ L_f \frac{dI_{f2}}{dt} = - R_f I_{f2} + V_{f2} - V_{S2} \\ L_f \frac{dI_{f3}}{dt} = - R_f I_{f3} + V_{f3} - V_{S3} \\ C_{cd} \frac{dV_{dc}}{dt} = S1 I_{f1} + S2 I_{f2} + S3 I_{f3} \end{array} \right. \quad (\text{II .35})$$

II.8.2 Modèle du filtre actif dans le repère synchrone (de Park)

L'intérêt principal du repère (α, β) est de réduire la complexité du système. Cependant, il existe un autre repère dans la littérature qui répond aux mêmes objectifs que le précédent : c'est le repère tournant (d, q) . Ce repère tournant est obtenu en appliquant une rotation sur le repère stationnaire (α, β) d'un angle (ωt) où (ω) est la vitesse angulaire de la source [14]:

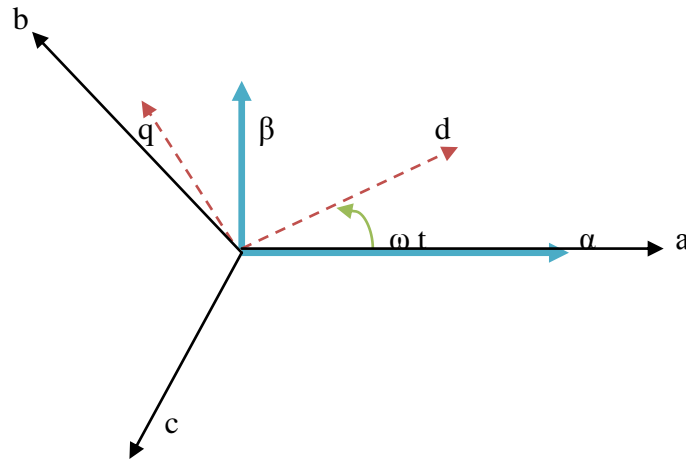


Figure (II.9) Représentation des repères fixe (α, β) et tournant (d, q)

Appliquons la transformée de Park sur le système (II .35), nous obtiendrons le modèle de l'onduleur dans le repère synchrone (dq) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{dI_{fd}}{dt} = - R_f I_{fd} + V_{fd} - V_{Sd} - L_f \omega I_{fq} \\ L_f \frac{dI_{fq}}{dt} = - R_f I_{fq} + V_{fq} - V_{Sq} - L_f \omega I_{fd} \end{array} \right. \quad (\text{II .36})$$

$$C_{cd} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d I_{fd} + S_q I_{fq}$$

Avec:

$$\begin{cases} S_d = S_\beta \sin(\omega t) + S_\alpha \cos(\omega t) \\ S_q = -S_\alpha \sin(\omega t) + S_\beta \cos(\omega t) \end{cases} \begin{cases} S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S1 - S2 - S3) \\ S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S2 - S3) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

II.8.3 Modèle du filtre actif dans le repère stationnaire

A partir du modèle du filtre actif dans le repère triphasé(II.35), et en appliquant la transformée de Concordia directe sur ce modèle (le fait d'avoir un système équilibre, nous permettra également de réduire la dimension du système. En effet, cette condition algébrique se traduit dans ce repère par une composante homopolaire nulle), [14]

le modèle de l'onduleur dans le repère stationnaire est donné par:

$$\begin{cases} L_f \frac{dI_{f\alpha}}{dt} = -R_f I_{f\alpha} + V_{f\alpha} - V_{S\alpha} \\ L_f \frac{dI_{f\beta}}{dt} = -R_f I_{f\beta} + V_{f\beta} - V_{S\beta} \\ C_{cd} \frac{dV_{dc}}{dt} = S_\alpha I_{f\alpha} + S_\beta I_{f\beta} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Où, les tensions du réseau, sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{S3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Les courants et les tensions du filtre sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} V_{f\alpha} \\ V_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{bmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f1} \\ I_{f2} \\ I_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté les différentes topologies et les éléments constitutifs d'un FAP . Ce FAP permet de compenser les harmoniques de courant générés par des charges non-linéaires, connectées à un réseau électrique à trois fils. Nous avons ensuite successivement étudié chacun des éléments de la partie puissance, nous avons étudié le dimensionnement de l'onduleur, de l'élément de stockage et du filtre de sortie.

CHAPITRE III :

contrôle-commande du FAP

INTRODUCTION

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. [9]

Comme il a été présenté dans le chapitre précédent, un filtre actif est essentiellement constitué d'un onduleur tension . Le bon choix de la méthode d'identification des grandeurs de référence (courant de référence dans le cas d'un filtre actif parallèle, ainsi que de la technique de commande, est primordial afin que le filtre actif puisse remplir les tâches pour lesquelles il est destiné. En outre, l'utilisation de feedback provoque des erreurs statiques pouvant affecter les grandeurs de sortie, ce qui nécessite l'adjonction de circuits de régulation propres à ces grandeurs.

La qualité de la compensation des harmoniques dépend fortement des performances de la méthode d'identification choisie. En effet, le système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer des corrections suffisantes si les harmoniques parasites sont mal identifiées. [7][10]

Plusieurs algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques de référence et de nombreuses techniques de commande et de régulation ont été développés depuis la mise en place des 1ers filtres actifs.[13]

La partie contrôle d'un FAP réalise trois fonctions principales :

- l'identification des courants de référence.
- la poursuite des courants de référence.
- la régulation de la tension continue.

III .1 Stratégies de commande

III .2.1 principe de commande du filtre actif parallèle

Le rôle de la commande est la génération de courants harmoniques produits par le filtre actif afin qu'ils suivent en temps réel leurs références harmoniques. Dans un premier temps, il faut donc déterminer ces courants harmoniques de référence. L'objectif est de compenser l'ensemble des harmoniques de courant générés par la charge non linéaire.[9] La figure (III.1) présente le système global à étudier, constitué du réseau d'alimentation, de la charge polluante et du filtre actif parallèle.

La stratégie de commande se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel. Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées [23] :

- identification à partir de la détection du courant de la charge polluante.
- identification à partir de la détection du courant de la source.
- identification à partir de la détection de la tension de la source.

La première méthode est la plus appropriée au filtre actif parallèle installé par le consommateur pour compenser les courants perturbateurs causés par ses charges polluantes [23]. C'est pourquoi cette méthode de détection sera employée dans ce travail.

III .2.2 Commande directe d'un filtre actif parallèle

La commande dite directe dont le principe est basé sur la comparaison du courant de Référence(I_{f123}^{ref}) obtenu par une méthode appropriée, au courant injecté par le filtre actif de puissance (I_{f123}) , comme le montre la figure (III.1).

III .2.2.1 La méthode d'identification des courants perturbés

Les différentes méthodes d'identification de courant perturbateur peuvent être regroupées en deux familles d'approche.

⇒ La première utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques du courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement et de ne choisir de compenser que les plus prépondérants.

Il est à noter que cette méthode nécessite une grande puissance de calcul afin de réaliser, en temps réel, toutes les transformations nécessaires pour extraire les harmoniques [18].[10]

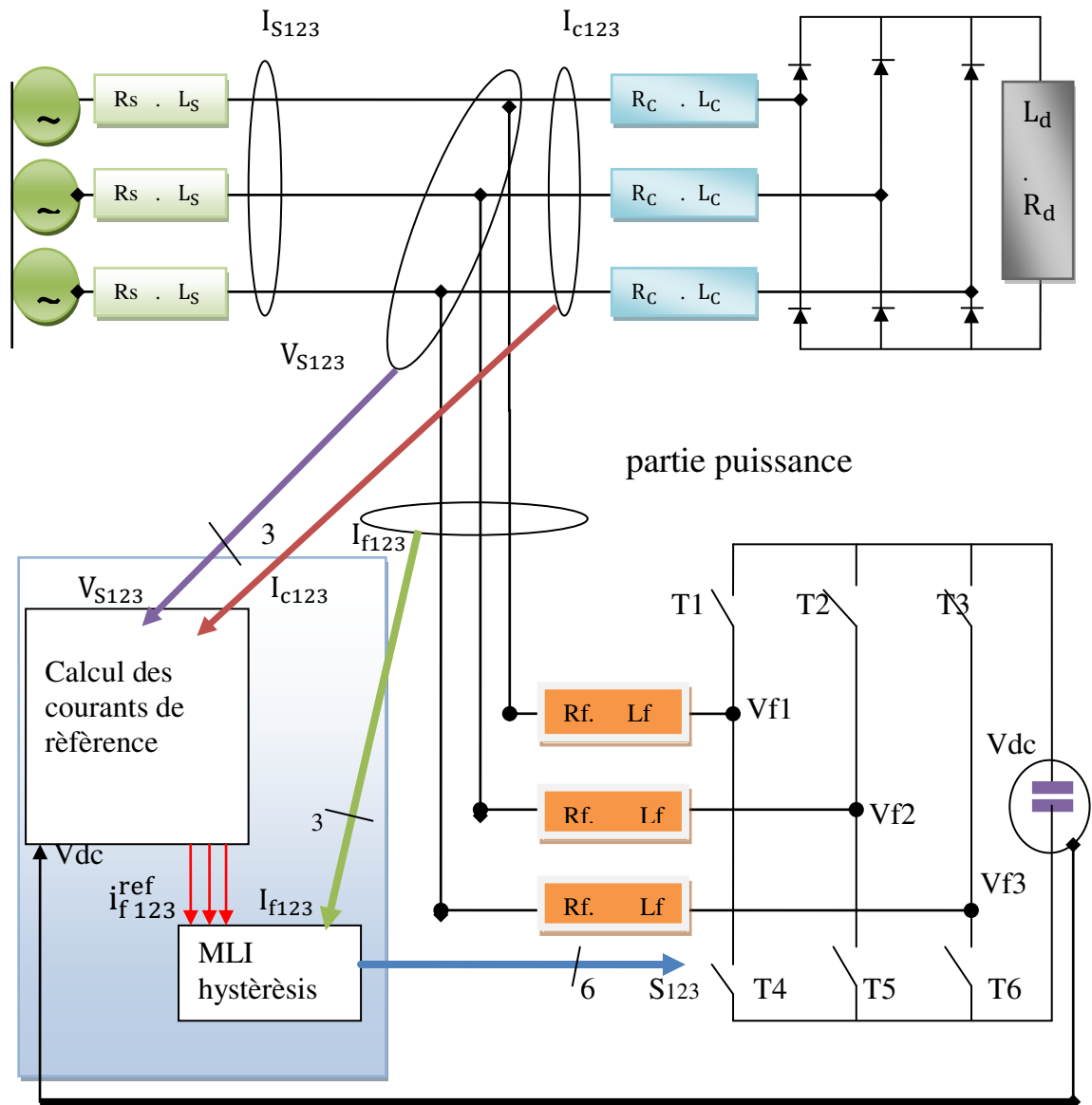


Figure.(III.1) Commande directe d'un filtre actif parallèle deux niveaux à trois bras

⇒ La deuxième famille est basée sur le calcul des puissances instantanées dans le domaine temporel. Certaines de ces méthodes se basent sur le calcul des puissances harmoniques de la charge non linéaire. D'autres peuvent être utilisées pour compenser à la fois les courants harmoniques et la puissance réactive, en se basant sur la soustraction de la partie fondamentale active du courant total [4]

Récemment, des nouvelles méthodes d'identification ont été présentées pour donner le choix de compenser un, plusieurs ou voire même tous les types de courants perturbateurs.

En effet, en se basant sur la régulation de la tension continue et sur celles du réseau électrique aux points de raccordement, nous pouvons compenser à la fois tous les courants perturbateurs, tout en offrant la possibilité de réguler la tension de la charge. Cette méthode, qui ne peut être implantée que numériquement, ne garantit pas une compensation parfaite de la puissance réactive, de même que la régulation de tension n'assure pas toujours une bonne qualité à la tension de la charge. [4]

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

Enfin, la méthode d'identification la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées.

III.3 Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées (pq)

La méthode des puissances instantanées est une méthode temporelle. Elle a été utilisée afin d'éviter les difficultés dues au nombre élevé de calcul lors de la mise en œuvre de méthodes fréquentielles telle que la méthode de Fourier (Transformées de Fourier rapide ou discrète).[9]

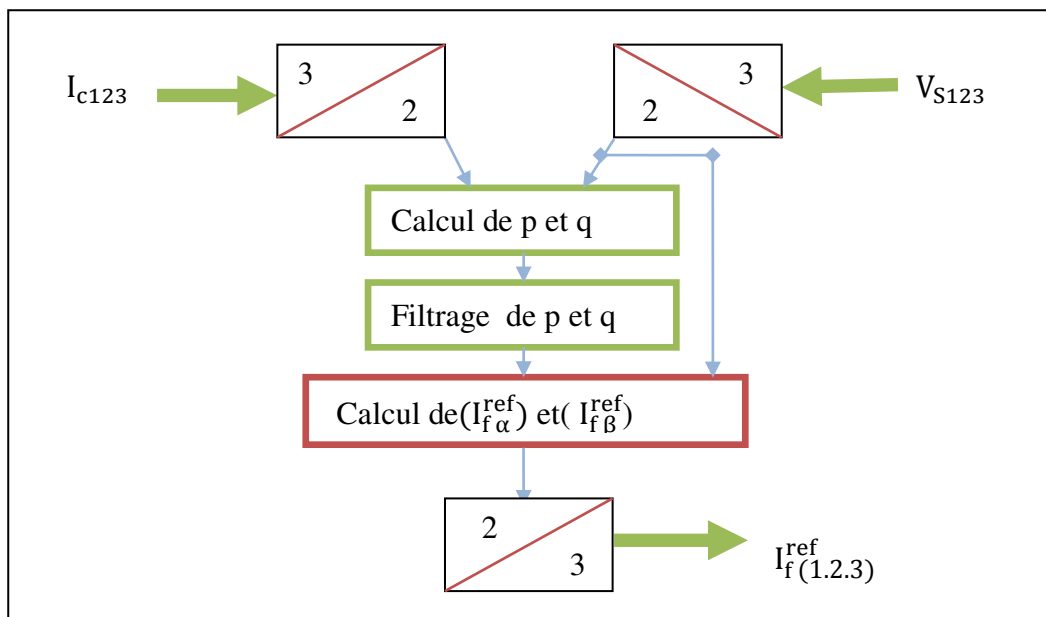


Figure.(III.2). Schéma global d'obtention de tous les harmoniques de la charge par La méthode des (pq)

III.3.1 Principe

La méthode des puissances active et réactive instantanées (couramment notée méthode p q) a été initialement développée par Akagi 1983, [10]

Son principe est basé sur le passage de systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, à un système diphasé (repère α - β) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées. Ensuite, pour déterminer les courants harmoniques de la charge, la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives.

Dans la méthode classique des puissances instantanées, on utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal. [13] La figure (III.4) présente le principe de cette méthode.

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (p), réactive (q) et déformante (D) comme le montre la relation (III.1)[4]

$$S(t) = \sqrt{p^2 + q^2 + D^2} \quad (\text{III.1})$$

Cette théorie définit les puissances instantanée active et réactive par l'intermédiaire de la transformation de CONCORDIA, tel que :[6]

Notons par $(V_{S\alpha}, V_{S\beta})$ et $(I_{c\alpha}, I_{c\beta})$ les composantes orthogonales du repère (α, β) associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle (V_S) et aux courants absorbés par les charges polluantes (I_c). La transformation (α, β) triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{S3} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 2})$$

(V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}) étant les tensions simples de notre système triphasé.

$$\begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{c1} \\ I_{c2} \\ I_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{III, 3})$$

(I_{c1} , I_{c2} , I_{c3}) étant les courants de ligne de notre système triphasé.

Les puissances réelle et imaginaire instantanées, respectivement (p) et(q) sont données par la relation suivante:

$$p(t) = V_{S1} I_{c1} + V_{S2} I_{c2} + V_{S3} I_{c3} = V_{S\alpha} I_{c\alpha} + V_{S\beta} I_{c\beta} \quad (\text{III, 4})$$

$$\begin{aligned} q(t) &= -\frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{S2} - V_{S3}) I_{c1} + (V_{S3} - V_{S1}) I_{c2} + (V_{S1} - V_{S2}) I_{c3}] \\ &= V_{S\alpha} I_{c\beta} - V_{S\beta} I_{c\alpha} \end{aligned} \quad (\text{III, 5})$$

A partir des relations (III.4) et (III.5), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & V_{S\beta} \\ -V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III, 6})$$

Les composantes harmoniques du courant sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & V_{S\beta} \\ -V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{III, 7})$$

$$\begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{III, 8})$$

A partir de l'expression (III.8), En posant :

$$\frac{1}{\Delta} = \frac{1}{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2}$$

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

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III, 9})$$

\bar{p} et \bar{q} : représentent les puissances continues instantanées active et réactive liée à la composante fondamentale du courant.

\tilde{p} et \tilde{q} : représentent les puissances alternatives instantanées active et réactive liées à la somme des composantes harmoniques du courant.

Il est possible de séparer le courant dans le repère (α, β) en trois termes, actif, réactif à la fréquence fondamentale et la somme des harmoniques, tel que :

$$\begin{array}{c} \text{Courant active} \qquad \qquad \qquad \text{Courant reactive} \qquad \qquad \qquad \text{Courant harmonique} \\ \underbrace{\hspace{10em}} \qquad \underbrace{\hspace{10em}} \qquad \underbrace{\hspace{10em}} \\ \begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III, 10}) \end{array}$$

Les courants triphasés de référence (I_{fn}^{ref}), ($n=1,2,3$) sont obtenus à partir des courants diphasés de référence ($I_{f\alpha}^{\text{ref}}$) et ($I_{f\beta}^{\text{ref}}$) par la transformation inverse de CONCORDIA, soit :

$$\begin{bmatrix} I_{f\alpha}^{\text{ref}} \\ I_{f\beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_f^{\text{ref}} \\ q_f^{\text{ref}} \end{bmatrix} \quad (\text{III, 11})$$

p_f^{ref} , q_f^{ref} : représentent les puissances de référence

Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, dits courants de référence (I_{fn}^{ref}), sont calculés à partir de la transformation (α, β) inverse (transformation C2-3) donnée par la relation (II.12) :

$$\begin{bmatrix} I_{f1}^{\text{ref}} \\ I_{f2}^{\text{ref}} \\ I_{f3}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f\alpha}^{\text{ref}} \\ I_{f\beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} \quad (\text{III, 12})$$

Si V et I représentent respectivement les valeurs efficaces de la tension et du courant fondamental et Φ , le déphasage entre eux, alors on peut écrire :

$$\bar{p} = 3VI \cos \Phi \quad (\text{III, 13})$$

$$\bar{q} = -3VI \sin \Phi \quad (\text{III. 14})$$

Les termes (\bar{p}) et (\bar{q}) sont respectivement équivalents à la puissance active conventionnelle et à la puissance réactive conventionnelle.

De cette manière, éliminer les courants harmoniques revient à compenser les composantes alternatives (\tilde{p}) et (\tilde{q}) , La suppression des courants réactifs revient à compenser la composante continue (\bar{q}) [11] [7]

Suivant la fonction que nous souhaitons donner au FAP, nous pouvons compenser simultanément les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou bien uniquement l'un des deux. Maintenant, si on souhaite également compenser les harmoniques de courant ainsi que les courants harmoniques générés par les charges non linéaires, le signal de référence du filtre actif parallèle doit inclure (\tilde{p}) et (\tilde{q}) : [13]

Dans ce cas et après avoir ajouté à la composante alternative de la puissance active instantanée, la puissance active (p_{dc}) nécessaire à la régulation de la tension continue (V_{dc}) , Les courants de référence, Notés $(I_{f\alpha}^{ref})$ et $(I_{f\beta}^{ref})$, s'expriment selon les axes (α, β) par:

$$\begin{bmatrix} I_{f\alpha}^{ref} \\ I_{f\beta}^{ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} & -V_{S\beta} \\ V_{S\beta} & V_{S\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_f^{ref} + p_{dc} \\ q_f^{ref} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 15})$$

Type de compensation	Paramètres de contrôle	
Compensation des harmoniques de courant	$p_f^{ref} = \tilde{p} + p_{dc}$	$q_f^{ref} = \tilde{q}$
Compensation de l'énergie réactive	$p_f^{ref} = 0 + p_{dc}$	$q_f^{ref} = \bar{q}$
Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive	$p_f^{ref} = \tilde{p} + p_{dc}$	$q_f^{ref} = \bar{q}$

Tableau (III.1) Modes de compensation de la commande des puissances instantanées.

