République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Frères Mentouri de Constantine

Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Electrotechnique

N° de série :90/D3C/2019
N° d'ordre :01/ELCH/2019

Thèse

Pour l'Obtention du diplôme de

DOCTORAT 3ème CYCLE

Spécialité: ELECTROTECHNIQUE

Option : ELECTROTECHNIQUE

Présentée par :

TERRICHE Yacine

Master en Gestion & Transformation de l'Energie Electrique

Thème

ETUDE D'UN COMPENSATEUR HYBRIDE DEDIE AUX SYSTEMES EOLIENS

Soutenue le : 18 /09 / 2019

Devant le Jury :

Président	**BOUZID Aissa**	**Professeur Univ. des Frères Mentouri Constantine**
Rapporteur	**KERDOUN Djallel**	**Professeur Univ. des Frères Mentouri Constantine**
Examinateur	**MORDJAOUI Mourad**	**Professeur Univ. 20 Aout 1955 Skikda**
Examinateur	**CHAIBA Azeddine**	**Professeur Univ. Abbes Laghrour Khenchla**
Examinateur	**CHENNI RACHID**	**Professeur Univ. des Frères Mentouri Constantine**

Remerciements

Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je nécessitais pour L'accomplissement de cette thèse de doctorat.

J 'adresse mes sincères remerciements à mes parents, pour leur soutien constant et leurs encouragements.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont contribué au succès de ma thèse.

Je voudrais dans un premier temps remercier, mon directeur de thèse D. Kerdoun, professeur en Electrotechnique à l'Université des Frères Mentouri, Constantine1, pour sa patience, et surtout pour ses judicieux conseils, et sa disponibilité qui ont contribué à alimenter ma thèse.

Je désire aussi remercier Josep M. Guerrero, professeur en micro-réseaux à l'Université Aalborg, qui m'a fourni les outils nécessaires à la réussite de mes études universitaires.

J'adresse mes sincères remerciements à Saeed Golestan, professeur assistant à l'Université Aalborg pour ses conseils et son temps précieux.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance envers les amis et collègues qui m'ont apporté leur soutien moral et intellectuel tout le long de ma démarche.

Terriche Yacine

Dédicace

A mes parents

A mon frère,

A ma sœur,

A ma famille,

A mes amis…

Table des Matières

Introduction Générale……1

CHAPITRE I

Détermination et classification des problèmes de qualité d'énergie……5

I.1 Introduction ……6

I.2 Contamination harmonique……6

I.2.1 Inter-harmoniques ……11

I.2.2 Subharmoniques……12

I.3 Tension et courants déséquilibrés……13

I.4 Creux de tension et surtension (voltage sags and swells)……16

I.4.1 Creux de tension ……16

I.4.2 Surtensions (voltage swells)……18

I.5 Facteur de puissance ……19

I.6 Dérives de fréquence……26

I.7 Interruptions de courte durée……26

I.8 Interruptions de longue durée……27

I.9 Pic de tension……28

I.10 Bruit de la tension et du courant……28

I.11 Normes de qualité de l'énergie……29

I.12 Conclusion ……32

CHAPITRE II

Solutions appliquées pour résoudre les problèmes de qualité de l'énergie……33

II.1 Solutions traditionnelles……34

II.1.1 Filtres passifs de puissance……..……...34

II.1.1.1 Filtres passifs résonants……..……..……..34

II.1.1.2 Filtre passe-haut de deuxième ordre……..……..….39

II.1.1.3 Filtre passe haut de troisième ordre…….……..…….40

II.1.1.4 Filtre passe haut de type C……..…….41

II.1.2 Transformateurs à deux phases…….…….…….42

II.2 Techniques avancées...…….……...……..45

II. 2.1 Redresseurs à modulation par largeur d'impulsion..……...……..45

II.2.2 Filtres actifs de puissance……...……...…….46

II.2.2.1 Filtres actifs parallèles.……...…….……...……..47

II.2.2.2 Filtres actifs séries……..……..……...51

II.2.2.3 Conditionneur unifié de qualité de l'énergie……...…….53

II.2.2.4 Filtres actifs hybrides……...……..……..55

II.2.3 FC-TCR……...……...……62

II.2.4 D-STATCOM.……...…….63

II.2.5 Impédance intelligente……...…….64

II.3 Conclusion.……...……..65

CHAPITRE III

Les filtres de puissance actifs hybrides (HAPFs)……..……...…..66

III.1 Introduction.…..……...…….……..67

III.2 Filtre actif parallèle……...…….……..67

III.2.1 Techniques de synchronisation…….……68

III.2.1.1 Techniques de synchronisation en boucle fermée……..……68

III.2.1.1.1 Intégration du filtre passe-bas dans le SRF-PLL……..……..74

III.2.1.1.2 Intégration du filtre moyen mobile (MAF) dans le SRF-PLL……..…...76

III.2.1.1.3 Application d'un filtre à coefficients complexes multiples (MCCF) au SRF-PLL (MCCF-PLL) ……..……..82

III.2.1.2 Techniques de synchronisation en boucle ouverte…..……...……88

III.2.1.2.1 MAF…….....89

III.2.1.2.2 Technique NLS……..…….……91

III.2.1.2.3 Technique du αβ-référentiel cascadé d'annulation du signal retardé (α-βCDSC)…….…….93

III.2.2 Algorithme d'extraction des courants de compensation de référence (RCCs).....98

III.2.2.1 MPM…….……..…..100

III.2.3 Commande des APFs parallèles……...……..….……107

III.2.3.1 Régulation de la tension du condensateur de liaison DC…..…….107

III.2.3.2 Commande du courant de l'APF parallèle……...…...……..……...109

III.2.3.2.1 Commande de la modulation de la largeur d'impulsion....……..…….…109

III.2.3.2.2 Commande par hystérésis du courant……..……...…110

III.2.3.2.3 Modèle de la commande prédictive……..….111

III.3 Compensateur FC-TCR…..…..……..113

III.4 Conclusion…….……..……...123

Chapitre IV

Application de l'HAPF pour améliorer la qualité de l'énergie d'une éolienne avec un convertisseur AC-DC DC-AC…….124

IV.1 Introduction…….……...125

IV.2 Application de l'HAPF pour améliorer la qualité de l'énergie d'une éolienne basée sur

une génératrice synchrone à aimant permanent (SPMG) avec un convertisseur AC-DC DC-AC….……..129

IV.3 Résultats de simulation et discussions…….……...…….…133

IV.4 Conclusion…….……..140

Conclusion générale……...…….…….....142

Annexe A ……...……146

Références……..147

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 Signal déformé contaminé par les 3ème, 5ème et 7ème harmoniques…….……8

Figure I.2 Signal déformé contaminé par des inter-harmoniques…….....12

Figure I.3 Signal déformé contaminé par des subharmoniques.…….……..…12

Figure I.4 Système triphasé déséquilibré : (a) Déséquilibre de l'amplitude ; (b) Déséquilibre d'amplitude et de phase…….……...……...….15

Figure I.5 Chute de tension de 0.06s…….……...17

Figure I.6 Surtension de 0.06s.……...…….…….……18

Figure I.7 Diagramme de phase de la charge inductive et capacitive : (a) Facteur de puissance en retard ; (b) Facteur de puissance en avant……...…..…….…...20

Figure I.8 Schéma d'une ligne d'un système d'alimentation électrique…….…..……22

Figure I.9 Effet du facteur de puissance en retard et en avant sur la distribution de la puissance active maximale.…..…….……...……24

Figure I.10 Courbe PV du système d'alimentation électrique…….…….……...25

Figure I.11 Interruption de temps court de 0,05s..……..……..26

Figure I.12 Interruption de longue durée…….…….……27

Figure I.13 Pique de tension…….…….……...28

Figure I.14 Signal bruyant……...…….……29

Chapitre II

Figure II.1 Filtres passifs de puissance : (a) Filtres passifs résonants ; (b) Filtres passe-haut de deuxième ordre ; (c) Filtres passe-haut de troisième ordre ; d) Filtres passe-haut de type C…….…….……...……34

Figure II.2 Diagramme de Bode d'un filtre passif résonant…….……36

Figure II.3 Circuit équivalent d'une seule ligne d'un filtre passif résonant connecté à un système d'alimentation électrique : (a) Circuit équivalent fondamental ; (b) Circuit équivalent harmonique……..…….…….……..37

Figure II.4 Capacité de filtrage des harmoniques des filtres passifs résonants : Comportement de ∂ en termes de la réactance de l'impédance principale et de la résistance du filtre…….……...38

Figure II.5 Capacité de filtrage des harmoniques des filtres passifs résonants : Comportement de ∂ en termes de la résistance de l'impédance principale et de la résistance du filtre…….…….……..……....38

Figure II.6 Diagramme de Bode du filtre passif passe-haut de deuxième ordre……..……40

Figure II.7 Application d'un seul ensemble des filtres de puissance passifs pour atténuer les harmoniques et améliorer le facteur de puissance de deux génératrices électriques……..…….42

Figure II.8 Redresseur à 12 pulsations avec transformateur de décalage…….…….……..43

Figure II.9 Distorsion harmonique causée par un redresseur à 12 pulsations avec transformateur de décalage..……..…….……...44

Figure II.10 Spectres du transformateur de décalage primaire et secondaire……...……..44

Figure II.11 Schéma du redresseur à modulation par largeur d'impulsion.....…….……45

Figure II.12 La forme d'onde des tensions des côtés AC et DC et du courant de source.....46

Figure II.13 Le spectre du courant de la source utilisant la technique de modulation par largeur d'impulsion…….…..…….……..46

Figure II.14 Schéma de l'APF parallèle…….……..48

Figure II.15 Réalisation de l'APF parallèle pour l'atténuation harmonique et l'amélioration du facteurs de puissance…….……..……48

Figure II.16 Performance de l'APF parallèle pour l'atténuation harmonique sous la variation de charge…….……...……..50

Figure II.17 Schéma bloc d'un APF parallèle à deux-niveaux à quatre bras…….…..50

Figure II.18 Comportement de l'APF parallèle sous une charge déséquilibrée……..…...51

Figure II.19 Schéma du filtre de puissance actif série……...…….52

Figure II.20 Performance de l'APF série pour l'atténuation harmonique…….……..….53

Figure II.21 Schéma bloc typique d'une seule ligne d'un UPQC……..…..…….54

Figure II.22 HAPF : APF parallèle et PPFs parallèles…..…….……..55

Figure II.23 Filtre actif hybride de puissance : APF serie et PPFs parallèles…….....56

Figure II.24 Filtre actif hybride : APF parallèle en série avec un filtre passif résonnant...….57

Figure II.25 Filtre actif hybride : APF parallèle en série avec filtre passif résonant des 5ème et 7ème harmoniques…….…….57

Figure II.26 Filtre actif hybride : APF parallèle en série avec le condensateur du PPF, et connecté en parallèle avec l'inductance du PPF…….…….58

Figure II.27 Filtre de puissance actif hybride : APF parallèle en parallèle avec le filtre réglé à la fondamentale et en série avec le condensateur C2……...…..……...59

Figure II.28 Filtre actif hybride : APF Parallèle connecté en série avec les PPFs et en parallèle avec le filtre résonant à la fondamentale L1 et C1…….…...……60

Figure II.29 Filtre actif hybride : L'APF et les PPFs sont connectés en série avec le système…….……61

Figure II.30 Filtre actif hybride : L'APF est connecté en série à un FC-TCR…….……...61

Figure II.31 Filtre actif hybride : L'APF est connecté en série avec le PPF, et le filtre entier est connecté en parallèle avec le système d'alimentation électrique……...……62

Figure II.32 Schéma bloc d'une seule ligne d'un D-STATCOM connecté au système d'alimentation…….……..63

Figure II.33 Schéma d'une impédance intelligente connectée au réseau…….……64

Chapitre III

Figure III.1 Conditions de fonctionnement de l'APF parallèle…….…….……..68

Figure III.2 Schéma bloc du SRF-PLL……...69

Figure III.3 Schéma bloc du SRF-PLL avec normalisation……71

Figure III.4 Schéma bloc du SRF-PLL avec la fréquence estimée à partir de la partie intégratrice du correcteur PI……..……..…..…….71

Figure III.5 Performance du SRF-PLL sous tension nominale…….……...72

Figure III.6 Performance du SRF-PLL sous tension déformée avec une large bande passante du correcteur PI……73

Figure III.7 Performance du SRF-PLL sous tension déformée avec une bande passante étroite du correcteur PI……..……...73

Figure III.8 SRF-PLL basé sur un filtre passe-bas…….……..75

Figure III.9 Performance du SRF-PLL basé sur un filtre passe-bas avec une large bande passante……...…….……75

Figure III.10 Performance de SRF-PLL basée sur un filtre passe-bas avec une bande passante étroite …….76

Figure III.11 Schéma global du SRF-PLL basé sur le MAF…….……...77

Figure III.12 Diagramme de Bode du MAF avec une longueur de fenêtre de 0.01s et un filtre passe-bas de premier ordre ……...…….……77

Figure III.13 Diagramme de Bode du MAF avec différentes valeurs de la longueur de la fenêtre……...…….…….……78

Figure III.14 Performance du MAF dans le cas des harmoniques de l'ordre 6h±1…….…79

Figure III.15 Performance du filtre moyen mobile dans le cas des harmoniques de l'ordre 6h±1et de la séquence négative de la fondamentale……...……...79

Figure III.16 Réalisation du MAF dans le cas des harmoniques de l'ordre 6h±1, de la séquence négative de la fondamentale, de la composante DC et des harmoniques paires……...…….……80

Figure III.17 Performance du SRF-PLL basé sur le MAF en existence des harmoniques de l'ordre 6*h*±1…….……...81

Figure III.18 Performance du SRF-PLL basé sur le MAF en existence des harmoniques de l'ordre 6*h*±1 et des harmoniques triplées…….……..81

Figure III.19 Performance du SRF-PLL basé sur basé sur le MAF dans l'existence des harmoniques de l'ordre 6*h*±1, les harmoniques triplées, la composante DC, et les harmoniques paires……..…….…….……...82

Figure III.20 MCCF-PLL : (a) Un seul sous-module du MCCF ; (b) Schéma du CCF…....84

Figure III.21 Diagramme de Bode d'un filtre passe-bande complexe du premier ordre et d'un filtre passe-bande réel du deuxième ordre…….……...……..85

Figure III.22 Modèle simplifié du signal du MCCF-PLL…….…...86

Figure III.23 La performance du MCCF-PLL sous tension déséquilibrée et dérives de fréquence à l'aide de deux modules…….……..……87

Figure III.24 Rendement de la MCCF-PLL sous tension déséquilibrée et dérives de fréquence à l'aide de multiples modules…….……...88

Figure III.25 Technique de synchronisation en boucle ouverte…….……..89

Figure III.26 Technique de synchronisation en boucle ouverte basé sur le MAF…….…...89

Figure III.27 Comportement de la technique OLS basé sur MAF…….……..90

Figure III.28 La technique OLS basée sur l'approche NLS……..……...92

Figure III.29 Performance de la technique OLS basée sur l'approche NLS…….…...93

Figure III.30 Technique OLS basée sur α-βCDSC…….……94

Figure III.31 La réponse fréquentielle de l'opérateur α-βCDSC…….……96

Figure III.32 Technique OLS basée sur l'opérateur α-βCDSC et un estimateur de fréquence…….……...97

Figure III.33 Performance de la technique OLS basée sur l'opérateur α-βCDSC et un estimateur de fréquence……...……...98

Figure III.34 Algorithmes d'extraction des courants de compensation de référence : (a) Les techniques du domaine de fréquentiel ; (b) Les techniques du domaine

temporel…….…….99

Figure III.35 Emploi du MPM dans le SRF…….……..105

Figure III.36 Comportement de l'APF basé sur la MPM pour compenser les harmoniques du courant de la source sous une tension déformée…….……...……..106

Figure III.37 Comportement de l'APF basé sur le MPM pour compenser les harmoniques du courant de la source sous une tension déformée et déséquilibrée……...……107

Figure III.38 Régulation de tension de liaison DC basée sur le correcteur PI…….…..108

Figure III.39 La commande SVC…….……..110

Figure III.40 La commande FC-TCR pour améliorer le facteur de puissance…….…..113

Figure III.41 Organigramme de la technique Newton-Raphson pour estimer l'angle de tir α.....115

Figure III.42 Schéma d'une seule ligne du FC-TCR connecté au système d'alimentation : (a) Circuit équivalent ; (b) Circuit simplifié ; (c) Circuit équivalent harmonique ; (d) Circuit équivalent fondamental……..……..116

Figure III.43 Diagramme de Bode du FC-TCR pour le système sans pertes : (a) Influence de l'inductance du TCR sur la capacité de filtrage ; (b) Influence de l'inductance de la ligne de transmission sur la capacité de filtrage……...….118

Figure III.44 Diagramme de Bode du FC-TCR pour un système perdu : (a) Influence de l'impédance de la ligne ; (b) Influence de l'impédance du filtre……..…..119

Figure III.45 Performances de filtrage du FC-TCR : (a) Comportement du filtre en cas de variation de la réactance de la ligne et de la réactance du TCR ;
(b) Comportement du filtre en cas de variation de la réactance de la ligne, de la réactance du TCR et de la réactance du condensateur ; (c) Comportement du filtre en cas de variation de la réactance de la ligne, la réactance du TCR, et la résistance du condensateur...…….……..123

Chapitre IV

Figure IV.1 Turbines éoliennes à vitesse fixe basées sur un générateur asynchrone…...…..125

Figure IV.2 Turbine à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné……...……..126

Figure IV.3 Turbine éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation……..…….127

Figure IV.4 Turbines éoliennes à vitesse fixe basées sur l'EESG……..…128

Figure IV.5 Turbines à vent à vitesse variable basées sur une PMG sans multiplicateur..…128

Figure IV.6 Turbines à vent à vitesse variable basées sur une PMG avec multiplicateur.…129

Figure IV.7 Turbine éolienne à vitesse variable basée sur une SPMG avec un convertisseur en pont complet : (a) Les convertisseurs de puissance sont constitués d'un PWM-VSCs AC-DC DC-AC ; (b) Les convertisseurs de puissance sont constitués d'un redresseur à diodes, d'un convertisseur DC-DC et d'un PWM-VSC……131

Figure IV.8 Application de l'HAPF à une éolienne à base d'une SPMG avec redresseur à diodes……...……..132

Figure IV.9 Application de l'APF parallèle pour atténuer les harmoniques de l'éolienne…133

Figure IV.10 Application du compensateur FC-TCR pour atténuer les harmoniques de l'éolienne……..134

Figure IV.11 Application du compensateur FC-TCR pour atténuer les harmoniques et améliorer la stabilité de la tension de l'éolienne……..……136

Figure IV.12 Contrôle de la tension du compensateur FC-TCR : (a) Algorithme de commande du FC-TCR ; (b) Modèle moyen du compensateur FC-TCR et du système d'alimentation électrique……..…...137

Figure IV.13 Réponse de la fonction de transfert du système en boucle ouverte……..138

Figure IV.14 Application du compensateur FC-TCR et de l'APF parallèle pour atténuer les harmoniques de l'éolienne……..……..139

Figure IV.15 Application du compensateur FC-TCR et de l'APF parallèle pour atténuer les harmoniques de l'éolienne en cas de grande variation de fréquence……140

Liste des Tableaux

Tableau I.1 Limites de distorsion de tension……..……...30

Tableau I.2 Limites de distorsion de courant pour *120V < V<69 kV*…….…….…….……...30

Tableau I.3 Limites de distorsion de courant pour *69kV < V <161 kV*……..……..…31

Tableau I.4 Limites de distorsion de courant pour *161 kV < V*...…….…….31

Tableau I.5 Normes de certains problèmes de qualité de l'énergie……..……...……31

Tableau III. 1 Paramètres de simulation du système…….…….106

Acronymes :

APF	Active power filter (filtre actif de puissance)
PECs	Power electronic converters (convertisseurs électroniques de puissance)
PF:	Power factor (facteur de puissance)
PPF:	Passive power filter (les filtres passifs de puissance)
AC:	Alternative current (courant alternatif)
DC:	Direct current (courant continu)
THD:	Total harmonic distortion (distorsion harmonique totale)
TDD:	Total demand distortion (Distorsion de la demande totale)
HAPF	Hybrid active power filters (Les filtres actifs hybrides)
SVC:	Static var compensator (Compensateur var statique)
PCC:	Point of common coupling (Point de couplage commun)
PWM	Pulse width modulation (modulation de largeur d'impulsion)
DVR	Dynamic voltage restorer (restaurateur de tension dynamique)
UPQC:	Unified power quality conditioner (conditionneur unifié de qualité de La puissance)
FC-TCR	Fixed-capacitor thyristor controlled reactor (Réacteur à thyristor et condensateur fixe)
D-STATCOM	Distribution Static Compensator (Compensateur statique de distribution)
PLL	Phase locked loop (Boucle à verrouillage de phase)
SRF	Sychronous reference frame (référentiel synchrone)
PD	Phase detector (détecteur de phase)
VCO	Voltage-controlled oscillator (l'oscillateur à commande de tension)
LF	Loop filter (le filtre à boucle)
MAF	Moving average filter (filtre moyen mobile)
MCCF	Multiple-complex coefficient-filter (filtre à coefficients complexes multiples)
LPF	Low-pas filter (filtre passe-bas)
FPS	The fundamental positive sequence (la séquence positive fondamentale)

Acronymes

FNS	The fundamental negative sequence (la séquence négative fondamentale)
TM	Two-modues (deux-modules)
MM	Multiple-modules (modules multiples)
CBF	Complex band-pass filter (complexe passe-band filtre)
RBF	Real band-pass filter (passe-bande réel filtre)
OLS	Open loop sychonization (synchronisation en boucle ouverte)
NLS	Non-linear least square (non-linéaire minimale carrée
α-βCDSC	The $\alpha\beta$-frame cascaded delayed signal cancellation (L'opérateur d'annulation de signal retardé en cascade)
MPM	Matrix pencil method (Méthode de la matrice de Pencil)
PM	Prony methode (la méthode de Prony)
SVD	Singular value decomposition (la décomposition des valeurs singulières)
THD	Total harmonic distortion (distorsion harmonique totale)
SVM	Space vector modulation (la modulation vectorielle)
MPC	Model pedictive control (Le modèle de commande prédictif)
VSC	Voltage source converter (Convertisseur de source de tension)
EESGs	Electrical excited synchronous generators (générateurs synchrones à excitation électrique)
SPMGs	Sychronous parmanent magnet generators (génératrice synchrone à aimants permanents)
RCC	Reference compensating current (les courants référence de compensation)

Introduction générale

Les systèmes de production d'énergie, tels que les éoliennes sont généralement installées pour fournir à leurs consommateurs une pure qualité d'énergie (forme d'onde sinusoïdale et phases équilibrées de la tension). Au cours des dernières années, une énorme diffusion de convertisseurs électroniques de puissance (PEC) basée sur des technologies de semi-conducteurs pour la conversion de puissance AC/DC et AC/AC pour une utilisation intérieure et industrielle. En effet, ces (PEC) ont contribué à accroître la contrôlabilité, la fiabilité et l'efficacité de plusieurs applications avec une grande échelle de puissance allant de quelques watts à des mégawatts [1]. Exemples : l'application d'énergie renouvelable aux micro réseaux à courant alternatif et à courant continu comme les éoliennes et les panneaux solaires photovoltaïques, la conversion en courant alternatif/courant continu pour le stockage d'énergie à l'aide de piles, de super-condensateurs, de véhicules électriques, d'entraînements à fréquence variable à tension variable pour les systèmes d'alimentation en courant alternatif et continu… etc [2]–[5]. Toutefois, la non-linéarité des (PECs) tels que les redresseurs dessine une forme d'onde déformée de courant, qui est pleine d'harmoniques et, par conséquent, affecte la qualité de puissance du réseau de distribution [6], [7]. Les normes internationales qui seront présentées dans la prochaine section ont imposé des limites strictes au niveau de la contamination des harmoniques, car elles causent de graves problèmes dans les systèmes d'alimentation tels que l'augmentation des pertes dans les unités de distribution et les lignes de transmission, la réduction de la durée de vie des équipements, la production de bruits sonores, causant des interférences avec les systèmes de communication [8]. Par conséquent, l'atténuation des problèmes de qualité de l'énergie fondée sur les techniques traditionnelles et avancées est obligatoire pour éviter des conséquences néfastes.

L'objectif de cette thèse est de mettre en place un HAPF approprié pour améliorer la qualité de l'énergie d'une éolienne. Le type d'éolienne utilisé dans ce travail est basé sur une génératrice synchrone à aimants permanents SPMG avec un convertisseur AC-DC DC-AC. Le convertisseur est composé d'un redresseur à diodes, d'un convertisseur DC-DC et d'un VSC. Lors de la transmission de l'alimentation en courant alternatif vers un courant continu

sur le côté de générateur, le redresseur à diodes provoque une forte distorsion du courant générateur, le mouvement de ces harmoniques dans les générateurs provoque de graves conséquences, qui seront présentées dans le premier chapitre. La circulation de ces harmoniques dans les réactances sous-transitoires de la génératrice les conduit à sauter dans la tension, donc causer des problèmes plus graves. La contribution de cette thèse est de proposer un HAPF, basé sur un compensateur APF parallèle et FC-TCR. La combinaison hybride de l'APF et du compensateur FC-TCR offre une grande capacité de filtrage des harmoniques et assure la stabilité de la tension en compensant les chutes de tension. En outre, puisque l'APF est connecté pour compenser uniquement les harmoniques de faible ordre, le coût du filtre diminue. En outre, la combinaison hybride offre la possibilité d'implémentation en basse et moyenne tension. De plus, il sera démontré dans ce travail que si le compensateur FC-TCR est bien conçu, il peut étendre la gamme de filtrage des harmoniques, y compris les harmoniques dominantes. Par conséquent, l'application de l'APF ne sera pas nécessaire, ce qui entraîne une diminution de prix du filtre et donne la possibilité de l'implantation en puissance élevée.

Le premier chapitre présente un état de l'art sur les problèmes de qualité de l'énergie qui peuvent survenir dans n'importe quel réseau électrique. Ces problèmes peuvent survenir à la fois à la tension et au courant. Chaque problème de qualité de l'énergie est présenté et expliqué soit mathématiquement, soit sur une figure. Ensuite, le chapitre se termine par des tableaux qui présentent les normes qui imposent certaines limites qui ne devraient pas être dépassées.

Le deuxième chapitre présente les solutions traditionnelles et avancées qui sont appliquées pour améliorer la qualité de l'énergie d'un réseau électrique perturbé. Il commence par introduire le PPF, qui est la solution traditionnelle la plus appliquée pour réduire les harmoniques et compenser un certain degré du facteur de puissance. Les types des PPFs sont expliqués avec la modélisation mathématique, puis les avantages et les inconvénients de l'application des PPFs sont abordés. En outre, une nouvelle idée de la mise en œuvre des PPFs pour réduire les harmoniques de deux générateurs électriques est expliquée. L'application de 12 redresseurs d'impulsion basés sur des transformateurs de déphasage Delta-Wye sera présentée. L'avantage de cette technique est de fournir un déphasage de phase de 30^{o} entre la partie alternative des deux redresseurs, ce qui se traduira par l'élimination des $5^{ème}$, $7^{ème}$, $17^{ème}$, $19^{ème}$ … etc. courants harmoniques, réduit ainsi le THD du

système à environ 10% à 15%. Après cela, les lacunes de cette idée sont énoncées. Une des techniques avancées est la mise en œuvre du redresseur PWM ; ce chapitre fournit donc les avantages et les faiblesses de cette solution pour améliorer la qualité de l'énergie d'un système perturbé. De plus, ce chapitre présente plusieurs structures des APF comme l'APF parallèle, l'APF série, l'APF hybride et les APFs combinés. L'APF parallèle est utilisé pour améliorer la perturbation du courant, tandis que la structure des séries est mise en œuvre pour lutter contre la perturbation de la tension. La combinaison de l'APF parallèle et série permet d'améliorer la tension et le courant. Alors que les structures hybrides aident à réduire le prix de l'APF. Les résultats de la simulation de certaines de ces structures sont présentés. En outre, d'autres solutions telles que D-STATCOM, FC-TCR et l'impédance intelligente sont discutées.

Le troisième chapitre présente la mise en œuvre de l'HAPF, qui se compose de l'APF parallèle et du compensateur FC-TCR. Pour exploiter l'APF parallèle, trois conditions principales doivent être remplies. Ces conditions sont divisées en 3 procédures. La première procédure consiste à choisir la technique appropriée pour effectuer la synchronisation de l'APF parallèle. La deuxième procédure consiste à mettre en œuvre l'algorithme des courants compensatoires de référence. La troisième procédure consiste à fournir le bon contrôleur, ce qui peut réduire sensiblement l'erreur entre la référence et le courant mesuré. Le chapitre commence par une discussion sur les techniques de synchronisation, qui sont divisées en deux catégories ; les techniques de synchronisation en boucle ouverte et les techniques de synchronisation en boucle fermée (PLLs). De plus, plusieurs techniques de filtrage, comme le MAF, l'approche du NLS, les CCFs, l'opérateur α-βCDSC, et le LPF sont mises en œuvre pour la technique de l'OLS et du PLL afin de permettre l'estimation de la phase et de la fréquence de la tension en cas de perturbations graves. Les résultats numériques de chaque technique sont présentés pour démontrer leur rendement dans l'estimation de la phase et de la fréquence sous tension perturbée. De plus, ce chapitre traite de certains algorithmes d'estimation des courants de compensation de référence de l'APF. Ensuite, la conception mathématique et les résultats numériques de la mise en œuvre du MPM à l'algorithme SRF sont présentés avec des détails. Enfin, la section de contrôle de l'APF se termine par la présentation de certaines techniques d'extraction des impulsions du convertisseur telles que la commande PWM, la commande SVM, la commande par hystérésis et le MPC. En outre, dans ce chapitre, la conception et la commande du compensateur FC-TCR sont présentées en

détail ; il commence par introduire le contrôle de configuration du FC-TCR, puis fournit des schémas équivalents, ce qui permet l'étude du FC-TCR. Ensuite, la linéarisation de l'équation non-linéaire du compensateur FC-TCR basée sur la technique Newton-Raphson est abordée. Après cela, les fonctions de transfert du système, qui permet la conception du filtre sont présentées. En outre, le développement de quelques équations du facteur d'affaiblissement, qui définit la capacité de filtrage du filtre sont présentées ; et finalement, le chapitre se termine par quelques chiffres qui présentent la performance de l'impédance de ligne dans l'amélioration de la capacité de filtrage du compensateur FC-TCR.

Dans le dernier chapitre, l'application de l'HAPF, basé sur un APF et un filtre FC-TCR pour améliorer la qualité de l'énergie d'une éolienne, est présentée. L'éolienne est basée sur un SPMG avec redresseur à diode. Le chapitre commence par une brève introduction sur certains types de turbines à vent, puis il présente et discute la configuration de la mise en œuvre du CSA et du compensateur FC-TCR pour améliorer la qualité de l'énergie du SGPM basé sur un redresseur à diodes, et enfin les résultats numériques sont fournis pour démontrer la bonne performance de l'HAPF dans l'amélioration de la qualité de l'énergie pour ce type de turbine. Les résultats ont prouvé que l'implémentation d'un seul APF parallèle ne supprime pas complètement les harmoniques de haut ordre, car il ne peut pas filtrer les harmoniques de tension. L'implémentation du FC-TCR peut filtrer à la fois les harmoniques des courants et les harmoniques de la tension. Cependant, la capacité de filtration du filtre FC-TCR dépend fortement de l'impédance de la ligne comme elle sera démontrée sur la figure III.45. Si l'impédance de la ligne n'est pas assez élevée pour forcer les harmoniques à s'écouler dans le compensateur FC-TCR, alors la combinaison hybride est le meilleur choix. Dans la topologie hybride, l'APF parallèle peut filtrer les harmoniques dominantes, tandis que le compensateur FC-TCR filtrera les harmoniques de haut ordre et améliorera le facteur de puissance ou la stabilité de tension.

CHAPITRE -I-

Détermination et classification des problèmes de qualité d'énergie

I.1 Introduction

Le terme qualité d'énergie indique la capacité des équipements électriques à consommer la même qualité d'énergie qui leur est fournie. En d'autres termes, la qualité d'énergie idéale d'un système est atteinte lorsqu'il n'y a pas de variation au niveau de la tension / le courant sur la forme d'onde, la fréquence, la phase, et les phases équilibrées. Traditionnellement, la plupart des dispositifs du système d'alimentation électrique étaient utilisés pour fonctionner efficacement avec une variation relative d'onde de la tension/courant, et la fréquence [9]. Toutefois, au cours des dernières décennies, l'utilisation intensive des PEC comme les convertisseurs AC et DC a entraîné des problèmes de détérioration de la qualité de l'énergie [2]-[7]. Bien que la contamination harmonique soit le facteur dominant qui influe sur la qualité de l'énergie en raison de ses conséquences, il existe plusieurs autres facteurs de qualité de l'énergie, qui seront abordés dans les sous-sections suivantes.

I.2 Contamination harmonique

Dans le traitement des signaux, un signal contaminé harmoniquement, qui peut être soit une tension soit un courant, fait référence à sa forme de déformation à partir de la forme d'onde sinusoïdale pure [11]. Selon la série Fourier, un signal périodique déformé peut être décomposé en un ensemble de signaux sinusoïdaux avec des fréquences qui sont des multiples du signal fondamental comme montrer ci-dessous [8], [12] :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s0} \\ V_{s0} \\ V_{s0} \end{bmatrix} + V_{1\max} \begin{bmatrix} \cos(wt) \\ \cos(wt - 2\pi/3) \\ \cos(wt + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \sum_{\substack{h=-\infty \\ h\neq+1}}^{+\infty} V_{h\max} \begin{bmatrix} \cos(wt + \theta_h) \\ \cos(wt - 2\pi/3 + \theta_h) \\ \cos(wt + 2\pi/3 + \theta_h) \end{bmatrix} \quad \text{(I.1)}$$

$$\begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s0} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + i_{1\max} \begin{bmatrix} \cos(wt + \vartheta) \\ \cos(wt - 2\pi/3 + \vartheta) \\ \cos(wt + 2\pi/3 + \vartheta) \end{bmatrix} + \sum_{\substack{h=-\infty \\ h\neq+1}}^{+\infty} i_{h\max} \begin{bmatrix} \cos(wt + \vartheta + \theta_h) \\ \cos(wt - 2\pi/3 + \vartheta + \theta_h) \\ \cos(wt + 2\pi/3 + \vartheta + \theta_h) \end{bmatrix} \quad \text{(I.2)}$$

Où : $V_{s1,2,3}$, $V_{1\max}$ $V_{h\max}$ et V_{s0} indiquent respectivement la tension triphasée, l'amplitude de la tension, l'amplitude de chaque harmonique de la tension et la composante DC de la tension. $i_{s1,2,3}$, $i_{1\max}$ $i_{h\max}$ et i_{s0} désignent respectivement le courant triphasé, l'amplitude du courant, l'amplitude de chaque harmonique du courant et la composante DC du courant. *h* est l'ordre harmonique, ϑ est l'angle de phase entre la tension et le courant.

Les valeurs *RMS* des deux tensions et du courant peuvent être formulées comme suit :

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T V^2(t)dt} \quad => \quad V_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \tag{I.3}$$

$$i_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt} \quad => \quad i_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} i_h^2} \tag{I.4}$$

Où : T est la période d'intégration et exprimée comme $\frac{1}{f_1}$

La figure I.1 présente un signal harmoniquement contaminé, qui est affecté par les composants 3ème, 5ème et 7ème harmoniques. Selon le théorème de Fourier, il est évident que le signal déformé se compose de la fréquence fondamentale et les courants harmoniques, qui sont le multiple de la fréquence fondamentale· $w = 2\pi f$, où f est la fréquence de la composante fondamentale.

