

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

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

THÈME

**ETUDE ET SIMULATION D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE EN
REGIME DESEQUILIBRE UTILISANT DES NOUVELLES TECHNIQUES
DE MODULATION SVM3D**

Préparé par : Mme NOUKAS SIHEM
Mme BERRABAH SOUHILA

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade		Qualité
M.BECHEIKH	MCB		Président
R.OUARED	MAA		Examineur
M.SEBA	MCA		Examineur
A.BERKANI	MAA		Encadreur





Remerciements

Tout d'abord nous remercions Dieu le tout puissant qui nous a donné la santé et la patience pour accomplir ce travail.

Nous voudrions exprimer notre sincère gratitude et remerciement à notre enseignant et directeur du mémoire Monsieur A, BERKANI pour son aide exceptionnelle, sa précieuse expérience et sa disponibilité durant l'élaboration de cet ETUDE.

Nous adressons nos remerciements aux membres du jury qui ont accepté d'examiner ce mémoire en lui apportant de l'intérêt.

Nous remercions tous les enseignants et les enseignantes du département de génie électrique de l'université d'Ibn Khaldoun qui ont participé à notre formation pendant tout notre cursus.

A tous ceux qui nous ont aidés et encouragés de près ou de loin.

Dédicace

*C'est avec profonde gratitude et sincères mots, que je dédie ce modeste travail de fin d'étude à :
« Mes chers parents, qui ont sacrifié leur vie pour notre réussite, que dieu leur prête bonheur et longue vie. »
Je dédie aussi ce travail à «mon frère et ma sœurs.»
Tous mes familles « BERRABAH ; NOUKASE».*

Un spécial dédicace à NOUKASE SIHEM

*Toutes mes chères amies et Toute la promotion
2019/2020.*

*BERRABAH
SOUHILA*

Dédicace

Avant tout ;je remercie ALLAH 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 chers parents NOUKAS

NOUREDINE /LAALA KHAIRA que dieu les garde et les protégé pour leur soutien moral et financier ; pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

*A mes mères LARABI ARBIA ABBAD KHADA
ŞABBAD ALIA*

A mes sœurs şmes fères

A ma grande famille NOUKAS .LAALA

À toutes les familles: NOUKASE et BERRABAH

À : BERRABAH SOUHILA

À tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à mon formation depuis mon premier cycle d'étude jusqu'à la fin de cycle universitaire;

Un spécial dédicace à HAKIM et à l'âme de ma chère grand-mère décédée « SEGHIR CHERIFA »

NOUKAS SIHEM

Sommaire

Remerciements

Dédicaces

Sommaire

Liste des notations et abréviations

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale

Chapitre I : PERTURBATION DES RESEAUX ELECTRIQUES ET PRINCIPE DE COMPENSATION DES HARMONIQUES

I.1. Introduction	4
I.2.Types et caractéristiques de charge	4
I.2.1Charge linéaire	4
I.2.2 Charge non linéaire	6
I.3 Perturbation des réseaux électriques	8
I.3.1 Caractéristiques des perturbations électriques	8
I.3.2 différent types de perturbation électrique	8
I.3.2.1 Creux et coupures de tension	8
I.3.2.2 Fluctuations de tension	9
I.3.2.3 Déséquilibre du système triphasé de tension	10
I.3.2.4 Variation de fréquence	10
I.3.2.5 Origines des harmoniques	10
I.4 L'analyse harmonique	11
I.4.1 Définitions.	11
I.4.1.1 Harmonique	11
I.4.1.2 Inter-harmoniques	11
I.4.1.3 Infra-harmoniques	11
I.4.2 Conséquences des harmoniques	12
I.4.2.1 Effets instantanés	12
I.4.2.2 Effets à terme.	13
I.4.3 les caractéristiques des perturbations harmoniques	13
I.4.3.1 Grandeur harmonique	13
I.4.3.2 Rang de l'harmonique	14
I.4.3.3 Série de Fourier	14
I.4.3.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative	14
I.4.3.5 Taux de distorsion d'harmonique	14
I.4.3.6 Spectre d'harmonique (de fréquence)	15
I.4.3.7 Charges linéaires et non linéaires	16
I.5. Influence des harmoniques sur le facteur de puissance FP	16
I.6 Normes et recommandations	17
I.6.1 Norme internationale CEI 61000	19
I.6.2 Niveau de compatibilité	19
I.6.3 Niveau d'émissions	21

a. Courant appelé par les appareils ≤ 16 A par phase	21
b. Courant assigné supérieur à 16 A	22
I.6.4 Niveau d'immunité	23
I.6.5 Normes et recommandations européennes sur la qualité des réseaux NF EN 50160	23
I.6.6 IEEE 519 (Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems – USA)	24
I.7 réglementation de pollutions harmoniques	24
I.7.1 solutions classiques	24
I.7.1.1 Transformateur à couplage spécial	24
I.7.1.2 Pont dodécaphasé	25
I.7.1.3 Agir sur la structure de l'installation	26
I.7.1.4 Utilisation d'une inductance (selfs) série	26
I.7.1.5 filtrage passif	26
a) Principe de fonctionnement des filtres passifs	26
b) Classification des filtres passifs	27
b.1) Filtre passif parallèle	27
b.1.1) Filtre résonant	28
b.1.2) filtre amortie	28
I.7.2 solutions modernes	30
I.7.2.1 filtrage actif	30
a) Filtre actif parallèle	31
b) Filtre actif série	32
c) Combinaison parallèle série actif	32
d) Filtrage hybride	33
I.7.2.1.1 Coût du filtre actif	33
I.7.2.2 Les redresseurs à MLI	34
a) Redresseur de tension	34
b) Redresseur du courant	34
I.8 Comparaison générale entre le filtre passif et le filtre actif	35
I.9 Conclusion	36

Chapitre II : MODELISATION ET COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF

PARALLELE EN REGIME EQUILIBREE

II.1. Introduction	37
II.2 Structure du filtre actif	37
II.3 Techniques d'identification des courants harmoniques de référence	38
II.3.1 Domaine fréquentiel	38
II.3.2 Domaine temporel	38
II.3.2.1 Algorithme de commande basé sur les puissances instantanées	39
II.3.2.2 Méthode du référentiel synchrone	43
II.4 Etude de la partie puissance	45
II.4.1 Onduleur de tension	45
II.4.2 filtre passif de raccordement de type Rf Lf	48
II.4.3 Système de stockage d'énergie	48
II.5 Etude de la partie contrôle-commande	48
II.5.1 Stratégie de commande de l'onduleur	48
II.5.1.1 Commande par hystérésis	48
II.5.1.2 Commande par MLI sinusoïdale	50
II.5.1.3 Commande par MLI vectorielle (SVM)	50
II.5.1.3.1 Principe de la commande	51

II.6 Principe du filtre actif parallèle	56
II.7 Commande du filtre actif parallèle	58
II.7.1 Méthode directe	58
II.7.2 Méthode indirecte	59
II.8 Méthode de commande directe basée sur la méthode de puissance instantanée	59
II.8.1 Commande directe dans le repère triphasé	59
II.8.1.1 Régulation de la tension continue vdc	59
II.8.1.2 Contrôle du courant du filtre par un correcteur PI	61
II.8.2 Commande directe dans le repère stationnaire	62
II.9 Commande direct basée sur la méthode de référentiel synchrone	63
II.9.1 Commande direct dans le repère triphasé	63
II.9.1.1 Régulateur de la tension continue	64
II.9.1.2 Détermination des paramètres du régulateur PI	64
II.9.2 Commande directe dans le repère synchrone	65
II.9.3 Commande directe dans le repère stationnaire	66
II.10 Conclusion	66

Chapitre III : COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE EN REGIME DESEQUILIBRE

III.1 Introduction	68
III.2 Topologies d'onduleur mises en œuvre pour les filtres actifs	68
III.2.1 Modélisation et stratégies de commande de l'onduleur	68
III.2.2 Constituants d'un filtre actif parallèle à quatre fils	68
III.2.3 Étude de la partie puissance	69
III.2.3.1. Description d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateurs à point milieu	69
III.2.3.2 Description de l'onduleur triphasé à quatre bras	71
III.2.3.3 Filtre de découplage	72
III.2.3.4 Stockage de l'énergie	72
III.2.3.5 Présentation du système	73
a) Type de la source d'alimentation	73
b) de la charge	73
III.2.4 Étude de la partie commande	74
III.2.4.1 Commande de l'onduleur par hystérésis	74
III.2.4.2 Détermination des courants de référence	76
III.2.4.3 Identification des courants de références	76
III.2.4.3.1 Méthode directe dite théorie p-q-r	76
III.2.4.3.2 La méthode des puissances instantanées réelles, imaginaires et homopolaires modifié p-q-o	78
III.2.4.3.3 Identification par la méthode des puissances instantanées avec FMVs	81
III.3 Modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle (SVM3D) pour convertisseur de source de tension à quatre bras utilisé comme compensateur actif	84
III.3.1 Structure générale du convertisseur statique à quatre bras commandé par SVPWM 3D	84
III.3.2 Contrôle du convertisseur	88
a. Identification du prisme	88
b. Identification du tétraèdre	89
b.1. Méthode de détection des tétraèdres	89
b.2. Exemple de choix de tétraèdre	89
III.3 Identification des courants d'harmoniques	91
III.3.3.1 Méthode des Puissances instantanés réels, imaginaires et homopolaires	91

III.4 Conclusion	93
------------------	----

Chapitre IV : SIMULATION NUMERIQUE D'UN FAP

IV.1 Introduction	94
IV.2 Logiciel utilisé	94
IV.3 Paramètres de simulation	95
IV.4 Structure générale de simulation de SAPF	95
IV.4.1 La source de tension triphasée	96
IV.4.2 La charge non linéaire	97
IV.5 Résultats de simulation de l'ensemble réseau charge non-linéaire avant le filtrage	97
IV.6 simulation de FAP à trois bras en régime équilibré	97
IV.6.1 Commande basé sur les méthodes des puissances instantanées	99
IV.6.1.1 Résultat de simulation en utilisant la commande par hystérise	99
IV.7 simulation de FAP à quatre bras en régime déséquilibré	103
IV.7.1 simulation de FAP à quatre fils	104
IV.7.1.1 Commande basé sur les méthodes des puissances instantanées	104
IV.7.1.1 Résultat de simulation en utilisant la commande par hystérise	105
IV.7.2 simulation de FAP à quatre bras	108
IV.7.2.1 Résultat de simulation en utilisant la commande par hystérise	109
IV.8 Résultat de simulation d'une modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle (SVM3D)	112
IV.9 Conclusion	114

Conclusion Générale

Références bibliographiques

Annexe

ملخص

Résumé

Abstract

Liste des notations et abréviations

- t : Temps.
- t_r : Temps de réponse du FMV.
- T_{com} : Temps de commutation.
- f_{com} : Fréquence de commutation.
- f_s : Fréquence fondamentale du réseau.
- f_c : Fréquence de coupure du filtre d'extraction des harmoniques.
- v_{s123} : Tensions du réseau électrique.
- i_{s123} : Courants du réseau électrique.
- i_c : Courant de la charge
- i_f : Courant injecté par le filtre
- i_{ch-h} : Courant harmonique de la charge non linéaire
- Z_c : impédance de la charge
- L_s : Inductance du réseau.
- R_s : Résistance du réseau.
- L_f : Inductance du filtre actif.
- R_f : Résistance du filtre actif.
- L_l : Inductance de la charge.
- R_l : Résistance de la charge.
- V_{dc} : Tension aux bornes du condensateur.
- V_{dc}^* : Tension de référence du condensateur.
- C_{dc} : Capacité du condensateur.
- i^* : Courant obtenu à la sortie du régulateur de la tension continue.
- P_{dc}^* : Puissance obtenue à la sortie du régulateur de la tension continue.
- v_{123}^* : Tension de commande de l'onduleur.
- $v_{\alpha\beta}^*$: Tension de commande de l'onduleur dans le repère stationnaire.
- v_{dq}^* : Tension de commande de l'onduleur dans le repère synchrone.
- I : courant efficace.
- V : tension efficace.
- p : Puissance active.
- q : Puissance réactive.
- D : Puissance déformant

Liste des notations et abréviations

- S : Puissance apparente.
- $p(t)$: Puissance active instantanée.
- $p_0(t)$: Puissance homopolaire instantanée.
- $q(t)$: Puissance réactive instantanée.
- \bar{P} : Une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.
- \bar{Q} : Une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension
- \tilde{p}, \tilde{q} : Puissances alternatives correspondantes à la somme des composantes perturbatrices d courant et de la tension.
- $x_{\alpha\beta}$: Le signal électrique d'entrée selon les axes α - β , de nature tension ou courant
- $\hat{x}_{\alpha\beta}$: Les composantes fondamentales de $x_{\alpha\beta}$
- K : Constante à fixer
- n : Rang de l'harmonique
- \bar{Z}_n : Impédance complexe de la source pour l'harmonique de rang n
- \bar{I}_n : Courant complexe de l'harmonique de rang n .
- THD : Taux de distorsion harmonique (En anglais: Total Harmonic Distorsion).
- THD_v : Taux de distorsion harmonique en tension
- Y_1 : La valeur efficace de la composante fondamentale (du courant ou de la tension).
- Y_n : Les valeurs efficaces exactes des différentes composantes harmoniques (du courant ou de la tension).
- FP : Facteur de puissance.
- F_c : Facteur de crête .
- PI: Régulateur proportionnel intégral.
- φ : Déphasage entre la puissance active et la puissance apparente S .
- PLL : Boucle de verrouillage de phase (En anglais: Phase locked loop).
- S_{123} : Etats des interrupteurs de l'onduleur.
- $S_{\alpha\beta}$: Etats des interrupteurs de l'onduleur dans le repère stationnaire.
- S_{dq} : Etats des interrupteurs de l'onduleur dans le repère synchrone.
- ω_h : Pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.
- k_i, k_p : Gains du régulateur PI.
- ξ : Coefficient d'amortissement.
- τ : Taux d'ondulations admissible généralement de l'ordre de 5% de V_{dc} .
- GBT : (En anglais: Insolated Gate Bipolar Transistor).
- GTO : (En anglais: Gate Turn Off thyristor).
- MLI : Modulation de Largeurs d'Impulsions.
- FBP : Filtre Passe-Bas.
- FMV : Filtre Multi-Variables.
- FAP : Filtre Actif Parallèle.
- FAS : Filtre Actif Série.
- FFT : Fast Fourier transformer.
- UPQC : (En anglais Unified Power Quality Conditioner)

Liste des notations et abréviations

PWM : (En anglais: Pulse Width Modulation).

SVPWM: (En anglais: Space vecteur pulse width modulation)

SVM3D : Modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle

Liste des figures

Chapitre I : PERTURBATION DES RESEAUX ELECTRIQUES ET PRINCIPE DE COMPENSATION DES HARMONIQUES

Figure I.1 : Schéma de connexion du réseau avec une charge linéaire	5
Figure I.2 : Schéma global du réseau et d'une charge non linéaire.	6
Figure I.3 : Décomposition du réseau et de la charge non linéaire	6
a- schéma relatif à la fréquence fondamentale	6
b- schéma relatif aux fréquences harmoniques	7
Figure I.4 : creux et coupure de tension.	9
Figure I.5: fluctuation de tension.	9
Figure I.6 : Déséquilibre du système triphasé de tension	10
Figure I.7 : Variation de fréquence	10
Figure I.8 : Représentation des inters et infra harmoniques	12
Figure I.9 : Le spectre des harmoniques du courant de charge polluante.	16
Figure I.10 : Diagramme de Fresnel des puissances	17
Figure I.11 : Les différents niveaux de perturbations.	19
Figure I.12 : structure du pont dodécaphasé.	25
Figure I.13 : Forme de courant et rang d'harmonique	25
Figure I.14 : Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.	26
Figure I.15 : a) filtre passif série b) filtre passif parallèle.	27
Figure I.16 : filtre résonant.	28
Figure I. 17 : filtre amortis	28
Figure I.18: type de filtre amortis.	28
Figure I.19 : schéma monophasé d'un réseau avec deux filtres résonant et un filtre amorti	30
Figure I.20 : Montage d'un filtre actif parallèle	32
Figure I.21 : Montage du filtre actif en série.	32
Figure I.22 : Combinaison parallèle –série actif (UPQC).	33
Figure I.23 : Redresseur de tension.	34
Figure I.24 : Redresseur du courant.	34

**Chapitre II :MODELISATION ET COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF
PARALLELE EN REGIME EQUILIBREE**

FigureII.1 : la structure générale du filtre actif	37
FigureII.2 : Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées.	41
Figure II.3 : a. filtre passe haut	41
b. filtre passe bas.	41
FigureII.4 : principe du MFV	42
Figure II.5 : Détermination des courants de référence à l'aide de FMV.	43
Figure II.6 : Extraction des harmoniques par méthode de référentiel synchrone.	45
Figure II.7 : Onduleur de tension triphasé	46
Figure II.8 : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.	47
Figure II.9 : Principe de la commande des courants par hystérésis.	49
Figure II.10 : principe du contrôle par hystérésis.	49
Figure II.11 : Principe de commande du courant par MLI.	50
Figure II.12 : a. États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.	51
b. Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β) .	52
c. Décomposition d'un vecteur tension de référence.	52
Figure II.13 : schéma de Principe du filtre actif parallèle	56
Figure II.14 : Schéma de principe des signaux générés par le filtre actif parallèle.	57
Figure II.15 : Commande directe d'un filtre actif parallèle.	58
Figure II.16: Commande indirecte d'un filtre actif parallèle.	59
FigureII.17: Boucle de régulation de la tension continue	60
Figure II.18: Commande directe par hystérésis dans le repère triphasé	61
Figure II.19 : Boucle de régulation du courant.	61
Figure II.20: Commande directe par PI dans le repère triphasé	62
Figure II.21: Commande directe par PI dans le repère stationnaire.	63
Figure II.22: Commande directe par des régulateurs PI dans le repère triphasé	63
Figure II.23 : Schéma de la régulation de V_c par un régulateur PI.	64
Figure II.24 : Commande directe par régulateur PI dans le repère synchrone.	65
Figure II.25 : Schéma bloc de la commande des courants dans le repère synchrone	66
Figure II.26 :Commande directe par régulateur PI dans le repère stationnaire	66

Chapitre III : COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE EN REGIME DESEQUILIBRE

Figure III.1 : Principe du filtrage actif parallèle triphasé à quatre fils	69
Figure III.2 : Filtre actif parallèle à trois bras avec condensateurs à point milieu	69
Figure III.3 : Constitution de l'onduleur triphasé à quatre bras.	71
Figure III.4 : Type de la source d'alimentation	73
Figure III.5 : Type de la charge	74
Figure III.6 : Bande d'hystérésis et signal de commande d'un interrupteur	74
Figure III.7 : Commande des courants de filtre par hystérésis	75
Figure III.8 : Principe de la commande d'un filtre actif de puissance par la méthode des puissances instantanée p-q-o	79
Figure III.9 : Principe du FMV	82
Figure III.10 : Principe de la commande d'un filtre actif de puissance par la modulation Vectorielle spatiale tridimensionnelle	85
Figure III.11: Seize combinaisons de commutation possibles.	85
Figure III.12 : vecteurs de commutation en coordonnées $(\alpha\beta\gamma)$.	87
Figure III.13 : Les six prismes	88
Figure III.14 : Identification du tétraèdre - exemple pour le vecteur de référence situé dans le prisme I.	89
Figure III. 15: Projection du vecteur de référence	90

Chapitre IV : SIMULATION NUMERIQUE D'UN FAP

Figure IV.1 : Structure générale du SAPF sous SIMULIK (SimPowerSystems)	96
Figure IV.2 : Source de tension triphasée	96
Figure IV.3 : La charge non linéaire	97
Figure IV.4 : structure (réseau triphasé/charge non linéaire	97
Figure IV.5 : a. tension et courant de source.	98
b. courant de charge.	98
c. courant de source I_s (A) et son spectre harmonique (phase 1) Le THD= 29.48%.	98
Figure IV.6 : Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées	99
Figure IV.7 : Schéma de principe de la commande par hystérisé	99
Figure IV.8 : Résultats de simulation par hystérésis du FAP à trois bras	100
Figure IV.9 : Courant de la source et son spectre harmonique après Compensation Le THD=2.30%	101
Figure IV.10 : Schéma de principe de la commande par MLI vectorielle	101
Figure IV.11 : Résultats de simulation du FAP	102
Figure IV.12 : Courant de la source et son spectre harmonique après Compensation Le THD=1.45%	103
Figure IV.13 : Structure générale du SAPF à quatre fils sous SIMULIK (SimPowerSystems)	104
Figure IV.14 : Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées	105
Figure IV.15 : Schéma de principe de la commande par hystérisé	105
Figure IV.16 : Résultats de simulation par hystérésis du FAP à quatre fils	106

Figure IV.17 : Courant du neutre avant et après le filtrage	107
Figure IV. 18 : Courant de la source et son spectre harmonique sans déséquilibre Le THD=0.97%	107
Figure IV.19 : Courant de la source et son spectre harmonique avec le déséquilibre Le THD=1.38%	107
Figure IV.13 : Structure générale du SAPF à quatre bras sous SIMULIK (SimPowerSystems)	108
Figure IV.21 : Schéma de principe de la commande par hystérise	109
Figure IV.22 : Résultats de simulation par hystérésis du FAP à quatre bras	110
Figure IV.23 : Courant du neutre avant et après le filtrage	111
Figure IV.24 : Courant de la source et son spectre harmonique sans déséquilibre Le THD=1.03%	111
Figure IV.25: Courant de la source et son spectre harmonique avec le déséquilibre Le THD=0.90	111
Figure IV.26: schéma de principe de la modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle (SVM3D)	112
Figure IV.27: Résultats de simulation du SVM3D	113
Figure IV.28 : Courant de la source et se spectre harmonique Le THD=1.29%	113

Liste des tableaux

Chapitre I : PERTURBATION DES RESEAUX ELECTRIQUES ET PRINCIPE DE COMPENSATION DES HARMONIQUE

Tableau I.1: Caractéristiques de quelques générateurs d'harmoniques	15
Tableau I.2: Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux basse tension (CEI 61000-2-2)	20
Tableau I.3: Taux (en % de V1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4)	21
Tableau I.4: Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A	22
Tableau I.5: Exemple de limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4)	22
Tableau I.6: Taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils (CEI 61000-4-13)	23
Tableau I.7: comparaison générale entre le filtre passif et le filtre actif	35

Chapitre II : MODELISATION ET COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE EN REGIME EQUILIBREE

Tableaux II.1: Les huit états de s_1 , s_2 , s_3 et les tensions générées par l'onduleur	46
Tableaux II.2: Détermination des secteurs	54
Tableaux II.3: calcul de T_i et T_{i+1}	54
Tableaux II.4: Détermination de S_a , S_b et S_c	55

Chapitre III : COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE EN REGIME DESEQUILIBRE

Tableau III.1 : Tensions générées par l'onduleur de tension à trois bras avec condensateurs à point milieu	70
Tableau III.2 : Les états de commutation de l'onduleur	71
Tableau III.3 : Avantages et inconvénients du FAP à quatre bras	72
Tableau III.4 : les modes de compensation de la commande p-q-r	77
Tableau III.5 : Les modes de compensation de la commande p-q-o	81
Tableau III.6 : Les combinaisons de commutation et les Tensions aux bornes AC du réseau de commutation à quatre bras	86

Tableau III.7 : Combinaisons de commutation et tensions de l'onduleur Dans les coordonnées (α, β, γ)	87
Tableau III.8 : La matrice A dans chaque Prisme et chaque tétraèdre	91
Tableau III.9 : Pouvoirs associés aux différents modes de compensation	91

Chapitre IV : SIMULATION NUMERIQUE D'UN FAP

Tableau IV.1 :Tableau des paramètres de simulations	95
---	----

Introduction générale

L'utilisation de l'électronique de puissance dans les installations de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué à l'amélioration des performances et de l'efficacité de ces systèmes. En revanche, les convertisseurs statiques ont participé à la détérioration de la qualité du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux et ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques. Par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau, les courants harmoniques déforment la tension de celui-ci. Les déformations du courant et de la tension peuvent perturber le fonctionnement normal des équipements électriques. C'est pourquoi, les distributeurs d'énergie ayant la contrainte de fournir une tension sinusoïdale, prennent en charge l'atténuation des perturbations harmoniques au moyen d'installations de forte puissance. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposent aux consommateurs des limites aux harmoniques, engendrées par leurs systèmes, tant en courant qu'en tension. Ainsi, le filtrage des composantes harmoniques est au centre des préoccupations des distributeurs d'une part et des utilisateurs d'énergie électrique d'autre part, ils adoptent donc, les uns comme les autres, les limites proposées par les normes IEEE 519-1992, IEEE 1159-1995, CEI 61000-2-2 et CEI 61000-3-2.

Pour garantir les normes de qualité, le filtrage actif d'harmonique a prouvé son efficacité comme une alternative aux solutions traditionnelles basée sur les filtres passifs, en raison notamment de la flexibilité. Au cours des dernières années, plusieurs travaux ont été réalisés et sanctionnés par des réalisations pratiques de tels systèmes, mais la majorité des cas pour des systèmes triphasés à trois fils (sans distribution du fil neutre) or, il se trouve que dans les réseaux basse tension, le fil neutre est souvent distribué, ce qui fait apparaître des composantes homopolaires (harmonique 3 et ces multiples impaires), ce qui résulte, en un grand courant harmonique circulant dans le conducteur neutre, notamment à cause des charge non linéaires monophasées. A cet effet, le filtre actif à quatre fils est plus adéquat, du fait de la distribution du quatrième fil, qui permet de compenser le courant du neutre.

Grâce aux progrès remarquables réalisés au cours des dernières années dans le domaine des semi-conducteurs de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture et fonctionnant à des fréquences très élevés, ont permis de concevoir des dispositifs de filtrage modernes des harmoniques auto-adaptables appelés filtrage actifs. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques.

Le filtre actif est un onduleur de tension ou de courant qui injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci conduisant ainsi à des courants sinusoïdaux courant côté réseau. Ainsi l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants harmoniques produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

Jusqu'à présent plusieurs solutions de dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées dans la littérature. Ils se distinguent, soit par leur mode de branchement sur le réseau (parallèle ou série), soit par leur mode de contrôle, ou bien par la structure de leur circuit de puissance. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles d'aujourd'hui sont les filtres actifs parallèles, série et combinaison parallèle-série actifs.

Le filtre actif parallèle peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques et déséquilibrés de même que la puissance réactive. Le filtre série actif peut compenser à la fois les tensions harmoniques et déséquilibrées, et les creux de tension. La combinaison parallèle série actifs correspond à une solution universelle de compensation pour un, plusieurs ou tous les types de perturbation, de courant et de tension que l'on observe sur le réseau.

Dans ce contexte, l'objectif de ce travail sera étude et simulation d'un filtre actif parallèle en régime déséquilibré en utilisant des nouvelles techniques de modulation tel que SVM3D pour compenser les courants harmoniques générés par une charge non linéaire et la compensation de l'énergie réactive. La présentation de ce manuscrit est étalée sur quatre chapitres :

Dans le premier chapitre : nous présenterons les différentes perturbations, en courant et en tension, des réseaux électriques connectés à des charges polluantes. Ces perturbations sont les harmoniques, le déséquilibre, les creux de tension, leurs conséquences, et des normes internationales imposées aux utilisateurs, puis une récapitulation des solutions de filtrages des courants sera faite.

Au second chapitre : sera étudiée la topologie de filtre actif parallèle a trois bras à structure tension et sa stratégie de commande et contrôle générale, par laquelle a été divisé en deux introduirons les trois principaux blocks de cette structure, à savoir l'onduleur de tension à trois bras, le circuit de stockage d'énergie et le filtre de découplage. Dans la partie contrôle commande, nous présenterons quelques méthodes existantes pour l'identification des composantes harmoniques du courant pollué et la régulation de la tension continue on utilisons le régulateur Proportionnel-Intégral (PI), et les deux commandes par hystérésis et par MLI vectorielle du courant du filtre actif parallèle et une nouvelle commande utilisant un filtre hautement sélectif,

appelé filtre multi variable (FMV), au lieu des filtres d'extractions classiques de types passe-haut ou passe-bas.

Le troisième chapitre contiendra la présentation du principe de fonctionnement d'un filtre actif parallèle ainsi que ses différentes topologies pour le cas d'un filtre actif de puissance à quatre bras et un filtre actif parallèle à point milieu. Ainsi que les stratégies de commande, cette dernière est basée sur la méthode des puissances réelles et imaginaires. Nous avons cité aussi la SVPWM En 3D son principe de fonctionnement et sa stratégie de commande.

Le quatrième chapitre : on se propose d'étudier la simulation de l'ensemble réseau, charge non linéaire en régime équilibré et déséquilibré, filtre actif parallèle à trois bras, quatre bras et quatre fils sous l'environnement Matlab Simulink. On donne ensuite les résultats de simulations obtenues.

I.1. Introduction

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 le réseau triphasé est perturbé par les récepteurs qu'il alimente:

- Soit parce que ces derniers génèrent des harmoniques,
- Soit parce qu'ils absorbent des courants déséquilibrés,
- Soit parce qu'ils consomment de la puissance réactive.

Les deux premiers types de perturbations déforment ou déséquilibrent les tensions du réseau dont l'impédance n'est pas nulle. Le troisième réduit la puissance active que les générateurs, les transformateurs ou les lignes peuvent produire ou transmettre. La quasi-totalité des récepteurs sont plus au moins perturbateurs. Nous nous limitons ici au cas des convertisseurs statiques. Les convertisseurs directement reliés au réseau alternatif sont les redresseurs, les générateurs, les changeurs directs des fréquences, ils sont tous générateurs d'harmoniques et la plupart consomment de la puissance réactive. Le but de ce chapitre est de faire d'abord, le point sur les différentes natures des charges polluantes pouvant être rencontrées dans diverses installations, puis nous étudierons les caractéristiques générales des perturbations électriques. Nous présenterons des solutions de compensation de ces perturbations généralement proposées dans la littérature. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation d'une comparaison succincte des propriétés des deux filtres actifs parallèle et série.

I.2 Types et caractéristiques de charges

I.2.1 Charge linéaire

Si l'on alimente une charge linéaire par une tension sinusoïdale (figure I.1), le courant circulant dans cette charge est lui aussi sinusoïdal. Cependant, le courant peut être déphasé par rapport à la tension d'un angle Φ . Les relations entre les différentes grandeurs qui caractérisent l'évolution de cette charge sont les suivantes : [01]

$$U(t) = U \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \Phi \quad (I.1)$$

$$i(t) = I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \Phi \quad (I.2)$$

En représentation complexe, on a :

$$\bar{U} = \bar{Z} \cdot \bar{I} \quad (\text{I.3})$$

Où U et I sont la tension et le courant efficaces

La puissance active fournie à la charge est :

$$P = U \cdot I \cdot \cos(\Phi) \quad (\text{I.4})$$

La puissance apparente de la charge est :

$$S = U \cdot I \quad (\text{I.5})$$

Le facteur de puissance de la charge est :

$$F_p = P/S = \cos(\Phi) \quad (\text{I.6})$$

Le facteur de crête du courant est :

$$F_c = I_{\max}/I = \sqrt{2} \quad (\text{I.7})$$

Et, la puissance réactive fournie à la charge est :

$$Q = U \cdot I \cdot \sin(\Phi) \quad (\text{I.8})$$

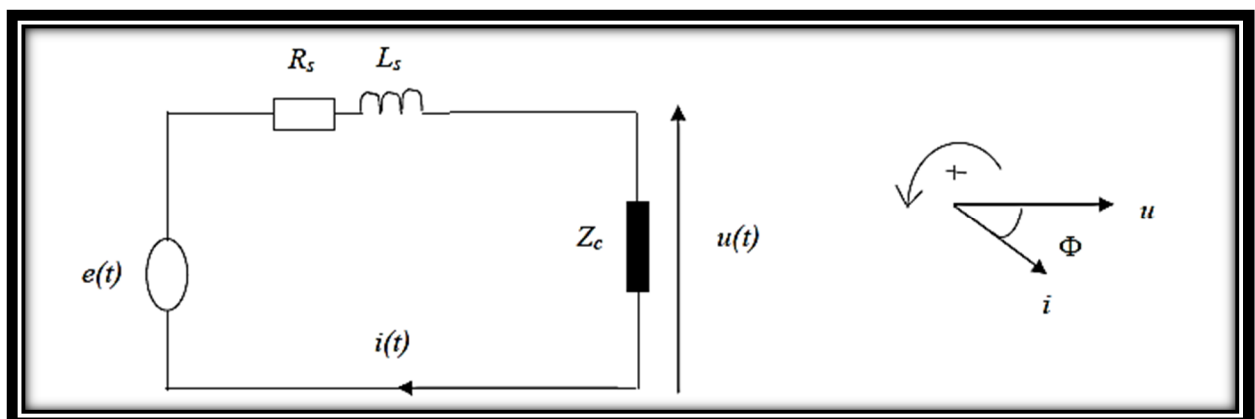


Figure I.1 : Schéma de connexion du réseau avec une charge linéaire.

R_s : résistance de la source ;

L_s : inductance de la source ;

Z_c : impédance de la charge ;

I.2.2 Charge non linéaire

Si l'on alimente une charge non linéaire par une tension sinusoïdale, le courant circulant dans la charge n'est plus sinusoïdal. Ce courant peut être décomposé en une composante fondamentale et des harmoniques (figure I.2) : [01]

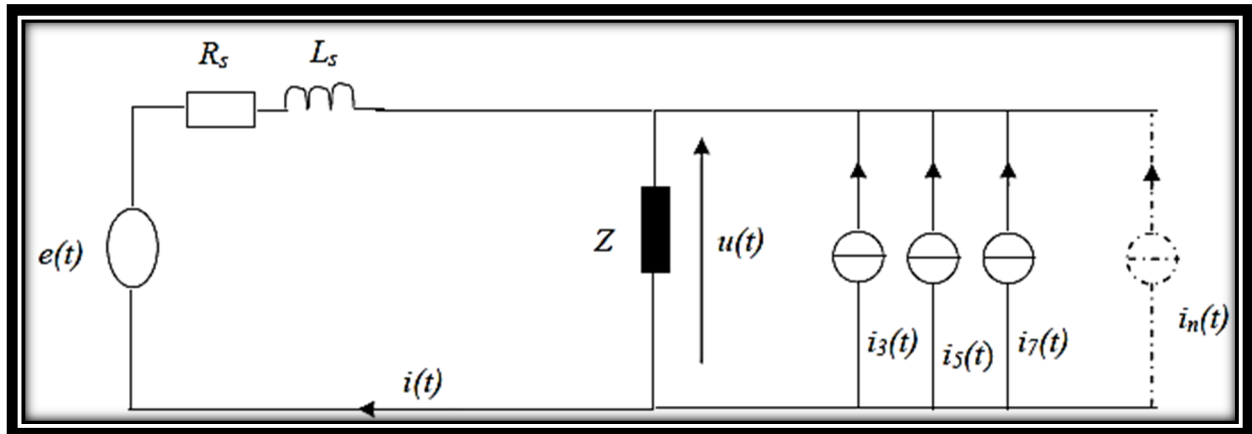
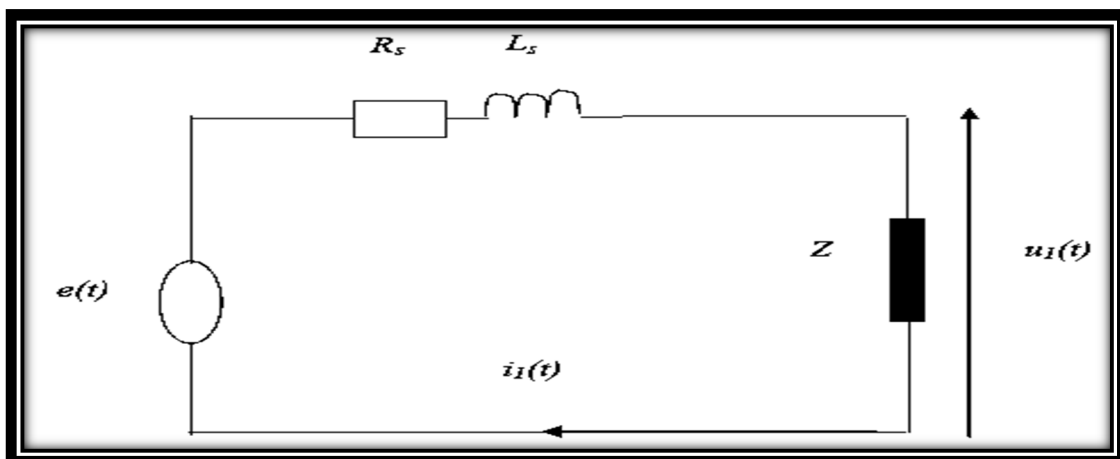
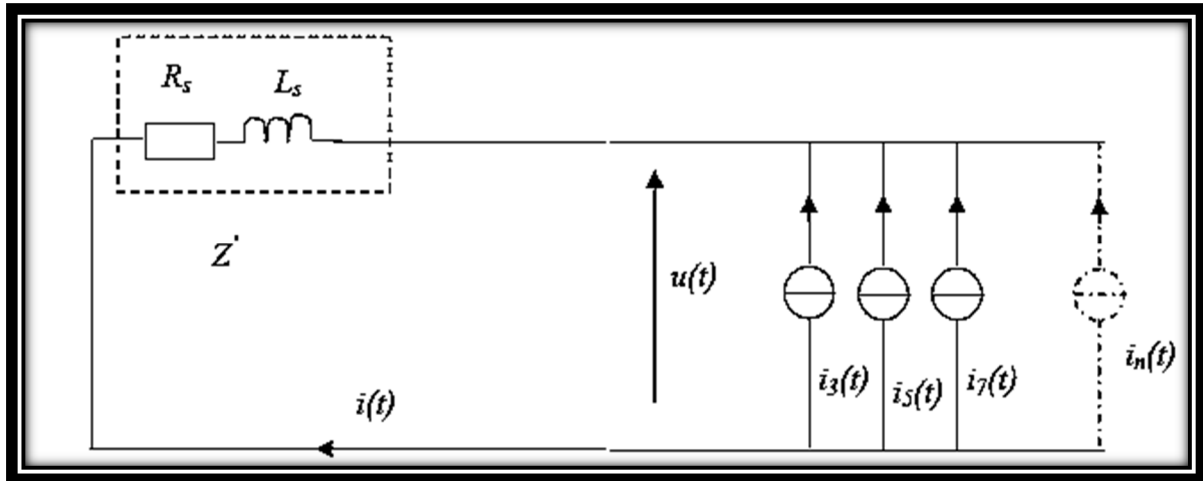


Figure I.2 : Schéma global du réseau et d'une charge non linéaire.

En vertu du théorème de superposition, le schéma de la figure 1.2 peut être décomposé en deux circuits : La première figure (1.3 a), correspond à la fréquence fondamentale et la seconde figure 1.3 b est relative aux harmoniques. On peut remarquer que pour le régime fondamental, on reste sur un schéma identique à celui obtenu pour une charge linéaire (figure I.1).



(a)



(b)

Figure I.3 : Décomposition du réseau et de la charge non linéaire

a- schéma relatif à la fréquence fondamentale

b- schéma relatif aux fréquences harmoniques

La tension de chaque harmonique correspond au produit entre l'impédance et le courant relatif à cette même fréquence harmonique :

$$\bar{U} = \bar{Z}'_n \cdot \bar{I}_n \quad (\text{I.9})$$

Avec

- \bar{Z}'_n : impédance complexe de la source pour l'harmonique de rang n
- \bar{I}_n : courant complexe de l'harmonique de rang n.
- \bar{U}_n : tension complexe de l'harmonique de rang n.

Les valeurs instantanées des courants et tensions peuvent s'écrire comme la somme d'un terme fondamental et de termes harmoniques. La valeur efficace est la racine carrée de la somme quadratique des tensions fondamentales et harmoniques.

$$U(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot U_n \cdot \sin(n\omega t + \alpha_n) \quad \text{où} \quad U_n = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2} \quad (\text{I.10})$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n\omega t + \beta_n) \quad \text{où} \quad I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (\text{I.11})$$

I.3 Perturbation des réseaux électriques

De nos jours, le besoin en électricité dans la vie quotidienne de la population et l'exigence cette dernière ont vu une importante progression des dispositifs à base des convertisseurs statiques avec des puissances unitaires de plus en plus importantes. [01]

I.3.1 Caractéristiques des perturbations électriques

La Société Nationale Algérienne d'Electricité et du Gaz (SONELGAZ), en sa qualité de distributeur d'énergie électrique, doit fournir à l'ensemble de ses clients et utilisateurs énergie de qualité sous formes de trois tensions sinusoïdales constituant un réseau triphasé équilibré dont les paramètres caractéristiques sont les suivants :

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

La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension. Une détérioration, de l'un d'entre eux ou de plusieurs à la fois, laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique. [01]

I.3.2 différents types de perturbation électrique

I.3.2.1 Creux et coupures de tension

Le creux de tension est une diminution de son amplitude (entre 10% à 90% tension nominale) pendant un temps de 10 millisecondes jusqu'à quelques secondes. Les creux de tension sont dus en général à des défauts dans les réseaux publics ou ceux des utilisateurs.

Ils apparaissent aussi lors des manœuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de fortes intensités (moteurs, transformateurs, etc.).

Une coupure brève est une disparition totale de la tension pendant une durée n'excède par une minute. Ces coupures sont dues au fonctionnement du système de protection des réseaux aériens évitant ainsi des coupures longues. [02]

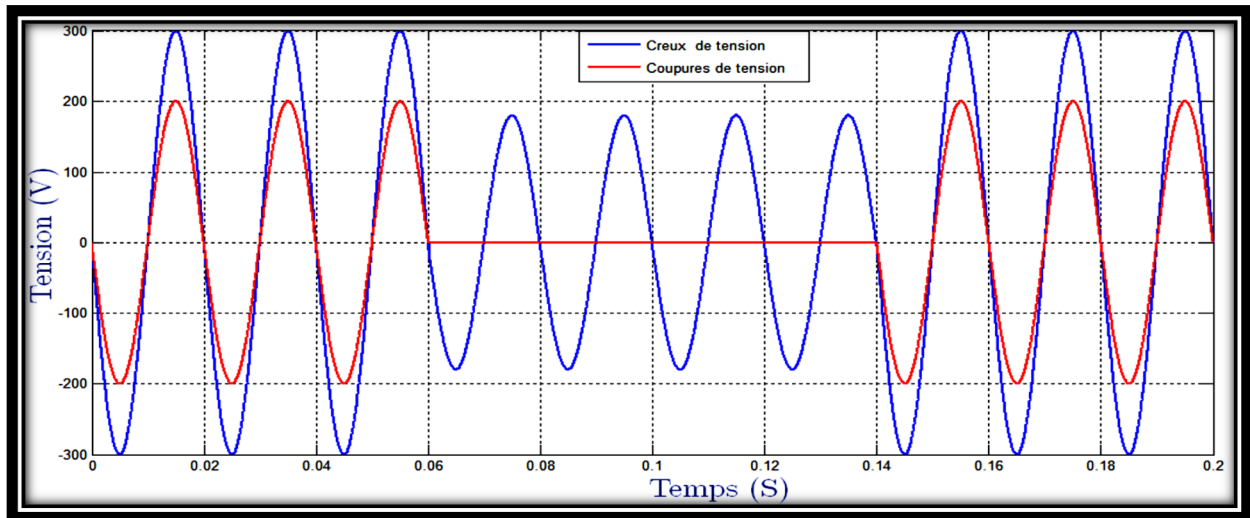


Figure I.4 : creux et coupure de tension.

I.3.2.2 Fluctuations de tension

Les fluctuations de tension sont des variations périodiques ou erratiques de l'enveloppe de la tension qui se produisent à des intervalles de temps de quelques centièmes de secondes.

L'amplitude de la tension doit se situer dans une bande de $\pm 10\%$ de sa valeur nominale. Ces fluctuations entraînent des variations de flux lumineux pour les lampes à incandescence créant un papillotement de la lumière. [02]

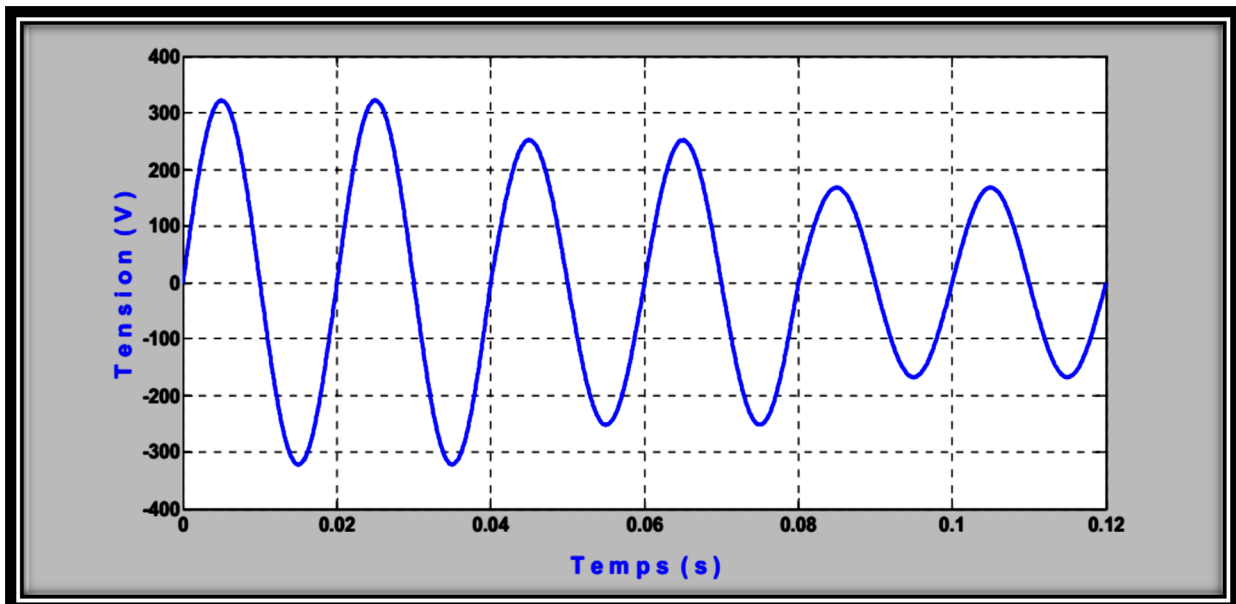


Figure I.5 : fluctuation de tension.

I.3.2.3 Déséquilibre du système triphasé de tension

Lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de 120° les unes par rapport aux autres, elle pariera de déséquilibre du système triphasé [03]. Un réseau électrique triphasé équilibre alimentant un récepteur électrique triphasé non équilibre conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation des courants non équilibrés dans les impédances du réseau.

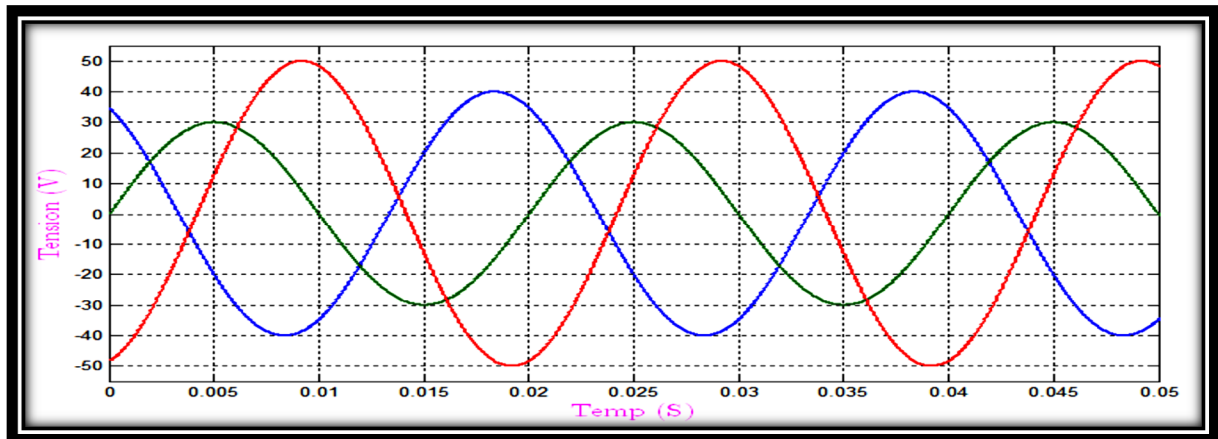


Figure I.6 : Déséquilibre du système triphasé de tension

I.3.2.4 Variation de fréquence

Les réseaux de distributions ou de transports ont une fréquence constante, sa variation est très rare sauf dans des circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défaut graves sur le réseau. Dans les conditions normales d'exploitations, la valeur moyenne de fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle de $50 \text{ Hz} \pm 1\%$. [03]

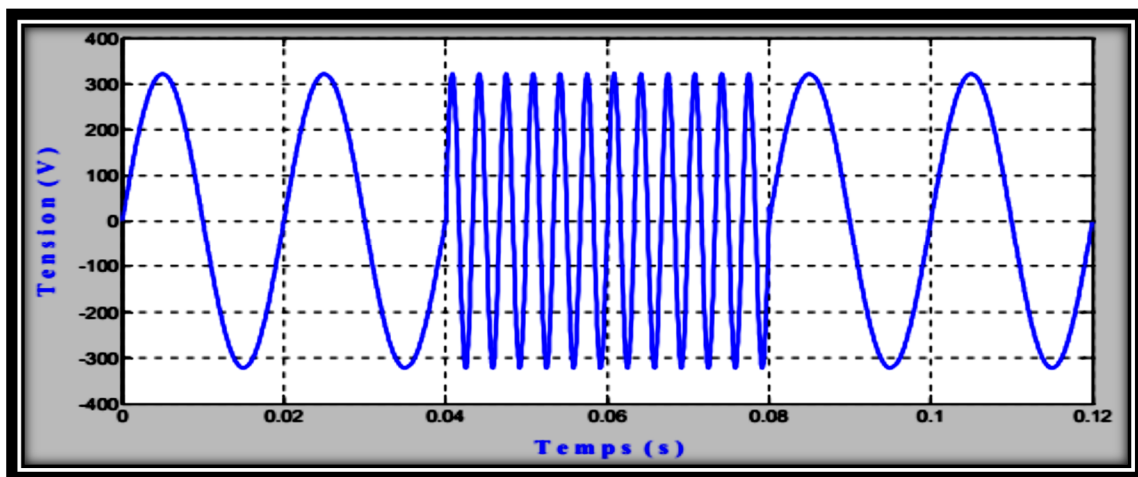


Figure I.7 : Variation de fréquence

1.3.2.5 Les harmoniques

L'augmentation sensible du niveau de la pollution harmonique des réseaux électriques est une conséquence de la prolifération des convertisseurs statiques. En effet, ces convertisseurs

sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique. [01]

I.4 L'analyse harmonique

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques Basés sur des signaux sinusoïdaux. Cependant les signaux électriques présents sur les réseaux (Surtout les courants) sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux. Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est indispensable de bien connaître tous les échanges d'énergie entre le réseau et les différentes charges de façon à pouvoir compenser les éventuelles perturbations.