Enfin, il est aisé d'obtenir les courants de référence selon les axes (abc) par la transformation inverse de Concordia: (III. 12)

On utilise généralement, soit un filtre passe-haut, soit un filtre passe-bas afin de ne garder que la composante harmonique du signal. [13][9]

Les deux types de filtre d'extraction sont présentés à la figure suivante:

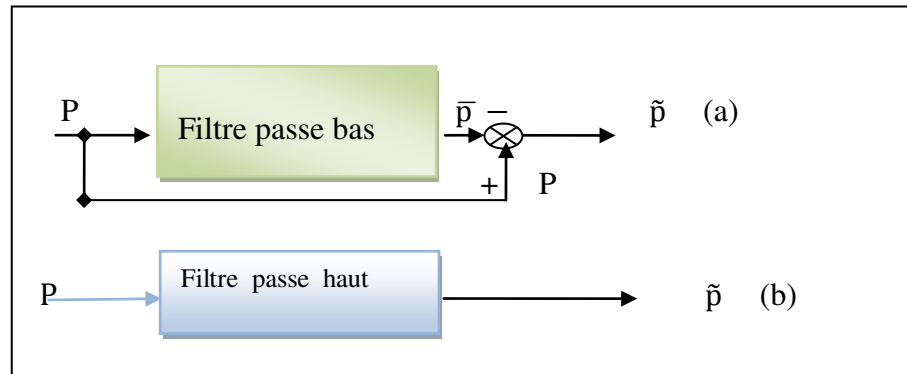


Figure.(III.3). Deux types classiques de filtres d'extraction de la composante harmonique.

III.3.2 Algorithme d'identification

Le diagramme de blocs permettant de générer les courants de référence de l'équation (III.12) est représenté Figure. (III.4), tel que FPB est un filtre passe-bas du second ordre, dont le principe de fonctionnement est illustré dans la Figure.(III.3)

La compensation des courants harmoniques par la méthode des puissances instantanées.

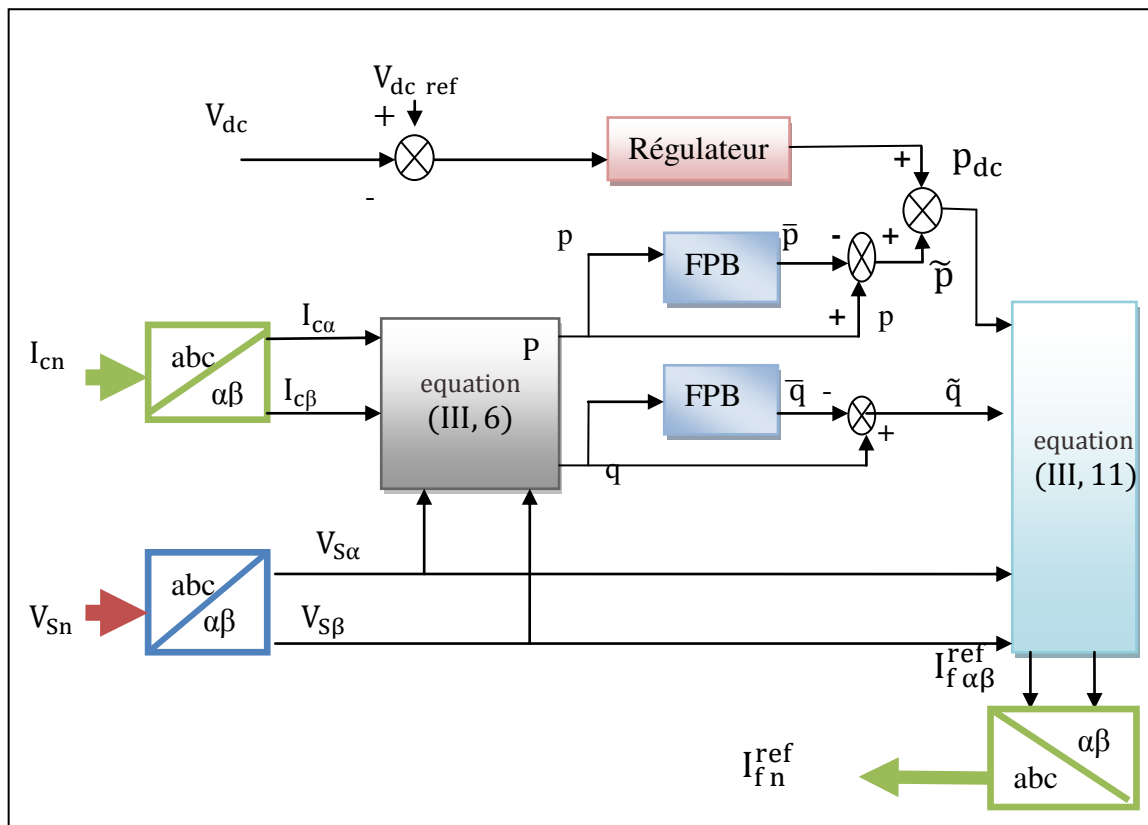


Figure.(III.4) Détermination des courants de référence du FAP par la méthode pq classique.

La théorie pq présentée auparavant est valable uniquement pour les systèmes triphasés dépourvus de composante homopolaire. L'extraction des courants des harmoniques dans des applications monophasées ne peut pas être réalisée par cette méthode. Elle est applicable dans le cas où les tensions (V_{Sn}) sont déformées, à condition de filtrer les ondulations présentées sur le module du vecteur ($V_{S\alpha\beta}$) .[11]

$$V_{S\alpha\beta} = \sqrt{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2} \quad (\text{III. 16})$$

III.3.3 Boucle de régulation de la tension (V_{dc})

La tension continue (V_{dc}) aux bornes du condensateur de stockage, doit être maintenue constante. La cause de variation de cette tension est l'échange de puissance active avec le réseau. Les fluctuations de cette tension doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs, et d'autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif [12]. Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire. Pour assurer la régulation de la tension continue, on peut utiliser un régulateur PI. La fonction de transfert du régulateur est alors la suivante:[10]

$$C(s) = \frac{K_C}{1 + \tau_c s} \quad (\text{III. 17})$$

Avec K_C et τ_c , représentant respectivement le gain du régulateur et la constante de temps du filtre du premier ordre.

En négligeant les pertes par commutation dans l'onduleur ainsi que les pertes dans l'inductance triphasée (L_f), la relation liant la puissance active absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$p_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (\text{III. 18})$$

Soit, après la transformation de Laplace :

$$V_{dc}^2(s) = 2 \frac{p_{dc}(s)}{C_{dc} \cdot s} \quad (\text{III. 19})$$

A partir des relations (III. 18) et (III. 19), la boucle de régulation de la tension continue peut être représentée par le schéma de la Figure (III.5).

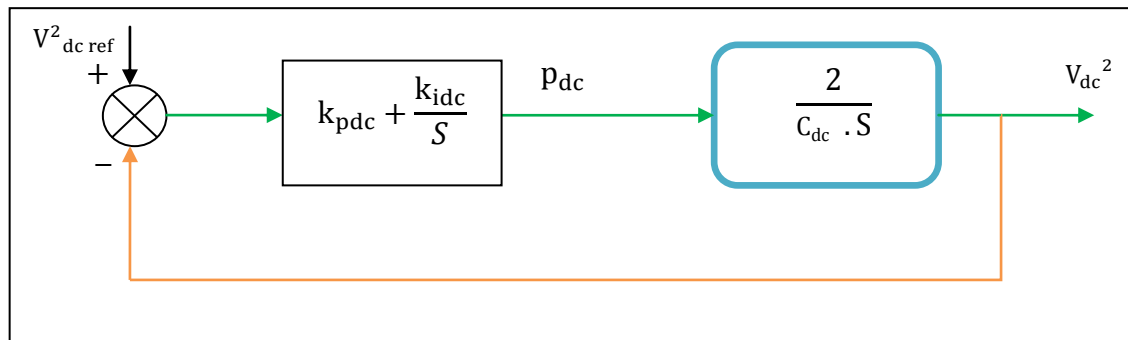


Figure (III.5) Régulation de Vdc.

La fonction de transfert en boucle fermée peut alors prendre la forme suivante :

$$F(s) = \frac{1 + \frac{k_{pdc}}{k_{idc}} s}{s^2 + 2 \frac{k_{pdc}}{C_{dc}} s + 2 \frac{k_{idc}}{C_{dc}}} \quad (\text{III. 20})$$

Avec : $k_{pdc} = \xi \sqrt{2k_{idc}C_{dc}}$ et $k_{idc} = \frac{1}{2}C_{dc} \omega_c^2$ avec $\omega_c = 2\pi f_{cdc}$

Une valeur de ξ comprise entre 0,5 et 0,707 réalise un bon compromis entre performances dynamique et statique

III.4 Méthode dite du référentiel lié au synchronisme (SRF:Synchronous Reference Frame)

Cette méthode, introduite par Bhattacharya 1991, exploite également la transformation de Concordia mais appliquée uniquement aux courants de ligne de la charge $I_{cn}(t)$. [10]

Ensuite, une seconde transformation est opérée pour passer des courants de ligne en (d-q), ce qui permet de transformer la composante fondamentale du courant en une composante continue et les composantes harmoniques du courant en des composantes alternatives. Cela nous permet d'éliminer à l'aide d'un simple filtre passe bas, la composante continue du courant. L'avantage majeur de cette méthode par rapport à la

précédente réside dans le fait que les éventuelles tensions harmoniques n'ont plus d'influence sur les courants identifiés et par conséquent le filtrage sera meilleur [19].

III.4.1 Principe

Les composantes de Concordia des courants sont :

$$\begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{c1} \\ I_{c2} \\ I_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 21})$$

Les composantes de Park sont :

$$\begin{bmatrix} I_{cd} \\ I_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 22})$$

Le passage du courant dans la transformée de Park synchronisée avec la fréquence du réseau a pour effet de transformer la composante du courant fondamental en composante continue tandis que les composantes du courant harmonique subissent un décalage dans le spectre de fréquence. L'élimination de la composante continue est réalisée par l'ajout d'un filtre FPB.[3]

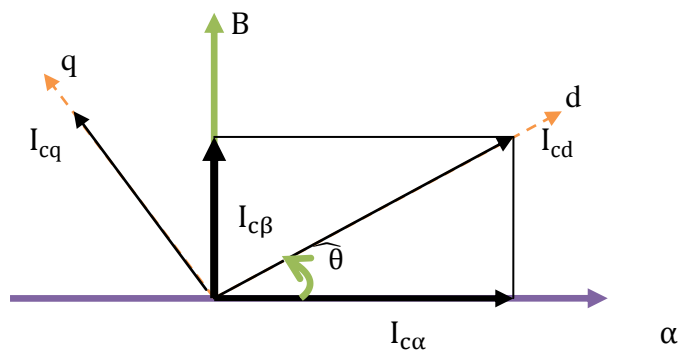


Figure (III.7) Relation entre les composante de Park et celles de Concordia

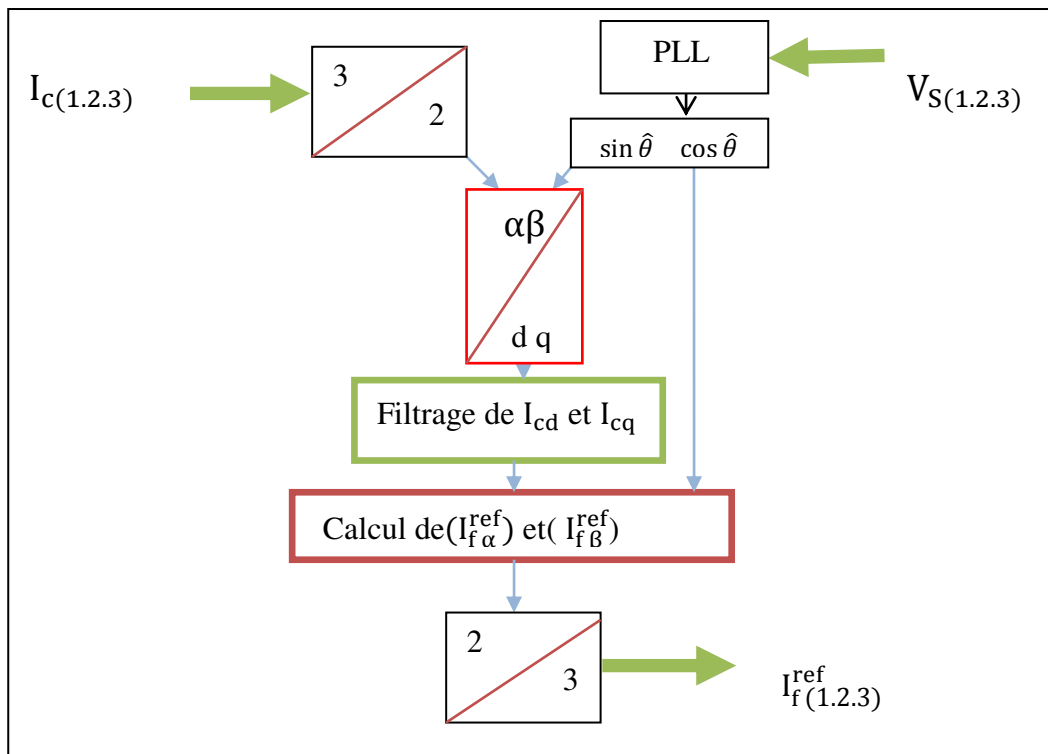


Figure (III.6) Schéma global d'obtention de tous les harmoniques de la charge.

Chacun courants (I_{cd}) et (I_{cq}) comporte une partie continue et une partie alternative ce qui nous permet d'écrire

$$\begin{bmatrix} I_{cd} \\ I_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{I}_{cd} + \tilde{I}_{cd} \\ \bar{I}_{cq} + \tilde{I}_{cq} \end{bmatrix} \quad (III. 23)$$

$\bar{I}_{cd}, \bar{I}_{cq}$: Composantes continues de (I_{cd}) et (I_{cq}) correspondant au fondamental du courant.

$\tilde{I}_{cd}, \tilde{I}_{cq}$: Composantes alternatives de (I_{cd}) et (I_{cq}) correspondant aux courants harmoniques.

L'obtention du courant de référence s'obtient en effectuant la transformée inverse de Park toujours en synchronisme avec la fréquence du réseau :

$$\begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & -\cos(\hat{\theta}) \\ \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_{cd} \\ I_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{cd} \\ I_{cq} \end{bmatrix} \quad (III. 24)$$

Soit encore:

$$\begin{bmatrix} I_{c\alpha} \\ I_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_{cd} \\ \bar{I}_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{cd} \\ \tilde{I}_{cq} \end{bmatrix} \quad (III. 25)$$

$$\text{Avec : } \hat{\theta} = \arctan\left(\frac{I_{c\alpha}}{I_{c\beta}}\right) \quad (\text{III.26})$$

Ici également, nous pouvons compenser simultanément les harmoniques du courant de charge et l'énergie réactive ou bien uniquement l'un des deux. Si nous voulons compenser les harmoniques de courant, après avoir ajouté à la composante alternative (\tilde{I}_{cd}) le courant (I_{dc}) nécessaire à la régulation de la tension continue (V_{dc}), l'équation (III.25) devient [10]

$$\begin{bmatrix} I_{c\alpha \text{ref}} \\ I_{c\beta \text{ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \\ -\cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{cd} + I_{dc} \\ \tilde{I}_{cq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Ensuite, la transformation inverse de Concordia permet d'obtenir les courants de référence, selon les axes (abc), à l'aide de la relation

$$\begin{bmatrix} I_{f1}^{\text{ref}} \\ I_{f2}^{\text{ref}} \\ I_{f3}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f\alpha}^{\text{ref}} \\ I_{f\beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

III.4.2 Algorithme d'identification

Le diagramme de blocs permettant de générer les courants de référence de l'équation (III.28) est représenté par le Figure (III.8).

Cet algorithme possède les quelques caractéristiques suivantes : [15]

- Tout comme la méthode des puissances instantanées, cette méthode est inhérente aux systèmes triphasés.
- Elle peut être appliquée aussi bien aux systèmes triphasés équilibrés qu'aux systèmes triphasés avec neutre, déséquilibrés.
- Elle est basée sur des valeurs instantanées, ce qui lui donne de bons temps de Réponse dynamique.

- Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante des semi-conducteurs composant l'onduleur du filtre actif.
- Méthode de calcul simple.
- Découplage net entre le fondamental et les composantes harmoniques.

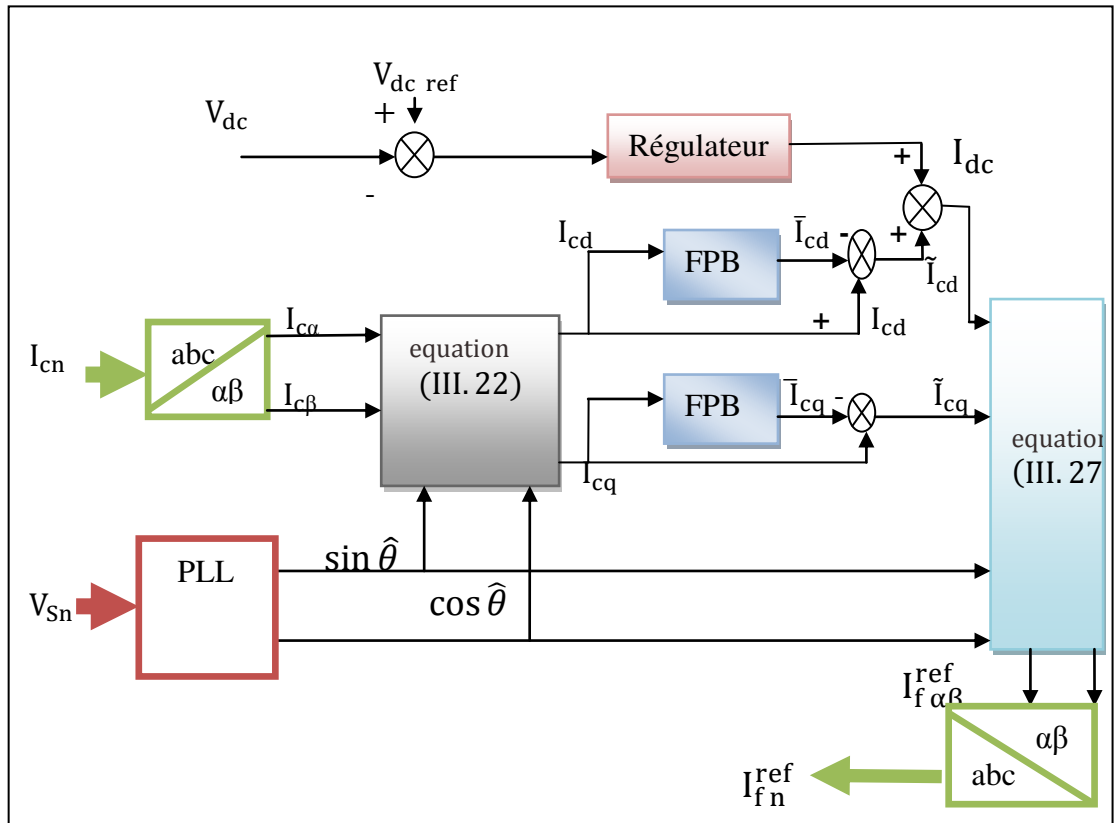


Figure.(III.8) Détermination des courants de référence du filtre actif par la méthode référentiel lié au synchronisme (SRF).

III.4.3 Boucle de régulation de la tension (V_{dc})

La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence[14]

Afin de réduire les fluctuations de la tension du bus continu et compenser les pertes du système , un régulateur du type proportionnel-Intégral (PI) est retenu comme correcteur pour la boucle externe. Alors, en éliminant la perturbation due au courant de charge .