Afin de quantifier la distorsion harmonique, plusieurs indices sont proposés dans la littérature. Probablement, la plus utilisée est le taux de la distorsion harmonique totale (THD) [13]. Deux classifications de THD sont suggérées dans la littérature [14]. La première est appelée THDf, qui compare le contenu harmonique de la forme d'onde du signal à sa forme fondamentale [15], tandis que la seconde est appelée THDr [16], ou TDD [13], qui compare la teneur harmonique de la forme du signal à la valeur *RMS* de la forme d'onde. Les formules des deux définitions pour la tension et le courant sont exprimées ci-dessous :

$$THD_{Vf} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{N} V_h^2}}{V_1} \tag{I.5}$$

$$THD_{if} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{N} i_h^2}}{i_1} \tag{I.6}$$

$$THD_{Vf} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{N} V_h^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{N} V_h^2}} \tag{I.7}$$

$$THD_{if} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{N} i_h^2}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{N} V_h^2}} \quad \text{(I.8)}$$

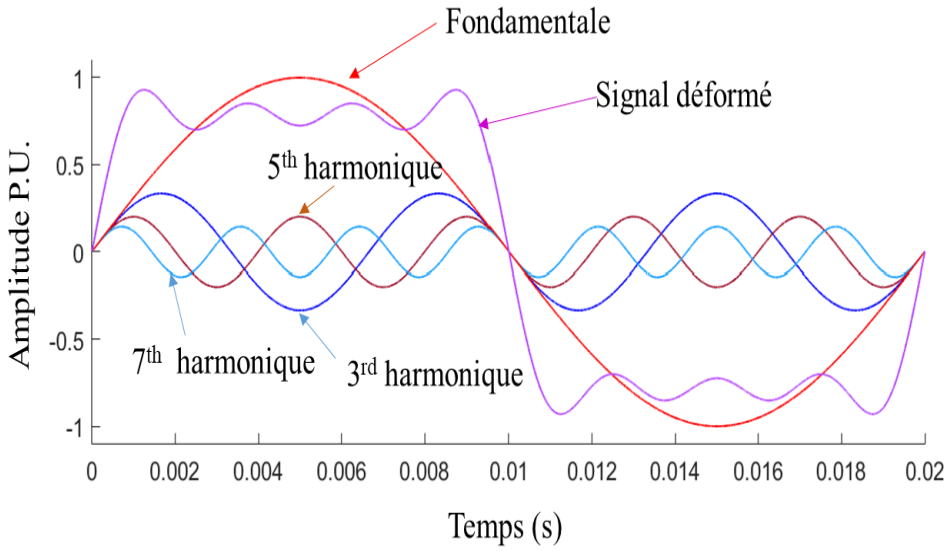


Figure I.1 Signal déformé contaminé par les 3ème, 5ème et 7ème harmoniques

Néanmoins, cette classification pourrait entraîner une certaine ambiguïté, confusion et interprétation erronée des données mesurées pour les chercheurs et les ingénieurs. Par conséquent, Doron Shmilovits a fourni une analyse comparative entre les deux classifications en [14] et a prouvé que le THDf fournit une mesure plus précise avec moins d'erreurs que la TDD. Toutefois, dans les applications de système d'alimentation, on suppose que la source de tension est fixe ou variée dans une petite plage confinée ; par conséquent, toute existence d'harmoniques peut être une menace, qui peut être mesurée par le THDf. Cependant, comme dans de nombreuses applications les charges du système sont variables, le courant peut être changé de minimum à maximum. Par conséquent, mesurer le THDf à une charge très légère peut être trompeur. Cela est dû au fait que l'existence d'harmoniques à faible courant ne peut pas menacer le système en raison de leur valeur insignifiante. Répondant à ces scénarios, certains chercheurs préfèrent l'application de la TDD plutôt que de la THD, ce qui est plus logique en termes de menace harmonique. Généralement, le THDf est mesuré en tenant compte des harmoniques jusqu'au 50ème, et dans certaines situations, l'ordre peut être plus.

La circulation des courants harmoniques dans les réseaux électriques a des conséquences graves qui sont énumérées ci-dessous [17] :

- Effet sur les conducteurs :

  L'augmentation de l'échauffement due à la circulation du courant, entraîne une augmentation des pertes i^2R, ainsi que l'échauffement causé par l'effet de peau, qui identifie et mesure à quel point de profondeur le courant peut pénétrer dans un matériau conducteur.

- Effet sur les transformateurs :

  Causant les pertes de courant de Foucault résultant du champ magnétique alternatif des transformateurs. Lorsqu'un matériau magnétique tel que le noyau du transformateur est soumis à un champ magnétique alternatif, selon la loi de Faraday, il induit une force électromagnétique, qui résulte en ces courants. Le flux des courants de Foucault provoque les pertes de l'ordre i^2R, ce qui implique qu'ils sont proportionnels au carré de chaque courant harmonique ; par conséquent, leur effet commence à devenir sévère seulement avec l'apparition de deux ou trois harmoniques dominantes.

- Effet sur les condensateurs :

  Risque d'endommager les condensateurs du système. La réactance du condensateur diminue proportionnellement avec l'augmentation de l'ordre harmonique comme :

$$X_c = \frac{1}{2\pi fhc} \tag{I.9}$$

  De (I.9), il est évident que l'augmentation de la fréquence *h* entraîne une diminution de X_c ; par conséquent, les harmoniques de haut niveau toujours dans les systèmes de puissance trouvent un chemin facile vers les condensateurs, ce qui entraîne leur surcharge.

- Risque de résonance entre les condensateurs et les inductances du système d'alimentation :

  Les condensateurs et les inductances des systèmes d'alimentation électrique sont généralement conçus en fonction de la fréquence fondamentale. Cependant, si une inductance a la même réactance avec un condensateur à une certaine fréquence harmonique, ça va agir comme un court-circuit. Ainsi, si un courant ou une tension harmonique existe à la même fréquence, ça va causer une amplification de cette

harmonique, qui pourrait par conséquent endommager ce condensateur et d'autres parties du système d'alimentation électrique.

- Causer des interférences avec les systèmes de communication et les appareils de mesure :

  Le flux de courants harmoniques saute dans la tension à travers les impédances de la ligne, et déforme ainsi la forme d'onde de la tension. Étant donné que la plupart des appareils de mesure, qui utilisent les PECs comme les compensateurs de var statiques (SVCs) et les filtres de puissance active (APF), ont besoin d'informations précises sur la phase/la fréquence de tension et la forme d'onde pour effectuer le croisement zéro ou d'autres techniques de synchronisation. L'existence des harmoniques au niveau de la tension ; Cependant, provoque une désinformation des paramètres de tension, ce qui conduit à un mauvais fonctionnement des convertisseurs de puissance. En outre, le contrôle des condensateurs de liaison DC des APF et d'autres PEC dépend de l'amplitude de la tension. L'existence d'harmoniques déforme la forme d'onde de l'élément fondamental qui réduit la précision de la mesure, qui peut conduire au mauvais fonctionnement des PEC. En revanche, l'utilisation de techniques de filtrage avancées pour mesurer la tension sous la contamination harmonique entraîne un retard de temps, qui peut causer l'instabilité des PEC.

- Effet sur les générateurs synchrones :

  La circulation des harmoniques dans les alimentations électriques provoque l'échauffement dû à l'effet de peau et aux pertes i^2R dans les résistances des bobines des stators, ce qui réduit leur durée de vie. En outre, le flux de ces harmoniques à travers la réactance sous-transitoire des générateurs leur permet de sauter à la tension, ce qui peut encore causer le mauvais fonctionnement de l'équipement connecté.

- Effet sur les moteurs.

  L'écoulement des courants harmoniques dans les moteurs entraîne un échauffement des enroulements, ce qui entraîne une perte d'isolation thermique. De plus, les perte fer et cuivre causées par l'hystérésis, et les courants de Foucault augmentent l'échauffement et diminuent le rendement du moteur. En outre, la circulation des harmoniques dans les moteurs conduit aux vibrations sur l'axe, et la réduction du couple.

I.2.1 Inter-harmoniques

Selon la norme CEI 1000-2-1, le terme inter-harmonique est défini comme les harmoniques qui sont un multiple non intégral de la fréquence fondamentale de la tension ou du courant. Les inter--harmoniques peuvent être remarquées comme des fréquences discrètes et peuvent être exprimées comme [18] :

$$w \neq kw_1 \text{ où } k \text{ est un nombre entier} > 0 \tag{I.10}$$

$$V(t) = V_{\max} \cos(2\pi f_1) + V_{\text{int}} \cos(2\pi f_{\text{int}}) \tag{I.11}$$

Où : V_{int} et f_{int} sont respectivement l'amplitude et la fréquence de l'inter-harmonique.

Selon [19], l'inter-harmonique peut être définie comme « l'intermodulation » des éléments fondamentaux et des harmoniques avec les autres fréquences. Ce type de perturbation se propage avec la forte augmentation des PECs comme les convertisseurs de fréquence AC et les cycloconvertisseurs, en particulier avec l'existence des composants de séquence négative et zéro de la tension/courant.

Dans certaines applications d'intégration des PEC tels que les APF et les moteurs à courant alternatif commandés, les condensateurs du bus de raccordement DC peuvent recharger dans le cas où la tension du réseau alternatif est supérieure à la tension du bus de liaison DC. L'existence des courants harmoniques qui sont un multiple intégral de la fréquence fondamentale n'affecte pas la charge des condensateurs puisque les pics de chaque cycle sont identiques. Cependant, comme le montre la figure I.2, l'existence des inter-harmoniques perturbe différemment le pic de la tension de chaque cycle, car elles ne sont pas synchronisées avec la fréquence fondamentale. Par conséquent, cette perturbation peut gravement affecter le banc DC des convertisseurs et causer d'autres types d'arcs électriques. La variation des points de crête de la tension peut être obtenue en évaluant la différence entre les pointes maximales et minimales de la tension sur plusieurs cycles, sur la base de l'équation suivante [19].

$$\Delta V = V_{\max} - V_{\min} \tag{I.12}$$

Le calcul des inter-harmoniques pour la tension et le courant peut être réalisé par la combinaison des équations (I.3) et (I.4) avec (I.11).

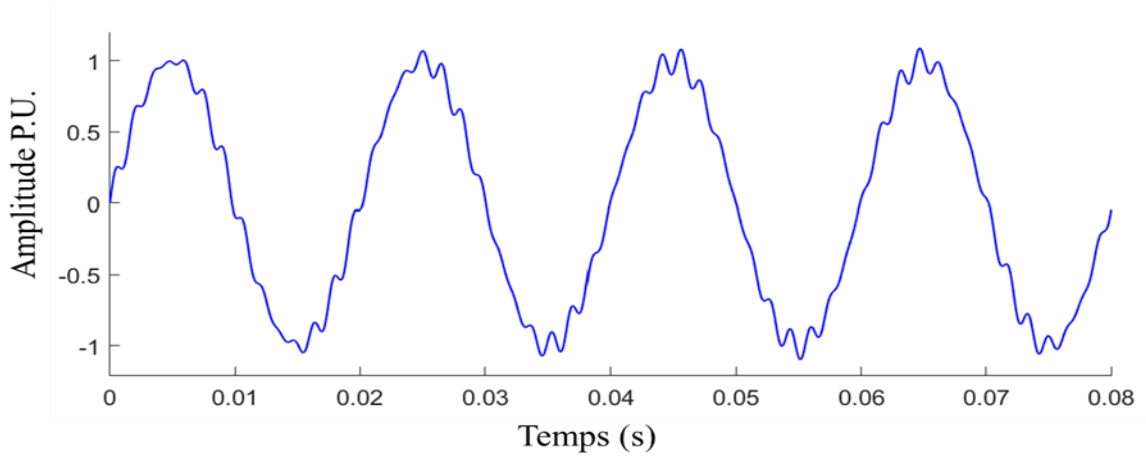


Figure I.2 Signal déformé contaminé par des inter-harmoniques

I.2.2 Subharmoniques

Le terme subharmonique fait référence à l'existence d'harmoniques qui ne sont pas intégrées aux composants fondamentaux, avec une fréquence inférieure à la fréquence fondamentale [20] c- à-d ($0 < f_{sub} > f1$). Ainsi, à partir de cette définition, on peut conclure que les subharmoniques sont un cas particulier des inter-harmoniques dont la fréquence est inférieure à la fréquence fondamentale. L'existence de ce type de perturbation sur la composante fondamentale provoque la distorsion qui est représentée sur la figure I.3.

Étant donné que les produits subharmoniques sont un cas particulier des produits inter-harmoniques, leur calcul est similaire au cas étudié à la section I.2.2 pour les produits inter-harmoniques.

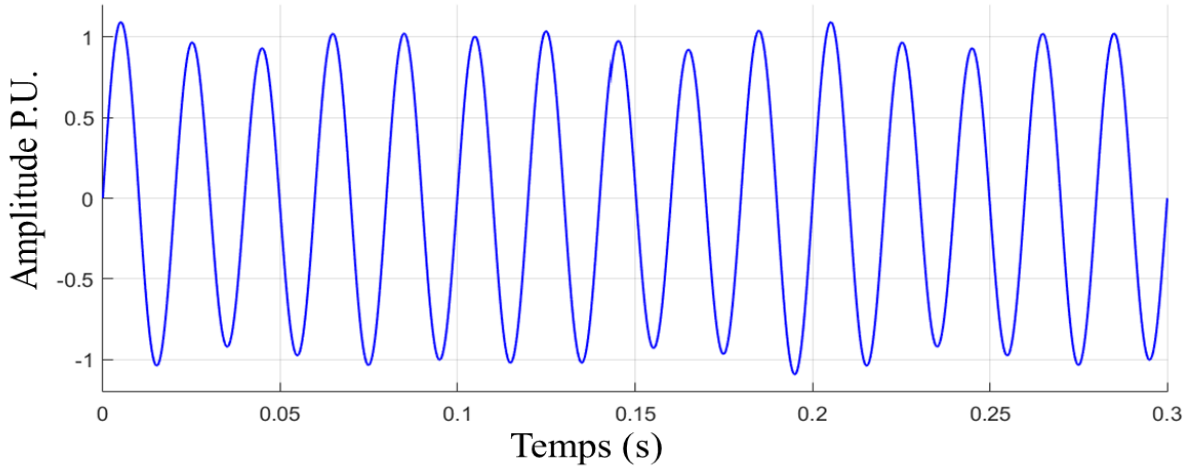


Figure I.3 Signal déformé contaminé par des subharmoniques

I.3 Tension et courant déséquilibrés

Pour un système en trois phases, les tensions et/ou les courants sont équilibrés si l'amplitude des trois phases est égale, et chaque phase est déplacée de 120°. Dans ce cas, la séquence négative et zéro est égale à zéro. Cependant, lorsque le système en trois phases est déséquilibré, il donne l'apparence de la séquence négative ou de la séquence zéro, ou les deux. Le déséquilibre du courant se produit habituellement en raison du raccordement des charges monophasées, des ressources distribuées en une seule phase, des défaillances des lignes de transmission asymétriques et de l'équipement et des dispositifs asymétriques comme les bancs de transformateurs inégalées. Le débit des courants déséquilibrés dans les impédances de la ligne de transport entraîne la transmission du déséquilibre à la tension, en particulier si les charges déséquilibrées sont importantes [21]-[23]. La technique la plus utilisée, qui est appliquée pour évaluer le déséquilibre d'un système triphasé, est basée sur la transformation de Fortescue. La base théorique de ce théorème est fondée sur la décomposition de tous les phraseurs déséquilibrés en système triphasé en trois phraseurs de séquence positive, négative et zéro équilibrés, tels que formulés ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_s^p \\ V_s^n \\ V_s^z \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

Lorsque la matrice a est exprimée comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{I.14}$$

Les phases V_s^p , V_s^n , V_s^z sont respectivement le positif, le négatif et le zéro séquence de la fréquence fondamentale de tension. Dans le cas où la tension est contaminée harmoniquement, certaines techniques telles que la transformation discrète de Fourier peuvent être appliquées pour estimer la composante fondamentale. L'évaluation du facteur de déséquilibre de la tension, qui est habituellement exprimée en pourcentage, peut être réalisée sur la base du rapport de la séquence positive- et négative de la tension exprimée au-dessous [24], [25], [26] :

$$Vun_{\%} = \frac{V_s^n}{V_s^p} 100\% \quad \text{(I.15)}$$

Le déséquilibre du courant peut également être calculé par les mêmes étapes que la tension.

Une autre définition du déséquilibre est établie par la National Electrical Manufacturers Association (NEMA), qui est introduite dans les publications sur les normes [27] et exprimée comme suit :

$$Vun_{\%} = \frac{\Delta V_{\ max.\ Line-Line}}{\Delta V_{\ avg.\ Line-Line}} \times 100 \quad \text{(I.16)}$$

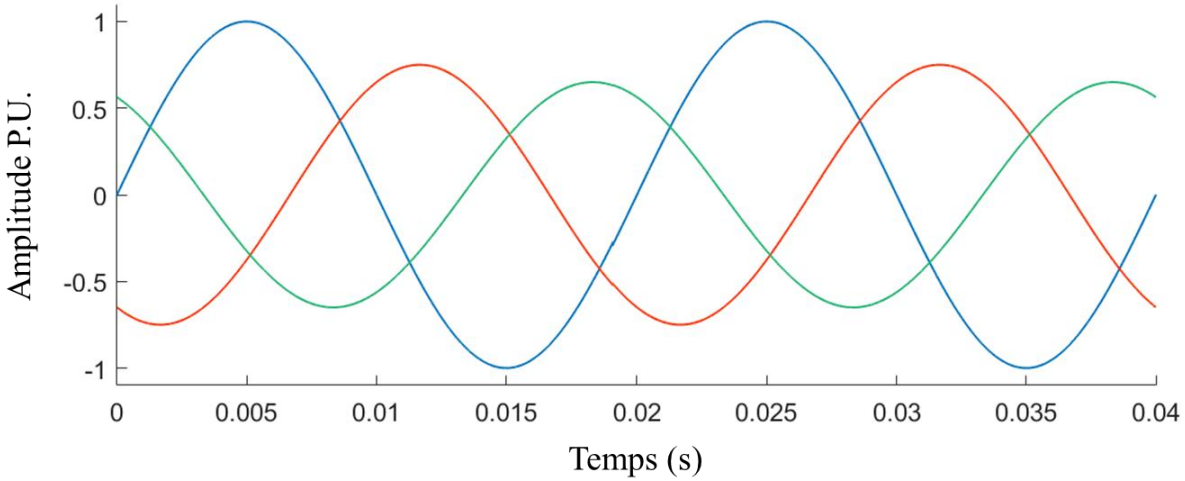
Où : $\Delta V\ max.\ Line - Line$ indique l'écart maximal des tensions entre phase.

$\Delta V\ avg.\ Line - Line$ indique les tensions moyennes des lignes. Plus de détails sont résumés dans les références suivantes [22], [23].

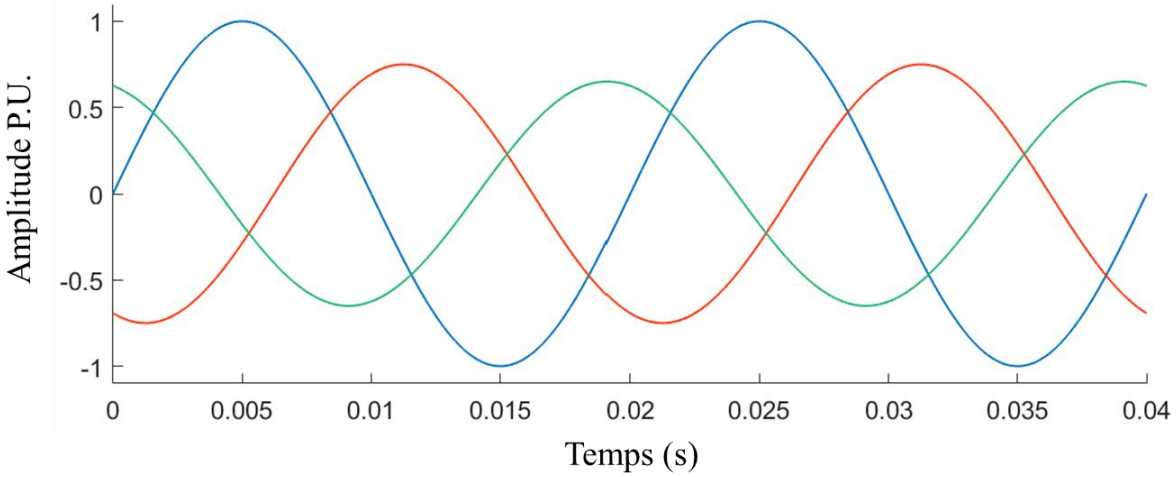
Il convient de noter que les normes NEMA supposent que la tension moyenne est proche de la tension nominale, ce qui implique que le déséquilibre de phase est négligé en raison de son effet d'insignifiance.

La figure I.4(a) illustre un déséquilibre de l'amplitude de tension d'un système triphasé, tandis que la figure I.4(b) présente une tension déséquilibrée en phase et en amplitude.

Dans la pratique, le déséquilibre de phase de la tension se produit dans la plupart des cas en raison des différentes valeurs des inductances de lignes de transport, des réactances de transformation et des réactances sous-transitoires des générateurs synchrones. Comme il peut également en résulter en raison de la différence entre la quantité de charges réactives monophasées.



(a)



(b)

Figure I.4 Système triphasé déséquilibré : (a) Déséquilibre de l'amplitude ; (b) Déséquilibre d'amplitude et de phase

L'existence d'un déséquilibre dans un système triphasé peut entraîner plusieurs conséquences graves, comme [21] :

- Augmentation des pertes de puissance du système d'alimentation électrique, ce qui implique un coût plus élevé et moins d'efficacité.
- Affecte la sécurité des équipements en augmentant leur température, ce qui diminue relativement leur cycle de vie et accélère ainsi le cycle de remplacement de l'équipement. Par conséquent, le coût et l'entretien de l'équipement augmenteront.

- Défaillance des moteurs, due au fait que l'apparition de la séquence négative causée par la tension déséquilibrée crée un couple négatif-séquence, qui est opposé au couple positif-séquence. Ainsi, le moteur commence à causer du bruit et des vibrations qui pourraient endommager le moteur. En outre, le déséquilibre provoque des pertes supplémentaires aux enroulements du moteur, ce qui augmente leur température et menace ainsi leurs isolants.
- La circulation des composants de séquence négative et zéro diminue la précision des appareils de mesure. En conséquence, la précision de la synchronisation et la fonctionnalité des PEC connectés au réseau diminue, ce qui augmente considérablement le risque d'instabilité. En outre, des informations de mesure inexactes perturbent la sensibilité et la coordination des systèmes automatiques et des dispositifs de protection tels que les relais, ce qui réduit la sécurité du système d'alimentation.
- La circulation des composants de séquence négative et/ou nulle dans le transformateur crée un flux asymétrique dans son noyau et augmente l'échauffement dans son enroulement. En conséquence, les pertes dans le noyau et les enroulements augmentent, ce qui peut conduire à la défaillance du transformateur.
- Pour les systèmes triphasés équilibrés, la somme des tensions ou des courants est égale à zéro ; Par conséquent, le neutre ne reçoit aucun courant. Cependant, l'existence de charges monophasiques entraîne une augmentation du courant neutre, en particulier si les charges ne sont pas linéaires, l'existence des composants harmoniques triplés ($3^{ème,}$ $9^{ème}$, etc.) apparaissent et entraînent un échauffement des transformateurs et du fil neutre, ce qui peut les endommager.

I.4 Creux de tension et surtension (voltage sags and swells)

I.4.1 Creux de tension

Dans certaines publications, les creux de tension ou les baisses soudaines de tension sont une courte diminution de l'amplitude de la tension. Selon la définition de la norme IEEE 1159, l'affaissement de tension peut varier de 0,1p.u. à 0,9p.u. En général, son existence dure pendant une courte durée, qui varie à partir d'un cycle ou moins à des centaines de millisecondes [28]. Les chutes de tension sont probablement les perturbations les plus fréquentes dans les réseaux de production et de transport d'énergie, elles peuvent être causées

soit par les unités de distribution, soit par les charges industrielles lourdes. La figure I.5 représente une tension monophasée, qui est affectée par une chute de tension.

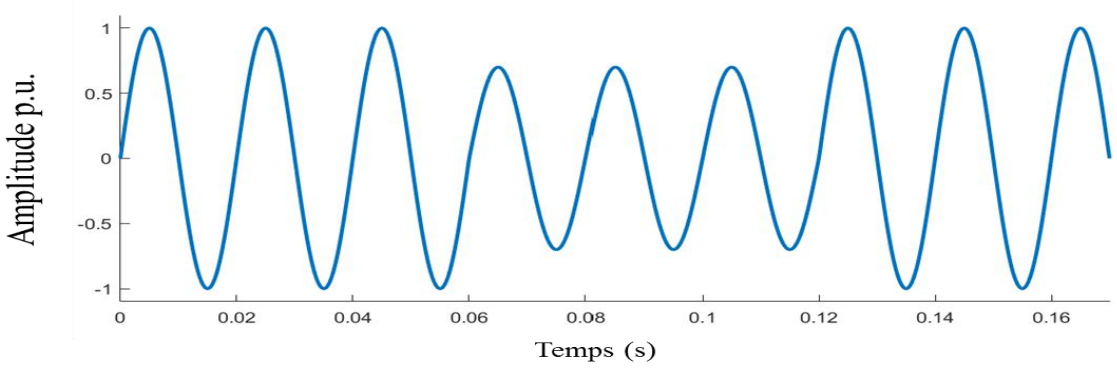


Figure I.5 Chute de tension de 0.06s

Il existe plusieurs techniques pour estimer les creux de tension. Certaines de ces techniques sont basées sur la détection de la tension de crête, où la profondeur de l'affaissement de tension, les temps de début et de fin sont estimés en appliquant la fonction différentielle de la tension et la mettre égale à zéro comme il est exprimé ci-dessous [29] :

$$\frac{dV(t)}{dt} = 0 \tag{I.17}$$

Cette méthode se distingue par la simplicité et la rapidité de la réponse (l'information est reçue à partir d'un demi-cycle).

Une autre technique est basée sur la moyenne de chaque donnée échantillonnée de la tension en estimant le carré moyen de la racine sur un demi ou un cycle à l'aide de l'équation suivante [30] :

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{N}\sum_{i=1}^{i=N/2} V_N^2} \tag{I.18}$$

Où : N est le nombre d'échantillons, et V_N est la tension échantillonnée.

D'autres techniques sont basées sur l'application de la transformation de Fourier pour estimer l'angle de phase et l'amplitude pour chaque cycle échantillonné ou demi-cycle des données. Cette technique est généralement efficace en cas de contamination harmonique [31].

Les chutes de tensions peuvent apparaitre en raison de plusieurs opérations anormales, comme une forte demande de puissance en peu de temps causée par l'entrainement des charges lourdes ou des moteurs à haute puissance, des courts circuits et des défaillances inattendues, la connexion de gros appareils de chauffage électrique, la fermeture de disjoncteurs et l'augmentation soudaine des impédances des lignes de transport causées par les pertes de raccordement.

I.4.2 Surtensions (voltage swells)

Le terme surtension est défini comme l'augmentation de l'amplitude de tension à plus de 10% [32]. Selon la définition IEE 1159, ce phénomène de perturbation de tension peut varier de 10% à environ 80% de l'amplitude nominale, avec une durée qui varie de demi-cycle à 1 minute. Une autre définition de la surtension est trouvée dans IEEE C62.41-1991 comme une brève augmentation de la tension fondamentale générée par les sources de tension, qui dépasse les tolérances normales avec une durée qui peut varier d'un cycle à quelques secondes. La figure I.6 représente une surtension d'une ligne d'un système triphasé.

La surtension peut être évaluée à l'aide de plusieurs algorithmes tels que la transformation des ondelettes [33], discrètement transformée par Fourier [34], le filtre de Kalman [35], la technique d'analyse des composants indépendants [36].

La surtension peut se produire dans les systèmes d'alimentation en raison de plusieurs raisons telles que les conditions de défaillance, l'arrêt de grandes charges, le raccordement de condensateurs lourds, le délestage, et la surcompensation du facteur de puissance.

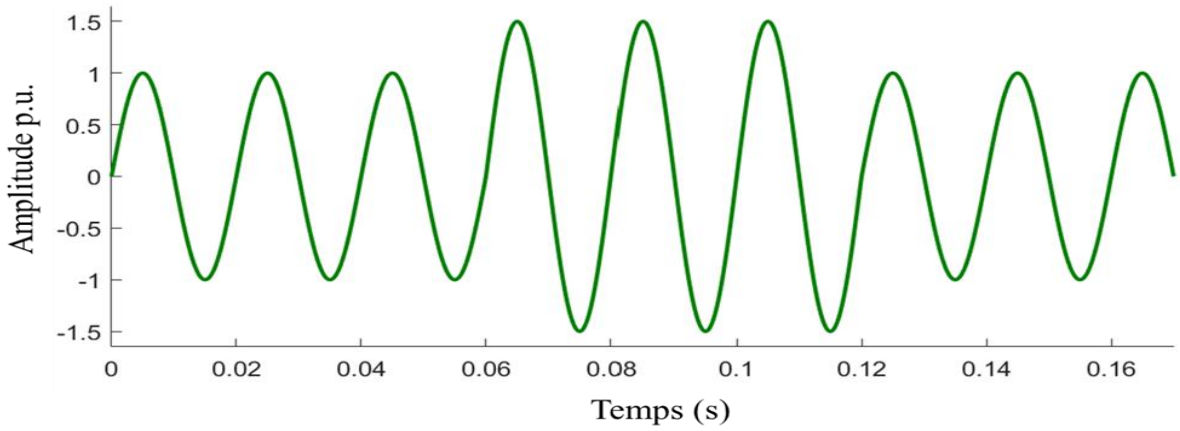


Figure I.6 Surtension de 0.06s

I.5 Facteur de puissance

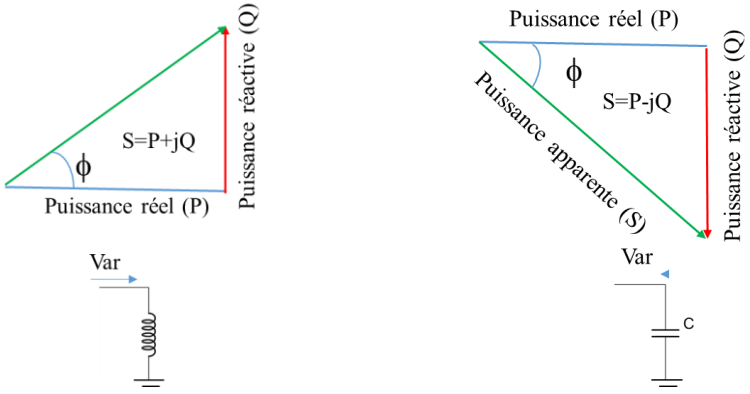
Dans les systèmes d'alimentation électrique, la tension produite, transmise et distribuée est périodique et distinguée par l'amplitude, l'angle de phase et la fréquence. Connecter des charges résistives à cette tension donne un courant de circulation avec une phase et une fréquence qui correspondent à la tension. Toutefois, dans les applications réelles, la plupart des charges (moteurs à induction, transformateurs et lampes à arc, etc.) ont une caractéristique inductive, qui absorbe un courant inutile ce qui introduit ainsi le terme du facteur de puissance PF. Le PF dans tous les sens, est le rapport entre la puissance utile (puissance active (kW)) et la puissance globale (puissance apparente (kVA)), il spécifie l'efficacité de la conversion de la puissance générée et transmise en puissance utile, et indique la quantité de puissance inutile qui circule dans le système d'alimentation. Le PF typique d'un système d'alimentation est un, ce qui correspond l'atteinte du rendement maximal. Toute déviation à moins d'un nécessite plus de puissance pour satisfaire les besoins de charge, ce qui entraîne par la suite une augmentation des pertes dans les sources d'énergie et les lignes de transport. Tant que les pertes du système sont proportionnelles au carré du courant circulant (i^2R), il implique qu'une petite correction du PF diminue un grand nombre de pertes et conduit ainsi à diminuer le cout. Malheureusement, la consommation de puissance réactive est très nécessaire pour certains types de charges telles que les moteurs à induction pour créer le champ de magnétisation ; par conséquent, l'intégration de certaines techniques de compensation de puissance réactive est nécessaire pour réduire les pertes et le cout.

Une autre définition du PF est reconnue comme $\cos\phi$ où ϕ est le déphasage entre la tension et le courant [37]. Si ϕ tend vers zéro, cela signifie que $\cos\phi$ tend vers l'unité. L'existence de la puissance réactive inductive provoque un PF en retard tandis que la puissance réactive capacitive provoque un PF en avant. Dans la plupart des applications, les charges lourdes telles que les moteurs à induction et les fours à induction sont plus inductives, c'est pourquoi le PF des systèmes d'alimentation est principalement en retard.

Les composantes harmoniques sont considérées comme une puissance réactive inutile, qui circule dans le système d'alimentation et augmente les pertes ; par conséquent, les applications qui filtrent ces harmoniques, comme les filtres de puissance actifs et passifs,

n'exigent aucune source active. Pour cette raison, outre les charges inductives, un faible PF peut résulter d'une forte distorsion harmonique.

Les figures I.7(a) et I.7(b) représentent respectivement le diagramme de phase des charges inductives et capacitives. Il est évident que la plage variable de ϕ est limitée entre -90 et +90 ; par conséquent, le PF est toujours positif et ne dépasse jamais l'unité, et la plupart du temps appelé PF en avant ou PF en retard pour distinguer si la charge est capacitive ou inductive.



(a) (b)

Figure I.7 Diagramme de phase de la charge inductive et capacitive : (a) Facteur de puissance en retard ; (b) Facteur de puissance en avant

P et Q sont respectivement les puissances, réelle (active) et imaginaire (réactive) absorbées par la charge et exprimées comme :

$$P = V \cdot i \cdot \cos\phi \tag{I.19}$$

$$Q = V \cdot i \cdot \sin\phi \tag{I.20}$$

S est la puissance apparente, elle est proportionnelle à la racine carré de la puissance active et réactive, telle que formulée ci-dessous :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{I.21}$$

Pour les systèmes à trois phases, la puissance active et réactive peuvent être évaluées comme suit :

$$P = \sqrt{3} \cdot V \cdot i \cdot \cos\phi \tag{I.22}$$

$$Q = \sqrt{3} \cdot V \cdot i \cdot \sin\phi \tag{I.23}$$

Ensuite, le PF peut être facilement estimé en utilisant la formule suivante :

$$\cos\phi = \frac{P}{S} \tag{I.24}$$

L'estimation de *P* et *S* appliquées en (24) est calculée en utilisant les valeurs *RMS* de *V* et *i*, c'est pour cela, la valeur de $\cos\phi$, est toujours fixe même si la charge est fixe.

Le courant réactif $i \cdot \sin\phi$ ne fait pas un travail utile et n'est pas consommé par le système, il est seulement stocké et circule dans le système d'alimentation.

Pour les systèmes ayant des paramètres identifiés ou connus, le PF peut être facilement estimé en utilisant l'une des trois formules suivantes :

$PF = \cos\phi$ = cosinus de l'angle de phase entre la tension et le courant. (I.23)

$$PF = \frac{R}{Z} \tag{I.24}$$

$$PF = \frac{V \cdot i \cdot \cos\phi}{V \cdot i} \tag{I.25}$$

Où : R et Z sont respectivement la résistance et l'impédance du système d'alimentation.

À partir de (I.19) et (I.22), le courant d'un système monophasé et triphasé peut être calculé comme suit :

$$i = \frac{P}{V \cdot \cos\phi} \tag{I.26}$$

$$i = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot V \cdot \cos\phi} \tag{I.27}$$

De (I.26) et (I.27), il est très clair que la diminution du PF ou $\cos\phi$ entraîne une augmentation du courant du système *i*, ce qui entraîne encore plus de pertes de cuivre. Ceci est dû au fait que les pertes du courant du système sont proportionnelles au carré du courant de circulation ($i^2 R$); par conséquent, un faible PF augmente considérablement ces pertes, ce qui diminue encore l'efficacité du système.

Un autre facteur crucial, qui peut être affecté par un faible PF, est la stabilité de la tension. En d'autres termes, la tension est stable si la puissance reste stable sous statut opérationnel normal et anormal. Le système de distribution est généralement conçu pour transmettre une certaine quantité d'énergie aux consommateurs. Cependant, en raison de l'existence des impédances de la ligne, la circulation de la puissance réactive entraîne une chute de tension. Si cette chute de tension dépasse le point critique de stabilité, un grand phénomène et scénarios d'instabilité de tension se produisent, qui pousse par conséquent le système vers l'effondrement de tension [38], [39]. Par conséquent, afin d'éviter l'effondrement de la tension et d'améliorer sa stabilité, l'insertion de certaines techniques compensatoires telles que les filtres passifs ou les compensateurs de var statiques est obligatoire. En revanche, compenser le PF vers l'unité ne signifie pas une grande stabilité de tension. En raison de l'existence d'impédances de ligne inductive, l'injection de tension réactive capacitive pourrait conduire à la surtension. Par conséquent, la quantité de puissance réactive compensée devrait respecter les limites de stabilité de la tension. Afin de mieux comprendre la stabilité de la tension, considérons le schéma simplifié d'une ligne simple d'un système d'alimentation alimentant une certaine charge.