L'analyse des signaux non sinusoïdaux est basée sur deux concepts mathématiques qui sont les harmoniques, qui permettent la décomposition des signaux électriques perturbés (non sinusoïdaux) en composantes idéales et perturbations.

Le concept d'harmonique a été introduit au début du XIXème siècle par Joseph Fourier, en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série des sinusoides de fréquences discrètes. La composante zéro de la série dite de Fourier est la composante continue, tandis que la première composante est appelée composante fondamentale. Dans le cas des systèmes raccordés au réseau, celle-ci est une composante à la fréquence nominale du réseau (50Hz). Le reste des composantes de la série sont appelés harmoniques et sont multiples de la fréquence fondamentale. [04]

I.4.1 Définitions

I.4.1.1 Harmonique [01]

Un harmonique est une composante sinusoïdale d'une onde périodique ou d'une quantité possédant une fréquence qui est multiple entier de la fréquence fondamentale.

I.4.1.2 Inter-harmoniques

Les inter-harmoniques sont des signaux de fréquence non multiple de la fréquence fondamentale.

I.4.1.3 Infra-harmoniques

Les infra harmoniques sont des signaux de fréquence inférieure à celle du fondamentale.

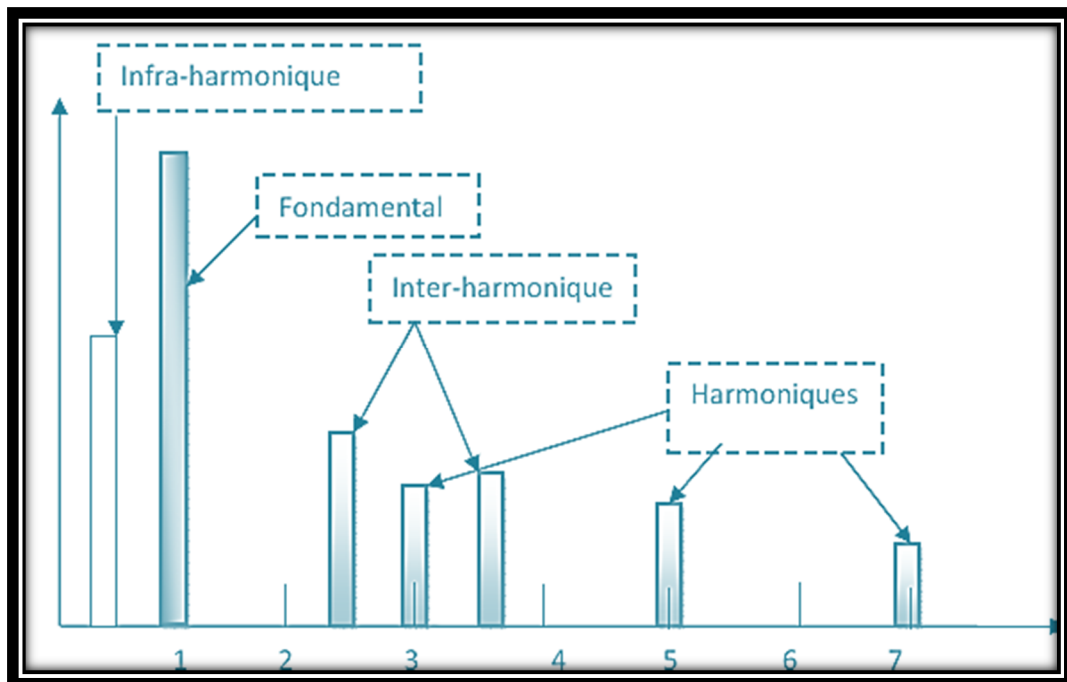


Figure I.8 :Représentation des inters et infra harmoniques.

I.4.2 Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques, qui se propagent dans les réseaux électriques, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par les mêmes réseaux. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types.[05]

- les effets instantanés
- les effets à terme.

I.4.2.1 Effets instantanés [01]

Ils apparaissent immédiatement dans certains appareillages

- Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques : en présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils, dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.
- Trouble fonctionnel des micro-ordinateurs : les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatiles des moteurs d'entraînement de disque.

- Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électriques : certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesures et des erreurs de lecture supplémentaires en présence des harmoniques.
- Vibrations et bruits : les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques.

I.4.2.2 Effets à terme [01]

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique.

L'effet le plus important est de nature thermique, il se traduit par un échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel des lignes et amènent à un déclassement des équipements.

- Echauffement des câbles et des équipements: ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être, le siège dû au sur échauffement du neutre et les éléments bobinés (transformateurs, moteurs, etc..).

- Echauffement des condensateurs : l'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- Echauffements des pertes supplémentaires des machines et des transformateurs : échauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétisants) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.
- Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courant de Foucault dans les circuits magnétiques.

I.4.3 les caractéristiques des perturbations harmoniques

I.4.3.1 Grandeur harmonique

C'est l'une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental.[06]

I.4.3.2 Rang de l'harmonique

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

$$n = f_n / f_1 \quad (I.12)$$

Par principe, le fondamental f_1 a le rang un. [07]

I.4.3.3 Série de Fourier

Ceci revient à dire que : « tout signal périodiques de période $T = 1/f$, peut se décomposer en une somme infinie des termes sinus et cosinus de fréquences multiples de f ».

Mathématiquement, cela s'écrit :

$$S(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (I.13)$$

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

$$a_n = \left(\frac{2}{T}\right) \cdot \int_0^T S(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \quad \text{et} \quad b_n = \left(\frac{2}{T}\right) \cdot \int_0^T S(t) \cdot \sin(n\omega t) dt \quad (I.14)$$

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

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

Sont nuls. [07]

I.4.3.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative

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

$$Y_{\text{eff}} = \sqrt{\int_0^T \frac{1}{T} \cdot Y^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2} \quad (I.15)$$

Notons qu'en présence d'harmoniques, les appareils de mesure doivent avoir une bande passante élevée (> 1 kHz). [08]

I.4.3.5 Taux de distorsion d'harmonique

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

$$\text{THD}(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n Y_i^2}}{Y_1} * 100 \quad (I.16)$$

Y_1 : La valeur efficace de la composante fondamentale (du courant ou de la tension).

Y_n : Les valeurs efficaces exactes des différentes composantes harmoniques (du courant ou de la tension).

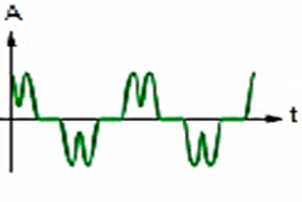
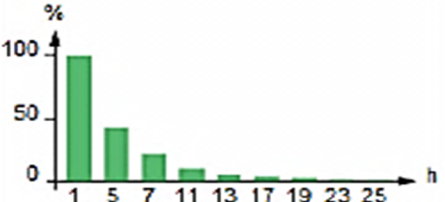

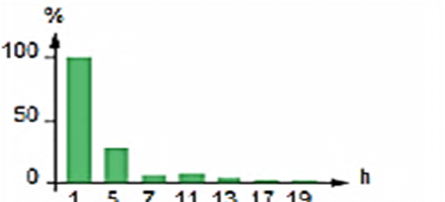


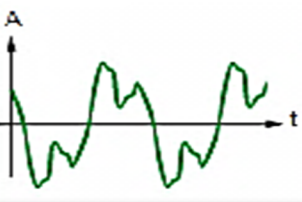
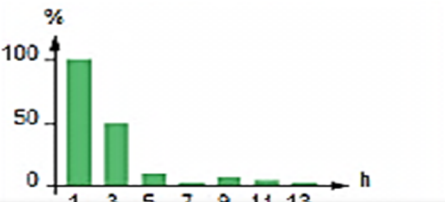
Charges non linéaires	Forme d'onde de courant	Spectre	THD
Variateur de vitesse			44 %
Redresseur / chargeur			28 %
Charge informatique			115 %
Eclairage fluoresent			53 %

Tableau I.1: Caractéristiques de quelques générateurs d’harmoniques

I.4.3.6 Spectre d’harmonique (de fréquence)

C'est la représentation de l'amplitude des harmoniques en fonction de leur rang, la valeur des harmoniques étant généralement exprimée en pourcentage du fondamental par un histogramme (figure (I.9)). [07]

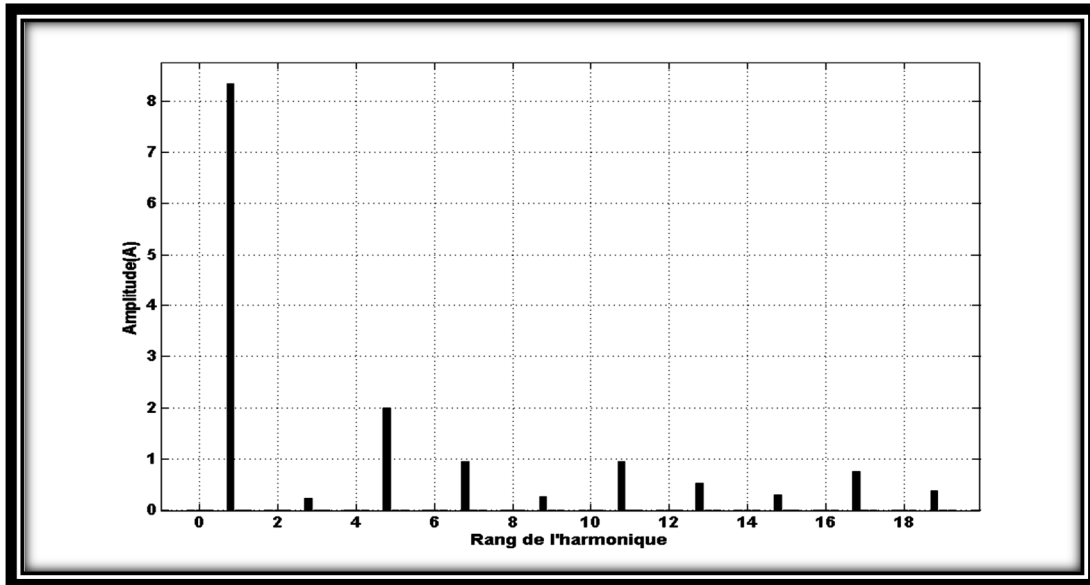


Figure I.9: Le spectre des harmoniques du courant de charge polluante.

I.4.3.7 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 est alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme

Un courant sinusoïdal. Cependant, le courant et la tension peuvent être déphasés.

Les charges linéaires couramment utilisées sont constituées de résistances, de capacités et d'inductances.

Une charge est dite non-linéaire si l'on alimente une charge non linéaire par une tension sinusoïdale, le courant circulant dans cette charge n'est plus sinusoïdal.

Ce courant peut être décomposé en une composante fondamentale et des harmoniques.

I.5. Influence des harmoniques sur le facteur de puissance FP

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

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties actives P, réactive Q et déformante D, cette dernière est la puissance provoquée par les courants harmoniques, comme montre l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{I.17})$$

Où Q : la puissance réactive associée au courant fondamental.

D : la puissance déformante due aux harmoniques du courant.

P : la puissance active.

S: la puissance apparent.

$$P = 3.U.I_1 \cos(\varphi_1) \quad (\text{I.18})$$

φ_1 : représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension.

$$Q = 3.U.I_1 \sin(\varphi_1) \quad (\text{I.19})$$

$$\text{Et } D = 3.U.I_1 \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2} \quad (\text{I.20})$$

Finalement le facteur de puissance F_p est donné par l'expression : [17]

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

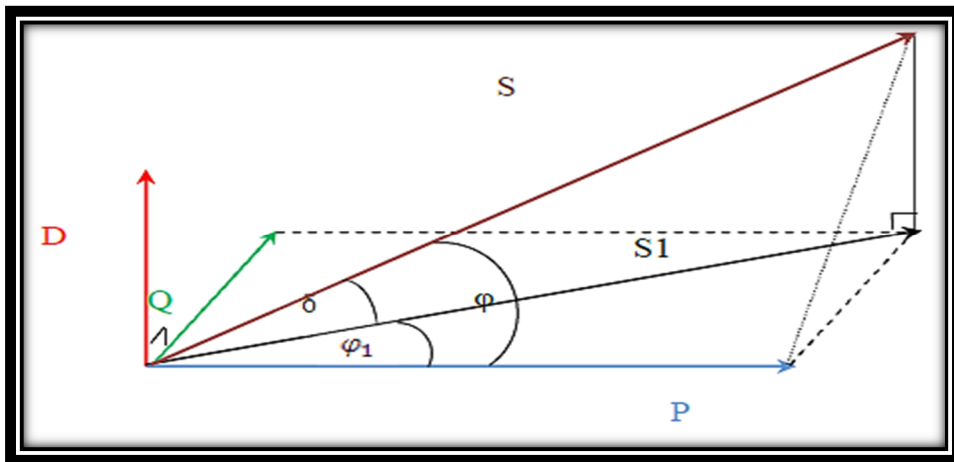


Figure I.10: Diagramme de Fresnel des puissances.

I.6 Normes et recommandations [09]

De nombreux organismes nationaux et internationaux imposent des limites sur l'injection des courants harmoniques afin d'assurer une qualité du réseau de distribution.

D'autres ne précisent que les niveaux de courant des harmoniques d'exprimés en pourcentage du fondamental à ne pas dépasser.

Les équipements électriques doivent fonctionner sans dégradation face à des phénomènes perturbateurs, en particulier ceux de basses fréquences tels que les harmoniques de tension du réseau. Rappelons que le taux de distorsion en tension THDv consécutif à l'émission de

courants harmoniques dépend de l'impédance de court-circuit du réseau d'alimentation d'énergie au point de raccordement. De plus, l'électricité est désormais un produit, ainsi le fournisseur d'énergie a une responsabilité vis-à-vis des dommages possibles causés par un excès d'harmoniques. Pour garantir un niveau de qualité de l'énergie satisfaisant et une bonne cohabitation entre les sources 'pollueuses' et les charges 'polluées', 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):

- 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.

La CEM correspond à la capacité d'un dispositif, équipement ou système, à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement (CEI 60050-161). Les directives CEM s'appliquent à tous les appareils électriques et/ou électroniques susceptibles d'être affectés par ces perturbations. Il est à noter que tout appareil doit être conforme aux normes d'immunité et d'émission avant d'être mis en vente sur le marché européen et doit porter la marque CE (Communauté Européenne).

Un positionnement des différentes définitions en fonction du niveau de perturbation est illustré sur le graphique de (la figure(I.11)).

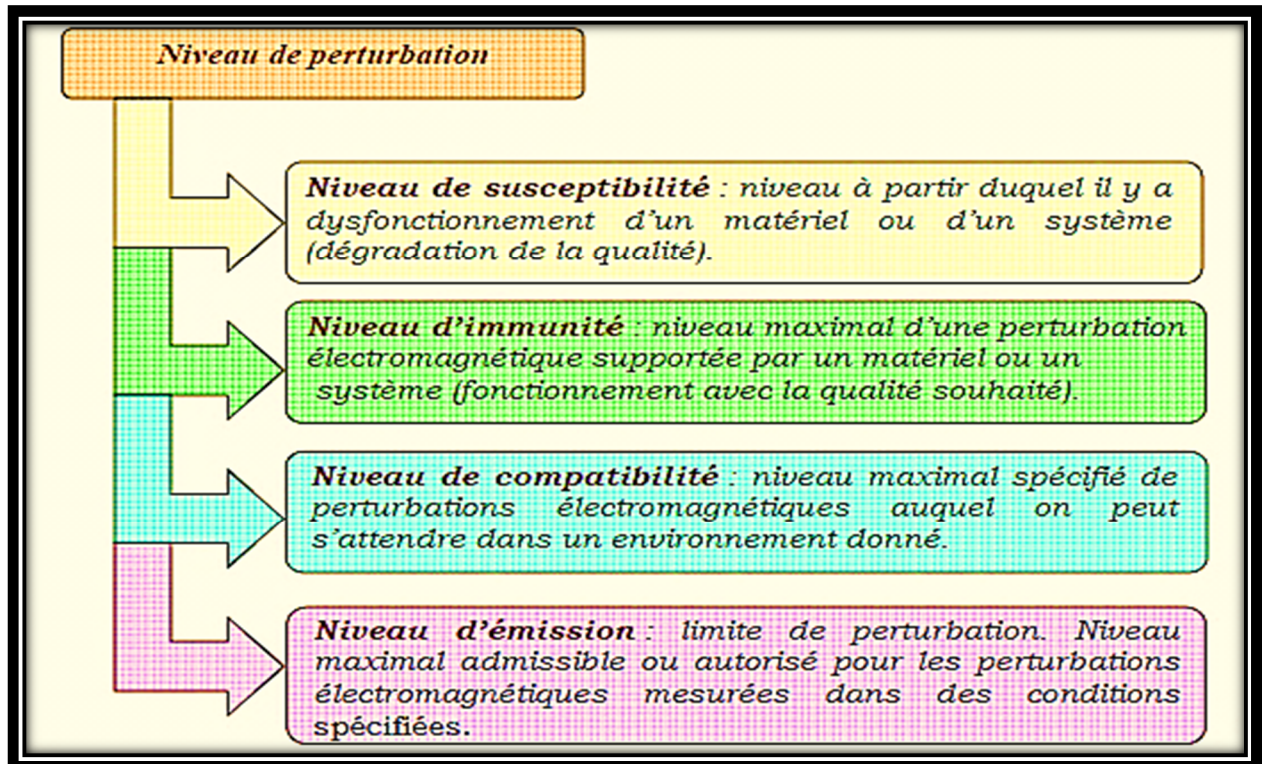


Figure I.11 : Les différents niveaux de perturbations.

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.

I.6.1 Norme internationale CEI 61000

Elle se rapporte à la compatibilité électromagnétique (CEM) dont certaines parties ont été rendues obligatoires dans l'union européenne et retranscrite dans le droit national sous l'appellation NF EN 61000. Cette norme CEI est décomposée en six chapitres :

- Partie 1 : généralités
- Partie 2 : environnement
- Partie 3 : limites
- Partie 4 : techniques d'essai et de mesure
- Partie 5 : guide d'installation et d'atténuation
- Partie 6 : normes génériques

Dans celle-ci il est possible d'extraire les chapitres concernant les niveaux de compatibilité, d'émission et d'immunité.

I.6.2 Niveau de compatibilité

a. Pour les réseaux publics

- 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 (tableau 1.1), inter-harmoniques, fluctuations de tension, creux de tension, déséquilibres de tension transitoires, etc....

Tableau I.2 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux basse tension (CEI 61000-2-2).

Harmoniques impairs non multiples de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang harmonique <i>h</i>	Tension harmonique %	Rang harmonique <i>h</i>	Tension harmonique %	Rang harmonique <i>h</i>	Tension harmonique %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	$0,2+12,5/h$				

- 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, des plateformes offshore et des installations ferroviaires (TabI.3).

Tableau 1.3 :Taux (en % de V1) des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4).

Rang harmonique	Classe 1 : matériels et systèmes sensibles	Classe 2 : réseaux industriels	Classe 3 : réseaux industriels perturbés
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1,5
5	3	6	8
6	0,5	0,5	1
7	3	5	7
8	0,5	0,5	1
9	1,5	1,5	2,5
10	0,5	0,5	1
11	3	3,5	5
Pair, >10	0,2	0,2	1
13	3	3	4,5
15	0,3	0,3	2
17	2	2	4
19	1,5	1,5	4
21	0,2	0,2	1,75
Impair, >21 et =3h	0,2	0,2	1
23	1,5	1,5	3,5
25	1,5	1,5	3,5
Impair, >21 et ≠3h	0,2+12,5/h	0,2+12,5/h	5*(11/h) ^{1/2}
THD	5%	8%	10%

Définitions des classes :

Classe 1 : matériels et systèmes sensibles, elle s'applique seulement aux réseaux basses tensions protégées avec des niveaux de compatibilités plus bas que ceux des réseaux publics.

Classe 2 : réseaux industriels, elle s'applique au réseau interne et au point de livraison du distributeur. Les niveaux sont les mêmes que ceux des réseaux publics.

Classe 3 : réseaux industriels perturbés, elle s'applique seulement au réseau interne et les niveaux sont supérieurs à ceux de la classe 2.

I.6.3 Niveau d'émissions

a. Courant appelé par les appareils ≤ 16 A par phase

- 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. Le tableau 1.3 indique les limites d'émission pour ces appareils faisant partie de la classe A, c'est-à-dire autres que les outils portatifs, appareils d'éclairage et appareils ayant un courant d'entrée à forme d'onde spéciale dont la puissance active est inférieure à 600W.

Tableau I.4 : Limites d'émission de courants harmoniques des appareils basse tension de courant inférieur à 16A et de classe A.

<i>Rang harmonique</i>	<i>Courant harmonique maximal autorisé (A)</i>
2	1,08
3	2,30
4	0,43
5	1,14
6	0,30
7	0,77
$8 \leq h \leq 40$	$0,23 \cdot 8/h$
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq h \leq 39$	$0,15 \cdot 15/h$

b. Courant assigné supérieur à 16 A

- CEI 61000-3-4 : cette norme spécifie les limites pour les émissions de courant harmonique des équipements individuels d'intensité assigné

Tableau I.5 : Exemple de limitation des émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-4).

<i>Rang harmonique</i>	<i>Courant harmonique en % du fondamental</i>
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	$\leq 0,6$
<i>pair</i>	$\leq 0,6$ ou $\leq 8/h$

Supérieure à 16 A et jusqu'à 75 A (tableau I.5). Ces limites s'appliquent aux réseaux publics de tensions nominales entre 230V (monophasée) et 600V (triphase).

I.6.4 Niveau d'immunité

- CEI 61000-4-13 : cette norme donne les essais d'immunité basse fréquence aux harmoniques et inter-harmoniques incluant les signaux transmis sur le réseau électrique alternatif. Le tableau 1.5 donne les taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils pour les matériels et systèmes sensibles (classe 1) et les réseaux industriels (classe 2).

Tableau I.6 : Taux des harmoniques en tension a utilisé pour vérifier l'immunité des appareils (CEI61000-4-13).

<i>Rang harmonique</i>	<i>Classe 1 : matériels et systèmes sensibles</i>	<i>Classe 2 : réseaux industriels</i>
3	8	8
5	8	12
7	6,5	10
9	2,5	4
11	5	7
13	4,5	6
15	-	3
17	3	5
19	2	5
21	-	2
23	2	4
25	2	4
27	-	2
29	1,5	4
31	1,5	3

I.6.5 Normes et recommandations européennes sur la qualité des réseaux NF EN 50160

Elles définissent les principales caractéristiques de la tension fournie au point de livraison du client pour un réseau public basse tension, et en particulier les niveaux de compatibilité électromagnétiques des tensions harmoniques (ceux de la classe 2 du tableau 1.2). Elle caractérise la qualité de la tension fournie par le réseau public de distribution basse tension dans des conditions normales l'exploitation. Ces critères de perturbation de l'énergie apportée par le réseau et constatable au poste de livraison du client concernent quatre familles :

- la fréquence,
- l'amplitude ou le niveau de tension,
- la forme d'onde,

- la symétrie des tensions triphasées.

Par la suite ces familles peuvent se décliner en plusieurs critères élémentaires tels que :

- creux de tension,
- diminution de la valeur efficace,
- surtension impulsionnelle ou transitoire,
- fluctuation rapide de tension ou flicker,
- déséquilibre du système triphasé,
- harmoniques,
- Variation de fréquence.

I.6.6 IEEE 519 (Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems – USA)

L'IEEE définit les exigences et recommandations pratiques pour le contrôle des harmoniques dans les systèmes électriques de puissance. Cette norme s'applique aussi bien aux fournisseurs qu'aux utilisateurs et couvrent toutes les plages de puissance. Dans ce standard, les limites sont données par rapport au quotient des courants de court-circuit au point de raccordement du réseau et du courant de charge fondamental. La norme IEEE 519-1992 recommande notamment une distorsion harmonique totale de tension inférieure à 5% pour les systèmes de moins de 69KV et une distorsion harmonique individuelle de tension inférieure à 3%.

I.7 réglementation de pollutions harmoniques

I.7.1 solutions classiques

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. [08][10][11]

I.7.1.1 Transformateur à couplage spécial

Il s'agit de limiter la circulation des courants harmoniques à une partie aussi petite que possible de l'installation à l'aide de : port 1/1 à couplage triangle-étoile ou triangle zigzag, empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et leurs multiples circulant dans le neutre, ce procédé n'a aucun effet sur les autres rangs harmoniques.

I.7.1.2 Pont dodécaphasé

La structure dodécaphasé présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse.

Un convertisseur composé de (mC) convertisseur triphasé élémentaire à indice de pulsation sera à indice de pulsation n tel que $n = mC.p$, si les convertisseurs élémentaires sont alimentés par des tensions dont les déphasages sont en progression arithmétique de $2\pi/m$.

La figure (I.4) illustre un exemple pour $p = 6$ (pont de graëtz) et $mC=2$, soit un convertisseur indice de pulsation égale à 12. Ce convertisseur appelé dodécaphsé, est le plus utilisé (cas des puissances importantes) dans la mesure où le déphasage de $\pi/6$ est facilement obtenu par un couplage étoile-triangle et étoile-étoile d'un transformateur à double enroulement au secondaire.

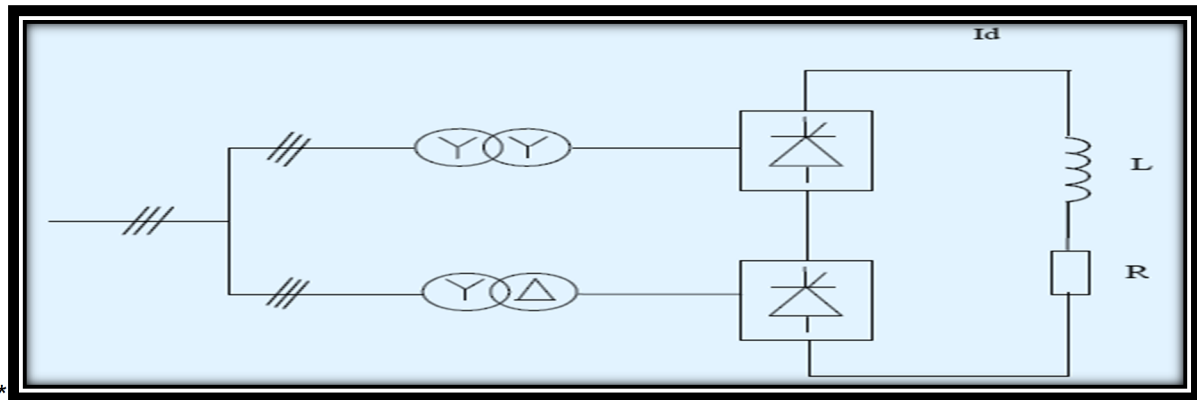


Figure I.12 : structure du pont dodécaphasé.

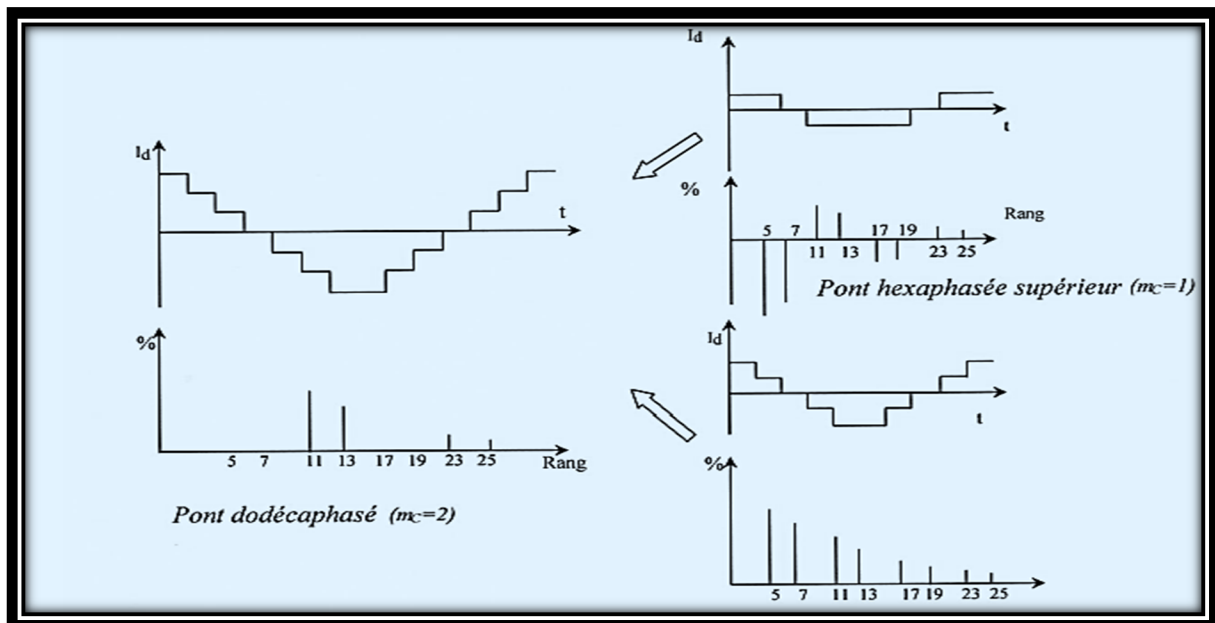


Figure I.13: Forme de courant et rang d'harmonique.

Cette solution provoque un encombrement lors de la commande ce qui limite son utilisation.[16]

I.7.1.3 Agir sur la structure de l'installation

Il faut éviter de connecter un récepteur sensible en parallèle avec un pollueur (figure(I.14)). Une alimentation par câble distinct est préférable.[07]

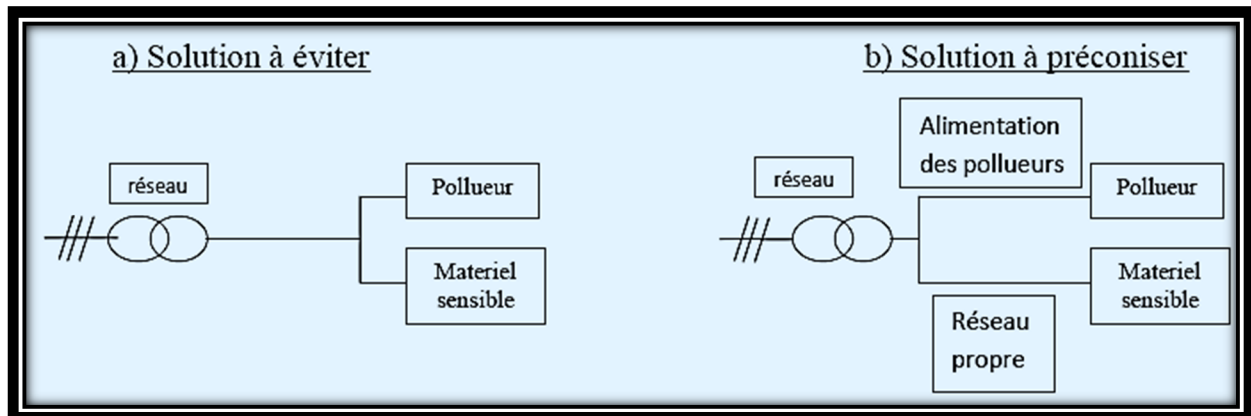


Figure I.14: Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

I.7.1.4 Utilisation d'une inductance (selfs) série

Cette solution est utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse) et les redresseurs triphasés, elle consiste à introduire une inductance série en amont d'une charge non linéaire. La self a cependant une efficacité limitée. Il faut en installer une par charge non linéaire. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux. [12]

I.7.1.5 filtrage passif

a) Principe de fonctionnement des filtres passifs

Le principe du filtrage passif est de modifier localement l'impédance du réseau afin de faire dévier les courants harmoniques et, du même coup, éliminer les tensions harmoniques résultantes. Ces filtres sont composés d'éléments capacitifs et inductifs qui sont disposés de manière à obtenir une résonance série sur une fréquence déterminée. Afin de concevoir ce type de filtre, une connaissance précise des caractéristiques et du comportement du réseau sous l'effet des harmoniques est nécessaire. Une telle exigence de conception est généralement satisfaite à l'aide d'un logiciel de simulation. Les types de filtre passif utilisés sont choisis en fonction de l'atténuation harmonique recherchée. [13]

b) Classification des filtres passifs

Il est possible de classer les filtres passifs selon leur emplacement sur le réseau, leur mode de connexion, leur degré d'amortissement de même que leur fréquence de résonance. Les filtres passifs peuvent se diviser en deux familles, soit les filtres parallèles et les filtres séries. Selon le type choisi, les harmoniques peuvent être (a) littéralement bloqués par une impédance série élevée entre le convertisseur et le réseau, (b) déviés par une faible impédance en parallèle ou (c) une combinaison des deux. [13]

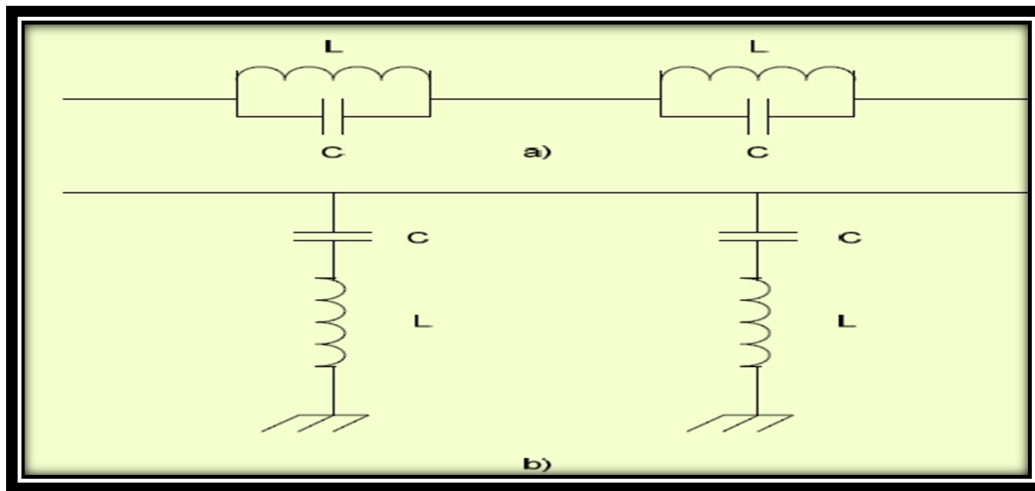


Figure I.15: a) filtre passif série b) filtre passif parallèle.

b.1) Filtre passif parallèle

Le filtre parallèle est utilisé exclusivement du côté alternatif pour deux raisons :

- 1) Il porte uniquement le courant harmonique et est lié à la terre.
- 2) À la fréquence fondamentale, il possède l'avantage de fournir de la puissance réactive. Pour une efficacité équivalente au filtre série, le filtre parallèle est beaucoup moins cher. Le filtre parallèle est surtout utilisé dans le cas des charges génératrices de courants harmoniques alors que le filtre série l'est pour les charges génératrices de tensions harmoniques. Il existe deux types de filtres parallèles [13].

b.1.1) Filtre résonant

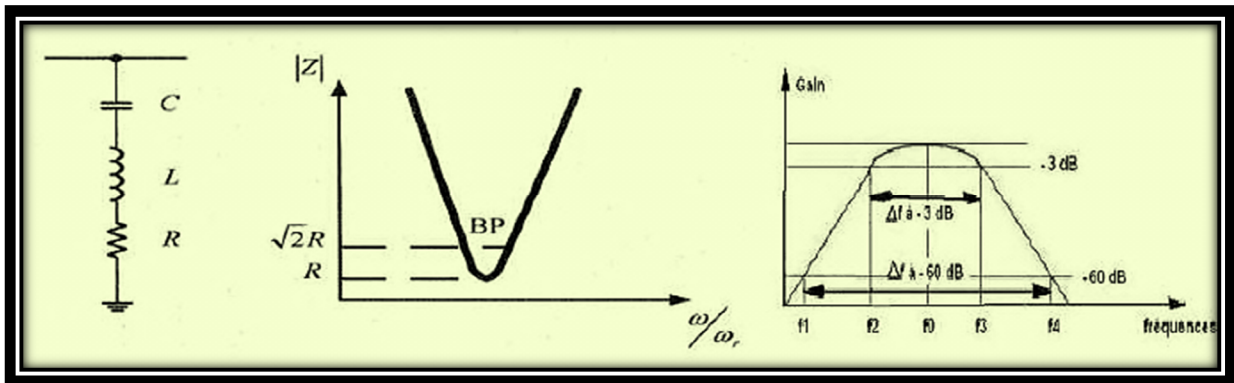


Figure I.16 : filtre résonant.

Le filtre résonant a pour caractéristique une impédance très faible à un courant harmonique de rang déterminé. Le facteur de qualité (Q) détermine la précision du réglage de l'harmonique correspondant ainsi que son efficacité à l'éliminer. Ce qui implique un facteur de qualité élevé pour ce type de filtre. Pour chaque rang d'harmoniques à filtrer, nous devons compter trois branches shunt (un filtre shunt pour chaque phase). Le filtre résonant fournit une partie de la puissance réactive au convertisseur par ses capacités. L'inconvénient de ce type de filtre shunt est la variation des éléments L et C due à leur vieillissement et à leur qualité. Ces facteurs ont pour effet de créer un désaccord de l'ensemble. Afin d'éliminer un rang harmonique particulier, un filtre résonant ajusté pour cette fréquence doit être installé sur chacune des trois phases. De plus, l'ajout de ce type de filtre peut causer des résonances parallèles avec l'impédance du réseau. Il y a également risque de résonance si deux filtres résonants ajustés à la même fréquence sont présents sur un même réseau. Il est donc particulièrement important d'avoir une bonne connaissance du comportement du réseau sous l'effet d'harmoniques avant l'installation de ce type de filtre [13].

b.1.2) filtre amorti

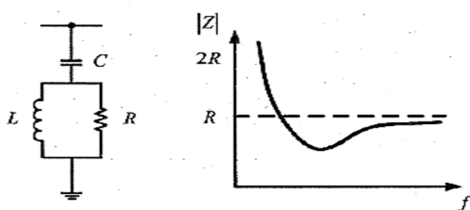


Figure I.17: filtre amortis.

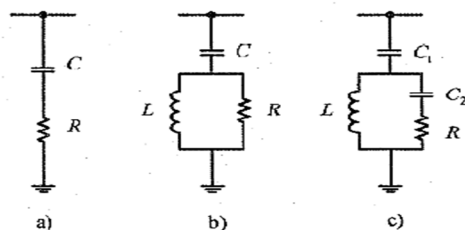


Figure I.18 : type de filtre amortis.

On distingue trois types de filtre amorti, les filtres amortis de premier ordre (a), les filtres amortis de second ordre (b) et les filtres de troisième ordre (c). Les filtres amortis offrent plusieurs avantages :

- 1) Leurs performances sont moins sensibles aux variations de température, aux déviations de fréquence, aux tolérances des composantes, etc.
- 2) Ils présentent une faible valeur d'impédance pour une large gamme de fréquences harmoniques.
- 3) L'usage de multiples filtres résonants peut provoquer des résonances parallèles entre les filtres et l'admittance du réseau. Dans ce cas, l'usage d'un ou de plusieurs filtres amortis est préférable.

Les principaux désavantages du filtre amorti sont les suivant :

- 1) Pour atteindre des performances similaires au filtre résonant, le filtre amorti doit être conçu pour un taux de puissance apparente (S) élevé, bien que dans la plupart des cas de bonnes performances peuvent être obtenues avec la limite requise pour la compensation du facteur de puissance.
- 2) Les pertes dans la résistance sont généralement élevées.

Le filtre de premier ordre n'est pas très utilisé, car il exige une grande capacité et présente une perte de puissance excessive à la fréquence fondamentale. Le filtre de second ordre fournit de meilleures performances de filtrage, mais avec des pertes plus élevées à la fréquence fondamentale que le filtre de troisième ordre. Ces deux derniers sont en général conçus avec un faible facteur de qualité Q compris entre 0,7 et 1,4. Le principal avantage du filtre amorti de troisième ordre sur le deuxième ordre est une réduction substantielle des provoquée par la présence du condensateur C2. De plus, la taille de C2 est petite comparativement à C1. En pratique, il est courant de mettre en œuvre :

Des filtres résonants accordés sur les premiers rangs harmoniques (rangs 5 et 7) où les injections des courants sont importantes. Un filtre amorti pour limiter l'impédance harmonique sur le reste du spectre (rangs >11). [13]

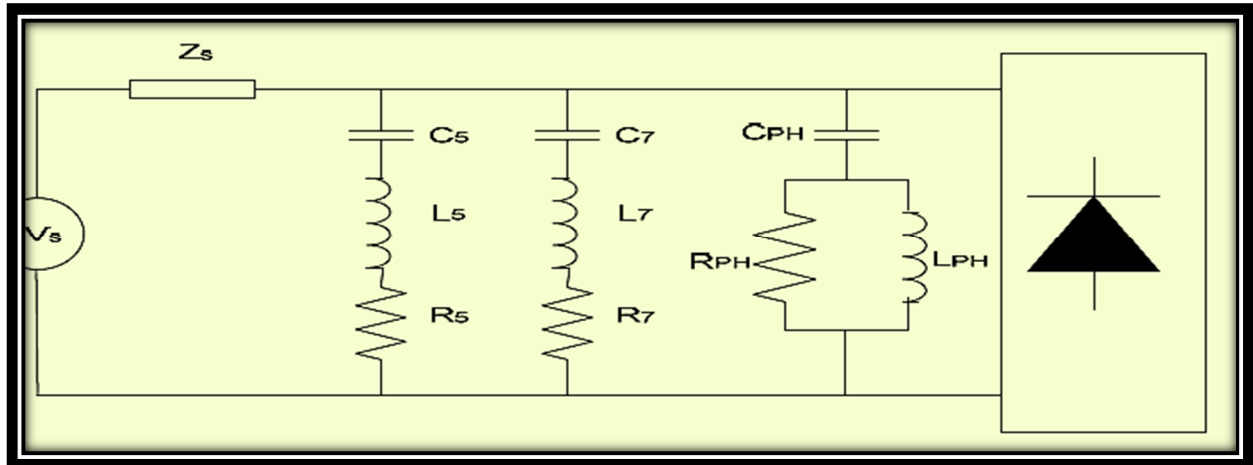


Figure I.19 : schéma monphasé d'un réseau avec deux filtres résonant et un filtre amorti.

I.7.1.6 Coût du filtre passif

Le coût d'un filtre est de l'ordre de 5 à 15 % du coût de tout l'équipement de la station de conversion (ca/ce). Il est réparti entre la puissance réactive que doit générer le filtre et le filtrage des harmoniques, mais sans base logique de la division. Le but est donc de concevoir un filtre à coût minimum qui filtre adéquatement et qui fournit une partie de la puissance réactive. Fait important à noter, la capacité représente environ 60 % du coût total du filtre. Avec ces données, une conception précise du filtre est bien justifiée. [13]

I.7.2 solutions modernes

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs et les redresseurs MLI 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. [14]

I.7.2.1 filtrage actif

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent pas plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. En effet, les méthodes dites "classiques" de filtrage ou de dépollution des réseaux électriques présentent un certain nombre d'inconvénient. Le plus important d'entre eux est sans doute le fait d'être sensible aux évolutions de l'environnement. Ils voient leur

efficacité baisser avec les variations des perturbations (variation des fréquences et des amplitudes des harmoniques).

La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveau composant à commutation forcée, réaliser de nouvelles structures qui permettent le contrôle de la fore d'onde de la phase du courant d'entrée. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques. Ainsi le filtrage actif tend à annuler les courants harmoniques en injectant dans la source perturbatrice des courants harmoniques d'amplitudes identiques, mais en opposition de phase à l'aide d'un pont onduleur. A cet effet, une mesure du courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant à fournir.

Nous citerons les configurations possibles des filtres actifs :

- harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension. Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenses toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive.
- La combinaison parallèle série actif : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

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

a)Filtre actif parallèle

Il est appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution figure (I.20). Il est habituellement commandé comme un générateur de courant. Son principe est d'injecter dans le réseau électrique des courants harmoniques I_{inj} égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau I_s soit sinusoïdale et en phase avec la tension simple correspondante. Ainsi, il empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Par conséquent, Il améliore le taux de distorsion en courant et en tension.[12][15][16]

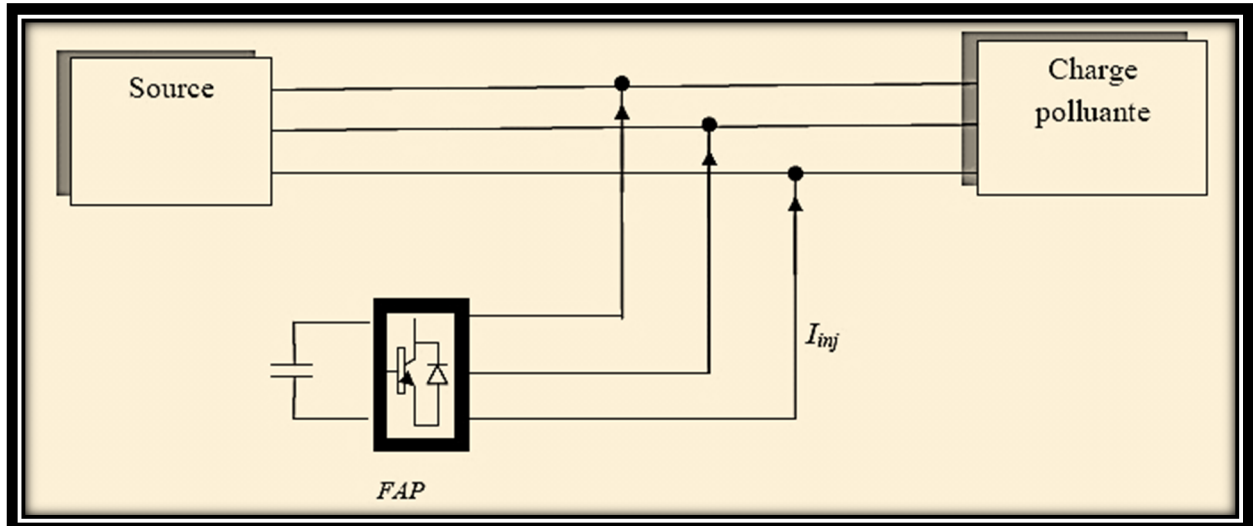


Figure I .20 : Montage d'un filtre actif parallèle

b) Filtre actif série

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau comme le montré la figure (I.21). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension du réseau est une onde sinusoïdale.

Il est destiné à protéger les installations qui sont sensibles aux tensions perturbatrices (Harmoniques, creux, déséquilibrés) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, à des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre, elle ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

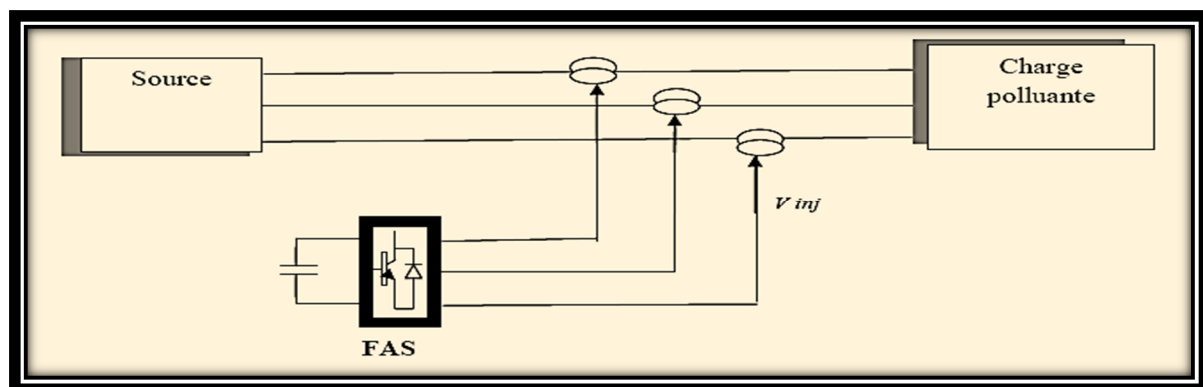


Figure I.21: Montage du filtre actif en série.

c) Combinaison parallèle série actif

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série figure (I.20). Donc, elle possède les avantages cumulés des filtre

actifs parallèles et série. Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle série actif ou en anglais Unified Power Quality Conditioner(UPQC).