La fonction de transfert de la boucle de régulation en boucle fermée sera[12]:

$$G_{BF\ dc} = \frac{v_{dc}(s)}{I_{dc}(s)} = \frac{\frac{k_{pdc}}{C_{dc}}s + \frac{k_{idc}}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{k_{pdc}}{C_{dc}}s + \frac{k_{idc}}{C_{dc}}} = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (III. 29)$$

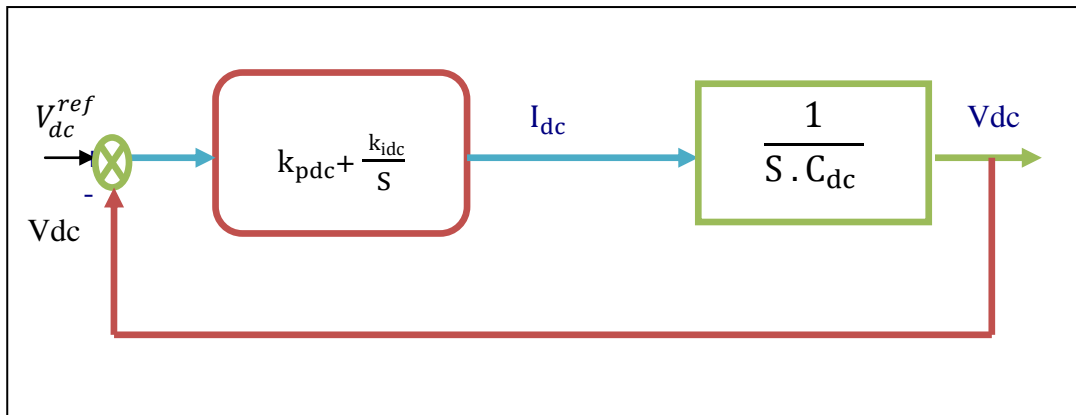


Figure (III.9). Schémas de régulation de la tension du bus continu par un PI

A partir de l'équation (III. 29), les constantes du régulateur PI de la tension continue sont calculées par:

$$k_{pdc} = 2C_{dc}\xi\omega_c \quad \text{et} \quad k_{idc} = C_{dc} \omega_c^2$$

On choisit la valeur de $\xi = 0.707$ pour un bon amortissement alors que la pulsation de coupure (ω_c)

$$\omega_c = 2\pi f_{cdc}$$

Les causes de la variation de cette tension sont principalement [14]:

- les pertes par commutation et par conduction des interrupteurs de puissance.
- les pertes par effet Joule dans l'inductance du filtre passif (L_f).
- les transitions de la charge polluante qui créent un échange de puissance active avec le réseau à travers l'onduleur. Cela se traduit par une variation de l'énergie moyenne dans la capacité de stockage et par conséquent une modification de la valeur de la tension continue.

III.5 Système de boucle a verrouillage de phase PLL

Dans les applications réseau électrique ,la PLL(Boucle à Verrouillage de Phase) sert essentiellement à estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanée du phaseur équivalent d'un système triphasé. La PLL réalise la suivi de phase de la composante directe de la tension du réseau, afin d'éliminer la composante en quadrature ,ce qui se produit lorsque la phase estimée($\hat{\theta}$) , est égale à la phase du réseau. [20]

Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un filtre passe -bas (le correcteur) et un oscillateur (l'intégrateur). La Figure(III.10) montre la structure classique d'une PLL triphasée.

Le schéma global de l'asservissement est représenté sur la Figure.(III.10).Les tensions simples $V_{S123}(\hat{\theta})$, mesurées au point de raccordement , passent d'abord par la transformation de Concordia. Les tensions obtenues ($V_{S\alpha}$),($V_{S\beta}$) seront par la suite transformées en composantes de Park à travers une rotation d'un angle($\hat{\theta}$) du plan (α - β) vers le plan (d-q). L'angle ($\hat{\theta}$) est issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation ($\tilde{\omega}$) déterminée par un régulateur (PI par exemple). On souhaite que la pulsation($\tilde{\omega}$) du repère tournant soit identique à la pulsation (ω) des tensions $V_{S123}(\hat{\theta})$, c'est à dire fixer la tension de référence en jouant sur V_{Sd} . [13]

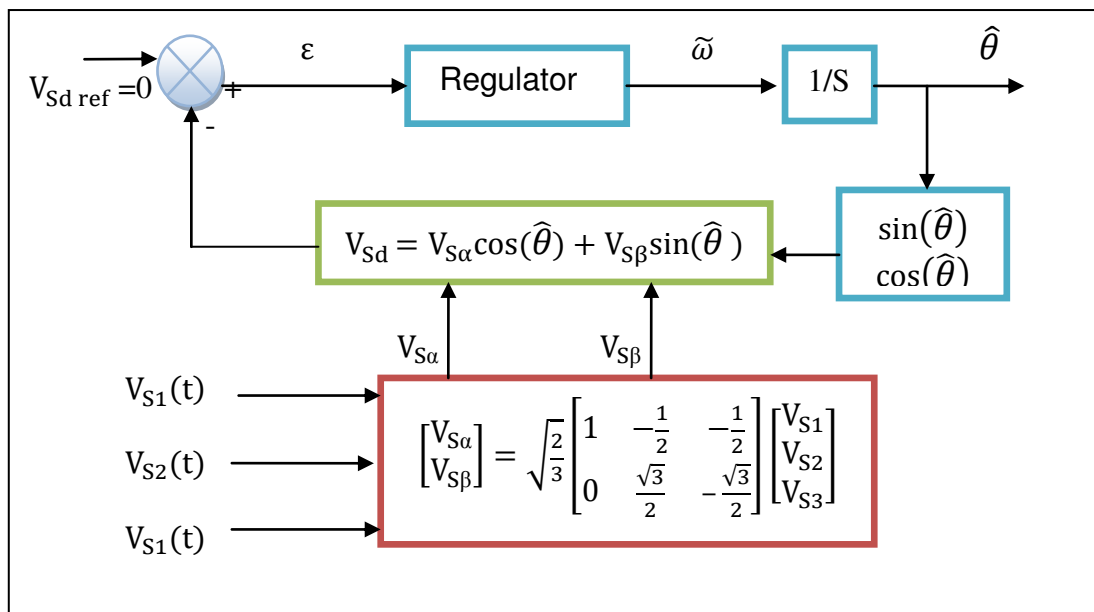


Figure.(III.10) Schéma de principe d'une PLL classique

III.6 Poursuite des références de courant

Les performances du filtre actif et notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension (poursuite des références de courant)[9]

Pour maintenir le courant à la sortie du compensateur actif autour de sa référence calculée précédemment, deux techniques de commande peuvent être utilisées.

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

L'objectif de la commande, que ce soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture/fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du compensateur actif soit le plus proche de sa référence.

On trouve diverse variantes de contrôle par MLI : MLI calculée, MLI à échantillonnage naturel, MLI vectorielle. Cependant la commande par hystérésis de par ses avantages tels que la rapidité, la robustesse et la simplicité de mise en œuvre. Mais toutefois il n'est pas possible d'employer la commande par hystérésis habituelle puisque elle conduit à une fréquence de travail variable [3].

III.6.1 Contrôle de courant par hystérésis a bande fixe

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur.[4]

La méthode est basée sur la comparaison de la différence (ϵ_n) entre les courants de références et les courants mesurés avec une bande fixe. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs figure (III.11). Pour chaque bras de l'onduleur on a le même schéma[1]

Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions comme c'est le cas ici, l'IGBT peut être soit ouvert soit fermé, cette commande consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence, la dimension de ce filtre se résume à

fixer la largeur de cette bande. Une règle pratique consiste à la prendre égale à 5% du courant nominal. Cependant elle ne garantit pas d'une manière systématique le respect de la fréquence de commutation maximale des semi-conducteurs. [3]

III.6. 1.1 Algorithme

Nous désignons par (ε_n) l'écart entre le courant de référence ($I_{ref\ n}$) et le courant réel (i_{fn}) tel que : $n = \{1,2,3\}$,

$$\varepsilon_n = i_{ref\ n} - i_{fn} \quad (\text{III .30})$$

L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } \varepsilon_n \geq \Delta_n \implies S_n = 1 \\ \text{Si } \varepsilon_n \leq -\Delta_n \implies S_n = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III .31})$$

Δ_n : largeur de la bande d'hystérésis.

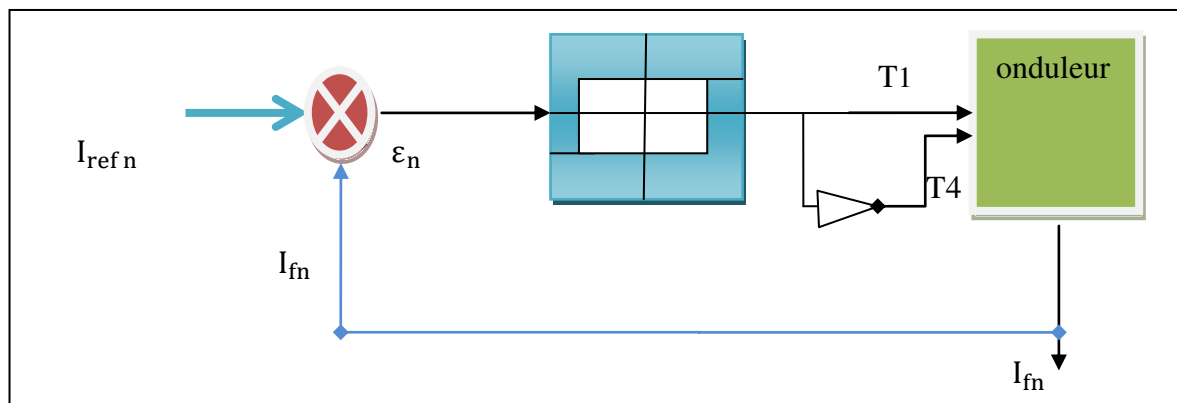


Figure (III.11) Schéma synoptique de la commande par régulateurs à hystérésis

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients à savoir : [3]

- La fréquence de commutation n'est pas fixe, elle dépend de la bande d'hystérésis et de la dérivée du courant.
- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépend de la bande d'hystérésis.
- Des composantes harmoniques basses fréquences, voire une composante continue, peuvent apparaître sur le signal de sortie. La composante continue est due au fait que la forme de l'alternance positive peut différer de celle de l'alternance négative.[3]

III.6.2 Commande par MLI à porteuse triangulaire (MLI naturelle)

Le principe du contrôle par MLI est décrit à la figure (III.12). Dans ce cas, la différence entre le courant référence (I_{refn}) et le courant réel (I_{fn}) est appliquée à l'entrée d'un régulateur. Le signal de sortie du régulateur, appelé modulatrice, est ensuite comparé à un signal triangulaire de fréquence fixe (porteuse) afin de déterminer les ordres de commutations des interrupteurs. La fréquence de la porteuse triangulaire fixe donc la fréquence de découpage des semi-conducteurs de puissance fixe.[9] [6]

Le contrôle par MLI est d'une complexité réduite; il garantit un fonctionnement à fréquence fixe et conduit à un contenu harmonique parfaitement identifié. Cependant, cette technique a des propriétés dynamiques qui peuvent être limitatives et la réponse du système lors d'un changement brutal des courants de référence est plus lente que celle d'une commande par hystérésis.[9]

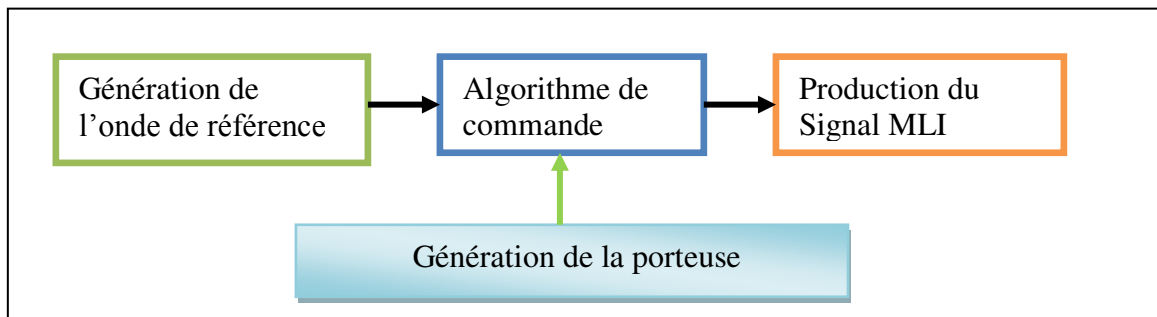


Figure (III.12) Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant

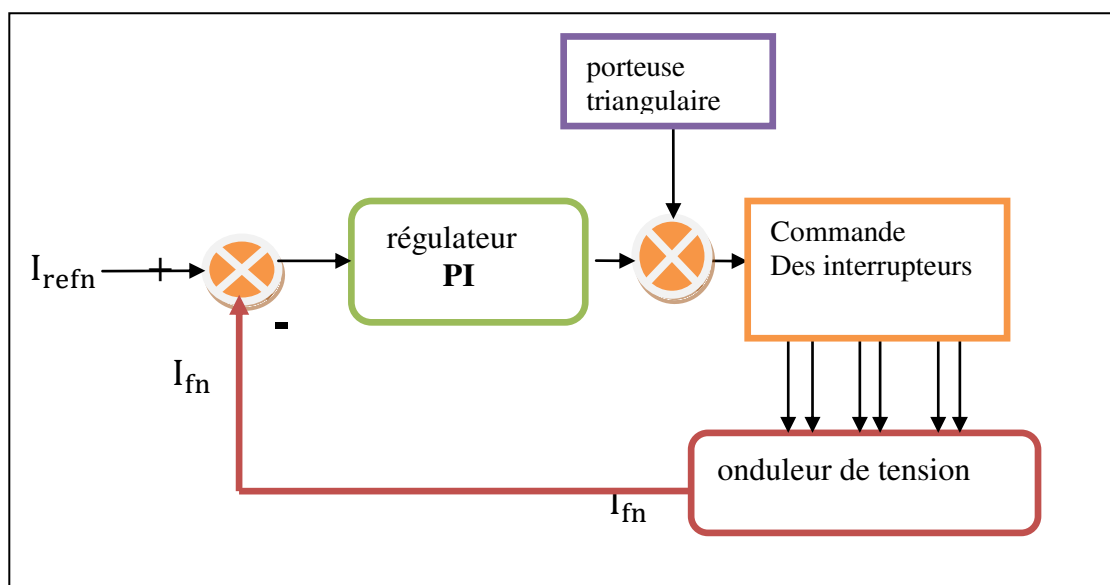


Figure (III.13) Principe de la commande par MLI.

Le régulateur le plus couramment employé est indéniablement le régulateur proportionnel intégral (PI). Il est en effet l'un des plus simples à mettre en œuvre numériquement et à régler. On le retrouve dans un grand nombre de publications[10]

Il est composé de deux gains et d'une intégrale, d'où sa fonction de transfert $C(s)$:

$$C(s) = k_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III. 32})$$

Ce type de régulateur est simple mais donne des performances limitées. En effet, le choix des deux gains peut se faire suivant différentes méthodes, mais dépend généralement de la connaissance du système à commander. [10] [6]

III.6.3 Modulation de largeur d'impulsion (MLI) Pour convertisseur à 3-niveaux

Pour générer les impulsions de commande MLI d'un convertisseur à N-niveaux de tensions(N-1) porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces porteuses ont la même fréquence (f_c) et la même amplitude . Les porteuses peuvent être horizontalement ou verticalement décalées. Si elles le sont horizontalement, le déphasage entre deux signaux consécutifs est donné par $(2/(N-1))$. Et si elles sont décalées verticalement, les signaux triangulaires peuvent être en phase ou non et occupent une bande continue avec le même décalage vertical. Ils sont ensuite comparés au signal de référence . Chaque comparaison donne 1 si une porteuse est supérieure ou égale à la référence, et 0 dans le cas contraire. A la sortie du modulateur, la somme des résultats issus des comparaisons est ensuite décodée, et donne la valeur correspondant à chaque niveau de tension [21].

III.6.3.1 Commande complémentaire pour l'onduleur à trois niveaux

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable , et pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante [17].

$$\begin{cases} S_{K1} = \overline{S_{K4}} \\ S_{K2} = \overline{S_{K3}} \end{cases} \quad K=1.2.3 \quad (\text{III.33})$$

Avec S_{K1} : commande de base du transistor T_{k1} d'un bras k .

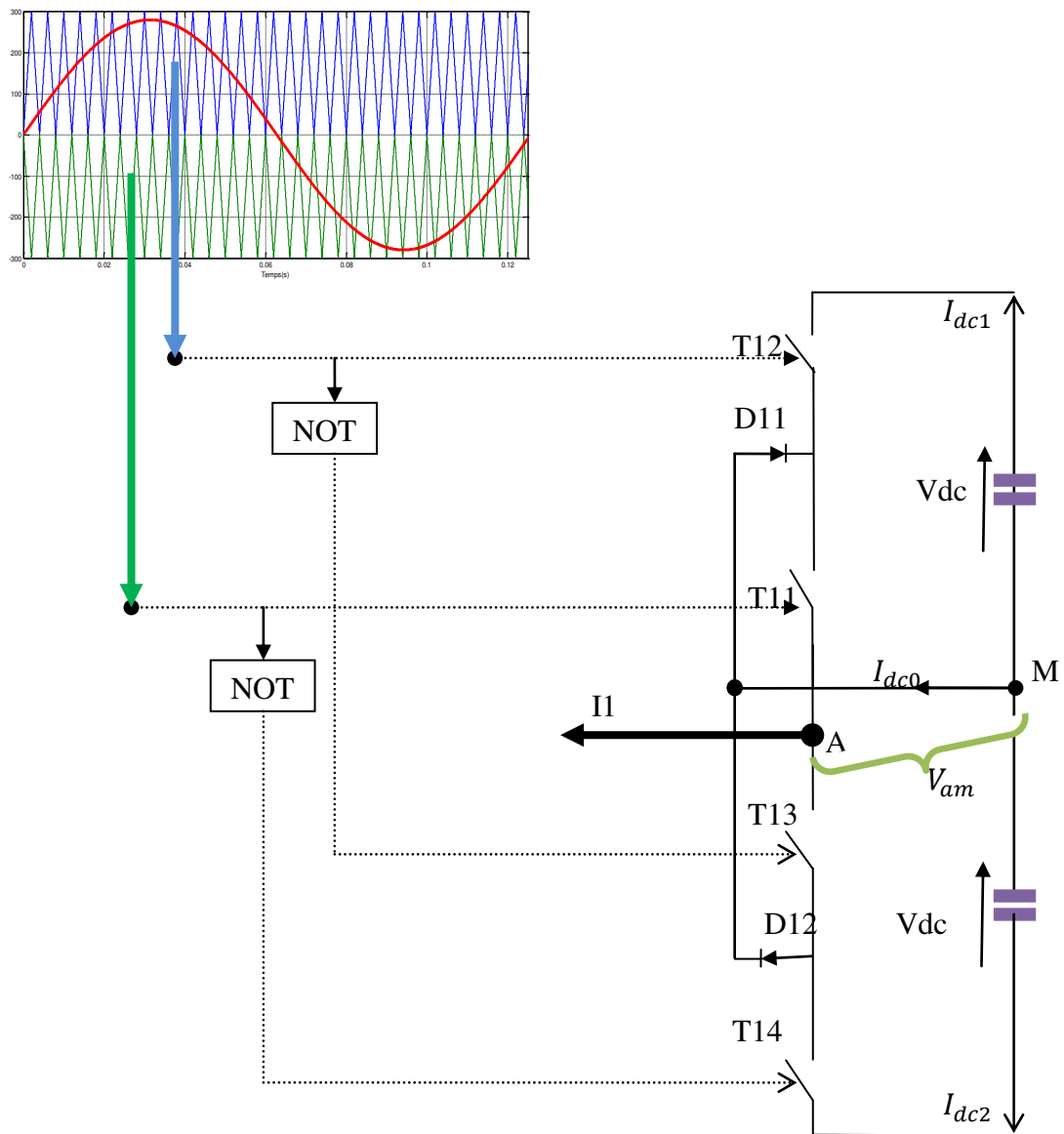


Figure (III.14) Bras d'un onduleur NPC à 3 niveaux

Les méthodes de modulation de largeur d'impulsion sont classées selon la disposition des porteuses triangulaires et les plus utilisées sont :

⇒ Si les porteuses triangulaires sont disposées en opposition de phase, alors la méthode est connue sous le nom «Phase Opposition Disposition» (POD), figure (III.15). Cette méthode est plus performante que la méthode PD(disposées en phase «Phase Disposition») du point de vue harmonique pour les faibles valeurs de l' indice de modulation. Un autre avantage est que pour la fréquence porteuse et ses multiples il n'y a pas d'harmoniques et la dispersion des harmoniques se produit autour d'eux [21].