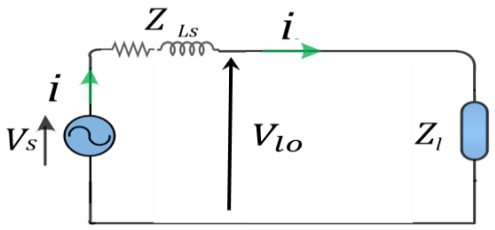


Figure I.8 Schéma d'une ligne d'un système d'alimentation électrique

D'après la figure I.8, la puissance fournie à la charge et le courant peuvent être formulés comme suit :

$$\bar{i} = \frac{\bar{V}_s - \bar{V}_l}{Z_s} = \frac{\bar{V}_s}{(X_l + X_{Ls}) \cdot j + R_s + R_l} \tag{I.27}$$

$$P = \frac{V_s^{\,2} \cdot Z_l}{(X_l + X_{LS})^2 + (R_s + R_l)^2} \tag{I.28}$$

Où : $\bar{V}_s$ est la tension de source et $\bar{V}_{lo}$ est la tension livrée à la charge. X_{Ls} et R_s sont respectivement la réactance et la résistance de l'impédance de la ligne de transmission. X_l

et R_l sont respectivement la réactance et la résistance de la charge. Selon le plan d'impédance complexe, la relation entre X_l et R_l peut être exprimée comme :

$$X_l = R_l \cdot \tan(\phi_l) \tag{I.29}$$

En substituant (I.29) en (I.28) et en négligeant R_s en raison de sa valeur insignifiante par rapport aux X_{Ls} , on obtient :

$$P = \frac{V_s^2 \cdot R_l}{(R_l \cdot \tan(\phi_l) + X_{Ls})^2 + (R_l)^2} \tag{I.30}$$

Selon la théorie du flux de puissance, la puissance maximale qui peut être transmise à la charge est estimée comme suit :

$$\frac{\partial P}{\partial R_l} = 0 \tag{I.31}$$

Le remplacement de (I.31) dans (I.30) donne :

$$\frac{V_s^2 \cdot (R_l^2 \cdot \tan(\phi_l)^2 + 2 \cdot R_l \cdot \tan(\phi_l) \cdot X_{Ls} + X_{Ls}^2) + (2 \cdot R_l \cdot \tan(\phi_l)^2 + 2 \cdot \tan(\phi_l))}{((R_l \cdot \tan(\phi_l) + X_{Ls})^2 + R_l^2)^2} = 0 \tag{I.32}$$

Selon (I.32), la puissance maximale livrée à la charge diminue lorsque la $\tan(\phi_l)$ diminue, ce qui implique qu'un faible facteur de puissance limite la quantité d'énergie fournie à la charge.

La figure I.9 présente la puissance maximale qui peut être livrée aux consommateurs en termes de puissance réactive. Puisque les impédances de ligne sont inductives, cela implique que la circulation des courants réactifs inductifs limite la quantité de la puissance active livrée. La diminution de la puissance réactive inductive permet aux charges d'utiliser plus de puissance réelle, quand Q atteint zéro les charges peuvent tirer la puissance maximale. En revanche, un PF en avant qui est causé par l'injection d'énergie réactive capacitive dans le système permet aux lignes de transmission de fournir plus de puissance. Toutefois, la compensation du PF ou l'injonction de la puissance réactive capacitive dans le système a certaines limites, qui peuvent être évaluées en utilisant les équations de flux de puissance suivantes :

$$S = \bar{V}_{lo} \cdot \bar{i}_l^* = \bar{V}_{lo} \cdot \frac{\bar{V}_s^* - \bar{V}_{lo}^*}{-jX_{Ls}} \tag{I.33}$$

Lorsque S est la puissance complexe fournie aux consommateurs, (I.33) peut être simplifiée en :

$$-A + j(B - \frac{V_{lo}^{\ 2}}{X_{Ls}}) = P + j \cdot Q \tag{I.34}$$

Lorsque $A = \frac{V_s \cdot V_{lo}}{X_{Ls}} \sin(\phi)$, et $B = \frac{V_s \cdot V_{lo}}{X_{Ls}} \cos(\phi)$, tant que la quantité de puissance réactive Q peut fournir des détails sur le déphasage entre la tension et le courant du système, la phase ϕ peut être éliminée en fonction de l'équation suivante :

$$\left(\left|-A + jB\right|\right)^2 = \left(\left|P + j \cdot (Q + \frac{V_{lo}^{\ 2}}{X_{Ls}})\right|\right)^2 \tag{I.35}$$

Après quelques manipulations mathématiques, (I.35) devient :

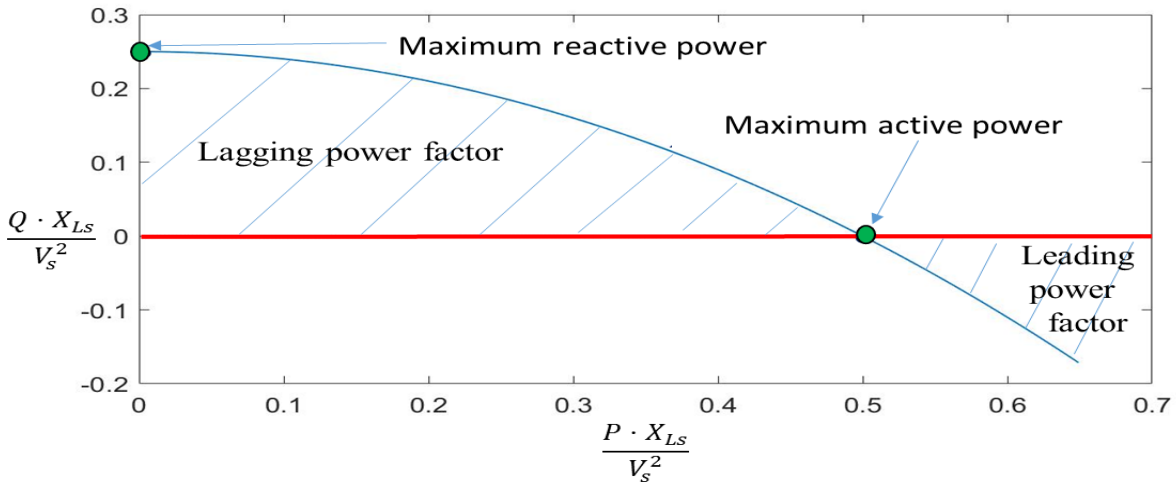


Figure I.9 Effet du facteur de puissance en retard et en avant sur la distribution de la puissance active maximale

$$V_{lo}^{\ 4} + V_{lo}^{\ 2}(2 \cdot Q \cdot X_{Ls} - V_s) + X^2_{Ls}(P^2 + Q^2) = 0 \tag{I.36}$$

Le déterminant de (I.36) est défini comme suit :

$$\Delta = (2 \cdot Q \cdot X_{Ls})^2 - 4 \cdot Q \cdot X_{Ls} \cdot V_s + V_s^2 - 4 \cdot X^2_{Ls}(P^2 + Q^2) \tag{I.37}$$

Enfin, les racines de la formule quadratique supérieure sont calculées comme suit :

$$\Delta V_{lo1} = \sqrt{\sqrt{(2\cdot Q\cdot X_{Ls})^2 - 4\cdot Q\cdot X_{Ls}\cdot V_s + V_s^2 - 4\cdot X^2{}_{Ls}(P^2+Q^2)} - (2\cdot Q\cdot X_{Ls} - V_s)} \quad \text{(I.38)}$$

$$\Delta V_{lo2} = \sqrt{-\sqrt{(2\cdot Q\cdot X_{Ls})^2 - 4\cdot Q\cdot X_{Ls}\cdot V_s + V_s^2 - 4\cdot X^2{}_{Ls}(P^2+Q^2)} - (2\cdot Q\cdot X_{Ls} - V_s)} \quad \text{(I.39)}$$

Basé sur (I.38) et (I.39), on présente la figure I.10. Où ΔV_{lo1} présente la zone stable et ΔV_{lo2} présente la zone instable. Selon la figure I.10, il est évident que lorsque $\tan(\phi_l) > 0$ (la puissance réactive en circulation est inductive), l'augmentation de la puissance active provoque une chute de tension, qui augmente avec l'augmentation de $\tan(\phi_l)$. Cependant, la diminution de $\tan(\phi_l)$ moins de 0 indique que la circulation de la puissance réactive est capacitive, ce qui résulte une augmentation de la tension. Les points rouges qui sont situés au milieu de chaque parabole sont identifiés comme les points critiques ou bruyants, qui lient la zone stable à l'instable. Cela signifie que le dépassement de ces points sous une certaine valeur de PF entraîne l'instabilité et l'effondrement de la tension. Par conséquent, il est si important de lier la stabilité de tension des systèmes d'alimentation électrique à la compensation du PF.

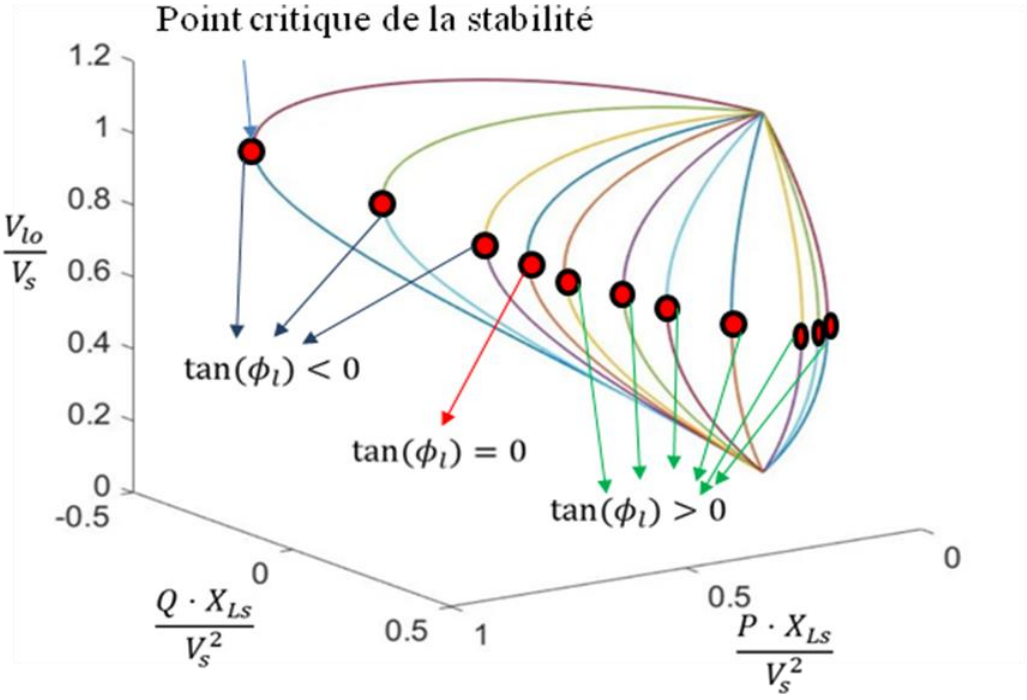


Figure I.10 Courbe PV du système d'alimentation électrique

I.6 Dérives de fréquence

La fréquence typique de l'énergie électrique, qui doit être produite par les centrales électriques est habituellement de 50Hz (en Europe) et de 60Hz (en Amérique). Toutefois, dans les applications réelles, cette fréquence n'est pas totalement stable et soumise à certaines fluctuations en raison de plusieurs facteurs comme une forte demande de puissance (la fréquence diminue moins que la fréquence nominale), une faible demande de puissance (la fréquence devient plus que la fréquence nominale), des courts-circuits et des défauts… etc. Ces fluctuations ont plusieurs conséquences non désirées, comme la diminution de la précision des appareils de mesure, qui utilisent une sorte de filtres dépendants de la fréquence, le risque de déstabiliser les PEC connectés au réseau, l'affection de la foudre, la modification de l'impédance du système qui pourrait conduire à la résonance, le mauvais fonctionnement de certains dispositifs tels que les moteurs, transformateurs et générateurs.

I.7 Interruptions de courte durée

L'interruption de courte durée est une réduction brutale de la tension triphasée des générateurs d'alimentation électrique pour une très courte durée allant de quelques millisecondes à 1 ou 2 secondes. Ce type d'interceptions est généralement suivi d'une récupération de la valeur nominale après un petit intervalle. La figure I.11 présente une interruption de tension de quelques millisecondes [40].

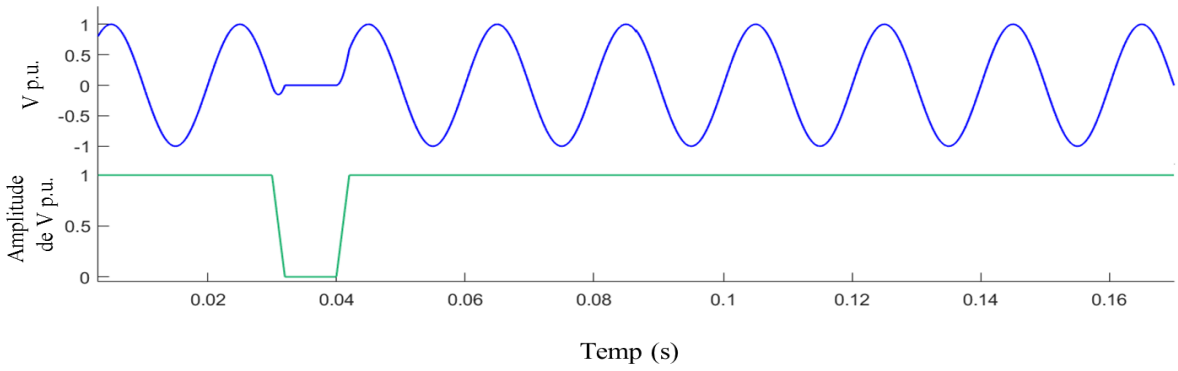


Figure I.11 Interruption de courte durée de 0,05s

La différence entre les interruptions courtes de tension et les creux de tension est que les interruptions courtes de tension se produisent sur les trois phases ensemble et l'amplitude de la tension descend à zéro. Alors que pour le cas de chute de tension, la tension diminue de moins de 90% de l'amplitude nominale. Selon la norme EN50160, toute chute de tension qui

entraîne une tension inférieure à 1% peut être considérée comme une courte interruption de tension [41]. Peut-être, parmi toutes les questions de qualité de l'énergie, les interruptions de tension à court terme et les chutes de tension présentent 80% des principaux cas responsables de l'usure de l'équipement sensible [42]. Certaines conséquences des interruptions de courte durée sont le déclenchement d'équipement de protection, le mauvais fonctionnement d'appareils sensibles et la perte d'information de certaines cartes de traitement de données et de certains systèmes de communication.

Les interruptions brèves de tension résultent de plusieurs raisons telles que l'ouverture et la fermeture de l'équipement de protection et les actions de commutation pour isoler les sections défaillantes.

I.8 Interruptions de longue durée

Les longues interruptions ou aussi connues comme interruptions durables présentent une coupure de l'énergie électrique ou une diminution de la tension à zéro. Cette diminution peut durer plus d'une ou deux secondes et parfois peut durer plus d'une minute [43]. Ce type de perturbation est un phénomène de variation de tension qui peut parfois durer longtemps et nécessite une intervention manuelle. La figure I.12 représente une longue interruption de 1s, qui commence à 0.5s et se termine à 1.5s.

Plusieurs raisons peuvent causer de longues interruptions, comme une défaillance prolongée de certains dispositifs du système d'alimentation électrique, une mauvaise coordination ou une défaillance de l'équipement de protection et des tempêtes.

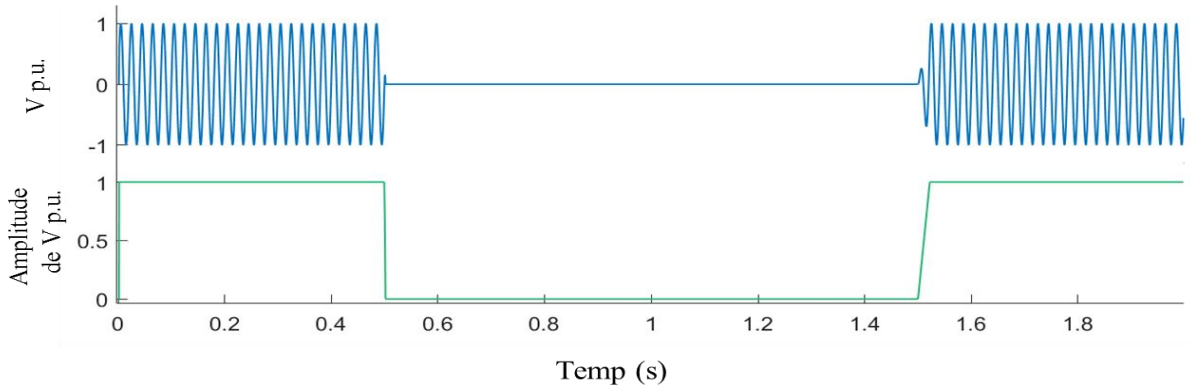


Figure I.12 Interruption de longue durée

I.9 Pic de tension

Ce type de perturbation peut se produire à la tension en une petite durée de microsecondes à quelques millisecondes, et l'amplitude peut atteindre plusieurs fois la valeur nominale de la tension. Ils sont également reconnus comme des transitions électriques de tension ou d'énergie transférée dans les systèmes d'alimentation électrique. La figure I.13 présente un pic de tension qui se produit à 0.065s.

Les pointes de tension peuvent survenir pour plusieurs raisons, comme l'allumage ou l'arrêt de charges importantes, les orages, les interférences de champ magnétique entre les fils du système, les dispositifs électroniques qui démarrent et s'arrêtent automatiquement … etc. Les conséquences des pointes de tension peuvent chauffer les fils, ce qui augmente les pertes, et provoque le risque de les endommager en cas de pointes qui ont des amplitudes significatives.

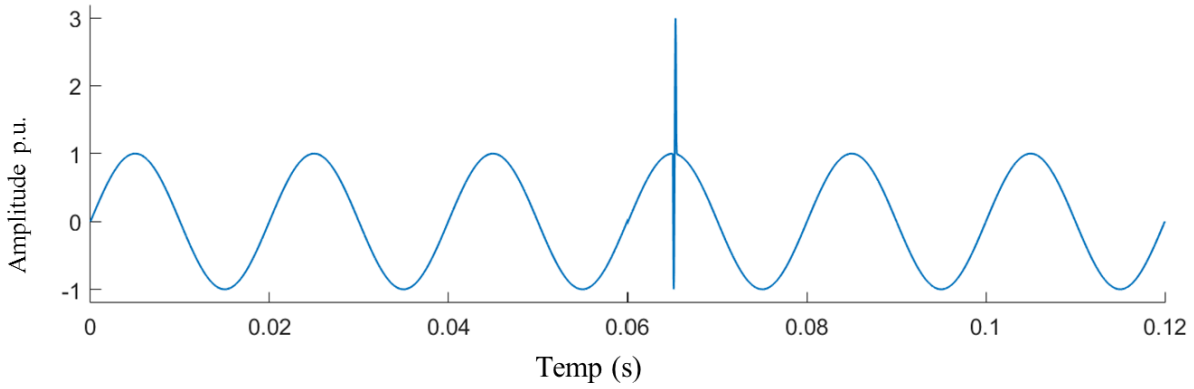


Figure I.13 Pique de tension

I.10 Bruit de la tension et du courant

Le terme bruit se réfère à la superposition de hautes fréquences harmoniques sur la forme d'onde de la tension ou du signal de courant. Dans les circuits électriques, il existe habituellement 5 types de sources de bruit :

- Bruit de tir
- Bruit d'éclatement
- Bruit d'avalanche
- Bruit de scintillement
- Bruit thermique

Plus de détails sur ces bruits sont expliqués dans [44], la figure I.14 représente un signal bruyant, qui contient la fréquence fondamentale et les fréquences d'ordre élevé.

Le bruit dans les systèmes d'alimentation électrique est habituellement causé par l'intégration d'énergie renouvelable basée sur les PEC, les interférences électromagnétiques, les interférences mécaniques et électriques, les ordinateurs et l'équipement électronique, les dispositifs de soudage, les fours électriques … etc.

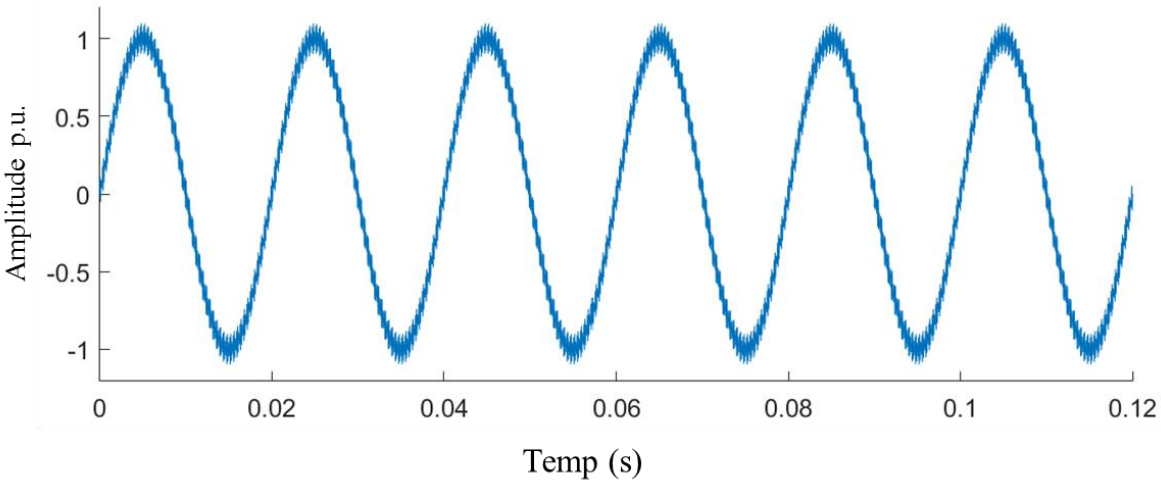


Figure I.14 Signal bruyant

I.11 Normes de qualité de l'énergie

Le terme qualité d'énergie désigne généralement la qualité de la puissance mesurée dans le point de couplage commun (PCC) entre le système de distribution et les consommateurs. Afin de déterminer si la qualité d'énergie est bonne ou nuisible, certaines normes telles que les normes IEEE 519 et IEC 61000-3-6 ont imposé certaines limites au niveau des harmoniques et autres perturbations, car elles causent de graves problèmes dans les systèmes d'alimentation électrique [45]. Par exemple, la norme IEEE 519-2014, qui est une révision développée de la norme IEEE 519-1992, a imposé les limites suivantes pour le niveau d'harmoniques dans les réseaux électriques [46] :

- Limites de distorsion de la tension

Le tableau I.1 présente les limites de tension de la distorsion harmonique à différentes amplitudes de puissance. Les harmoniques mentionnées dans ce tableau sont celles dont les

fréquences sont des multiples entiers de la fréquence de puissance, ce qui signifie que les inter-harmoniques ne sont pas inclues.

Tableau I.1 Limites de distorsion de tension [46]

Tension mesurée V	*Pourcentage de chaque harmonique (%)*	*Distorsion harmonique totale THD (%)*
V< 1 kV	*5*	*8*
1 kV < V <69 kV	*3*	*5*
69 kV < V <161 kV	*1.5*	*2.5*
161 kV < V	*1*	*1.5*

- Distorsion en courant

La limitation de la distorsion de courant, qui est habituellement mesurée au PCC, est présentée sur les tableaux I.2, I.3 et I.4 avec différentes échelles de puissance. Il est à noter que la distorsion du courant est limitée par le TDD. Ceci est dû au fait qu'à une charge différente, la même forme d'onde déformée du courant (THD) a une influence différente sur le système d'alimentation ; par conséquent, l'utilisation de le TDD est plus logique, comme l'explique la sous-section I.2.

Tableau I.2 Limites de distorsion de courant pour *120V < V<69 kV* [46]

I_{SC} / I_L	$3 < h \leq 11$	$11 < h \leq 17$	$17 < h \leq 23$	$23 < h \leq 35$	$35 < h \leq 50$	*TDD*
< 20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20 < 50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50 < 100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100 < 1000	12	5.5	5	2	1	15
>1000	15	7	6	2.5	1.4	20

Tableau I.3 Limites de distorsion de courant pour *69kV < V <161 kV* [46]

I_{SC} / I_L	$3 < h \leq 11$	$11 < h \leq 17$	$17 < h \leq 23$	$23 < h \leq 35$	$35 < h \leq 50$	*TDD*
< 20	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
20 < 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4
50 < 100	5	2.25	2	0.75	0.35	6
100 < 1000	6	2.75	2.5	1	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3	1.25	0.7	10

Tableau I.4 Limites de distorsion de courant pour *161 kV < V* [46]

I_{SC} / I_L	$3 < h \leq 11$	$11 < h \leq 17$	$17 < h \leq 23$	$23 < h \leq 35$	$35 < h \leq 50$	*DDF*
< 25	1	0.5	0.38	0.15	0.1	1.5
25 < 50	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
≥50	3	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Où : I_{SC} est le courant de court-circuit maximal mesuré au CCP, et I_L est le courant fondamental que demande la charge maximale. Plus de détails sur les limites des harmoniques et des inter-harmoniques sont résumés dans [46].

D'autres normes de qualité de la puissance telles que les tensions, les surtension, les interruptions et les flickers sont résumées dans le tableau suivant [45] :

Tableau I.5 Normes de certains problèmes de qualité de l'énergie

Chute de tension / Surtension	CEI 61000 2-1:1990 [47], IEEE 1159,[48]
Caractérisation de l'évènement de qualité de l'énergie	IEC 61000 2-5:1995 [49], IEC 61000 2-1:1990 [49]
(Flickers)	CEI 61000 4-15 : 1997 [50]
Harmoniques	IEC 61000 2-1 : 1990 [47], [46] IEEE 519-2014
Interruptions	CEI 61000 2-1:1990 [47], IEEE 1159:1995 [51]

I.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des problèmes de qualité de l'énergie les plus graves pouvant survenir dans tout système d'alimentation électrique. Ces problèmes peuvent affecter même la tension ou le courant du système d'alimentation. Dans certaines applications où l'impédance des lignes de transmission est importante, la contamination du courant peut être transférée à la tension. De plus, ces problèmes de qualité de l'énergie peuvent affecter une ou plusieurs phases du système. À la fin du chapitre, nous avons défini certaines normes relatives à ces problèmes de qualité de l'énergie, qui doivent être respectées afin d'atténuer leurs dangers.

CHAPITRE -II-

Solutions appliquées pour résoudre les problèmes de qualité de l'énergie

II.1 Solutions traditionnelles

II.1.1 Filtres passifs de puissance

L'application des filtres passifs de puissance (PPFs) pour améliorer la qualité d'énergie électrique est l'une des solutions traditionnelles, les plus utilisées [52]. Un PPF consiste en une combinaison entre une inductance et un condensateur pour créer un certain réglage pour certaines harmoniques. Plusieurs types de filtres de puissance passifs sont proposés dans la littérature [53]. La figure II.1 présente les types de PPFs qui seront discutés dans les sous-sections suivantes.

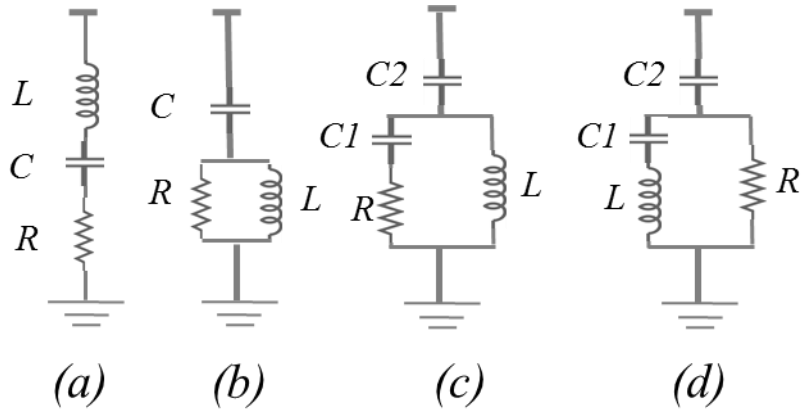


Figure II.1 Filtres passifs de puissance : (a) Filtres passifs résonants ; (b) Filtres passe-haut de deuxième ordre ; (c) Filtres passe-haut de troisième ordre ; (d) Filtres passe-haut de type C

II.1.1.1 Filtres passifs résonants

Les filtres passifs résonants sont généralement les plus utilisés en raison de leur structure simple et de leur faible coût. Ils sont utilisés pour filtrer les harmoniques les plus dominantes et compenser un certain degré du facteur de puissance. Le filtre passif résonant consiste principalement en un condensateur connecté en série avec une inductance pour créer un chemin facile pour une fréquence harmonique spécifique comme indiqué sur la figure II.1. La résistance interne de l'inductance et du condensateur définit le facteur de qualité du filtre, cette résistance est généralement très petite pour permettre aux harmoniques de s'écouler dans le filtre passif. La fonction de transfert d'un filtre passif résonant peut être exprimée comme suit :

$$Z_{STF} = \frac{s}{w_n^2} + \frac{1}{w_n}\frac{1}{Q_u} \tag{II.1}$$

Où : s est la fréquence complexe, w_n est la fréquence de résonance (rad/s), elle est définie comme suit :

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{II.2}$$

Pour L et C inductance et condensateur du filtre, le facteur de qualité Q_u est défini comme suit :

$$Q_u = \frac{1}{R_f}\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{II.3}$$

R_f est la résistance du filtre , elle est généralement choisie pour être petite, donc Q_u est généralement élevé et varie entre 30 et 60 [54].

Sous tension sinusoïdale, l'implémentation des filtres passifs résonants ne générera que la quantité de puissance réactive, qui compense le facteur de puissance tel que formulé ci-dessous :

$$Q_f = V_s \cdot i_{lo} \cdot \sin(\phi) = \frac{V_{lo}^2}{X_{TF}} \tag{II.4}$$

Où : X_{TF} est l'impédance équivalente du filtre passif à la fréquence fondamentale, V_s et i_{lo} sont respectivement la source de tension et le courant de charge.

La figure II.2 présente le comportement d'un filtre passif résonant avec différentes valeurs de Q_u. Il est clair que l'augmentation de la résistance du filtre entraîne une diminution de Q_u, ce qui dégrade la performance de filtrage. En revanche, la diminution de la résistance du filtre, conduit à l'augmentation de Q_u, ce qui améliore la performance de filtrage. Cependant, une très faible valeur de la résistance du filtre augmente Q_u considérablement, ce qui pourrait ralentir la réponse transitoire du filtre pendant la variation de la charge, car elle peut aussi augmenter le risque de tomber dans la zone de résonance.

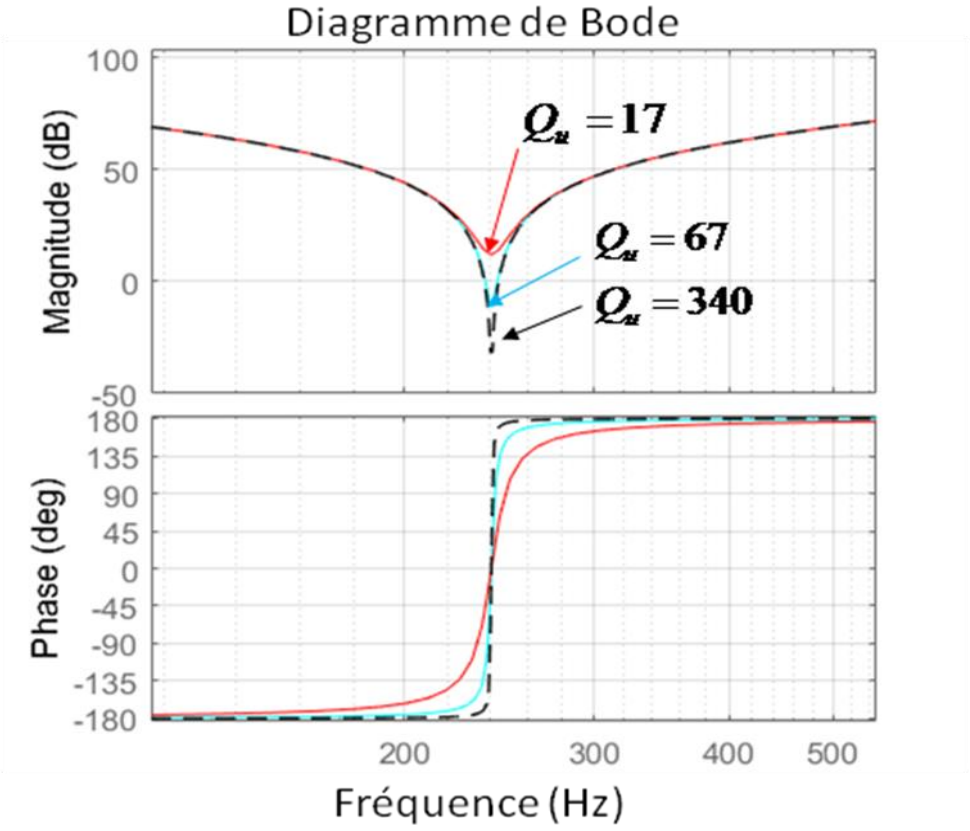
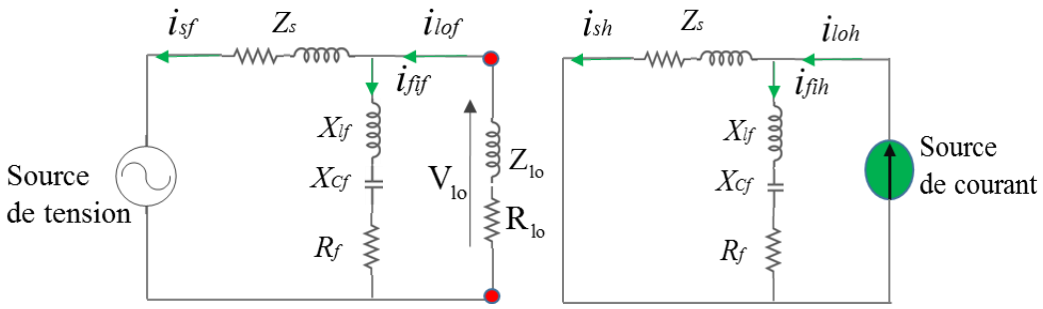


Figure II.2 Diagramme de Bode d'un filtre passif résonant

Afin d'améliorer la capacité des filtres passifs résonant pour réduire les harmoniques, deux facteurs clés doivent être satisfaits. Le premier facteur clé est l'existence de l'impédance de ligne, le rôle de cette dernière est d'agir comme une impédance accrue proportionnelle à l'ordre des harmoniques, en les forçant ainsi à s'écouler dans le filtre. Le deuxième facteur clé est de s'assurer que le facteur d'atténuation harmonique ∂ est suffisamment petit. La figure II.3 présente un diagramme d'une seule ligne d'un PPF, la figure II.3(a) présente le modèle équivalent fondamental qui permet à la conception du PPF de compenser la bonne quantité de puissance réactive. La figure II.3(b) présente les circuits équivalents harmoniques, qui permettent la conception et l'analyse de la capacité du PPF de filtrage des harmoniques.



(a) (b)

Figure II.3 Circuit équivalent d'une seule ligne d'un filtre passif résonant connecté à un système d'alimentation électrique : (a) Circuit équivalent fondamental ; (b) Circuit équivalent harmonique

A partir de la figure II.3(b) le compromis entre l'impédance principale et l'impédance du filtre, qui a un impact important sur la capacité de filtrage des harmoniques du PPF peut être exprimé comme suit :

$$\partial = \frac{i_{sh}}{i_{loh}} = \left| \frac{Z_f}{Z_f + Z_s} \right| = \left| \frac{X_{lf} + X_{cf} + R_f}{X_{lf} + X_{cf} + X_s + R_f + R_s} \right| \qquad \text{(II.5)}$$

Où : X_{lf} et X_{cf} sont respectivement les réactances de l'inductance et du condensateur du filtre,

X_s et R_s sont respectivement la réactance et la résistance de l'impédance principale. Selon (II.5), il est évident que pour obtenir une valeur satisfaisante de ∂, la valeur d'impédance principale à la fréquence harmonique la plus dominante doit être beaucoup plus grande que l'impédance du filtre. La figure II.4 présente le comportement du ∂ en termes de réactance de l'impédance principale et de la résistance du filtre passif. Il est évident que l'augmentation de X_{ls} résulte la diminution de ∂, ce qui permet d'améliorer la capacité de filtrage du filtre passif résonant. Cependant, l'augmentation de R_f entraîne l'augmentation de ∂, ce qui affecte encore davantage la capacité de filtrage des filtres passifs résonants. Par conséquent, lors de la conception des PPFs, il est toujours recommandé de vérifier que ∂, est suffisamment petit pour satisfaire les exigences de filtrage.