Un filtre actif série placé en amont du filtre actif parallèle, comme il est montré dans la figure (I.22), permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices; or s'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée.[14] [17]

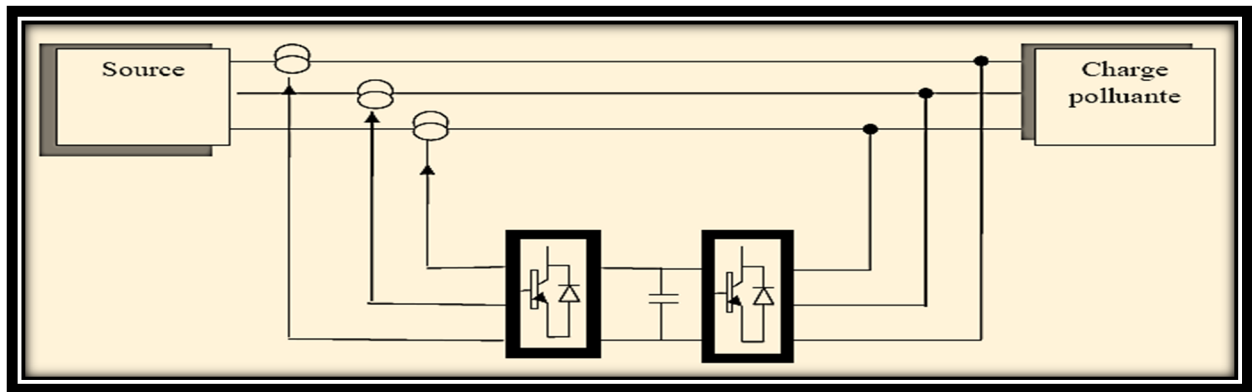


Figure I.22: Combinaison parallèle –série actif (UPQC).

d) Filtrage hybride

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature [18] [19], les plus étudiées étant:

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

I.7.2.1.1 Coût du filtre actif

Le coût du filtre actif varie principalement en fonction de la taille de son élément de stockage d'énergie, du nombre de semi-conducteurs qu'il contient ainsi que de sa topologie. Pour les applications de faibles et moyennes puissances, l'élément de stockage d'énergie capacitif s'avère plus efficace et moins coûteux que l'élément de stockage d'énergie inductif. De façon complémentaire, l'élément de stockage d'énergie inductif, composé d'une bobine supraconductrice, est plus fiable dans les applications de haute puissance. Pour ce qui est du dernier point, il est à noter que des améliorations doivent encore être faites, car les bobines supraconductrices sont encore au stade de recherche. Comme nous venons juste de le voir, la topologie du filtre actif joue un grand rôle dans le coût en amenant des économies potentielles

du montage. La topologie hybride, de son côté, permet de réduire les coûts du filtre actif (réduction de la taille de l'élément de stockage d'énergie) puisque la majorité de la compensation harmonique est effectuée par le filtre passif. [13]

I.7.2.2 Les redresseurs à 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. [07]

On distingue deux structures, la structure courant et la structure tension. Elles sont développées dans les paragraphes ci-après.

a) Redresseur de tension

Son schéma de principe est présenté sur la figure (I.23). Les composants de puissance disponibles (IGBT, GTO) étant unidirectionnels en courant, le courant I_d le sera également unidirectionnel. La réversibilité en puissance s'effectue par l'inversion de la tension redressée U_d . Le contrôle de la puissance réactive est obtenu par action sur la phase du courant réseau par rapport à la tension. [20]

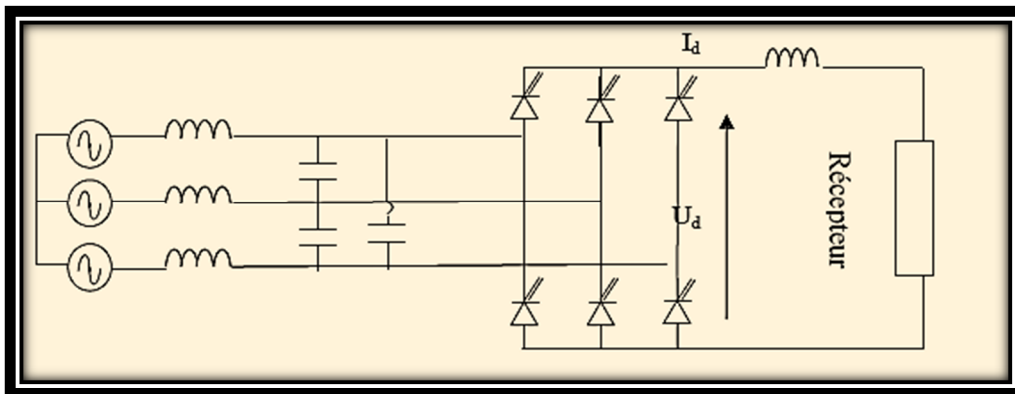


Figure I.23: Redresseur de tension.

b) Redresseur du courant

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

Les inductances L_r servent dans la figure (I.24) à découpler le convertisseur de réseau car les deux réseaux alternatifs et continus sont tous deux sources de tension. [07]

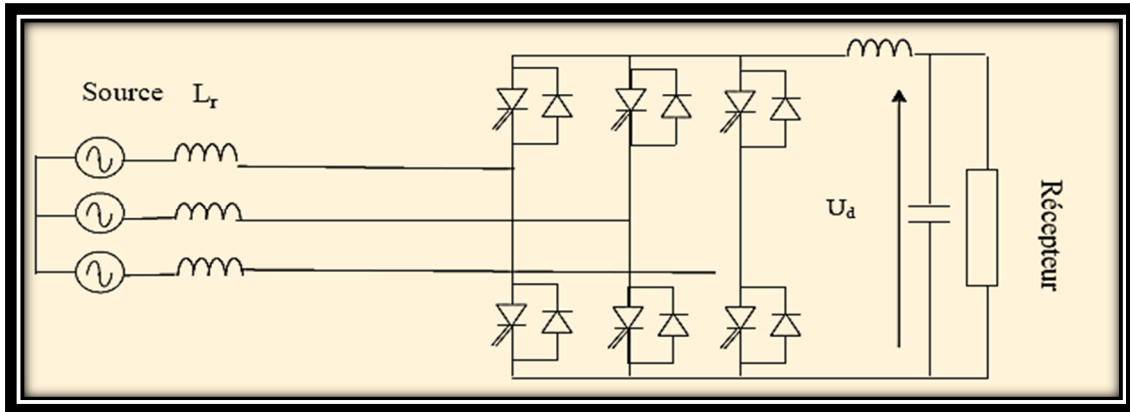


Figure I.24: Redresseur du courant.

I.8 Comparaison générale entre le filtre passif et le filtre actif

Le tableau ci-dessous illustre des différentes avantages et inconvénients majeurs des deux types de dispositif de filtrage. [13]

Tableau I.7 : comparaison générale entre le filtre passif et le filtre actif.

caractéristiques	Filtre passif	Filtre actif
-Adaptation à l'évolution de la charge du réseau	Non	-Oui, se fait automatique
-Limite de compensation de rang harmonique	-Le filtre résonant ne compense qu'un rang harmonique à la fois -Le filtre amorti compense dans la limite de sa bande passante	-Compense dans la limite de sa bande passante qui est déterminée par la fréquence de commutation maximale du semi-conducteur de son onduleur
-Risque de résonance entre le filtre et le réseau	Oui	non
-Compensation de puissance Réactive	Oui	-Oui, mais a cout plus élevé que pour le filtre passif
-Possibilité de surcharge lorsque le courant harmonique dépasse le dimensionnement du filtre	Oui	non
-Compensation dans les réseaux haute puissance	Oui	-Oui, mais a cout très élevé

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons illustré, en premier lieu, le phénomène des harmoniques, leurs caractéristiques, leurs sources, leurs conséquences et effets néfastes qui peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction de ces équipements.

Heureusement que face à cette dégradation de la qualité électrique du réseau, des experts et scientifiques ont imposé des normes d'immunité et d'émission pour non seulement protéger les consommateurs mais aussi les producteurs et distributeurs d'énergie. Par conséquent, un domaine de recherche a émergé pour les scientifiques afin d'élaborer des solutions de compensation pour cette pollution harmonique.

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Nous avons montré que la solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrements et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes.

En revanche, la solution des filtres actifs parallèles et séries avec leurs combinaisons se présente comme la meilleure jusqu'à ce jour pour tous types de perturbations susceptibles d'apparaître dans le réseau électrique. En effet, profitant des progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique industrielle, ces solutions peu encombrantes font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et des charges polluantes en assurant une bonne dépollution harmonique, compensation de l'énergie réactive et rééquilibrage des tensions du réseau.

Ainsi, le choix de la topologie du filtre actif parallèle se présente comme la solution la plus standard pour le filtrage des courants harmoniques. Dans ce contexte et pour la suite de cette thèse nous avons retenu l'application au filtrage actif parallèle. Le prochain chapitre décrit ses caractéristiques face à des charges non linéaires et sa modélisation.

II.1. Introduction

Le filtrage actif parallèle de puissance (FAP) est une solution moderne et adéquate permettant de remédier aux perturbations en courant. Ce compensateur peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques.

Le filtre actif parallèle(FAP), est composé de deux (2) parties principales : la partie puissance et la partie contrôle-commande

Dans ce chapitre nous allons étudier la structure du filtre actif parallèle ainsi que son principe de fonctionnement. Et les différents éléments constitutifs du filtre actif (le système de stockage d'énergie, le filtre de sortie... etc.) ensuite, la partie commande du filtre actif avec les techniques de commande par hystérésis [21] et la commande par MLI sinusoïdal et la MLI vectoriel.

II.2 Structure du filtre actif

La structure générale du filtre actif parallèle est présenté dans la figure (II.1) sous la forme de deux blocs : la partie puissance et la partie contrôle-commande

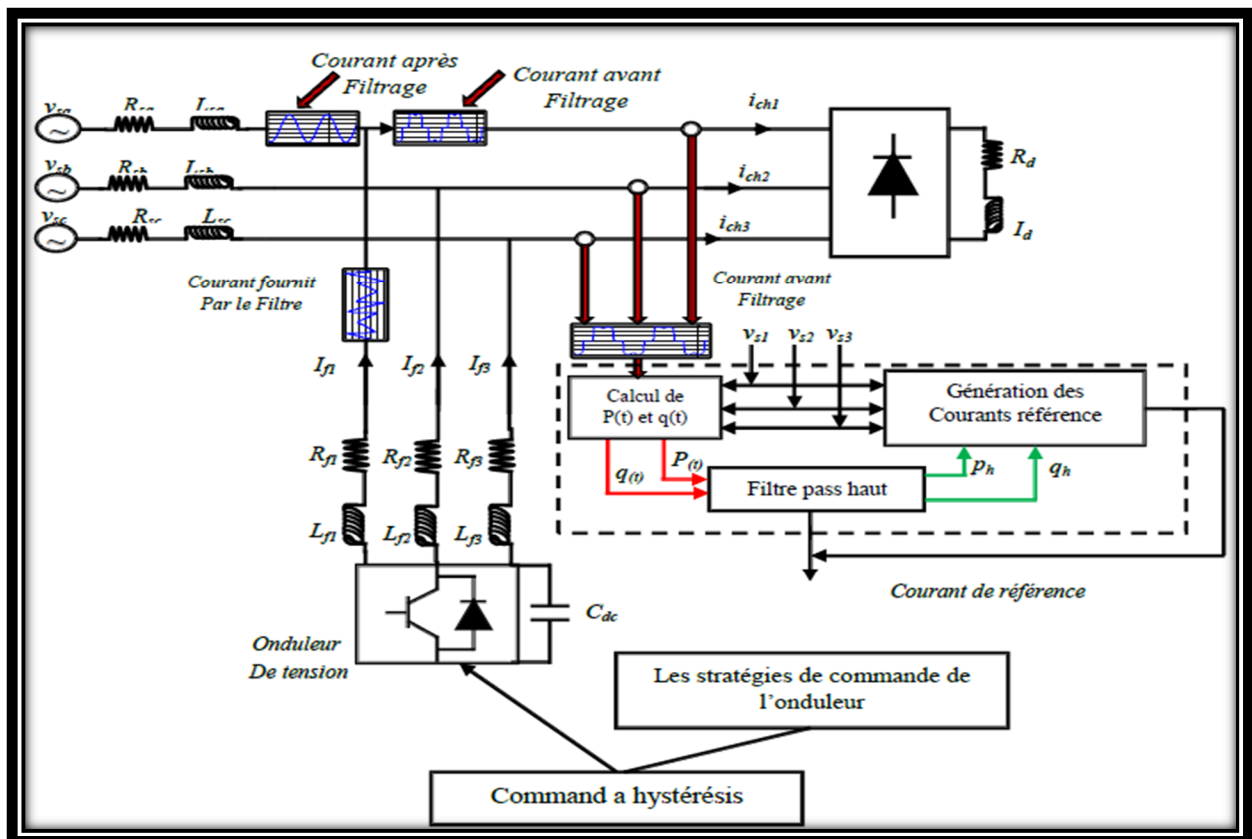


Figure II.1: La structure générale du filtre actif [21]

II.3 Techniques d'identification des courants harmoniques de référence

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 1^{ers} filtres actifs. Selon leur champ de calcul, les algorithmes d'identification des grandeurs harmoniques sont classés dans deux domaines. [22]

- ✚ Domaine fréquentiel

- ✚ Domaine temporel

II.3.1 Domaine fréquentiel

Les méthodes appartenant à ce domaine sont basés sur l'analyse de Fourier (transformée discrète, rapide,... etc.) pour identifier les harmonique de courant .ces méthodes sont bien adaptées aux charge, où le contenu harmonique varie lentement, par ailleurs, elles ont l'avantage d'identifier les harmonique individuellement, elles permettent donc une compensation sélective. Parmi les algorithmes appartenant à cette classe, on peut citer brièvement trois techniques [23]

- ✚ Algorithmes de Fourier & de la FFT (Fast Fourier Transform)

- ✚ Technique de la multiplication sinusoïdale

- ✚ Technique des séries de Fourier modifiées

Les inconvénients les plus importants de ces méthodes sont les résultats moyens en régime transitoire, un volume de calcul et une allocation de mémoire très considérables.

II.3.2 Domaine temporel

Les algorithmes de compensation dans le domaine temporel sont basés sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation des courants/tensions harmoniques. Généralement, les courants de référence sont requis non seulement pour la compensation des courants harmoniques mais également pour remplacer les déficits de la puissance réactive et les fluctuations du bus continu du filtre actif. Fondamentalement, les différents schémas proposés essayent d'inclure la composante réactive afin d'éliminer les courants harmoniques et de corriger le facteur de puissance. Beaucoup d'algorithmes entrent dans cette catégorie [22]

Parmi celles-ci, on présente les deux (2) méthodes suivantes

- **Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées**

➤ Méthode de référence synchronisée

II.3.2.1 Algorithme de commande basé sur les puissances instantanées

Cette méthode est basée sur la mesure des variables instantanées triphasées présentes sur le réseau électrique avec ou sans composantes homopolaires. Cette méthode est valide aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire.[24] [25]

Dans cet algorithme de contrôle (figure II.2), les mesures des tensions et des courants exprimés sous forme triphasée ($a-b-c$) sont converties en système biphasé ($\alpha-\beta$) équivalent à l'aide de la transformée de Concordia qui laisse la puissance invariante:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (P), réactive (Q) et déformante (D) comme le montre la relation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{II.3})$$

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

$$P(t) = v_{sa}i_{sa} + v_{sb}i_{sb} + v_{sc}i_{sc} \quad (\text{II.4})$$

On peut écrire dans le repère stationnaire par :

$$P(t) = v_{s\alpha}i_{s\alpha} + v_{s\beta}i_{s\beta} \quad (\text{II.5})$$

De la même manière la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sa} - v_{sb})i_{lc} + (v_{sb} - v_{sc})i_{la} + (v_{sc} - v_{sa})i_{lb} = v_{s\alpha}i_{l\beta} - v_{s\beta}i_{l\alpha} \quad (\text{II.6})$$

La puissance q a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le voltampère imaginaire (VAI). [2]

A partir des relations (II.5) et (II.6), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p_l \\ q_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

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

$$\begin{cases} p_l = \bar{p} + \tilde{p} \\ q_l = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

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

En inversant la relation (II.7), nous pouvons recalculer les courants dans le repère $\alpha \beta$ comme le montre l'équation

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_l \\ q_l \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

En considérant les équations (II.8) et (II.9), nous pouvons séparer le courant dans le repère en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à:

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_l \\ \tilde{q}_l \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Avec $\Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2$

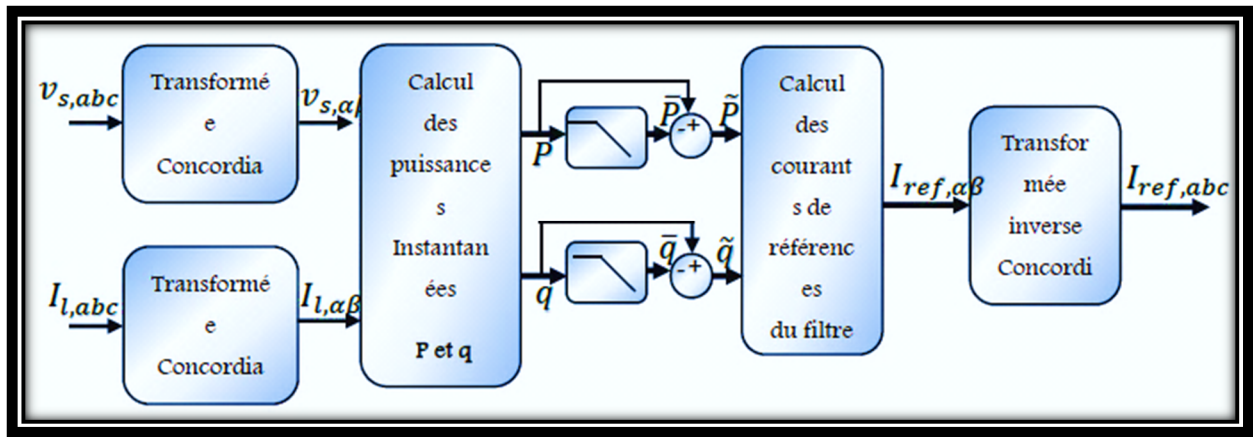


Figure II.2 : Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées

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



Figure II.3 a : Filtre passe haut

Figure II.3 b : Filtre passe bas

Cependant, comme cela est exposé dans la littérature, ces filtres d'extraction permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante de la composante continue, car leurs caractéristiques concernant le résidu harmonique sont différentes. Ils n'ont pas donné entière satisfaction car :

Pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent. En général, la fréquence de coupure est choisie assez basse, entre 5 Hz et 35 Hz, ce qui engendré alors une instabilité du filtre actif de puissance lors de variations rapides de la charge.

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

Pour ces raisons, un nouveau type de filtre d'extraction nommé ici Filtre Multi Variable (FMV) a été développé, Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok [26][27][28] et est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, directement selon les axes $\alpha - \beta$ comme cela est présenté à la figure (II.4)

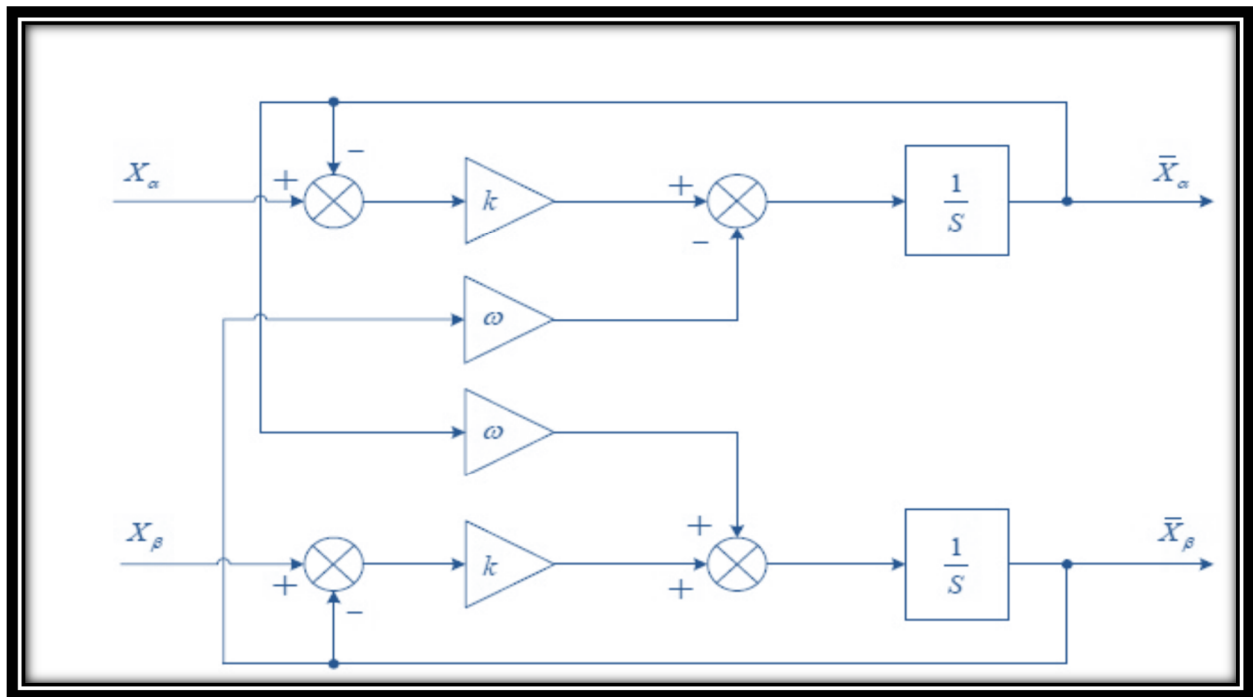


Figure II.4 : Principe du FMV.

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

$$\hat{x}_{\alpha} = \left(\frac{k}{s} [x_{\alpha}(s) - \hat{x}_{\alpha}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_{\beta}(s)\right) \quad (II.11)$$

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

Où sont représentés par :

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

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

K : constante à fixer

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

Ce filtre FMV sera systématiquement mis en œuvre dans toutes les commandes étudiées tout au long de ce travail. Présente le schéma (II .5) modifié de l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanées en employant des FMVs

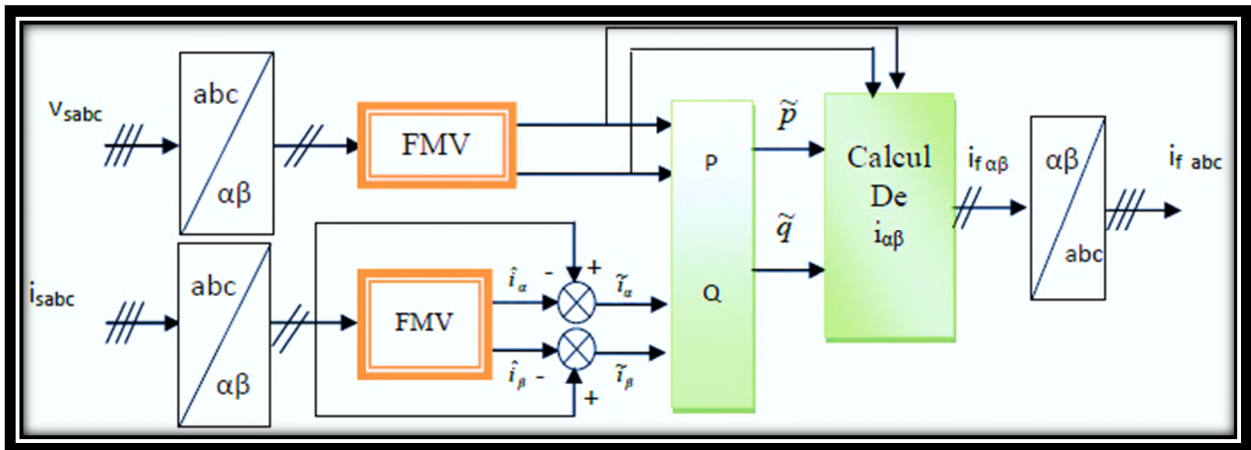


Figure II.5 : Détermination des courants de référence à l'aide de FMV

II.3.2.2 Méthode du référentiel synchrone

Dans la méthode du repère synchrone, appelée aussi méthode des courants instantanés d et q , les courants de la charge sont transformés dans le repère synchrone afin d'extraire la composante harmonique. Elle permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée ou déséquilibrée. La figure (II.6) représente le schéma de principe de cette méthode. La transformation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \tag{II.12}$$

Où θ qui représente la position angulaire du repère tournant est une fonction linéaire de la pulsation angulaire. Ce repère de référence tourne à une vitesse constante en synchronisme avec les tensions triphasées [29]. La référence harmonique sera extraite des courants dans le

repère stationnaire à l'aide d'un FMV. Les courants sur les axes d et q peuvent être décomposés en deux composantes comme suit:

$$\begin{cases} i_{ld} = \overline{i_{ld}} + \tilde{i}_{ld} \\ i_{lq} = \overline{i_{lq}} + \tilde{i}_{lq} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

En l'absence du neutre, seule les composantes alternatives seront présentées à la sortie du système filtre-soustracteur. En plus, en insérant ce système-là uniquement sur l'axe d , tout le courant sur l'axe q sera disponible comme référence. Par conséquence, la puissance réactive de la charge sera compensée en plus des harmoniques, les courants de référence deviennent alors:

$$\begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{ld} \\ \tilde{i}_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Utilisons la transformation inverse de *Park*, les références dans le repère triphasé seront :

$$\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(wt) & \cos(wt) \\ \sin(wt - \frac{2\pi}{3}) & \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(wt + \frac{2\pi}{3}) & \cos(wt + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Cette méthode est sensible aux variations de la fréquence, Ce qui signifie le besoin d'une, boucle de verrouillage de phase (PLL). La méthode montre des meilleures performances dans des conditions imparfaites du système de tentions [30]. Une autre méthode également utilisée pour déterminer l'angle θ repose sur la transformation de Concordia. Après la transformation des courants de la charge polluante dans le repère stationnaire, ces derniers sont définis dans le repère synchrone par :

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

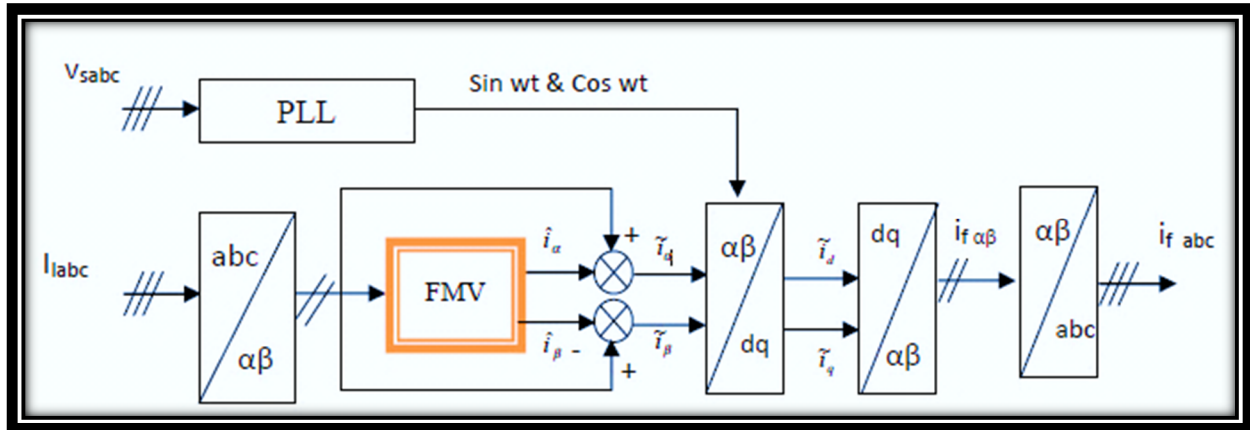


Figure II.6: Extraction des harmoniques par méthode de référentiel synchrone

II.4 Etude de la partie puissance

II.4.1 Onduleur de tension

Le filtre actif est une source de courant, réalisé à base d'un onduleur de tension commandé en courant connecté en parallèle au réseau, à la sortie duquel on place un filtre passif habituellement du premier ordre (L_f, R_f) employé pour générer des courants de compensation à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau, comme il est illustré sur la figure (II.7)[04]

L'onduleur est formé de trois bras dont chacun est composé de deux cellules, chaque cellule contient transistor (GTO, IGBT,...) et d'une diode antiparallèle.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendant de s_1, s_2, s_3 .

Avec s_1, s_2, s_3 désignent les états des interrupteurs des phases a, b et c respectivement [31].

$$S_1 = \begin{cases} 1 & T1 \text{ ferme et } T4 \text{ ouvert} \\ 0 & T1 \text{ ouvert et } T4 \text{ ferme} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & T2 \text{ ferme et } T5 \text{ ouvert} \\ 0 & T2 \text{ ouvert et } T5 \text{ ferme} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & T3 \text{ ferme et } T6 \text{ ouvert} \\ 0 & T3 \text{ ouvert et } T6 \text{ ferme} \end{cases}$$

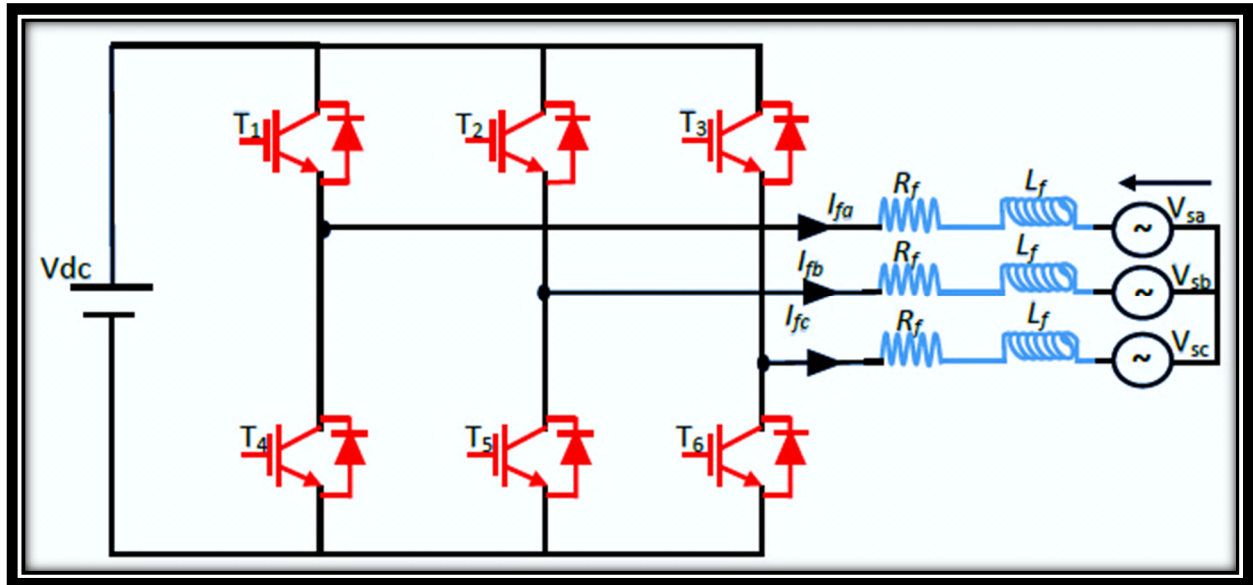


Figure. II.7 : Onduleur de tension triphasé.

L'onduleur à un fonctionnement discret, il peut prendre huit états (2^3). Ainsi, on pourra exprimer huit cas de tension de sortie du filtre V_{f1} , V_{f2} , V_{f3} résumés dans le tableau (II.1)

Tableaux II.1: Les huit états de s_1 , s_2 , s_3 et les tensions générées par l'onduleur.

N	S1	S2	S3	V_{f1}	V_{f2}	V_{f3}
1	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
4	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
7	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
8	1	1	1	0	0	0

II.4.1.1 Représentation vectorielle des tensions générées

Le fonctionnement de l'onduleur de tension, en particulier en ce qui concerne les tensions déphasés, il est commode de représenter les tensions fournies par l'onduleur dans un repère $(\alpha\beta)$

Les tensions du réseau, les courants et les tensions du filtre sont donnés par

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

La figure (II.8) présente les tensions générées par l'onduleur sous forme d'un vecteur, il y a huit positions possibles. Six se trouvent aux sommets d'un hexagone (V_1 à V_6) de module $\frac{2}{3} V_{dc}$ et deux positions à l'origine, de module nul (V_0 de V_7)

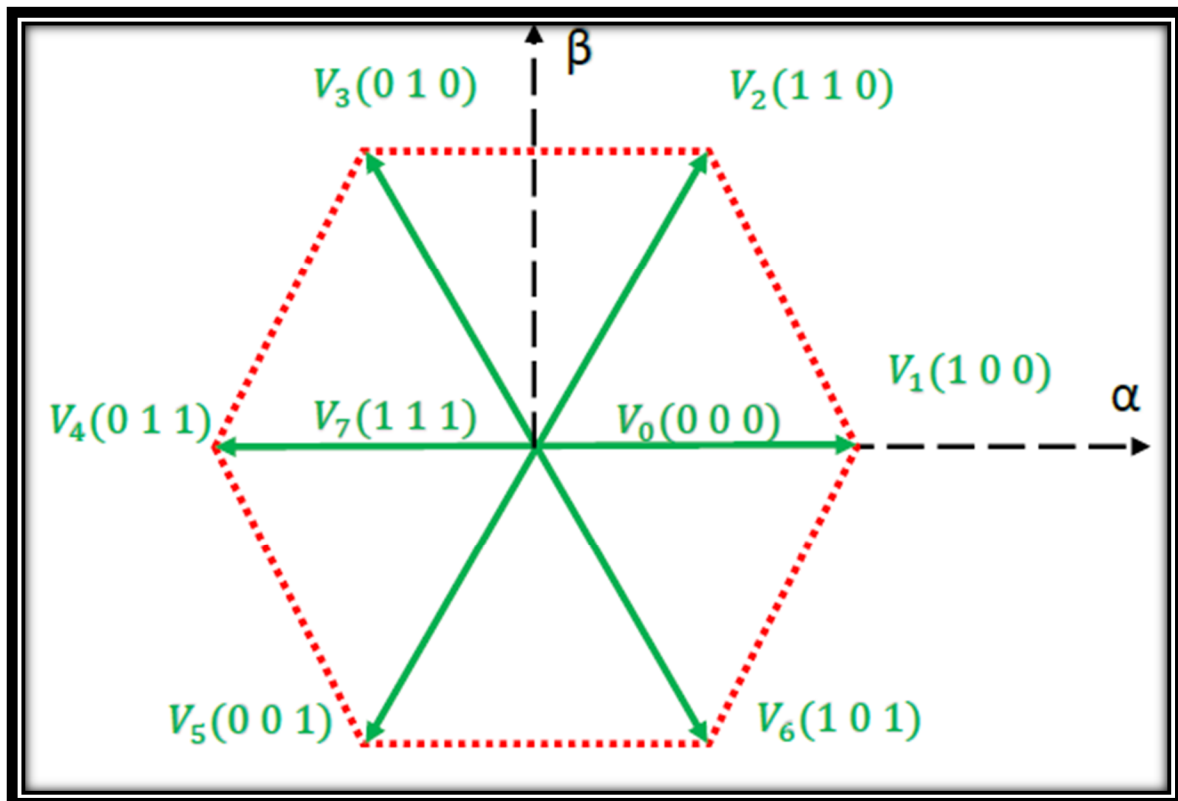


Figure II.8: Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur

II.4.2 filtre passif de raccordement de type $R_f L_f$

Le filtre d'entrée est un filtre passif du premier ordre utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau. Il est composé d'une inductance L_f et de résistance interne R_f . Le filtre d'entrée est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants [04]:

- ❖ Assurer la dynamique du courant

$$\frac{d}{dt} \vec{I}_{h_ch} = -\frac{d}{dt} \vec{I}_{inj} \quad (\text{II.20})$$

D'où :

\vec{I}_{h_ch} : Le courant harmonique de la charge,

\vec{I}_{inj} : Le courant du filtre actif,

- ❖ Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

II.4.3 Système de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} . Dans ce travail, V_{dc} une source de tension.

II.5 Etude de la partie contrôle-commande

La stratégie de contrôle se base sur la détection des courants perturbateurs au niveau de la charge polluante.

II.5.1 Stratégie de commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est le contrôle des courants à la sortie du filtre afin qu'ils suivent leurs références. Le principe est basé sur la comparaison entre les courants à la sortie du filtre actif et leurs références calculées à partir des différentes méthodes d'extraction et de régulation des courants harmoniques et de la tension du condensateur déstockage d'énergie. [01]

II.5.1.1 Commande par hystérésis

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, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis, comme le montre la figure(II.9).

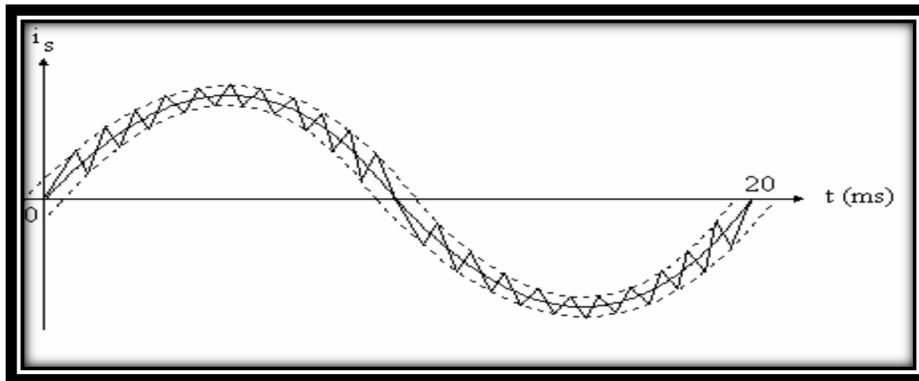


Figure II.9: Principe de la commande des courants par hystérésis.

Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure (figure II.10), un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité est le principal avantage de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis, on ne peut pas maîtriser correctement le spectre haut fréquence dû aux fréquences de commutations.

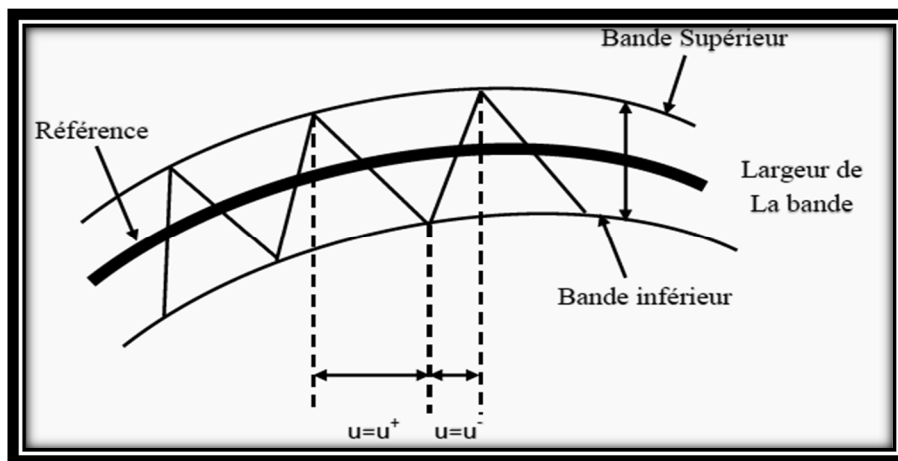


Figure II.10: principe du contrôle par hystérésis.

Ce problème peut être résolu par une autre stratégie de commande qui peut être proposé à savoir la commande par hystérésis modulée. Mais dans cette stratégie de commande, il est difficile de définir la largeur de la bande de l'hystérésis [04].

II.5.1.2 Commande par MLI sinusoïdale

La technique de commande par Modulation de Largeur d'impulsion (MLI) résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur. La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette tension est ensuite comparée avec un signal en dent de scie (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs.[32].

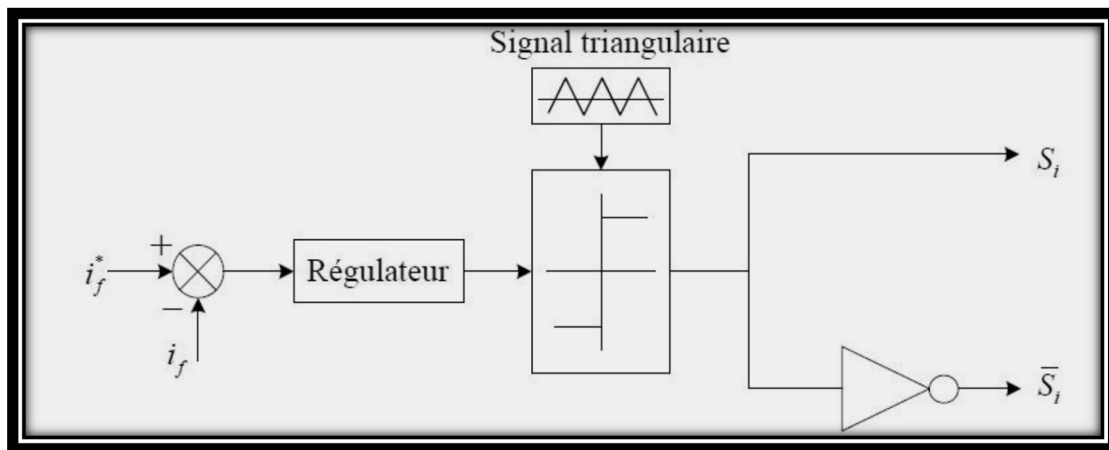


Figure II.11: Principe de commande du courant par MLI

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

II.5.1.3 Commande par MLI vectorielle (SVM)

La méthode MLI vectorielle est largement utilisée dans la commande des onduleurs, elle peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale. Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise. [33]

II.5.1.3.1 Principe de la commande

Le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter le vecteur V de tension désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de convertisseur figure(II.12.a).

Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation du convertisseur. Si nous notons T_i et T_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation du convertisseur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul du convertisseur est appliqué durant une durée complémentaire à T_s .

Un vecteur tension de référence V_{ref} est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur tension moyen V_{moy} ; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 . Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure.II.12.b.

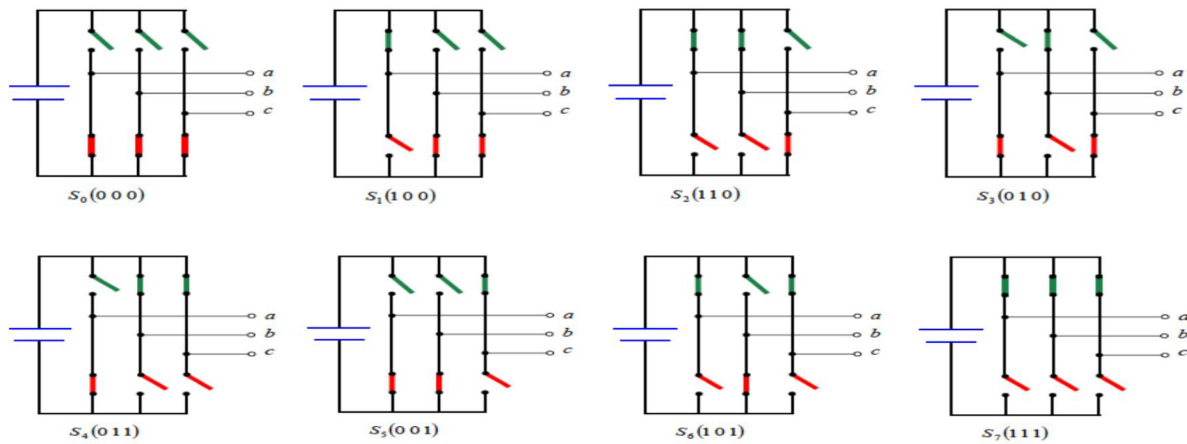


Figure (II.12.a) : États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

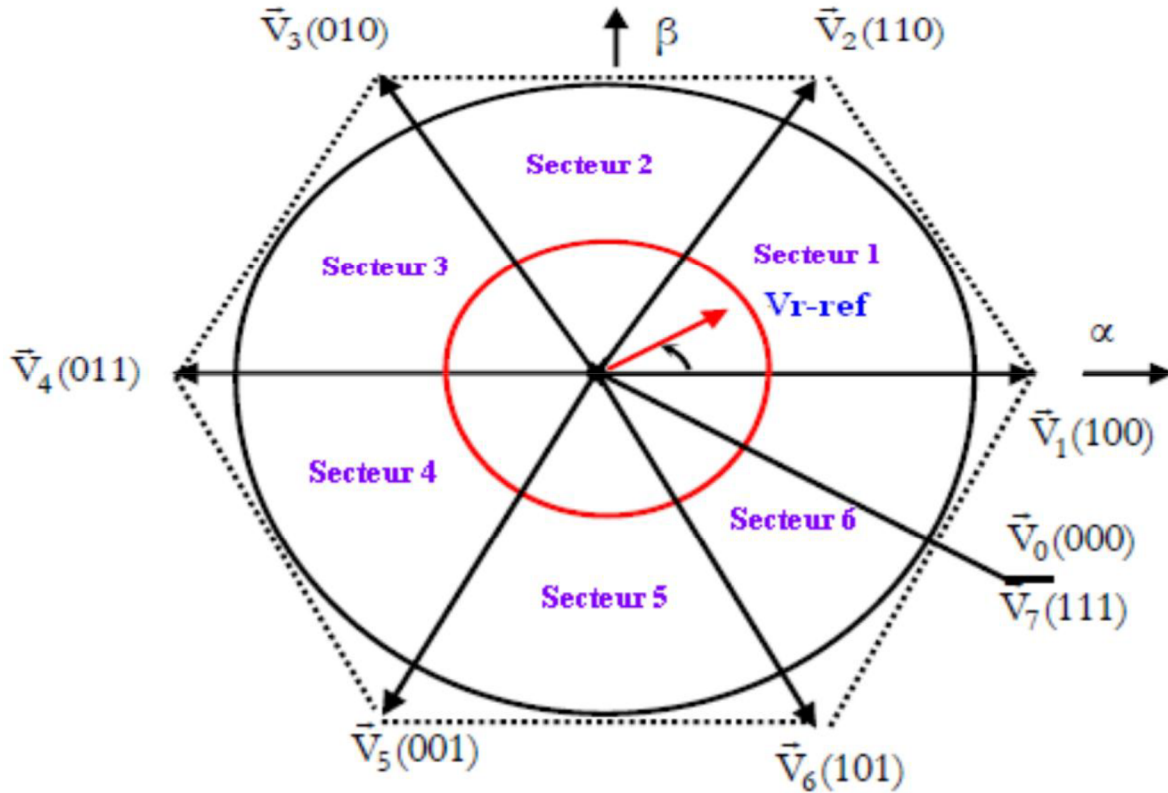


Figure II.12.b : Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β)

La figure (II.12.c) représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . La MLI vectorielle (SVM) consiste à projeter le vecteur de tension de référence V_{ref} désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_s .

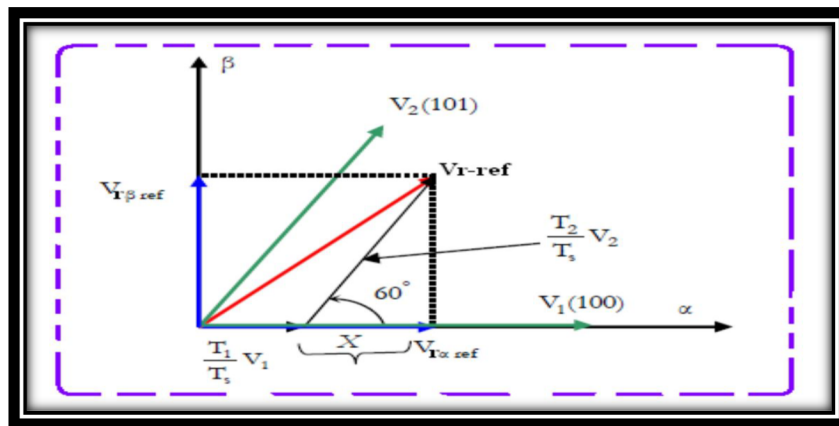


Figure II.12.c : Décomposition d'un vecteur tension de référence

❖ Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle (SVM)

- a) Détermination des tensions de références V_α , V_β .
- b) Détermination des secteurs.
- c) Calcul des variables x, y et z.
- d) Calcul T1 et T2.
- e) Détermination des rapports cycliques en fonction de T_{aon} , T_{bon} et T_{con} .
- f) Détermination de S_a , S_b et S_c en fonction de T_{xon} .