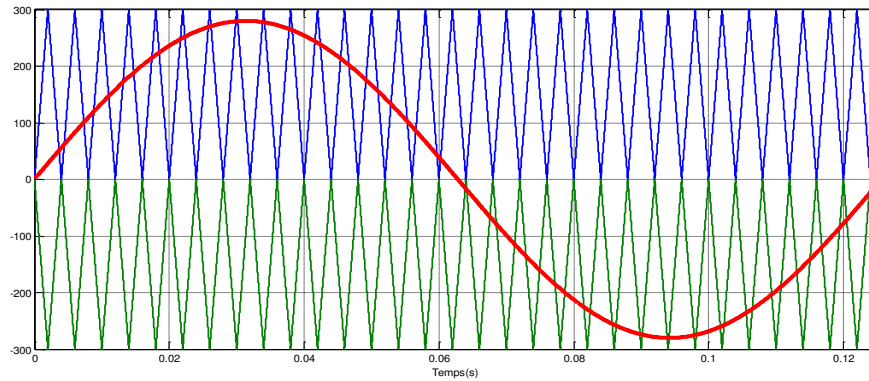


Figure (III.15) Forme d'onde des signaux POD pour 3 niveaux

⇒ Si Les porteuses triangulaires disposées en phase «Phase Disposition» (PD), figure (III.14). Cette méthode est applicable aussi bien à la structure NPC qu'à la topologie en cascade en pont H. Pour les valeurs de l'indice de modulation proches de un, la méthode PD présente le plus faible taux de distorsion harmonique (THD) comparée aux autres méthodes [21].

Cette méthode représente un bon choix pour la commande de l'onduleur de tension Elle sera adoptée dans la suite de ce mémoire pour la commande du filtre actif parallèle avec onduleur de tension trois niveaux NPC.

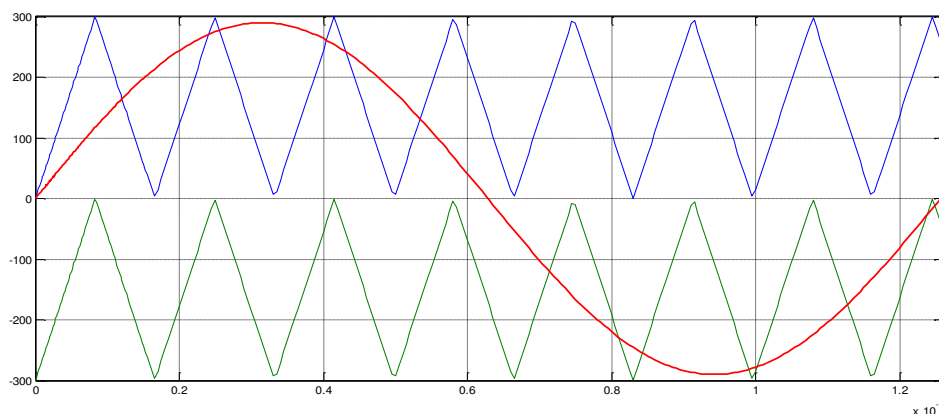


Figure (III.16) Forme d'onde des signaux PD pour 3 niveaux

CONCLUSION

Dans ce chapitre également, nous avons étudié la partie contrôle-commande du FAP

Dans la partie contrôle-commande, nous aborderons les cinq principaux blocs, soit l'identification des courants perturbés par (méthodes pq et SRF), la régulation de la tension continue et du courant du filtre actif parallèle, le système à base de PLL. et nous avons présenté les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé en pont complet de tension à savoir la stratégie de commande hystérésis à bande fixe et MLI à porteuse triangulaire .

CHAPITRE IV :

La simulation numérique de FAP

INTRODUCTION

Comme pour la majorité des systèmes électriques à convertisseur statique, l'étude analytique de l'ensemble réseau, charge polluante et compensateur actif est difficile à mener sans utilisation de plusieurs hypothèses simplificatrices souvent très réductrices. Dans ce domaine, la simulation numérique constitue un outil d'étude, d'évaluation et de préconception très efficace. En conséquence, de nombreux logiciels de simulation ont été développés et diffusés ces dernières années (exemple : Matlab / Simulink).

Ce chapitre est consacré à l'étude d'un réseau comportant un compensateur actif à structure tension commandé en courant et une charge polluante connectés en parallèle sur celui-ci. Tout d'abord, nous présentons brièvement la modélisation individuelle de chaque partie du système, Le réseau, la charge polluante constituée d'un redresseur triphasé débitant dans une charge inductive . Nous terminerons ce chapitre par une simulation de l'ensemble modélisé précédemment avec deux méthodes d'identification en comparant les résultats obtenus.

Lors des simulations, la charge polluante est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes et le réseau d'alimentation est un réseau triphasé. Le réseau d'alimentation est modélisé par phase par une f.é.m. sinusoïdale en série avec une inductance (L_S) et une résistance (R_S) caractérisant l'impédance de court-circuit du réseau voir figure (IV.1). Le redresseur 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. Les valeurs de ces grandeurs sont rassemblées dans le tableau (IV-1).

IV.1 Description du système à traiter

IV.1.1 Modélisation du réseau électrique

Le réseau est assimilable à une source de tension sinusoïdale en série avec une impédance, dite de court circuit. D'où la représentation du réseau par un système des forces électromotrices triphasé équilibré en série avec une impédance.

Les tensions du réseau électrique sont données par :

$$\begin{cases} e1 = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \\ e2 = \sqrt{2}V \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e3 = \sqrt{2}V \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{Où : } \omega = 2\pi f \text{ s : Pulsation du réseau} \quad (\text{IV.1})$$

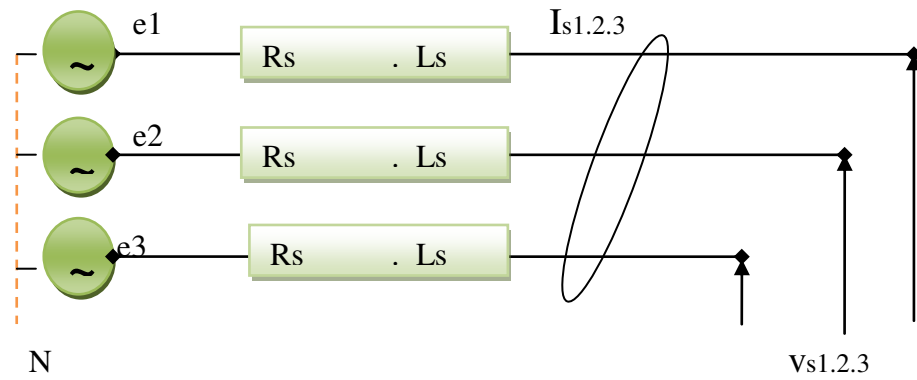


Figure (IV.1) : Réseau électrique triphasé

IV.1.2 Modélisation de la charge polluante

La charge polluante est un redresseur de tension triphasé à diodes (pont de Graëtz), connectée au réseau par l'intermédiaire d'une impédance de ligne (L_c, R_c), et alimentant une charge inductive (R_d, L_d) côté continu, figure (IV.2.a). Le courant triphasé absorbé par cette charge est représenté sur la figure (IV.3.b).

Pour simplifier, on suppose que le redresseur est idéal et l'empiètement est nul. Deux diodes de même bras ne peuvent pas conduire simultanément.

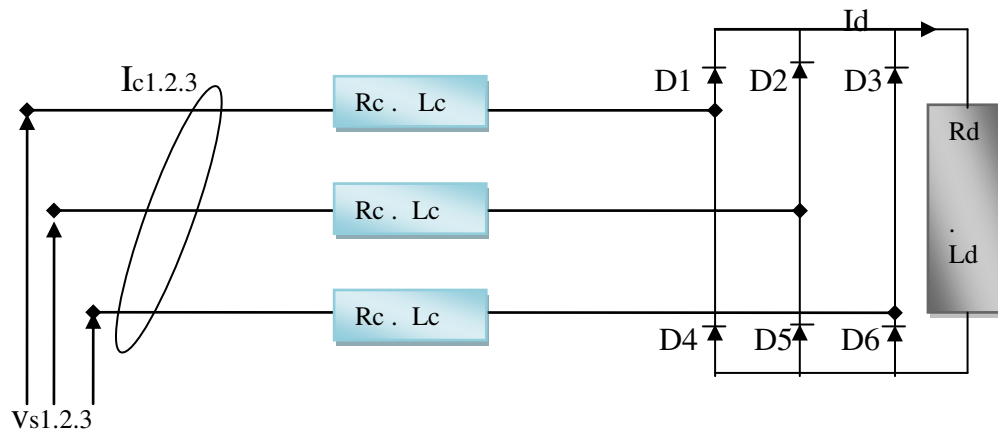


Figure (IV.2.a). Redresseur à diodes (pont de Graëtz) avec charge RL

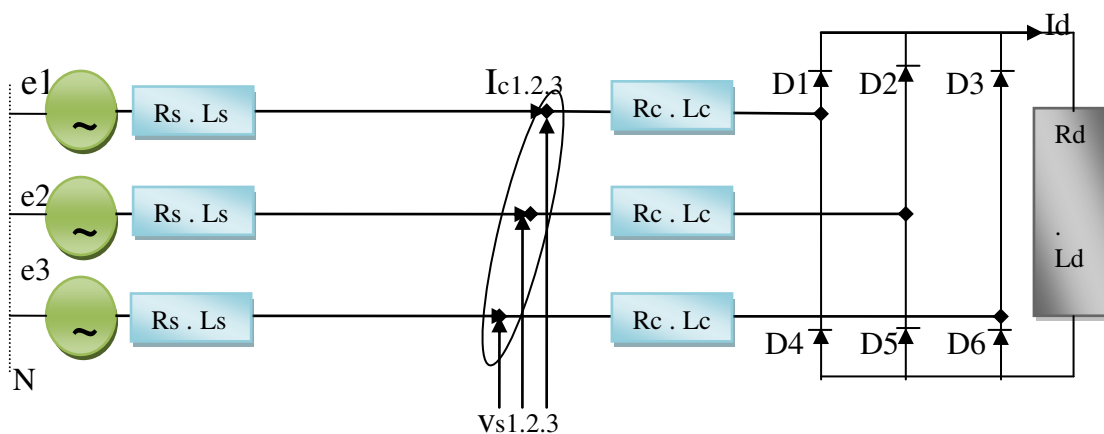


Figure (IV.2.b). Schéma global du système

IV.2 Résultats de simulation de l'ensemble réseau charge non-linéaire avant le filtrage

Dans un premier temps, nous avons modélisé puis simulé le réseau électrique triphasé à trois fils, d'une puissance apparente S_n égale à 400 KVA, et sa charge non linéaire, sans y connecter le filtre actif.

Le tableau (IV.1) regroupe l'ensemble des paramètres du réseau et de la charge polluante utilisés dans la simulation.

Vseff [V]	240	fs [HZ]	50
Rs [mΩ]	1.59	Ls [μH]	45.56
Rd [Ω]	0.79	Ld [μH]	2.6
Rc [mΩ]	2.73	Lc [μH]	23.19

Tableau .(IV-1) Valeurs des paramètres du réseau et de la charge.

Puisque tous les courants de phase (I_{c123}) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase 1.

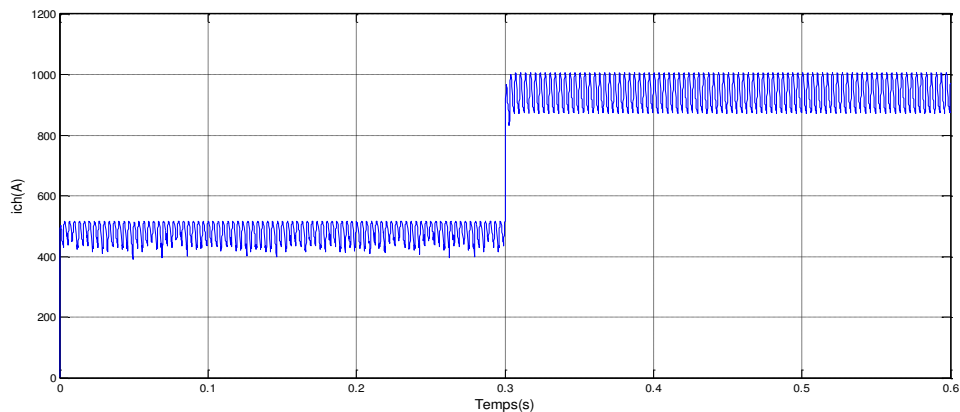


Figure (IV.3.a) Le Courant à la sortie des redresseurs

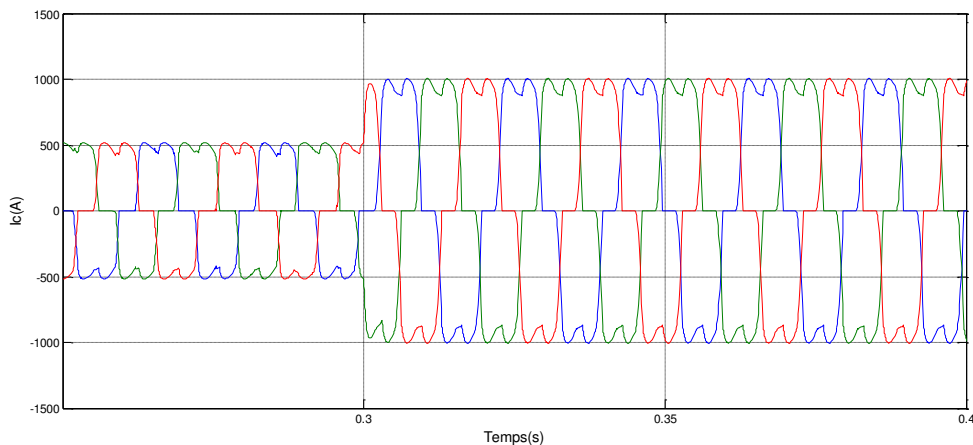


Figure (IV.3.b) Les Courant de la charge(phase 1) (phase 2) (phase 3)

On représente le courant absorbé par la charge de la première phase qui est lui-même appelé du réseau dans la figure (IV.2.b). suivante

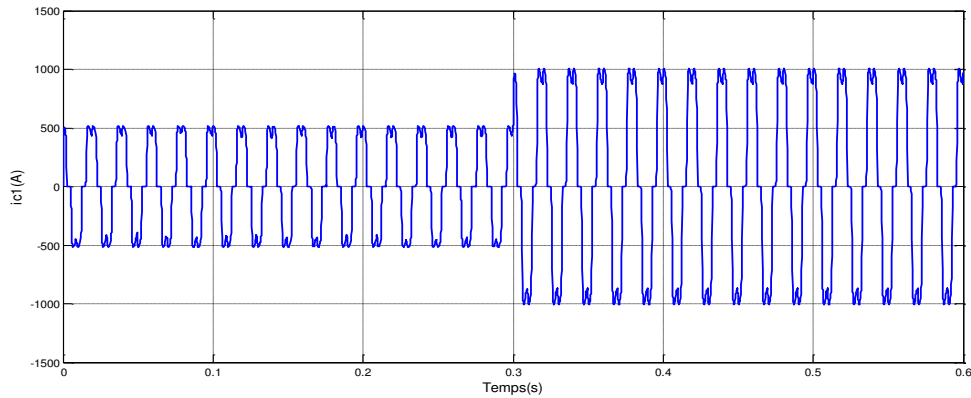


Figure (IV.3.c) Courant de la charge (phase 1)

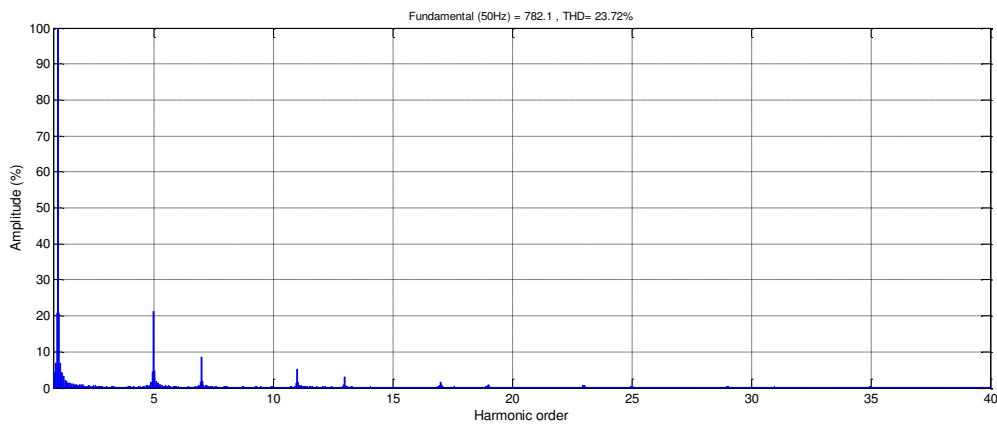


Figure (IV.3.d) Spectre harmonique du courant de la charge (phase 1)

La figure précédente présente le courant de la charge (I_{c1}) de la première phase et son spectre harmonique. Le THD en courant pour cette charge est de 23,72 %. Ce THD est calculé pour les quarante premiers harmoniques selon la « norme C.E.I ».

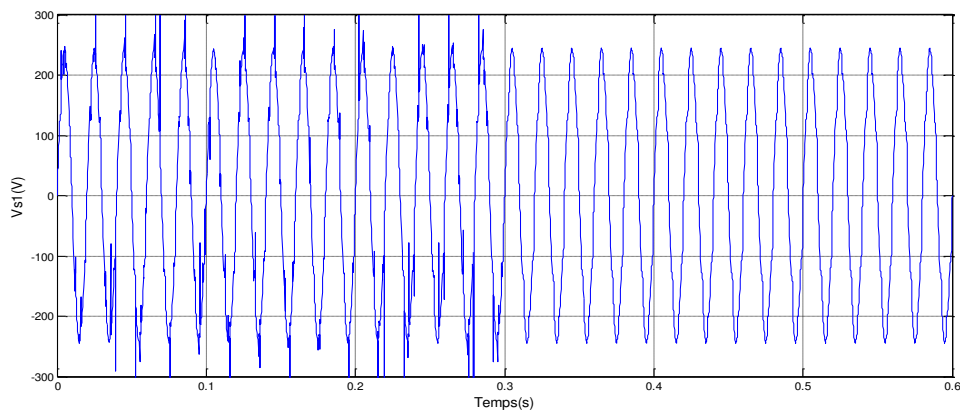


Figure (IV.3.e) tensions triphasées au point de connexion du redresseur

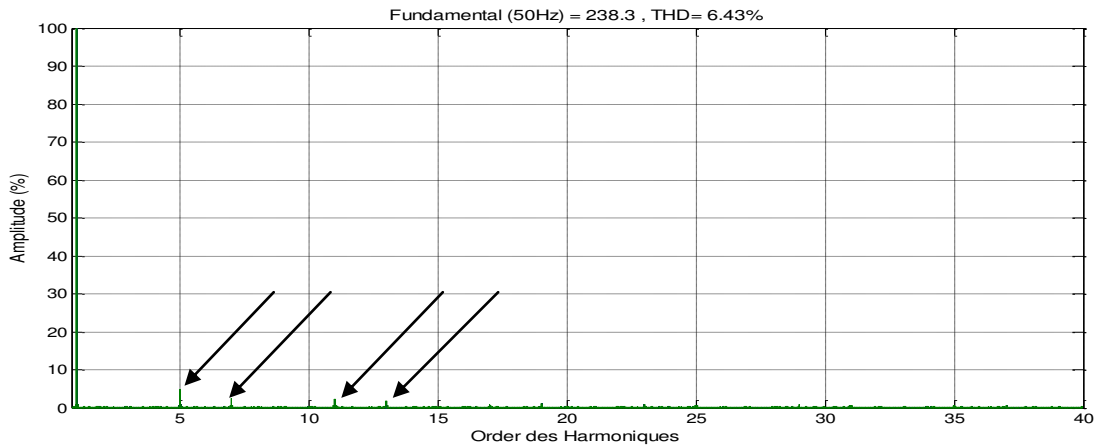


Figure (IV.3.f) Spectre harmonique du tensions au point de connexion

IV.3 COMPENSATION DES COURANTS HARMONIQUES PAR UN FAP

IV.3 .1 AVEC ONDULEUR DE TENSION DEUX NIVEAUX (à trois bras)

La simulation de la commande directe dans le repère triphasé basée sur la méthode du référentiel lié au synchronisme ou la théorie des puissances instantanées (pq) à été réalisée avec les paramètres suivants :

- Le courant de charge est augmenté de 50% à $t = 0,3$ s
- La valeur de la tension continue est égale à 600V (alimenté avec une source de tension continue de valeur constante (batterie)).
- La bande d'hystérésis fixée à 3A , pour la commande par hystérésis.
- La fréquence de commutation est fixée à 13.5 KHz. pour la commande MLI.
- Filtre d'extraction passe-bas du deuxième ordre de fréquence de coupure égale à 25Hz.
- Paramètres du FAP.