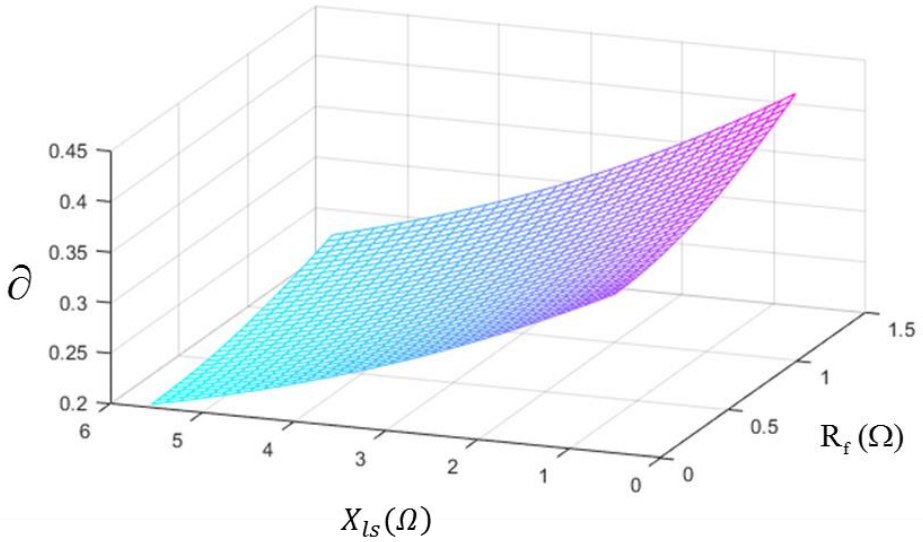


Figure II.4 Capacité de filtrage des harmoniques des filtres passifs résonants : Comportement de ∂ en termes de la réactance de l'impédance principale et de la résistance du filtre

La figure II.5 montre le comportement de ∂ en termes de l'impédance principale et de la résistance du filtre. Le comportement de ∂ en termes de X_{ls} et R_f est exactement identique à la figure II.4. Cependant, la figure II.5 ajoute un autre facteur (R_s), qui peut influencer le comportement de ∂. Il est clair que plus R_s est élevé, plus ∂ est petit.

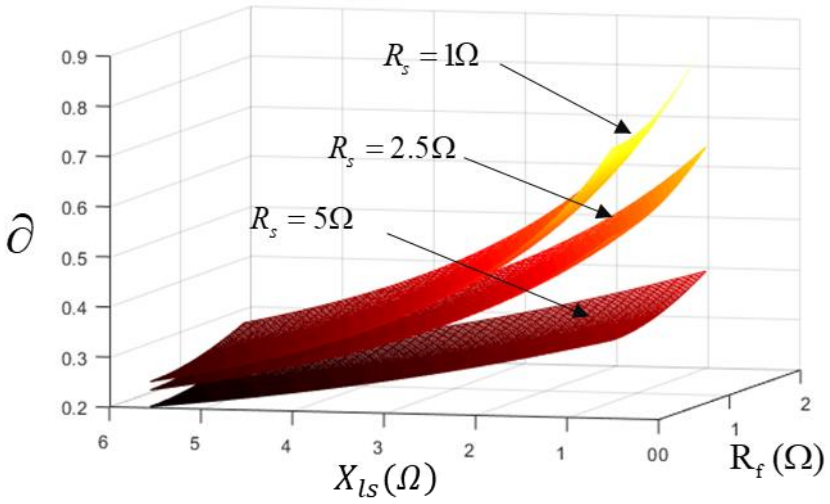


Figure II.5 Capacité de filtrage des harmoniques des filtres passifs résonants : Comportement de ∂ en termes de la résistance de l'impédance principale et de la résistance du filtre

Cela implique que l'augmentation de la résistance de l'impédance principale crée un chemin plus difficile pour les harmoniques, et les force ainsi à couler dans le filtre passif. Cependant, l'augmentation de R_s entraîne une chute de tension importante. Par conséquent, il est toujours recommandé de compter sur X_{ls} pour diminuer ∂ au lieu de R_s. C'est à dire X_{ls} peut agir comme une petite impédance pour la fondamentale, mais son impédance augmente avec l'augmentation de l'ordre harmonique comme :

$$X_{ls} = 2 \cdot \pi \cdot h \cdot f \tag{II.6}$$

II.1.1.2 Filtre passe-haut de deuxième ordre

Le filtre passe-haut de deuxième ordre est un filtre amorti, conçu pour fournir une impédance plate après la fréquence de coupure, ce qui réduit les composants harmoniques qui sont plus élevés que la fréquence de coupure. L'impédance du filtre passe-haut de deuxième ordre peut être représentée comme suit :

$$Z_{SHF} = (\frac{1}{R_f} + \frac{1}{jw_n L})^{-1} + \frac{1}{jw_n C} \tag{II.7}$$

La fonction de transfert de domaine Laplace Z_{SHF} est présentée comme suit :

$$Z_{SHF} = \frac{R_f}{C(sL + R_f)} \left[\frac{s}{w_n^2} + \frac{1}{s} + \frac{1}{w_n Q_u} \right] \tag{II.8}$$

Et le facteur qualité Q_u peut être représenté comme :

$$Q_u = R_f \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{L}} \tag{II.9}$$

La figure II.6 présente un diagramme de Bode d'un filtre passe-haut de deuxième ordre, il est évident que sur la base de (II.9), la diminution de Q_u entraîne la création d'une capacité de filtrage plus élevée pour les harmoniques de haut-ordre. Cependant, puisque R_f est installé en parallèle avec l'inductance, il implique que l'augmentation de la valeur de R_f entraîne plus de pertes. Par conséquent, pendant la conception du filtre, la valeur R_f devrait être choisie pour satisfaire à la fois, une capacité de filtrage plus élevée pour l'harmonique ciblée et de faibles pertes.

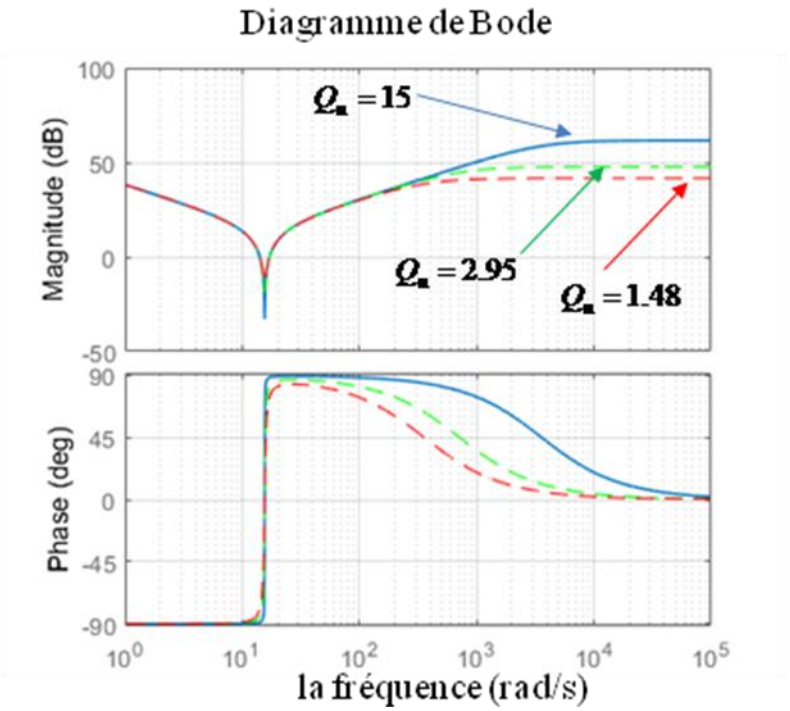


Figure II.6 Diagramme de Bode du filtre passif passe-haut de deuxième ordre

II.1.1.3 Filtre passe-haut de troisième ordre

La configuration du filtre passe-haut de troisième ordre est semblable au filtre passe-haut de deuxième ordre, à l'exception de l'ajout d'un condensateur C_1 en série avec la résistance du filtre. L'objectif derrière l'inclusion de C1 est d'augmenter l'impédance de cette branche à la fréquence fondamentale par rapport à l'impédance de l'autre branche. Par conséquent, le filtre passif agira comme un filtre résonant à basse fréquence avant la fréquence de coupure, ce qui diminuera les pertes au niveau de la fondamentale. Toutefois, après la fréquence de coupure, l'impédance L augmente proportionnellement à l'ordre des harmoniques ; donc, devient considérablement plus élevé que celui de la branche RC. En conséquence, le filtre agira comme un filtre passe-haut de premier ordre. L'impédance du filtre passe-haut de troisième ordre est exprimée comme [55] :

$$Z_{THF} = \frac{\alpha w_n^4}{w_n^2 (R_f C_1)^2 + (w_n^2 L C_1 - 1)^2} + j \frac{\beta w_n^4 + \gamma w_n^2 - 1}{w_n C_2 (w_n^2 (R_f C_1)^2 + (w_n^2 L C_1 - 1)^2)} \quad \text{(II.10)}$$

Où :

$$\alpha = R_f L^2 C_1^2 \quad \text{(II.11)}$$

$$\beta = R_f^2 C_1^2 LC_2 - L^2 C_1 C_2 - L^2 C_1^2 \tag{II.12}$$

$$\gamma = LC_2 + 2LC_1 - R^2 C_1^2 \tag{II.13}$$

II.1.1.4 Filtre passe-haut de type C

Le filtre passe-haut de type C est caractérisé par un filtre LC1 résonnant en parallèle avec une résistance, et toute la configuration est en série avec le condensateur C2. L'idée principale derrière cette configuration est le réglage de LC1, en réalisant la résonance à la fréquence fondamentale pour agir comme un fil avec une impédance ignorée ; de ce fait, la composante fondamentale ne sera confrontée qu'à l'impédance de C2, ce qui réduit sensiblement les pertes causées par la composante fondamentale. Cependant, après la fréquence de résonance, le filtre agit comme un filtre de premier ordre en raison de l'augmentation de l'impédance de la branche LC1 par rapport à l'impédance de la résistance et filtre ainsi les harmoniques de haut-ordre. L'impédance du filtre passe haute de type C est exprimée comme [56] :

$$Z_{THF} = \frac{(h \cdot x_{lf} - \frac{x_{lf}}{h})^2}{R + \frac{1}{R}(h \cdot x_{lf} - \frac{x_{lf}}{h})^2} + j\left[\frac{R^2 (h \cdot x_{lf} - \frac{x_{lf}}{h})^2}{R^2 + (h \cdot x_{lf} - \frac{x_{lf}}{h})^2} - \frac{X_{cf}}{h}\right] \tag{II.14}$$

De plus amples informations sur ces types de filtres sont détaillées dans [55] et [56].

Un autre avantage des PPFs est la capacité de filtrer deux générateurs électriques à l'aide d'un seul ensemble des PPFs [57]. Dans plusieurs applications, telles que les micro-réseaux à courant continu et les systèmes d'alimentation des navires à courant continu, l'utilisation de plus d'un groupe électrogène est nécessaire pour répondre à la grande demande de charges. Étant donné que dans ces applications, les générateurs électriques sont connectés les uns aux autres après la conversion de l'alimentation en courant alternatif en continu AC-DC, les générateurs électriques peuvent être commandés de manière à être décalés de 60°, ou de 180° [58], [59]. Pour ce cas, l'application d'un seul ensemble de PPF suffit à atténuer les harmoniques des deux systèmes et à améliorer le facteur de puissance. La figure II.7 montre l'application d'un seul ensemble de PPFs pour améliorer la qualité de l'énergie de deux génératrices électriques.

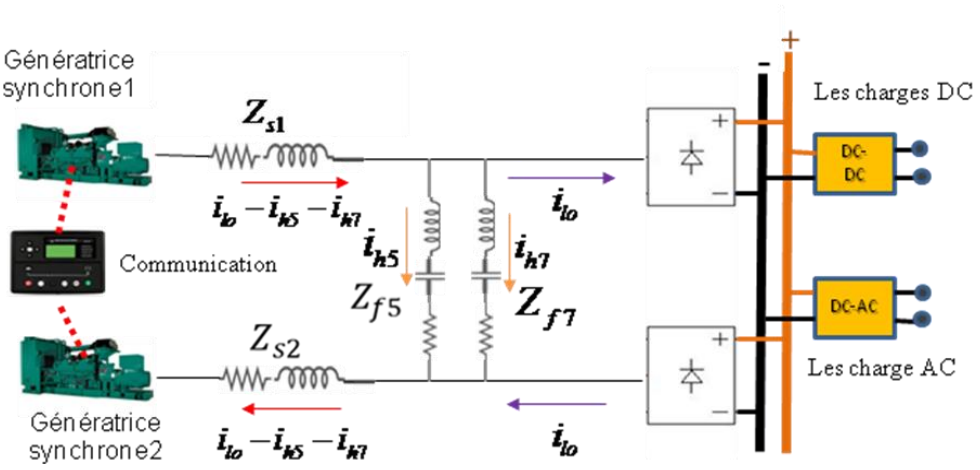


Figure II.7 Application d'un seul ensemble des filtres de puissance passifs pour atténuer les harmoniques et améliorer le facteur de puissance de deux génératrices électriques

A partir de la figure II.7, il est évident que l'ensemble des PPFs appliqués sont composés de filtres passifs résonant en raison de leur structure simple et de leur facilité d'implémentation. Toutefois, cette application est toujours valable pour tous les types de filtres passifs, y compris les condensateurs de compensation du facteur de puissance. Plus de détails sur cette application sont détaillés dans [57].

II.1.2 Transformateurs à deux phases

Le problème majeur de la qualité d'énergie, qui est inévitable de nos jours dans la plupart des systèmes d'alimentation est la contamination harmonique, ce problème augmente en raison de la large diffusion des convertisseurs électroniques d'alimentation tels que les redresseurs qui convertissent l'alimentation en courant continu. Afin d'atténuer efficacement les harmoniques dominantes du système, l'application d'un redresseur à 12 impulsions basé sur des transformateurs de décalage Delta-Wye a fait l'objet de beaucoup d'attention. Dans de telles applications, le primaire du transformateur contient 3 fils qui sont généralement connectés en triangle ou en étoile, tandis que le secondaire contient 6 enroulements. Les trois premiers enroulements sont connectés en triangle et alimentent un redresseur à 6 impulsions, tandis que les autres sont connectés en étoile et alimentent l'autre redresseur à 6 impulsions.

L'avantage de cette technique est de fournir un décalage de phase de 30° entre la partie AC des deux redresseurs, ce qui entraîne l'élimination des $5^{ème}$, $7^{ème}$, $17^{ème}$, $19^{ème}$ …etc. harmoniques de courant ; ce qui réduit ainsi le THD du système à environ 10% à 15%. En

outre, les transformateurs de décalage offrent une isolation sûre entre le réseau électrique et les charges. La figure II.8 présente un transformateur de décalage de phase, qui alimente un redresseur à 12 impulsions [60], [61].

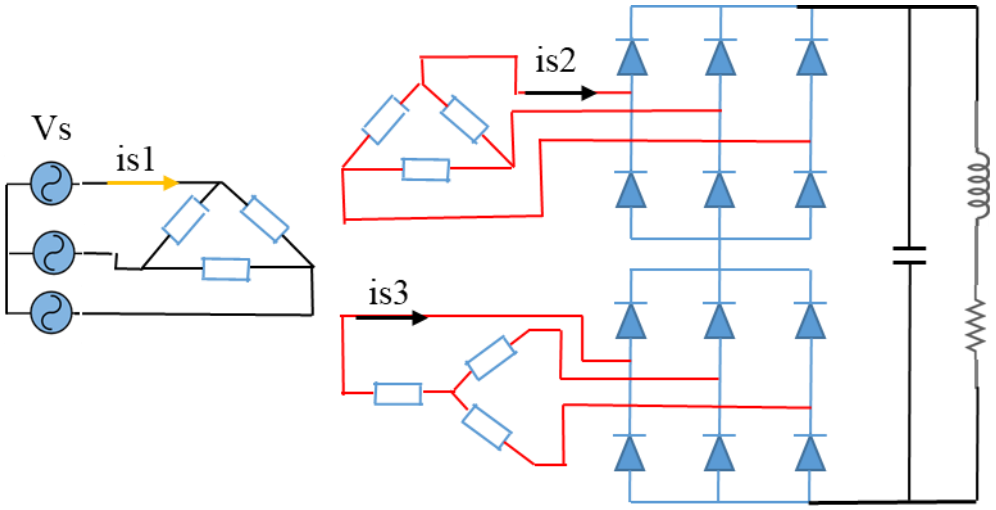


Figure II.8 Redresseur à 12 pulsations avec transformateur de décalage

La figure II.9 présente la contamination harmonique du courant de la source $is1$, et des courants $is2$ et $is3$ qui sont absorbés respectivement par le premier et le deuxième redresseurs. Il est évident que la forme d'onde de $is2$ et $is3$ est très distordue, tandis que la forme d'onde du courant de la source $is1$ est améliorée. Cette affirmation peut être prouvée sur la figure II. 10, qui présente les THD des trois courants. Les figures II.10(a) et II.10(b) présentent les THD respectifs de $is2$ et $is3$. Il est évident que le THD est très élevé (30%) pour les deux courants. Cependant, la figure II.10(c) montre que le transformateur de décalage peut réduire le THD de $is1$ de 30% à 10% en éliminant les $5^{ème}$, $7^{ème}$, $17^{ème}$ …etc. harmoniques de courants.

Bien que les transformateurs de décalage puissent fournir une bonne atténuation harmonique, ils présentent toujours plusieurs inconvénients tels que la grande taille, le poids lourd, et le coût élevé.

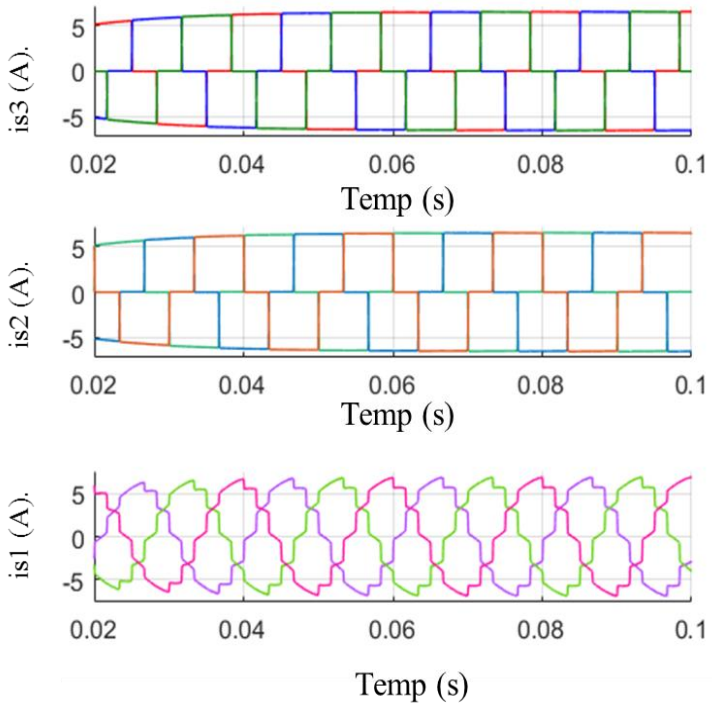


Figure II.9 Distorsion harmonique causée par un redresseur à 12 pulsations avec transformateur de décalage

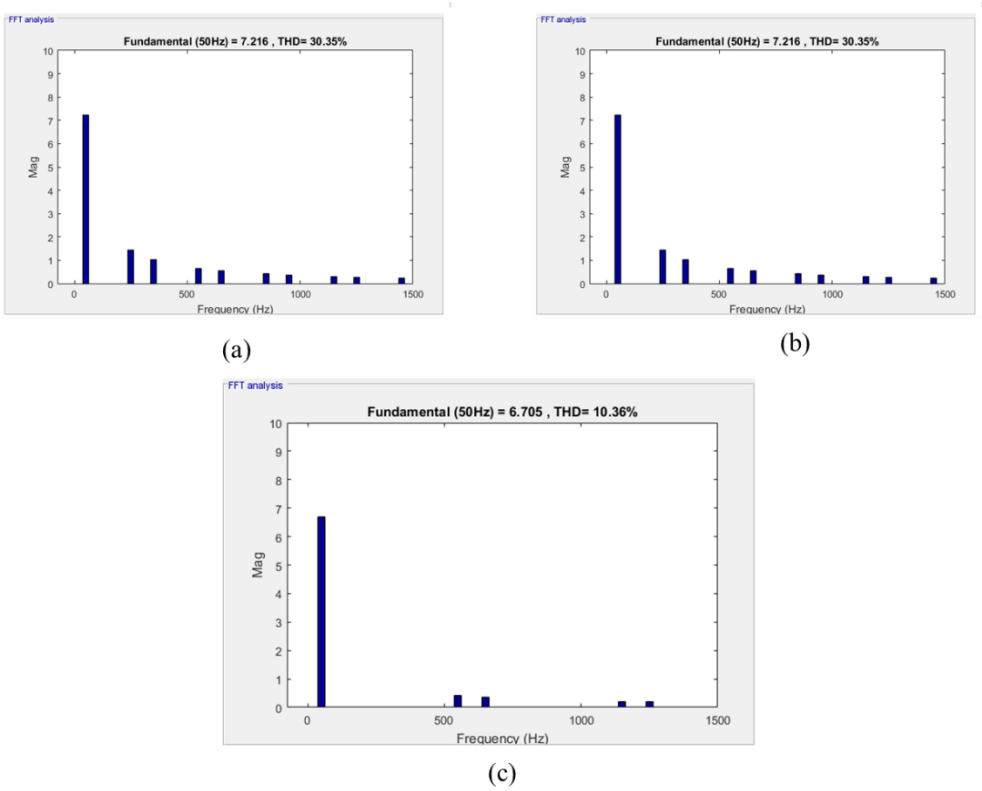


Figure II.10 Spectres du transformateur de décalage primaire et secondaire

II.2 Techniques avancées

II.2.1 Redresseurs à modulation par largeur d'impulsion

Les redresseurs de source de tension à modulation par largeur d'impulsion (PWM) sont largement utilisés dans les sources d'énergie interruptibles telles que les applications d'entraînement de vitesse pour remplacer le thyristor et les convertisseurs de diodes. Basés sur les transistors bipolaires, les redresseurs PWM offrent plusieurs avantages tels que le très faible THD du courant de la source, le flux de puissance bidirectionnel, la commande rapide de l'amplitude de tension DC, et la capacité de contrôler le facteur de puissance. Ce type de redresseur a été utilisé dans plusieurs applications telles que les commandes à vitesse variable [62], les micro-réseaux DC ou AC [63], les systèmes d'alimentation de navires DC et AC, [65], systèmes éoliens et piles à combustible. La figure II.11 présente un circuit typique de conversion d'une source à courant alternatif et un redresseur de source de tension PWM.

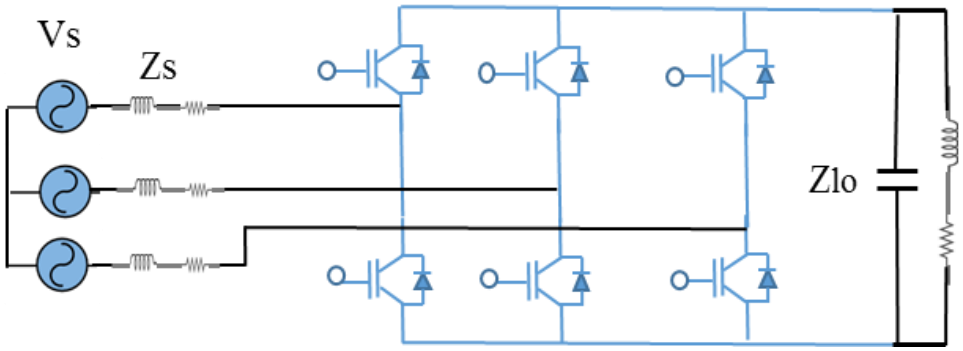


Figure II.11 Schéma du redresseur à modulation par largeur d'impulsion

La figure II.12 représente les tensions des côtés AC et DC et du courant de source. Il est très clair qu'en contrôlant le redresseur à l'aide du PWM, l'amplitude du côté source de tension DC est très bien contrôlée avec moins d'ondulations que les redresseurs de diode classiques. De plus, le courant source est forcé d'être proche d'une forme d'onde sinusoïdale. La figure II.13 montre le THD du courant de source causée par le redresseur d'IGBT, comparé aux redresseurs classiques basés sur des diodes dont le THD est généralement d'environ 30%. Le THD du redresseur de largeur d'impulsion est très faible (7.9%), ce THD peut être plus ou moins, selon le type de la commande et de la conception du redresseur.

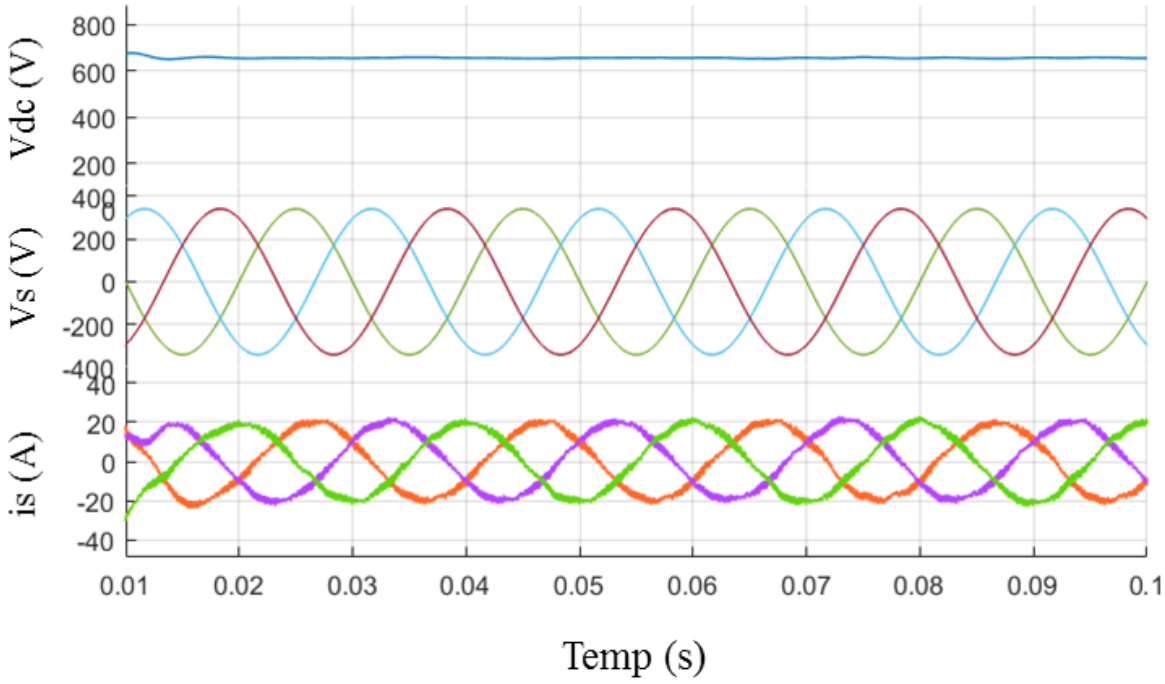


Figure II.12 La forme d'onde des tensions des côtés AC et DC et du courant de source

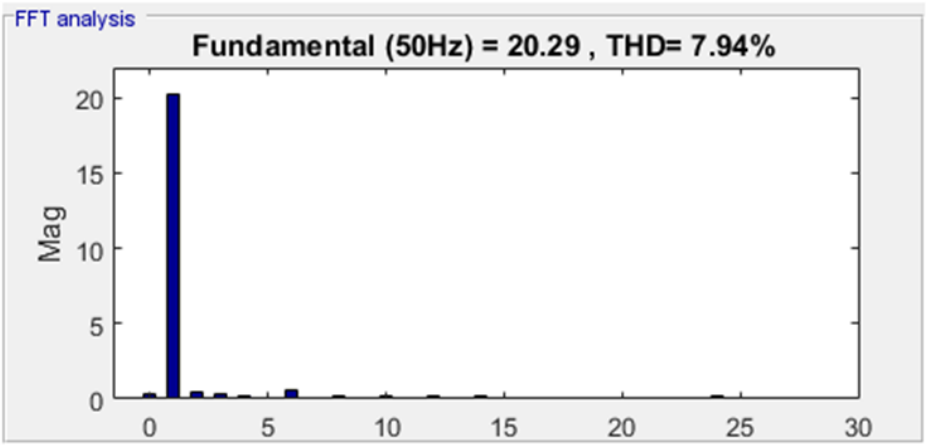


Figure II.13 Le spectre du courant de la source utilisant la technique de modulation par largeur d'impulsion

II.2.2 Filtres actifs de puissance

Les filtres actifs de puissance (APFs) sont considérés comme l'une des solutions alternatives avancées pour les problèmes de qualité de l'énergie. Contrairement aux solutions traditionnelles telles que les filtres de puissance passifs qui ne peuvent qu'atténuer les harmoniques et compenser un degré de puissance réactive, les APFs peuvent filtrer une large

gamme de composants harmoniques, et compenser pleinement le facteur de puissance. En outre, l'APF peut améliorer le déséquilibre de la tension, les chutes de tension, les surtensions et d'autres perturbations. En outre, la contrôlabilité des APFs offre un avantage supplémentaire d'adaptation sous la variation des paramètres de charge ou de réseau [66]. L'APF consiste en un onduleur à deux niveaux ou à plusieurs niveaux connecté au réseau électrique en parallèle [67] ou en série [68], ou combiné (parallèle et série) [69]. Habituellement, la structure de parallèle est appliquée pour les perturbations de courant, tandis que la structure série est utilisée pour améliorer les perturbations de tension. Dans le cas où la tension et le courant sont déformés, alors l'application de la structure combinée peut résoudre le problème.

II.2.2.1 Filtres actifs parallèles

Les APFs parallèles ou les APFs connectés parallèles sont la technique la plus appliquée par rapport à la série et combinée [67]. Ceci est dû au fait que dans plusieurs applications, la plupart des perturbations de tension sont causées par les perturbations de courant ; par conséquent, l'amélioration des perturbations de courant permet d'améliorer la tension. La figure II.14 présente un schéma typique d'un APF parallèle relié au système d'alimentation. Trois conditions principales doivent être accomplies pour connecter l'APF parallèle au système d'alimentation, la première condition est de choisir un algorithme précis pour extraire la phase et la fréquence du réseau d'alimentation afin de synchroniser l'APF parallèle. La deuxième condition est d'appliquer l'algorithme approprié pour estimer les perturbations du courant, cet algorithme doit être précis, rapide et consomme moins de temps de calcul. La troisième condition est d'appliquer la commande de courant appropriée pour générer les impulsions et connecter l'APF au système d'alimentation. Le chapitre III fournira plus d'information sur ces algorithmes.

La figure II.15 présente les résultats de l'application de l'APF parallèle pour atténuer les harmoniques causées par le redresseur triphasé et améliorer le facteur de puissance du système d'alimentation électrique. Il est évident qu'avant de connecter l'APF, le courant de source est harmonieusement contaminé avec un THD d'environ 30%.

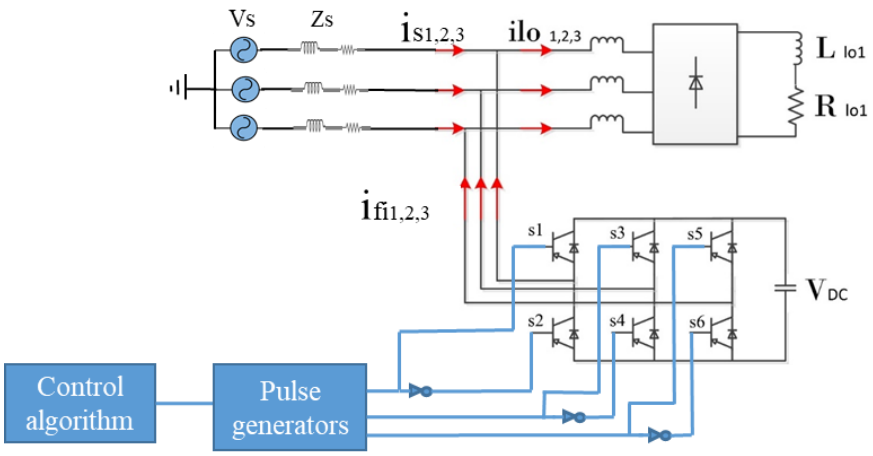


Figure II.14 Schéma de l'APF parallèle

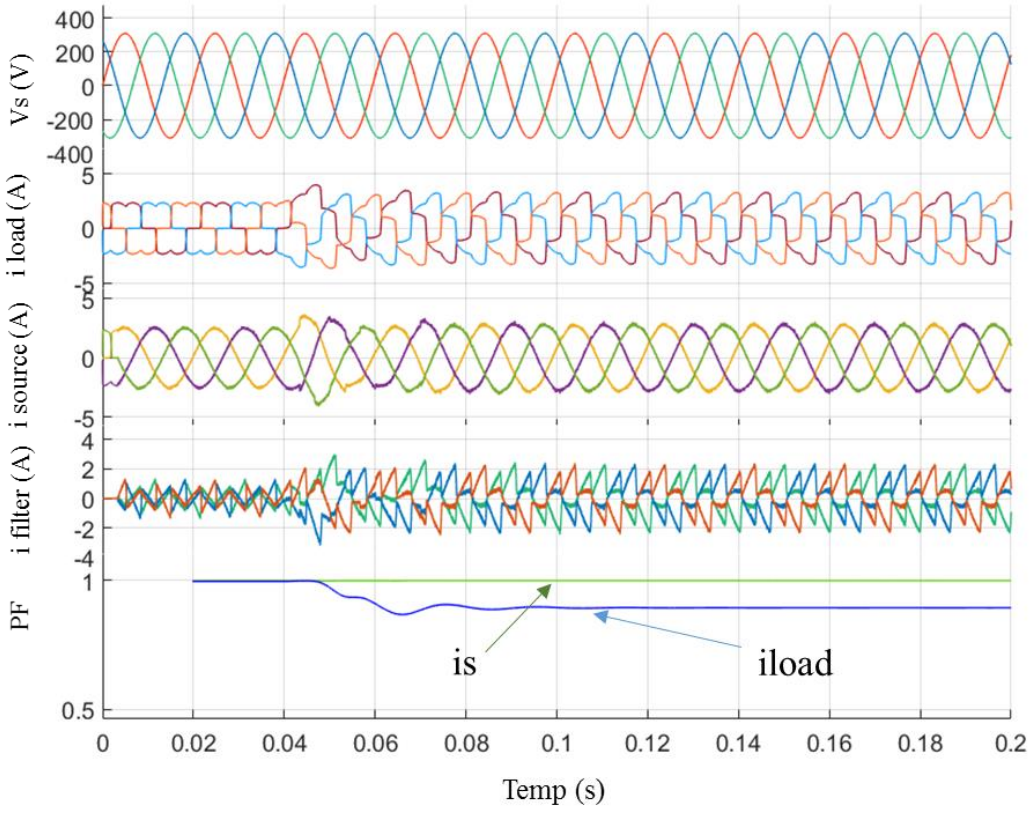


Figure II.15 Réalisation de l'APF parallèle pour l'atténuation harmonique et l'amélioration du facteur de puissance

Lors du raccordement de l'APF, le THD du courant de source est réduit de 28% à 3%, ce qui est conforme aux normes IEEE 519-1992 et IEC 61000-3-6. En outre, à l'instant 0.04s, une charge inductive est connectée, il est clair que le facteur de puissance du courant de

charge est réduit à environ 0.85. Cependant, le facteur de puissance du courant de la source, qui est amélioré par l'APF parallèle tend à être proche de l'unité.

La figure II.16 montre la flexibilité et l'adaptabilité de l'APF en fonction de la variation de charge. Il est évident qu'en reliant l'APF, le THD du courant de source est amélioré d'environ 30% à 3%. En outre, à l'instant 0.04s, le courant de charge change de 25%. Il est évident que l'APF est stable et flexible pendant le changement de charge, et continue de fournir la quantité appropriée de courant qui améliore le courant source.

L'existence de charges monophasées dans les systèmes d'alimentation entraîne un courant déséquilibré, ce qui augmente le courant du neutre. Par conséquent, l'APF à deux-niveau à trois bras ne peut pas résoudre ce problème. L'implémentation d'un APF parallèle à quatre bras permet la compensation du courant neutre et améliore ainsi le déséquilibre du système. La figure II.17 représente l'APF parallèle à deux-niveaux à quatre bras connecté au système d'alimentation pour compenser la contamination harmonique et le déséquilibre du courant [70].

La figure II.18 montre le comportement d'un APF parallèle à deux-niveaux à quatre bras pour atténuer les harmoniques et améliorer le déséquilibre du courant de la source. Il est clair qu'avant de connecter l'APF parallèle, le courant de la source est harmoniquement contaminé avec un THD d'environ 27%. A l'instant 0.04s, l'APF parallèle à deux-niveau à quatre bras est connecté. On remarque que les harmoniques du courant de la source sont atténuées, ce qui diminue le THD à environ 3%, ce qui est conforme aux normes susmentionnées. De plus, à l'instant 0.08s, une seule phase de charge non-linéaire est connectée pour provoquer un déséquilibre du courant. Il est clair que l'APF parallèle peut compenser le courant de déséquilibre de 50% à moins de 3% et maintenir la qualité de la forme d'onde du courant près d'une forme d'onde sinusoïdale avec un THD inférieur à 5%, ce qui respecte les normes.