❖ Détermination des tensions de références V_α , V_β

$$V_{an} = V_m \sin(\omega t)$$

$$V_{bn} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.21})$$

$$V_{cn} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

La transformation de Concordia

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Dans la matrice de l'équation ci-dessus est également exprimée comme :

$$\begin{cases} v_\alpha = v_{an} \\ v_\beta = \frac{2v_{bn} + v_{an}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

$$V_s = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (\text{II.24})$$

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (\text{II.25})$$

$$\omega = 2\pi f m \quad (\text{II.26})$$

❖ Détermination des secteurs

L'ongle θ a pour formule :

$$\theta = \text{arc tan} \left(\frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}} \right)$$

Tableau II.2: Détermination des secteurs

θ	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq 2\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi$	$\pi \leq \theta \leq 4\frac{\pi}{3}$	$4\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq 5\frac{\pi}{3}$	$5\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi$
Si	S1	S2	S3	S4	S5	S6

❖ Détermination de X, Y et Z

$$X = 2T \left(\frac{v_{\beta}}{2v_{dc}} \right)$$

$$Y = T \frac{3v_{\alpha} + v_{\beta}}{2v_{dc}} \tag{II.27}$$

$$Z = T \frac{-3v_{\alpha} + v_{\beta}}{2v_{dc}}$$

❖ Calcul de T_i et T_{i+1}

Si $T_i + T_{i+1} < T$

Alors

$$T = T_i \frac{T}{T_i + T_{i+1}} \tag{II.28}$$

$$T_i = T_{i+1} \frac{T}{T_i + T_{i+1}}$$

Les durées T_i et T_{i+1} d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs X, Y et Z sont :

Tableau II.3: calcul de T_i et T_{i+1}

N	1	2	3	4	5	6
T_i	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T_{i+1}	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

❖ **Détermination des rapports cycliques en fonction de Taon, Tbon et Tcon**

Les durées relatives d'application de vecteur Vref ne sont pas directement exploitables pour piloter l'onduleur, il est plus pratique de considérer les durées relatives T_{aon} , T_{bon} , T_{con} (rapports cycliques) pendant lesquelles les grandeurs booléennes de commande Sa, Sb et Sc sont égales à 1 sur une période d'échantillonnage. Les trois rapports cycliques nécessaires pour chaque secteur sont:

$$T_{aon} = \frac{T_s - T_i - T_{i+1}}{2}$$

$$T_{bon} = T_{aon} + T_i \tag{II.29}$$

$$T_{con} = T_{bon} + T_{i-1}$$

❖ **Détermination de Sa, Sb et Sc en fonction de Txon :**

La détermination des signaux de commande (Sa, Sb, Sc) en fonction des signaux modulants est donnée par le tableau suivant :

Tableau II.4 : Détermination de Sa, Sb et Sc

secteur	1	2	3	4	5	6
signaux						
Sa	Taon	Tbon	Tcon	Tcon	Tbon	Taon
Sb	Tbon	Taon	Taon	Tbon	Tcon	Tcon
Sc	Tcon	Tcon	Tbon	Taon	Taon	Tbon

❖ **Les principaux avantages de la commande MLI vectorielle :**

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI sinusoïdale sont comme suit :

- La MLI vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport à la MLI sinusoïdale.
- Seulement un vecteur tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.

- La flexibilité de sélectionner les états inactifs, et leurs distributions sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.
- le vecteur tension de référence est une quantité à deux dimensions ($V_{sa\ ref}, V_{sb\ ref}$), il est faisable d'implanter la MLI vectorielle avec les techniques de commande vectorielle avancées des machines à courant alternatif.[34]

II.6 Principe du filtre actif parallèle

Ce filtre est le plus souvent commandé comme un générateur de courant, il génère des courants harmoniques, en opposition de phase avec le réseau, afin que la somme avec ceux-ci soit nulle.

On obtient alors des courants sinusoïdaux au niveau du réseau. Il permet donc de supprimer au point de raccordement tous les harmoniques de courants de la charge non linéaire.[35]

En pratique, on ne peut pas obtenir un courant de ligne purement sinusoïdal comme dans le cas idéal mais le but est d'avoir un courant qui sera le plus proche possible de la sinusoïde.

En général, le filtre actif parallèle est utilisé pour la dépollution des réseaux BT et MT. Son impédance totale vis à vis de la source et de la charge lui confère une bonne auto- avec des performances appréciables. [36]

La structure générale du FAP est la suivante :

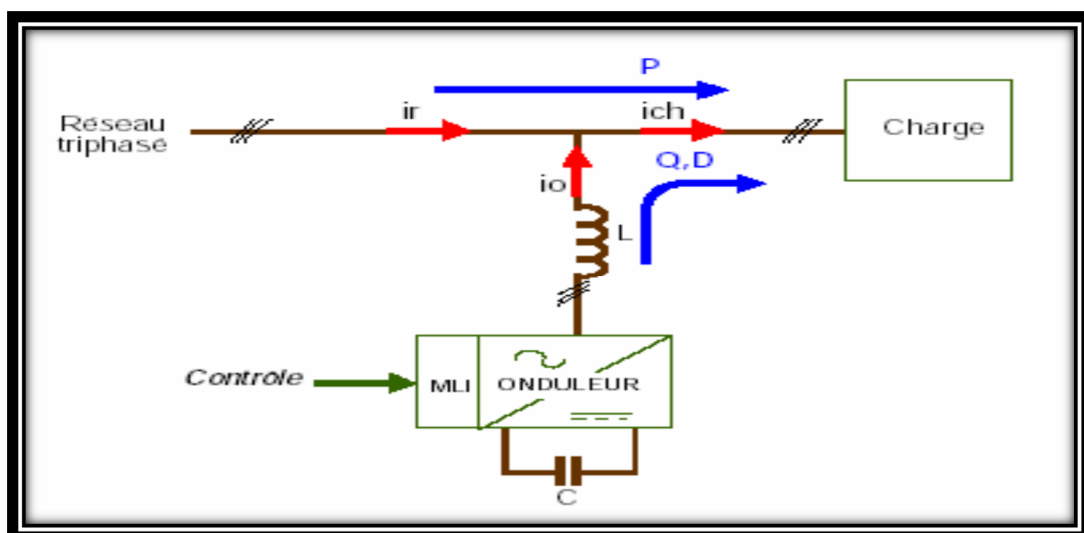


Figure II.13: schéma de Principe du filtre actif parallèle.

Donc le filtre actif parallèle doit fournir la puissance déformante et ou la puissance réactive. Ainsi, le réseau fournit uniquement la puissance fondamentale active et ou réactive.

Pour cela le circuit de contrôle, en agissant sur les signaux de gâchette des semi-conducteurs (transistors, GTO, IGBT,...), doit imposer la valeur instantanée du courant débité par l'onduleur (I_{inj1} , I_{inj2} , I_{inj3}) de telle sorte que le courant fourni par le réseau (I_{s1} , I_{s2} , I_{s3}) soit sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau.

Dans le cas général, le courant absorbé par la charge comporte une composante active (I_{cha}), une composante réactive (I_{chr}) et une composante harmonique (ΣI_{chn}). Avec

$$I_{ch} = I_{cha} + I_{chr} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{chn} \tag{II.30}$$

Le compensateur actif ne peut absorber ou fournir de la puissance active puisqu'il ne comporte pas de source active. D'après la première loi de Kirchhoff, le courant fournit par la source est égale à : $I_s = I_{ch} - I_{inj}$ (II.31)

La source fournit la puissance active absorbée par la charge. Le filtre actif parallèle fournit la puissance réactive et déformante

$$I_s = I_{cha}, I_{inj} = I_{chr} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{chn} \tag{II.32}$$

Le filtre actif se compose de deux parties distinctes, partie puissance et la partie commande. La partie puissance est constituée d'un élément de stockage d'énergie, d'un pont onduleur triphasé et d'un filtre de sortie généralement du premier ordre. Pour la partie commande, on a le bloc d'identification des courants de références, le contrôle du courant réseau ainsi que la commande.

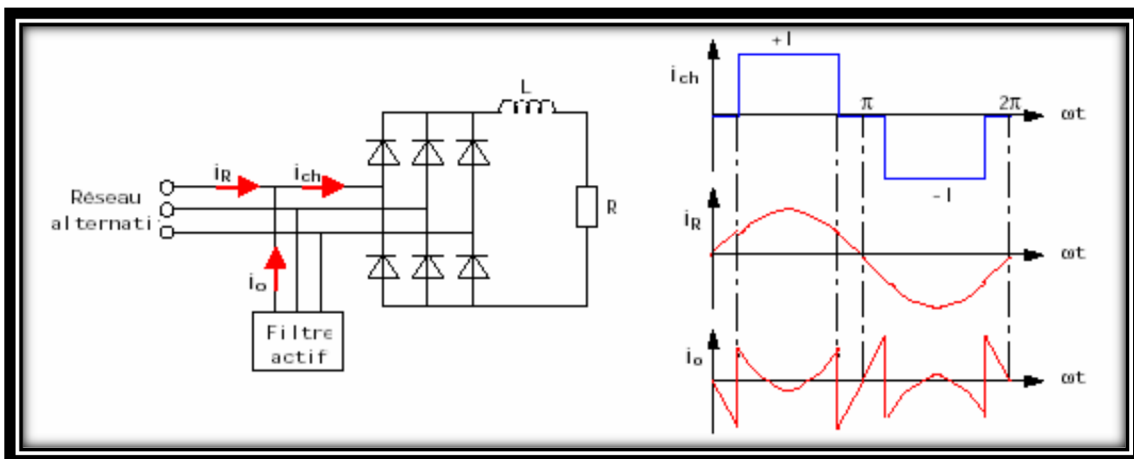


Figure II. 14: Schéma de principe des signaux générés par le filtre actif parallèle.

II.7 Commande du filtre actif parallèle

A l'heure actuelle, les chercheurs continuent toujours à améliorer les méthodes de commande des filtres actifs parallèles à fin d'obtenir des meilleurs résultats, tant du point de vue d'une meilleure extraction des perturbations, amélioration du régime dynamique, diminution du THD...etc., que de développement des nouvelles stratégies de commande pour une meilleure adaptation et robustesse de ces dernières, face aux différents types des charges non-linéaires. Il existe principalement deux stratégies de commande pour supprimer les courants harmoniques du réseau dépendant du courant mesuré. Dans notre travail on a étudié la commande directe.[37]

II.7.1 Méthode directe

Cette méthode est basée sur la mesure du courant de la charge polluante puis, de l'extraction des composantes harmoniques de ce courant. La figure (II.15) représente le schéma de la stratégie de commande directe. De cette manière, le filtre actif injecte les courants de compensation sans information sur les courants du réseau. Toutes les erreurs dans le système comme l'incertitude des paramètres, les erreurs de mesure ou de commande apparaîtront dans le réseau sous formes des harmoniques non-filtrés [37]

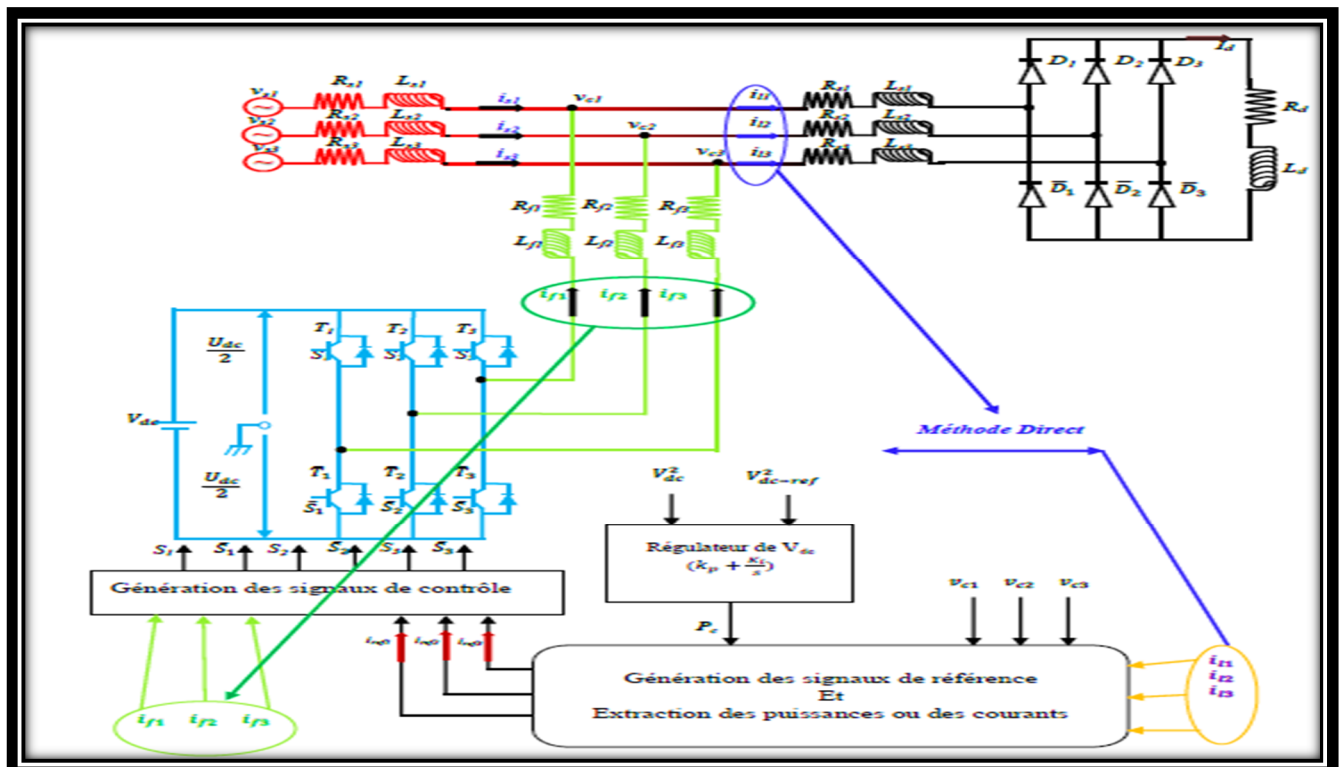


Figure II.15 : Commande directe d'un filtre actif parallèle

II.7.2 Méthode indirecte

Cette méthode consiste à mesurer les courants du coté source, et d'imposer la forme sinusoïdale sur ces courants. La figure (II.16) montre le schéma de la commande indirecte du filtre actif [37]

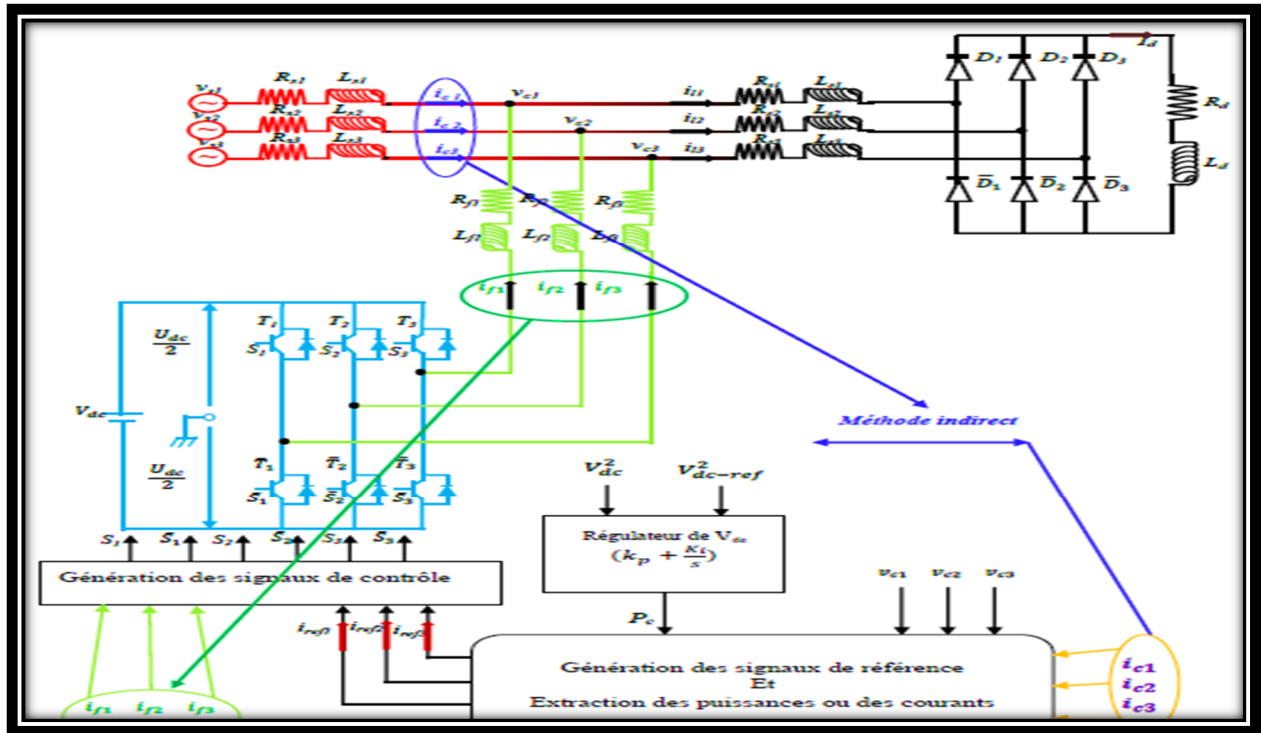


Figure II.16: Commande indirecte d'un filtre actif parallèle

II.8 Méthode de commande directe basée sur la méthode de puissance instantanée

II.8.1 Commande directe dans le repère triphasé

II.8.1.1 Régulation de la tension continue v_{dc}

La tension continue V_{dc} aux bornes du condensateur de stockage, doit être maintenue constante [14]. La cause de variation de cette tension est l'échange de puissance active avec le réseau [9]. 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. Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire [38][14]. Pour assurer la

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

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \tag{II.33}$$

Appliquons la transformation de *Laplace* sur cette relation, nous obtenons :

$$P_{dc}(s) = \frac{1}{2} s C_{dc} V_{dc}^2(s) \tag{II.34}$$

La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}^2(s) = \frac{2 P_{dc}(s)}{C_{dc} s} \tag{II.35}$$

A partir de la relation (II.35), et en tenant compte du régulateur (PI), la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la figure (II.17). Le choix des paramètres k_{pdc} et k_{idc} aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif.

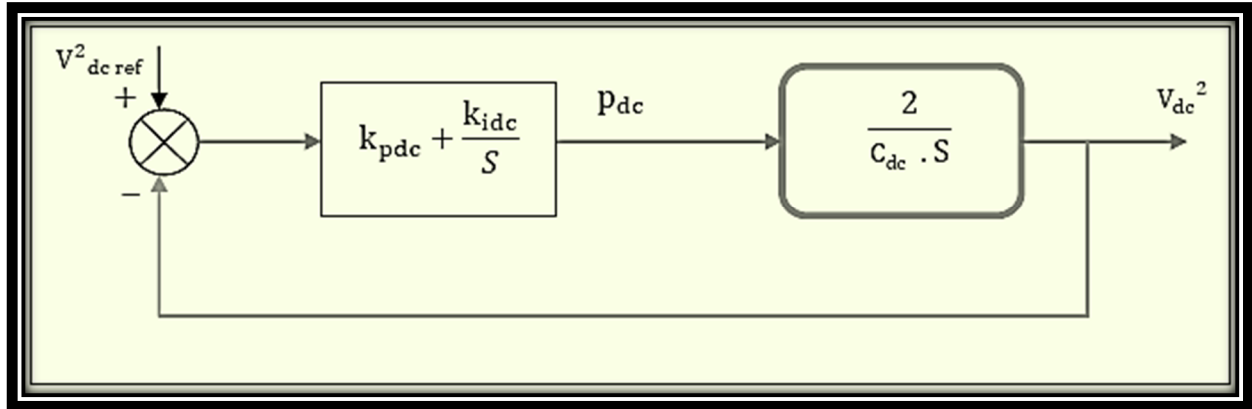


Figure II.17: Boucle de régulation de la tension continue.

A partir de la figure (II.17), la fonction de transfert représentant la régulation en boucle fermée de la tension continue est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{(1 + \frac{K_{pdc}}{K_{idc} s})}{s^2 + 2 \frac{K_{pdc}}{C_{dc}} s + 2 \frac{K_{idc}}{C_{dc}}} \tag{II.36}$$

Comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre, on trouve :

$$K_{idc} = \frac{1}{2} C_{dc} \omega_c^2 \quad \omega_c = 2\pi f_c \quad k_{pdc} = \xi \sqrt{2C_{dc}} k_{idc} \quad (II.37)$$

On choisit la valeur de $\xi=0.707$ pour un bon coefficient d'amortissement du système. Pour un bon filtrage on peut choisir la fréquence de coupure $f_c=50$ HZ. La commande directe par hystérésis est présentée par le schéma suivant :

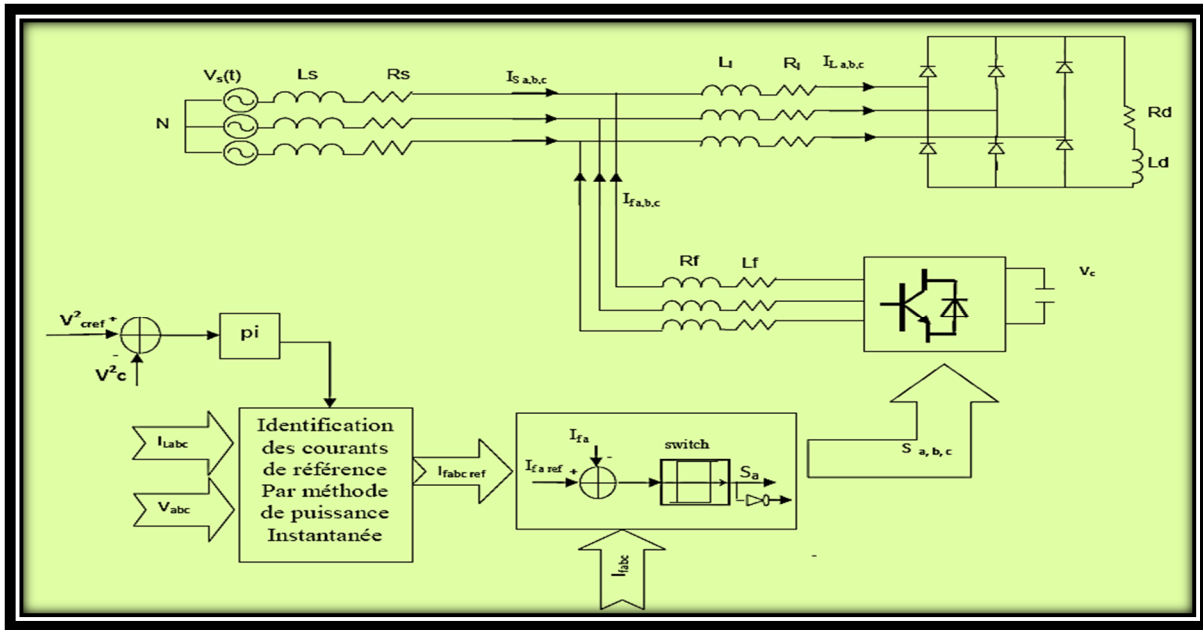


Figure II.18: Commande directe par hystérésis dans le repère triphasé

II.8.1.2 Contrôle du courant du filtre par un correcteur PI

Le correcteur proportionnel-intégral est le correcteur le plus classiquement utilisé pour le contrôle du courant à cause de sa simplicité. Le schéma simplifié de la boucle de régulation du courant par ce régulateur est illustré par la figure (II.19).

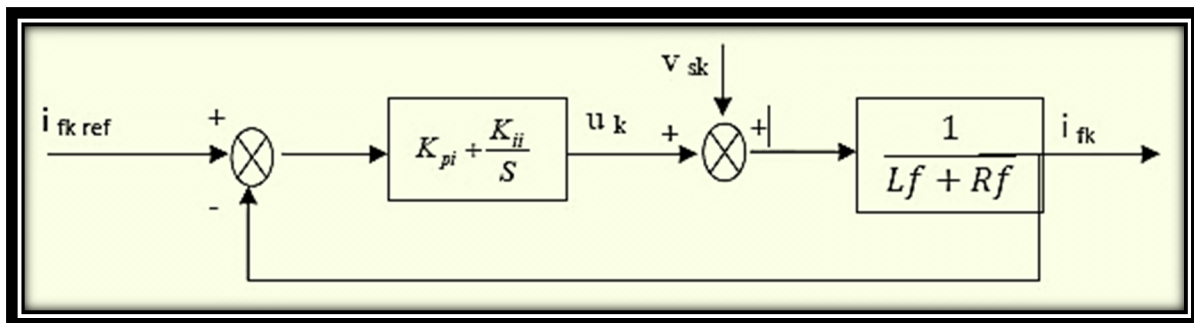


Figure II.19 : Boucle de régulation du courant

Pour une bonne réponse dynamique du système, on choisit la valeur de $\xi = 0.707$. Pour un rejet maximal d'harmoniques dus à la commutation [14] [39].

Les valeurs des constantes du régulateur sont données par :

$$K_{pi} = 2\xi\omega_{cp}L_f - R_f \quad ; \quad K_{ii} = L_f \omega_{cp}^2 \quad ; \quad \omega_{cp} = 2\pi f_{cp} \quad (II.38)$$

Le signal de sortie du régulateur est sommé à une image de la tension du réseau de façon à compenser totalement l'effet de cette tension sur le comportement statique de la boucle de courant [14] [38].

Le schéma de la commande directe dans le repère triphasé est :

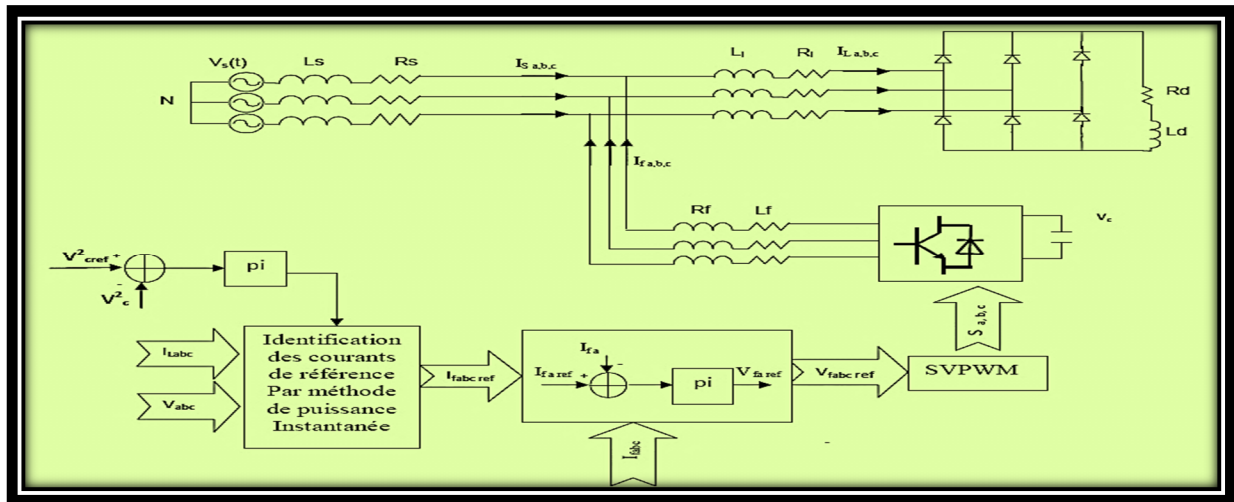


Figure II.20: Commande directe par PI dans le repère triphasé

II.8.2 Commande directe dans le repère stationnaire

Le schéma de la commande dans le repère stationnaire par régulateur PI est représenté par la figure (II.21). La méthode utilisée pour l'extraction des harmoniques du courant est la méthode des puissances active et réactive instantanées.

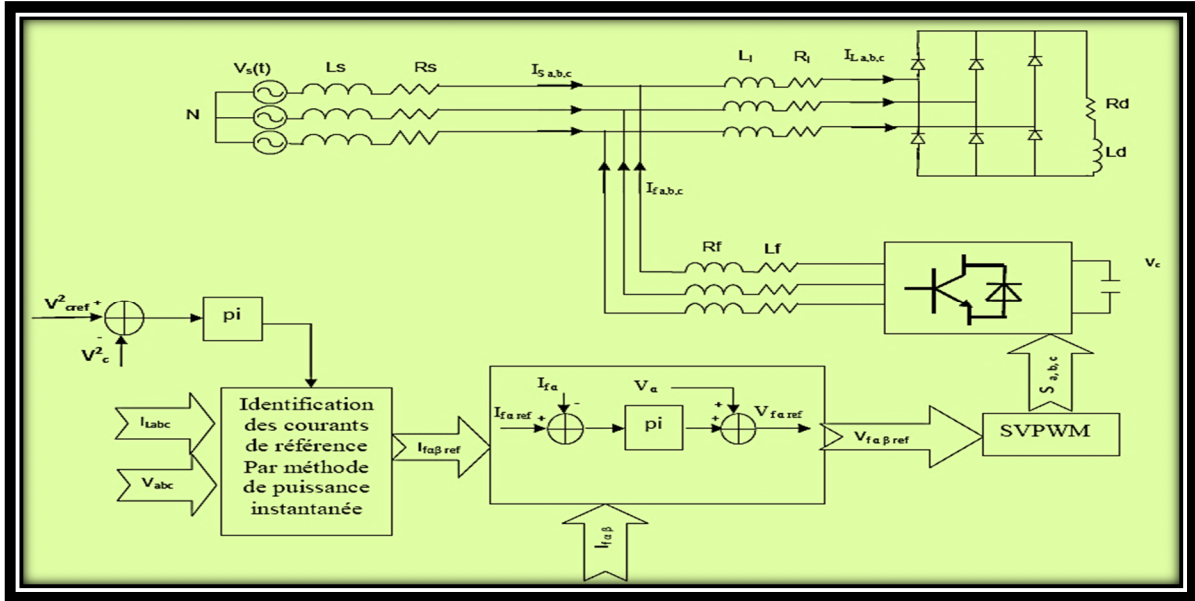


Figure II.21: Commande directe par PI dans le repère stationnaire

II.9 Commande direct basée sur la méthode de référentiel synchrone

II.9.1 Commande directe dans le repère triphasé

Le schéma de la commande directe dans le repère triphasé est :

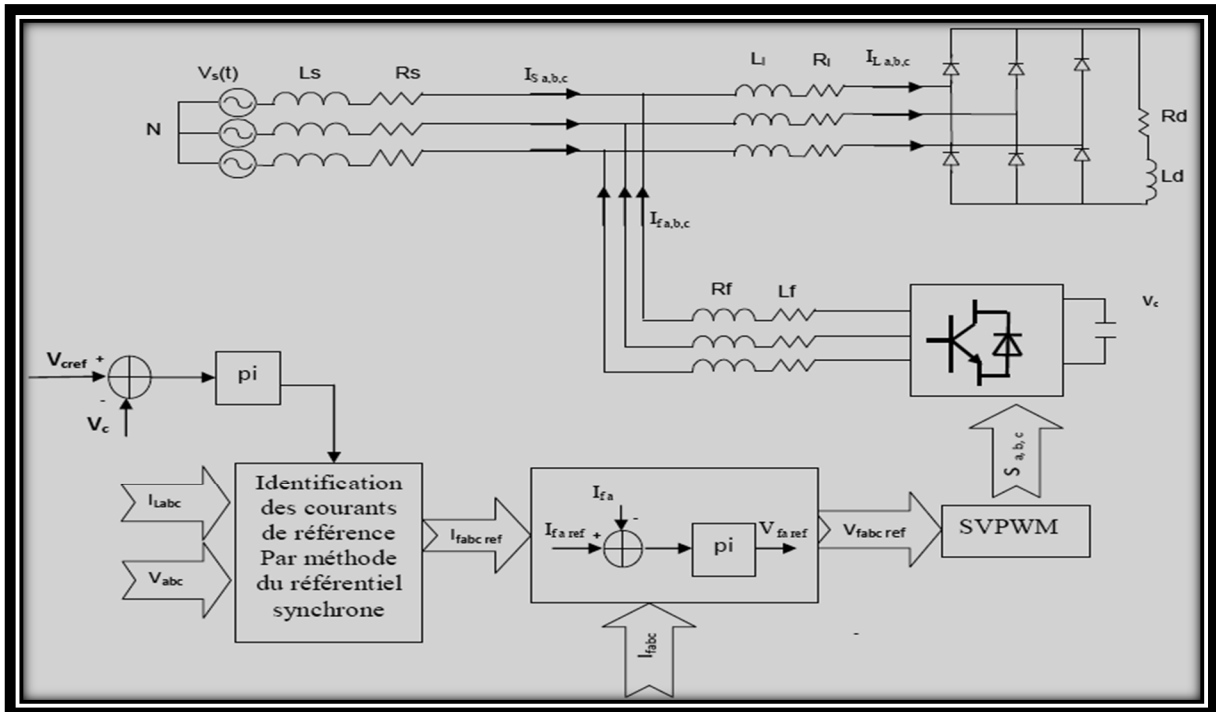


Figure II.22: Commande directe par des régulateurs PI dans le repère triphasé

II.9.1.1 Régulateur de la tension continue

Nous avons utilisé un régulateur proportionnel intégral (PI) pour que la tension moyenne aux bornes du condensateur soit maintenue à une valeur quasi-constante. La valeur de la tension mesurée V_c est comparée à sa référence V_{cref} . Le signal d'erreur est ensuite appliqué à l'entrée du régulateur PI.

II.9.1.2 Détermination des paramètres du régulateur PI

La relation suivante donne l'expression générale du régulateur PI utilisé dans notre étude:

$$K(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.39})$$

Avec :

k_p = Gain proportionnel du régulateur

k_i = Gain intégral du régulateur

La figure (II.23) présente le schéma de la régulation de V_c . Le bloc $G(s)$ est défini par :

$$G(s) = 1/CS$$

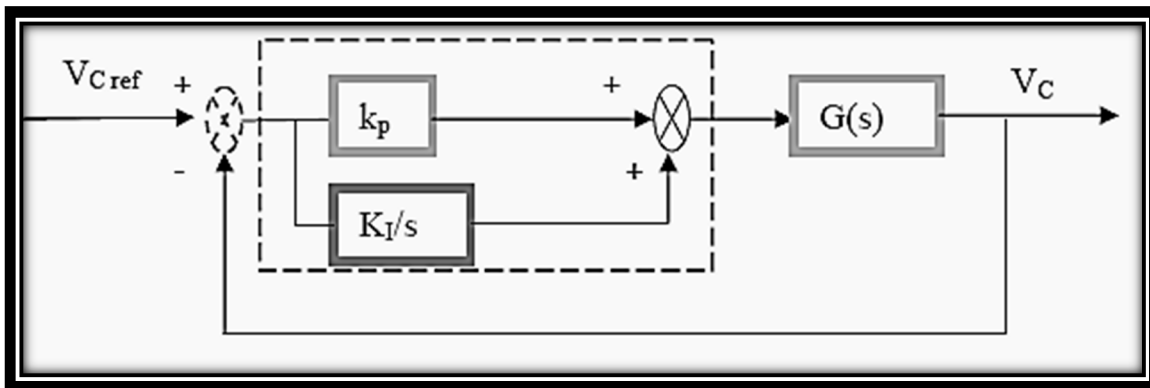


Figure II.23 : Schéma de la régulation de V_c par un régulateur PI.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors donnée par :

$$F(s) = \frac{\left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \frac{k_i}{c}}{s^2 + \frac{k_p}{c} s + \frac{k_i}{c}} \quad (\text{II.40})$$

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

$$F(s) = \frac{\left(1 + \frac{k_p}{k_i} s\right) \omega_c^2}{s^2 + \frac{k_p}{c} s + \frac{k_i}{c}} \quad (\text{II.41})$$

Après identification avec l'équation (II.39), on obtient :

$$K_i = \omega_c^2 c \quad K_p = 2\xi_c \sqrt{k_i c}$$

Nous avons : $\omega_c = 2\pi \times 18 \text{ rad/s}$ et $\xi_c = 0,6$.

II.9.2 Commande directe dans le repère synchrone

La structure de la commande directe du filtre actif parallèle dans le repère synchrone est donnée par la figure (II.24) :

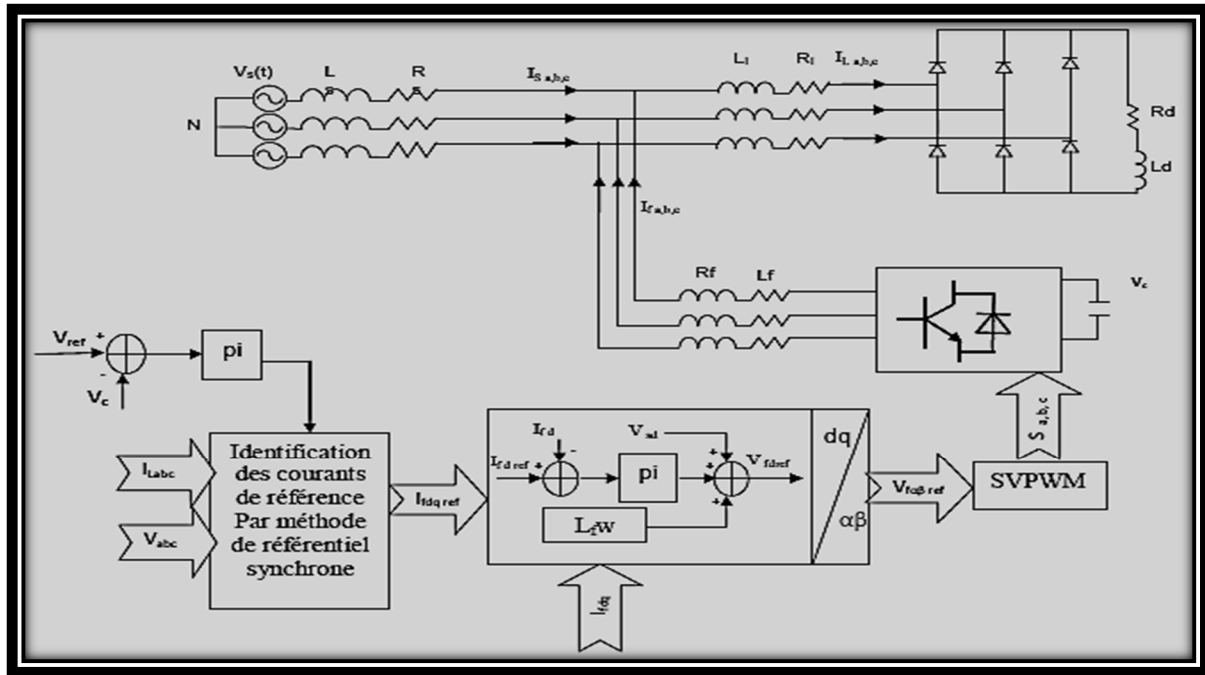


Figure II.24 : Commande directe par régulateur PI dans le repère synchrone

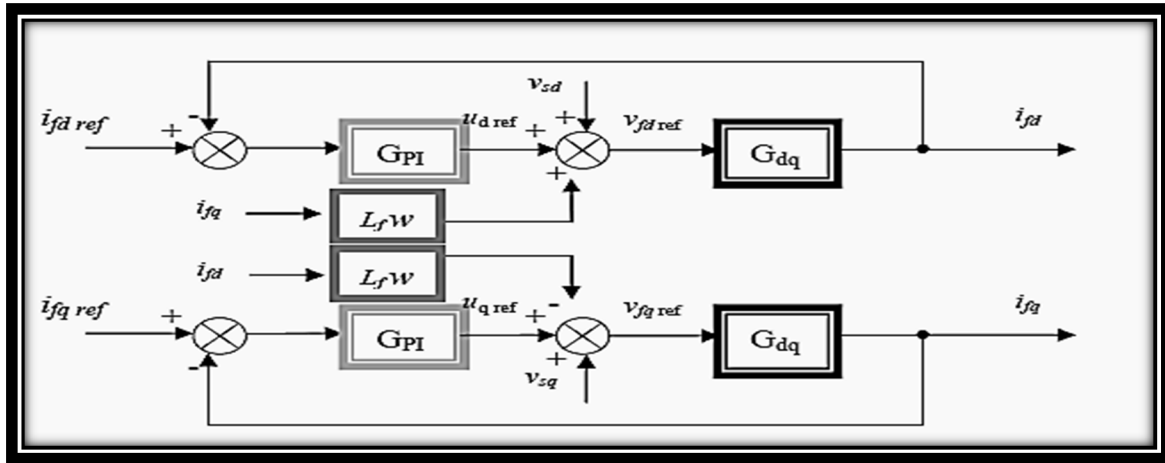


Figure II.25 : Schéma bloc de la commande des courants dans le repère synchrone

II.9. 3 Commande directe dans le repère stationnaire

La structure de la commande directe du filtre actif parallèle dans le repère stationnaire est donnée par la figure (II.26) :

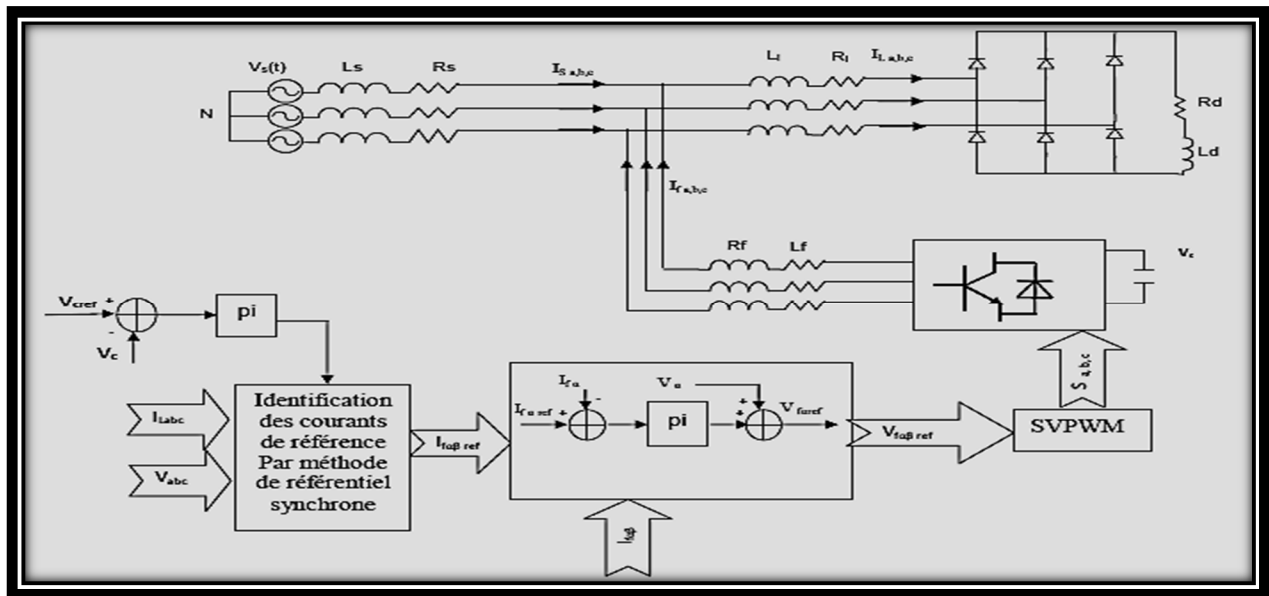


Figure II.26 : Commande directe par régulateur PI dans le repère stationnaire

II.10 Conclusion

Nous avons présenté et défini dans ce chapitre, la plupart des éléments constituant la structure du filtre actif parallèle. Cette structure a été partagée en deux parties à savoir la partie puissance et la partie contrôle-commande. Nous avons présenté le principe de la commande hystérésis et la technique de modulation par MLI vectorielle de l'onduleur de

tension servant de filtre actif, couramment utilisées dans les applications des filtres actifs. La commande par hystérésis est très simple et très rapide tandis que sa fréquence instantanée des commutations n'est pas contrôlable et la commande par MLI vectorielle est la meilleure par rapport aux autres techniques étudiées en termes de qualité de filtrage et du maintien de la fréquence de commutation

Nous avons également présenté certaines méthodes d'identifications des courants harmoniques (Méthode de commande directe basée sur la méthode de puissance instantanée commande direct basée sur la méthode de référentiel synchrone) et la bonne compensation du filtre actif, exige l'efficacité de la méthode d'identification.

III.1 Introduction

Comme il a été présenté dans le chapitre précédent, un filtre actif est essentiellement constitué d'un onduleur de tension. Les objectifs de recherche est d'améliorer les performances de compensation du filtre actif parallèle.

Dans ce chapitre, nous présenterons le principe de fonctionnement du filtre actif parallèle à quatre bras et quatre fils en régime déséquilibré, ainsi que ses avantages et inconvénients, ensuite nous étudierons sa structure générale, laquelle a été divisé en deux : la partie puissance et la partie contrôle-commande. Nous détaillerons d'abord la partie puissance, puis nous présenterons le système qu'on désire étudier. Enfin, dans la partie contrôle-commande, nous aborderons l'identification des courants perturbés, donc, nous présenterons les méthodes qu'on a appliquées pour extraire les courants de référence du filtre actif parallèle à quatre bras.

III.2 Topologies d'onduleur mises en œuvre pour les filtres actifs

Pour les différentes structures de filtres présentées, différentes topologies d'onduleurs peuvent être mises en œuvre pour le filtre actif. Les structures usuelles de convertisseurs sont décrites ci-après :

- ✚ Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateur à point milieu
- ✚ Filtre actif triphasé constitué d'un onduleur triphasé à quatre bras

III.2.1 Modélisation et stratégies de commande de l'onduleur

III.2.2 Constituants d'un filtre actif parallèle à quatre fils

Un filtre actif parallèle à quatre fils est essentiellement constitué de deux parties (Voir la figure III.1) :

- Partie commande – contrôle.
- Partie puissance.

Ces deux parties vont être détaillées dans les deux sections qui suivent :

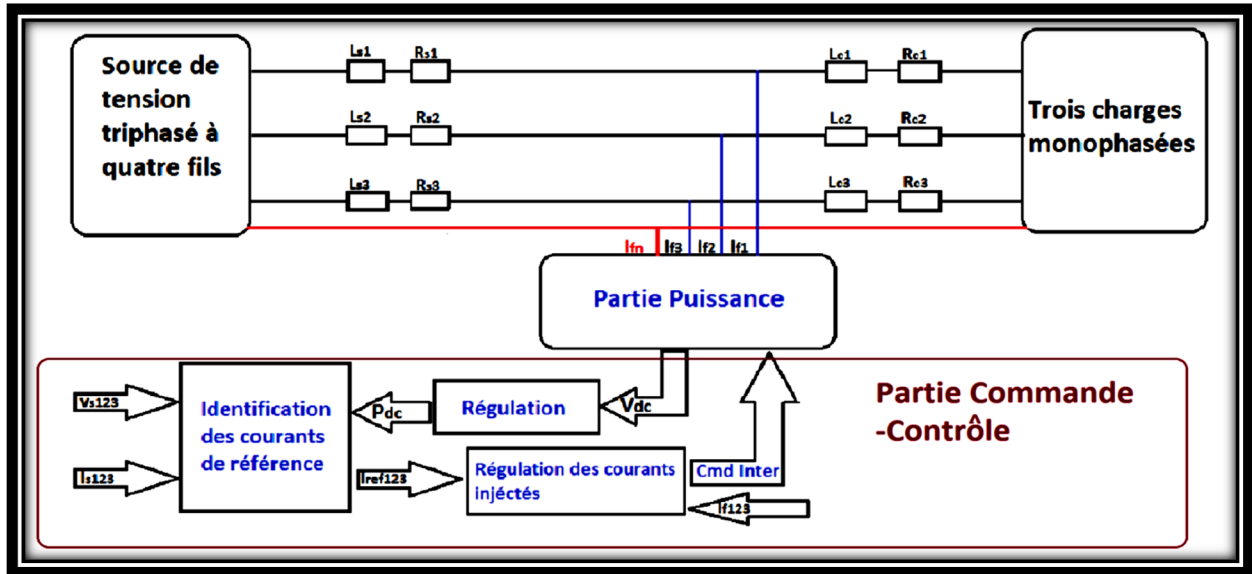


Figure III.1 : Principe du filtrage actif parallèle triphasé à quatre fils.

III.2.3. Étude de la partie puissance

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

- L'onduleur à quatre fils,
- Le filtre de couplage,
- Le système de stockage de l'énergie.

III.2.3.1. Description d'un onduleur triphasé à trois bras avec condensateurs à point milieu

La première topologie de filtre actif est constituée de six interrupteurs réversibles en courant commandés à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires, IGBT, thyristors ou GTO) en antiparallèle avec une diode. Ils forment les trois bras d'un onduleur triphasé. Un quatrième bras est constitué de deux condensateurs dont le point milieu est relié au neutre du réseau électrique, comme l'illustre la figure (III.2)[16].