Vdc [V]	600
Rf [m Ω]	6.87
Lf [μH]	100

Tableau .(IV.2) Paramètres du FAP.

Le but du filtrage actif est de ramener ce THD à une valeur inférieure à 5 %, comme l'impose la norme CEI .

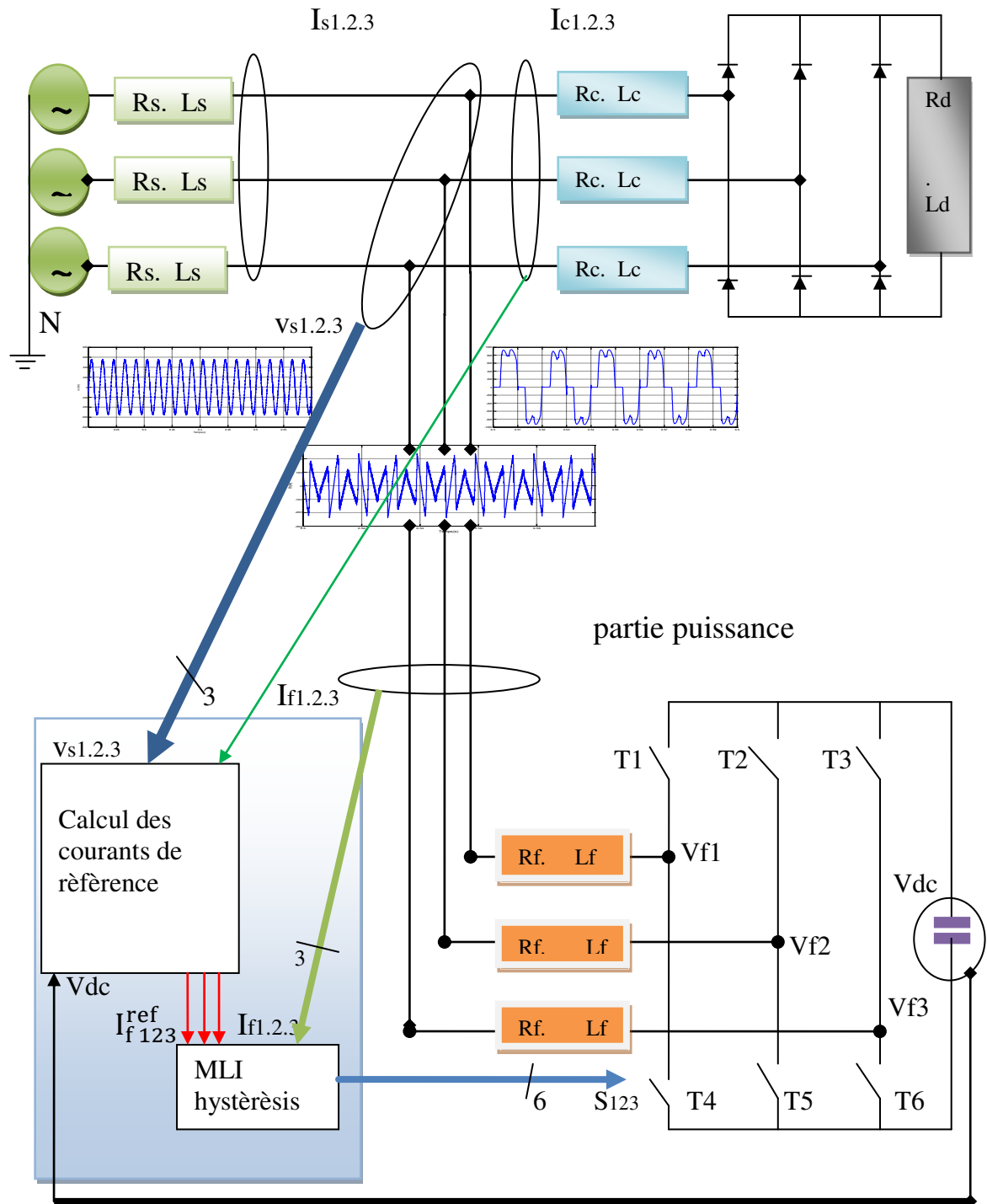


Figure.(IV.4) Commande directe d'un filtre actif de puissance avec onduleur de tension deux niveaux (à trois bras)

IV.4 COMMANDE DIRECTE BASEE SUR LA THEORIE DES PUISSANCES INSTANTANEEES (PQ)

IV.4.1 La méthode des puissances instantanées (PQ) classique

IV.4.1.1 Résultats de simulation en utilisant la commande par hystérésis

Commande de l'onduleur à deux niveaux par hystérésis (bande d'hystérésis=3A)
 Les figures (IV.4.a) et(IV.4.b) illustrent les résultats de simulation obtenus pour cette commande : le courant de source I_{S1} , son spectre harmonique . Le THD du courant de source est réduit à 6,81% après filtrage .

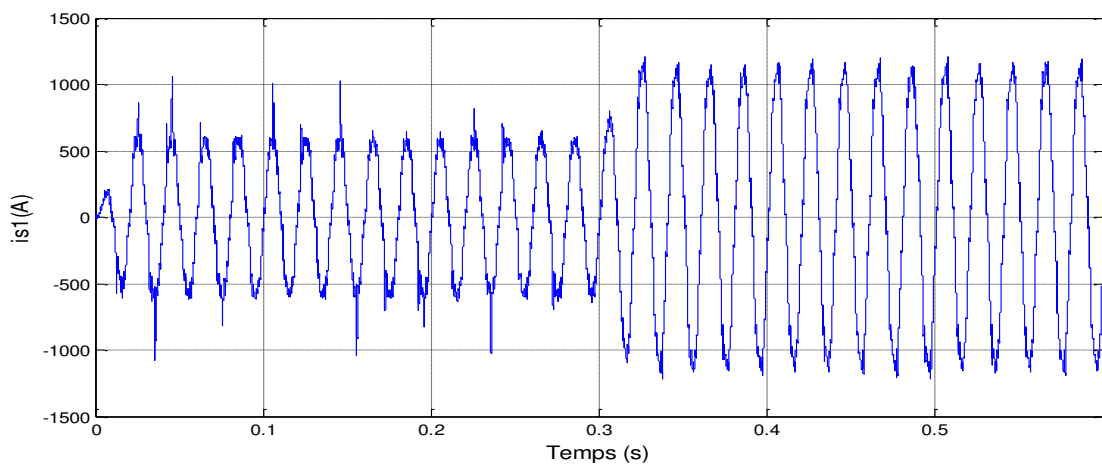


Figure (IV.4.a) Courant de la source (phase 1)

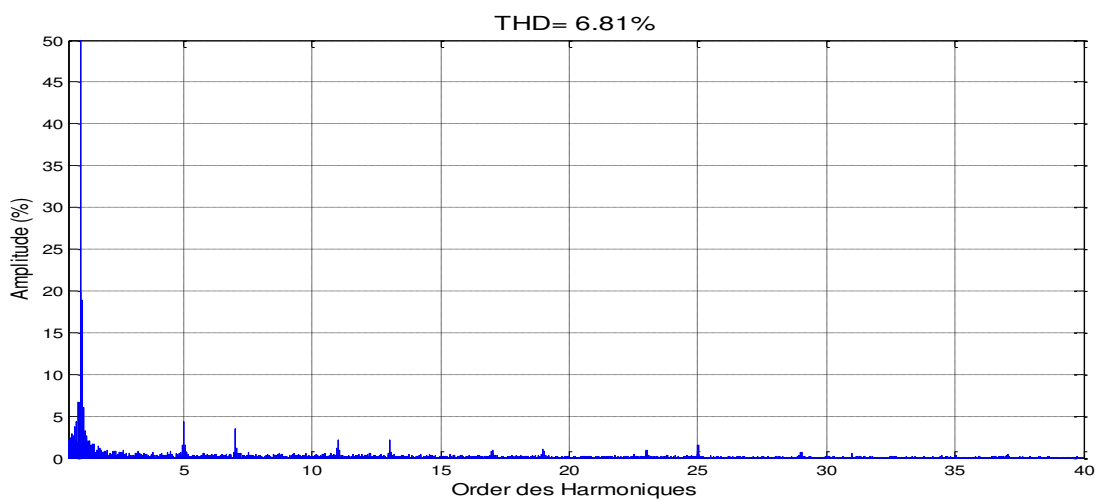


Figure (IV.4.b) Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1)

Le THD=6.81%

Cependant, un THD > 5 % reste inacceptable conformément aux normes internationales

IV.4.1.2. Le cas d'un réseau déséquilibré

Les tensions du réseau	THD
e1= 260V	12.03%
e2 = 240V	10.81%
e3 = 220V	11.90%

Tableau (IV.3) THD des courants I_S lorsque la réseau déséquilibré

La compensation en utilisant la méthode de puissance réelle et imaginaire comme méthode d'identification des références, que le compensateur peut compenser les courants harmoniques dus à la charge non linéaire redresseur (si les tensions sont équilibrées).

Cependant cette méthode montre ses limites pour la compensation dans les cas suivants :

- Si la tension du réseau est affectée par un harmonique de courant par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit.

-S'il y a un déséquilibre de tension. (e1= 260V, e2 = 240V, e3 = 220V)

C'est pour cela qu'on propose la simulation de la méthode de puissance réelle et imaginaire en utilisant la filtre multi-variable (FMV)

Le 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

IV.4.1.3 Principe du filtre multi-variable FMV

M. Benhabib a proposé dans sa Thèse [8] un nouveau filtre d'extraction dite FMV destiné à extraire la composante fondamentale de signaux électriques (tension ou courant) directement selon les axes (α - β). La fonction de transfert de ce filtre est la suivante:

$$H(s) = \frac{\hat{v}_{\alpha\beta}(s)}{v_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(s+K)+j\omega_c}{(s+K)^2+\omega_c^2} \quad (IV.2)$$

Dans l'expression (VI.2), (ω_c) représente la pulsation fondamentale ($f_c = 50$ Hz) (K) une constante positive, (v) le tension électrique d'entrée du FMV et (\hat{v}) est le tension correspondant à (v) en sortie du FMV.

La composante fondamentale des signaux électriques (tension ou courant) peut être extraite directement selon les axes (α - β), sans déphasage ni changement de l'amplitude.[10] A partir de l'équation (I.1), nous obtenons les deux expressions suivantes [8].[10]

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{v}_\alpha(s) &= \frac{(s+K)K}{(s+K)^2 + \omega_c^2} v_\alpha(s) - \frac{k\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} v_\beta(s) & (IV.3) \\ \hat{v}_\beta(s) &= \frac{(s+K)K}{(s+K)^2 + \omega_c^2} v_\beta(s) + \frac{k\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} v_\alpha(s) & (IV.4) \end{aligned} \right.$$

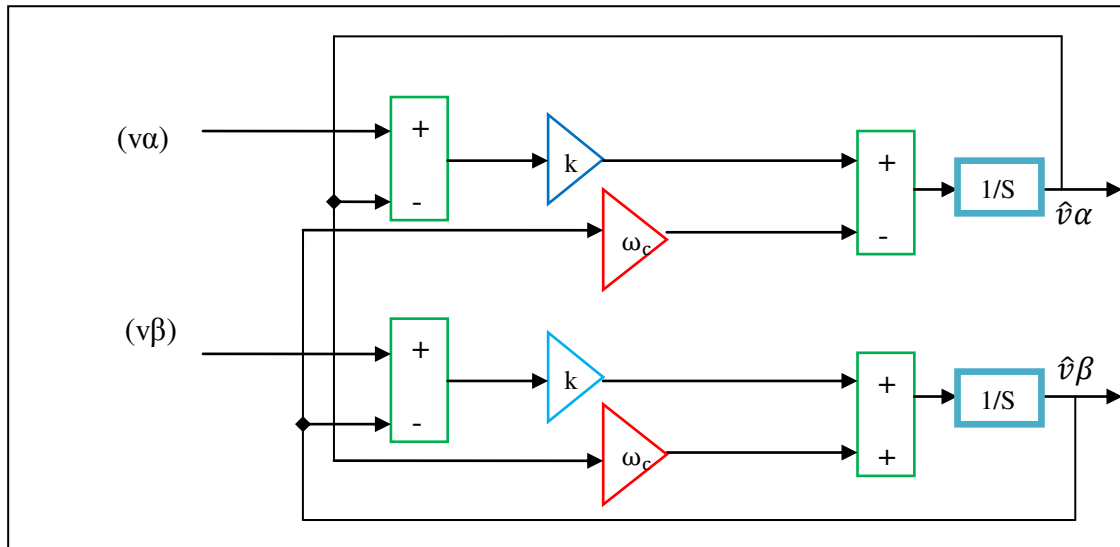


Figure (IV.5) Schéma bloc du FMV

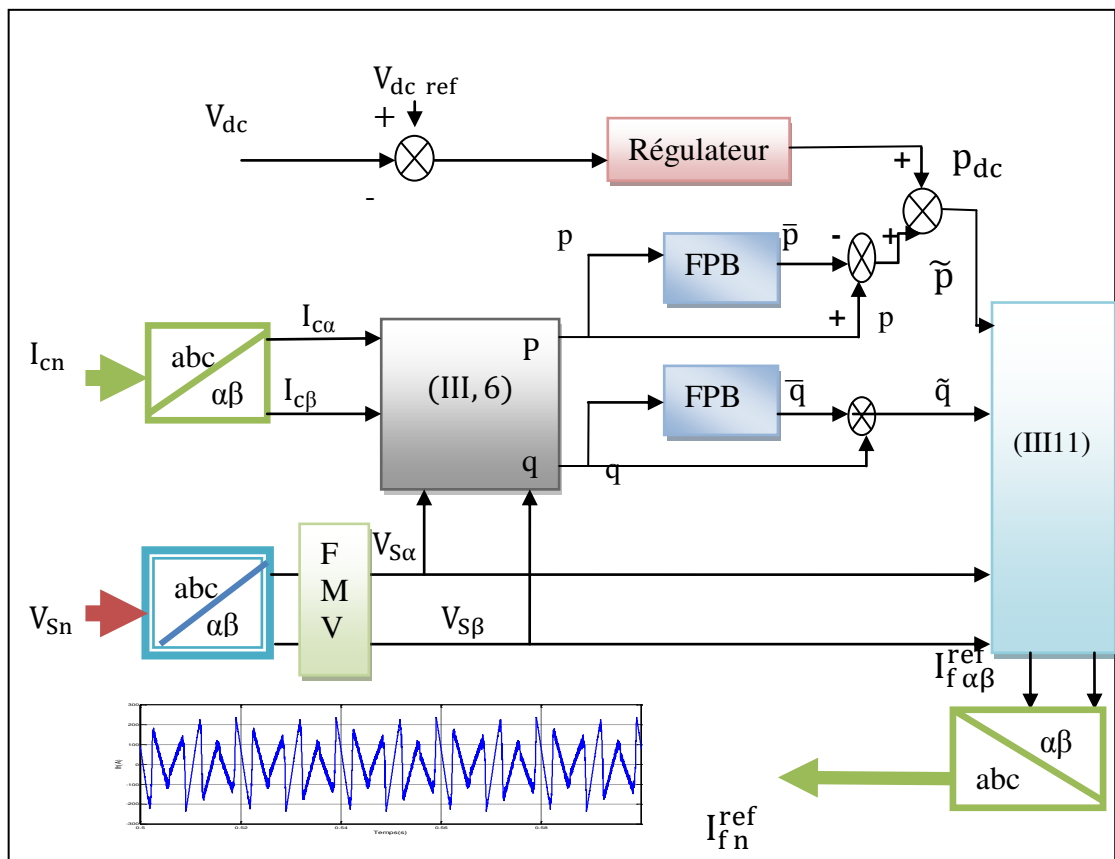


Figure.(IV.6) Détermination des courants de référence du FAP par la méthode pq avec FMV

IV.4.1.4 Comportement du FMV

Pour présenter le comportement du FMV pour des signaux équilibrés avec des harmonique

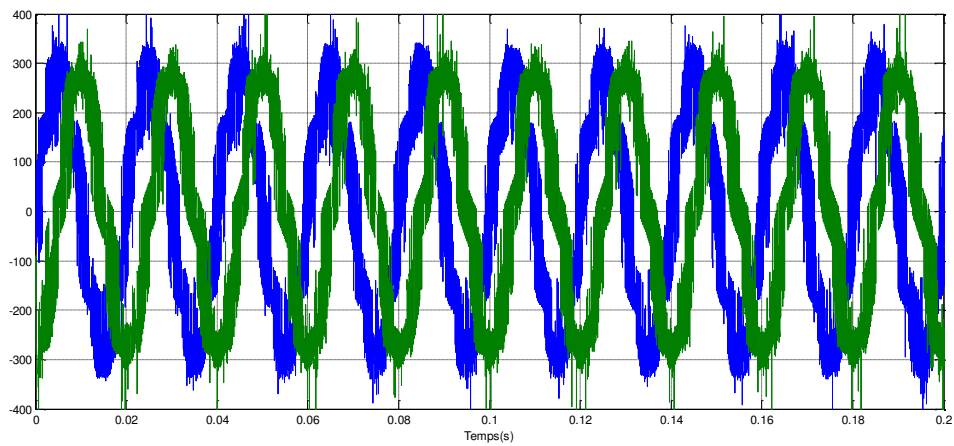


Figure. (IV.6.1). Résultats de simulation en régime équilibré avec harmoniques, tensions $V_{s\alpha\beta}$ (V) en entrées du FMV.

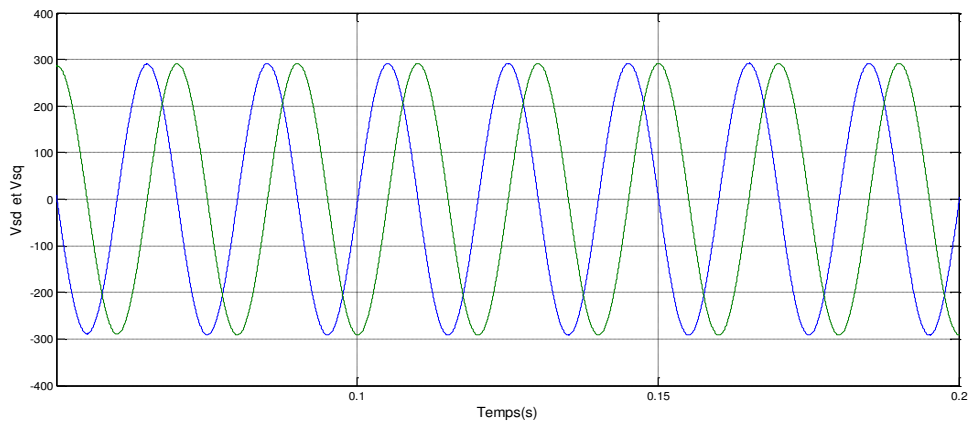


Figure. (IV.6.2) Résultats de simulation en régime équilibré avec harmoniques, tensions $V_{s\alpha\beta}$ (V) en sorties du FMV.