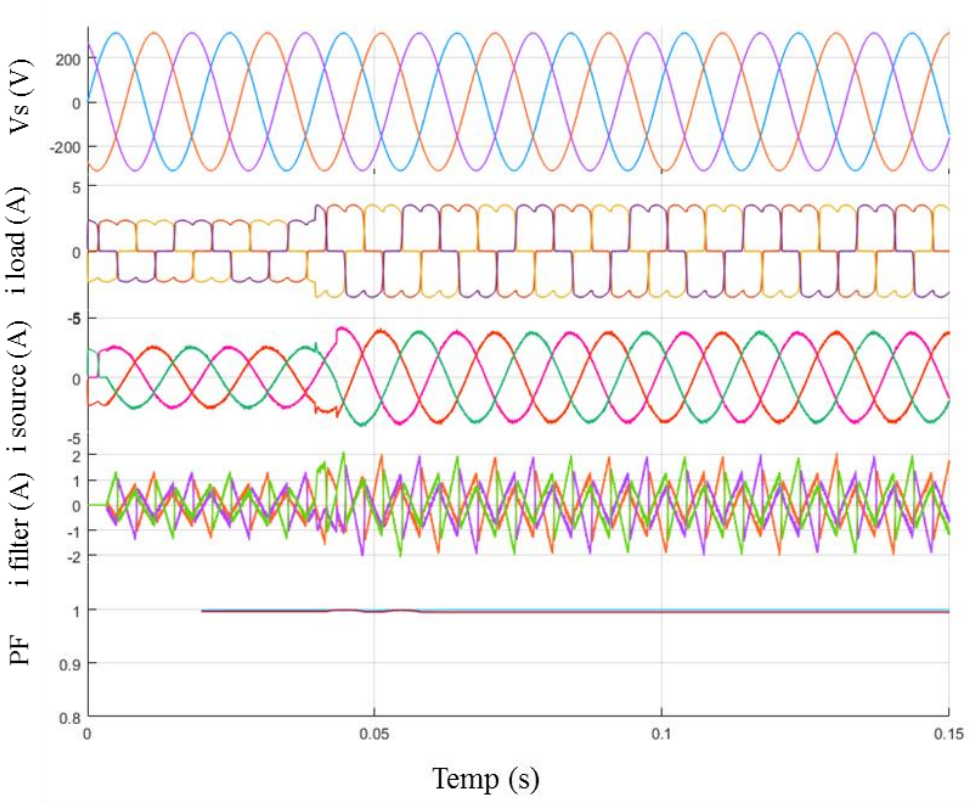


Figure II.16 Performance de l'APF parallèle pour l'atténuation harmonique sous la variation de charge

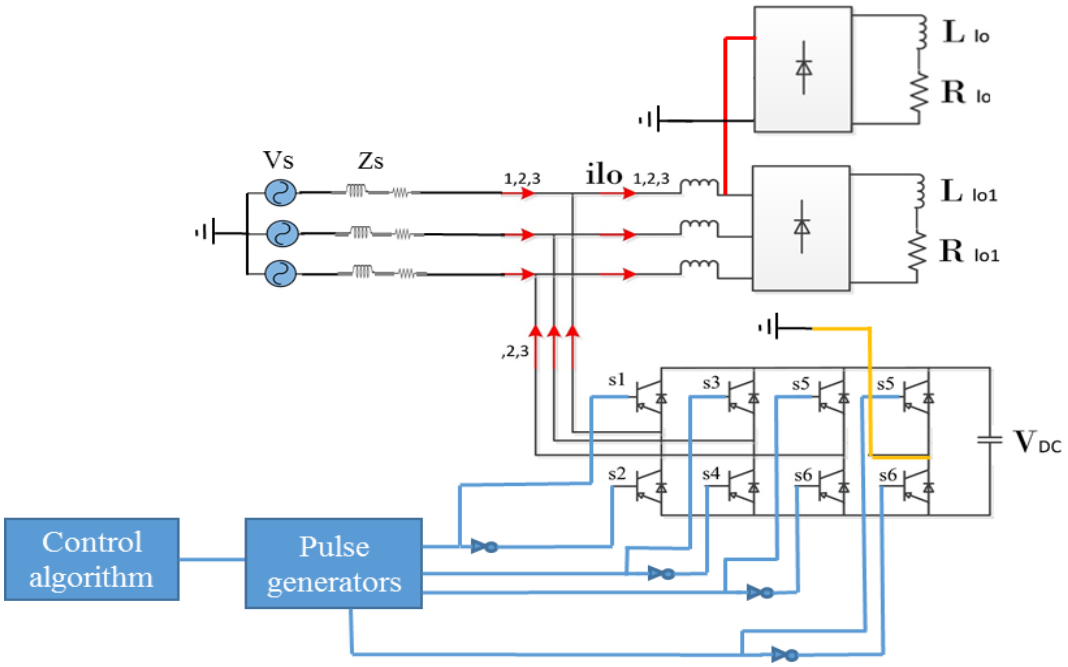


Figure II.17 Schéma bloc d'un APF parallèle à deux-niveaux à quatre bras

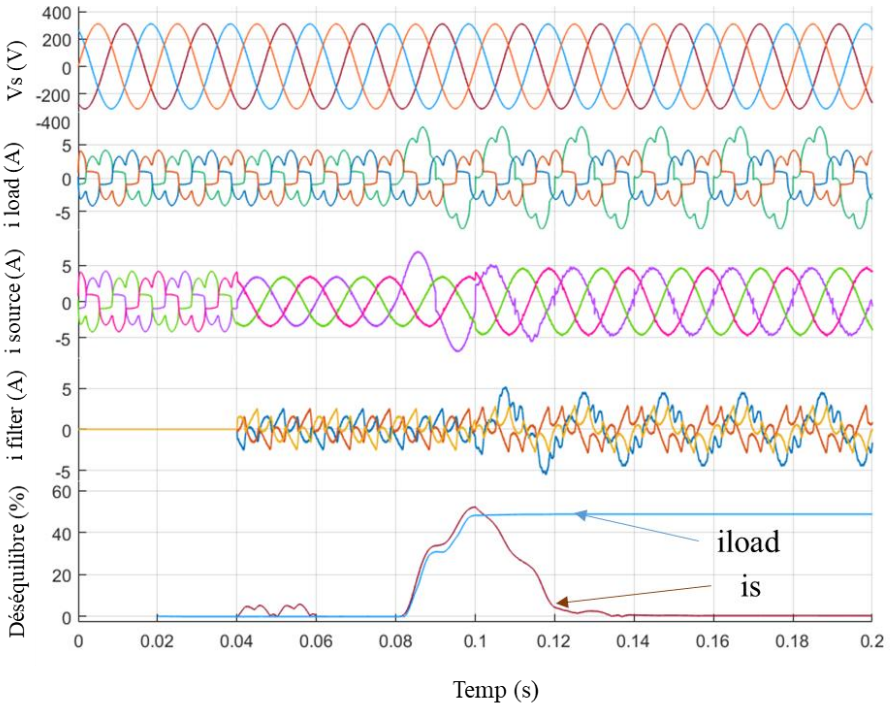


Figure II.18 Comportement de l'APF parallèle sous une charge déséquilibrée

II.2.2.2 Filtres actifs séries

L'APF série est un onduleur à deux niveaux ou multi niveaux qui est connecté avant la charge en série avec les lignes de transmission. Le raccordement de l'APF série est réalisé via un transformateur d'accouplement, qui a généralement un rapport de transformation de puissance égale à un. L'APF série a la capacité de filtrer les harmoniques de la tension, qui sont livrées aux consommateurs. Dans certaines applications, la distorsion du courant peut être transmise dans la tension via les transformateurs et les impédances de ligne. Dans ce cas, les APFs parallèle peuvent résoudre ce problème. Cependant, dans certaines applications, la distorsion de tension n'est pas causée par le courant du même consommateur, elle pourrait survenir en raison d'une distorsion causée par les industries voisines. Dans ce cas, la mise en œuvre de l'APF parallèle requiert un niveau de courant élevé pour résoudre le problème, ce qui augmente par conséquent le prix de la solution. Par conséquent, l'implantation de l'APF série peut résoudre le problème avec une puissance du banc DC plus petite et moins de prix. Généralement, l'APF série génère des courants harmoniques, lorsque ces courants harmoniques traversent les condensateurs de filtre de sortie d'onduleur, ils se transmettent dans la tension, contrastant ainsi les harmoniques de tension du système d'alimentation.

La figure II.19 présente la topologie de l'APF série, plus d'informations sur les algorithmes de commande des APFs séries et leurs applications sont détaillées dans les références suivantes [71], [72].

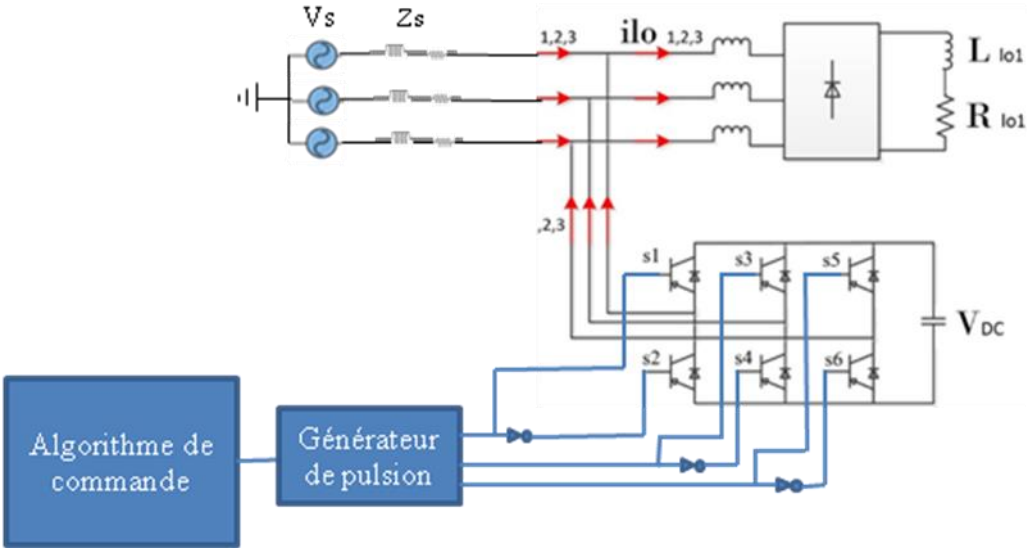


Figure II.19 Schéma du filtre de puissance actif série

La figure II.20 montre l'efficacité de la mise en œuvre d'un APF série pour atténuer les harmoniques de tension. D'après la figure II.20, il est évident que la tension de source est déformée avec les 5ème et 7ème harmoniques, ce qui augmente le THD à 25%. Cependant, la mise en œuvre de l'APF série améliore la forme d'onde de la tension qui est transmise à la charge en diminuant son THD à environ 6.5%. Notez que, le THD de la tension peut être amélioré plus que cela en mettant en œuvre des contrôles avancés.

L'APF série peut également être appliqué pour améliorer l'efficacité du système d'alimentation afin de compenser les chutes de tension, les surtensions, le déséquilibre, et les piques de sorte que la charge ne fait pas face à une perturbation de tension. Dans ce cas, la liaison DC du convertisseur nécessite une source de courant continu ou des batteries pour générer et stocker l'énergie active. Ce type d'applications est généralement appelé restaurateur de tension dynamique (DVR) [73], [74], où les convertisseurs de source de tension sont généralement conçus sur la base de GTO ou de commutateurs électroniques de puissance solide avec commande d'onduleur PWM. L'amplitude et la phase de la tension injectée par le DVR ne sont pas fixes ; elle permet donc l'adaptation et l'échange de puissance active et réactive avec le réseau de distribution.

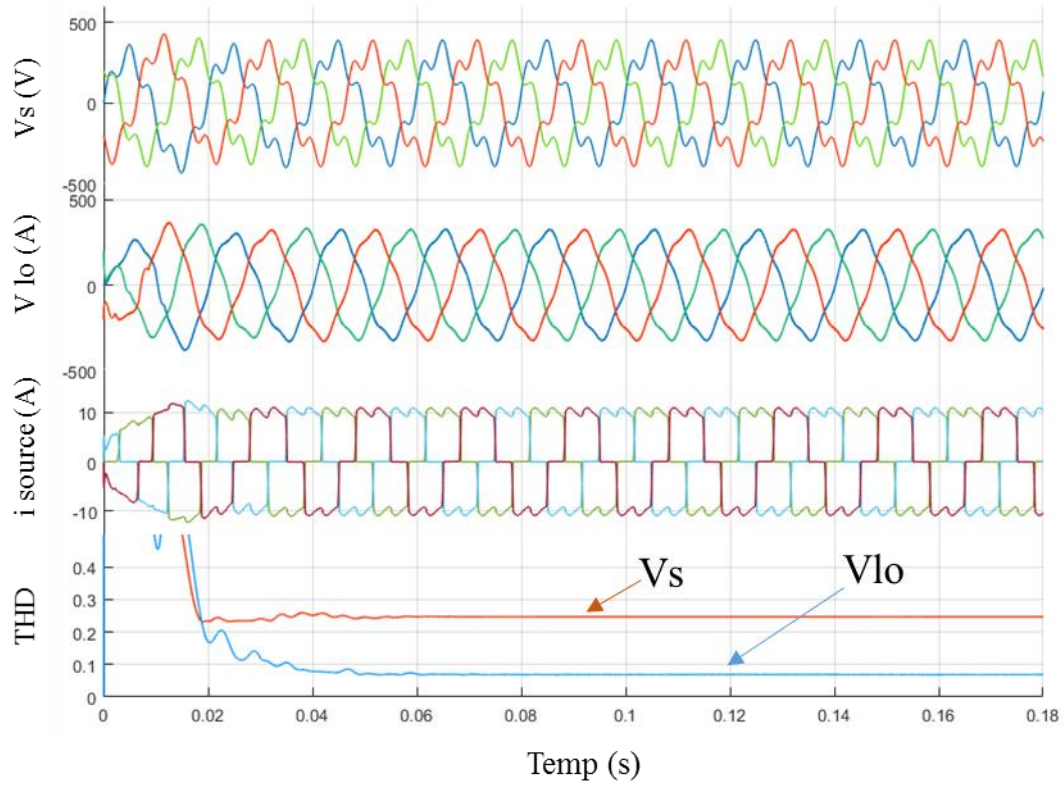


Figure II.20 Performance de l'APF série pour l'atténuation harmonique

II.2.2.3 Conditionneur unifié de qualité de l'énergie

Le conditionneur unifié de qualité de l'énergie (UPQC) fait partie de la famille des APFs, il se compose d'une topologie combinée d'un APF parallèle et d'un APF série intégrées ensemble pour fournir un niveau élevé de contrôle des problèmes de qualité de l'énergie simultanément. Le principal objectif de l'APF parallèle est d'améliorer les problèmes de qualité du courant de la source tels que la contamination harmonique, le facteur de puissance, le déséquilibre et d'atténuer le courant neutre. En revanche, l'APF série est intégré pour lutter contre les perturbations de tension telles que le déséquilibre de tension, les surtensions, les chutes de tension, les harmoniques, les flickers et les interruptions [75]. La figure II.21 présente un schéma bloc typique d'un UPQC triphasé raccordé entre le système de charge et de distribution, il se compose principalement de :

- Deux onduleurs à deux niveaux ou multi-niveaux, le premier est connecté en série avec les lignes de transmission pour contrôler la tension, et l'autre est connecté parallèlement à la ligne de transmission afin qu'il puisse contrôler le courant du système de distribution.

- Un bus de liaison DC commun, qui relie les deux filtres et assure une tension de courant continu ininterrompue. Il est composé d'un condensateur ou d'une source de courant continu et de batterie, tout dépend si les perturbations nécessitent une alimentation active ou seulement une puissance réactive.
- Un transformateur d'accouplement permettant l'interconnexion de l'APF série avec les lignes de transmission afin de faciliter le contrôle des perturbations de tension.
- Filtre LC ou L de sortie qui permet la connexion de l'APF parallèle au réseau d'alimentation. Il réduit également les harmoniques hautes fréquences causées par les interrupteurs de l'onduleur.
- Filtre LC de sortie de l'APF série, qui atténue la fréquence de commutation élevée de la tension injectée, car il contribue à transformer le courant de l'APF série en tension.

Il y'a principalement deux groupes ou on peut classer le UPQC [76], le premier groupe peut être classé sur la base de la structure physique, il est appliqué pour améliorer les problèmes de qualité de l'énergie ; les facteurs clés qui caractérisent cette classification sont : 1) la catégorie du système de stockage d'énergie qui partage le flux d'énergie entre le réseau et l'UPQC; 2) la définition du nombre de phases du compensateur; et 3) la position des APFs intégrés. Tandis que, le deuxième groupe est basé sur la topologie appliquée pour la régulation de la chute de tension. Plus de détails sur l'UPQC sont présentés dans [76].

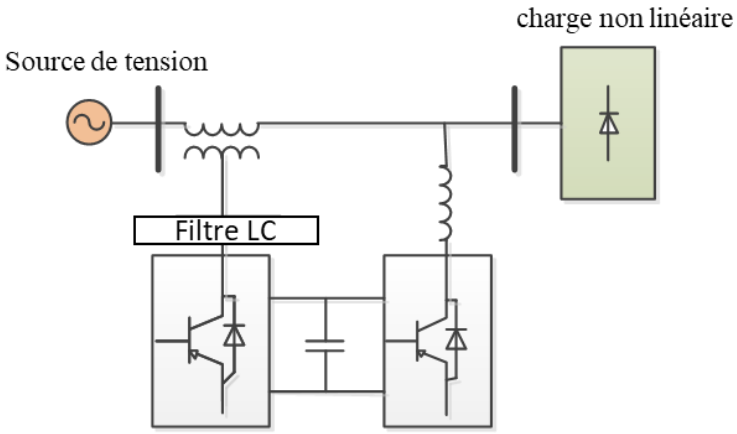


Figure II.21 Schéma bloc typique d'une seule ligne d'un UPQC

II.2.2.4 Filtres actifs hybrides

Les filtres actifs hybrides de puissance (HAPFs) semblent être la topologie la plus prometteuse de la famille des APFs en raison des avantages qu'ils offrent. Étant donné que le

principal inconvénient des APFs est le coût, en particulier dans les applications de puissance moyenne et élevée, le HAPF peut être une alternative dans le but de réduire la puissance nominale des APFs, ce qui entraîne donc une réduction du coût. Le HAPF se compose principalement d'un APF parallèle ou série connecté dans différentes structures avec les filtres de puissance passifs pour améliorer les problèmes de qualité de l'énergie avec des configurations moins coûteuses [77]. Le contrôle de l'APF sera présenté dans le prochain chapitre.

La figure II.22 présente un HAPF ; dans cette topologie, les PPFs et l'APF sont connectés parallèlement aux lignes de transmission. Le rôle des PPFs est de compenser les harmoniques les plus dominantes (5ème et 7ème et parfois 3ème dans le cas d'un système déséquilibré) et de compenser un degré de puissance réactive. Puisque les harmoniques dominantes contiennent l'amplitude la plus élevée, la charge du courant sur l'APF parallèle sera réduite en ne compensant que les harmoniques d'ordre supérieur et une petite quantité de puissance réactive [78].

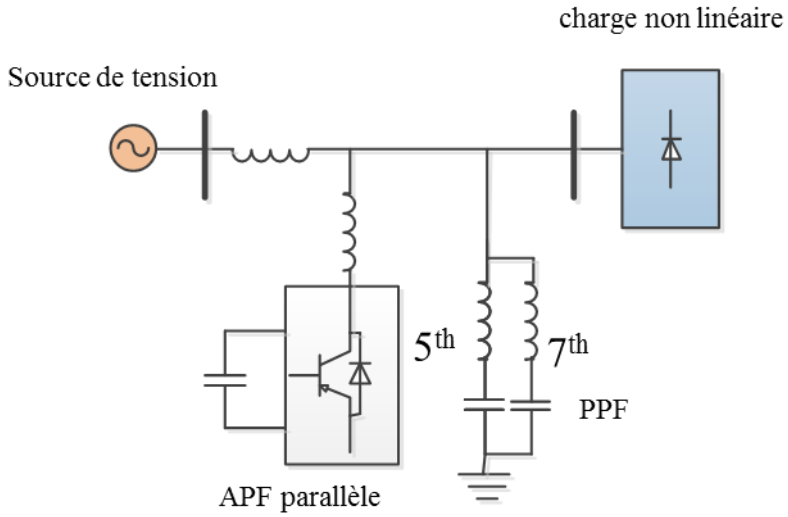


Figure II.22 HAPF : APF parallèle et PPFs parallèles

La figure II.23 présente une topologie d'un HAPF, où le PPF est connecté en parallèle et l'APF est connecté en série. L'idée principale derrière cette topologie est d'implémenter les PPFs parallèles pour supprimer les harmoniques les plus dominantes et compenser un degré de facteur de puissance, tandis que l'APF série améliore les perturbations de tension. En outre, il est bien connu que la performance du PPF dépend fortement de l'impédance de source, comme expliqué à la section II.1.1. Par conséquent, l'APF série agit comme une

impédance élevée pour les courants harmoniques pour les forcer à s'écouler dans les filtres de puissance passifs, et agit comme une faible impédance pour la fondamentale pour éviter la chute de tension à la fréquence fondamentale. Un des avantages majeurs de cette topologie est de connecter l'APF série au système d'alimentation à travers d'un transformateur d'accouplement, le banc DC de l'onduleur nécessite une très faible puissance pour améliorer la perturbation de tension. Par conséquent, le coût de l'APF parallèle diminue considérablement par rapport à la topologie d'un seul APF parallèle [78].

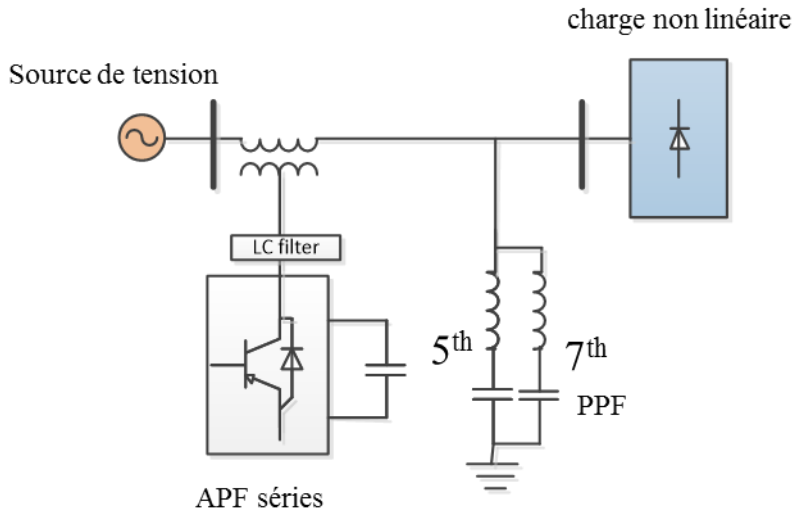


Figure II.23 Filtre actif hybride de puissance : APF série et PPFs parallèles

La figure II.24 présente une autre topologie développée du HAPF. L'APF parallèle est connecté en série avec le PPF qui est réglé aux fréquences harmoniques les plus dominantes. L'objectif de cette structure est de réduire la puissance nominale de l'APF parallèle. Le PPF peut créer un chemin très facile à l'harmonique dominante, et créer un chemin plus difficile pour la fondamentale, de cette façon le bus de liaison DC de l'onduleur sera soumis à une tension inferieure, ce qui diminue par conséquent le prix de l'APF parallèle. Toutefois, l'un des principaux inconvénients de cette topologie est le flux de la puissance réactive, qui est compensée par le filtre d'alimentation passif dans l'APF. Par conséquent, cette solution n'est pas idéale [79].

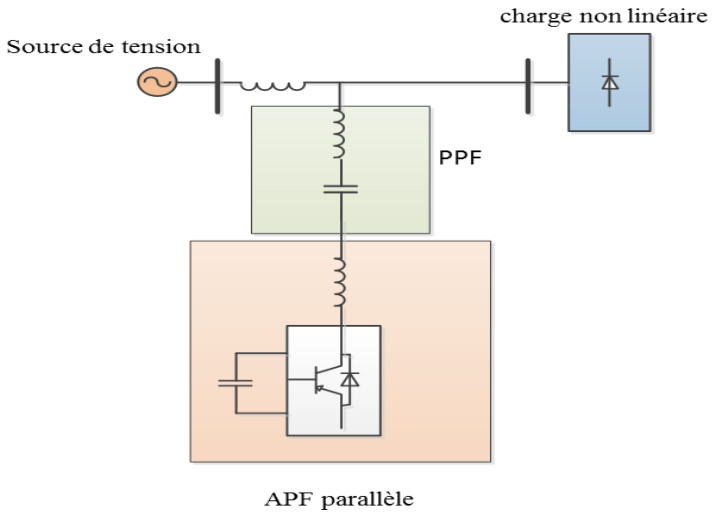


Figure II.24 Filtre actif hybride : APF parallèle en série avec un filtre passif résonnant

La figure II.25 présente un HAPF, où le PPF se compose de deux filtres accordés aux 5ème et 7ème harmoniques. Les avantages et les inconvénients de cette topologie sont similaires à ceux de la figure II.24, à part l'ajout d'un filtre passif supplémentaire réglé à la 7ème harmonique. Ainsi, les filtres de puissance passifs peuvent créer une voie facile pour les harmoniques dominantes (5ème et 7ème), et créer une forte impédance pour la fondamentale afin de diminuer la puissance nominale de l'APF parallèle, ce qui entraîne par conséquent une diminution du coût de l'APF [78].

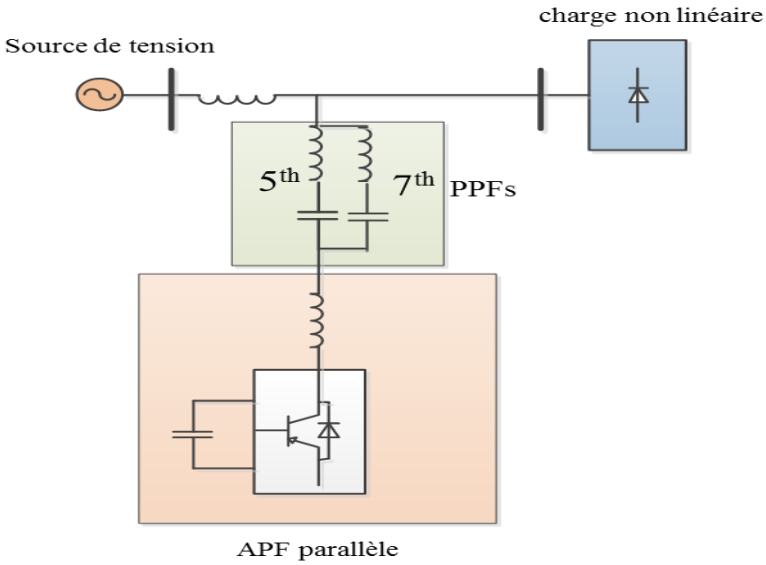


Figure II.25 Filtre actif hybride : APF parallèle en série avec filtre passif résonant des 5ème et 7ème harmoniques

La figure II.26 présente une autre configuration de l'HAPF. L'objectif de cette configuration est de surmonter l'inconvénient du HAPF, présenté sur la figure II. 24. L'APF parallèle est connecté en série avec le condensateur du PPF, et en parallèle avec l'inductance. De cette façon, la puissance réactive du PPF ne s'écoulera pas dans l'APF. En outre, la caractéristique de l'impédance du condensateur varie en fonction de l'ordre harmonique des fréquences ; par conséquent, il agit comme une grande impédance pour la composante fondamentale et diminue proportionnellement avec l'augmentation de l'ordre harmonique. En conséquence, l'impédance du condensateur crée une chute tension élevée à la fréquence fondamentale, ce qui entraîne une diminution de la puissance nominale de l'APF parallèle, en réduisant ainsi le coût [79].

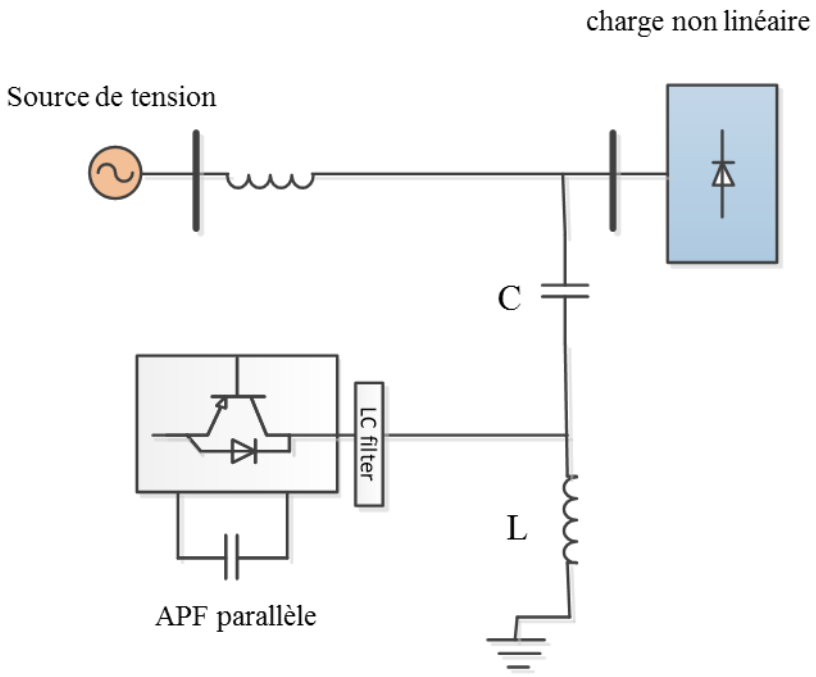


Figure II.26 Filtre actif hybride : APF parallèle en série avec le condensateur du PPF, et connecté en parallèle avec l'inductance du PPF

La figure II.27 présente une topologie hybride de l'APF, où l'APF parallèle est connecté en parallèle avec C1 et L1, et en série avec C2, et le filtre entier est connecté en parallèle avec le PPF, qui est réglé à la 5ème harmonique. L'objectif de cette structure est que L1 et C1 soient ajustés à la fréquence fondamentale. Ainsi, le courant réactif fondamental compensé par C2 trouvera un chemin facile pour traverser ce filtre. Par conséquent, la puissance réactive ne s'écoulera pas dans l'APF Parallèle. En outre, l'impédance du C2 crée un chemin difficile

pour la composante fondamentale et un chemin facile pour les harmoniques, ce qui diminue la puissance nominale du convertisseur ; donc diminue le prix du filtre entier. En outre, l'APF parallèle peut agir comme une inductance variable, qui est connecté en série avec C2, et donc peut créer des fréquences résonantes aux harmoniques ciblées. L'APF qui est ajusté à la cinquième harmonique est ajouté pour alléger la charge de l'APF parallèle [80].

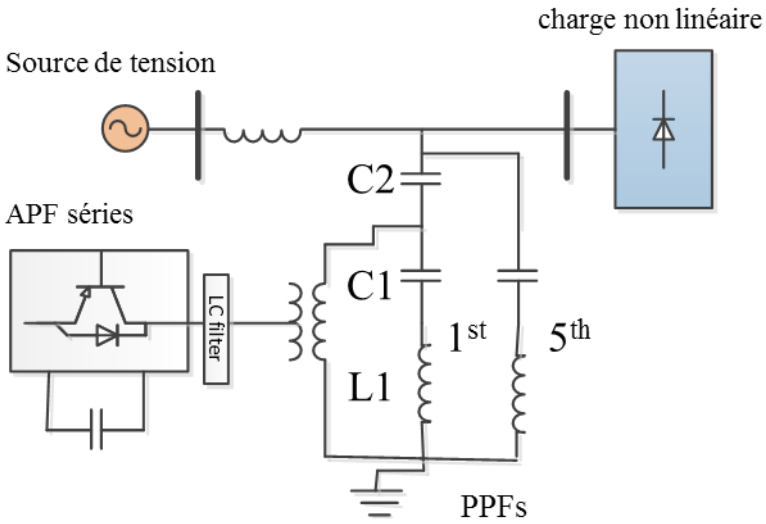


Figure II.27 Filtre de puissance actif hybride : APF parallèle en parallèle avec le filtre réglé à la fondamentale et en série avec le condensateur C2

La figure II.28 présente une topologie hybride de l'HAPF. L'APF parallèle est connecté en série avec les PPFs et en parallèle avec L1 et C1. L'idée derrière cette structure est de filtrer les harmoniques les plus dominantes et de compenser le facteur de puissance en utilisant les PPFs, puis le reste des harmoniques sont filtrées par l'APF parallèle. L1 et C1 sont ajustés à la fréquence fondamentale pour créer un chemin facile pour la puissance réactive compensée par le PPF et l'empêche de couler dans l'APF parallèle. Par conséquent, les harmoniques générées par l'APF parallèle trouveront un chemin difficile créé par L1 et C1 et s'écouleront dans le système d'alimentation pour améliorer la forme d'onde du courant. Par contre, la composante fondamentale ne circulera que dans le filtre passif. Par conséquent, ce type de HAPF est très adapté aux applications de puissance moyenne et élevée [81].

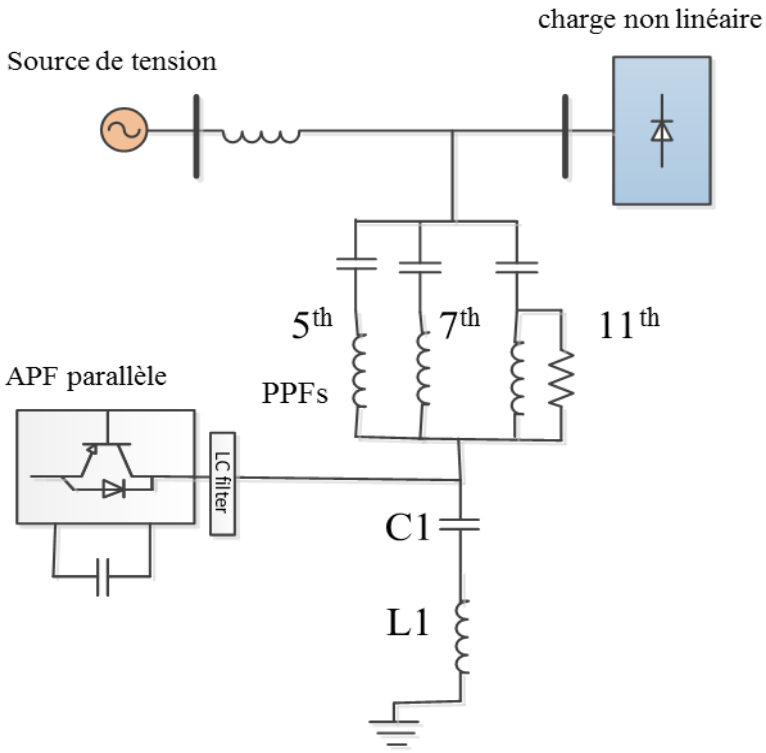


Figure II.28 Filtre actif hybride : APF Parallèle connecté en série avec les PPFs et en parallèle avec le filtre résonant à la fondamentale L1 et C1

La figure II.29 présente un HABF, l'APF est connecté en série avec les lignes de transmission pour améliorer la perturbation de tension, tandis que les PPFs atténuent les courants harmoniques les plus dominants. Notez que, dans les configurations précédentes, les inductances du PPFs sont connectées en série avec les condensateurs pour créer une faible impédance pour les harmoniques visées. Cependant, dans cette structure, les inductances sont connectées parallèlement aux condensateurs pour créer une très grande impédance à l'harmonique ciblée, et ainsi empêcher les courants harmoniques de s'écouler dans le système de puissance ; par contre, il agit comme une faible impédance pour la fondamentale de sorte qu'il ne provoque pas une chute importante de tension. Ce type de configuration, malheureusement, n'a pas attiré beaucoup d'attention, en particulier dans les applications de puissance moyenne et élevée, puisqu'un petit filtre passif connecté en série peut causer une forte chute de tension lorsque le courant est significatif [82].

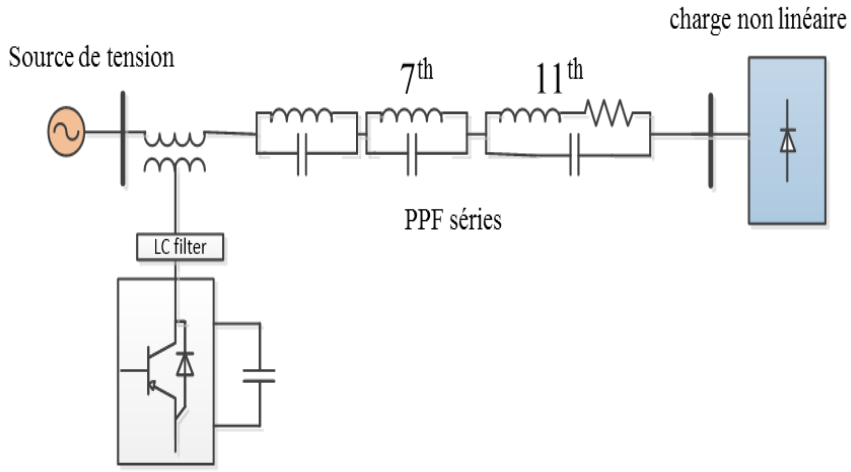


Figure II.29 Filtre actif hybride : L'APF et les PPFs sont connectés en série avec le système

La figure II.30 présente un APF combiné avec une réactance à condensateur fixe contrôlé par thyristor (FC-TCR). Le rôle du condensateur fixe est de conduire le facteur de puissance en retard à être avancé, puis le TCR injecte une puissance réactive inductive contrôlée, qui tend le facteur de puissance vers l'unité. Le FC-TCR est connecté en série avec l'APF parallèle de sorte que le condensateur fixe agit comme un chemin facile pour les harmoniques injectées par l'APF parallèle, et un chemin difficile pour la fondamentale pour alléger la tension sur l'APF parallèle, ce qui entraîne par conséquent une diminution de la puissance nominale de l'APF, et donc une réduction du prix [83], [84].