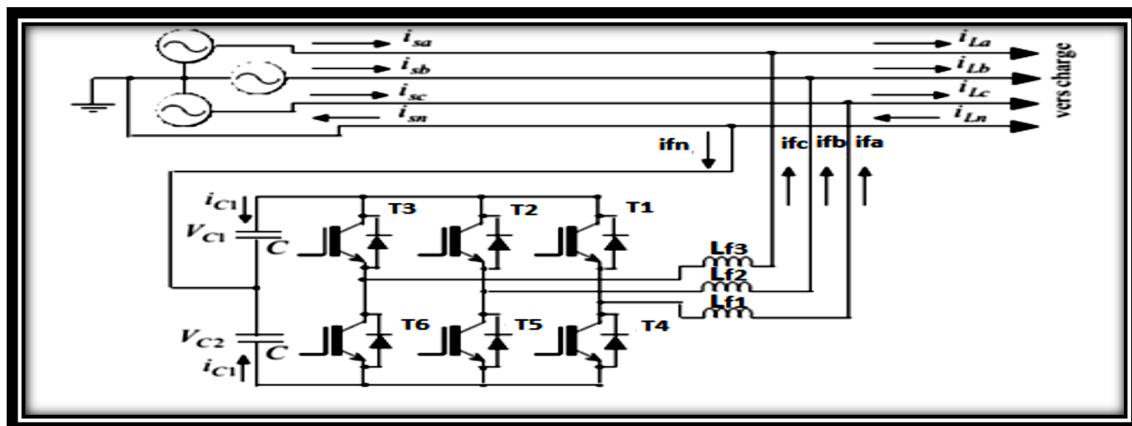


Figure III.2: Filtre actif parallèle à trois bras avec condensateurs à point milieu.

Les états de commutation pour ce type d'onduleur sont présentés dans le tableau (III.1):

Tableau III.1: Tensions générées par l'onduleur de tension à trois bras avec condensateurs à point milieu

K	T ₃	T ₂	T ₁	V _{f3}	V _{f2}	V _{f1}
0	0	0	0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
1	0	0	1	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
2	0	1	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
3	0	1	1	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
4	1	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
5	1	0	1	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
6	1	1	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
7	1	1	1	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$

Cette topologie contient huit combinaisons de commande possibles. Ces états de commutations sont obtenus en utilisant les expressions suivantes : [40]

$$V_{f1} = T_1 \frac{V_{dc}}{2} - (1 - T_1) \frac{V_{dc}}{2} \quad (III.1)$$

$$V_{f2} = T_2 \frac{V_{dc}}{2} - (1 - T_2) \frac{V_{dc}}{2} \quad (III.2)$$

$$V_{f3} = T_3 \frac{V_{dc}}{2} - (1 - T_3) \frac{V_{dc}}{2} \quad (III.3)$$

Avec :

T_i = 1 si T_i est fermé.

T_i = 0 si T_i est ouvert.

i = 1 à 3

III.2.3.2 Description de l'onduleur triphasé à quatre bras

Dans notre étude, nous utilisons un onduleur de tension comprenant quatre bras constitué de huit interrupteurs réversibles en courant (IGBT) en antiparallèle avec une diode. Comme l'illustre la figure ci-après : [41]

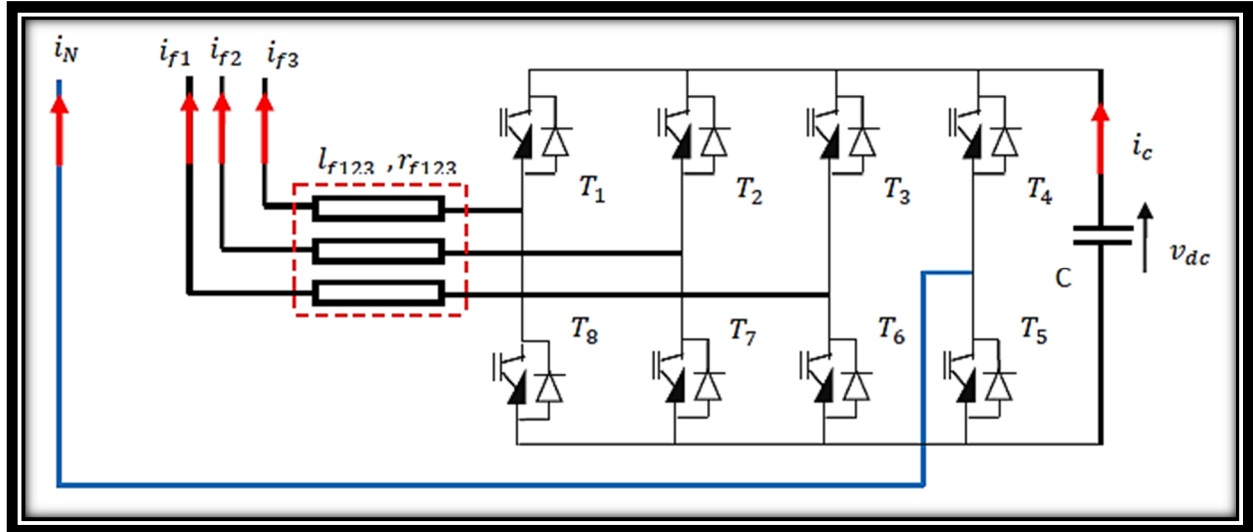


Figure III.3: Constitution de l'onduleur triphasé à quatre bras

Les états de commutation pour ce type d'onduleur sont présentés dans le tableau

III-2 et sont obtenus grâce aux expressions suivantes :

$$v_{f1} = (T_1 - T_4) v_{dc} \tag{III.4}$$

$$v_{f2} = (T_2 - T_4) v_{dc} \tag{III.5}$$

$$v_{f3} = (T_3 - T_4) v_{dc} \tag{III.6}$$

$$i_{dc} = T_1 \times i_1 + T_2 \times i_2 + T_3 \times i_3 - T_4 \times i_n \tag{III.7}$$

Tableau III.2 : Les états de commutation de l'onduleur.

K	S ₄	S ₃	S ₂	S ₁	V _{f3}	V _{f2}	V _{f1}
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	V _{dc}
2	0	0	1	0	0	V _{dc}	0
3	0	0	1	1	0	V _{dc}	V _{dc}
4	0	1	0	0	V _{dc}	0	0
5	0	1	0	1	V _{dc}	0	V _{dc}
6	0	1	1	0	V _{dc}	V _{dc}	0
7	0	1	1	1	V _{dc}	V _{dc}	V _{dc}
8	1	0	0	0	-V _{dc}	-V _{dc}	-V _{dc}

9	1	0	0	1	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
10	1	0	1	0	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
11	1	0	1	1	$-V_{dc}$	0	0
12	1	1	0	0	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
13	1	1	0	1	0	$-V_{dc}$	0
14	1	1	1	0	0	0	$-V_{dc}$
15	1	1	1	1	0	0	0

❖ Avantages et inconvénients de filtre actif de puissance parallèle relié à un réseau électrique à quatre fils

Le tableau suivant présente quelques avantages et inconvénients d'un filtre actif parallèle connecté à un réseau électrique à quatre fils : [42]

Tableau III.3: Avantages et inconvénients du FAP à quatre bras.

Avantages	<p>Meilleure contrôlabilité de courant</p> <p>Faible condensateur côté bus continu</p> <p>Plus de degré de liberté</p>
Inconvénients	<p>16 composants semi-conducteurs</p> <p>Plus de pertes par conceptions et par commutation</p>

III.2.3.3 Filtre de découplage

Le but du filtre de découplage est de permettre la connexion de l'onduleur de tension au réseau électrique qui est très souvent considéré comme une source de courant qui génère des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau. Ce filtre réduit la propagation sur le réseau électrique des composantes harmoniques dues aux commutations. Nous avons utilisé un filtre entre l'onduleur et le réseau électrique qui se compose d'une inductance l_{cet} et de résistance interne r_c . [41]

III.2.3.4 Stockage de l'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par le condensateur qui joue le rôle d'une source de tension continue. Dans les applications de compensation d'harmoniques, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif, par ailleurs, le critère commun pour le choix de la capacité C_{dc} est en générale la

limitation des ondulations de la tension continue. Ces ondulations sont d'autant plus élevées que les harmoniques à compenser sont de basses fréquences et d'amplitudes importante. Un dimensionnement adéquat de la capacité peut-être établi à partir d'un courant type que doit générer le filtre actif, ceci n'est pas toujours facile à réaliser car on ne connaît pas souvent tous les harmoniques qu'on doit compenser, ainsi une méthode de dimensionnement consiste à calculer la capacité à partir du courant harmonique du rang le plus faible I_h . [43]

$$C_{dc} = \frac{I_h}{\tau v_{dc} \omega_h} \quad (\text{III.8})$$

Avec

τ : Taux d'ondulations admissible généralement de l'ordre de 5% de V_{dc}

ω_h : Pulsation du rang h.

III.2.3.5 Présentation du système

Le système qu'on désire utiliser est une source de tension triphasée à quatre fils, trois charges non linéaires monophasées, et d'un filtre actif parallèles à quatre bras avec sa commande. [41]

a) Type de la source d'alimentation

La source de tension que nous allons utiliser est un système triphasée à quatre fils (trois phases + neutre) ayant une inductance l_s et une résistance r_s comme le montre la figure suivante : [41]

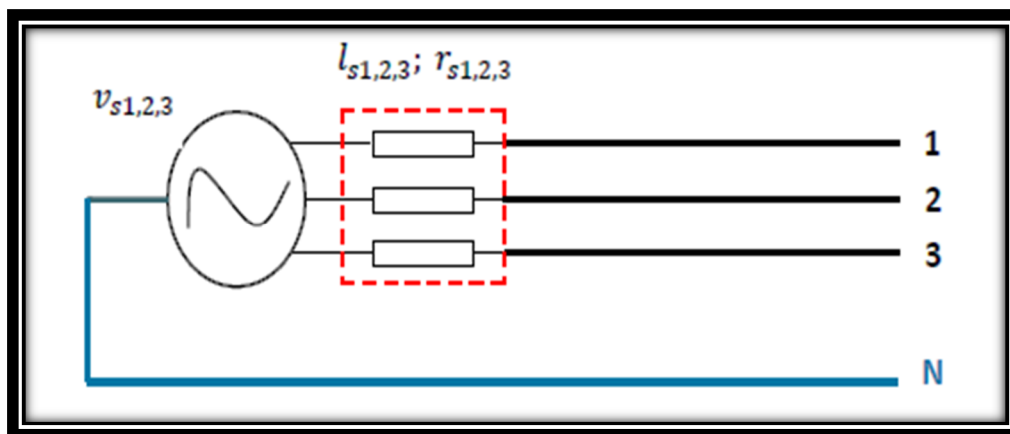


Figure III.4 : Type de la source d'alimentation

b) de la charge

La charge utilisée dans notre système est une charge non linéaire constituée de trois charges monophasée de type pont redresseur monophasée à diode débitant chacune d'elles sur une charge I_r , comme illustre la figure ci-dessous.

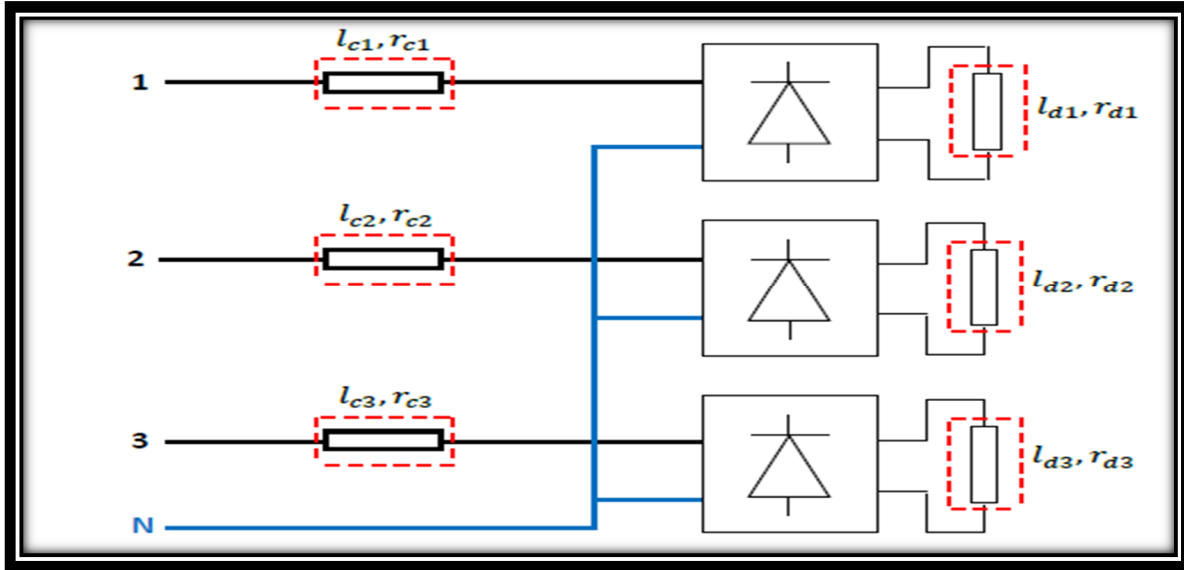


Figure III.5 : Type de la charge

La charge non linéaire produit des harmoniques de courant et les transmet sur le réseau. Nous aurons ainsi au point de raccordement de la charge au réseau une pollution harmonique. [41]

III.2.4 Étude de la partie commande

III.2.4.1 Commande de l'onduleur par hystérésis

C'est une commande non-linéaire à fréquence de commutation variable permettant de fixer les ondulations de courants. Cette stratégie de commande assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. Elle est très couramment utilisée. La commande par hystérésis permet la commutation des interrupteurs du filtre actif lorsque l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne excède une amplitude prédéfinie. Cette amplitude est communément appelée fourchette ou bande d'hystérésis. Cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase.

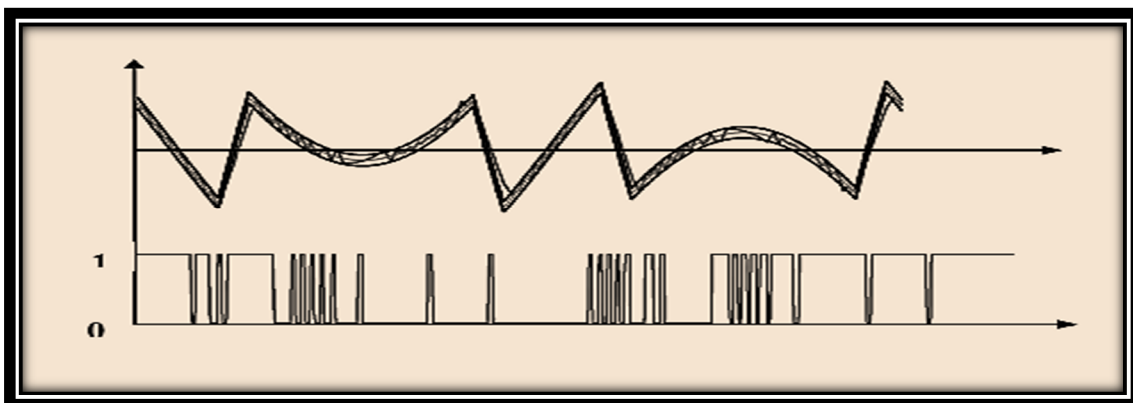


Figure III.6 : Bande d'hystérésis et signal de commande d'un interrupteur

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe suivant :

L'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $-H/2$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $+H/2$, où H représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre $-H/2$ et $+H/2$ (c.-à-d. qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas. Par exemple, dans le cas d'un filtre actif parallèle, si l'erreur du courant généré se situe à l'intérieur de la bande, pas de réaction enregistrée de la part de la commande ; si l'erreur est trop élevée, la commande est positive et entraîne l'interrupteur à la fermeture. Par conséquent, la tension générée est supérieure ou égale à zéro, condition nécessaire pour l'accroissement du courant. Analogiquement, lorsque le courant de sortie est trop élevé, ceci incite l'interrupteur à l'ouverture, donc la tension sera inférieure ou égale à zéro et ainsi le courant va décroître. L'interaction entre les trois phases de l'onduleur constituant le filtre actif est un inconvénient. En effet, si la commande est positive dans l'une des phases dans l'objectif d'accroître le courant, la tension s'accroît également sur cette phase, tandis qu'elle diminue dans les deux autres phases. La commande par hystérésis est excellente dans la mesure où elle assure une bonne réponse de l'onduleur vis-à-vis des changements rapides des courants de référence, puisque les comparateurs à hystérésis ont une inertie et un retard négligeables. [41]

Le schéma synoptique de la commande des courants du filtre actif par des régulateurs à hystérésis est donné par la figure ci-dessous :

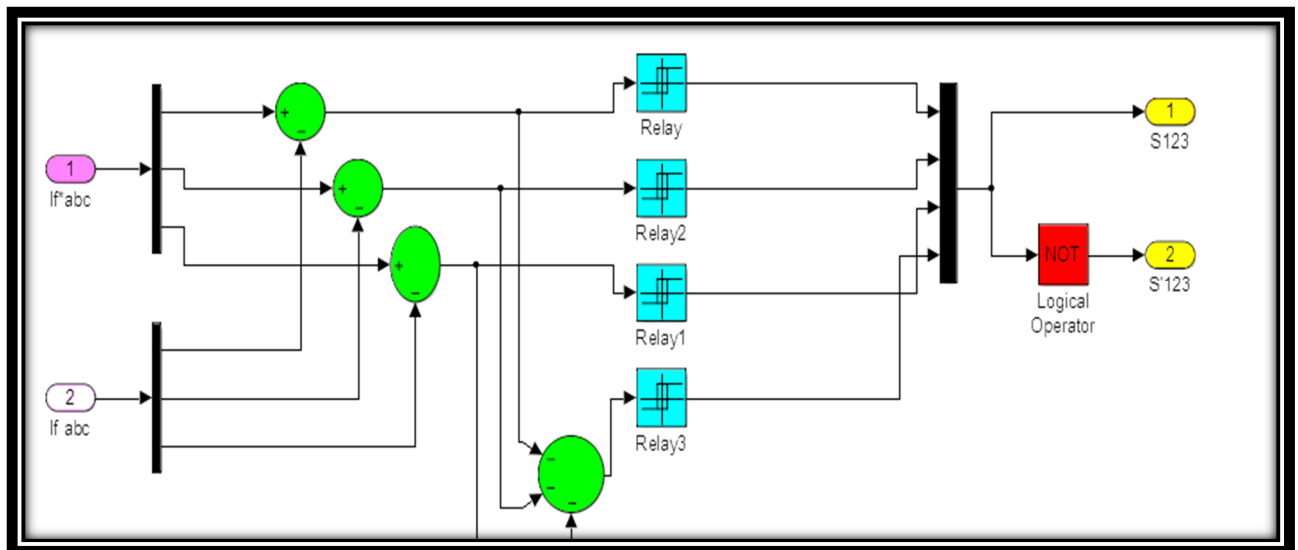


Figure III.7 : Commande des courants de filtre par hystérésis.

En revanche, les commutations évoluent librement à l'intérieur de la bande d'hystérésis. On ne peut pas maîtriser correctement le spectre haut fréquence dû aux fréquences de commutation. [41]

III.2.4.2 Détermination des courants de référence

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif parallèle est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux générés par la charge. Ainsi, le courant fourni par le réseau sera sinusoïdal. Il est nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante. Le choix de la méthode utilisée pour isoler la composante harmonique du courant de charge est un facteur déterminant quant aux performances obtenues par le filtre actif (précision, dynamique, ...) [44]

III.2.4.3 Identification des courants de références

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 premiers filtres actifs afin de générer les signaux de référence servant à la commande du filtre actif, nous avons opté pour les lois de commande suivantes :

- Méthode directe dite théorie p-q-r.
- Méthode des puissances instantanées réelles, imaginaires et homopolaires modifié p-q-o.
- Méthode des puissances instantanées avec des FMVs.

III.2.4.3.1 Méthode directe dite théorie p-q-r [42]

Cette méthode introduite par Kim, réalise une double transformation, à savoir une première transformation des tensions simples et des courants de ligne des axes a-b-c suivant les axes $\alpha - \beta - o$, puis une seconde transformation des axes $\alpha - \beta - o$ aux axes p-q-r.

Son principe est énoncé comme suit : Soient les tensions simples $V_{s1}(t)$, $V_{s2}(t)$, $V_{s3}(t)$ et les courants de charges $i_{c1}(t)$, $i_{c2}(t)$, $i_{c3}(t)$ d'un système triphasé avec homopolaire.

Par la méthode directe dite théorie p-q-r.

Les équations qu'on devra introduire dans chaque block de transformation sont décrites par la suite :

En utilisant la transformation de Concordia nous obtenons les deux relations suivantes :

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

La transformation suivante appelée p-q-r, nous donnera :

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_\alpha}{v_{\alpha\beta 0}} & \frac{v_\beta}{v_{\alpha\beta 0}} & \frac{v_0}{v_{\alpha\beta 0}} \\ -\frac{v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{v_\alpha v_0}{v_{\alpha\beta} v_{\alpha\beta 0}} & \frac{v_\beta v_0}{v_{\alpha\beta} v_{\alpha\beta 0}} & \frac{v_{\alpha\beta}}{v_{\alpha\beta 0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

Avec

$$v_{\alpha\beta} = \sqrt{v_{2\alpha}^2 + v_{2\beta}^2} \quad \text{Et} \quad v_{\alpha\beta 0} = \sqrt{v_{2\alpha}^2 + v_{2\beta}^2 + v_0^2}$$

Les puissances actives et réactives instantanées sont données par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q_r \\ q_q \end{bmatrix} = v_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

Cela nous donne les courants dans le repère p-q-r exprimés par :

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_r \\ q_q \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

Suivant la fonction que nous donnons au filtre actif de puissance, nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou uniquement l'un des deux.

Le tableau suivant résume les modes des compensations possibles :

Tableau III.4 : les modes de compensation de la commande p-q-r.

	Compensation des harmoniques de courant	Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive
Paramètres de contrôle	$p_f = \tilde{p}$ et $q_{fr} = \tilde{q}_r$ $q_{fq} = \tilde{q}_q$	$p_f = \tilde{p}$ et $q_{fr} = q_r$ $q_{fq} = q_q$

Nous voulons compenser simultanément les harmoniques de courant et l'énergie réactive, l'équation (III.9) deviendra :

$$\begin{bmatrix} i_p^{ref} \\ i_q^{ref} \\ i_r^{ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_r \\ q_q \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

Ce qui donne dans les axes α - β -0 :

$$\begin{bmatrix} i_p^{ref} \\ i_q^{ref} \\ i_r^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_\alpha}{v_{\alpha\beta 0}} & -\frac{v_\beta}{v_{\alpha\beta 0}} & -\frac{v_\alpha v_0}{v_{\alpha\beta} v_{\alpha\beta 0}} \\ -\frac{v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_\beta v_0}{v_{\alpha\beta} v_{\alpha\beta 0}} \\ \frac{v_0}{v_{\alpha\beta 0}} & 0 & \frac{v_{\alpha\beta}}{v_{\alpha\beta 0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p^{ref} \\ i_q^{ref} \\ i_r^{ref} \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

Ainsi, après le choix des paramètres de commande, il est aisé de remonter aux courants de référence par la transformation inverse de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \\ i_{f0}^{ref} \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

III.2.4.3.2 La méthode des puissances instantanées réelles, imaginaires et homopolaires modifié p-q-o [45]

Cette technique exploite la transformation de Concordia appliquée aux tensions simples de source et aux courants de lignes dans le but d'obtenir les puissances réelles, imaginaires et homopolaires instantanées. Il est nécessaire pour l'élimination de la composante continue en transformant la composante fondamentale en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes oscillatoires. Le principe de la commande est le suivant :

Soient les tensions simples $v_{s1}(t)$, $v_{s2}(t)$, $v_{s3}(t)$ et les courants de ligne $i_{c1}(t)$, $i_{c2}(t)$, $i_{c3}(t)$ d'un système triphasé avec homopolaire.

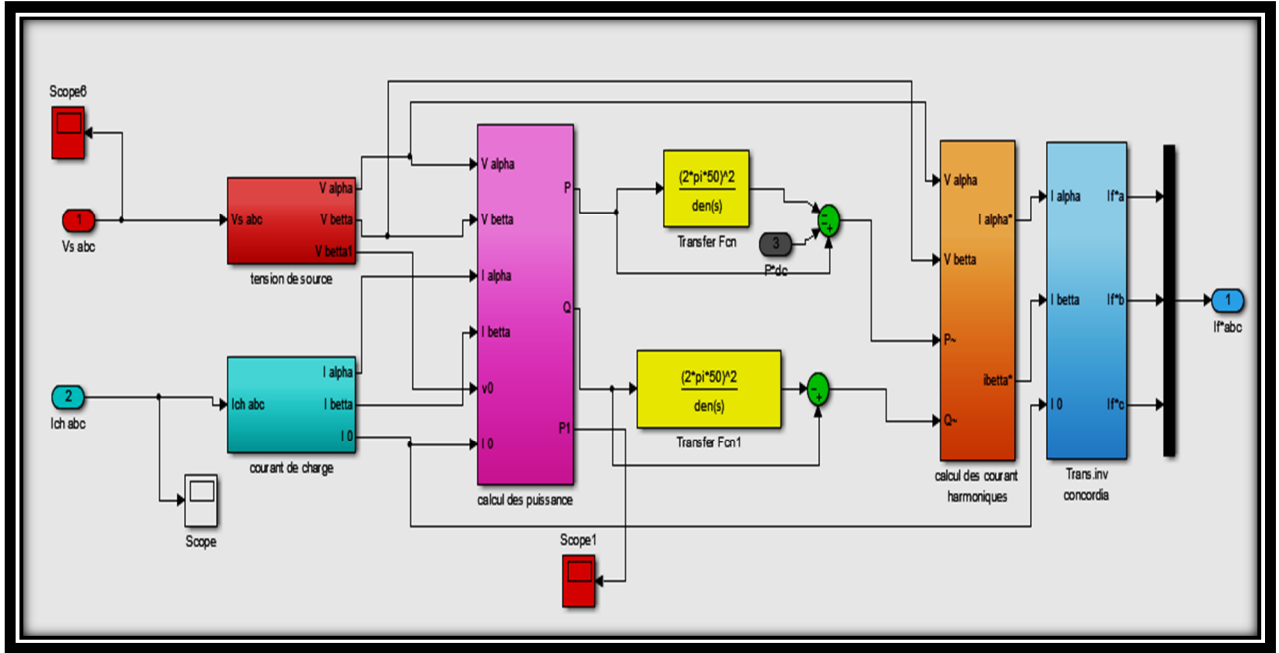


Figure III.8: Principe de la commande d'un filtre actif de puissance par la méthode des puissances instantanées p-q-o

Chaque block dans le schéma contient une équation des transformations suivantes :

La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé des axes

1-2-3 aux axes \$\alpha\$-\$\beta\$-0 comme le montre les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \tag{III.17}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \tag{III.18}$$

De cela nous obtenons les puissances réelle, imaginaire et homopolaire :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & 0 \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{III.19}$$

Ces puissances peuvent alors être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative, comme suit :

$$\begin{cases} p & \bar{p} \tilde{p} \\ q & \bar{q} + \tilde{q} \\ p_0 & \bar{p}_0 \tilde{p}_0 \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Avec \bar{p} et \bar{p}_0 et \bar{q} les composantes continues.

Et \tilde{p} et \tilde{p}_0 et \tilde{q} les composantes harmoniques.

Les expressions des courants de charge suivant les axes α - β -0 sont déduits à partir de l'équation (II.19) :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{v_o(v_\alpha^2 + v_\beta^2)} \begin{bmatrix} v_\alpha v_0 & -v_\beta v_0 & 0 \\ v_\beta v_0 & v_\alpha v_0 & 0 \\ 0 & 0 & v_{2\alpha} + v_\beta^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

En utilisant une PLL qui génère des tensions équilibrées dans les axes α - β sans homopolaire et synchrones à la tension fondamentale du réseau, nous obtenons :

$$v_\alpha = \sqrt{3}v_s \sin \theta \quad (\text{III.22})$$

$$v_\beta = -\sqrt{3}v_s \cos \theta \quad (\text{III.23})$$

A partir des équations (III.18), (III.22) et (III.23), nous obtenons les expressions des puissances réelles et imaginaires :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Les expressions des courants dans le plan α - β en fonction des puissances instantanées sont alors données par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_\alpha^2 + v_\beta^2)} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

En intégrant l'équation (III.20), l'équation (III.25) deviendra comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_\alpha^2 + v_\beta^2)} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta & 0 \\ v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_{2\alpha} + v_\beta^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Suivant la fonction que nous donnons au filtre actif de puissance, nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou uniquement l'un des deux. Le tableau suivant présente les modes de compensation possible.

Tableau III.5 : Les modes de compensation de la commande p-q-o.

	Compensation des harmoniques de courant	Compensation de l'énergie réactive	Compensation des harmoniques et l'énergie réactive
Paramètre de contrôle	$pf = \tilde{p}$ $qf = q$	$pf = 0$ $qf = q$	$pf = \tilde{p}$ $qf = q$

Nous voulons compenser à la fois les harmoniques de courant et l'énergie réactive, l'équation(III.26) deviendra :

$$\begin{bmatrix} i_p^{ref} \\ i_q^{ref} \\ i_r^{ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{(v_{2\alpha} + v_{\beta}^2)} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} & 0 \\ v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & v_{2\alpha} + v_{\beta}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{III.27}$$

Enfin, les courants de référence sont obtenus facilement par la transformation inverse de Concordia

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^{ref} \\ i_{f\beta}^{ref} \\ i_{f0}^{ref} \end{bmatrix} \tag{III.28}$$

III.2.4.3.3 Identification par la méthode des puissances instantanées avec FMVs [46]

Cette méthode utilise le même principe de la méthode des puissances instantanées classique, qui exploite la transformation de Concordia appliqué à la fois à tensions simples et courantes de ligne, afin de calculer les puissances instantanées réelle, imaginaire et homopolaire.

Mais les filtres d'extractions (Passe Bas Ou Passe Haut) dans la méthode classique permettent d'obtenir une élimination plus ou moins satisfaisante. Pour ces raisons, nous nous proposons d'utilisé un nouveau type de filtre d'extraction nommé Filtre Multi Variable (FMV), son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok ,et est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, directement suivant les axes α , β comme cela est présenté à la figure ci-dessous :

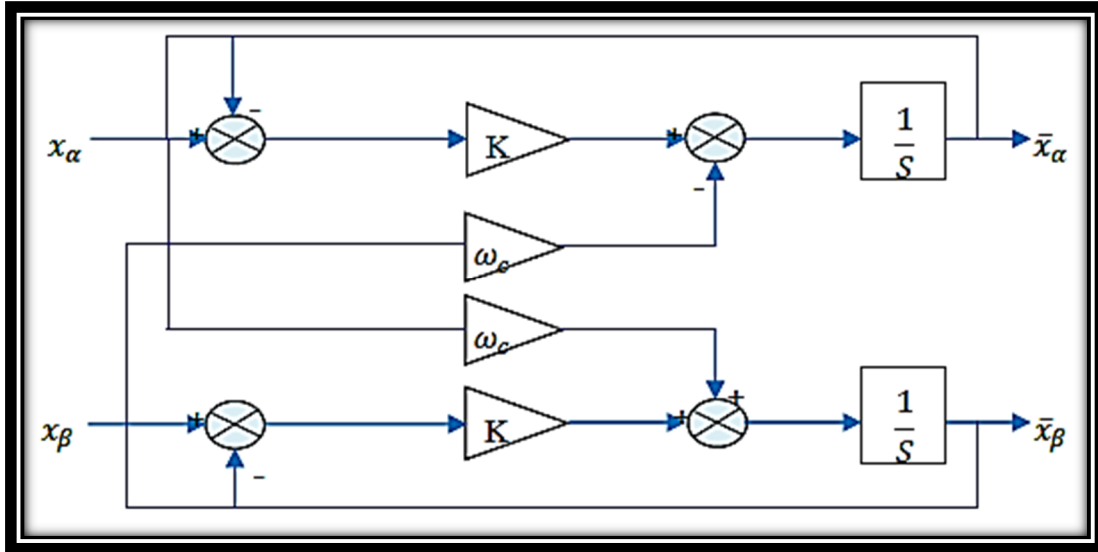


Figure III.9 : Principe du FMV.

Selon les axes α - β , les expressions liant les composantes en sortie du FMV aux composantes d'entrée sont les suivantes :

$$\bar{x}_\alpha = \left(\frac{k}{s} [x_\alpha(s) - \bar{x}_\alpha(s)]\right) - \frac{\omega_c}{s} \times \bar{x}_\beta(s) \tag{III.29}$$

$$\bar{x}_\beta = \left(\frac{k}{s} [x_\beta(s) - \bar{x}_\beta(s)]\right) - \frac{\omega_c}{s} \times \bar{x}_\alpha(s) \tag{III.30}$$

Où:

x_α : le signal d'entrée selon les axes α , β de nature tension ou courant

\bar{x}_α : la composante fondamentale du signal d'entrée

K : constante à fixer

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

Ce filtre FMV sera systématiquement mis en œuvre dans la commande étudiée. La figure suivante présente le schéma de principe pour l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanées en employant des FMVs .

Soit le système triphasé caractérisé par ses tensions simples $v_{s1}(t)$, $v_{s2}(t)$, $v_{s3}(t)$ et ses courants de ligne $i_{c1}(t)$, $i_{c2}(t)$, $i_{c3}(t)$. La transformation de Concordia permet de ramener ce système à un système diphasé de tensions et de courants :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \tag{III.31}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

Le premier FMV, utilisé au niveau des tensions diphasées, et permet de filtrer efficacement les composantes harmoniques des tensions d'alimentation. Quant aux courants diphasés suivant les axes α et β , ils peuvent être définis comme la somme d'une composante fondamentale et d'une composante oscillatoire :

$$\begin{cases} i_\alpha = \bar{i}_\alpha + \tilde{i}_\alpha \\ i_\beta = \bar{i}_\beta + \tilde{i}_\beta \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Le rôle du FMV est d'extraire les composantes fondamentales des courants de charges à la pulsation ωc directement selon les axes α - β . Ensuite, les composantes oscillatoires de courant selon les axes α - β , notées ici \tilde{i}_α et \tilde{i}_β , sont obtenues en soustrayant sur chaque axe, la sortie du FMV à son entrée.

Après isolation des composantes fondamentales en tension notées $\bar{v}_{\alpha\beta}$, et des courants oscillatoires $\tilde{i}_{\alpha\beta}$, nous pouvons alors déduire le calcul des composantes alternatives des puissances réelles (p) et imaginaire (q) instantanées par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta \\ -\bar{v}_\beta & \bar{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Avec :

\tilde{p}, \tilde{q} : Les composantes oscillées de p et q .

Nous prenons :

$$\tilde{i}_\alpha = i_{\alpha ref} \quad \text{et} \quad \tilde{i}_\beta = i_{\beta ref} \quad \text{et} \quad i_0 = i_{0 ref}$$

Donc, les composantes harmoniques du courant sont définies pas l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta \\ -\bar{v}_\beta & \bar{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta \\ -\bar{v}_\beta & \bar{v}_\alpha \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{\bar{v}_{2\alpha} + \bar{v}_\beta^2} \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & -\bar{v}_\beta \\ \bar{v}_\beta & \bar{v}_\alpha \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

La transformation inverse de Concordia nous donne les courants de référence harmonique :

$$\begin{bmatrix} i_{f1}^{ref} \\ i_{f2}^{ref} \\ i_{f3}^{ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{ref} \\ i_{\beta}^{ref} \\ i_0^{ref} \end{bmatrix} \quad (III.37)$$

III.3 Modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle (SVM3D) pour convertisseur de source de tension à quatre bras utilisé comme compensateur actif

Les consommateurs d'électricité ont besoin d'un produit de qualité, caractérisé par des courants sinusoïdaux et équilibrés. Cependant, la diversité des charges non linéaires telles que les convertisseurs statiques (redresseur, onduleur ...), machines électriques, et les charges linéaires déséquilibrées contribuent considérablement à la dégradation de la qualité de cette énergie. [47]

Ces charges non linéaires injectent des courants non sinusoïdaux et déséquilibrés (courant harmonique) dans le réseau de distribution; les courants circulant à travers le réseau vers les utilisateurs génèrent des tensions harmoniques qui se superposent à l'onde fondamentale.

Afin de remédier à ce problème, et d'améliorer la qualité de l'énergie, les ingénieurs du domaine n'ont pas épargné leurs efforts pour trouver les solutions efficaces permettant de diminuer la propagation des courants harmoniques indésirables dans le réseau.

La structure du filtre actif de tension triphasée (onduleur à trois branches commandé en fonctionnement) a été retenue pour ses excellentes performances en termes de compensations harmoniques et de correction du facteur de puissance. [48]

Cependant, la plupart des installations (systèmes à quatre fils) qui alimentent des charges non linéaires monophasées ou des charges linéaires déséquilibrées sont ainsi munies d'un fil de neutre. Pour y remédier, plusieurs topologies du filtre actif ont été utilisées mais nous nous intéressons à celles munies d'un inverseur à quatre bras [49][50] dont le bras supplémentaire est utilisée pour contrôler et compenser la composante homopolaire.

Une nouvelle technique de contrôle, appelée modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle, est utilisée pour contrôler cet onduleur.

III.3.1 Structure générale du convertisseur statique à quatre bras commandé par SVPWM 3D

Afin de valider l'algorithme de contrôle SVM 3D d'un onduleur à quatre bras illustré à (la figure III.10) est utilisé en filtre actif parallèle avec huit commutateurs IGBT; la quatrième étape est connectée au neutre du réseau électrique. [51]

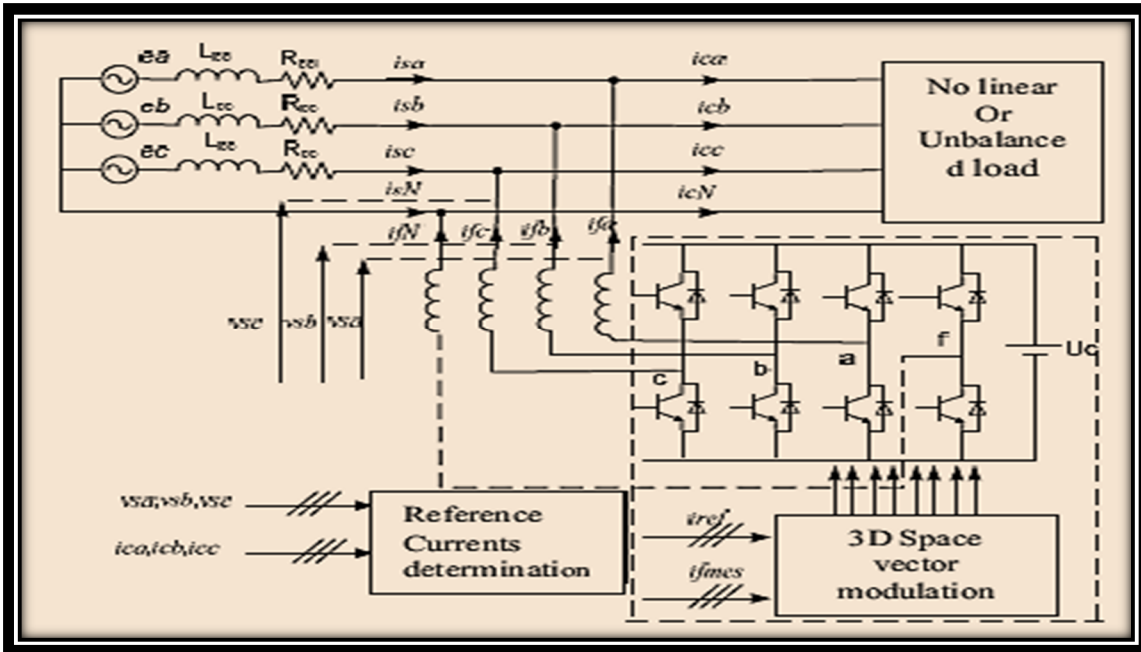


Figure III.10: Principe de la commande d'un filtre actif de puissance par la modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle

Les combinaisons de commutation peuvent être représentées par ensembles ordonnés $[S_a, S_b, S_c, S_f]$.

Les 16èmes états de commutation différents sont représentés sur la figure(III.11)

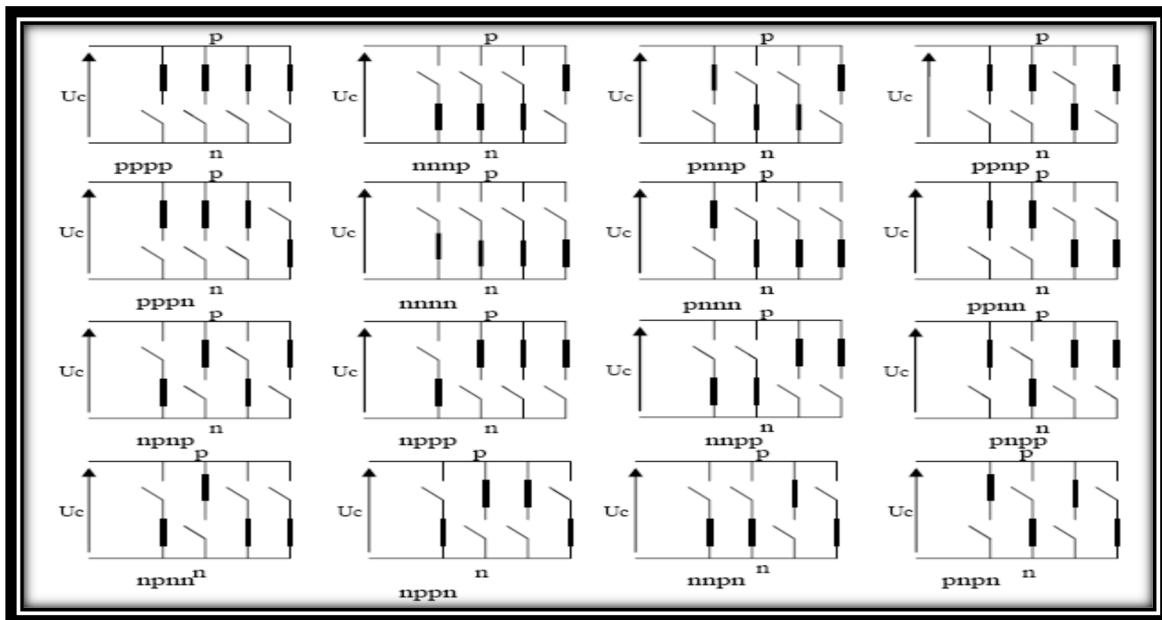


Figure III.11 : Seize combinaisons de commutation possibles

Où $S_a = p$ indique que l'interrupteur supérieur en phase A, S_{ap} est fermé, et $S_a = n$

indique que l'interrupteur inférieur en phase A, S_{an} est fermé. La même notation s'applique aux branches de phase B et C et à la quatrième branche neutre

Le tableau III.6 montre les tensions ligne-neutre pour les seize combinaisons de commutation.

La transformation des coordonnées orthogonales et l'inverse les transformations sont exprimées comme

$$[x_\alpha, x_\beta, x_\gamma] = T[x_a, x_b, x_c] \quad (III.38)$$

$$[x_a, x_b, x_c] = T^{-1}[x_\alpha, x_\beta, x_\gamma] \quad (III.39)$$

Où les matrices de transformation T et T^{-1} sont exprimées comme

$$T = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (III.40)$$

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (III.41)$$

En appliquant (III.41) les tensions aux bornes AC répertoriées dans le tableau III.6 peuvent être transformées en coordonnées orthogonales $(\alpha\beta\gamma)$ (Figure III.12).

Les résultats de la transformation sont présentés dans le tableau(III.7)

Tableau III.6 : Les combinaisons de commutation et les Tensions aux bornes AC du réseau de commutation à quatre bras.

	pppp	nnnp	pnpn	ppnp	npnp	Nppp	Nnpp	pnpp
V_{af}	0	$-v_g$	0	0	$-v_g$	$-v_g$	$-v_g$	0
V_{bf}	0	$-v_g$	$-v_g$	0	0	0	$-v_g$	$-v_g$
V_{cf}	0	$-v_g$	$-v_g$	$-v_g$	$-v_g$	0	0	0
	Pppn	nnnn	pnnn	ppnn	npnn	Nppn	Nnpn	pnpn
V_{af}	v_g	0	v_g	v_g	0	0	0	v_g
V_{bf}	v_g	0	0	v_g	v_g	v_g	0	0
V_{cf}	v_g	0	0	0	0	v_g	v_g	v_g

Tableau III.7 : Combinaisons de commutation et tensions de l'onduleur Dans les coordonnées (α, β, γ) .

	Pppp	nnnp	pnpn	ppnp	npnp	Nppp	nnpp	pnpp
v_α	0	0	$2/3 v_g$	$1/3 v_g$	$-1/3 v_g$	$-2/3 v_g$	$-1/3 v_g$	$1/3 v_g$
v_β	0	0	0	$1/\sqrt{3} v_g$	$1/\sqrt{3} v_g$	0	$-1/\sqrt{3} v_g$	$-1/\sqrt{3} v_g$
v_γ	0	$-v_g$	$-2/3 v_g$	$-1/3 v_g$	$-2/3 v_g$	$-1/3 v_g$	$-2/3 v_g$	$-1/3 v_g$
	Pppn	nnnn	pnnn	ppnn	npnn	Nppn	nnpn	pnpn
v_α	0	0	$2/3 v_g$	$1/3 v_g$	$-1/3 v_g$	$-2/3 v_g$	$-1/3 v_g$	$1/3 v_g$
v_β	0	0	0	$1/\sqrt{3} v_g$	$1/\sqrt{3} v_g$	0	$-1/\sqrt{3} v_g$	$-1/\sqrt{3} v_g$
v_γ	v_g	0	$1/3 v_g$	$2/3 v_g$	$1/3 v_g$	$2/3 v_g$	$1/3 v_g$	$2/3 v_g$

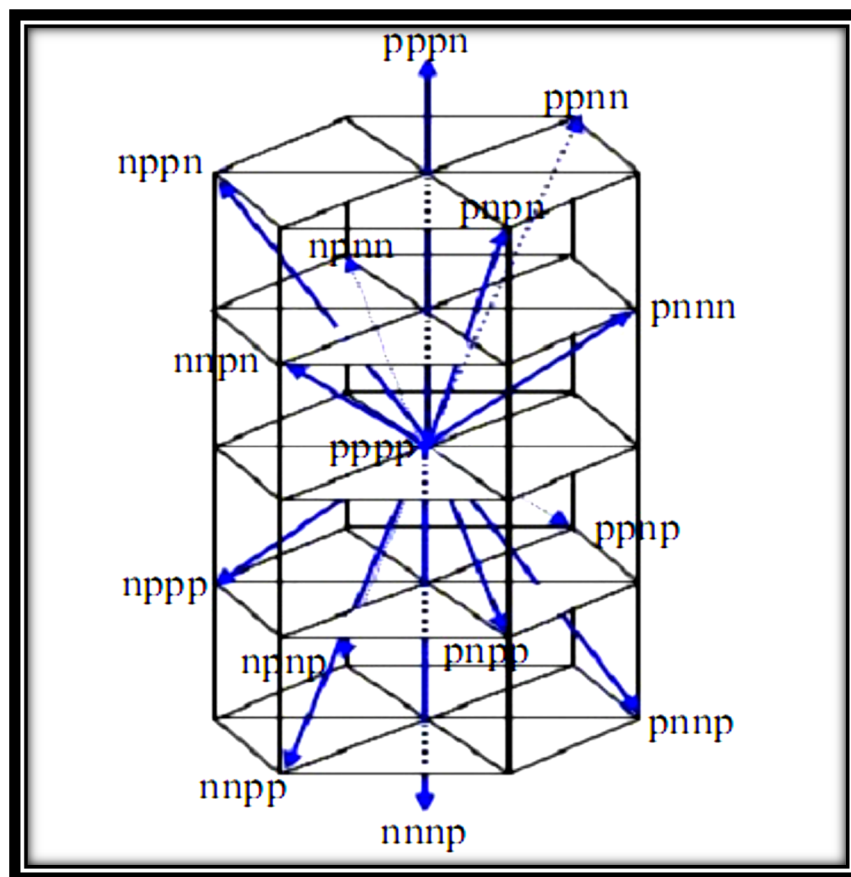


Figure III.12 : vecteurs de commutation en coordonnées $(\alpha\beta\gamma)$

III.3.2 Contrôle du convertisseur

Une référence appropriée qui est les courants harmoniques ou réactifs sera générée en optimisant les états de commutation à l'aide du contrôle vectoriel tridimensionnel qui sera détaillé.[52] [53] [54]

❖ **Sélection des vecteurs de commutation**

Afin de minimiser l'énergie de circulation et de réduire l'ondulation de courant, les vecteurs de commutation adjacents au vecteur de référence doivent être sélectionnés car les vecteurs de commutation adjacents produisent des impulsions de tension non conflictuelles (même polarité de tension). L'identification des vecteurs de commutation adjacents est simple pour SVM2D; cependant, pour SVM3D, il faut deux étapes, à savoir l'identification du prisme et l'identification du tétraèdre

a. Identification du prisme

L'identification du prisme est très similaire à l'identification du secteur pour SVM 2D. Sur la base des projections du vecteur de référence sur le plan α, β V_α et V_β , six prismes dans l'espace 3D peuvent être identifiés et numérotés comme prismes I à VI

Par conséquent, l'espace sera divisé en six prismes comme le montre la figure III.13 ; chacun contient six vecteurs de commutation non nuls (NZSV) et deux vecteurs de commutation nuls (ZSV).