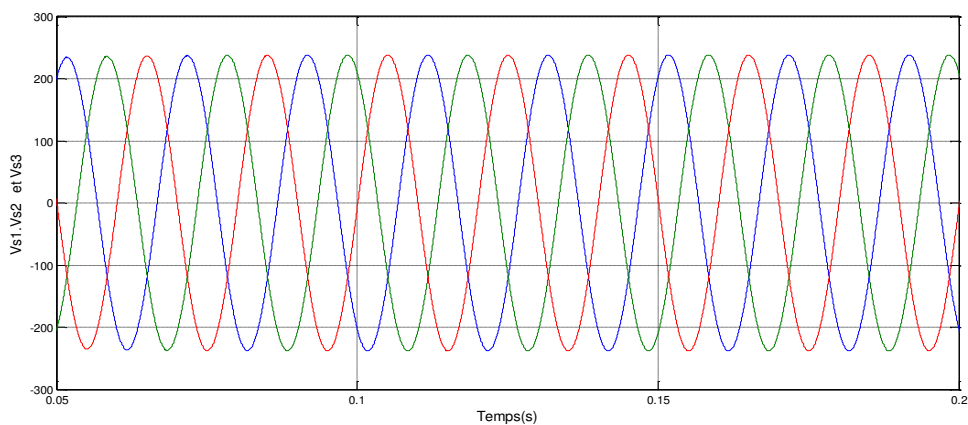


Figure. (IV.6.3) Résultats de simulation en régime équilibré avec harmoniques, tensions V_{s123} (V)

IV.5 La méthode des puissances instantanées avec FMV

Dans cette étude, le paramètre K du FMV a été choisi égal à 80

IV.5.1 Résultats de simulation en utilisant la commande par hystérésis

Commande de l'onduleur à deux niveaux par hystérésis (bande d'hystérésis=3A)

Les figures (IV.7) illustrent les résultats de simulation obtenus pour cette commande : le courant de source(I_{S1}), son spectre harmonique et le courant (I_{f1}) injecté par le filtre.

Le THD du courant de source est réduit à 1,68 % après filtrage.

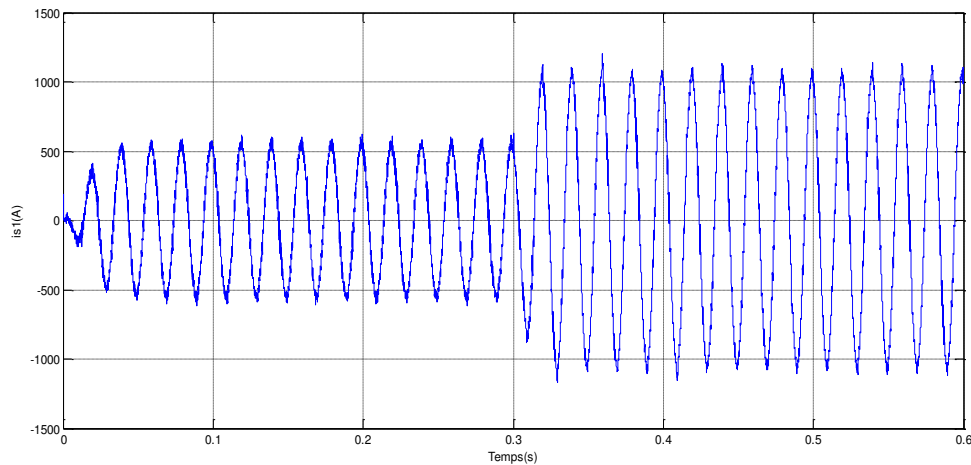


Figure (IV.7.a) Courant de la source (phase 1) 1.68%

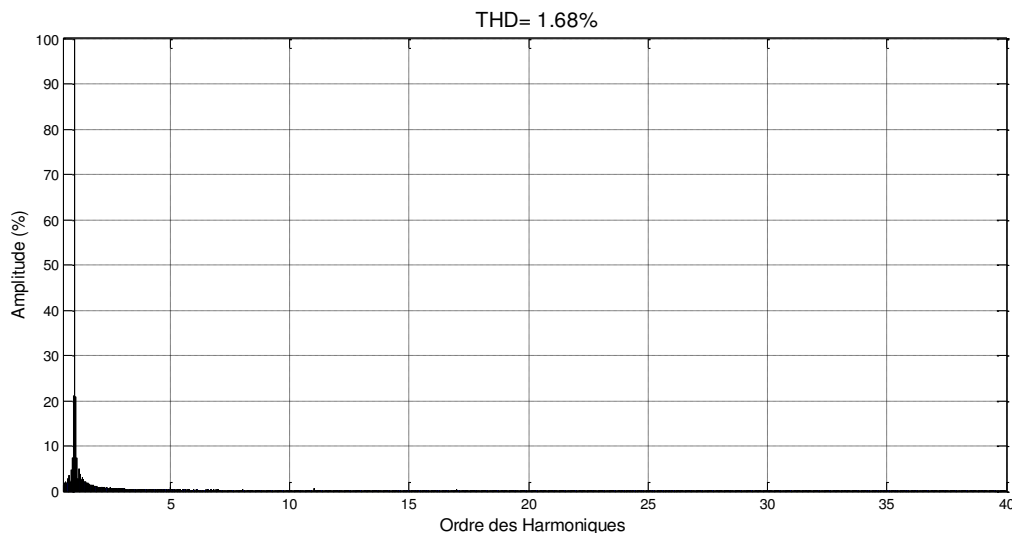


Figure (IV.7.b) Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1)

Le THD=1.68%

On représente dans la figure suivante . Figure. (IV.7.c) le courant identifié par la méthode des puissances instantanées avec FMV de la première phase et Figure.(IV.7.d) le Courant injecté par le filtre pour une compensation des harmoniques seules .

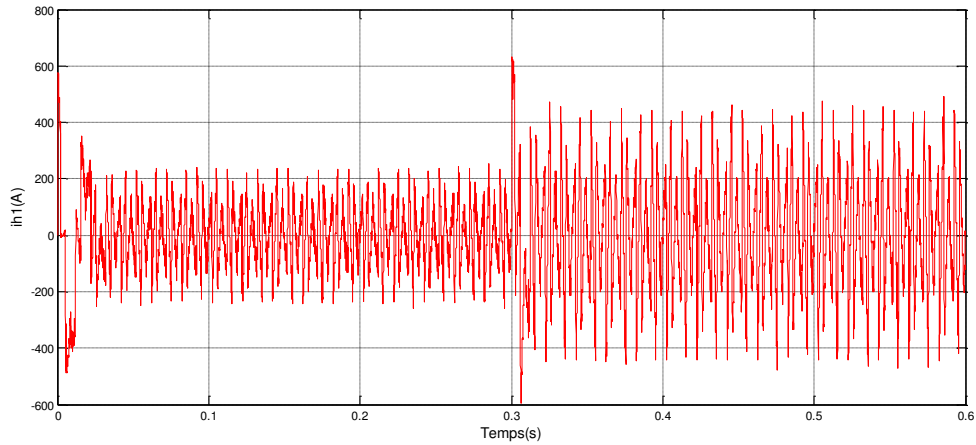


Figure.(IV.7.c) Courant identifié par la méthode des puissances instantanées (I_{f1})

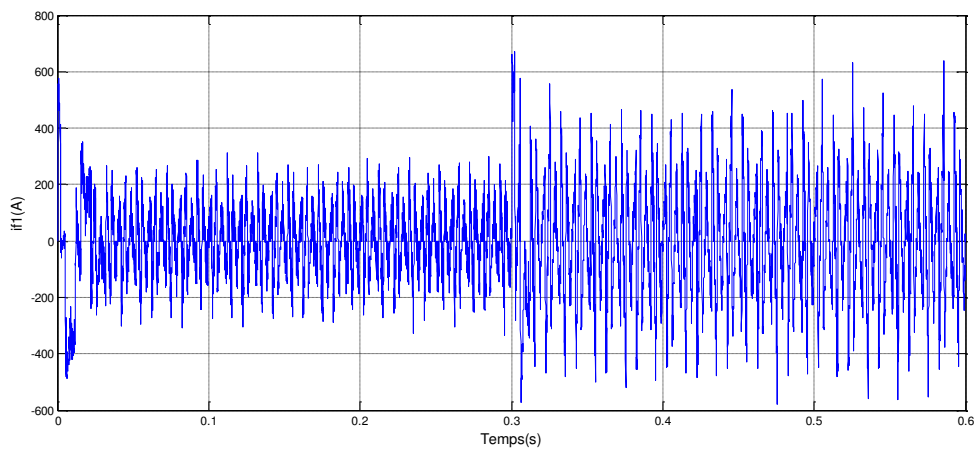


Figure.(IV.7.d) Courant I_{f1} (A) injecté par le filtre.

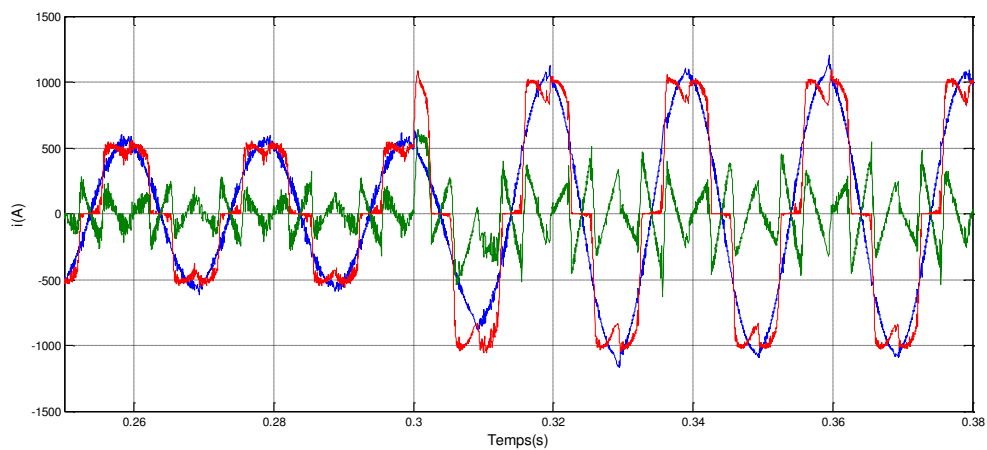


Figure.(IV.7.e) Courants de charge non-linéaire I_{C1} , de source I_{S1} et celui du filtre actif I_{f1}

- Courants de charge non-linéaire I_{C1}
- Courants de source I_{S1}
- Courant injecté par le filtre I_{f1}

IV.5.2 Résultats de simulation en utilisant la commande MLI

Les résultats de simulation dans le cas du contrôle par MLI sont illustrés par les Figures (IV.8), Le courant de source (I_{S1}), son spectre harmonique et le courant (I_{f1}) injecté par le filtre y sont présentés .

La fréquence de commutation est fixée à 13.5 KHz.

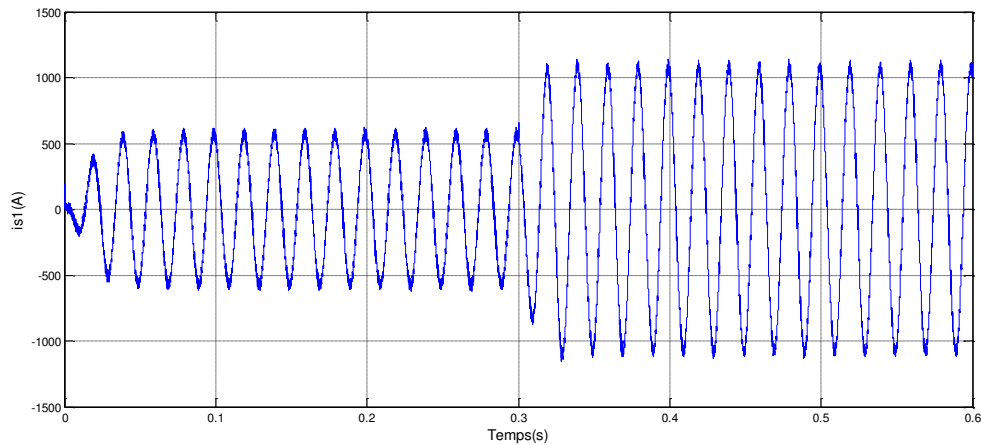


Figure .(IV.8.a) Courant de la source (phase 1) 1.73%

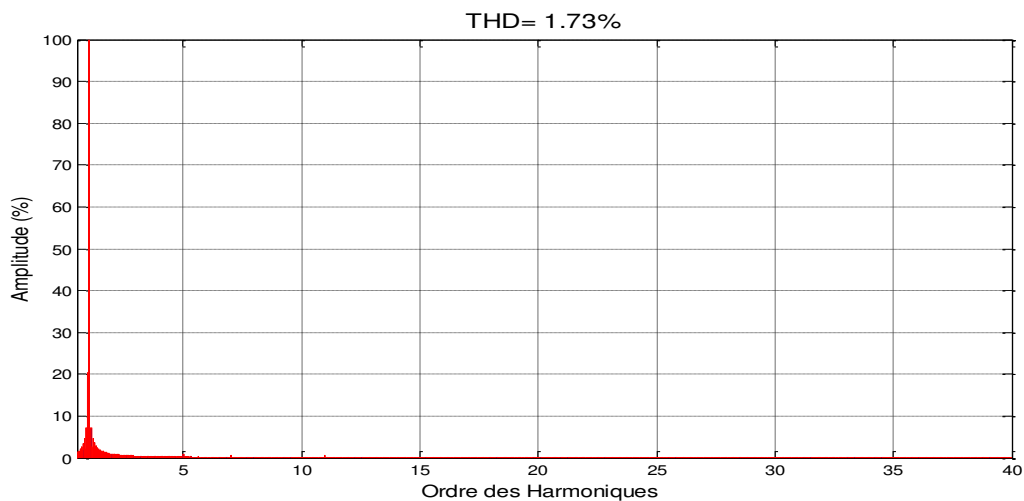


Figure .(IV.8.b) Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1)
Le THD=1.73%

On représente dans la figure suivante . Figure. (IV.8.c) le courant identifié par la méthode des puissances instantanées de la première phase et Figure.(IV.8.d)le Courant injecté par le filtre pour une compensation des harmoniques seules.

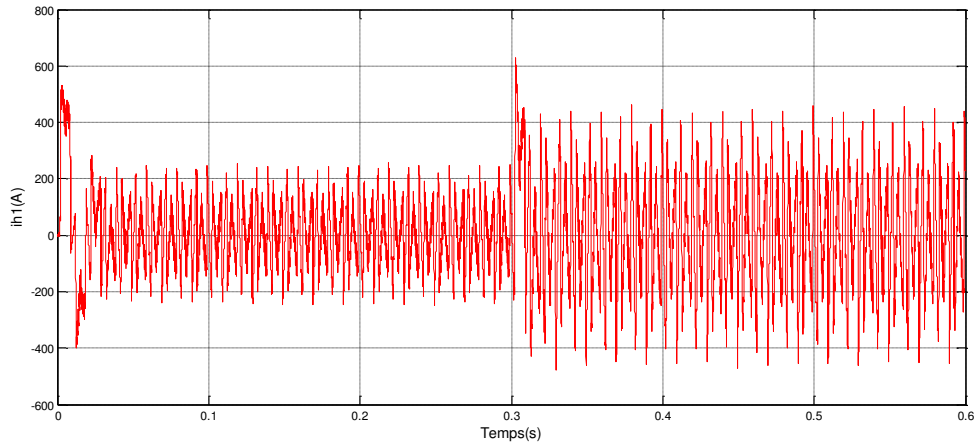


Figure.(IV.8.c) Courant identifié par la méthode des puissances instantanées (I_{h1})

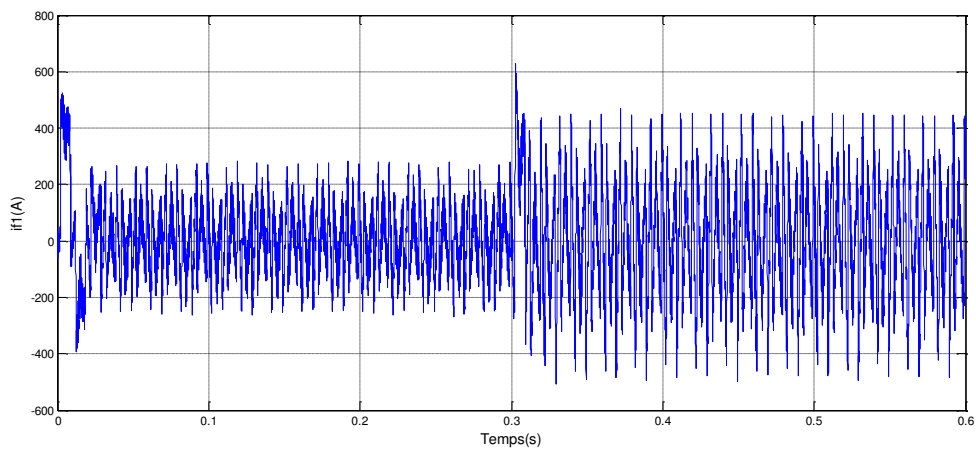


Figure.(II.24.) Courant I_{f1} (A) injecté par le filtre.

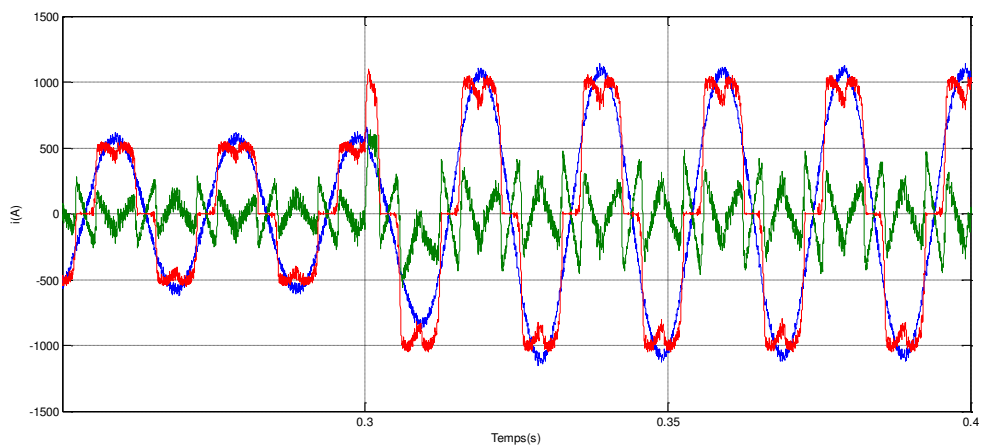


Figure.(IV.8.e) Courants de charge non-linéaire I_{C1} , de source I_{S1} et celui du filtre actif I_{f1}

- Courants de charge non-linéaire I_{C1}
- Courants de source I_{S1}
- Courant injecté par le filtre I_{f1}

IV.5.3. Le cas d'un réseau déséquilibré

Les tensions du réseau	THD
e1= 260V	1.54%
e2 = 240V	1.48%
e3 = 220V	1.80%

Tableau (IV.4) THD des courants I_{S123} lorsque la réseau déséquilibré

IV.5.4 Discussion des résultats

Les figures .(IV.7) .(IV.8) présentent respectivement les résultats obtenus en utilisant l'extraction des courants harmoniques basée sur la méthode des puissances active et réactive instantanées avec FMV .pour l'onduleur de tension à deux niveaux.

Les figures .(IV.7.a) .(IV.8.a) illustrent le courant de la première phase de la source après filtrage.

Les figures .(IV.7.c.d) .(IV.8.c.d) présentent le courant de référence et le courant généré par le filtre actif dans la première phase. On voit bien que le filtre actif a bien reproduit le courant de référence. Ce courant doit être injecté dans le réseau afin d'éliminer les harmoniques la charge polluante.