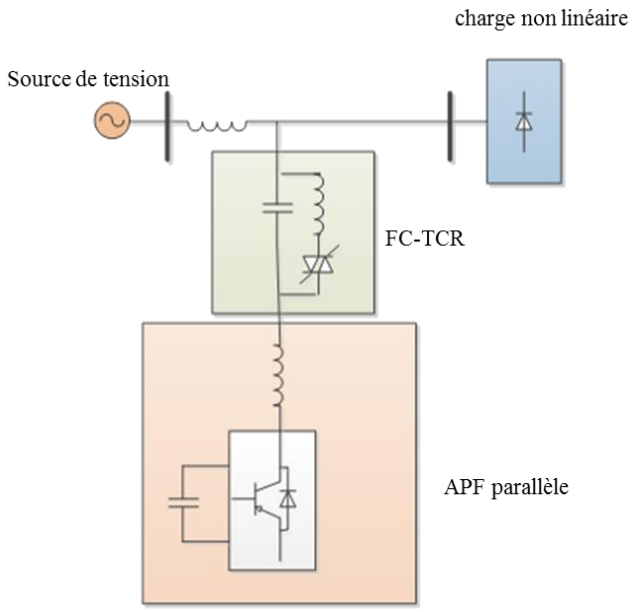


Figure II.30 Filtre actif hybride : L'APF est connecté en série avec un FC-TCR

La figure II.31 présente une autre topologie de l'HAPF, l'APF parallèle est connecté en série via un transformateur avec le PPF, et le tout est connecté en parallèle avec le système d'alimentation. Le PPF est réglé à l'harmonique la plus dominante, qui peut être la 3ème en cas de charge non-linéaire déséquilibrée ou la 5ème en cas de charge non-linéaire équilibrée. Le but de cette structure est d'isoler l'APF parallèle par le transformateur de couplage afin que la puissance réactive générée par le filtre passif ne s'écoule pas dans l'onduleur, et l'onduleur ne sera pas soumis à la pleine valeur de la tension du réseau. Par conséquent, la puissance nominale de l'onduleur sera considérablement réduite ; donc, entraîne une réduction du prix du filtre. En outre, l'APF parallèle peut agir comme une inductance variable qui peut créer plusieurs résonnances avec le condensateur du filtre passif. Il permet donc d'atténuer une large gamme de courants harmoniques [85].

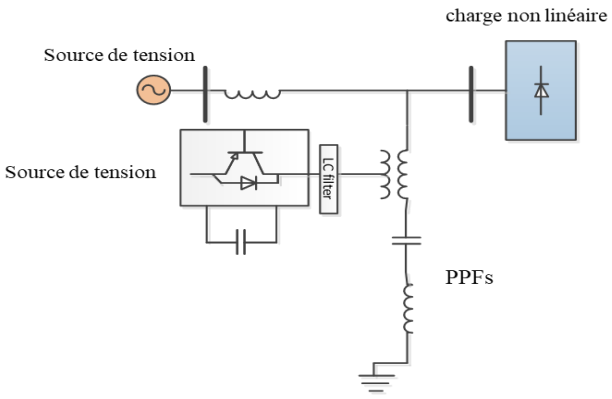


Figure II.31 Filtre actif hybride : L'APF est connecté en série avec le PPF, et le filtre entier est connecté en parallèle avec le système d'alimentation électrique

II.2.3 FC-TCR

La réactance contrôlée par thyristor à condensateur fixe (FC-TCR) est l'un des SVCs [86], le condensateur fixe est mis en œuvre pour compenser la puissance réactive inductive et générer une puissance réactive capacitive supplémentaire, puis basé sur la commande appropriée, le TCR ajuste le facteur de puissance pour être proche de l'unité. Dans d'autres applications, le FC-TCR peut être implémenté pour injecter une puissance réactive capacitive afin de compenser les chutes de tension; donc, assure la stabilité de la tension [87]. De plus, dans [88], l'auteur a proposé une impédance de ligne en série, qui comprend une inductance connectée en série avec un condensateur ajustés à la fréquence fondamentale. Le but de cette impédance de ligne est de créer un chemin très facile pour la composante fondamentale et un

chemin difficile pour les harmoniques afin de les forcer à s'écouler dans le filtre passif. Plus de détails sur le FC-TCR seront fournis dans la section suivante.

II.2.4 D-STATCOM

Le compensateur statique de distribution (D-STATCOM) est un onduleur source de tension qui a des fonctionnalités similaires aux FC-TCR ou DVR. Il se compose d'un onduleur à deux-niveau ou trois-niveaux connecté parallèlement au système d'alimentation avec un système de stockage d'énergie basé sur un condensateur. Le D-STATCOM est appliqué pour compenser soit le facteur de puissance soit la stabilité de la tension [39] : Il peut être connecté directement à l'impédance de la ligne ou via un transformateur step-up pour bénéficier de l'isolement et de l'adéquation de tension [88]. En outre, grâce au développement de technologies de commutation rapide, le D-STATCOM peut ajouter des fonctionnalités supplémentaires de l'APF telles que le filtrage harmonique et d'autres problèmes de qualité d'énergie selon le mode de fonctionnement [89], [90]. Par conséquent, il peut également être appliqué comme un onduleur de source de courant avec un élément de stockage d'énergie basé sur une inductance. La topologie couramment utilisée du D-STATCOM est le convertisseur de source de tension, en raison des avantages qu'il peut offrir comme les gabarits, le cout, moins de chaleur dissipée et le moins cher prix du système de stockage d'énergie (condensateur) par rapport à l'onduleur de source du courant pour la même puissance nominale [91]. La figure II.32 présente un schéma bloc d'une seule ligne d'un D-STATCOM connecté au système d'alimentation électrique. Il est évident que le D-STATCOM est similaire à l'APF parallèle en termes de configuration ; la différence entre eux réside dans la conception de l'onduleur, la taille, et le mode de commande.

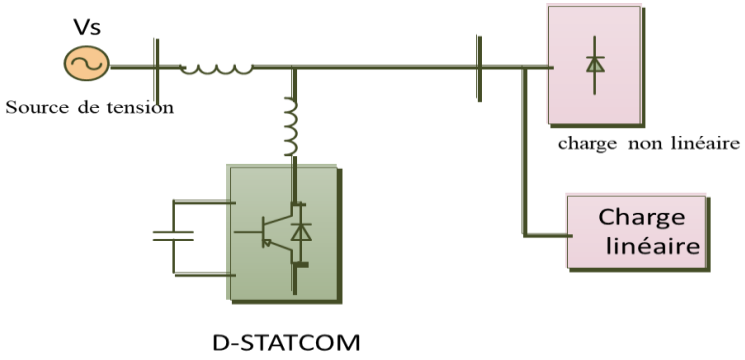


Figure II.32 Schéma bloc d'une seule ligne d'un D-STATCOM connecté au système d'alimentation

II.2.5 Impédance intelligente

L'impédance intelligente est une nouvelle méthodologie sur la façon d'envisager l'HAPF. Les implémentations antérieures de l'HAPF dépendent principalement d'un PPF combiné avec un APF parallèle ou série. L'HAPF peut être connecté dans différentes topologies pour améliorer l'efficacité du système et réduire le prix des filtres. Les concepts de toutes ces topologies sont combinés dans une nouvelle structure appelée impédance intelligente [92]. Elles sont développées pour surmonter les faiblesses de réglage des PPFs, en offrant la possibilité de le faire électroniquement. Les impédances intelligentes consistent en un convertisseur de puissance et un transformateur de couplage. Les dispositifs de stockage d'énergie utilisés dans la liaison DC de l'onduleur sont habituellement des condensateurs. La structure de l'impédance intelligente est un peu semblable aux HAPF ; cependant, leurs principes diffèrent. L'impédance intelligente peut se comporter comme une impédance équivalente variable pour chaque harmonique visée, y compris la fréquence fondamentale. L'impédance intelligente peut offrir différentes opérations simultanées, comme l'élimination de toute perturbation sans aucune information préalable sur la charge ou les paramètres de la source, empêchant le risque de résonance qui peut se produire dans le PPF avec une capacité de filtrage des harmoniques élevée, la capacité d'atténuer les harmoniques sélectionnées, la compensation précise des facteurs de puissance, et faible coût. La figure II.33 présente un schéma d'une impédance intelligente connectée au réseau [93].

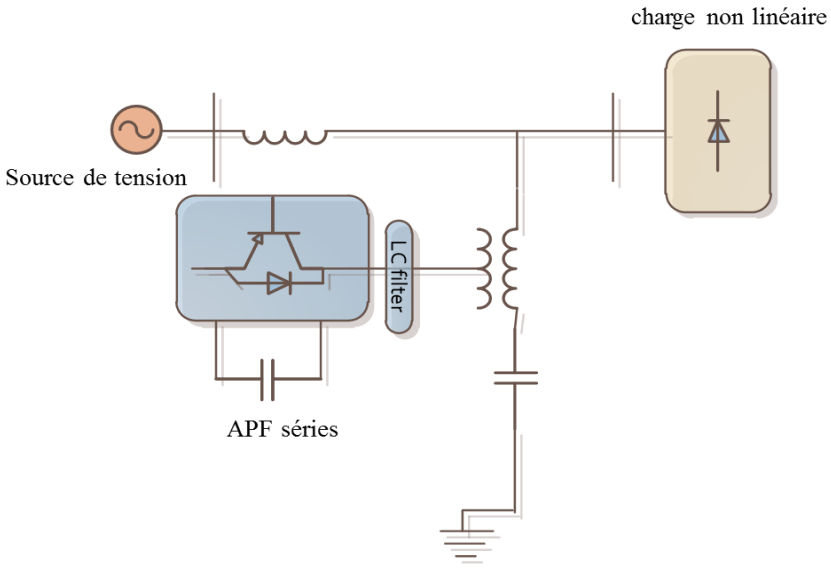


Figure II.33 Schéma d'une impédance intelligente connectée au réseau

L'impédance intelligente peut fournir une modification d'impédance interne selon le type de perturbation. Elle peut fonctionner comme une impédance zéro pour les harmoniques visées de court-circuit, tandis qu'elle agit comme une très grande impédance pour les harmoniques indésirables. En outre, elle peut agir comme une impédance capacitive pour la composante fondamentale afin de générer la quantité appropriée de puissance réactive, qui régule les chutes de tensions, les surtensions, et le déséquilibre [94].

II.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des solutions traditionnelles et avancées appliquées pour améliorer la qualité énergétique du système d'alimentation électrique. Il commence par présenter les solutions traditionnelles qui reposent principalement sur plusieurs structures des PPF et du transformateur à décalage. Ensuite, nous avons discuté des solutions avancées les plus utilisées avec différentes topologies telles que les redresseurs PWM, les APF et les compensateurs FC-TCR. Les solutions avancées sont basées sur des commutateurs électroniques de puissance sophistiqués tels que les IGBT et les thyristors. Bien que les solutions traditionnelles telles que les PPF se distinguent par leur facilité de mise en œuvre et leur faible coût, elles souffrent néanmoins de plusieurs inconvénients, tels que : performances médiocres sous variation de tension, non flexibles lors de la variation de charge et risque de résonance. La solution avancée peut surmonter ces inconvénients ; Cependant, leur application reste chère.

CHAPITRE -III-

Filtres de puissance actifs hybrides (HAPFs)

III.1 Introduction

Dans la section précédente, nous avons parlé de plusieurs applications des HAPFs, qui comprennent un APF parallèle ou série et des filtres de puissance passifs. Cependant, cette section traitera une autre topologie hybride qui consiste en une combinaison d'un APF parallèle avec un compensateur FC-TCR parallèle. L'APF parallèle est appliqué pour atténuer les harmoniques les plus dominantes, tandis que le compensateur FC-TCR assure la stabilité de la tension et filtre le reste des harmoniques. Il sera également démontré que si le compensateur FC-TCR est bien conçu, il peut agir comme un filtre passe-bas en filtrant ainsi toutes les harmoniques, tout en compensant, soit le facteur de puissance ou la chute de la tension. L'application de cette stratégie hybride à un système éolien de type 4, qui sera abordé dans la section suivante.

III.2 Filtre actif parallèle

L'APF parallèle est un dispositif, qui est connecté en parallèle au PCC du système d'alimentation électrique. Les figures II. 14 et II. 15 présentent le schéma de base d'un APF parallèle à deux-niveaux. L'APF à deux niveaux à quatre bras se distingue de l'APF à deux niveaux à trois bras par la capacité de compenser le déséquilibrage tel qu'expliqué dans la section précédente. Les APFs parallèles sont connectés au système d'alimentation électrique pour générer un courant perturbé, qui a une amplitude identique à celle du système d'alimentation avec un décalage de phase π pour les contrer. Pour exploiter l'APF parallèle, trois conditions principales doivent être accomplies. Ces conditions, qui sont présentées sur la figure III.1 sont divisées en 3 procédures. La première procédure consiste à choisir la technique appropriée pour effectuer la synchronisation de l'APF parallèle. La deuxième procédure consiste à mettre en œuvre l'algorithme de référence des courants compensatoires, qui séparent la fondamentale du courant déformé avec une réponse transitoire plus rapide et une précision acceptable. La troisième procédure consiste à fournir le bon correcteur, ce qui peut réduire sensiblement l'erreur entre la référence et le courant mesuré, puis à choisir le générateur d'impulsions approprié, qui fournit plus de précision avec moins de bruit.

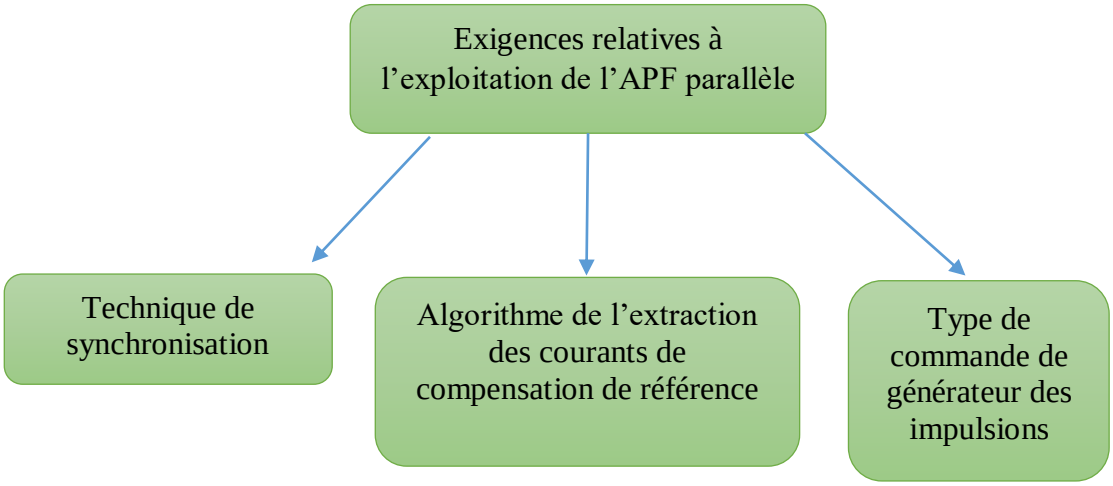


Figure III.1 Conditions de fonctionnement de l'APF parallèle

III.2.1 Techniques de synchronisation

La technique de synchronisation est l'une des étapes les plus importantes, qui permet le raccordement de l'APF parallèle au PCC du système d'alimentation électrique. Pour les onduleurs de source de courant, la principale procédure de la technique de synchronisation consiste à extraire l'angle de phase et la fréquence de la tension afin que les courants compensatoires de référence puissent être décalés avec π des harmoniques du système d'alimentation électrique, et avoir la même fréquence pour les contrer. En outre, le fait d'avoir des informations sur les phases de la tension et du courant permet de compenser précisément le facteur de puissance. Pour les onduleurs de source de tension, tels que les générateurs numériques, l'estimation précise de la phase/fréquence du système empêche le flux de la puissance active et réactive entre l'onduleur et l'alimentation. Plusieurs méthodes de synchronisation des onduleurs sont proposées dans la littérature, ces techniques sont divisées en deux catégories : techniques de synchronisation en boucles fermées [96] et techniques de synchronisation en boucle ouverte [97]-[99].

III.2.1.1 Techniques de synchronisation en boucle fermée

Les techniques de synchronisation en boucle fermée sont probablement les techniques les plus utilisées dans les onduleurs de puissance. Il s'agit souvent de Phase-locked loop (PLL). Le PLL est un système de retour d'information en boucle fermée, qui extrait la phase/fréquence des signaux en minimisant l'erreur entre la sortie et les signaux d'entrée. le SRF-PLL est probablement le PLL le plus utilisé dans la littérature [96], [100]. Le SRF-PLL peut fournir une estimation précise de la phase/fréquence dans des conditions nominales de

réseau. Toutefois, son rendement dégrade en raison de l'existence d'une contamination harmonique. Ce problème peut être résolu en réduisant la largeur de bande du correcteur PI. La figure III.2 présente le schéma bloc du SRF-PLL, qui contient trois parties principales : le détecteur de phase (PD), le filtre à boucle (LF) et l'oscillateur à commande de tension (VCO). Le PD est réalisé en appliquant la transformation de Park. Le LF est effectué à l'aide du contrôleur PI, et le VCO est obtenu en intégrant la fréquence estimée pour détecter l'angle de phase de la tension.

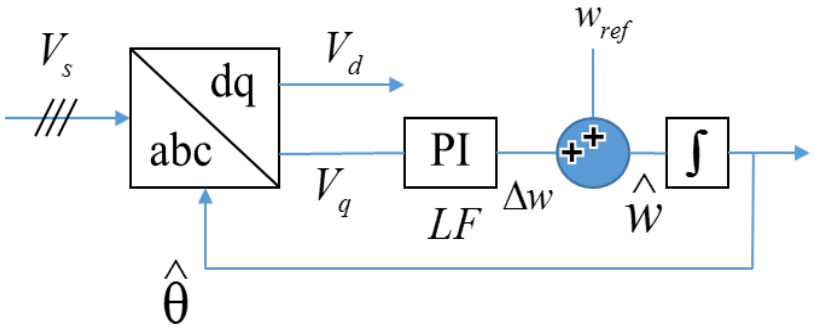


Figure III.2 Schéma bloc du SRF-PLL

Une tension déformée peut être représentée comme :

$$V_{s1}(t)=\sum_{h=1}^{m} v_h^+ cos(hwt+\phi_h^+)+v_h^- cos(hwt+\phi_h^-) \quad \text{(III.1)}$$

$$V_{s2}(t)=\sum_{h=1}^{m} v_h^+ cos(hwt+\phi_h^+-\frac{2\pi}{3})+v_h^- cos(hwt+\phi_h^-+\frac{2\pi}{3}) \quad \text{(III.2)}$$

$$V_{s3}(t)=\sum_{h=1}^{m} v_h^+ cos(hwt+\phi_h^++\frac{2\pi}{3})+v_h^- cos(hwt+\phi_h^--\frac{2\pi}{3}) \quad \text{(III.3)}$$

Où : v_h^+, v_h^-, ϕ_h^+, ϕ_h^- sont respectivement les amplitudes et les phases des séquences positives et négatives des éléments fondamentales et des harmoniques de la tension.

La transformation des coordonnées stationnaires *abc* en coordonnées stationnaires *αβ* est obtenue comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(t) \\ V_\beta(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} V_\alpha^+(t)+V_\alpha^-(t) \\ V_\beta^+(t)+V_\beta^-(t) \end{bmatrix}=\frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_{s1}(t) \\ V_{s2}(t) \\ V_{s3}(t) \end{bmatrix} \quad \text{(III.4)}$$

$$V_{\alpha}^{+}(t)+V_{\alpha}^{-}(t)=\sum_{h=1}^{m} v_h^{+}cos(hwt+\phi_h^{+})+v_h^{-}cos(hwt+\phi_h^{-}) \quad \text{(III.5)}$$

$$V_{\beta}^{+}(t)+V_{\beta}^{-}(t)=\sum_{h=1}^{m} v_h^{+}\sin(hwt+\phi_h^{+})+v_h^{-}\sin(hwt+\phi_h^{-}) \quad \text{(III.6)}$$

Ensuite, la transformation de Park, qui convertit la composante fondamentale en un signal DC est obtenue comme :

$$\begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} V_d^{+}(t)+V_d^{-}(t) \\ V_q^{+}(t)+V_q^{-}(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_{\alpha}(t) \\ V_{\beta}(t) \end{bmatrix} \quad \text{(III.7)}$$

Où :

$$\theta=\hat{w}t+\phi_1^{+} \quad \text{(III.8)}$$

$$V_d^{+}(t)+V_d^{-}(t)=\sum_{h=1}^{m} v_h^{+}\cos((hw-\hat{w})t+\phi_h^{+}-\hat{\phi}_1^{+})+v_h^{-}\cos((hw+\hat{w})t+\phi_h^{-}-\hat{\phi}_1^{-}) \quad \text{(III.9)}$$

$$V_q^{+}(t)+V_q^{-}(t)=\sum_{h=1}^{m} v_h^{+}\sin((hw-\hat{w})t+\phi_h^{+}-\hat{\phi}_1^{+})-v_h^{-}\sin((hw+\hat{w})t+\phi_h^{-}-\hat{\phi}_1^{-}) \quad \text{(III.10)}$$

On assume que ($\phi_h^{+}\approx\hat{\phi}_1^{+}$ et $w\approx\hat{w}$), alors (III.10) devient [96] :

$$\begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} V_h\cos(\theta-\theta) \\ V_h\sin(\theta-\theta) \end{bmatrix}$$

Où :

$$\theta=\int w dt=\int(w_{ref}+\Delta w)dt=\int^{\theta} w_{ref}dt+\int^{\Delta\theta}\Delta w dt \quad \text{(III.12)}$$

$$\theta=\int \hat{w} dt=\int(w_{ref}+\Delta\hat{w})dt=\int^{\theta} w_{ref}dt+\int^{\Delta\theta}\Delta\hat{w} dt \quad \text{(III.13)}$$

En remplaçant (III.12) et (III.13) en (III.11), il en résulte :

$$\begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} V_h\cos(\Delta\theta-\Delta\theta) \\ V_h\sin(\Delta\theta-\Delta\theta) \end{bmatrix}\approx\begin{bmatrix} V_h \\ V_h(\Delta\theta-\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad \text{(III.14)}$$

Il est évident que V_h apparaît dans les deux termes ($V_d(t)$ et $V_q(t)$). Cela implique que la variation de V_d peut affecter la marge de stabilité et le comportement dynamique. Par conséquent, pour éviter ce problème une autre stratégie est appliquée en divisant l'estimation $V_q(t)$ par V_d comme indiqué sur la figure III.3 [101].

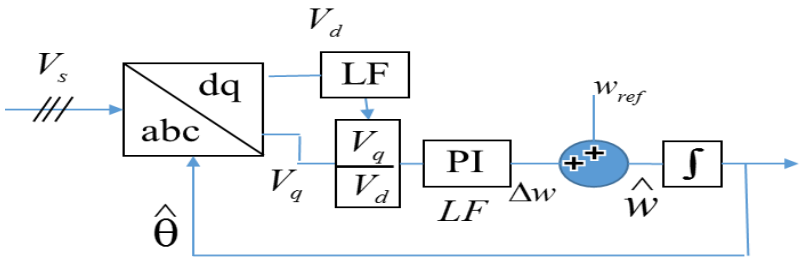


Figure III.3 Schéma bloc du SRF-PLL avec normalisation

La fonction de transfert en boucle fermée du SRF-PLL illustrée sur la figure III.3 est exprimée comme suit :

$$G_{srf}^{P}(s)=\frac{\Delta \hat{w}(s)}{\Delta w(s)}=\frac{V_d K_i + V_d K_p s}{s^2 + V_d K_i + V_d K_p s} \qquad \text{(III.15)}$$

Où : V_d est l'amplitude de la tension.

Afin d'améliorer la capacité de filtrage du SRF-PLL et d'offrir une meilleure réponse transitoire amortie, la fréquence estimée peut être déterminée à partir de la partie intégration du SRF-PLL, comme indiqué sur la figure III.4 [102], [103]. De cette façon, les zéros sont supprimés du numérateur de la fonction de transfert comme indiqué ci-dessous :

$$G_{srf}^{P}(s)=\frac{\Delta \hat{w}(s)}{\Delta w(s)}=\frac{V_d K_i}{s^2 + V_d K_p s + V_d K_i} \qquad \text{(III.16)}$$

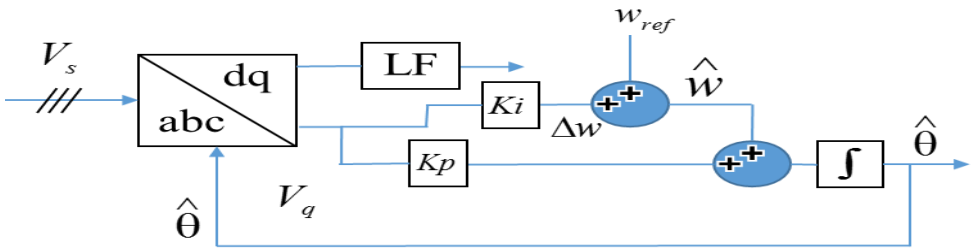


Figure III.4 Schéma bloc du SRF-PLL avec la fréquence estimée à partir de la partie intégratrice du correcteur PI

Néanmoins, le rétrécissement de la largeur de bande des contrôleurs PI sous tension déformée ralentit la réponse transitoire. De plus, l'existence du déséquilibre tend à détériorer le SRF-PLL. Pour confirmer cette affirmation, les figures III.5, III.6 et III.7 sont présentées. La figure III.5 présente le comportement du SRF-PLL sous tension nominale. Il est évident que le PLL peut extraire la phase et la fréquence de la tension avec précision. En outre, sous les dérives de fréquence, le SRF-PLL peut fournir une estimation précise avec une réponse transitoire très rapide. La figure III.6 illustre le comportement du SRF-PLL sous tension contaminée harmoniquement. Puisque la largeur de bande du SRF-PLL est importante, il est évident que la phase et la fréquence qui sont estimées par le SRF-PLL sont significativement affectées par la perturbation de la tension. En revanche, comme le montre la figure III.7, le rétrécissement de la largeur de bande du correcteur PI permet de réduire la perturbation, au détriment du coût de la réponse transitoire. Afin de surmonter les inconvénients du SRF-PLL, plusieurs algorithmes de filtrage ont été proposés dans la littérature.

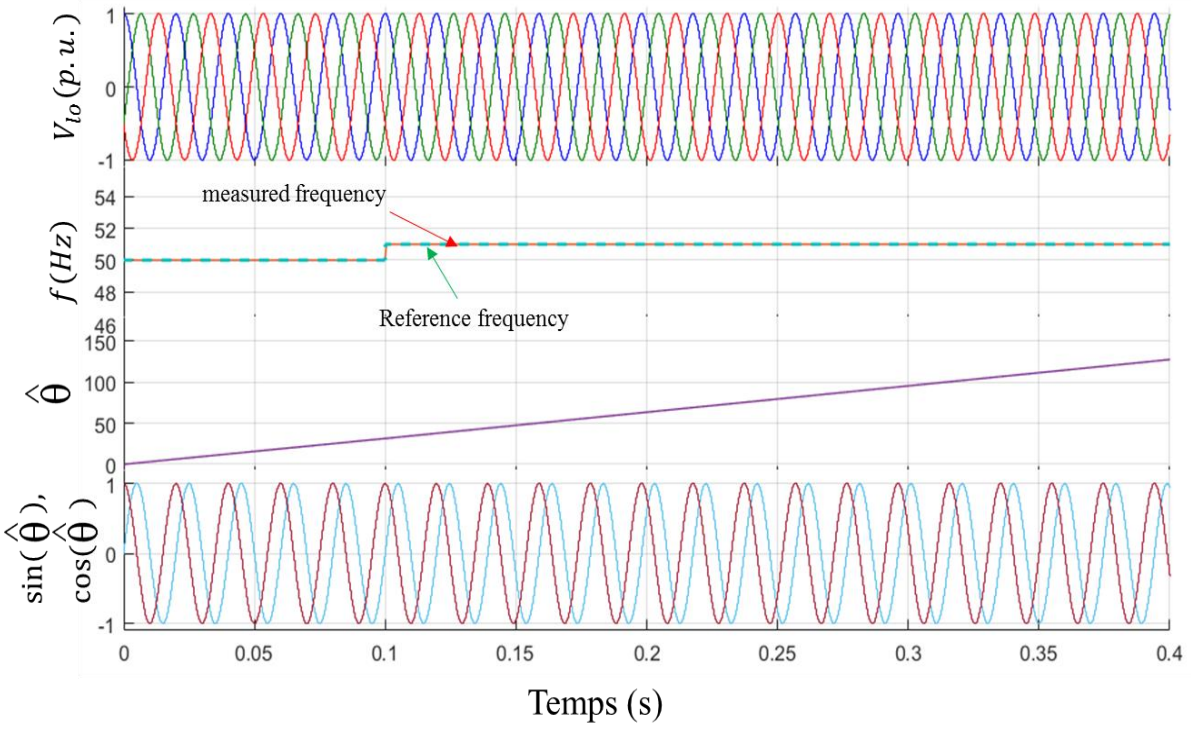


Figure III.5 Performance du SRF-PLL sous tension nominale

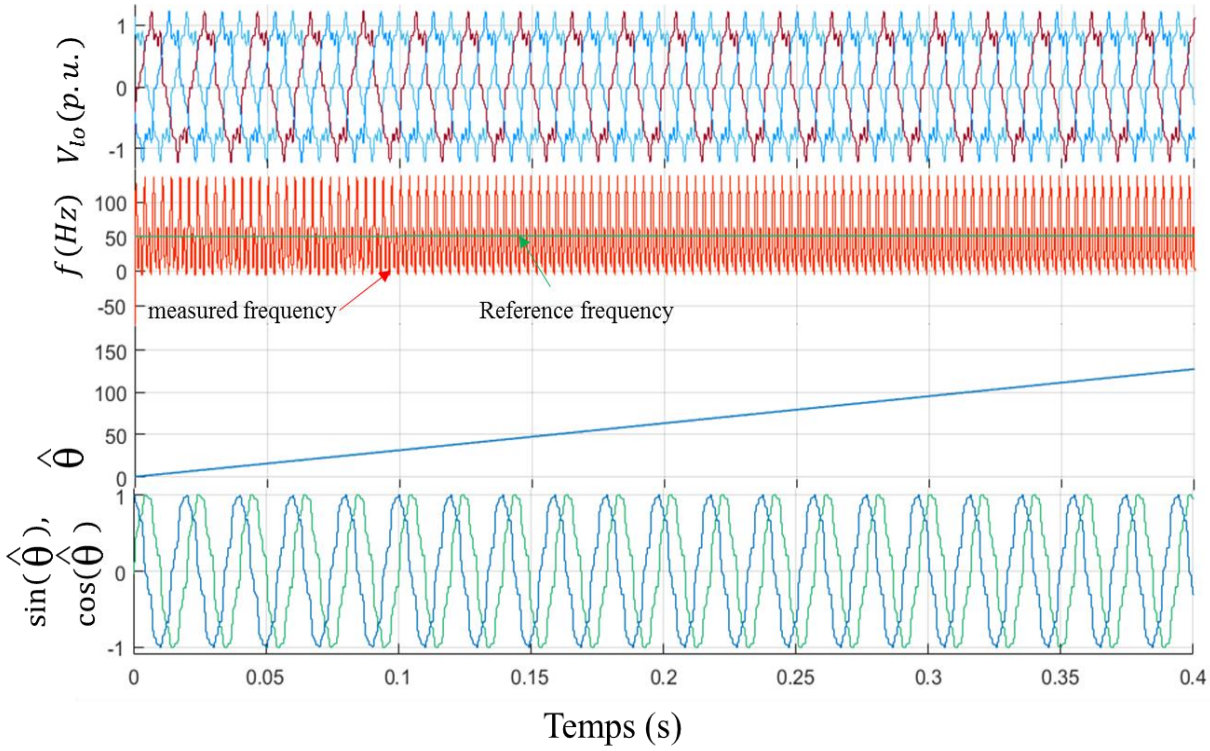


Figure III.6 Performance du SRF-PLL sous tension déformée avec une large bande passante du correcteur PI

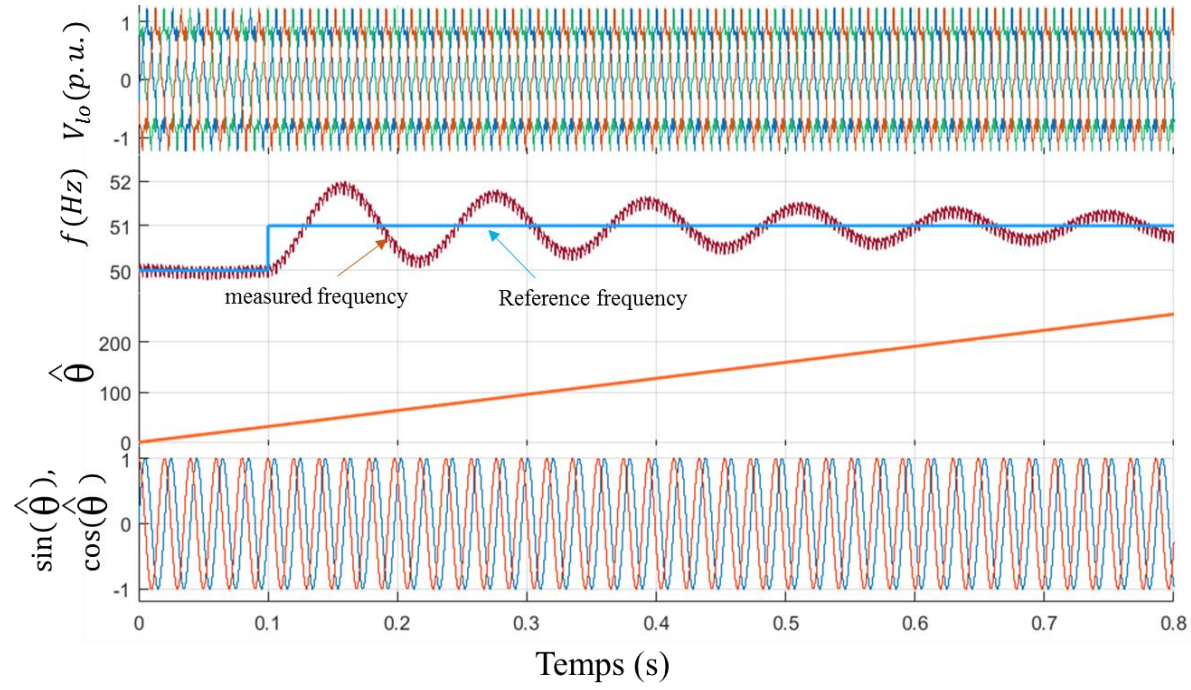


Figure III.7 Performance du SRF-PLL sous tension déformée avec une bande passante étroite du correcteur PI

III.2.1.1.1 Intégration du filtre passe-bas dans le SRF-PLL

Si nous considérons que la largeur de bande du SRF-PLL est large pour fournir une réponse transitoire plus rapide, alors les harmoniques de l'ordre -5ème, +7ème, -11ème deviennent dans les cordonnées de rotation synchrones comme : 6ème, 12ème … etc. L'existence de la séquence négative causée par le déséquilibrage des coordonnées stationnaires abc apparaît comme un signal sinusoïdal avec une fréquence multipliée par deux de la fréquence nominale. Alors que les harmoniques paires et les composantes DC apparaissent comme un signal sinusoïdal avec la fréquence nominale. Afin de filtrer ces perturbations, l'emploi du filtre passe-bas peut les atténuer comme indiqué sur la figure III.8.

La fonction de transfert de premier ordre du filtre passe-bas peut être formulée comme suit :

$$G_{LPF}^{P}(s) = \frac{w_{cf}}{s + w_{cf}} \tag{III.17}$$

Où : w_{cf} est la fréquence de coupure.