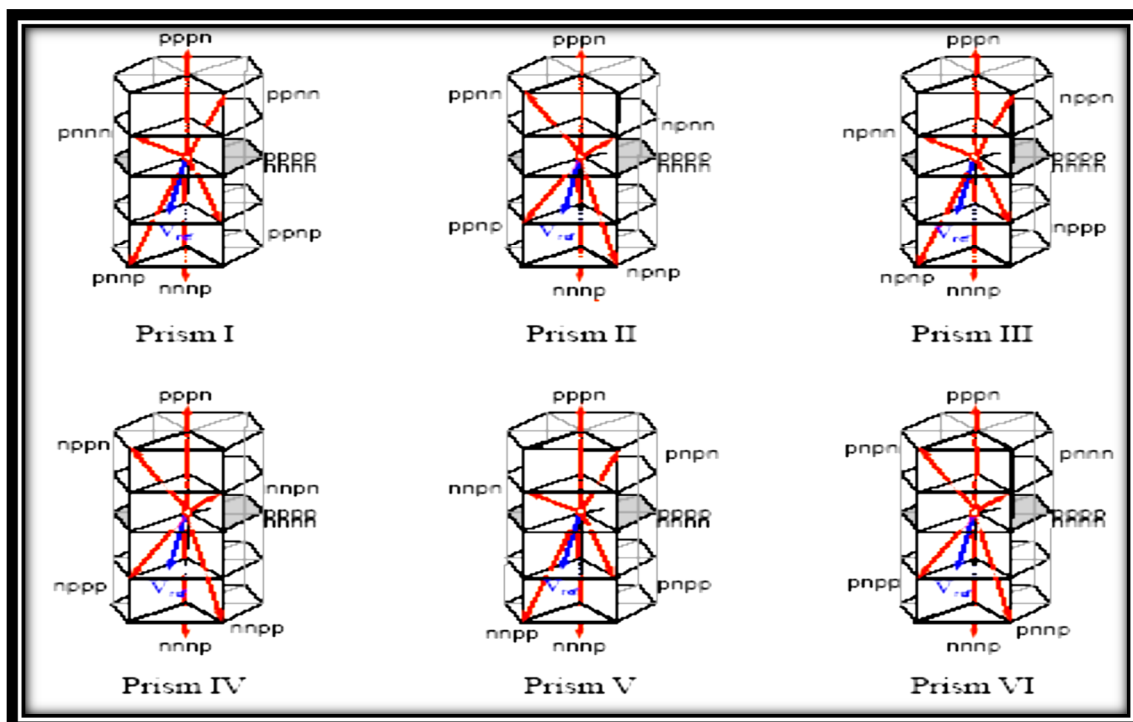


Figure III.13 : Les six prismes

b. Identification du tétraèdre :

Chaque prisme est composé de 4 tétraèdres où chacun a trois NZSV et deux CSV comme illustré ci-dessous Figure(III.14)

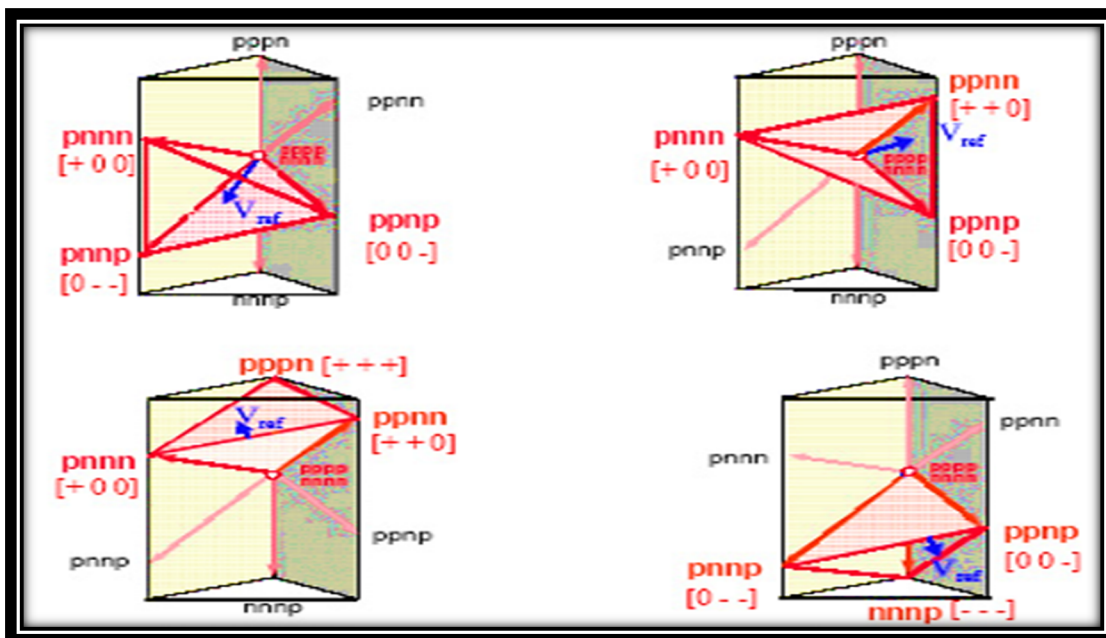


Figure III.14: Identification du tétraèdre - exemple pour le vecteur de référence situé dans le prisme I.

b.1. Méthode de détection des tétraèdres

Chaque tétraèdre a trois NZSV et deux ZSV. Les polarités de tension ligne-neutre produites par chaque NZSV sont indiquées par «+» ou «-» ou «0» comme indiqué sur la Figure (III.15).

L'identification du tétraèdre dans la coordonnée (α, β, γ) semble difficile car il n'y a pas d'expression mathématique simple disponible pour définir dans quel tétraèdre réside le vecteur de référence. Heureusement, un critère simple se trouve dans la coordonnée (a, b, c) basée sur les polarités de tension des NZSV. Les polarités de tension du vecteur de référence dans la coordonnée (a, b, c) ($V_{a_ref}, V_{b_ref}, V_{c_ref}$) sont comparées à celles des NZSV de chaque tétraèdre.

b.2. Exemple de choix de tétraèdre

On choisit le 1er prisme et le tétraèdre, dans ce cas les vecteurs pris seront pnnn, pnnp, ppnp et ils

$$\text{agiront } \begin{cases} V_{af} \geq 0 \\ V_{bf} \leq 0 \\ V_{cf} \leq 0 \end{cases} \quad (III.42)$$

Donc si nous sommes situés dans le 1er prisme et que nous avons les polarités de référence précédentes nous choisirons le 1er tétraèdre.

❖ **Calcul du vecteur de référence par l'application temporelle**

La durée des vecteurs de commutation sélectionnés peut être facilement calculée en projetant le vecteur de référence sur les NZSV adjacents (Figure III.15)

Les rapports cycliques correspondants des vecteurs de commutation sont donnés par :

$$d_z = 1 - d_1 - d_2 - d_3$$

$$V_{ref} = d_1 V_1 + d_2 V_2 + d_3 V_3 + d_z V_z$$

Une projection du vecteur de référence sur les contrôles est nécessaire (Figure III.15) :

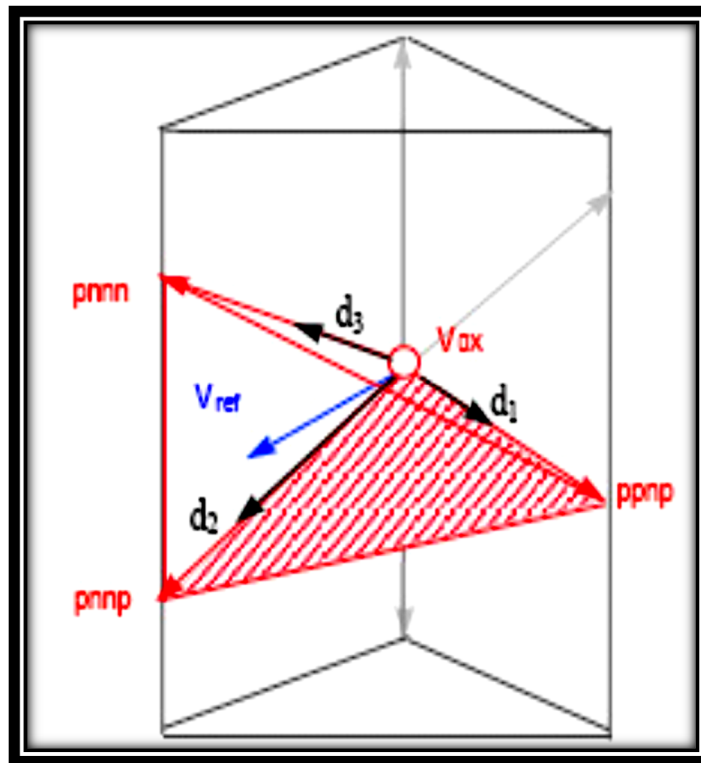


Figure III.15 : Projection du vecteur de référence

Cette projection est donnée par l'équation présentée où A est la matrice de projection spécifiée pour chaque position de vecteur de référence (La matrice A est donnée dans le Tableau III.8)

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{v_g} [A] \begin{bmatrix} V_{\alpha_ref} \\ V_{\beta_ref} \\ V_{\gamma_ref} \end{bmatrix} \tag{III.43}$$

Tableau III.8 : La matrice A dans chaque Prisme et chaque tétraèdre.

Tétraèdre	1	2	3	4
Prisme				
I	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$
II	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 & -1 \\ -3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ -3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ -3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 & -1 \end{bmatrix}$
III	$\begin{bmatrix} 1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 & -1 \\ -3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix}$
IV	$\begin{bmatrix} -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1 & 0 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 & -1 \end{bmatrix}$
V	$\begin{bmatrix} -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \\ 1/2 & 0 & -1 \\ 3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 3/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 & -1 \end{bmatrix}$
VI	$\begin{bmatrix} -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 & -1 \\ 3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 1 & -\sqrt{3}/2 & 1 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ 1 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ 3/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$

III.3.3 Identification des courants d'harmoniques

III.3.3.1 Méthode des Puissances instantanés réels, imaginaires et homopolaires

Cette méthode introduite par M. AKAGI [55], exploite la transformation de Concordia de la tension simple et des courants de la ligne pour calculer les puissances instantanées réelles, imaginaires et homopolaires;

Il permet également de transformer le composant fondamental en un composant continu et les composants harmoniques en composants alternatifs. Cette transformation est nécessaire si l'on veut éliminer facilement la composante continue.

(V_{s1} , V_{s2} , V_{s3} , I_{c1} , I_{c2} , I_{c3}) sont respectivement la tension simple et les courants de la ligne. La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé des axes abc aux axes $\alpha\beta\gamma$, comme le montre les deux relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{c1} \\ I_{c2} \\ I_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.45})$$

En négligeant les harmoniques de tension, la puissance réelle p , la puissance imaginaire Q et la puissance homopolaire P_0 sont exprimées par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \\ P_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & 0 \\ -V_\beta & V_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & V_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.46})$$

Ces composantes de puissance peuvent être exprimées comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \\ P_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{P} & + & \tilde{P} \\ \bar{Q} & + & \tilde{Q} \\ \bar{P}_0 & + & \tilde{P}_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.47})$$

Avec:

\bar{P} , \bar{Q} , \bar{P}_0 : sont les composantes continues

\tilde{P} , \tilde{Q} , \tilde{P}_0 : sont les composants alternatifs

De l'équation (9), nous pouvons déduire les composantes correspondantes du courant comme:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha(v_{2\alpha} + v_\beta^2)} \begin{bmatrix} v_\alpha v_0 & -v_\beta v_0 & 0 \\ v_\beta v_0 & v_\alpha v_0 & 0 \\ 0 & 0 & v_{2\alpha} + v_\beta^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.48})$$

Ensuite, nous pouvons résoudre cela :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.49})$$

$v_\alpha^2 + v_\beta^2$ Constante supposée dans l'hypothèse d'une tension symétrique et sinusoïdale.

On note ainsi que la nature du courant identifiée dépend de la nature de la puissance.

Le tableau suivant (Tableau III.9) résume les modes de compensation possibles :

Tableau III.9 : Pouvoirs associés aux différents modes de compensation.

Type de compensation	Contrôle du courant	
	p_{ref}	Q_{ref}
Compensation des courants harmoniques	\tilde{p}	\tilde{Q}
Compensation des courants réactifs	0	\bar{q}
compensation des courants réactifs et harmoniques	\tilde{p}	$\bar{Q} + \tilde{Q}$

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons choisis de présenter le filtre actif parallèle à quatre bras comme une solution de dépollution des courants perturbés et énergies réactif générés par des charges non-linéaires.

Pour cela, nous avons présenté en détails, le principe et la constitution du filtre actif parallèle à quatre bras connecté à un réseau électrique à quatre fils, ainsi on a décrit le système étudié, qui est un réseau électrique à quatre fils avec des charges monophasées non-linéaires.

Aussi, nous avons présenté les quatre stratégies de commande qu'on a appliquée sur le filtre actif parallèle pour l'identification des courants de référence de notre système.

Nous avons vu les utilisations de la technique de contrôle 3D-SVM pour la commande d'un onduleur à 4 bras.

Enfin, nous pourrions conclure que le 3D-SVM est une méthode efficace et pourrait conduire à un résultat encourageant pour toute mise en œuvre pratique.

IV.1 Introduction

Un système d'électronique de puissance est un ensemble de conversion d'énergie qui contient les organes suivants :

- Source d'énergie.
- Convertisseur statique.
- Charge réceptrice.
- Dispositif de commande du convertisseur.

Il est caractérisé par le non linéarité des semi-conducteurs constituant le convertisseur et par la présence de sous-ensembles à la fois hétérogènes et fortement interdépendants.

L'étude analytique de ce système est difficile et ne peut être menée, pour un point de fonctionnement donné, qu'avec des hypothèses simplificatrices importantes. C'est pour cette raison que la simulation numérique est devenue l'outil indispensable de l'étude de ces systèmes.

Dans ce chapitre on propose d'étudier la simulation de l'ensemble réseau, charges polluantes, deux redresseurs monophasés, filtre actif parallèle à trois bras en régime équilibré et quatre fils en régime déséquilibré sous l'environnement Matlab-Simulink. On donne ensuite les résultats de simulation obtenus.

IV.2 Logiciel utilisé

La modélisation et la simulation d'un système physique sont une étape essentielle qui précède toute implémentation matérielle. Dans les langages évolués cette tâche est réalisée par l'élaboration de programmes informatiques spécifiques qui décrivent le comportement du système aussi bien à l'état dynamique (régime transitoire) qu'à l'état statique (régime permanent). Cette opération devient plus complexe dès qu'il s'agit des systèmes physiques d'ordre élevé, ou ayant des non linéarités.

La dernière décennie a été surtout marquée par le développement de nombreux logiciels appelés solveurs, pour l'aide à la modélisation et la simulation numérique des systèmes dynamiques, parmi ces logiciels on trouve : MATLAB/SIMULINK, ce logiciel est destiné à la modélisation et à la simulation des systèmes continus et discrets.

Compte tenu des possibilités offertes en matière de modélisation et de simulation pour des systèmes mixtes (continus et discrets) et la simplicité d'implantation des modèles (linéaires et non linéaires) grâce à son interface graphique, ainsi que la possibilité d'échange de données entre Simulink et l'espace de travail Matlab, dans lequel le système modélisé sous Simulink peut recevoir des données de l'espace de travail ou y envoyer des données de sortie.

Simulink est donc un programme additionnel à Matlab pour la modélisation et la simulation des systèmes dynamiques continus et discrets. Il offre d'innombrables outils, spécifiques aux systèmes dynamiques, tout en conservant la puissance et les fonctionnalités de Matlab.

IV.3 Paramètres de simulation

Pour évaluer et comparer les deux méthodes de commande précédemment étudiées, nous avons procédé à des simulations des courants du réseau.

La charge polluante est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes et le réseau d'alimentation est un réseau triphasé. Tous ces paramètres de simulation sont récapitulés dans le tableau (IV.1).

IV.1 Tableau des paramètres de simulations.

Réseau électrique	
Tension	220 V
Fréquence	50 Hz
Résistance et inductance (R_s, L_s)	0.2m Ω , 0.015mH
Charge non linéaire	
Résistance et inductance (R_l, L_l)	75 Ω , 70mH
Résistance et inductance (R_{ch}, L_{ch})	0.1 Ω , 0.3mH
Filtre Actif de puissance	
Résistance et inductance (R_f, L_f)	30m Ω , 3mH
Condensateur de stockage c_{dc}	0.002F
Tension de référence V_{dc_ref}	620V

Avec :

$$T_s = 10^{-6} \text{s} (1e^{-6} \text{s}), \omega_0 = 2\pi f_0, f_0 = f_s = 50 \text{ Hz}, \xi = 0.707, \Delta I = 0.01 \text{ A}$$

IV.4 Structure générale de simulation d'un filtre actif parallèle

La figure (IV.I) présente l'ensemble de la structure du SAPF et de son environnement fonctionnel, lequel se compose :

- D'une source de tension triphasée.
- D'une charge non linéaire : pont redresseur triphasé à diode.
- Du filtre actif, le quel est composé d'un onduleur de tension à trois bras à interrupteur réversible en courant et bi-commandable (IGBT avec des diodes

antiparallèles). L'élément de stockage de l'énergie continue est une capacité C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension V_{dc} . Le filtre de sortie est une bobine (filtre du premier ordre) représenté par L_f .

- D'une commande de SAPF, qui génère les signaux de commande de l'onduleur.

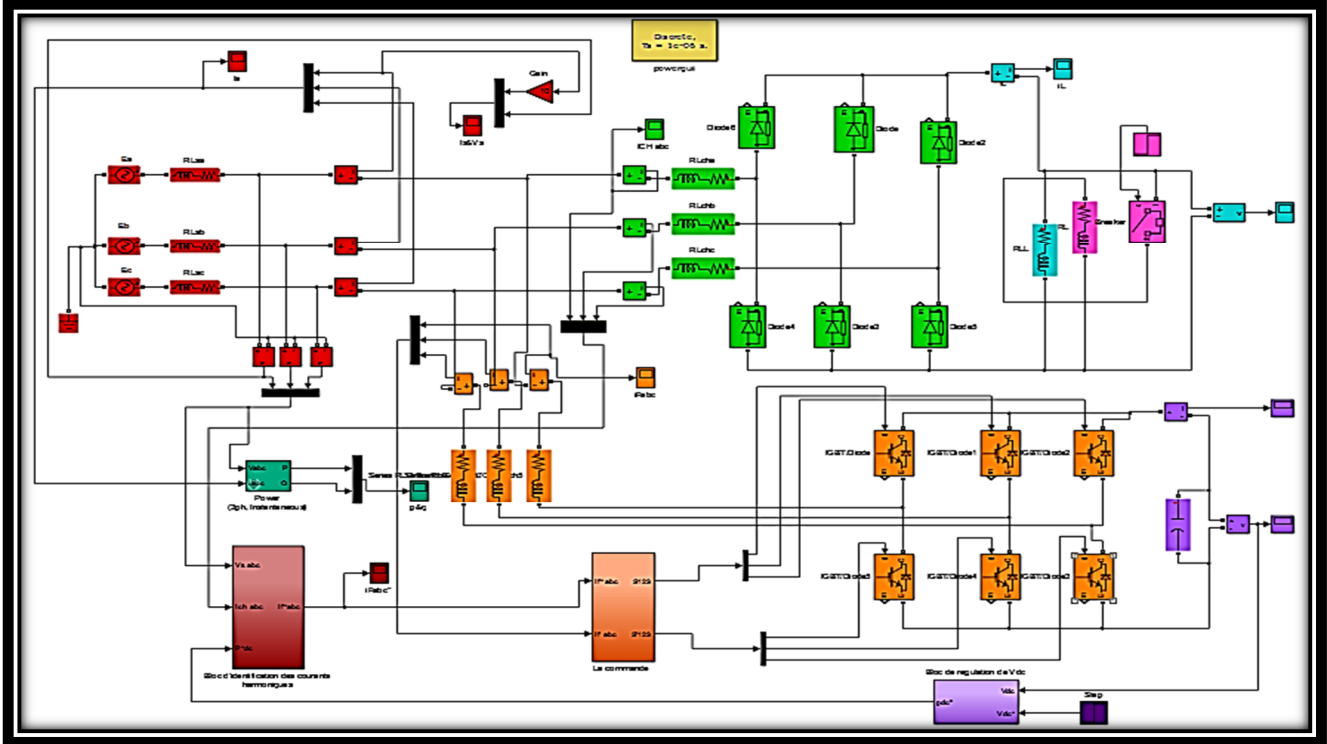


Figure IV.1 : Structure générale du SAPF sous SIMULIK (SimPowerSystems).

IV.4.1 La source de tension triphasée

La figure IV.2 présente le schéma bloc de la source de tension triphasée.

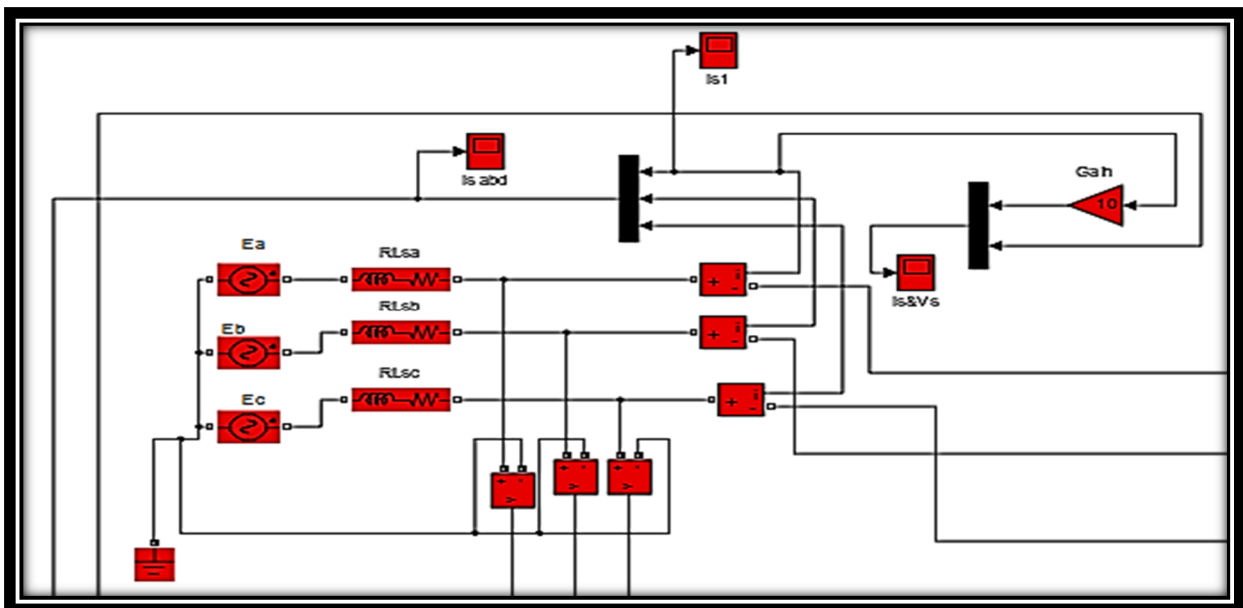


Figure IV.2 : Source de tension triphasée.

IV.4.2 La charge non linéaire

La figure suivante présente la charge non linéaire : pont redresseur triphasé à diode.

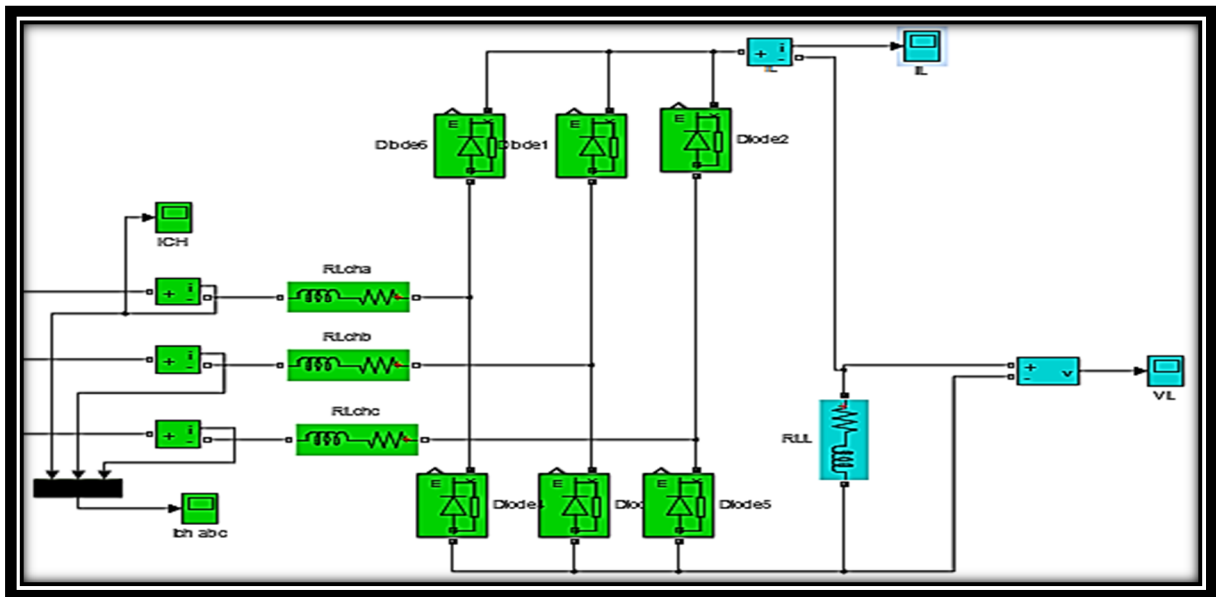


Figure IV. 3 : La charge non linéaire.

IV.5 Résultats de simulation de l'ensemble réseau charge non-linéaire avant le filtrage

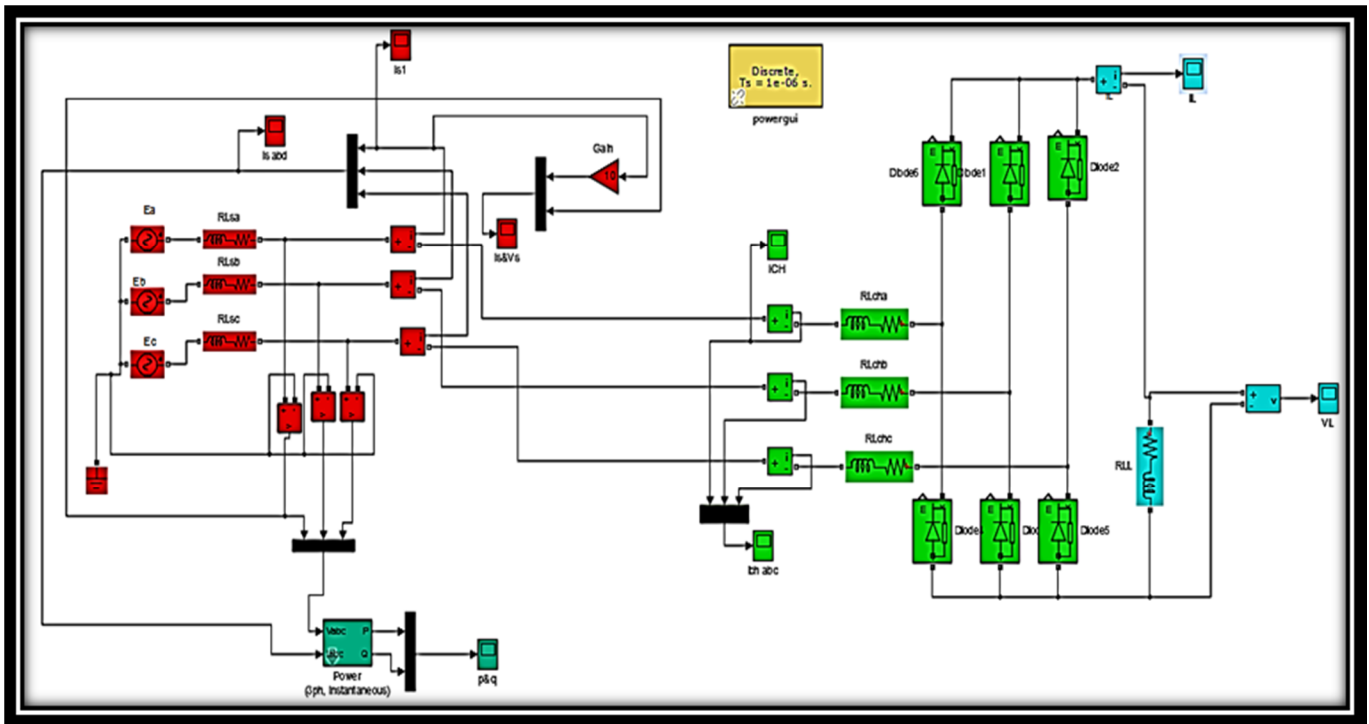


Figure IV.4: structure (réseau triphasé/charge non linéaire)

Nous avons modélisé puis simulé le réseau électrique triphasé à trois fils :

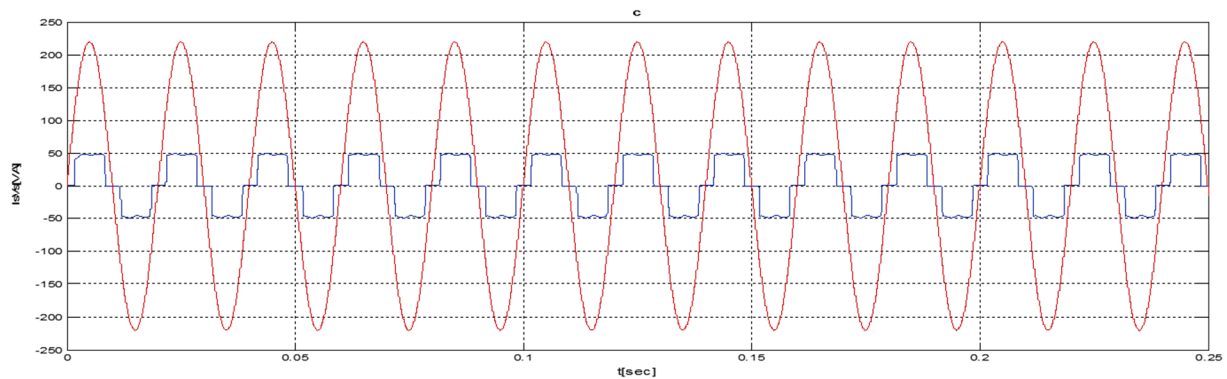


Figure IV.5.a : tension et courant de source

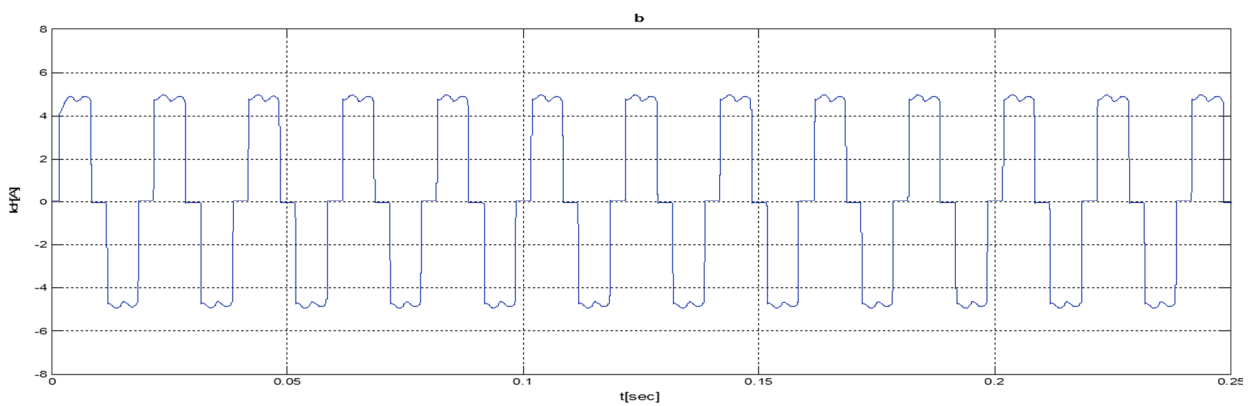


Figure IV.5.b : courant de charge

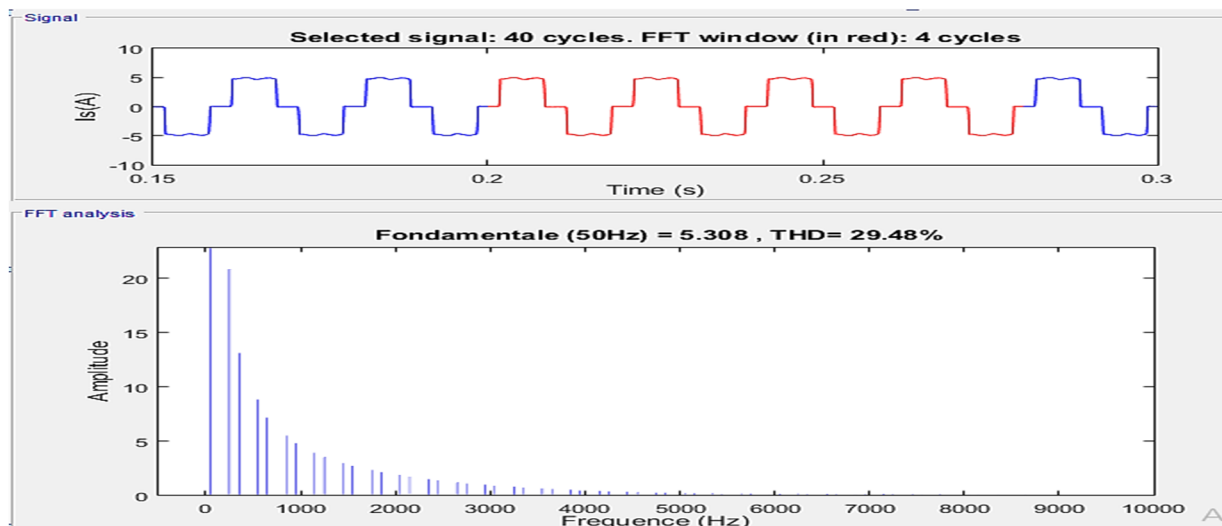


Figure IV.5.c : courant de source I_s (A) et son spectre harmonique (phase 1)

Le THD= 29.48%

La figure précédente présente le courant de la source (I_s) de la première phase et son spectre harmonique. Le THD en courant pour cette charge est de 29.48%. Ce THD est calculé pour les quarante premiers harmoniques selon la « norme C.E.I ».

IV.6 simulation de FAP à trois bras en régime équilibré

IV.6.1 Commande basé sur les méthodes des puissances instantanées

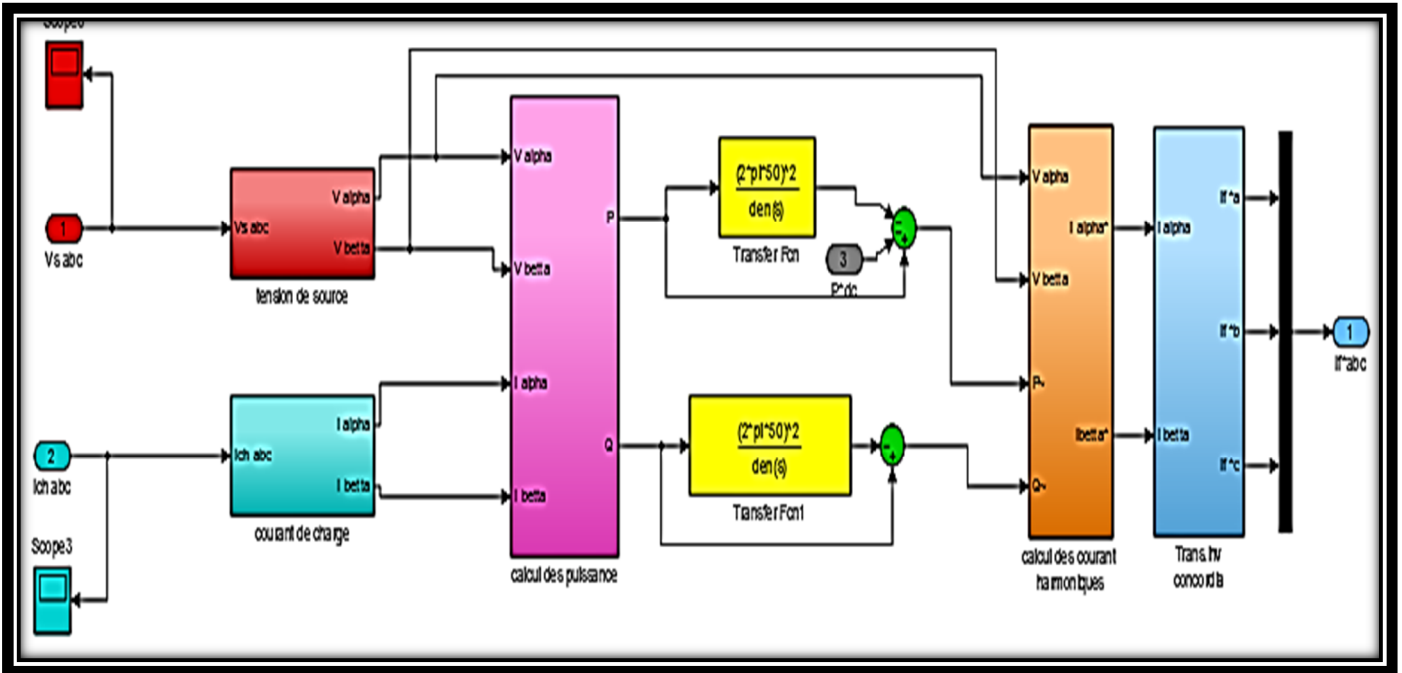


Figure IV.6 :Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées

IV.6.1.1 Résultat de simulation en utilisant la commande par hystérisse

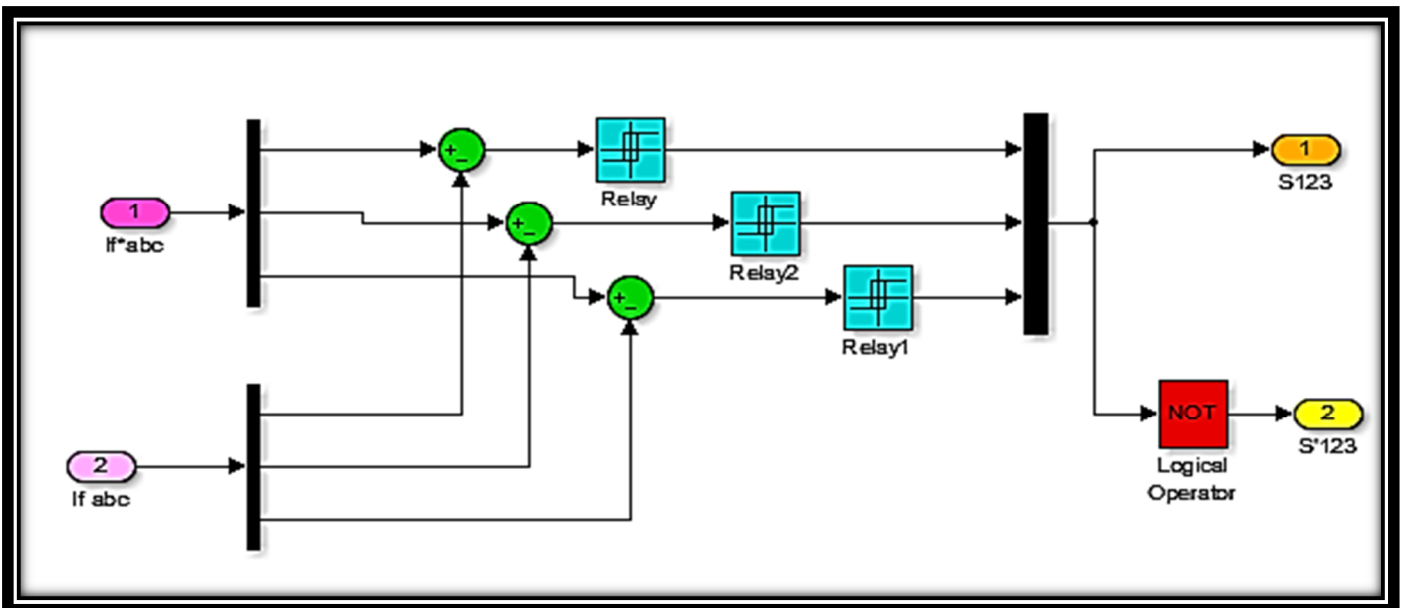


Figure IV.7 :Schéma de principe de la commande par hystérisse

Les résultats suivants représentent la réponse du filtre actif commandé par hystérésis, dans le repère triphasé et basé sur la méthode de puissance. Pour étudier les performances du FAP, les

premières simulations faites pour une charge fixe de l'instant 0 s jusqu'à l'instant 0.2 s on injecte les courants harmoniques et à l'instant 0.4 s on augmente la charge .

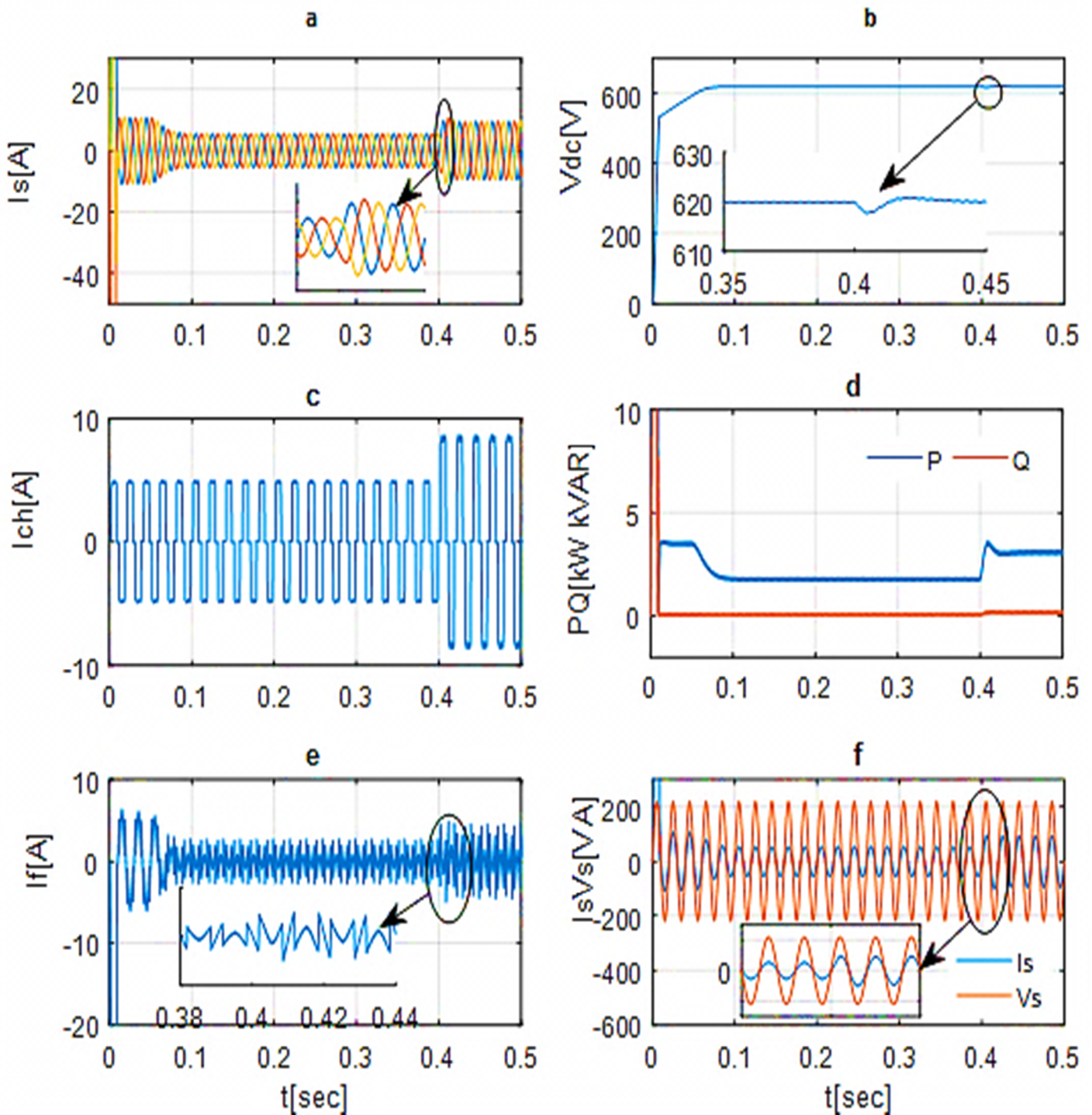


Figure IV.8: Résultats de simulation par hystérésis du FAP à trois bras

- a) Courant de source – b) tension au borne du condensateur - c) courant de charge
d) puissance active et réactive - e) courant injecter - f) courant et tension de source

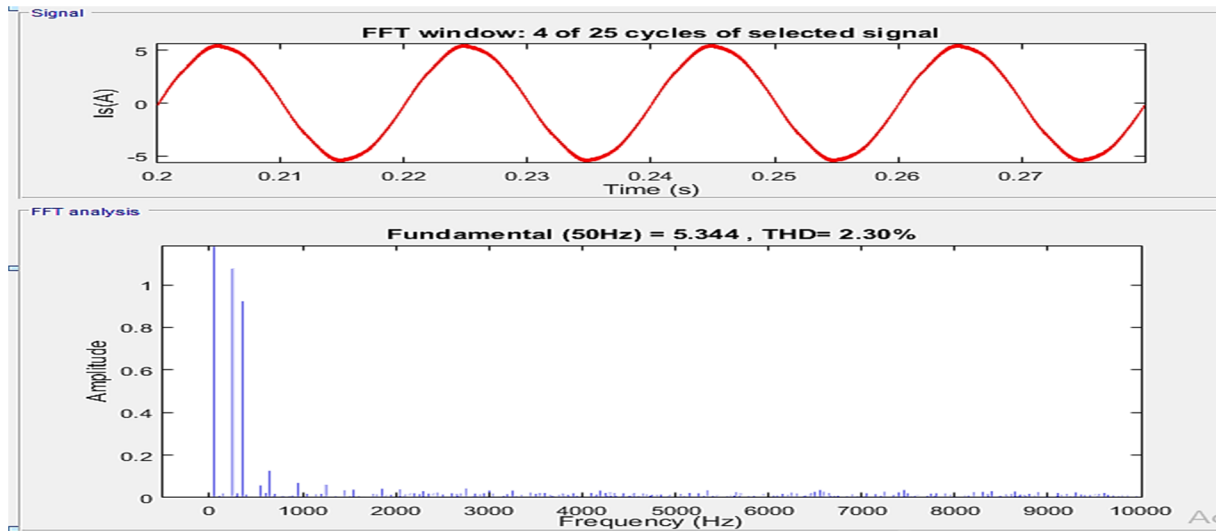


Figure IV.9 : Courant de la source et son spectre harmonique après Compensation

Le THD=2.30%

❖ **Interprétations des résultats**

Les figures (IV.8), (IV.9) présente les résultats obtenus en utilisant l'extraction des courants harmoniques basée sur la méthode des puissances instantanées. Les figures (IV.5.a, b, c) montrent : avant d'injecter les courants d'harmoniques dans le réseau la forme de courant est la même de la charge avec THD de 29.48% , figure (IV.9) le courant de réseau prennent la forme sinusoïdale quand injecter les courants d'harmoniques avec THD de 2.30 % et les tensions du réseau sont équilibré avant et après le filtrage.