Les figures .(IV.7.b) .(IV.8.b) présentent l'analyse spectrale, du courant de la première phase du réseau après filtrage. Le THD est réduit à 1.68% côté réseau électrique pour la commande par hystérésis et à 1,73% pour la commande MLI .

Les résultats de simulation obtenus par la méthode de puissance réelle et imaginaire en utilisant FMV, montrent l'efficacité de cette méthode pour compenser les courants harmoniques dus à la charge non linéaire (redresseur),

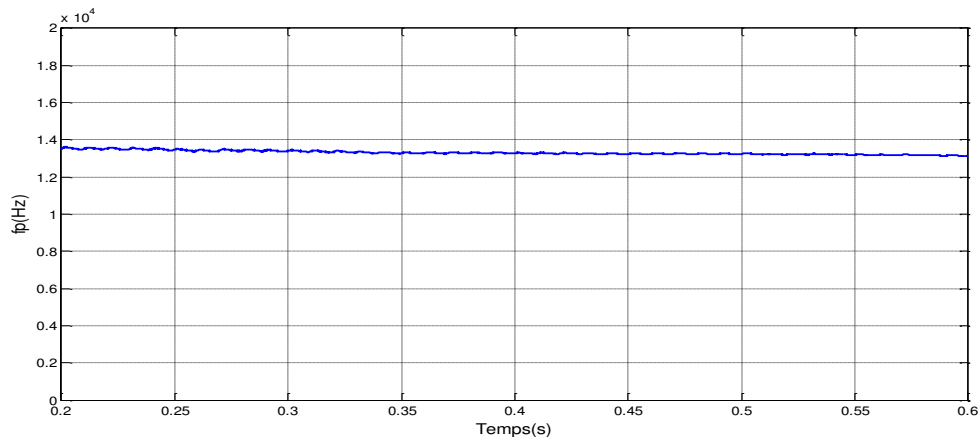


Figure.(IV.8.f) La fréquence de commutation

IV.6 Commande directe basée sur La méthode du repère de référence synchrone SFR (synchronous reference frame)

IV.6.1 Résultats de simulation en utilisant la commande par hystérésis:

Commande de l'onduleur par hystérésis (bande d'hystérésis=3A)

Les figures.(IV.9) illustrent les résultats de simulation obtenus pour cette commande : le courant de source(I_{S1}), son spectre harmonique et le courant (I_{f1}) injecté par le filtre. Le THD du courant de source est réduit à 1,23 % après filtrage.

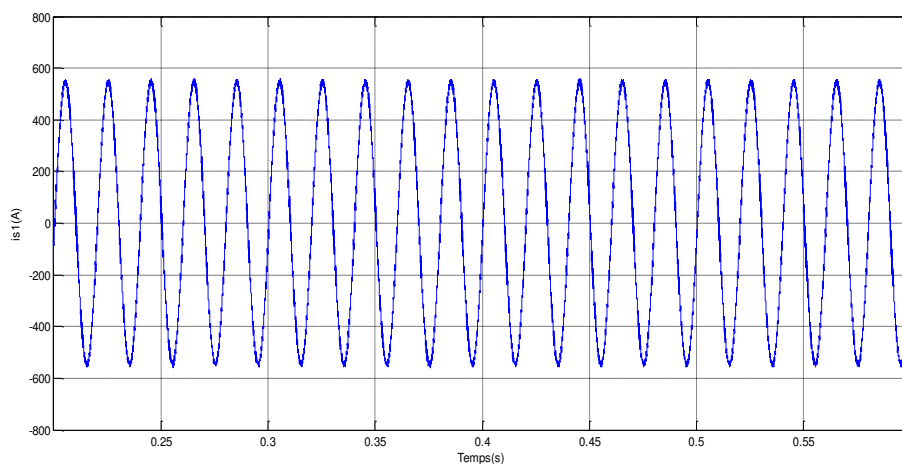


Figure .(IV.9.a) Courant de la source (phase 1) 1.23%

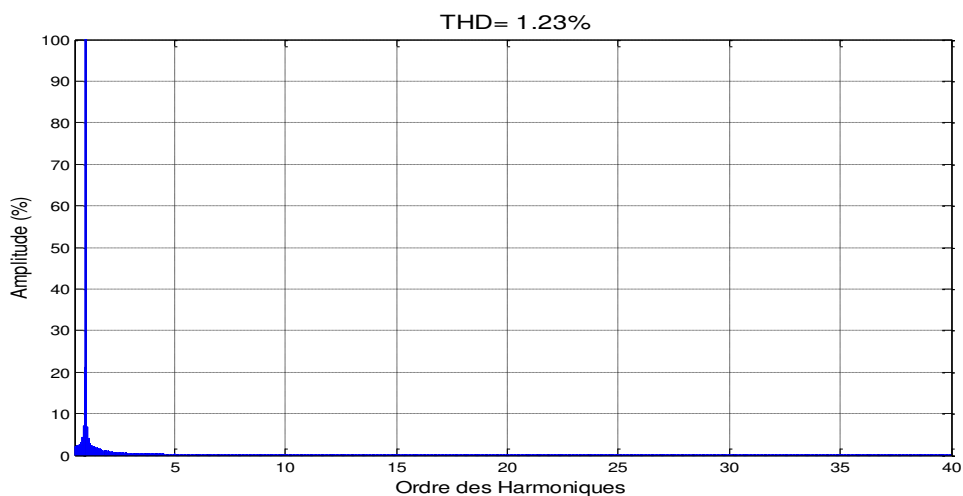


Figure .(IV.9.b) Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1)
Le THD=1.23%

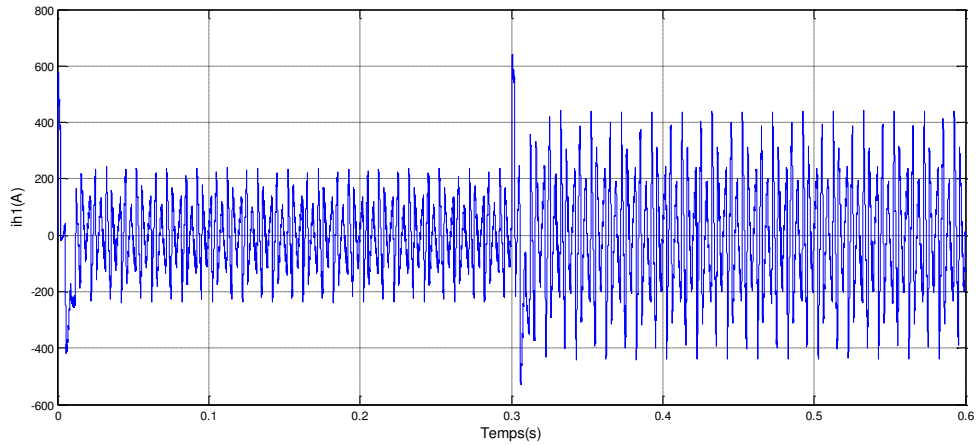


Figure.(IV.9.b) Courant identifié par la méthode des SRF (I_{h1})

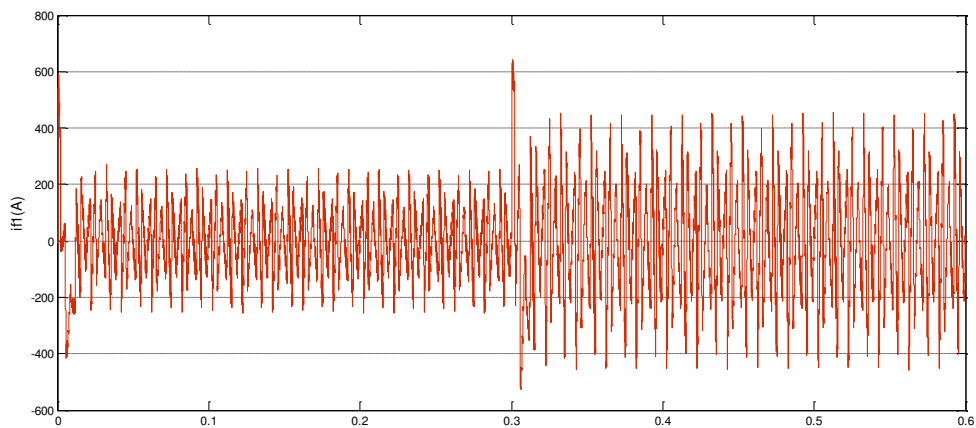


Figure.(IV.9.c) Courant I_{f1} (A) injecté par le filtre.

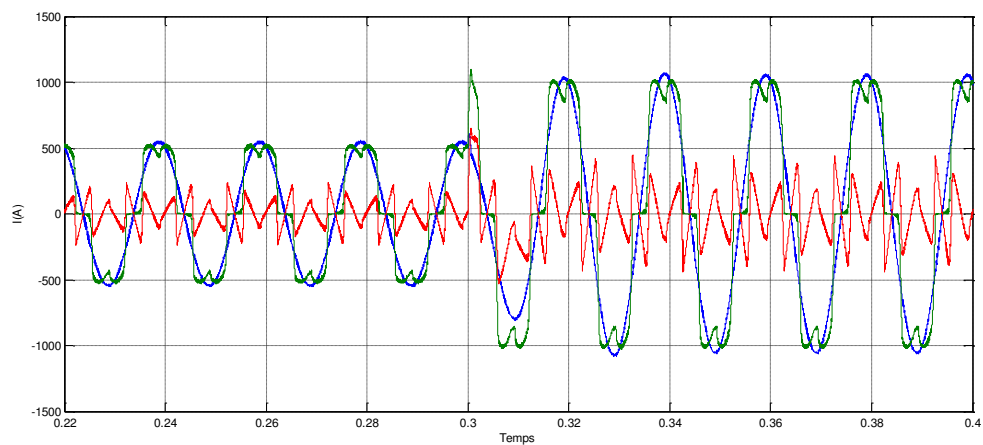


Figure.(IV.9.e) Courants de charge non-linéaire I_{c1} , de source I_{s1} et celui du filtre actif I_{f1}

- Courants de charge non-linéaire I_{c1}
- Courants de source I_{s1}
- Courant injecté par le filtre I_{f1}

IV.6.2 Résultats de simulation en utilisant la commande MLI

Les résultats de simulation dans le cas du contrôle par MLI sont illustrés par les figures (IV.10) . Le courant de source(I_{S1}), son spectre harmonique et le courant (I_{f1}) injecté par le filtre y sont présentés.

La fréquence de commutation est fixée à 13.5 KHz.

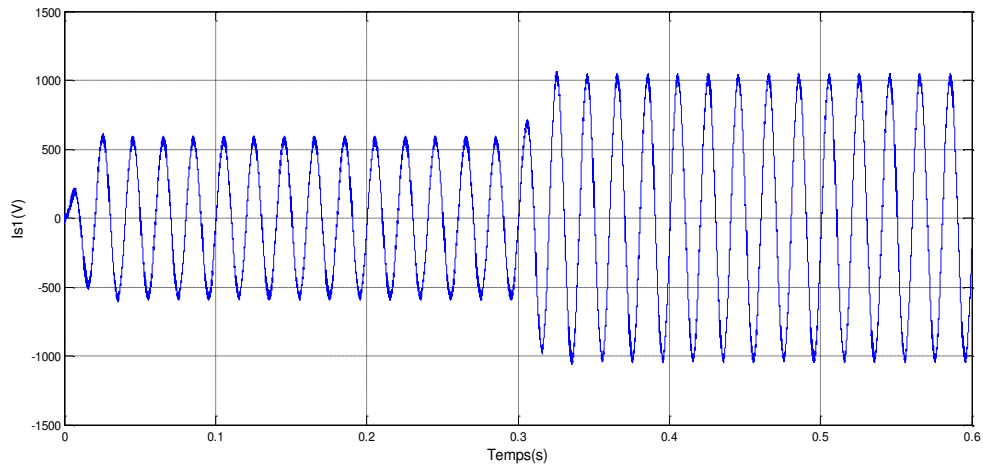


Figure .(IV.10.a) Courant de la source (phase 1) 1.36%

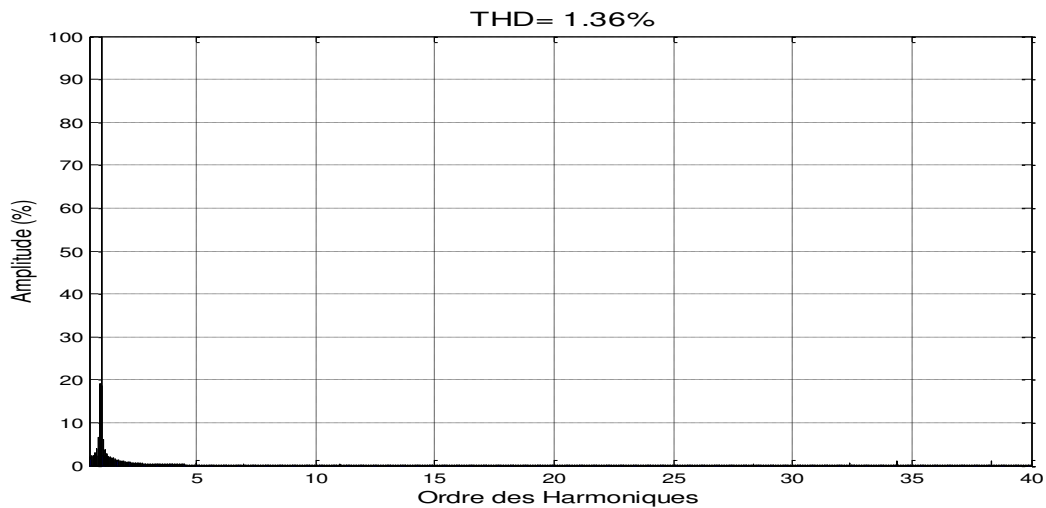


Figure .(IV.10.b) Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1)
Le THD=1.36%

Ce filtre permet une réduction des harmoniques de courant. La valeur du THD est réduite à 1,36 % après filtrage.

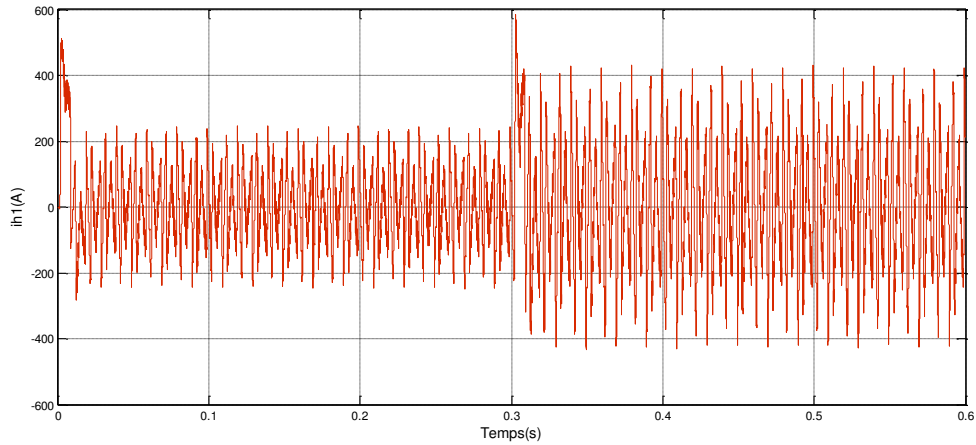


Figure.(IV.10.c) Courant identifié par la méthode des SRF (I_{h1})

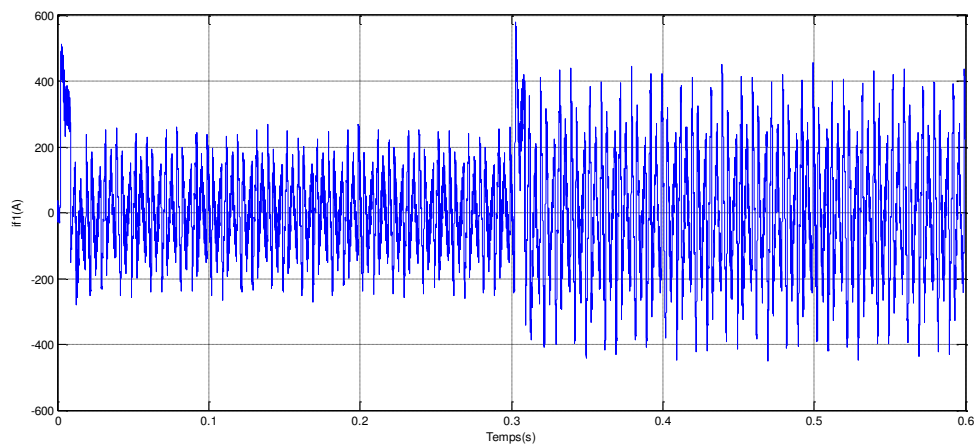


Figure.(IV.10.d) Courant I_{f1} (A) injecté par le filtre.

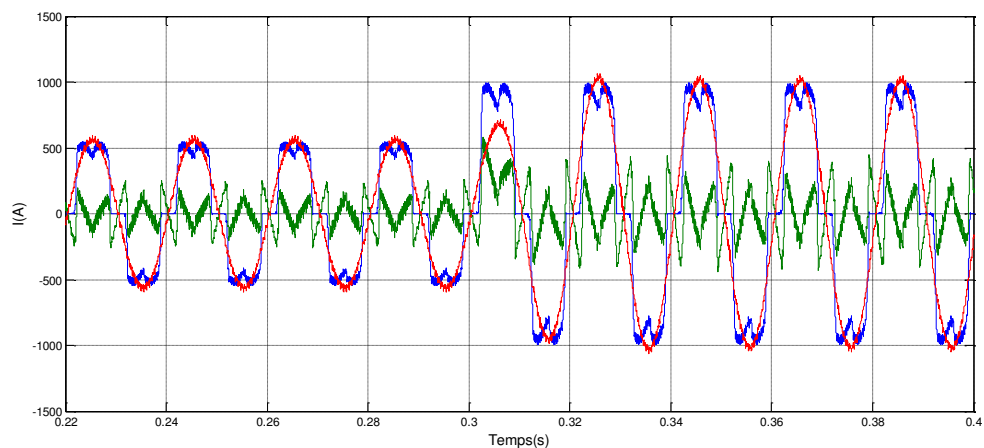


Figure.(IV.10.e) Courants de charge non-linéaire I_{c1} , de source I_{S1} et celui du filtre actif I_{f1}

- Courants de charge non-linéaire I_{c1}
- Courants de source I_{S1}
- Courant injecté par le filtre I_{f1}

IV.6.3. Le cas d'un réseau déséquilibré

Les tensions du réseau	THD
e1= 260V	0.65%
e2 = 240V	1.25%
e3 = 220V	1.38%

Tableau (IV.5). THD des courants I_S lorsque la réseau déséquilibré

IV.6.4. Discussion des résultats

Les figures (IV.9) (IV.10) présentent respectivement les résultats obtenus en utilisant l'extraction des courants harmoniques basée sur la méthode du référentiel lié au synchronisme pour l'onduleur de tension à deux niveaux.

Les figures (IV.9.a) (IV.10.a) illustrent le courant de la première phase de la source après filtrage.

Les figures (IV.9.b) (IV.10.b) présentent l'analyse spectrale, du courant de la première phase du réseau après filtrage. Le THD est réduit à 1.23% côté réseau électrique pour la commande par hystérésis et à 1,36% pour la commande MLI.

IV.6.5. Interprétations des résultats

Les figures (IV.7.a) (IV.9.a), représente le courant filtré de la source et son spectre harmonique. Elle représente les résultats de la commandé par hystérésis à bande fixe. Ces résultats montrent que la commande par hystérésis donne de bons résultats en termes de THD.

L'inconvénient principal de ces méthode de commande de l'onduleur est la fréquence de commutation variable qui peut être néfaste pour le fonctionnement des éléments de puissance constituant le filtre actif.

On remarque à partir de la figure (IV.8.a) (IV.10.a), représentant les résultats obtenus par la commande MLI sinusoïdale, que cette méthode peut offrir de bons résultats du THD avec l'avantage d'une fréquence de commutation constante Figure.(IV.8.f) ce qui rend cette méthode plus convenable pour la commande des filtres actifs.