De (III.14) nous avons :

$$\begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} V_h \\ V_h(\Delta\theta - \Delta\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{V_d} \\ \overline{V_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{V}_d \\ \tilde{V}_q \end{bmatrix} \tag{III.18}$$

Où : $\overline{V_d}$ et $\overline{V_q}$ sont respectivement les composantes DC de $V_d(t)$ et$V_q(t)$, qui représentent la séquence positive fondamentale.$\tilde{V}_d$ et $\tilde{V}_q$ sont les perturbations. L'intégration du filtre passe-bas donne (III.18).

$$\begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} \approx \frac{w_{cf}}{s + w_{cf}} \begin{bmatrix} \overline{V_d} + \tilde{V}_d \\ (\overline{V_d} + \tilde{V}_d)(\Delta\theta - \Delta\theta) \end{bmatrix} \tag{III.19}$$

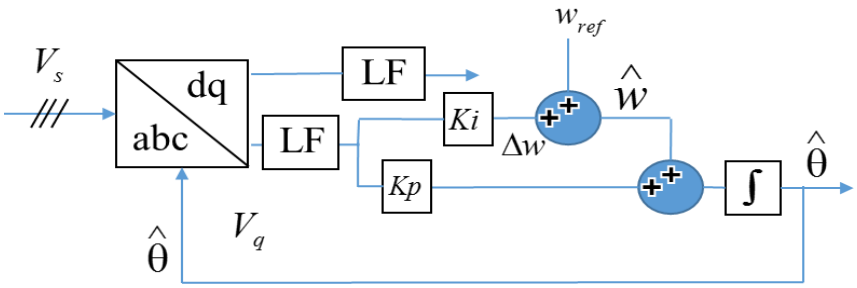


Figure III.8 SRF-PLL basé sur un filtre passe-bas

La figure III.9 présente la performance du SRF-PLL basé sur le filtre passe-bas avec une large bande passante. La tension est déformée avec les harmoniques de l'ordre -5ème, +7ème, -11ème, +13ème, il est évident que le filtre passe-bas atténue un grand nombre d'harmoniques, mais la capacité de filtrage n'est pas bonne puisque la phase et la fréquence ont encore quelques ondulations, qui influencent la forme d'onde de sinus et de cosinus livrés par le PLL. Cependant, la réponse transitoire du SRF-PLL est un peu rapide. La figure III.10 illustre le comportement du SRF-PLL basé sur le filtre passe-bas avec une bande passante étroite. Il est clair que le PLL offre une meilleure capacité de filtrage des harmoniques par rapport à la figure III.9. Cependant, sous la variation de fréquence, la réponse transitoire est si longue. Par conséquent, lors de la conception du PLL, le compromis entre la capacité élevée de filtrage et la réponse transitoire doivent être choisis en fonction du type de perturbation et de la quantité de distorsion.

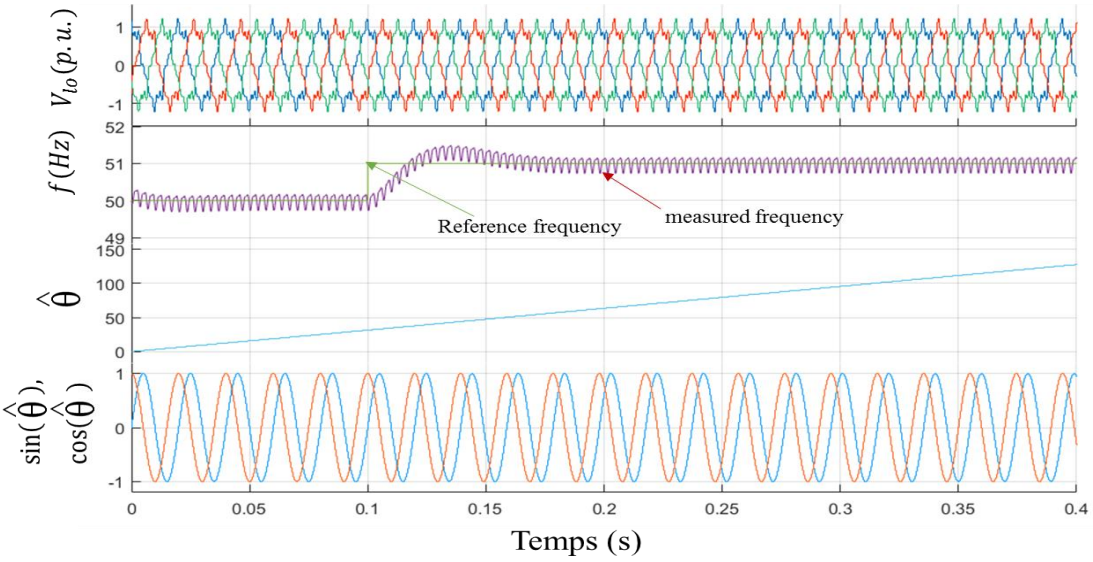
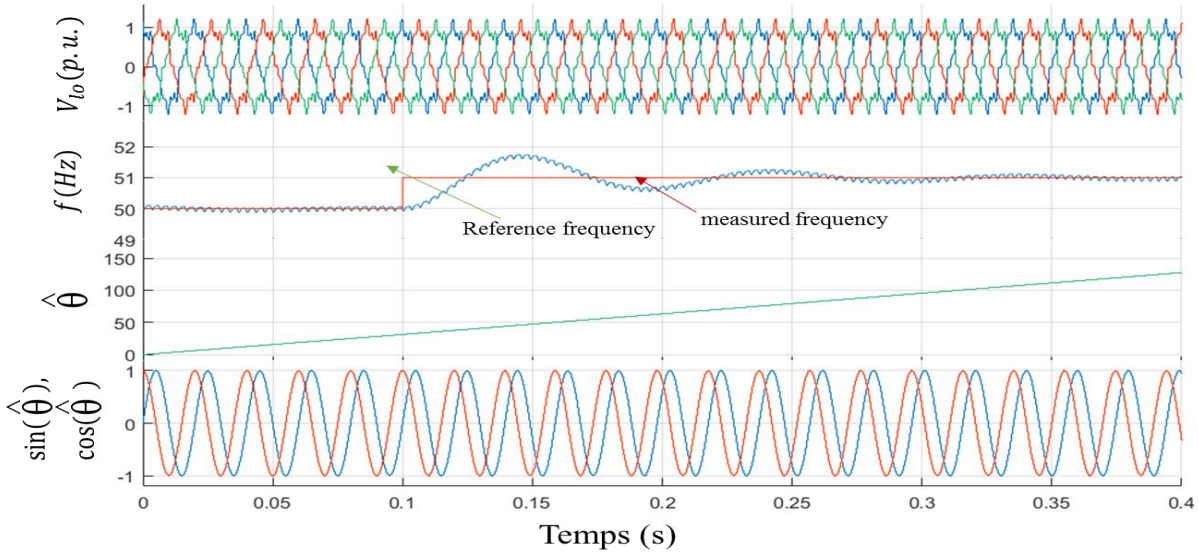


Figure III.9 Performance du SRF-PLL basé sur un filtre passe-bas avec une large bande passante



Figue III.10 Performance du SRF-PLL basé sur un filtre passe-bas avec une bande passante étroite

III.2.1.1.2 Intégration du filtre moyen mobile (MAF) dans le SRF-PLL

L'intégration du MAF dans la boucle de commande de phase du PLL est relativement nouvelle [103], [104]. La figure III.11 présente le schéma bloc du SRF-PLL basé sur le MAF. La formulation du MAF peut être exprimé à la fois dans les domaines continu et discret sous la forme :

$$b(t) = \frac{1}{T_w} \int_{t-T_w}^{t} a(\tau) d\tau \tag{III.20}$$

$$b(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a(k-n) \tag{III.21}$$

Où : T_w est la longueur de la fenêtre, $a(t)$ et $b(t)$ sont respectivement les signaux d'entrée et de sortie. La fonction de transfert du MAF dans le domaine de Laplace est exprimée par :

$$G_{MAF} = \frac{b(s)}{a(s)} = \frac{1-e^{-T_w s}}{T_w s} \tag{III.22}$$

À partir de (III.22), nous pouvons constater que le MAF a besoin d'une durée égale à sa longueur de fenêtre. Une fenêtre plus grande permet un filtrage harmonique élevé. Cependant, une fenêtre plus grande exige une réponse transitoire plus longue pour atteindre le

régime permanent. Par conséquent, le MAF peut être considéré comme un filtre passe-bas idéal si sa fenêtre est bien choisie. Afin de confirmer cette hypothèse, l'approximation de Padé du retard du MAF peut être approchée comme suit :

$$e^{-T_w s} \approx \frac{1-\frac{-T_w s}{2}}{T_w s+\frac{-T_w s}{2}} \tag{III.23}$$

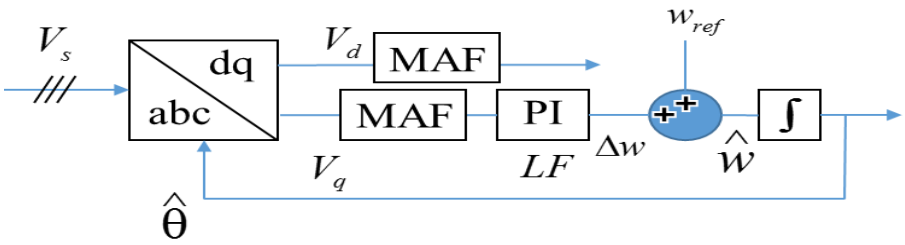


Figure III.11 Schéma global du SRF-PLL basé sur le MAF

Puis la substitution de (III.23) dans (III.22) conduit à :

$$G_{MAF} = \frac{1}{1+\frac{T_w s}{2}} \tag{III.24}$$

Basé sur (III.23) et (III.24), nous pouvons présenter le diagramme de Bode, qui est affiché sur la figure III.12. Il est évident que le MAF agit comme un filtre passe-bas idéal avec un réglage pointu à certaines fréquences sélectionnées par la longueur de fenêtre.

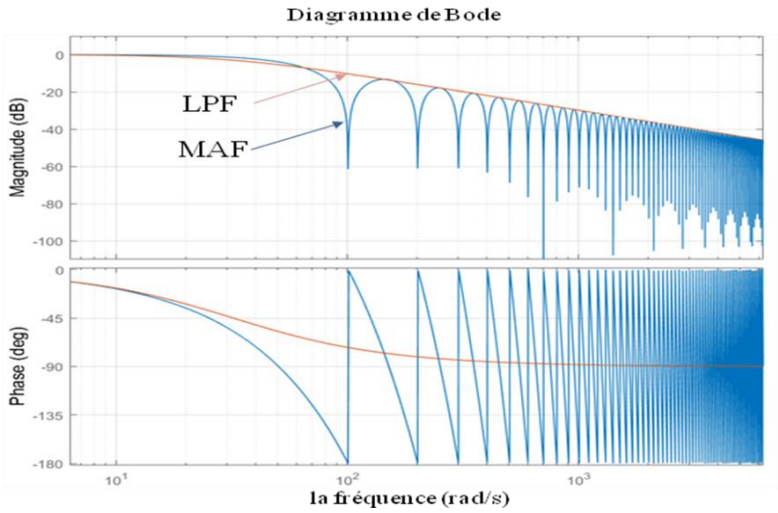


Figure III.12 Diagramme de Bode du MAF avec une longueur de fenêtre de 0.01s et un filtre passe-bas de premier ordre

La figure III.13 est ajoutée pour présenter le réglage du MAF sous deux longueurs de fenêtre différentes. Le réglage T_w=0.02/6s permet de créer un réglage aigu aux fréquences 200×N, où N=1, 2, 3, 4…etc. Tandis que, le réglage de T_w=0.02/2s (demi-cycle) se résulte en la création de plus de fréquences de résonance de l'ordre 100× N. Cependant, l'extension de la longueur de (T_w) entraîne un de régime transitoire plus important.

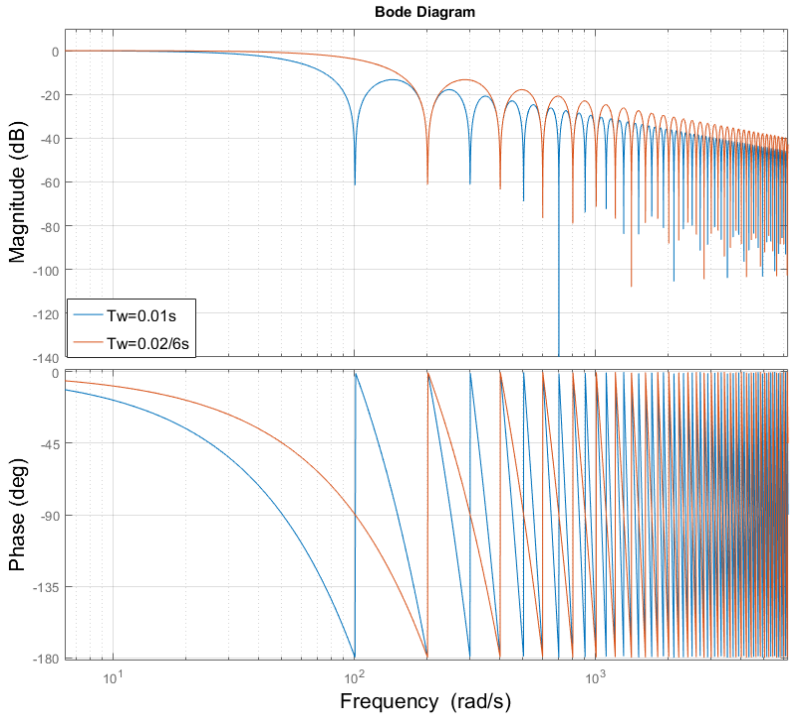


Figure III.13 Diagramme de Bode du MAF avec différentes valeurs de la longueur de la fenêtre

Afin de démontrer la capacité du MAF à supprimer les harmoniques de l'ordre 6h±1, la figure III.14 est présentée. La longueur de la fenêtre du MAF est fixée à trois valeurs différentes (0,02s, 0,01s et 0,02/6s). Il est clair qu'en cas d'existence d'une charge non linéaire équilibrée comme les redresseurs, le MAF peut fournir une estimation très précise des composantes de DC des deux tensions $V_d(t)$ et $V_q(t)$ avec les trois choix de la longueur de fenêtre. Par conséquent, le meilleur choix dans ce cas est de régler T_w=0.02/6s car elle fournit une réponse transitoire plus rapide.

La figure III.15 présente le comportement du MAF en existence des harmoniques de l'ordre 6h±1 et la séquence négative de la fondamentale. Il est évident que le réglage T_w=0.02/6s ne peut pas filtrer le signal. Ceci est dû au fait que lorsque on effectue la transformation de la

tension triphasée du référentiel stationnaire *abc* au référentiel rotatif *dq*, la séquence négative devient un signal sinusoïdal avec une fréquence égale au double de la fréquence nominale (100Hz). Par conséquent, seules les longueurs de fenêtre T_w=0.02s et T_w=0.01s peuvent filtrer le signal. Cependant, le choix optimal, dans ce cas, est de définir T_w=0.01s car elle fournit une réponse transitoire plus rapide avec une précision satisfaisante.

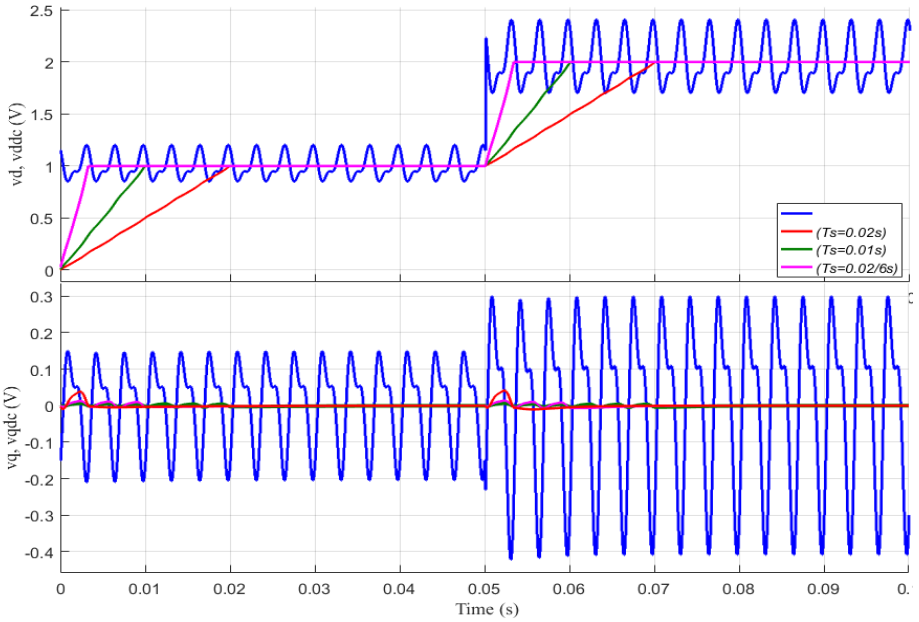


Figure III.14 Performance du MAF dans le cas des harmoniques de l'ordre 6h±1

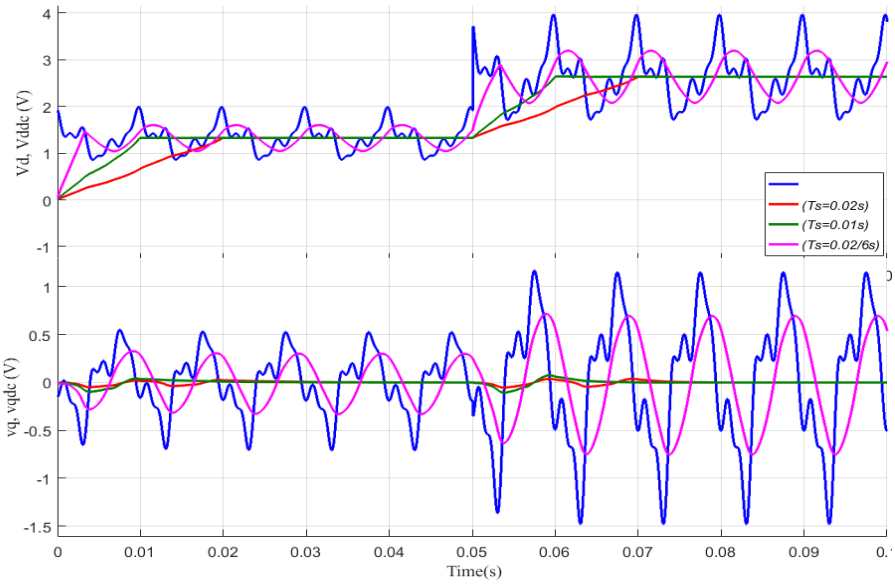


Figure III.15 Performance du filtre moyen mobile dans le cas des harmoniques de l'ordre 6h±1 et de la séquence négative de la fondamentale

La figure III.16 présente le comportement du MAF en existence des harmoniques de l'ordre $6h\pm1$, de la séquence négative de la fondamentale, de la composante DC, et des harmoniques paires (2, 4, …). Il est évident que seul le réglage T_w=0.02s (un cycle) peut fournir une estimation précise. Cela est dû au fait que la composante DC et l'harmonique dominante paire deviennent un signal périodique de la fréquence égale à la nominale. Par conséquent, le MAF nécessite un cycle de retard pour extraire la composante DC de $V_d(t)$ et $V_q(t)$.

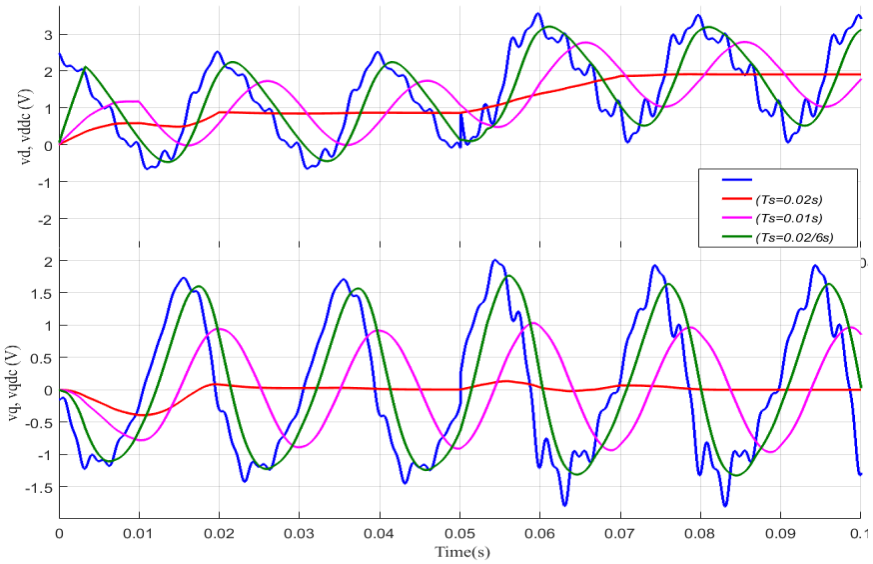


Figure III.16 Réalisation du MAF dans le cas des harmoniques de l'ordre 6h±1, de la séquence négative de la fondamentale, de la composante DC et des harmoniques paires

La figure III.17 est présentée pour montrer le comportement du SRF-PLL sous une tension contaminée harmoniquement. La première sous-parcelle montre la tension triphasée, qui est contaminée par les harmoniques de l'ordre $6h\pm1$. La deuxième sous-parcelle présente la fréquence estimée et sa référence. La troisième sous-parcelle montre l'angle de phase estimé, et la dernière sous-parcelle présente le sinus et le cosinus de la phase estimée. La longueur de fenêtre du MAF est fixée à T_w=0.02/6s. Il est évident que le SRF-PLL fournit une performance satisfaisante pour l'estimation de la phase/fréquence de la tension. En outre, le bon choix de la longueur de fenêtre du MAF conduit le SRF-PLL à fournir une précision plus élevée et satisfaisante par rapport à la précision du SRF-PLL basée sur le filtre passe-bas présenté sur les figures III.9 et III.10.

La figure III.18 est présentée pour valider le comportement du SRF-PLL sous une tension déformée. La première sous-parcelle présente la tension triphasée, qui est contaminée par les harmoniques de l'ordre 6h±1 et les harmoniques triplées (3, 9, …etc.). La deuxième sous-parcelle présente la fréquence estimée et sa référence. La troisième sous-parcelle représente l'angle de phase estimé, et la dernière sous-parcelle présente le sinus et le cosinus de la phase estimée. Dans ce cas, la longueur de fenêtre du MAF est fixée à T_w=0.01s. Il est clair que le SRF-PLL fournit une bonne performance pour l'estimation de la phase/fréquence de la tension avec une grande précision même sous la variation de fréquence.

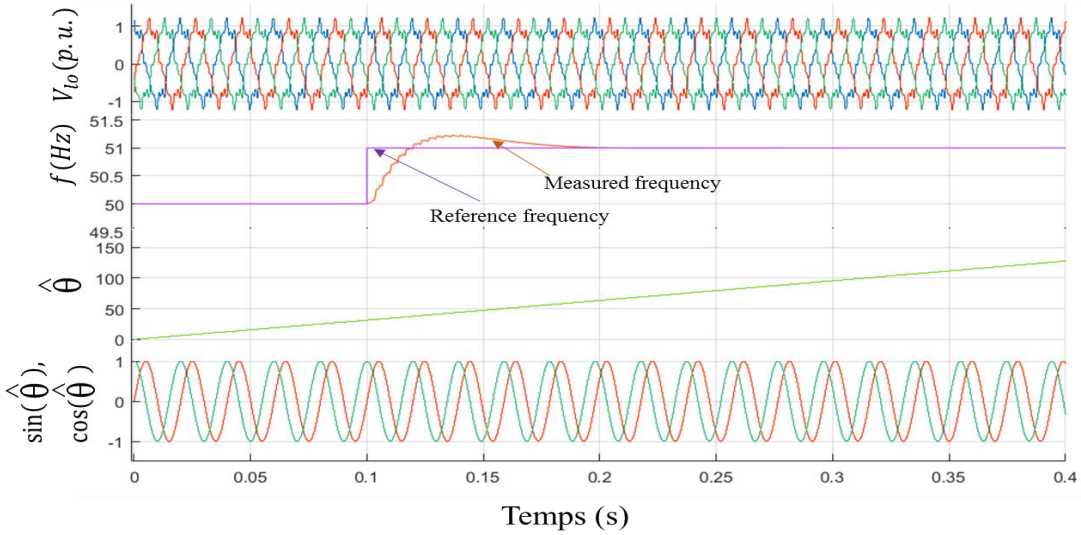


Figure III.17 Performance du SRF-PLL basé sur le MAF en existence des harmoniques de l'ordre 6h±1

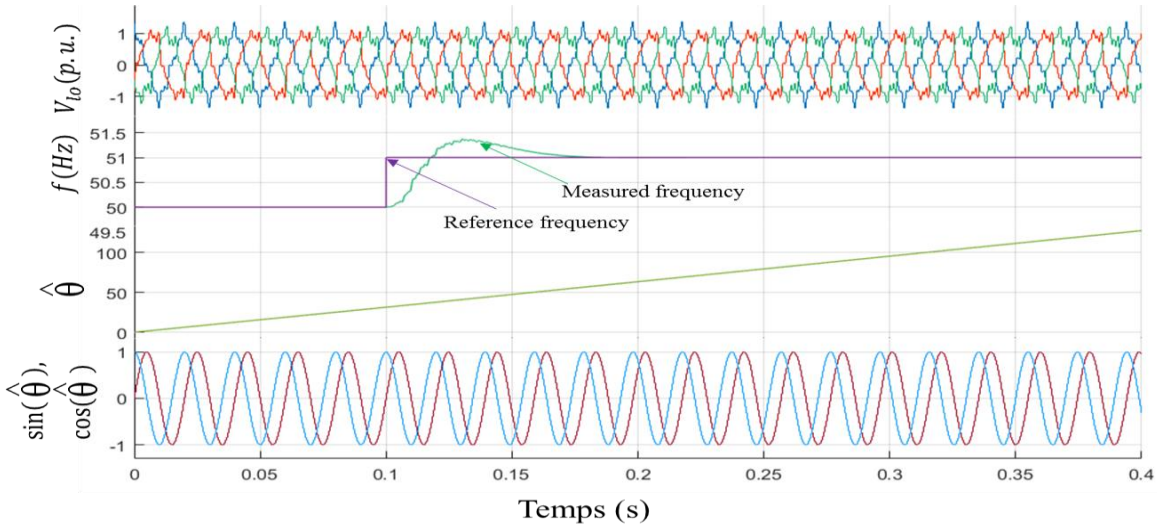


Figure III.18 Performance du SRF-PLL basé sur le MAF en existence des harmoniques de l'ordre 6h±1 et des harmoniques triplées

La figure III.19 est également présentée pour démontrer le rendement du SRF-PLL basé sur le MAF dans l'existence des harmoniques de l'ordre 6*h*±1, les harmoniques triplées (3, 9, …etc.), la composante DC, et les harmoniques pairs. Comme il a été expliqué précédemment, la composante DC et les harmoniques paires exigent une longueur de fenêtre d'un cycle dans le MAF pour fournir une estimation précise de la phase/fréquence comme indiqué dans les sous-parcelles 2, 3 et 4. Cependant, sous les dérives de fréquence, le PLL prend une réponse transitoire plus longue que les résultats présentés dans les deux figures précédentes.

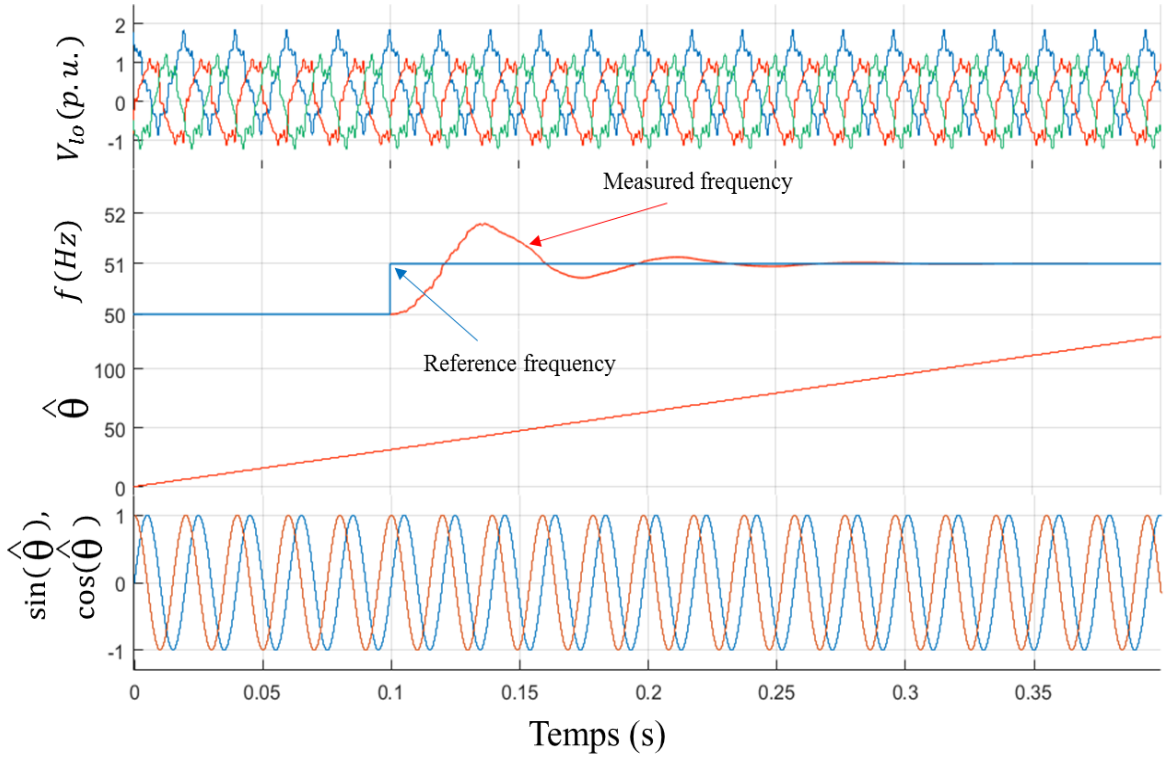


Figure III.19 Performance du SRF-PLL basé sur le MAF dans l'existence des harmoniques de l'ordre 6*h*±1, les harmoniques triplées, la composante DC, et les harmoniques paires

III.2.1.1.3 Application d'un filtre à coefficients complexes multiples (MCCF) au SRF-PLL (MCCF-PLL)

Les applications précédentes du MAF et du LPF sont intégrées dans la boucle fermée du SRF-PLL, ce qui rend la stabilité du système très sensible si les paramètres du système changent et ralentissent la réponse transitoire. L'application de la MCCF-PLL est présentée par l'étape de pré-filtrage dans le référentiel stationnaire $\alpha\beta$. Ainsi, la stabilité du système est moins sensible et la réponse transitoire est un peu plus rapide. Le MCCF-PLL se compose de

plusieurs sous-modules de filtres à coefficients complexes filtres (CCFs) fonctionnant de manière coopérative pour extraire la séquence positive fondamentale (FPS) de la tension telle que présenté sur la figure III.20. Ce qui distingue le MCCF-PLL des PLLs mentionné précédemment c'est la capacité d'estimer la polarité (séquence) de chaque fréquence harmonique, y compris la séquence négative fondamentale (FNS) lors de l'extraction du FPS. Dans le cas où la tension est déséquilibrée et contient un petit nombre d'harmoniques, l'implémentation de système des deux modules (TM) du FPS et du FNS peuvent fonctionner efficacement. Toutefois, en cas de distorsion harmonique grave, il est important d'utiliser le système à modules multiples (MM).

La figure III.20(a) présente un seul sous-module du CCF réglé à certaines harmoniques *h. k* définit la séquence de la composante extraite. Le réglage k=1 permet l'extraction de la séquence positive de la fréquence visée. Le réglage k=-1 permet d'extraire la séquence négative de la fréquence visée. D'après la figue III. 20(a), le FPS de $V_{\alpha\beta1}$ peut-être formulé comme [105] :

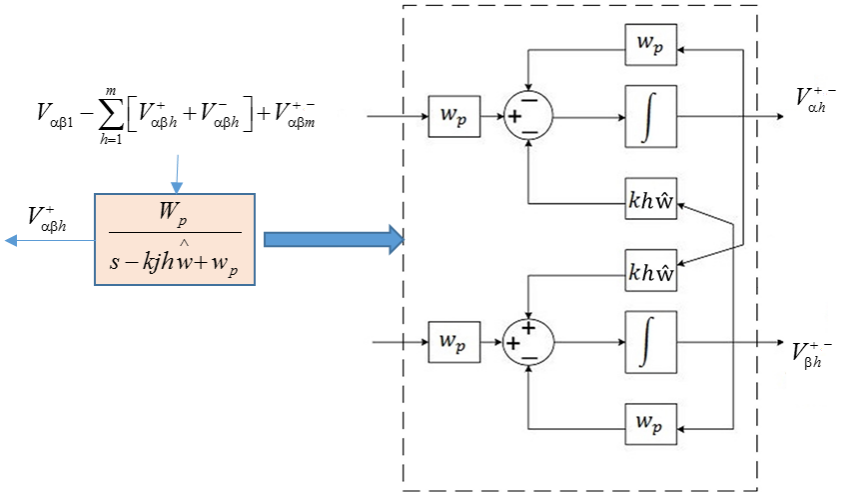
$$V_{\alpha1}^{+}=\frac{W_p}{s-j\hat{w}+w_p}\left[V_\alpha-\sum_{h=1}^{m}\left(V_{\alpha h}^{+}+V_{\alpha h}^{-}\right)+V_{\alpha1}^{+}\right] \tag{III.25}$$

$$V_{\alpha1}^{+}=\frac{W_p}{s+w_p}\left[V_\alpha-\sum_{h=2}^{m}\left(V_{\alpha h}^{+}\right)-\sum_{h=1}^{m}\left(V_{\alpha h}^{-}\right)\right]-\frac{\hat{w}}{s+w_p}V_{\beta1}^{+} \tag{III.26}$$

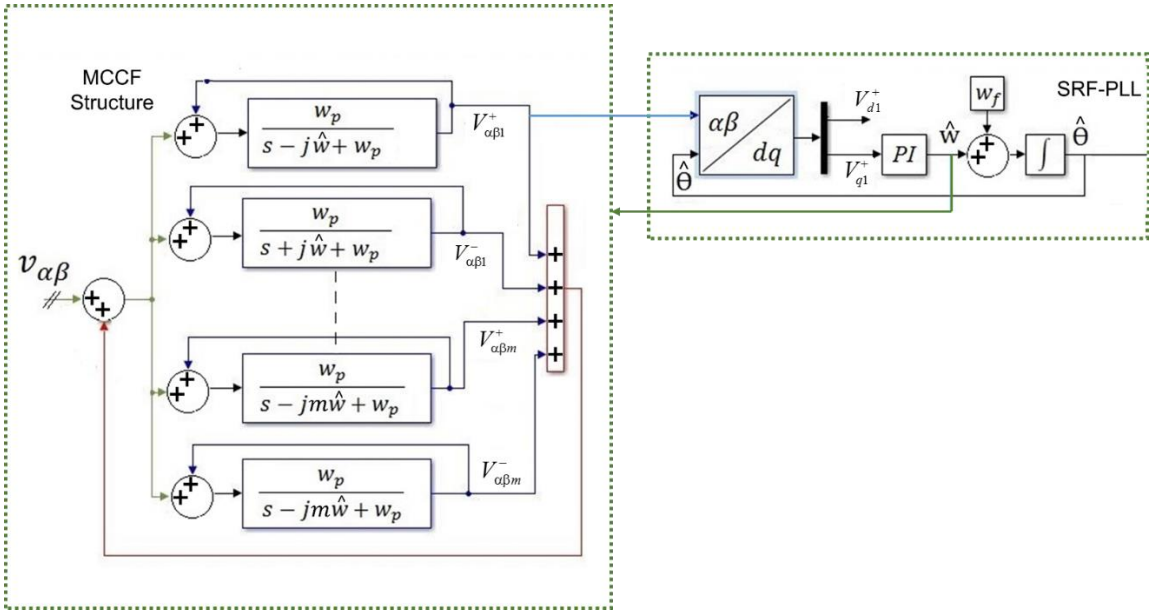
$$V_{\beta1}^{+}=\frac{W_p}{s-j\hat{w}+w_p}\left[V_\beta-\sum_{h=1}^{m}\left(V_{\beta h}^{+}+V_{\beta h}^{-}\right)+V_{\beta1}^{+}\right] \tag{III.27}$$

$$V_{\beta1}^{+}=\frac{W_p}{s+w_p}\left[V_\beta-\sum_{h=2}^{m}\left(V_{\beta h}^{+}\right)-\sum_{h=1}^{m}\left(V_{\beta h}^{-}\right)\right]+\frac{\hat{w}}{s+w_p}V_{\alpha1}^{+} \tag{III.28}$$

La figure III.20(b) présente le schéma du MCCF-PLL. Le bloc des MCCFs se compose de plusieurs sous-modules des CCFs qui fonctionnent comme une technique sélective pour estimer le FPS et donner des informations sur chaque polarité harmonique. Ensuite, la FPS extraite est servie au SRF-PLL pour estimer la phase/fréquence de la tension déformée. Il convient de noter que la fréquence estimée est transmise aux CCFs pour les adapter lors des dérives de fréquence [106].