IV.6.1.2 Résultat de simulation en utilisant la commande par MLI vectorielle

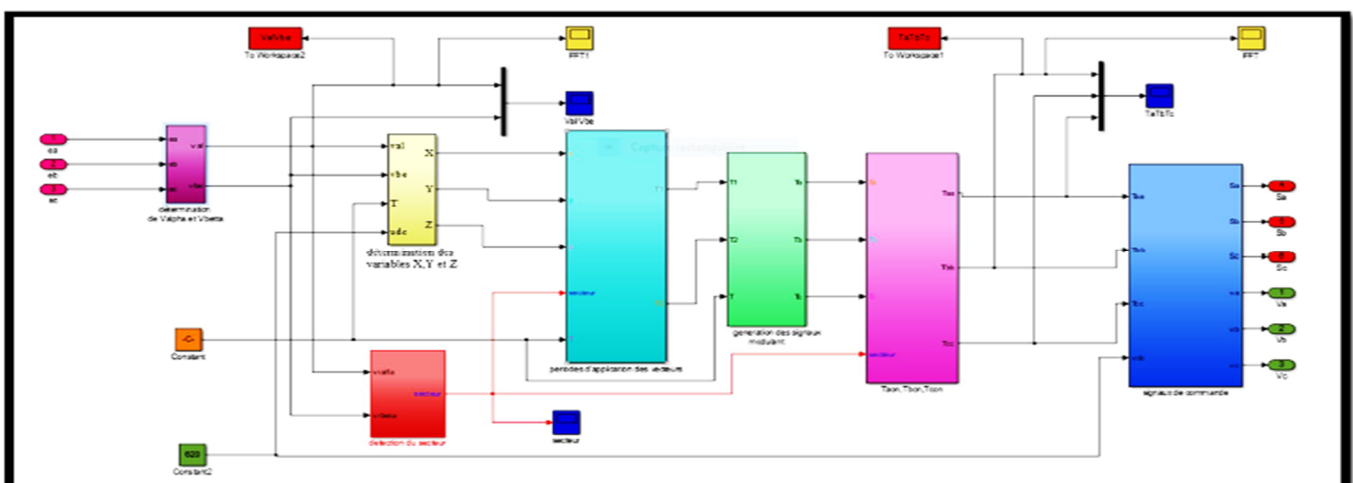


Figure IV.10 : Schéma de principe de la commande par MLI vectorielle

Les résultats suivants représentent la réponse du filtre actif commandé par régulateur PI, dans le repère triphasé basé sur la méthode de puissance active instantanée :

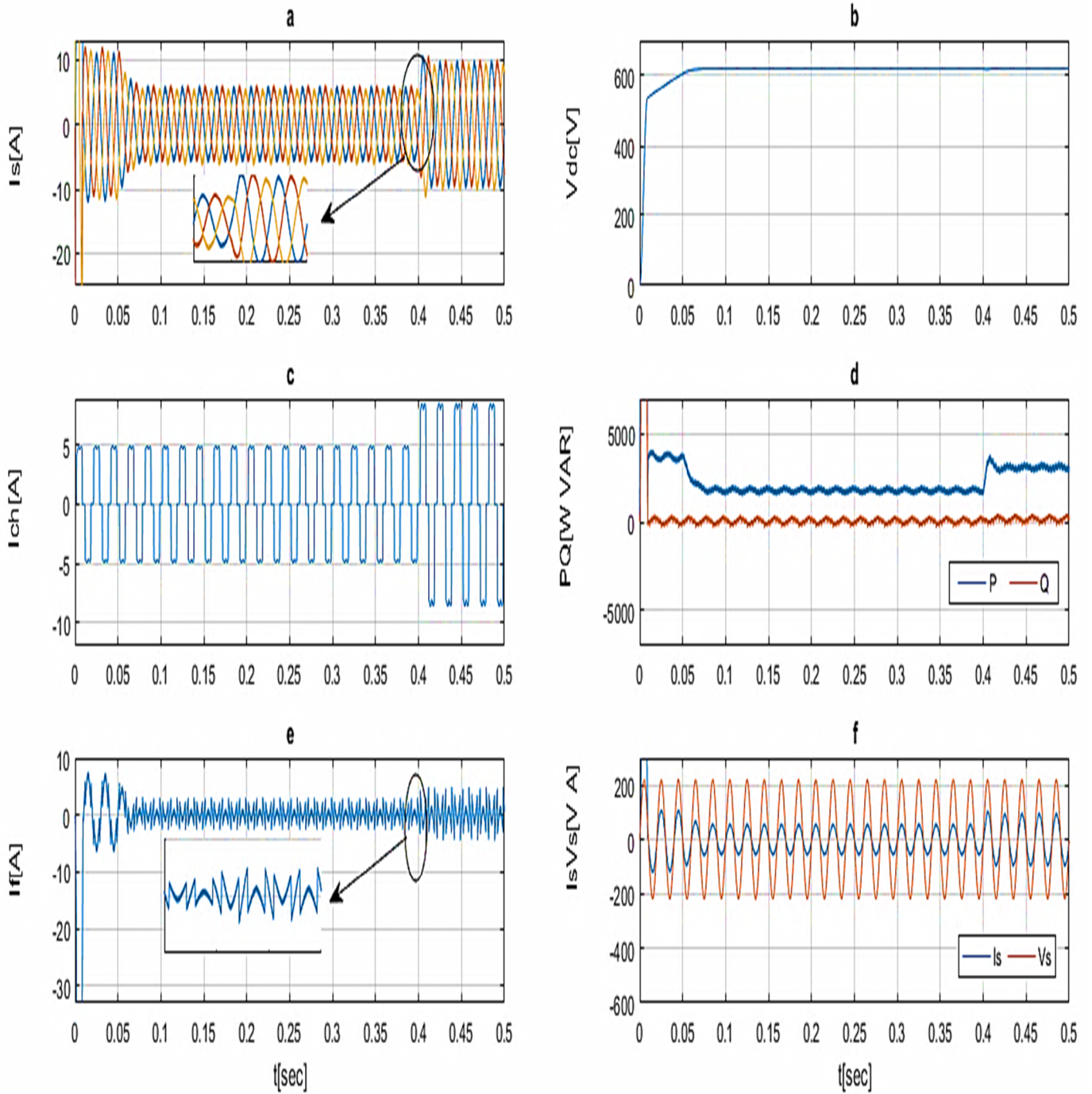


Figure IV.11: Résultats de simulation du FAP

- a) Courant de source –b) tension au borne du condensateur - c) courant de charge
- d) puissance active et réactive -e) courant injecter - f) courant et tension de source

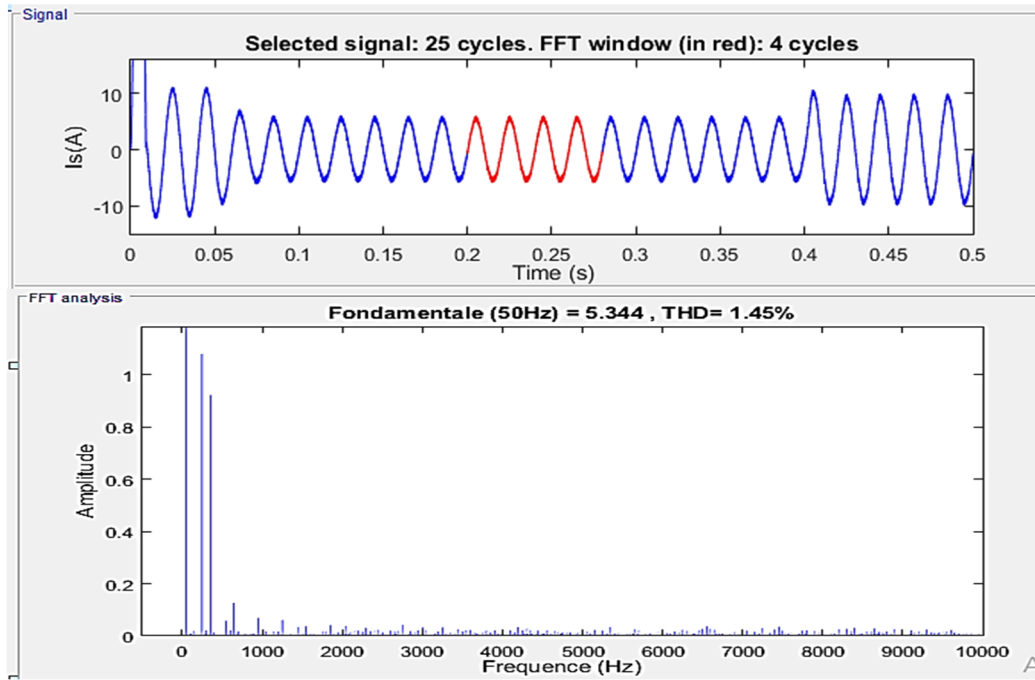


Figure IV.12 : Courant de la source et son spectre harmonique après Compensation

Le THD=1.45%

❖ Interprétations des résultats

Les simulations traitées dans cette partie auront pour but de tester la performance des régulateurs PI pour les courants et la tension aux bornes du condensateur. Le figure (IV.11) et présente le courant de charge et le courant injecté le courant de source la tension. L'objectif principal de la commande proposée consiste à asservir la tension aux bornes du condensateur à leur valeur de référence de manière aussi parfaite que possible comme présente la figure (IV.11). Sur la figure (IV.12) nous présentons le courant de phase et son spectre d'harmonique, On remarque que la forme de ce courant est sinusoïdale avec un THD 1.45% qui montre la performance des régulateurs PI et la validité de la MLI vectorielle.

IV.7 simulation de FAP en régime déséquilibré

On se propose d'étudier le même modèle qu'en régime équilibré mais avec un onduleur triphasé à trois bras avec condensateurs à point milieu et aussi le même onduleur avec quatre bras, dont le déséquilibre est illustré par une charge résistive triphasé déséquilibrée connectée en parallèle avec notre charge non linéaire. On considère que notre système de tension est sinusoïdal et équilibré. Pour déterminer les courants de référence, on a utilisé les mêmes algorithmes cités dans le cas d'un régime équilibré.

IV.7.1 simulation de FAP à quatre fils

La figure suivante présente la structure de la simulation d'un FAP à quatre fils (un onduleur triphasé à trois bras avec condensateurs à point milieu) dans un système déséquilibré :

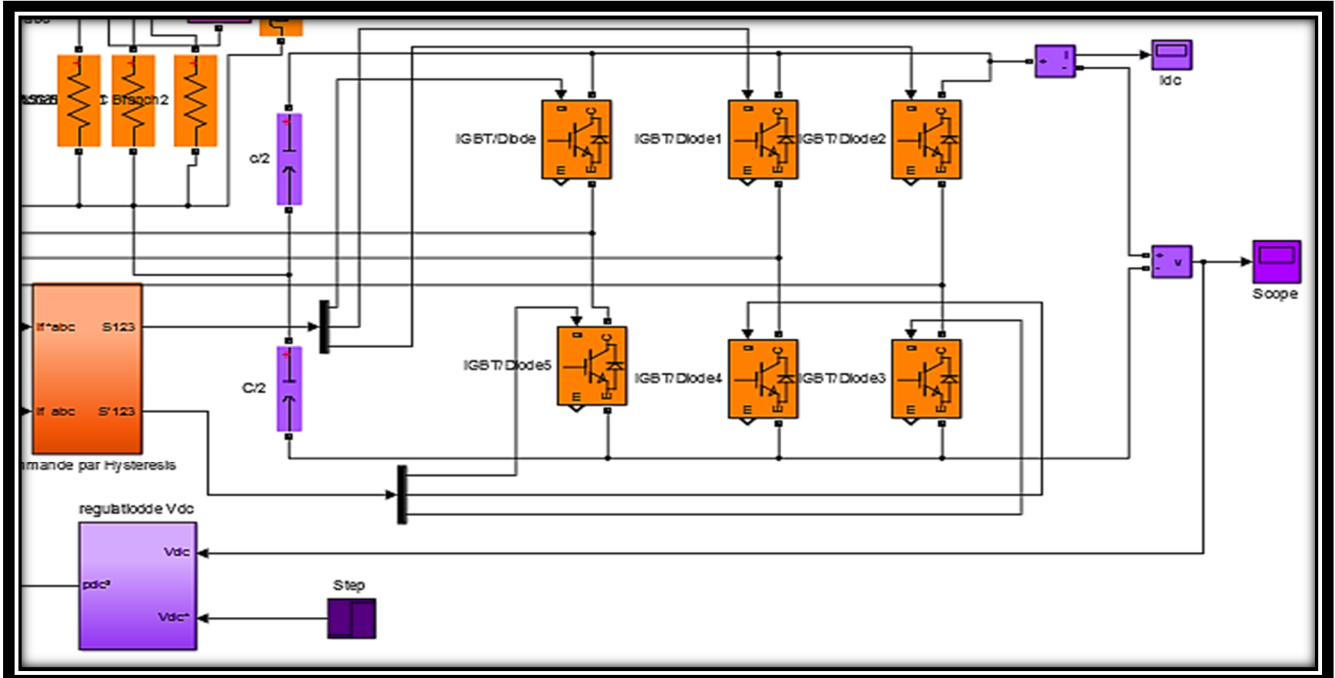


Figure IV.13 : Structure générale du SAPF à quatre fils sous SIMULIK (SimPowerSystems).

IV.7.1.1 Commande basé sur les méthodes des puissances instantanées

La figure suivante présente la structure de simulation de la méthode des puissances instantanées. Cette méthode est appliquée pour le FAP à quatre fils et FAP à quatre bras

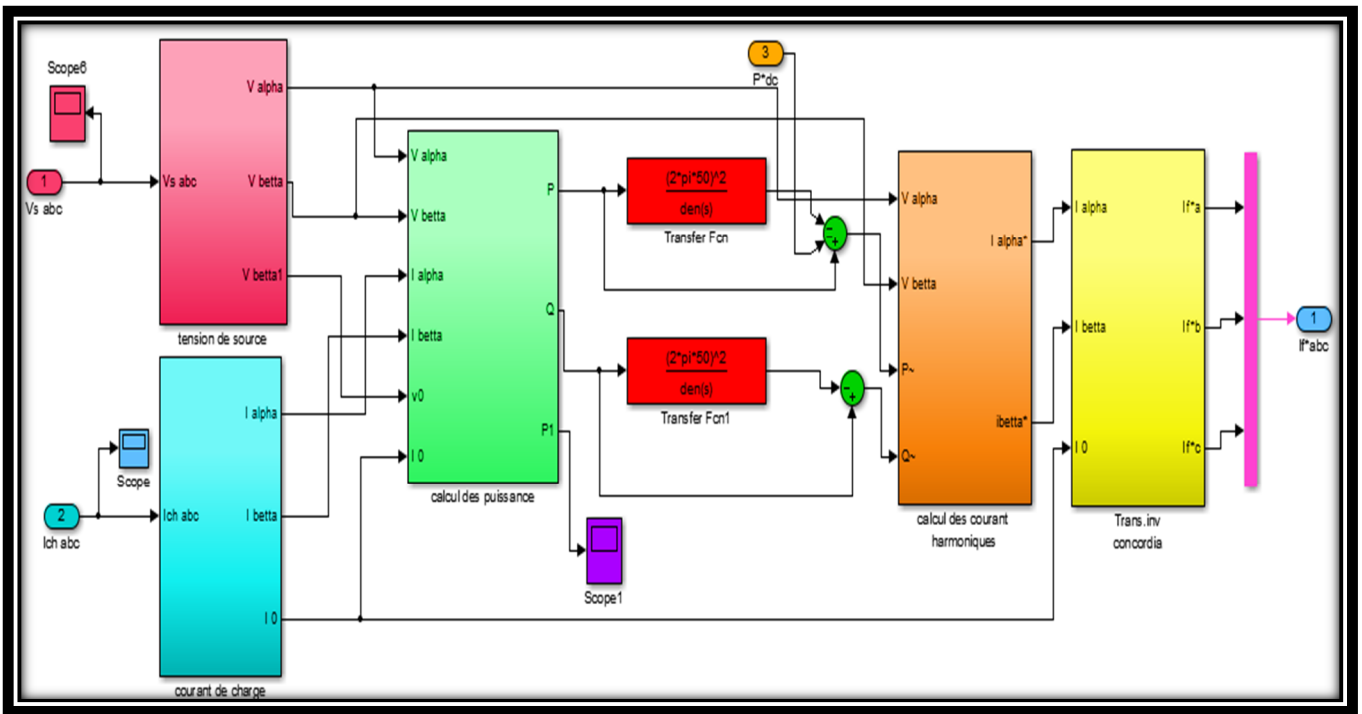


Figure IV.14 :Schéma de principe de la méthode des puissances instantanées.

IV.7.1.1 Résultat de simulation en utilisant la commande par hystérise

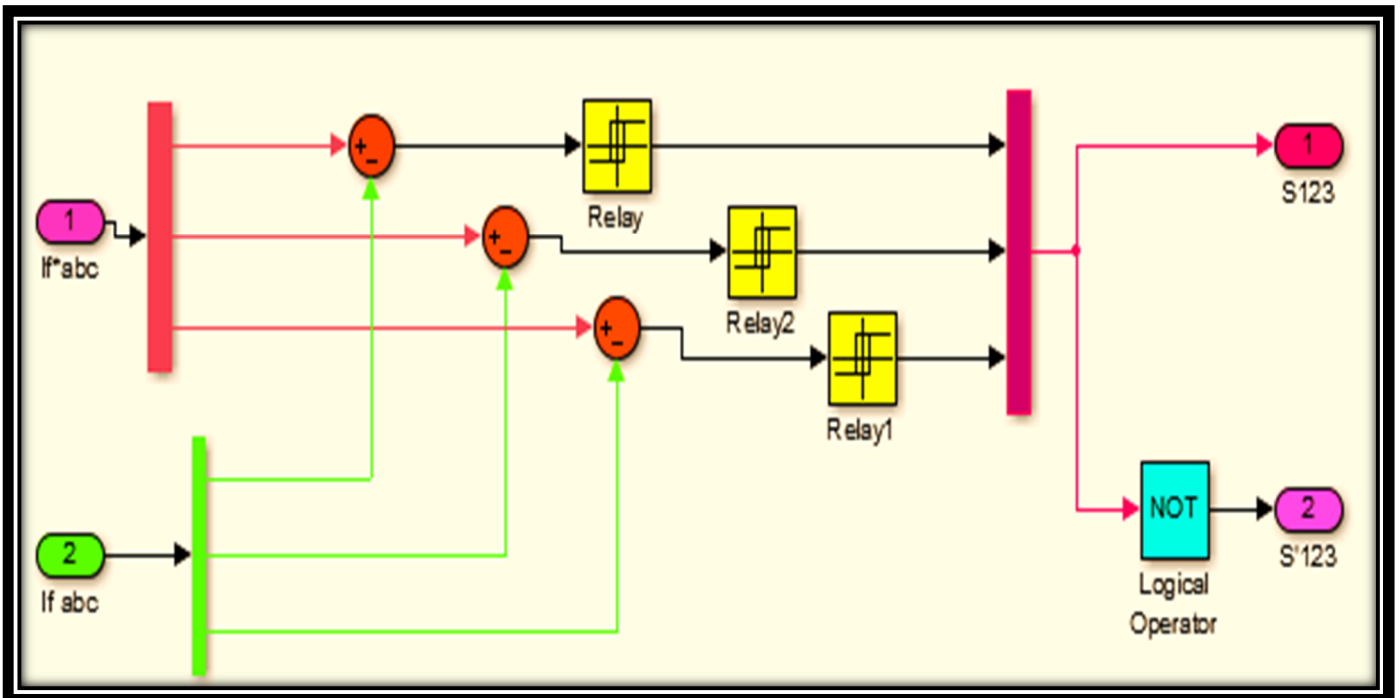


Figure IV.15:Schéma de principe de la commande par hystérise.

Les résultats de simulation avec la commande par hysteresis lors d'un déséquilibre de charge, nous a permis d'avoir les résultats de simulation suivantes avec les courant coté charge, courants injecté par le FAP, courants de sources, la tension Vdc, la puissance active et réactive faites pour une charge fixe à l'instant 0.2 s on injecte les courants harmoniques, à l'instant 0.5 s on fait le déséquilibre de la charge et à l'instant 0.7 on augmente la charge :

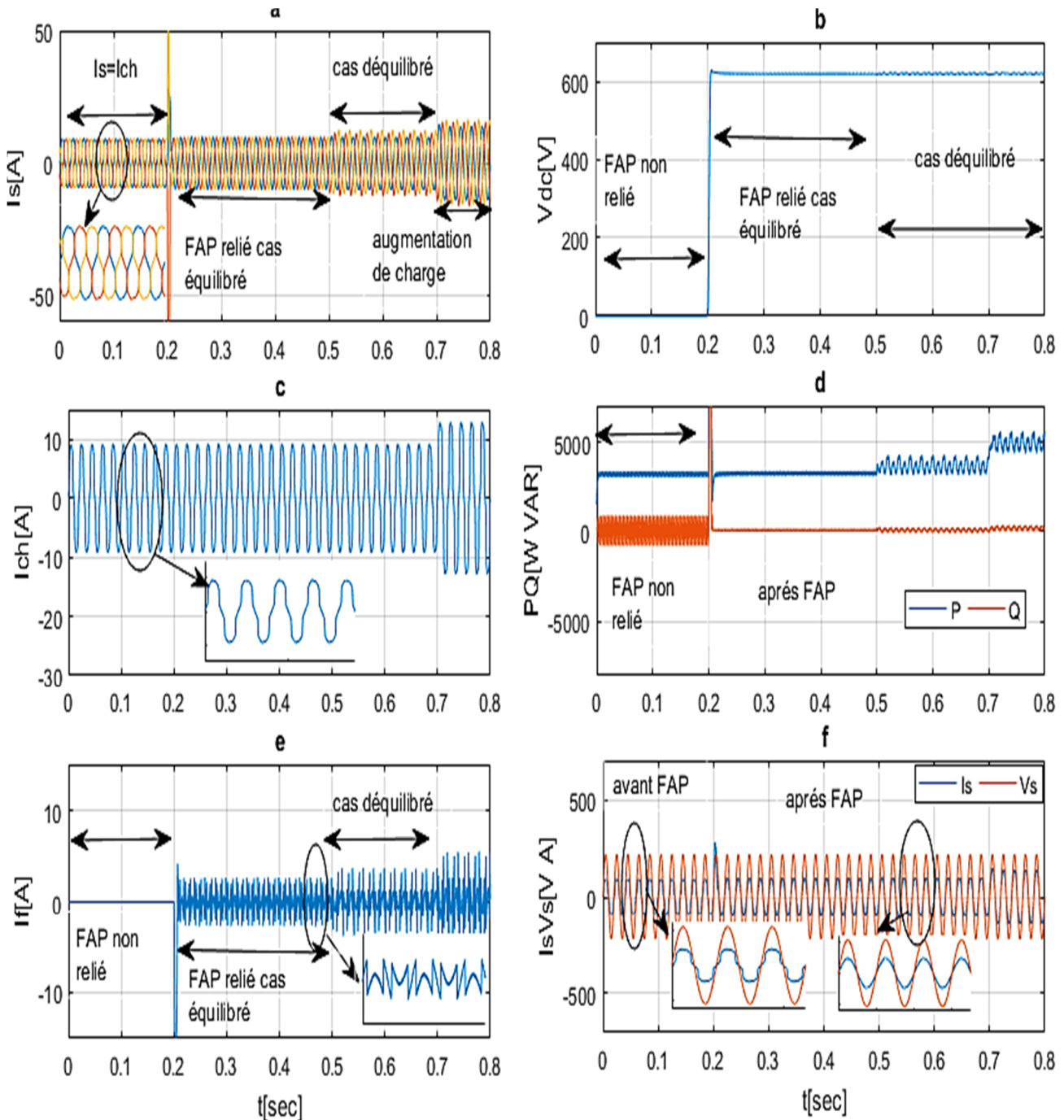


Figure IV.16: Résultats de simulation par hystérésis du FAP à quatre fils

- a) Courant de source – b) tension au borne du condensateur - c) courant de charge
- d) puissance active et réactive - e) courant injecter - f) courant et tension de source

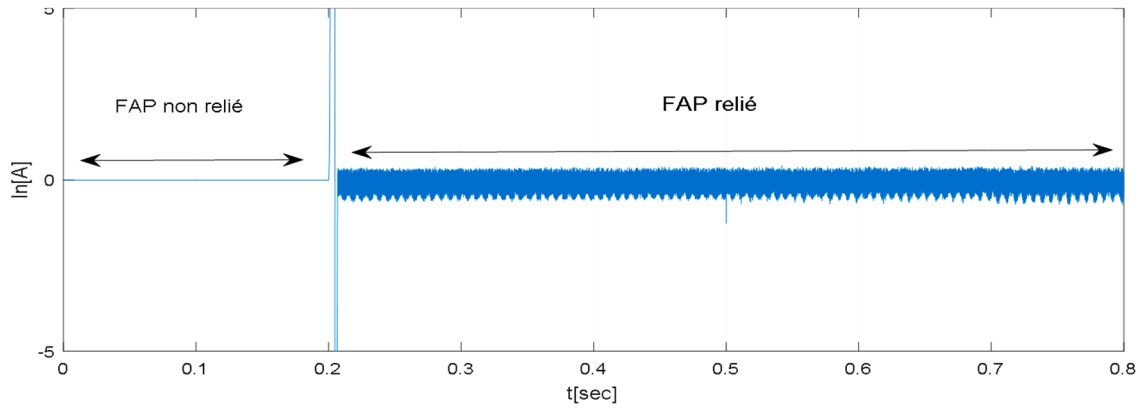


Figure IV.17: Courant du neutre avant et après le filtrage.

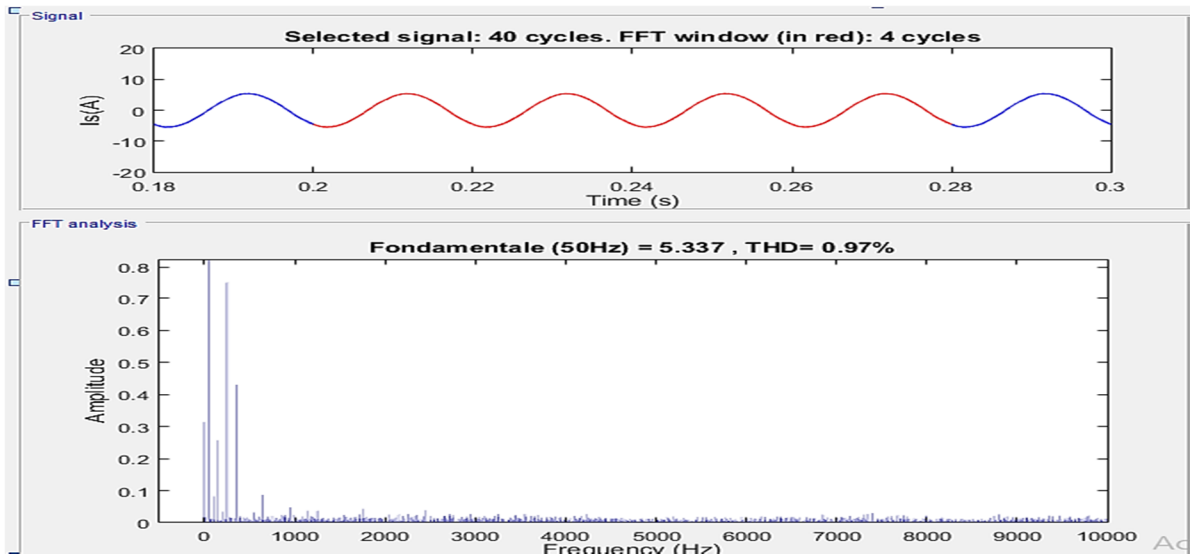


Figure IV.18 :Courant de la source et son spectre harmonique sans déséquilibre

Le THD=0.97%

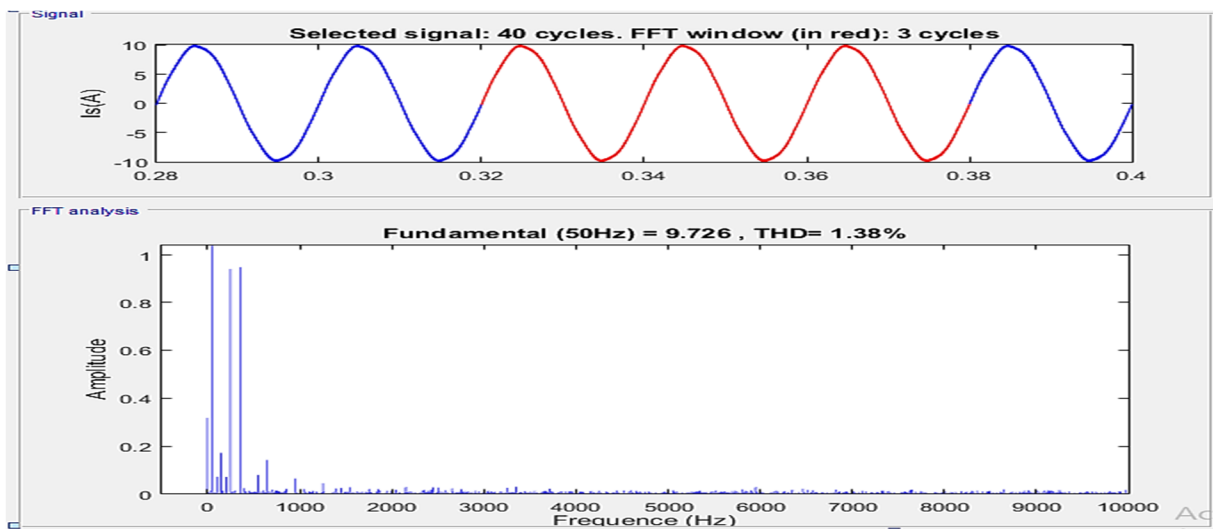


Figure IV.19 :Courant de la source et son spectre harmonique avec le déséquilibre

Le THD=1.38%

❖ **Interprétations des résultats**

Selon les résultats de simulation obtenus nous remarquons bien que l'objectif de notre simulation est bien vérifié de sorte que les signaux des courants triphasés après filtrage sont équilibrés, quasiment sinusoïdaux et en phase avec la tension de source (compensation de la puissance réactive), le facteur de puissance est presque unitaire. Le contenu harmonique du courant source est considérablement réduit en utilisant le FAP proposé, ceci se traduit par la diminution du taux d'harmonique de distorsion THD de 29.48% à 0.97% sans déséquilibre et 1.38% avec le déséquilibre, une valeur nettement inférieure à 5% (Norme IEEE standard 519).

La stratégie de contrôle adoptée permet une parfaite identification des courants de compensation. La réponse du FAP en régime dynamique est satisfaisante en particulier lors de l'introduction d'une perturbation soudaine dans la charge.

Le régulateur proportionnel intégral permet de maintenir la tension continue aux bornes du condensateur C_{dc} constante et égale à sa valeur de référence $V_{dc-Réf} = 620 V$.

IV.7.2 simulation de FAP à quatre bras

La figure suivante présente la structure de la simulation d'un FAP à quatre bras (un onduleur triphasé à quatre bras) dans un système déséquilibré :

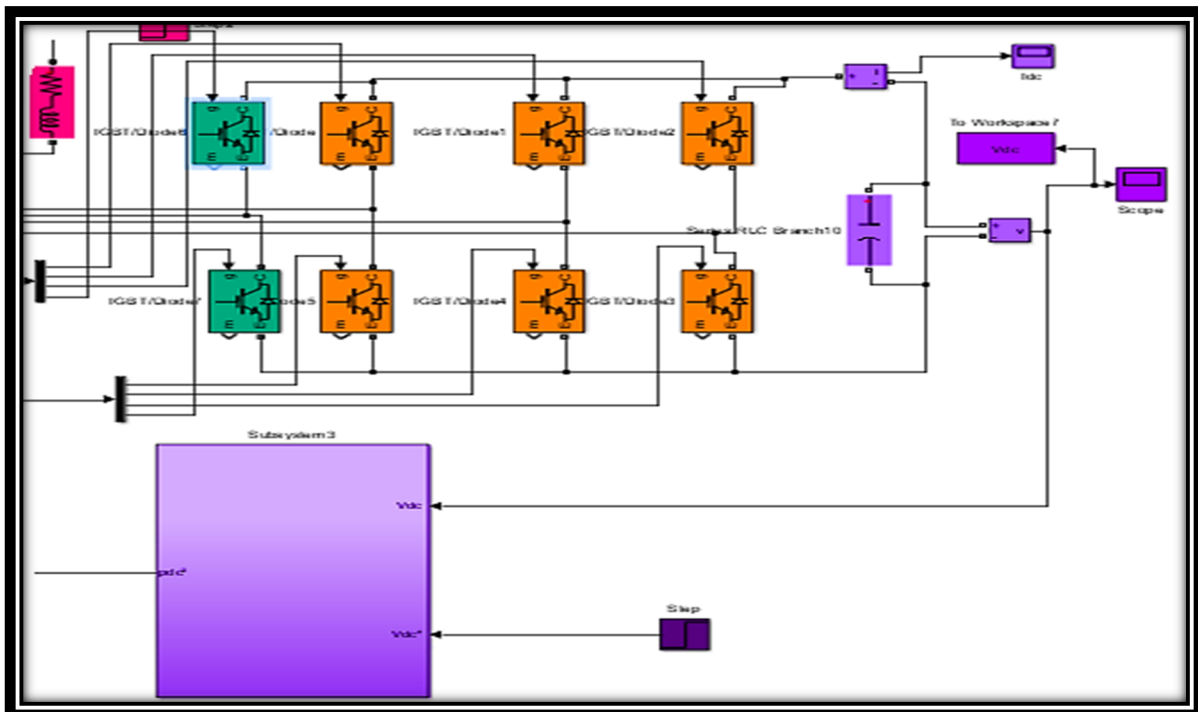


Figure IV.20 : Structure générale du SAPF à quatre bras sous SIMULIK (SimPowerSystems).

IV.7.2.1 Résultat de simulation en utilisant la commande par hystérise

Les résultats de simulation avec la commande par hysteresis lors d'un déséquilibre de charge, nous a permis d'avoir les résultats de simulation suivantes avec les meme conditions précédentes :

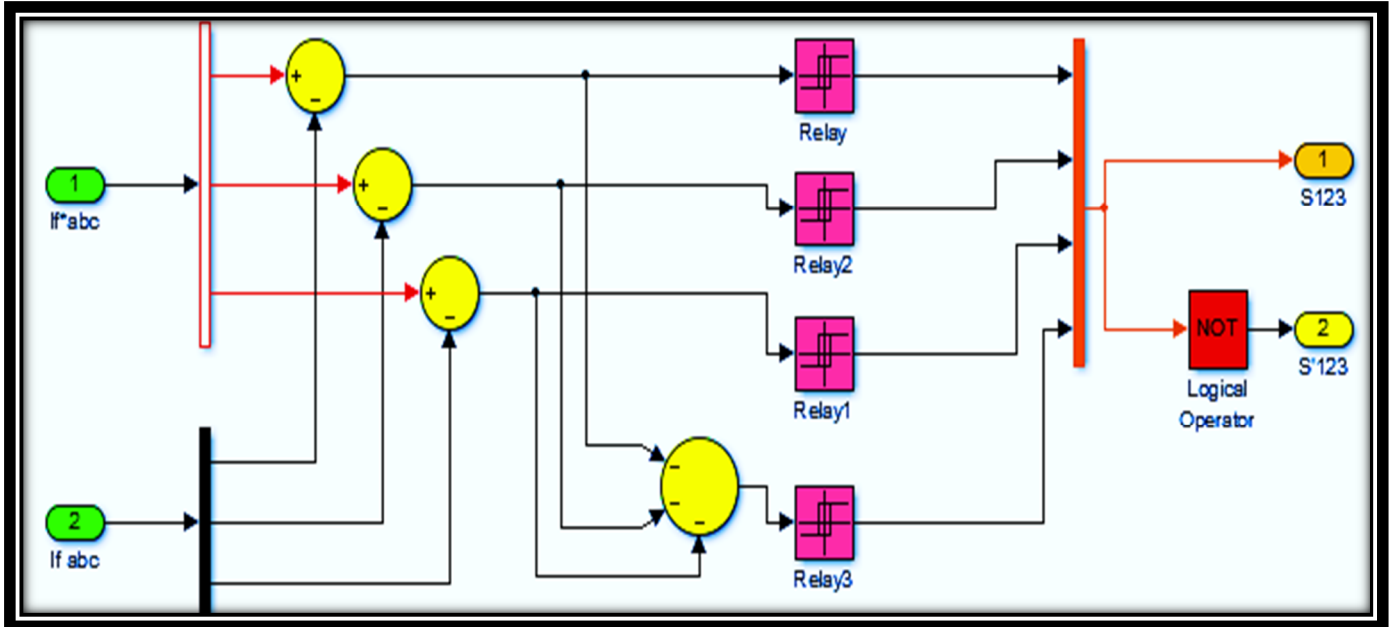


Figure IV.21:Schéma de principe de la commande par hystérise

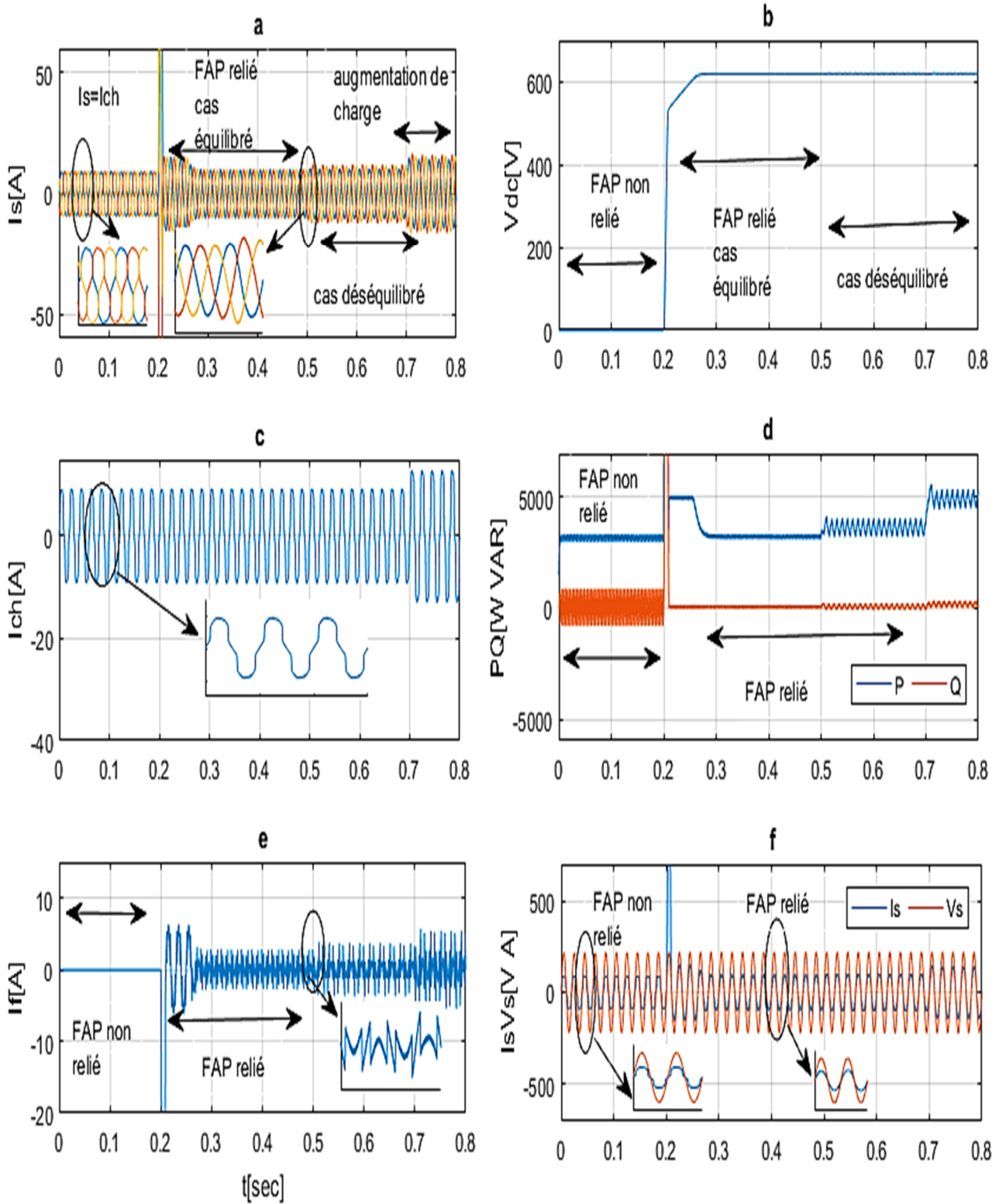


Figure IV.22: Résultats de simulation par hystérésis du FAP à quatre bras

- a) Courant de source -b) tension au borne du condensateur - c) courant de charge
- d) puissance active et réactive -e) courant injecter - f) courant et tension de source

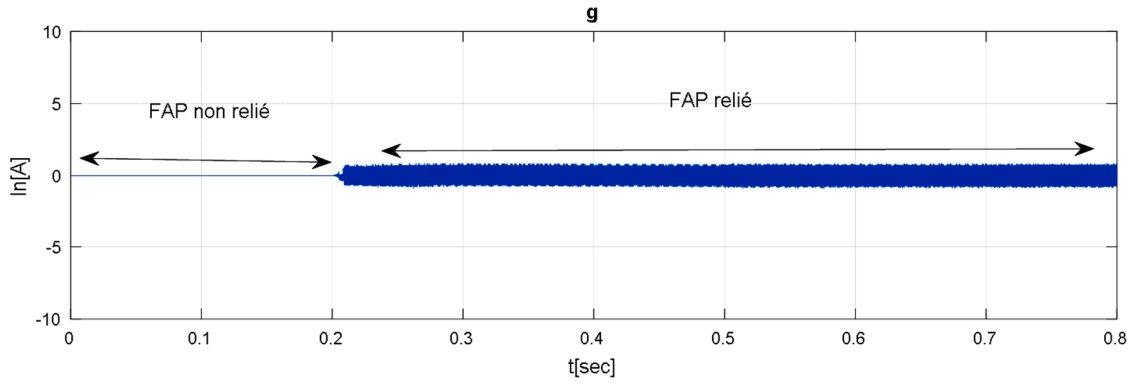


Figure IV.23: Courant du neutre avant et après le filtrage.

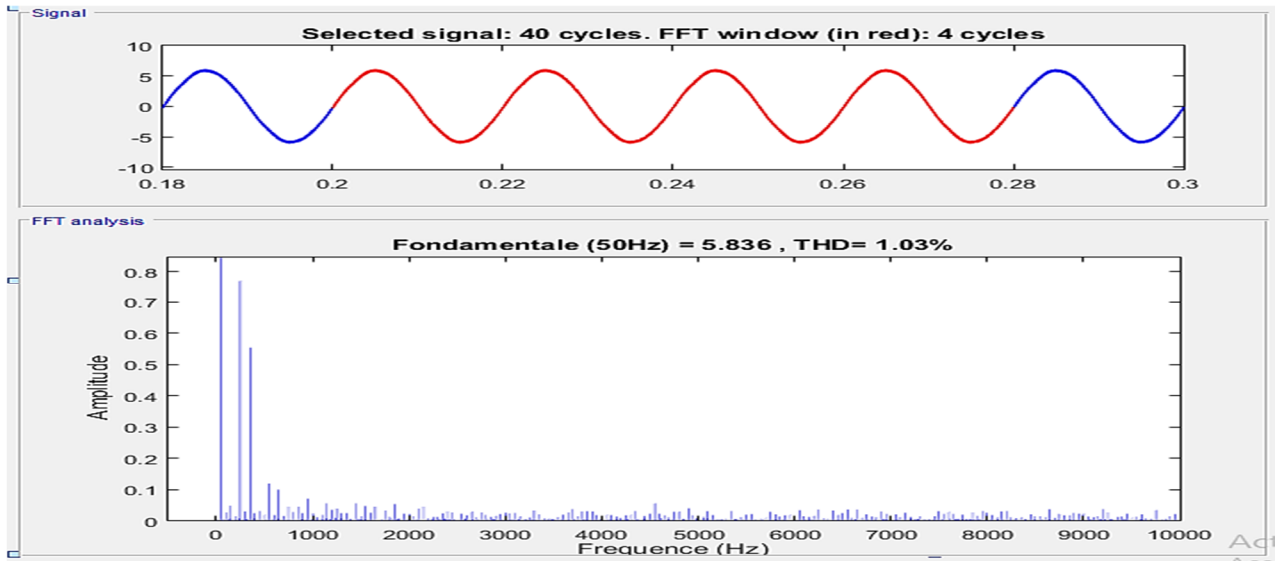


Figure IV.24 : Courant de la source et son spectre harmonique sans déséquilibre

Le THD=1.03%

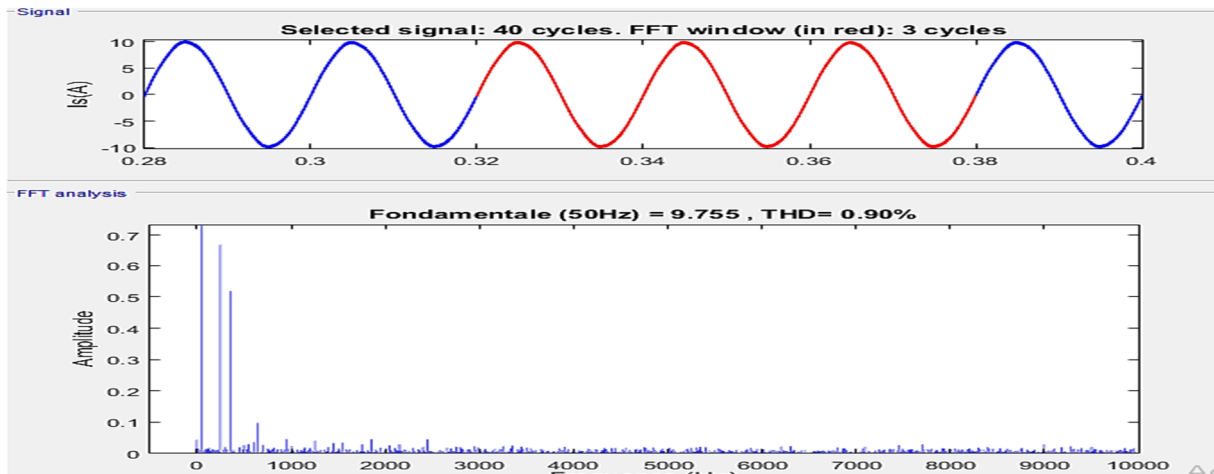


Figure IV.25 : Courant de la source et son spectre harmonique avec le déséquilibre

Le THD=0.90%

❖ Interprétations des résultats

Après avoir les résultats illustrée dans les figures (IV.23, 24, 25) on remarque que les courants triphasé coté source sont quasiment sinusoïdaux et en phase avec les tensions de source ($\cos \varphi=1$) ce qui n'était pas le cas avant l'utilisation du filtre actif de puissance.

Afin d'évaluer les performances de méthode d'extraction des courants de références appliqué à notre système dans le cadre de notre régime déséquilibre, nous nous somme intéressé aux caractéristiques de la FFT de notre courant de source après filtrage et ce pour les deux régimes équilibré et déséquilibré THD = 1.03%, THD = 0.90%

La régulation de la tension aux bornes du condensateur, notre système a présenté de bonne performance du faite qu'il a pu suivre la consigne.