Cette méthode représente un bon choix pour la commande de l'onduleur de tension. Elle sera adoptée dans la suite de ce mémoire pour la commande du filtre actif parallèle avec onduleur de tension trois niveaux NPC.

IV.7 Commande directe basée sur La méthode du repère de référence synchrone SRF (synchronous reference frame)

IV.7.1 Résultats de simulation en utilisant l'onduleur de tension trois niveaux NPC

Les résultats de simulation dans le cas du contrôle par MLI à porteuse triangulaires disposées en phase «Phase Disposition» (PD). sont illustrés par les figures .(IV.11)

Le courant de source(I_{S1}), son spectre harmonique et le courant (I_{f1}) injecté par le filtre y sont présentés.

La fréquence de commutation est fixée à 14 KHz.

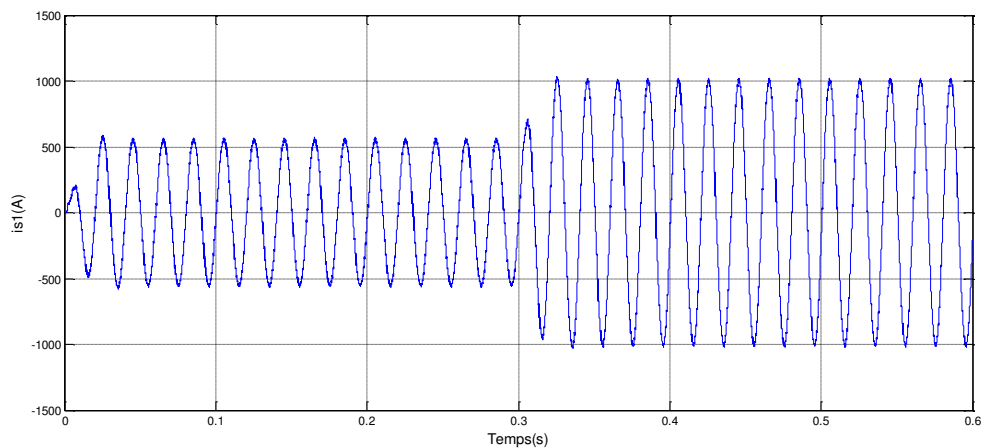


Figure .(IV.11.a) Courant de la source (phase 1) 1.36%

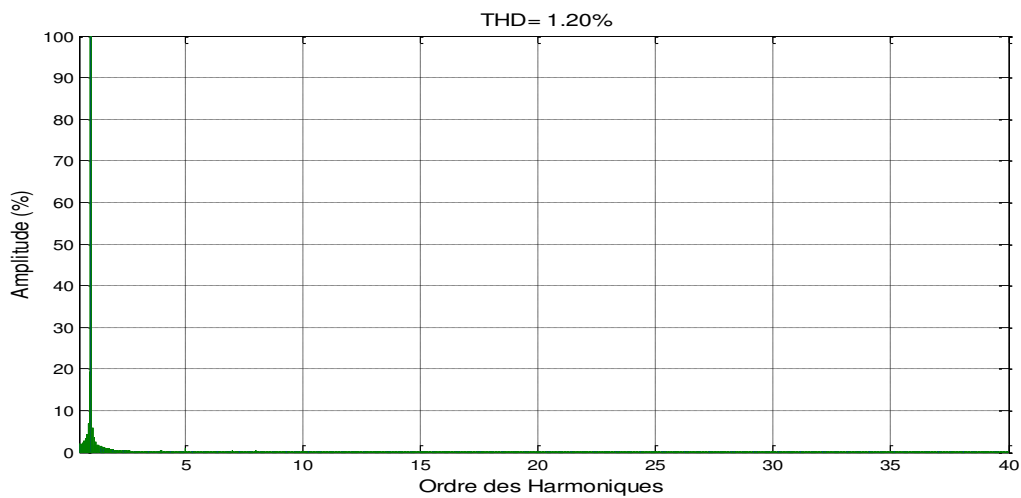


Figure .(IV.11.b) Le spectre harmonique courant de source après Compensation (phase 1)

Le THD=1.20%

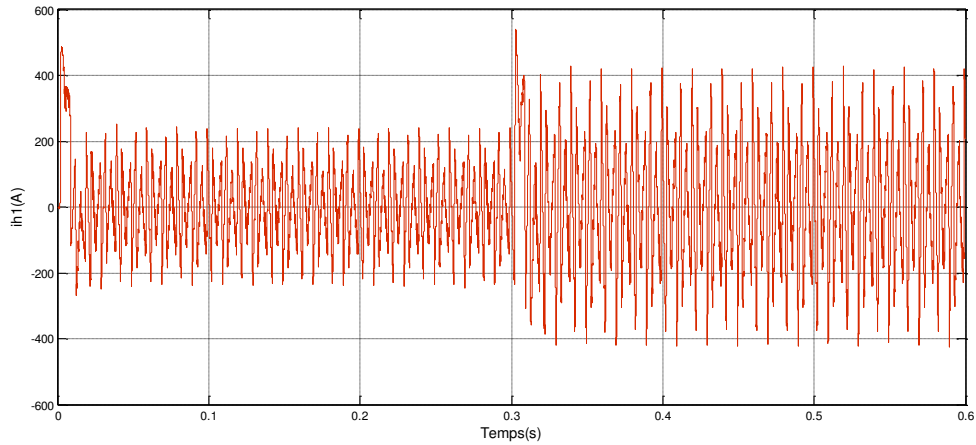


Figure.(IV.11.c) Courant identifié par la méthode des SRF (I_{h1})

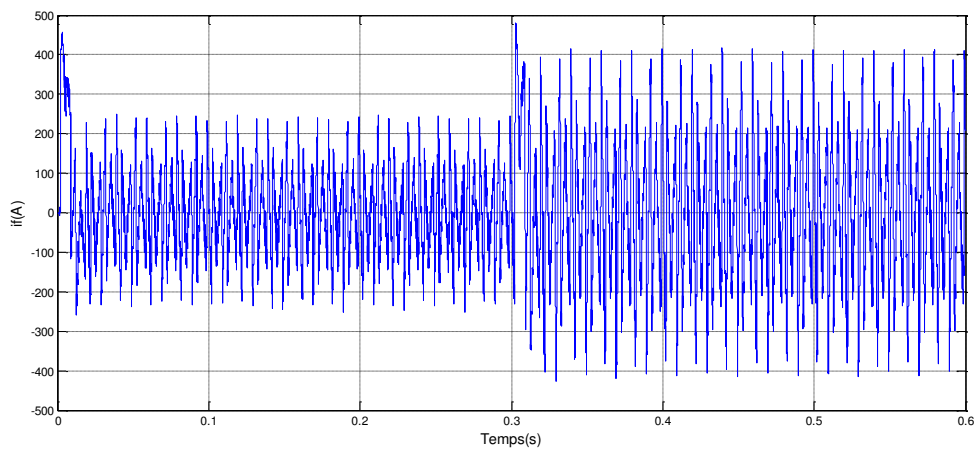


Figure.(IV.11.d) Courant I_{f1} (A) injecté par le filtre.

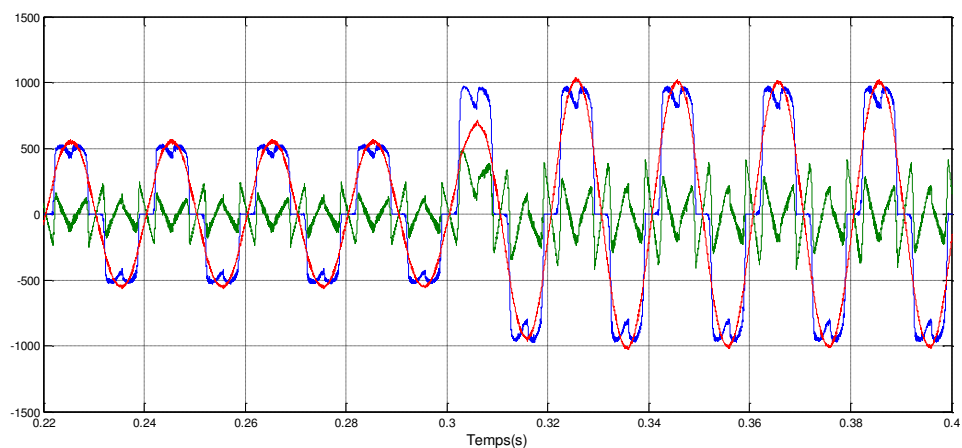


Figure.(IV.11.e) Courants de charge non-linéaire I_{c1} , de source I_{s1} et celui du filtre actif I_{f1}

- Courants de charge non-linéaire I_{c1}
- Courants de source I_{s1}
- Courant injecté par le filtre I_{f1}

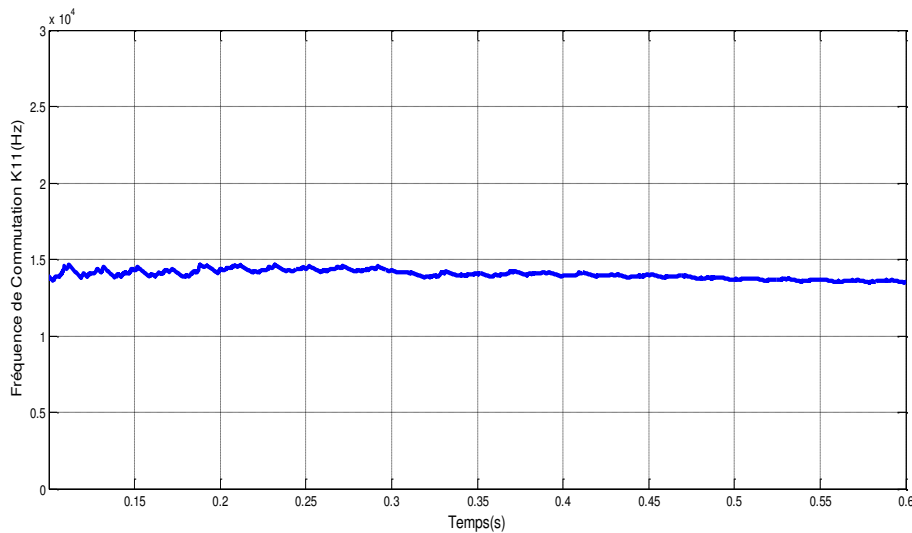


Figure.(IV.11.f) La fréquence de commutation (onduleur de tension trois niveaux NPC)

IV.7.2 Discussion des résultats

Le filtre est commandé par la stratégie de commande triangulo - sinusoidale, Les porteuses triangulaires disposées en phase «Phase Disposition» (PD). On l'applique pour une charge non linéaire constituée d'un pont redresseur à diodes débitant sur une charge(RL) .

On remarque que les courants harmoniques générés par le filtre suivent leurs références. Ce qui valide l'algorithme de commande que l'on a utilisé. A cause de la présence de $L_f (di/dt)$, ces courants ne peuvent pas suivre leurs références au niveau des variations brusques.

La figure (IV.11.b) , présentent l'analyse spectrale, du courant de la première phase du réseau après filtrage. Le THD est réduit à 1.2% côté réseau électrique.

CONCLUSION

Dans ce chapitre également, nous avons étudié et comparé:

⇒ Les performances des méthodes classiques d'identification des courants perturbés (méthodes pq et SRF)

La méthode des puissances instantanées n'est pas applicable. Puisque la tension du réseau est souvent perturbée et/ou déséquilibrée, et afin de généraliser l'application de la méthode d'identification que nous avons adoptée à tout type de tension, le système à base de FMV est proposé pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau.

La méthode SRF est capable d'identifier correctement les composantes harmoniques des courants de charge, même si les tensions de source sont perturbées.

Le tableau ci-dessous présente la synthèse des résultats des différentes simulations obtenus pour la stratégie de commande directe appliquées aux deux commandes de filtre actif de puissance.

	Onduleur a deux niveaux		Onduleur trois niveaux NPC
	commande par hystérésis	commande par MLI	commande par MLI
pq	6.81	-----	-----
pq avec FMV	1.68	1.73	-----
SRF	1.23	1.36	1.20

⇒ La commande hystérésis et la commande MLI

Les résultats obtenus avec les deux commandes montrent que la mise en œuvre du filtre actif permet de réduire considérablement le contenu harmonique du courant de source, ce qui se traduit par la diminution du THD après filtrage bien en dessous de 5%.

On constate que les THD obtenus avec les commandes dites hystérésis sont inférieurs à celui obtenu avec la MLI. Par contre, l'hystérésis, malgré sa simplicité, présente l'inconvénient d'une fréquence de commutation variable.

La technique MLI, facile d'utilisation, assure alors un fonctionnement à fréquence fixe, un contenu harmonique parfaitement identifié mais possède aussi de par sa structure, des propriétés dynamiques limitées. [9]

⇒ **Filtres actifs parallèles deux niveaux et trois niveaux**

Afin de faire fonctionner le filtre actif trois niveaux avec une fréquence de commutation (14 kHz) proche de celle du filtre actif deux niveaux (13.5 kHz).

En exploitant les paires de Figure. (IV.10.a) (IV.10.b) et (IV.11.a) (IV.11.b) représentant le courant de source obtenu respectivement par les filtres actifs parallèles deux et trois niveaux, on en tire quelques différences en faveur du filtre actif deux niveaux avec un THD de 1.36 %, contre un THD de 1.20 % pour le cas trois niveaux. On peut même conclure que l'augmentation du nombre de niveaux n'a pas une grande influence sur la qualité de filtrage par rapport au cas deux niveaux.

L'utilisation limitée des filtres actifs est due en partie aux coûts structurels mais aussi à la limitation des interrupteurs de puissance à travailler à haute tension.

Les onduleurs multi-niveaux présentent comme principal avantage la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance.

CONCLUSION GENERALE

L'étude bibliographique montre que les filtres actifs parallèles représentent une solution efficace pour la compensation des harmoniques engendrés par les courants harmoniques.

Dans cette perspective, ce mémoire a été consacré à l'étude des différentes stratégies destinées à la commande du filtre actif parallèle. Les performances du filtre actif dépendent non seulement du dimensionnement de son circuit de puissance, mais aussi du type de commande utilisée pour le contrôle de ses courants. L'extraction des courants harmoniques a été principalement basée sur la méthode des puissances active et réactive instantanées, la méthode des puissances active et réactive instantanées avec FMV et la méthode du repère synchrone.

Dans le chapitre I , nous avons montré l'influence des harmoniques sur le réseau électrique, cette influence est clairement vu en plusieurs points, par exemple la dégradation du facteur de puissance et l'échauffement des appareils électriques. On a également cité sans détailler les solutions pouvant remédier à ce problème de pollution harmonique.

Le développement du modèle du filtre actif parallèle a été élaboré dans le chapitre II qui englobe aussi les deux onduleur de tension , à savoir :

- onduleur de tension deux niveaux (à trois bras et à deux bras)
- onduleur de tension trois niveaux NPC.

Pour déterminer les courants harmoniques de référence, on a utilisé dans le chapitre III la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées. La simulation numérique nous a démontré la grande efficacité et la précision de celle-ci, on a également montré et expliqué d'autre méthode d'identification des harmoniques (SRF) dans ce chapitre.

Afin de rendre notre système plus autonome et plus pratique, dans le chapitre IV les résultats de simulation de l'application de ce filtre à une charge non linéaire constituée par un redresseur à diode débutant sur une charge non linéaire. Ce filtre actif parallèle est un onduleur triphasé alimenté par une tension constante simulée par une batterie .

Références bibliographiques :

[1]	A,ABOUBOU, S.E. ZOOUZOU "contribution a la compensation de la pollution harmonique en utilisant un filtre actif parallèle commande par logique floue" université Mohammed kheider , Biskra , n°03, janvier 2003
[2]	François Defaÿ " commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif". l'institut national polytechnique de Toulouse ,décembre 2008
[3]	Ghennam Tarek "Etude et réalisation d'un compensateur actif de puissance commandé par DSP" Mémoire de magister. Ecole militaire polytechnique, 2004.
[4]	M ,ALAA EDDIN ALALI "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques" Thèse de Doctorat, Strasbourg 12 Septembre 2002
[5]	D. OULD ABEDSLAM "Technique neurométrique pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux basse tension " Thèse de Doctorat d'Etat, Université de Haut Alsace, décembre 2005, France.
[6]	BOUFASSA Rabah et MEKARNIA Omar "Modélisation et commande d'un UPFC utilisé en filtrage des harmoniques d'un réseau électrique " Mémoire d'ingénieur d'état en Électrotechnique. Juin 2007
[7]	A,MORSLI. A,TLEMCANI. M, S ,BOUCHERIT et N,OULD CHERCHA "Dépollution des réseaux Electriques Basse Tension utilisant un Filtre Actif Parallèle à deux niveaux contrôlé par l Algorithme P-q"
[8]	M.C.BENHABIB "Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension"" Thèse de Docteur , l'Université Henri Poincaré, Nancy-I , 2004
[9]	A ,Mohamed Muftah " Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales" Thèse de Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I , 2008
[10]	S , KARIMI " Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop". application au filtre actif parallèle" Thèse de Docteur l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2009

[11]	S.TADJER, LHABI "problématiques et identification des perturbations harmoniques dans un réseau basse tension." université m'hamed bougara
[12]	K. Mohammed ,S. NOURI "commandes non linéaires d'un filtre actif parallèle" mémoire de ingénierie université M'sila 2005
[13]	M . HIND DJEGHLOUD " filtrage actif de puissance" Thèse de Docteur de université mentouri constantine .2007
[14]	A, CHAOUI "filtrage actif triphasé pour non linéaires" thèse de docteur de l'université de Poitiers 2006
[15]	S . BEAULIEU " étude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique" mémoire de ingénierie université du Québec a Chicoutimi 2007
[16]	Schneider Electric "Détection et atténuation des harmoniques " Guide de l'installation électrique 2010
[17]	Z .BADACHE - A .SACI "étude et simulation d'un filtre actif parallèle en utilisant un onduleur a trois niveaux a structure NPC pour la compensation des courants harmoniques" mémoire de ingénierie université M'sila 2005
[18]	MOHAMED MAGRAOUI " validation de techniques de commande d'un filtre actif parallèle" Thèse de Docteur de université mentouri constantine .2007
[19]	T. Abdelkrim, E.M. Berkouk ,K . Aliouane , K. Benamrane et Benslimane "Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle" Vol. 14 N°2 (2011) 211 – 217 .
[20]	Amaia LOPEZ DE HEREDIA BERMEO "commandes avancées des systèmes dédiés a l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension a la montée en Tensionle " Thèse de Docteur , institut national polytechnique de Grenoble ,14 novembre 2006
[21]	MAMADOU BALDÉ "étude d'un compensateur statique pour éoliennes à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage " Thèse de Docteur ,l'université du Québec , décembre 2010
[22]	H.AKagi " New Trends in Active Filtes for Power Conditioning " IEEE.VOL.32.NO.6 décembre 1996

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

**SPECIALITE:
INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMÉCANIQUE**

Proposé et dirigé par : M^r. L. BENYETTOU

Présenté par - ARIOUA daouah

Thème :

***Structures et stratégies de commande
des filtres actifs parallèles***

Résumé :

Dans ce mémoire nous exposons le problème de la dégradation du courant dans les installations électrique, qui découle directement de la prolifération des charges non linéaires, pour le résoudre, nous avons utilisé un onduleur à deux et trois niveaux comme filtre actif parallèle, qui injecte des courants harmoniques au point de connexion avec deux méthodes de compensation la méthode des puissances active et réactive instantanées (méthode pq et méthode pq avec FMV) et la méthode du référentiel lié au synchronisme. Nous mettrons en évidence deux stratégies de commande par hystérésis et MLI. Les résultats de simulation utilisant Power System Blokset (PBS)/Simulink de Matlab montrent une réduction du THD conformément à la norme CEI standard.

Mots clés : Filtre actif, Méthodes d'extraction des harmoniques, Charge polluante, FMV, PLL, Commande à hystérésis , Commande à MLI.

N^o d'ordre:047