IV.8 Résultat de simulation d'une modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle (SVM3D)

IV.8.1 structure de simulation

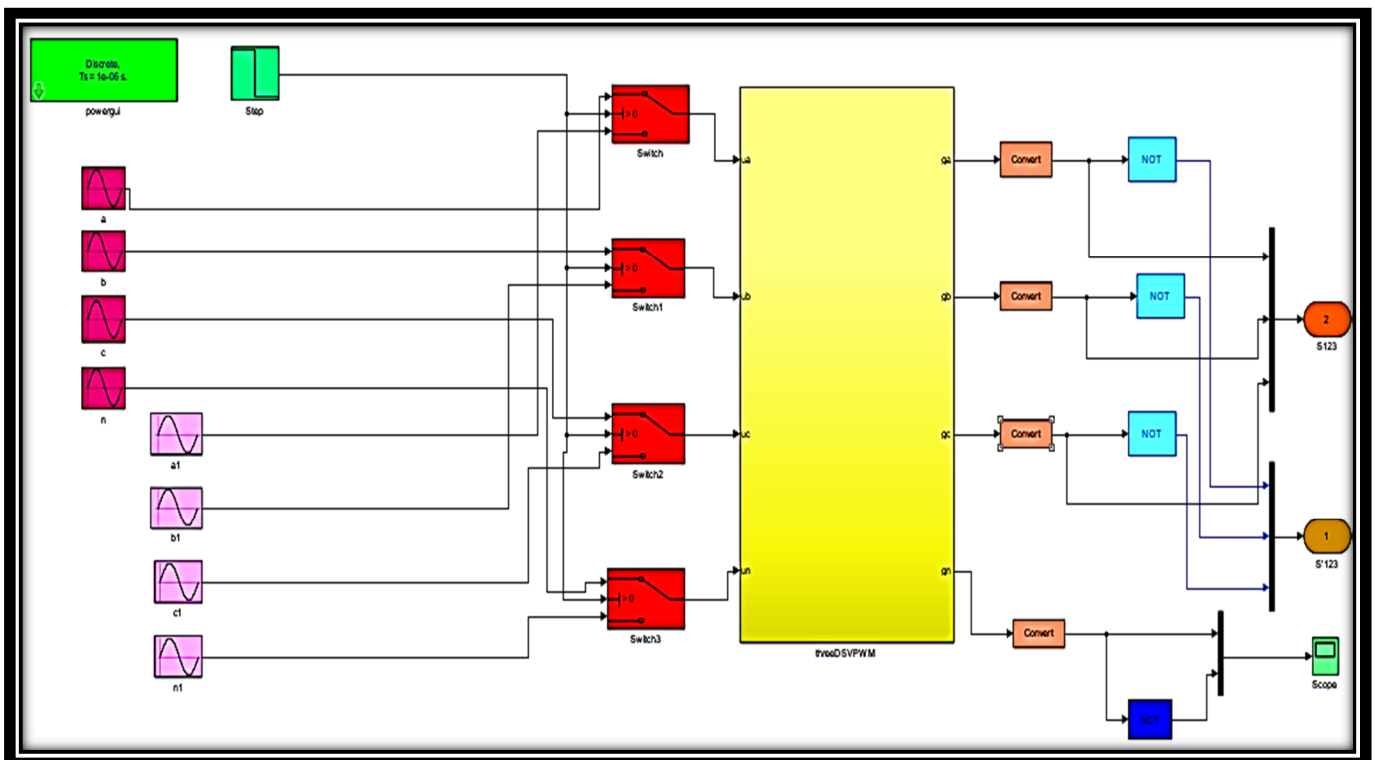


Figure IV.26 : schéma de principe de la modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle (SVM3D)

Les résultats suivants représentent la réponse de la (SVM3D), les simulations faites pour une tension de 220V de l'instant 0 s jusqu'à l'instant 0.05s nous avons fait un déséquilibre de tension au niveau des trois phases :

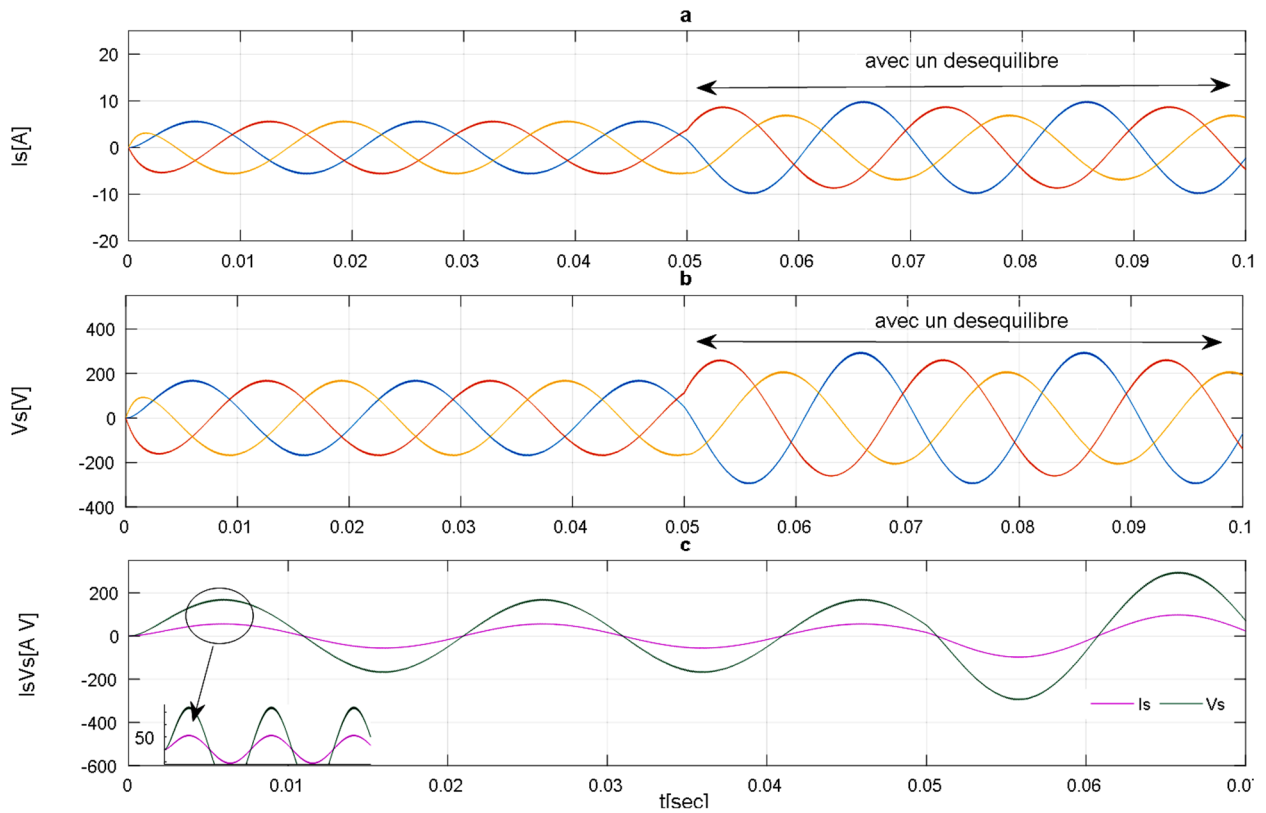


Figure IV.27: Résultats de simulation du SVM3D

a) Courant de source –b) tension de source -c) courant et tension de source

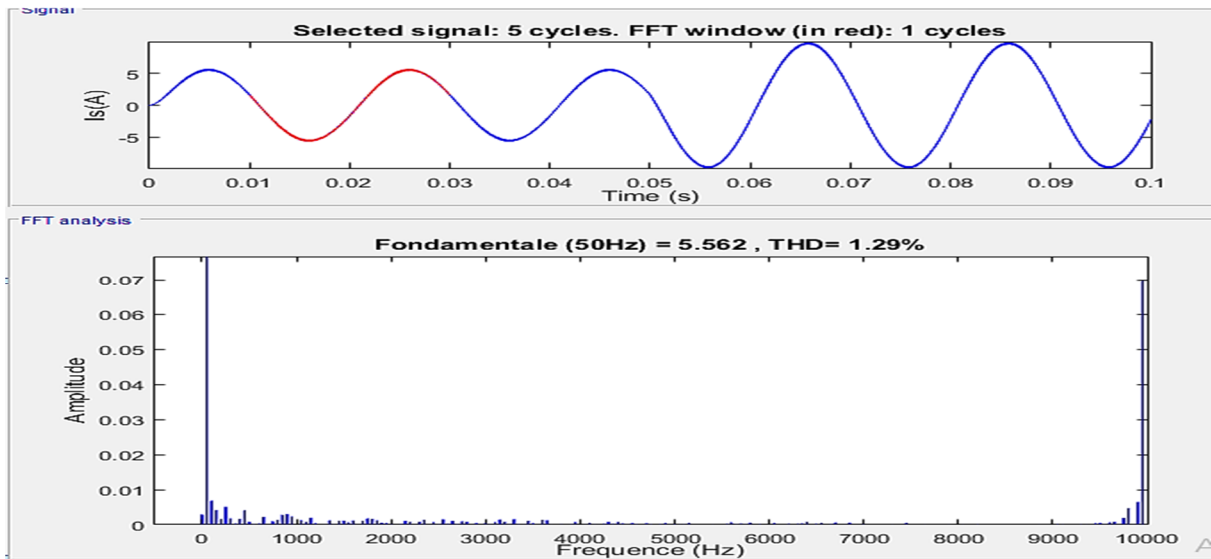


Figure IV.28 : Courant de la source et son spectre harmonique

Le THD=1.29%

La figure précédente présente le courant de la source (I_s) de la première phase et son spectre harmonique. Le THD en courant pour cette phase est de 1.29%.

IV.9 Conclusion

A travers ce quatrième chapitre, il nous a été permis de confirmer et valider que l'emploi du filtre actif parallèle a permis de retrouver des courants coté source quasiment sinusoïdaux et en phases avec les tensions coté source en régime équilibré et déséquilibré. Plusieurs cas de simulation accompagnés d'une analyse temporelle et d'une analyse spectrale ont été effectués à partir du modèle de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante.

Les résultats de simulation montrent que le filtre actif parallèle dépollue efficacement le réseau électrique des harmoniques générées par la charge non linéaire.

La modulation par hystérésis à bande fixe est la meilleure en termes de qualité du filtrage, mais elle représente une fréquence de commutation variable qui représente un inconvénient majeur par MLI vectorielle est la meilleure par rapport aux autres techniques étudiées en termes de qualité de filtrage et du maintien de la fréquence de commutation. L'ensemble des résultats trouvés montrent la faisabilité topologies directe pour la commande du filtre actif parallèle avec des régulateurs linéaires basés sur les méthodes d'identification des harmoniques.

Conclusion générale

Ce travail a été consacré aux améliorations des performances des filtres actifs parallèles, avec un but de filtrage des courants perturbateurs harmoniques et la compensation de l'énergie réactive.

Nous avons structuré le contenu de notre travail en quatre chapitres.

En Premier temps : nous avons effectué une étude théorique sur la problématique des perturbations harmoniques, leurs origines et leurs effets sur le réseau électrique. Puis, nous avons abordés les différentes solutions comme le filtrage passif, et particulièrement le filtre actif de puissance.

En deuxième temps : la méthode d'identification des puissances instantanées et la méthode d'identification par la méthode Référentiel synchrone SRF ont été choisies pour identifier le plus grand nombre de perturbations en courant, tels que les courants harmoniques. Ces méthodes exigent une tension de réseau sinusoïdal, pour pouvoir fournir uniquement les perturbations en courant émises par la charge polluante. Elles offrent l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation.. En effet, un système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seule effectuer un filtrage satisfaisant si les courants harmonique sont mal identifiés, donc est important de noter que l'Identification par la méthode des puissances instantanées et référentiel synchrone SRF qui permettant d'améliorer les performances de compensation du filtre actif parallèle d'un réseau triphasé à trois fils.

Troisièmement : nous avons présenté le principe du filtre actif parallèle à quatre bras comme solution de dépollution des harmoniques de courant et de l'énergie réactive générée par les charges polluantes. Pour cela, nous avons présenté l'onduleur ainsi que le filtre de découplage. On a fait appel à différentes techniques d'extraction de courants de référence :

« p-q-r ; p-q-o modifié ; p-q FMVs » pour être appliquées à la commande de notre filtre actif de puissance.

En dernier : on a étudié la simulation de l'ensemble réseau, charge non linéaire et le filtre actif parallèle à trois bras, quatre bras et quatre fils sous l'environnement Matlab Simulink. D'après les résultats de simulation nous remarquons la validation de la méthode des puissances instantanées a été effectuée par simulation à partir du logiciel Matlab-Simulink. Plusieurs cas de simulation accompagnés d'une analyse temporelle et d'une analyse spectrale

ont été effectués à partir du modèle de l'ensemble réseau, filtre actif parallèle et charge polluante. Les résultats de simulation montrent que le filtre actif parallèle dépollue efficacement le réseau électrique des harmoniques générées par la charge non linéaire.

Références bibliographiques

- [01] **BOUKADOUM AZIZ** «CONTRIBUTION À L'ANALYSE ET LA REDUCTION DE LA POLLUTION HARMONIQUE DANS LE RESEAU ELECTRIQUE» Mémoire de Magistère Université BADJI MOKHTAR ANNABA Année 2007 .
- [02] **L. MORAN et J. DIXON** « Power Electronics Handbook »,Academic Press, Chapter 39 pp.1-36 ,2007.
- [03] **BOUKADOUM AZIZ** << Contribution à l'étude des stratégies d'identification Harmoniques et de commande basées sur les techniques avancées pour les compensateurs actifs des réseaux électriques >> thèse de doctorat, université badji mokhtar annaba ,2015
- [04] **A.OMEIRI** "Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques du courant" Thèse de Doctorat d'état, Université de Annaba, 2007.
- [05] **D.Ould Abeslam**,« techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basses tension», Thèse de doctorat, université de Haute Alsace, décembre 2005.
- [06] **C. COLLOMBET, J. LUPIN et J. SCHONEK**«Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement». Cahier Technique Schneider Electric n° 152, septembre 1999.
- [07]**BOUGUERRA et I.BOURENNANE** « filtrage actifs parallèles des réseaux électriques avec compensation de l'énergie réactive ». mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique, Université de m'sila,2007.
- [08]**B.SZABADOS** «Répercussions sur le réseau électrique de l'alimentation des convertisseurs de grande puissance », RGE, Vol. 12, pp. 791-796,1984.
- [09] **Abdelmadjid CHAOUI** «FILTRAGE ACTIF TRIPHASE POUR CHARGES NON LINEAIRES» Thèse de doctorat préparée dans le cadre d'une cotutelle au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (LAI) de Poitiers et du Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande Industrielle (LEPCI) de Sétif 2010.
- [10]**S. SAAD et L. ZELLOUMA**, « Fuzzy logic controller for three-level shunt active filter compensating harmonics and reactive power », ELSEVIER, Electric Power Systems Research Vol.79, pp.1337–1341,2009.

Références bibliographiques

- [11] **A.ELMITWALLY et A.S.ABDELKADER** «Neural network Controlled three – phase Four Wire shunt active power filter ».Generation ,IEE Proceedings on transmission and Distribution , vol.147.n02.p.87-92,2000.
- [12] **L. ZELLOUMA**« Filtrage actif parallèle des harmoniques du courant générés par un pont redresseur triphasé non commandé». mémoire de magister. Université badji mokhtar annaba, 2006.
- [13] **M BOUGHAZI Boubaker** «Etude et realisation d'un filtre actif parallele de puissance» Mémoire de Magistère Université des sciences et de la technologie d'ORAN Année 2013 .
- [14] **AlaaEddin Alali**, «Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des RéseauxElectriques Basse Tension », Thèse Doctorat de l'Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 2002.
- [15] **H. AKAGI**, « Active Harmonie Filters », IEEE, vol. 93, n°12, p. 2128-2141, 2005.
- [16] **A.HAMIDI** « contribution à l'Etude du filtre hybrides de puissance Utilisé pour améliorer la qualité de l'énergie dans les réseau électrique de distribution » Thèse de doctorat ,Ecole de technologie supérieure –Québec, canada ,2010.
- [17] **D. OULD ABDESLAM** «Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension». Thèse de doctorat. Université de Haute-Alsace, U.F.R, 2005
- [18] **S.A.TADJER** « Étude d'un système de compensation d'harmonique en Utilisant un générateur photovoltaïque ». mémoire de magister, L'université Mohamed bougara-boumerdes, 2008.
- [19] **A.HAMIDI,S.RAHMANI and K.AI-HADAD** « fellow ,A New Hybrid Series Active filter configuration to compose voltage sag , swell ,voltage and currant harmonics and Reactive power »,IEEE International symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009)Seoul Olympic Parktel, Seoul , Korea,2009.
- [20] **N.GHASSOULI et N.RAOUACHE** «Application du filtrage actif parallèle sur une charge dynamique non linéaire», mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique Université de m'sila, 2007.
- [21] **REGUIG Nadjah , HERIZI Brahim** «Etude et Simulation d'un Filtre Actif de Puissance» Mémoire de Master Académique Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2017 / 2018.
- [22] **HİND Djeghloud** « Filtrage Actif de Puissance » THÈSE UNIVERSITÉ MENTOURI CONSTANTINE 12/12/2007.

Références bibliographiques

- [23] **Allal Moustafa** «Etude et Simulation d'un filtre actif de puissance parallèle utilisant une commande floue » mémoire de Master Université de M'sila 06/2013.
- [24] **Steeve Beaulieu**, «Etude et Mise au Point d'un Filtre Actif d'Harmoniques en Vued'Améliorer la Qualité de l'Alimentation Electrique», Mémoire de Fin d'Etudes, Univ. Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [25] **H .Akagi, E.H . Watanabe** «Instantaneous Power Theory And applications to power conditioning »IEEE press , 2007
- [26] **M. C. Ben Habib, E. Jacquot et S. Saadate**, «An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter », Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN), France.
- [27] **B. Mohamed Choukri**, «Contribution à l'Etude des Différentes Topologies et Commandes des Filtres Actifs Parallèles à Structure Tension : Modélisation, Simulation et Validation Expérimentale de la Commande », Thèse de Doctorat, Univ. H. Poincaré, Nancy-I, Décembre 2004.
- [28] **Mohamed Abdusalam, Philippe Poure and Shahrokh Saadate** «Study and experimental validation of Harmonic Isolation Based on High Selectivity Filter for Three-Phase Active Filter »IEEE-Transactions on industry applications, 978-1-4244-1666 2008.
- [29] **S.Beaulieu, M. Ouhrouche** «real-time modelling and simulation of an active power filter »IASTED International Conference on Power and Energy Systems PES 2007, Clearwater, FloridaU.S.A.
- [30] **A. Sahbani, M. Labben-Ben Braiek, M. A.Dami et M. Jemli**, «Commande d'un Filtre Actif Triphasé Shunt par la Logique Floue », 3rd International Conférence, SETIT, Tunisia, March 27- 31, 2005.
- [31] **A, Caghi**, “ Contribution au contrôle du courant sur un réseau de distribution électrique application d'un compensateur actif “, Thèse de Doctorat d'état, Université de Batna, 2003
- [32] **CHAOUI, Abdelmadjid**. « Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires ». Thèse de doctorat. Univ Setif 2010
- [33] **S. Jamali and S.A. Mousavi** « a new control scheme for shunt hybrid power » Center of Excellence for Power System Automation and Operation Iran University of Science and Technology , UPEC 2007
- [34] **GHADBANE Ismail** «Etude Et Réalisation D'un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle». Thèse de Doctorat en sciences Université Mohamed Khider – Biskra.
- [35] **Zidane Abdallah et Zellouma Saïd** « Compensation des harmoniques et de la puissance réactive à l'aide du filtre actif parallèle» mémoire de MASTER Université d'El-Oued,2015.

Références bibliographiques

- [36] **B.SAMIR**, « Filtrage actif parallèle des réseaux électriques avec compensation de l'énergie réactive », Thèse ingénieur d'état en génie électrique Université Msila 2007.
- [37] **Ghadbane Ismail** « Commande d'un Filtre Actif Triphasé Parallèle Par Différents Régulateurs » mémoire de Magister Université de Biskra 24 /02/2011.
- [38] **Ab. Hamadi , S. Rahmani and K. AI-Haddad, Fellow**, «A New Hybrid Series Active Filter Configuration to Compensate Voltage Sag, Swell, Voltage and Current Harmonics and Reactive Power »IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009) Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea July 5-8, 2009
- [39] **B. Ouahid**, «Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux »», Mémoire de Magister, Univ. Batna, 2005.
- [40] **MAHNI TEDJANI** «Stratégies de commande d'un filtre active parallèle à quater fils» mémoire de Magister en électrotechnique , Université de biskra -2012 .
- [41] **Karim KHELIFI , Mohamed TIENTI** «Etude comparative de techniques d'extraction de courants de référence pour un filtre actif parallèle à quatre bras» Mémoire de Master Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen.
- .
- [42] **K.Djazia** , « Etude des filtres actifs pour réseaux déséquilibrés et distordus » , Université Ferhat Abbas – Setif , Thèse de Doctorat , 2015.
- [43] **A.Chaghi, A.Guettafi, A.Benoudjit**, « Four legged active power filter compensation for a utility distribution system.», Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, VOL. 55, NO. 1-2, 2004.
- [44] **N.K.Nguyin** , « Approche neuromimétrique pour l'identification et la commande des système électrique : Application aux filtrage actif et aux actionneurs synchrones. » ,Université Haute Alsace – Mulhouse, 2010.
- [45] **M.C.Benhabib** , « Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structures tension : Modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande. » , UHP - Nancy I , Thèse de Doctorat, 2004.
- [46] **M.M.Abdusalam** , « Structures et stratégies de commande des filtres parallèles et hybrides avec validations expérimentales.», UHP – Nancy I , Thèse de Doctorat , 2008.
- [47] **W. J. Lee and C. H. Lin**, “Utility deregulation and its impact on industrial power systems,” IEEE Ind. Applicat. Mag., vol. 4, pp. 40–46, May/June 1998
- [48] **H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh**, « Control strategy of active power filters using multiple

voltage-source PWM converters », IEEE Trans. on Industry applications, vol. IA-22, pp. 460-465, 1986

[49] **Cheng-che. Chen, yuan-yih. Hsu** “Novel approach to the design of a shunt active filter for an unbalanced three-phase four-wire systems under non sinusoidal conditions”. IEEE transactions on power delivery. vol.15.no.4.october2000

[50] **Jaques .L. Williems, Josef A. Ghijsel** “Apparent power and power factor concepts in unbalanced and non sinusoidal situations”. IEEE Bologna power tech conference, June 23-26/2003, Bologna, Italy

[51] **R. Zhang, H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee**, “Analysis and design of a three-phase inverter with a neutral leg,” in Proc. EPE’97 Conf., 1997, pp. 1.170–1.175

[52]. **Richard Zhang** “Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage Source Converters” IEEE Transactions on power electronics, VOL. 17, NO. 3, MAY 2002

[53] : **Hou ZhenYi, Sun Jin**, « Study on control strategy for three-phase four-leg inverter power supply», article IEEE, 2004.

[54] **R. Zhang, D. Boroyevich, H. Prasad, H. Mao, F. C. Lee, and S. Dubovsky**, “A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation,” in Proc. IEEE-APEC’97 Conf., 1997, pp. 857–863

[55] **H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh**, « Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters », IEEE Trans. on Industry applications, vol. IA-22, pp. 460-465, 1986.

Annexe

❖ Matrices de passage

A.1 Transformation de Clarke et Concordia

Les transformation de Clarke et Concordia permettent de passer d'un système triphasé en abc à un système diphasé en $\alpha\beta$.

B.1.1 Transformation de Clarke

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

b – Sous matrice de Clarke transposée

$$C_{32}^T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

A.1.2 Transformation de Concordia

a - matrice de Concordia

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

b - matrice de Concordia transposée

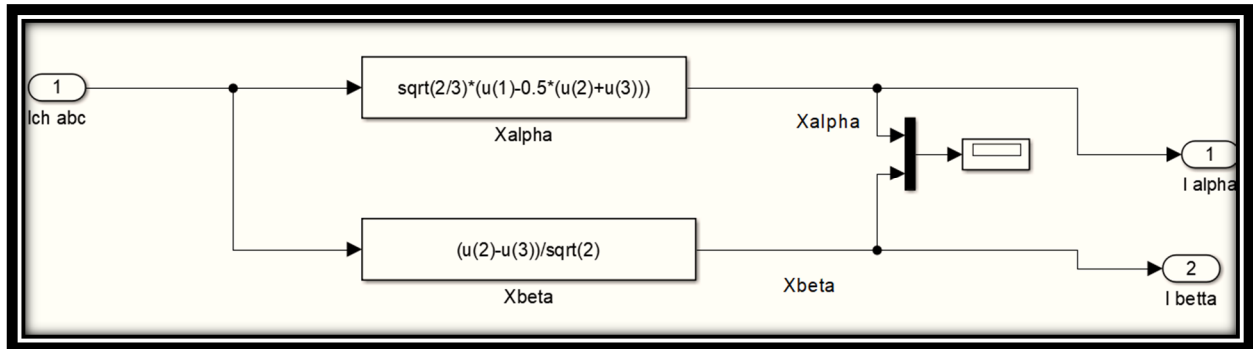
$$T_{32}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2} & \frac{-1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

B.2 Transformation de Park

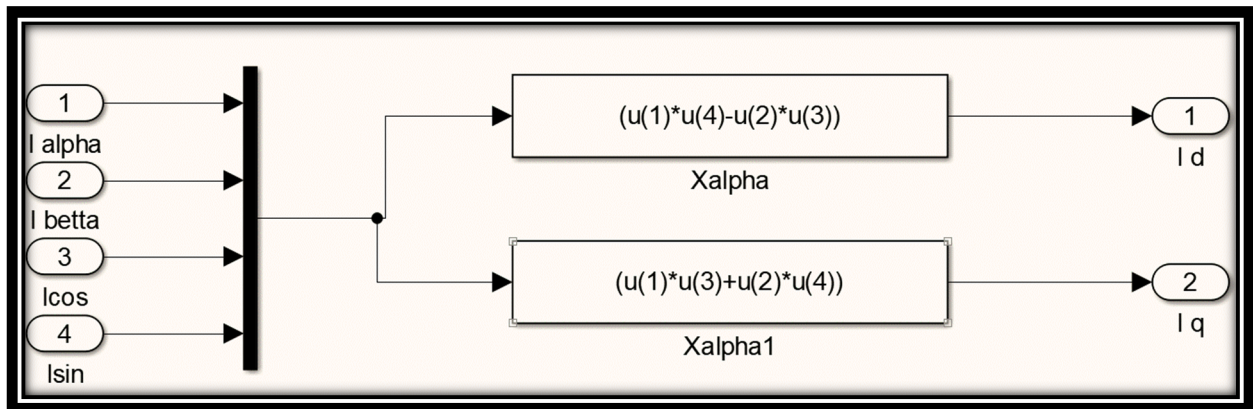
La transformation de Park s'effectue par un passage d'un système triphasé vers un système diphasé suivi d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère DQ. Le repère DQ forme avec le repère $\alpha\beta$ un angle appelé angle de transformation de Park.. La matrice de rotation de Park P avec un angle de rotation θ est donnée comme suit :

Annexe

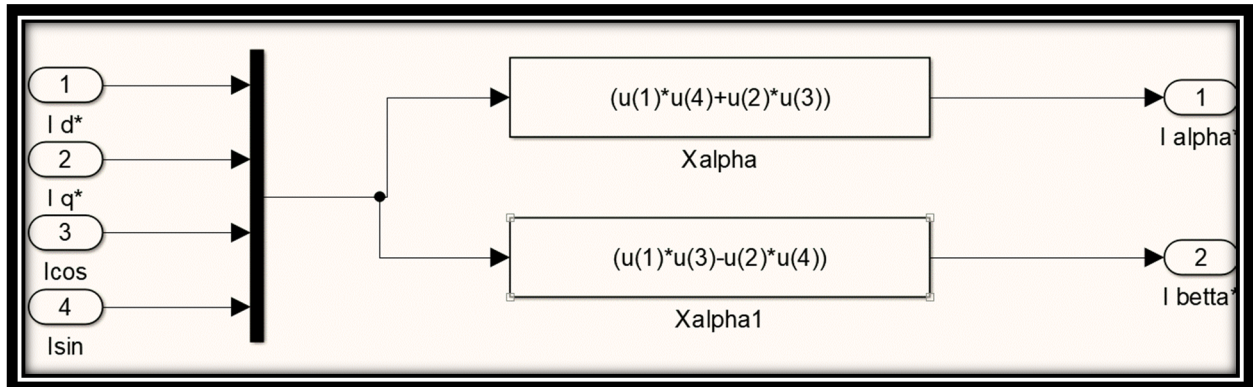
$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$



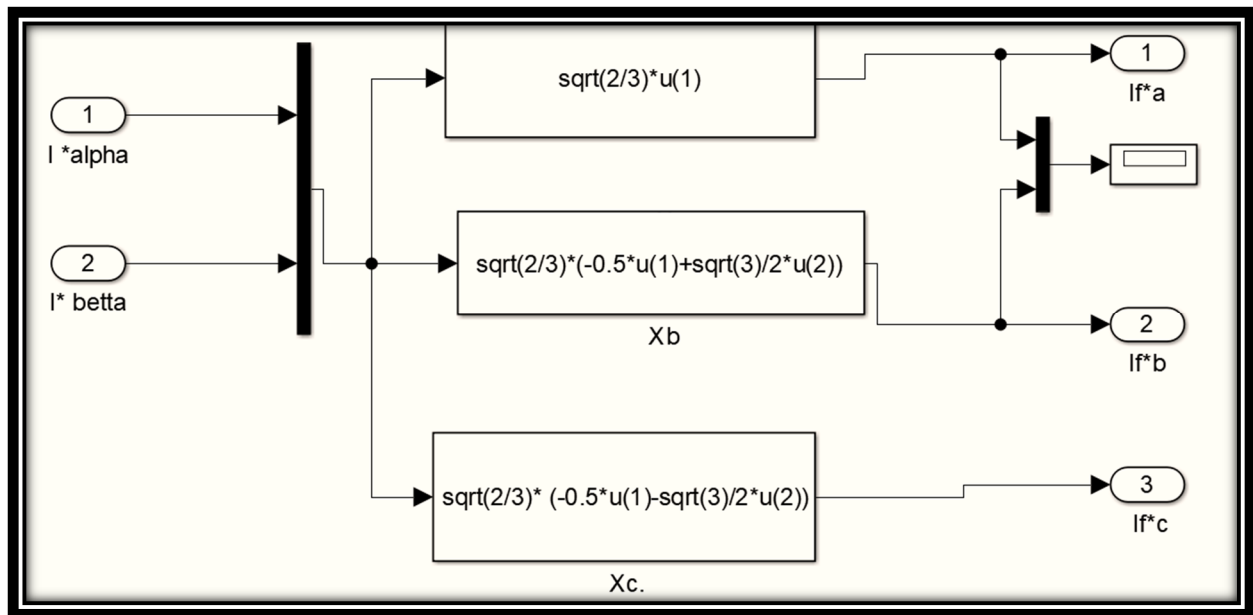
Transformation (ABC vers αβ)



Transformation (αβ vers dq)



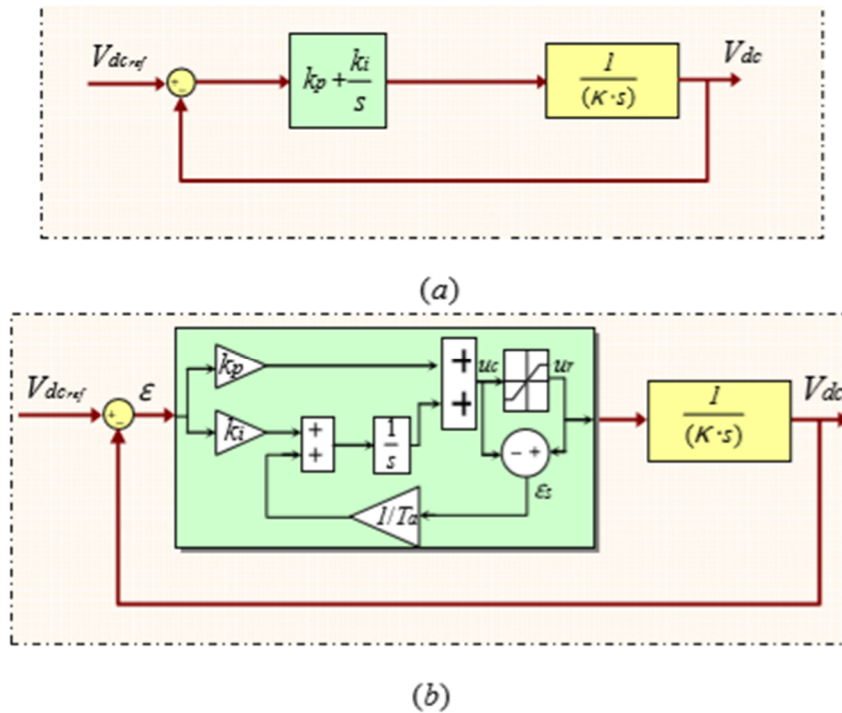
Transformation (dq vers αβ)

Transformation ($\alpha\beta$ vers ABC)

❖ les paramètres de simulations

Réseau électrique	
Tension	220 V
Fréquence	50 Hz
Résistance et inductance (R_s, L_s)	0.2m Ω , 0.015mH
Charge non linéaire	
Résistance et inductance (R_l, L_l)	75 Ω , 70mH
Résistance et inductance (R_{ch}, L_{ch})	0.1 Ω , 0.3mH
Filtre Actif de puissance	
Résistance et inductance (R_f, L_f)	30m Ω , 3mH
Condensateur de stockage c_{dc}	0.002F
Tension de référence V_{dc_ref}	620V

❖ le régulateur PI



Schémas de régulation de la tension du bus continu par un PI : (a) schéma simplifié. (b) schéma du PI .

❖ 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 phase 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, est égale à la phase du réseau. 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 suivante montre la structure classique d'une PLL triphasée. Le schéma global de l'asservissement est représenté sur la Figure suivant. Les tensions simples mesurées au point de raccordement, passent d'abord par la transformation de Concordia. Les tensions obtenues(α),(β) seront par la suite transformées en composantes de Park à travers une rotation d'un angle (Θ) du plan (α - β) vers le plan (d-q). L'angle (Θ) est issu de l'intégration de l'estimation de la pulsation (ω) déterminée par un régulateur (PI par exemple). On souhaite que la pulsation du repère tournant soit identique à la pulsation (ω) des tensions c'est à dire fixer la tension de référence en jouant sur V_{sd}

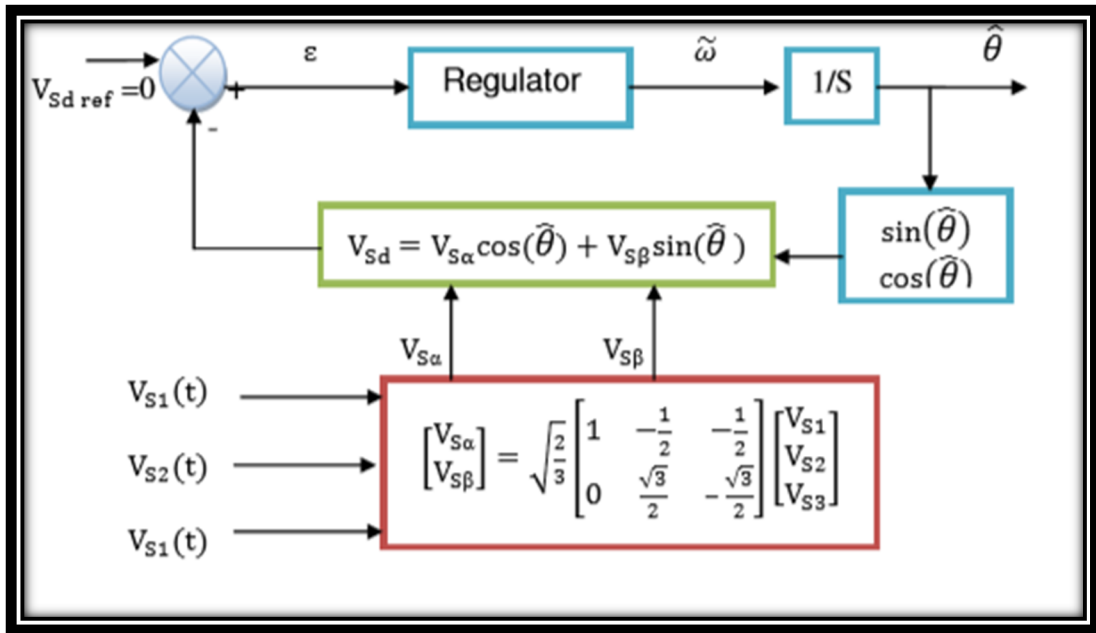
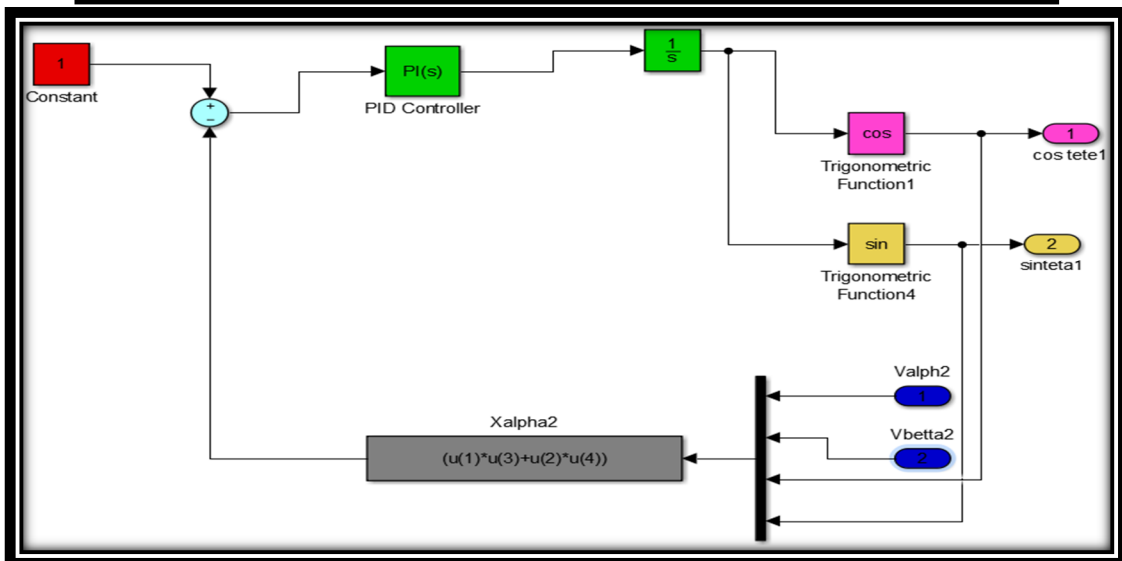
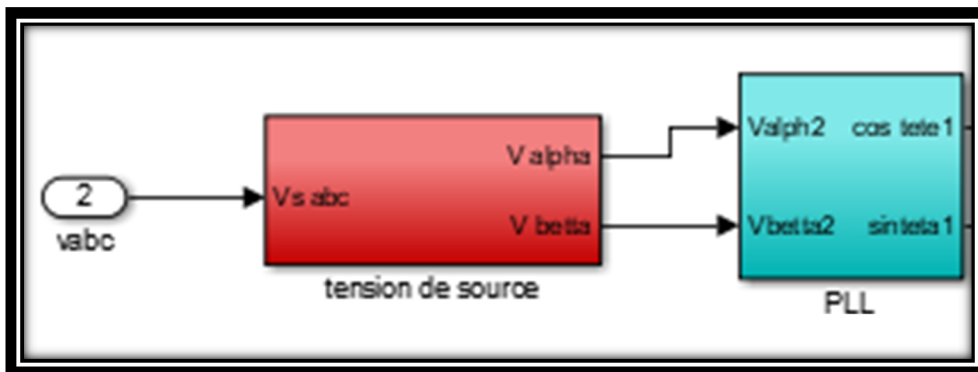


Schéma de principe d'une PLL classique



Modèle Simulink : SVM3D

```

function [ta,tb,tc,tn] = fcn(ua,ub,uc,un)
%#codegen
udc=800;
ts=1/10e3;
uan=ua-un;
ubn=ub-un;
ucn=uc-un;
u_alfa=2/3*(1*uan-1/2*ubn-1/2*ucn);
u_beta=2/3*(0*uan+sqrt(3)/2*ubn-sqrt(3)/2*ucn);
u_gama=2/3*(1/2*uan+1/2*ubn+1/2*ucn);
if u_beta>0
    A=1;
else A=0;
end
if sqrt(3)*u_alfa-u_beta>0
    B=2;
else B=0;
end
if sqrt(3)*u_alfa+u_beta<0
    C=4;
else C=0;
end
Prism=A+B+C; %???6???
tetrahedron=0;
d1=0;d2=0;d3=0;
ta=0;tb=0;tc=0;tn=0;
switch Prism %??????24????
case 3
if uan>=0&&ubn<=0&&ucn<=0
tetrahedron=1;
elseif uan>=0&&ubn>=0&&ucn<=0
tetrahedron=2;
elseif uan>=0&&ubn>=0&&ucn>=0
tetrahedron=14;
elseif uan<=0&&ubn<=0&&ucn<=0
tetrahedron=13;
end;
case 1
if uan>=0&&ubn>=0&&ucn<=0
tetrahedron=3;
elseif uan<=0&&ubn>=0&&ucn<=0
tetrahedron=4;
elseif uan>=0&&ubn>=0&&ucn>=0
tetrahedron=15;
elseif uan<=0&&ubn<=0&&ucn<=0
tetrahedron=16;
end;
case 5
if uan<=0&&ubn>=0&&ucn<=0
tetrahedron=5;
elseif uan<=0&&ubn>=0&&ucn>=0
tetrahedron=6;
elseif uan>=0&&ubn>=0&&ucn>=0
tetrahedron=18;
elseif uan<=0&&ubn<=0&&ucn<=0
tetrahedron=17;
end;
case 4
if uan<=0&&ubn>=0&&ucn>=0
tetrahedron=7;

```

Annexe

```
elseif uan<=0&&ubn<=0&&ucn>=0
tetrahedron=8;
elseif uan>=0&&ubn>=0&&ucn>=0
tetrahedron=19;
elseif uan<=0&&ubn<=0&&ucn<=0
tetrahedron=20;
end;
case 6
if uan<=0&&ubn<=0&&ucn>=0
tetrahedron=9;
elseif uan>=0&&ubn<=0&&ucn>=0
tetrahedron=10;
elseif uan>=0&&ubn>=0&&ucn>=0
tetrahedron=22;
elseif uan<=0&&ubn<=0&&ucn<=0
tetrahedron=21;
end;
case 2
if uan>=0&&ubn<=0&&ucn>=0
tetrahedron=11;
elseif uan>=0&&ubn<=0&&ucn<=0
tetrahedron=12;
elseif uan>=0&&ubn>=0&&ucn>=0
tetrahedron=23;
elseif uan<=0&&ubn<=0&&ucn<=0
tetrahedron=24;
end;
end;
switch tetrahedron %????????????
case 1
d1=1/udc*(1*u_alfa+0*u_beta+1*u_gama);
d2=1/udc*(1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
d3=1/udc*(0*u_alfa+sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
case 2
d1=1/udc*(3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(-1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
d3=1/udc*(1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
case 14
d1=1/udc*(3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(0*u_alfa+sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(-1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
case 13
d1=1/udc*(-1*u_alfa-0*u_beta-1*u_gama);
d2=1/udc*(3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(0*u_alfa+sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
case 3
d1=1/udc*(-3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(1*u_alfa+0*u_beta+1*u_gama);
d3=1/udc*(1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
case 4
d1=1/udc*(-1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
d2=1/udc*(-1*u_alfa+0*u_beta-1*u_gama);
d3=1/udc*(3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
case 15
d1=1/udc*(-3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(-1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
case 16
d1=1/udc*(1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
d2=1/udc*(-3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
```

```

case 5
d1=1/udc*(-1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
d2=1/udc*(1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
d3=1/udc*(-3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
case 6
d1=1/udc*(0*u_alfa+sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(-1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
d3=1/udc*(-1*u_alfa+0*u_beta-1*u_gama);
case 18
d1=1/udc*(0*u_alfa+sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(-3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(1*u_alfa+0*u_beta+1*u_gama);
case 17
d1=1/udc*(1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
d2=1/udc*(0*u_alfa+sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(-3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
case 7
d1=1/udc*(0*u_alfa-sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(-1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
d3=1/udc*(-1*u_alfa+0*u_beta-1*u_gama);
case 8
d1=1/udc*(-1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
d2=1/udc*(1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
d3=1/udc*(-3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
case 19
d1=1/udc*(0*u_alfa-sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(-3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(1*u_alfa+0*u_beta+1*u_gama);
case 20
d1=1/udc*(1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
d2=1/udc*(0*u_alfa-sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(-3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
case 9
d1=1/udc*(-1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
d2=1/udc*(-1*u_alfa+0*u_beta-1*u_gama);
d3=1/udc*(3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
case 10
d1=1/udc*(-3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(1*u_alfa+0*u_beta+1*u_gama);
d3=1/udc*(1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
case 22
d1=1/udc*(-3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(-1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
case 21
d1=1/udc*(1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
d2=1/udc*(-3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(3/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
case 11
d1=1/udc*(3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(-1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
d3=1/udc*(1/2*u_alfa-sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
case 12
d1=1/udc*(1*u_alfa+0*u_beta+1*u_gama);
d2=1/udc*(1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta-1*u_gama);
d3=1/udc*(0*u_alfa-sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
case 23
d1=1/udc*(3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d2=1/udc*(0*u_alfa-sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(-1/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+1*u_gama);
case 24

```

Annexe

```
d1=1/udc*(-1*u_alfa-0*u_beta-1*u_gama);
d2=1/udc*(3/2*u_alfa+sqrt(3)/2*u_beta+0*u_gama);
d3=1/udc*(0*u_alfa-sqrt(3)*u_beta+0*u_gama);
end;
if d1+d2+d3>1
    d1m=d1/(d1+d2+d3);
    d2m=d2/(d1+d2+d3);
    d3m=d3/(d1+d2+d3);
d1=d1m;
d2=d2m;
d3=d3m;
end;
X1=0;
X2=ts*d1/2;
X3=ts*(d1+d2)/2;
X4=ts*(d1+d2+d3)/2;
switch tetrahedron
case 1
ta=X1;
tn=X2;
tb=X3;
tc=X4;
case 2
ta=X1;
tb=X2;
tn=X3;
tc=X4;
case 14
ta=X1;
tb=X2;
tc=X3;
tn=X4;
case 13
tn=X1;
ta=X2;
tb=X3;
tc=X4;
case 3
tb=X1;
ta=X2;
tn=X3;
tc=X4;
case 4
tb=X1;
tn=X2;
ta=X3;
tc=X4;
case 15
tb=X1;
ta=X2;
tc=X3;
tn=X4;
case 16
tn=X1;
tb=X2;
ta=X3;
tc=X4;
case 5
tb=X1;
tn=X2;
tc=X3;
```

```
ta=X4;
case 6
tb=X1;
tc=X2;
tn=X3;
ta=X4;
case 18
tb=X1;
tc=X2;
ta=X3;
tn=X4;
case 17
tn=X1;
tb=X2;
tc=X3;
ta=X4;
case 7
tc=X1;
tb=X2;
tn=X3;
ta=X4;
case 8
tc=X1;
tn=X2;
tb=X3;
ta=X4;
case 19
tc=X1;
tb=X2;
ta=X3;
tn=X4;
case 20
tn=X1;
tc=X2;
tb=X3;
ta=X4;
case 9
tc=X1;
tn=X2;
ta=X3;
tb=X4;
case 10
tc=X1;
ta=X2;
tn=X3;
tb=X4;
case 22
tc=X1;
ta=X2;
tb=X3;
tn=X4;
case 21
tn=X1;
tc=X2;
ta=X3;
tb=X4;
case 11
ta=X1;
tc=X2;
tn=X3;
tb=X4;
```

Annexe

```
case 12
ta=X1;
tn=X2;
tc=X3;
tb=X4;
case 23
ta=X1;
tc=X2;
tb=X3;
tn=X4;
case 24
tn=X1;
ta=X2;
tc=X3;
tb=X4;
end;
function [ga,gb,gc,gn] = fcn(carrier,ta,tb,tc,tn)
%#codegen
if ta<=carrier
ga=1;
else ga=0;
end;
if tb<=carrier
gb=1;
else gb=0;
end;
if tc<=carrier
gc=1;
else gc=0;
end;
if tn<=carrier
gn=1;
else gn=0;
end;
end;
```

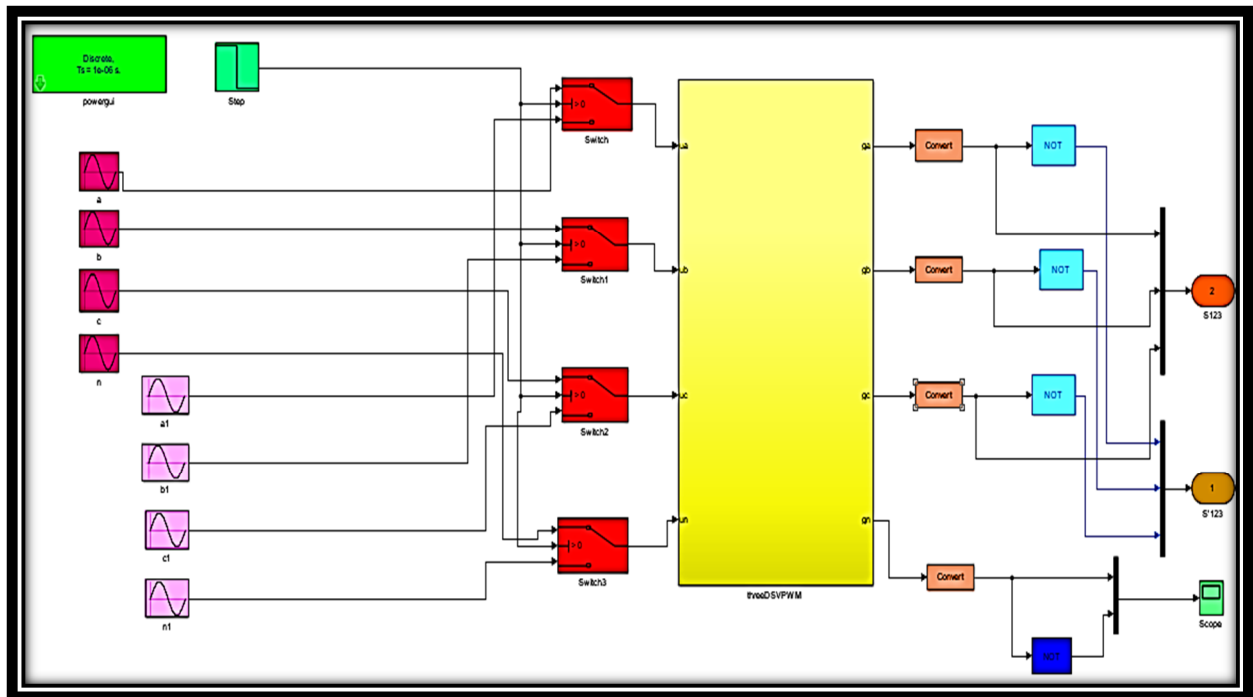


Schéma de principe de la modulation vectorielle spatiale tridimensionnelle (SVM3D)

ملخص

الحمولات الغير خطية تمتص تيارات غير جيبية وتستهلك عموما استطاعة معوقة. هاتان الظاهرتان أديا إلى عدد من الاضطرابات من الخلل في سير الأجهزة إلى إتلاف جزئي أو كلي للأجهزة المربوطة بالشبكة. بسبب التطور في الإلكترونيك الطاقة و خاصة التطورات الأخيرة المنجزة في مجال أنصاف النواقل الطاقوية ذات التحكم في الفتح والغلق و ذات الاشتغال بتوترات عالية جدا , أجهزة ترشيح متطورة للتوافقيات ذات توافق ذاتي والمسماة ترشيح فعال قد تم انجازها. العمل المقدم يتضمن خصوصا دراسة بواسطة التظاهر لمرشح فعال متوازي موجه لترشيح التيارات التوافقية الناجمة عن الحمولة الغير خطية وتعويض الطاقة المعوقة.

Résumé

Les charges non linéaires absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment généralement de la puissance réactive. Ces deux phénomènes engendrent un certain nombre de perturbations allant du dysfonctionnement d'un équipement jusqu'à la détérioration d'une partie ou de la totalité des équipements connectés sur le réseau. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et surtout aux récents progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, commandables à l'ouverture et à la fermeture, fonctionnant à des fréquences très élevés, des dispositifs de filtrage modernes des harmoniques auto-adaptables, appelés filtrage actifs ont pu être conçus.

Le travail que nous présentons concerne particulièrement l'étude par simulation numérique d'un filtre actif parallèle destiné à filtrer les courants harmoniques générés par une charge non linéaire et à compenser l'énergie réactive

Abstract

The nonlinear loads absorb nonsinusoidal currents and generally consume reactive power.

These two phenomena generate some disturbances of the dysfunction of equipment until the deterioration of a part or totality of the equipment connected on the network.

Due to the evolution of power electronics of and especially with the recent progress made in the field of the power semiconductors functioning at very high frequencies, modern means of filtering of the self-adapting harmonics, called active power filter could be conceived.

Work that we present particularly relates to the study with digital simulation of a parallel active filter intended to filter the harmonic currents generated by a nonlinear load and to compensate for reactive energy.