(a)



(b)

Figure III.20 MCCF-PLL : (a) Un seul sous-module du MCCF ; (b) Schéma du CCF

Comme mentionné précédemment, la différence entre le CCF et le filtre passe-bande réel réside dans la capacité de sélectionner la polarité. Le filtre passe bande réel ne distingue pas les séquences de chaque composante, donc les deux passent. La figure III.21 est présentée pour confirmer cette affirmation. La fonction de transfert du CCF est présentée en (III.29) pour la séquence positive et en (III. 30) pour la séquence négative de chaque fréquence.

$$G_{CCF}^{+}=\frac{W_p}{s-jh\hat{w}+w_p} \qquad \text{(III.29)}$$

$$G_{CCF}^{-} = \frac{W_p}{s + jh\hat{w} + w_p} \quad \text{(III.30)}$$

Où : W_p est la fréquence de coupure et est habituellement choisi $0.707 \times w_f$ pour offrir un bon compromis entre la précision et la réponse transitoire. $\hat{w}$: est la fréquence estimée.

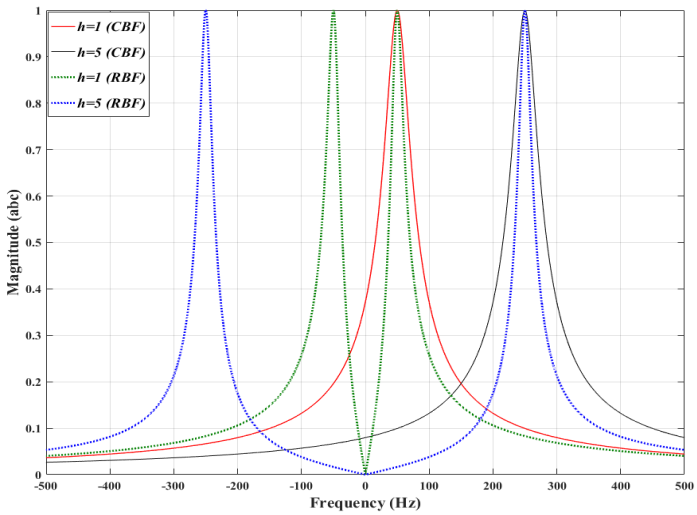


Figure III.21 Diagramme de Bode d'un filtre passe-bande complexe du premier ordre et d'un filtre passe-bande réel du deuxième ordre

La figure III.21 présente le Diagramme de Bode d'un filtre passe-bande complexe de premier ordre (CBF) et le filtre de passe-bande réel de deuxième ordre (RBF) réglé pour la fréquence fondamentale et 5ème harmoniques. On remarque que le rapport d'atténuation obtenu par le RBF des deux séquences (positive et négative) pour les deux fréquences (fréquence fondamentale et 5ème harmonique) égal à 1, ce qui indique que les deux polarités de chaque composante (±50 Hz, ±250 Hz) passeront le RBF. Cependant, le rapport d'atténuation obtenu par le CBF pour les deux fréquences fournit un gain d'unité à la partie de séquence positive choisie. Par conséquent, seules les séquences positives des fréquences sélectionnées passent le filtre.

A partir de [105], la conception des paramètres du contrôleur PI est réalisée en entraînant la fonction de transfert du modèle simplifié du signal du MCCF-PLL, qui est représentée sur la figure III.22 et formulée comme :

$$G_{CCF}^{L}(s)=\frac{\theta_1^{+}(s)}{\theta_e(s)}\Big|_{V_{qac}(s)=0}=\hat{V}_1^{p}\,k_p w_p\,\frac{s+(k_i/k_p)}{s^2(s+w_p)} \tag{III.31}$$

Le calcul du k_p et k_i peut être facilement effectué sur la base de la méthode symétrique prolongée [107], [108]. Plus de détails sur la façon de sélectionner k_p et k_i sont expliqués dans [105].

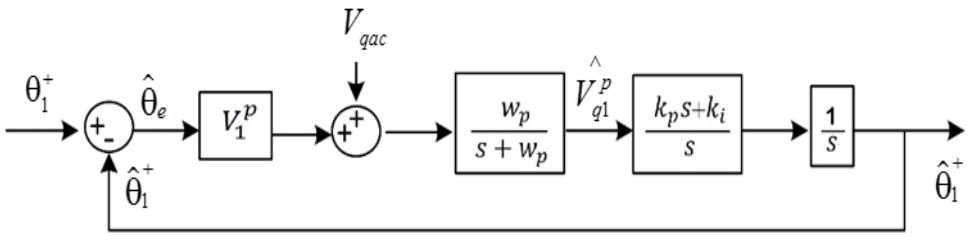


Figure III.22 Modèle simplifié du signal du MCCF-PLL

La figure III.23 montre la performance du MCCF-PLL sous tension de réseau déséquilibrée et déformée en utilisant deux modules pour le FPS et le FNS. De 0.06 s à 0.1s le déséquilibre et la distorsion harmonique de la tension sont relativement faibles. Il est évident que les CCFs peuvent estimer efficacement le FPS (V_{lo1}^{+}) et le FNS (V_{lo1}^{-}). L'alimentation V_{lo1}^{+} au SRF PLL permet d'estimer la fréquence et la phase de la tension. A l'instant 0.1s, le déséquilibre et la distorsion de la tension augmentent. On remarque que la structure des deux modules ne peut pas estimer V_{lo1}^{+} avec une bonne précision, ce qui est clair sur les variations de la fréquence estimée et de l'erreur de phase qui contiennent quelques ondulations, néanmoins le MCCF-PLL basé sur deux modules peut donner une meilleure phase/fréquence par rapport au SRF-PLL traditionnel, qui ne fournit pas une bonne estimation. En outre, à l'instant 0.15s, une déviation de fréquence de 4% se produit. Il est évident que la précision de la MCCF-PLL reste fixe, alors que la réponse transitoire nécessite environ 2 cycles pour atteindre le régime permanent.

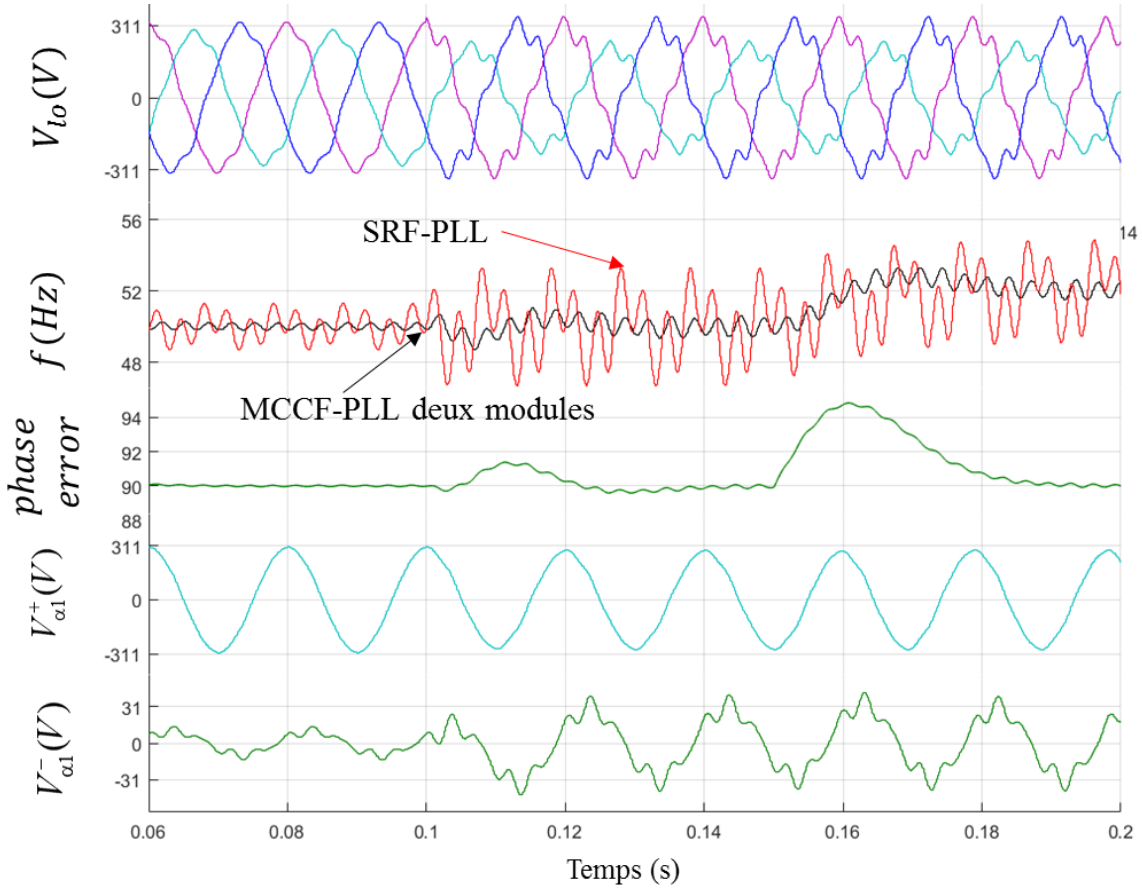


Figure III.23 La performance du MCCF-PLL sous tension déséquilibrée et dérives de fréquence à l'aide de deux modules

La figure III.24 présente le comportement du MCCF-PLL sous tension déséquilibrée et déformée en utilisant la structure multi-modules pour le FPS, FNS, la séquence négative de la 5ème harmonique, et la séquence positive de la 7ème harmonique. Selon les résultats, il est évident que les CCFs peuvent fournir une estimation précise des harmoniques visées avec une forme d'onde sinusoïdale du FPS (V_{lo1}^{+}). Servir le FPS (V_{lo1}^{+}) filtré au SRF-PLL permet d'estimer avec précision la phase/fréquence de la tension sous une contamination harmonique faible et élevée. De plus, la variation de la fréquence à l'instant 0.15s n'affecte pas la précision des CCFs puisqu'ils sont adaptatifs. Les autres types de PLL avancés sont résumés dans [96].

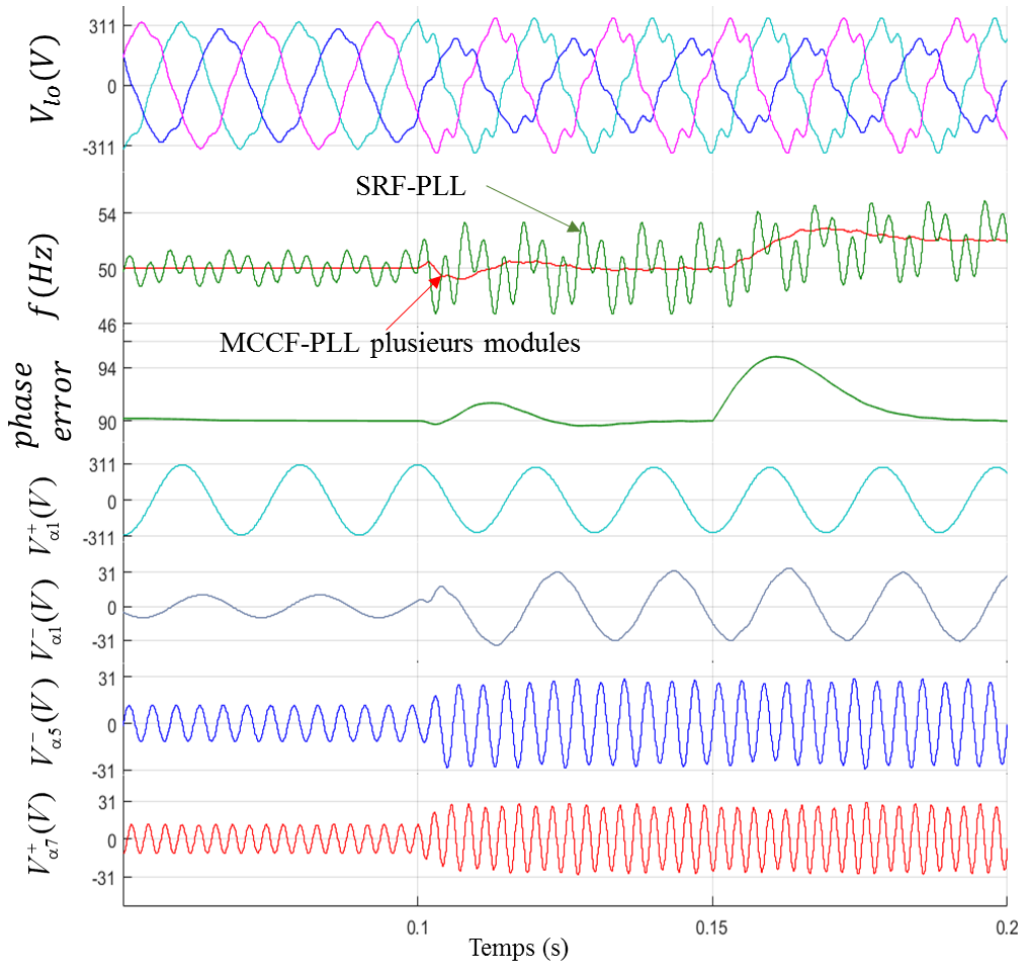


Figure III.24 La performance de la MCCF-PLL sous tension déséquilibrée et dérives de fréquence à l'aide de multiples modules

III.2.1.2 Techniques de synchronisation en boucle ouverte

Contrairement au PLL, qui se distingue par un système de retour d'information en boucle fermée qui nécessite une conception très minutieuse du système de stabilité. La technique OLS est totalement stable, n'a pas besoin de conception de commande, et très facile à mettre en œuvre. La figure III.25 présente un schéma bloc de la technique OLS. La phase, la fréquence et l'amplitude de la tension peuvent être estimées à l'aide de la technique OLS comme suit :

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right) \qquad \text{(III.32)}$$

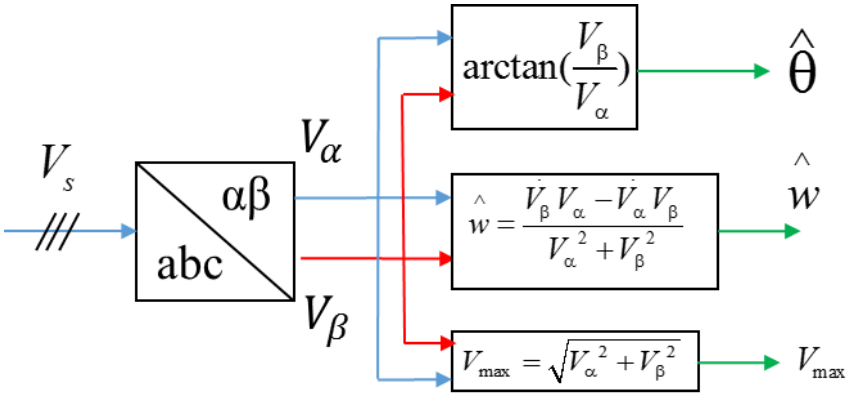


Figure III.25 Technique de synchronisation en boucle ouverte

$$V_{max}(V) = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tag{III.33}$$

$$\hat{w} = \frac{\dot{V}_\beta V_\alpha - \dot{V}_\alpha V_\beta}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tag{III.34}$$

Sous une tension sinusoïdale équilibrée, la technique OLS fournit une estimation de phase très précise de la tension avec une réponse transitoire nulle. Cependant, sous une tension avec une contamination harmonique et un déséquilibre, sa performance tend à se détériorer. Afin que la technique OLS fonctionne correctement sous une tension déformée et déséquilibrée, plusieurs techniques de pré-filtrage ont été proposées.

III.2.1.2.1 MAF

L'application du MAF à la technique OLS est relativement récente [99], [109]. Comme on l'a déjà expliqué dans la section III.2.1.1.2, le MAF peut agir comme un filtre idéal si la longueur de fenêtre est correctement sélectionnée. La figure III. 26 présente la technique OLS basée sur le MAF.

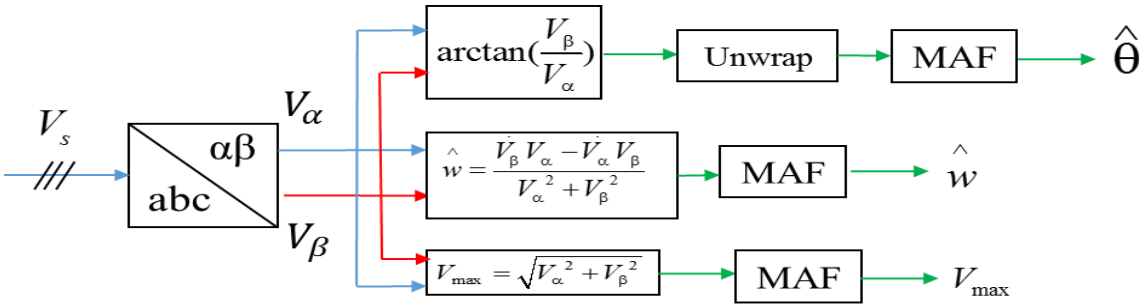


Figure III.26 Technique de synchronisation en boucle ouverte basée sur le MAF

A partir de la figure III.26, Il est clair que l'extraction de la phase/fréquence et de l'amplitude de la tension est réalisée séparément. Le MAF, cependant, est un filtre dépendant de la fréquence, ce qui signifie que sous des dérives de fréquence importantes, ses performances ont tendance à se détériorer. La figure III.27 présente le rendement de la technique OLS fondée sur le MAF. La tension est contaminée par les harmoniques de l'ordre $6h\pm1$. Il est clair qu'en fonction de la fréquence nominale, avec la sélection appropriée de la longueur de fenêtre du MAF, la technique OLS peut estimer avec précision la phase/fréquence et l'amplitude de la tension. Cependant, lorsqu'une dérive de fréquence se produit à l'instant 0.1s ses performances se dégradent, et entraînent quelques ondulations sur le niveau de la phase/fréquence estimée et l'amplitude.

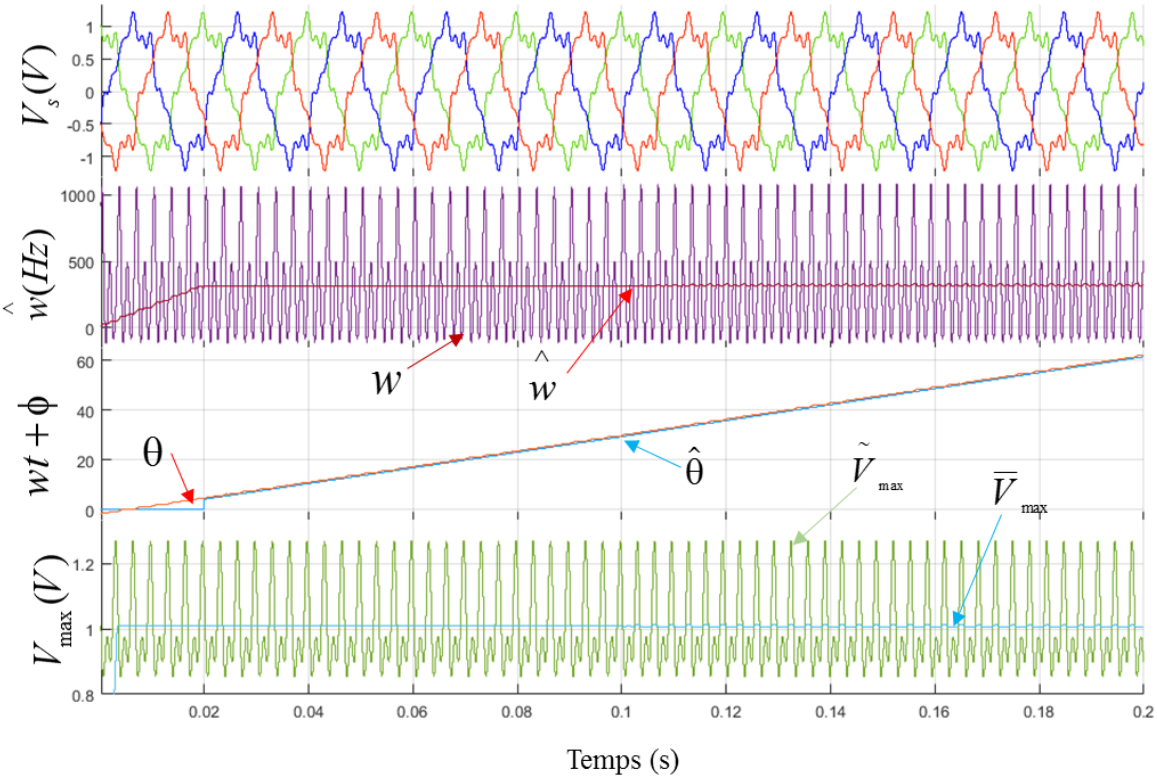


Figure III.27 Comportement de la technique OLS basée sur le MAF

Un autre inconvénient de l'insertion du MAF dans la technique OLS est le besoin du bloc de déblocage (Unwrap), qui est présenté sur la figure III.26. Ce bloc est responsable de la linéarisation du signal en dents de scie généré par l'arc-tangent. L'inconvénient de l'utilisation de ce bloc est que la linéarisation des dents de scie augmente à l'infini (figure III.26), ce qui rend son emploi peu pratique en raison de la limitation de la mémoire dans les cartes de processeurs de signaux comme les cartes Dspaces et FPGAs.

III.2.1.2.2 Technique NLS

L'approche du minimum carré non linéaire (NLS) est une technique de pré filtrage qui peut être mise en œuvre pour extraire la base de tout signal déformé périodique. L'avantage de l'approche NLS réside dans la capacité d'implémentation dans le référentiel stationnaire $\alpha\beta$, de sorte qu'elle ne requiert aucun bloc de déblocage ou d'autres blocs de linéarisation. La technique NLS est largement utilisée dans plusieurs applications du traitement des signaux et étendue aux APF [110]-[113]. D'après [111], la NLS technique peut être linéaire dans le cas où la fréquence du réseau est connue ou varie dans une petite limite. Selon la méthode de Prony [114], un signal contaminé peut être exprimé par une somme d'exponentiels et de résidus tels que formulés ci-dessous :

$$V(t) \approx \sum_{i=1}^{p} \Re_i e^{(\Im_i t)} + Z(t) \tag{III.35}$$

Étant donné que l'application réelle de l'approche NLS est effectuée en temps discret avec un nombre limité d'échantillons Υ, et un temps d'échantillonnage Ts, la technique NLS peut être exprimée en temps discret comme :

$$V(lT_s) \approx \sum_{i=1}^{p} \Re_i \eta_i^l + Z(lT) \tag{III.36}$$

Où : $\eta_i = e^{(\Im_i T_s)}$; l=0, 1, 2, …, Υ-1 ; i=1,2,… ρ . ρ : est la tolérance.

L'objectif de la technique NLS est de trouver la meilleure approximation de (III.36), qui peut être estimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ V(1) \\ : \\ V(\gamma-1) \end{bmatrix}^{V} \approx \begin{bmatrix} 1 & 1^{g} & \dots & 1 \\ \eta_1 & \eta_2 & \dots & \eta_M \\ : & : & : & : \\ \eta_1^{\gamma-1} & \eta_2^{\gamma-1} & \dots & \eta_M^{\gamma-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Re_1 \\ \Re_2 \\ : \\ \Re_M \end{bmatrix}^{\Re} \tag{III.37}$$

$$\Re \approx g \backslash V \approx \frac{g^T \cdot V}{g^T \cdot g} \tag{III.38}$$

Selon la technique NLS, on utilise les données g d'un cycle, qui correspond à la fréquence nominale pour estimer le vecteur $\Re$ de la composante fondamentale. L'amplitude de g n'a

aucune influence sur la capacité de filtrage lors de l'estimation de chaque fréquence harmonique individuellement puisque le terme $\frac{g^T \cdot V}{g^T \cdot g}$ conduit toujours à l'unité. Il est à noter que (III.37) est une matrice, ce qui implique que la multiplication des matrices augmente la charge de calcul de la technique. Toutefois, puisque le but de cette méthode est d'estimer la fondamentale de $V_{\alpha\beta}$; et le calcul du terme $\frac{g^T \cdot V}{g^T \cdot g}$ qui produit toujours une amplitude d'unité d'un signal sinusoïdal peut être pré-calculé hors ligne, donc le vecteur obtenu peut être calculé en ligne pour être multiplié à V à chaque moment d'échantillonnage pour extraire la forme d'onde fondamentale. La figure III.28 présente le schéma de la technique OLS basée sur l'approche NLS.

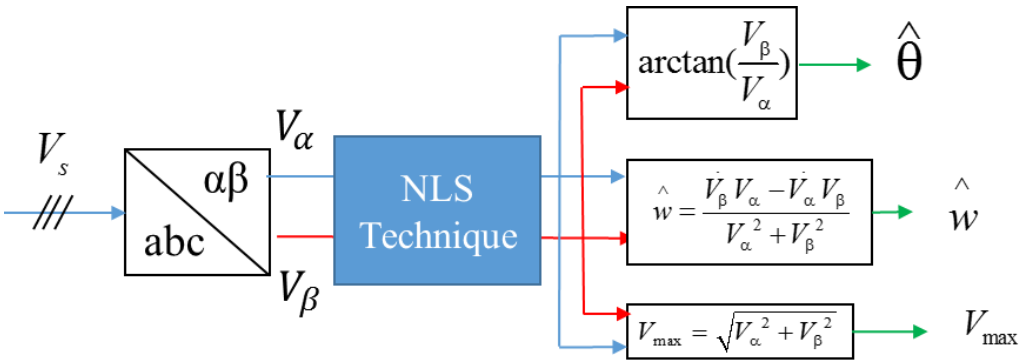


Figure III.28 La technique OLS basée sur l'approche NLS

La figure III.29 présente la performance de la technique NLS sous tension de réseau déformée. La tension est contaminée harmoniquement avec les harmoniques de l'ordre $6h\pm1$. La transformation de la tension déformée du référentiel stationnaire *abc* en référentiel stationnaire *αβ* entraîne une distorsion de la tension $\tilde{V}_{\alpha\beta}$. Puis $\tilde{V}_{\alpha\beta}$ passe par le filtre NLS pour extraire les composantes fondamentales $\overline{V}_{\alpha\beta}$. Il est très évident que les tensions $\overline{V}_{\alpha\beta}$ sont sinusoïdales, et le temps de retard du filtre est seulement un demi-cycle. Dans le cas de l'existence des harmoniques triplées (3, 9, …etc.), la composante DC, et les harmoniques paires, l'approche NLS nécessite une longueur de fenêtre d'un cycle pour filtrer toutes les perturbations. La 4ème sous-parcelle présente la fréquence $\hat{w}$, qui est estimée avec et sans le filtre. Il est évident que lorsque le filtre NLS n'est pas installé, la fréquence est pleine d'ondulations. Cependant, lors de l'installation du filtre, la fréquence est estimée avec

précision. A l'instant 0.1s, une variation de fréquence de 2% (de 50Hz à 51Hz) se produit. Il est clair que de petites ondulations apparaissent sur le signal filtré en raison de la longueur de fenêtre inadaptée à l'approche NLS, qui est choisie pour correspondre à la fréquence de 50Hz. Par conséquent, l'approche NLS est semblable au MAF en ce qui concerne la dépendance à la fréquence. Cependant, l'approche NLS a l'avantage de pouvoir être appliquée dans le référentiel stationnaire *αβ* et le référentiel synchrone *dq*.

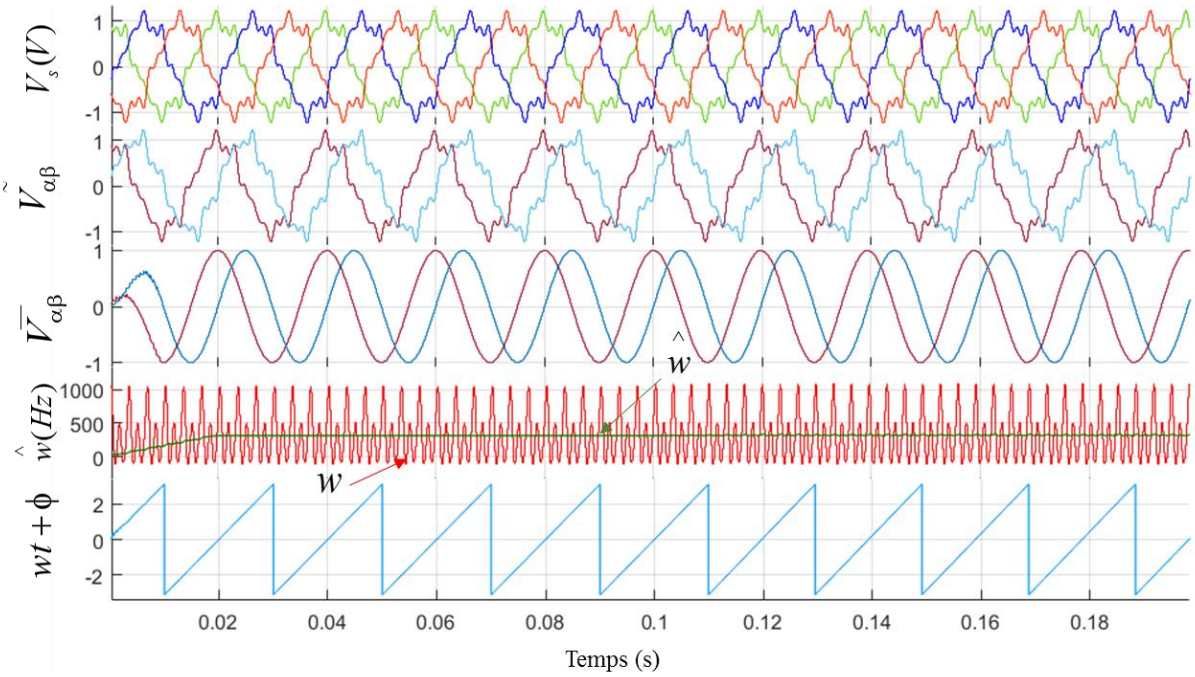


Figure III.29 Performance de la technique OLS basée sur l'approche NLS

III.2.1.2.3 Technique du αβ-référentiel cascadé d'annulation du signal retardé (α-βCDSC)

L'opérateur (α-βCDSC) est une technique de pré filtrage qui peut être utilisée dans le référentiel *αβ* pour la technique OLS et le PLL [115], [116]. L'opérateur α-βCDSC a un comportement similaire à celui de la technique MAF et NLS en termes de capacité de filtrage. Cependant, l'opérateur α-βCDSC a la capacité de rejeter la composante DC en demi-cycle. En outre, l'opérateur α-βCDSC peut être utilisé dans le référentiel *αβ,* ce qui implique que son application ne nécessite pas le bloc (Unwrap).

La figure III.30 présente le schéma bloc interne de la technique OLS basée sur le filtre α-βCDSC. Il se compose de 4 opérateurs, chaque opérateur est formulé comme :

$$\begin{bmatrix} \vec{V}^{+}_{\alpha} \\ \vec{V}^{+}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\left[1+e^{\frac{j2\pi}{n}}e^{\frac{-Tw}{n}s}\right]\begin{bmatrix} \vec{V}_{\alpha} \\ \vec{V}_{\beta} \end{bmatrix} \quad \text{(III.39)}$$

Où : n est connu comme le facteur retardé. Afin d'annuler la -5ème, +7ème et la séquence négative de la fréquence fondamentale, on peut choisir n comme $n=4$ [117] . En existence des harmoniques d'ordre 3, 9…, l'application de quatre opérateurs de α-βCDSC en série avec n réglé à plusieurs valeurs $(n=4,8,16,32)$ comme présentée sur la figure III.30, est nécessaire. Dans le cas où il n'existe que la composante DC, il suffit de régler un opérateur de α-βCDSC avec $n=2$ pour la rejeter tel qu'exprimé dans les équations suivantes. Si nous supposons que la tension de réseau est perturbée avec seulement la composante DC, alors il sera exprimé comme :

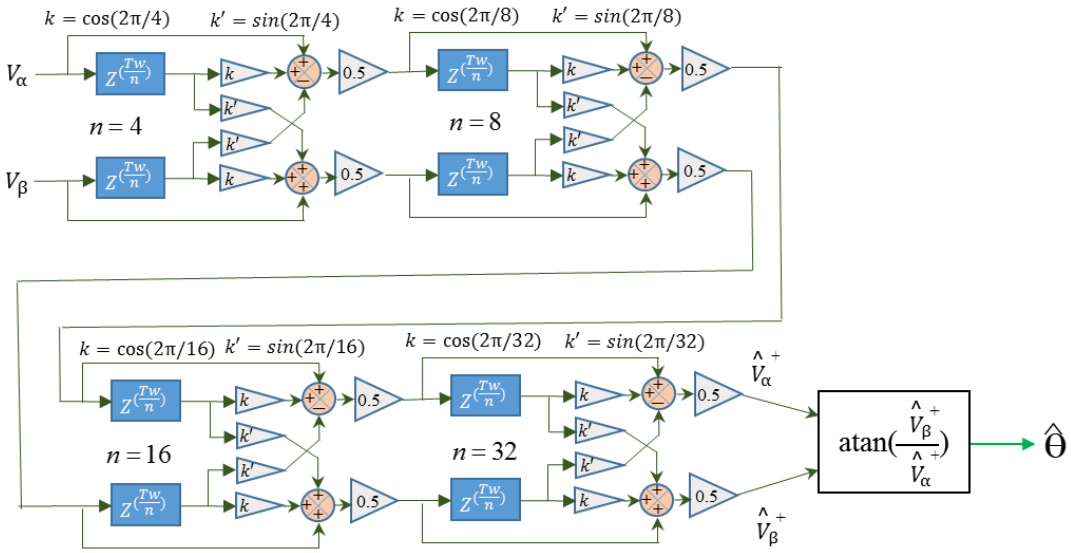


Figure III.30 Technique OLS basée sur α-βCDSC

$$\begin{bmatrix} V^{+}_{\alpha}(t) \\ V^{+}_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dc\alpha} \\ V_{dc\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V^{+}_{\alpha 1}e^{j(wt+\theta^{+}_{\alpha 1})} \\ V^{+}_{\beta 1}e^{j(wt+\theta^{+}_{\beta 1})} \end{bmatrix} \quad \text{(III.40)}$$

En réglant $s=jw$ et $T_w=1/f$ dans (III.40) et en appliquant l'opérateur α-βCDSC à $V_{\alpha}(t)$ et $V_{\beta}(t)$ avec n=2, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V^{+}_{\alpha}(t) \\ V^{+}_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dc\alpha} \\ V_{dc\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V^{+}_{\alpha 1}e^{j(wt+\theta^{+}_{\alpha 1})} \\ V^{+}_{\beta 1}e^{j(wt+\theta^{+}_{\beta 1})} \end{bmatrix} \frac{1}{2}\left[1+e^{\frac{j2\pi(1-Tw\cdot f)}{n}}\right] \quad \text{(III.41)}$$

Après avoir fait un certain développement mathématique, (III.41) devient :

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{\alpha}^{+}(t)} \\ \overline{V_{\beta}^{+}(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha 1}^{+} e^{j(wt+\theta_{\alpha 1}^{+})} \\ V_{\beta 1}^{+} e^{j(wt+\theta_{\beta 1}^{+})} \end{bmatrix} \tag{III.42}$$

Selon (III.42), nous pouvons conclure que, pour rejeter la composante DC d'un signal perturbé, il suffit d'insérer un opérateur d'α-βCDSC avec $n=2$. Cependant, en raison de l'existence des harmoniques de l'ordre $6h\pm1$, les harmoniques triplées, les harmoniques paires, et la composante DC nécessite 5 opérateurs de α-βCDSC avec $n=2,4,8,16,32$ pour rejeter toutes les perturbations telles que formulées ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \vec{V}^{+}{}_{\alpha} \\ \vec{V}^{+}{}_{\beta} \end{bmatrix} = \prod_{n=2,4,8,16,32} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1+e^{\frac{j2\pi}{n}} e^{\frac{-Tw_s}{n}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{V}_{\alpha} \\ \vec{V}_{\beta} \end{bmatrix} \tag{III.43}$$

La réponse transitoire de l'opérateur α-βCDSC dépend du nombre d'opérateurs qui sont en cascade en série et du facteur n ; en existence des harmoniques triplées, du déséquilibre et des harmoniques de l'ordre $6h\pm1$, le filtre α-βCDSC nécessite un demi-cycle puisque n est sélectionné à $n=4,8,16,32$. Cependant, en raison de l'existence de la composante DC et des harmoniques paires, le filtre α-βCDSC nécessite un cycle, puisque n est sélectionné à $n=2,4,8,16,32$.

La figure III.31 présente la réponse fréquentielle de l'opérateur α-βCDSC. Les premier et deuxième sous-parcelles représentent la réponse globale et la phase de l'opérateur α-βCDSC avec n sélectionné à $n=2,4,8,16,32$. Et la dernière sous-parcelle représente la réponse de chaque opérateur individuel. Il est très clair que l'opérateur α-βCDSC a un comportement similaire à celui du MAF pour rejeter les harmoniques. Cependant, l'opérateur α-βCDSC est distingué par la capacité d'être employé dans le référentiel stationnaire $\alpha\beta$, ce qui rend son application plus pratique. D'ailleurs, sur la figue III.31, il est clair que l'α-βCDSC est un filtre dépendant de la fréquence, ce qui implique que sa performance se dégrade pendant des variations de fréquence.

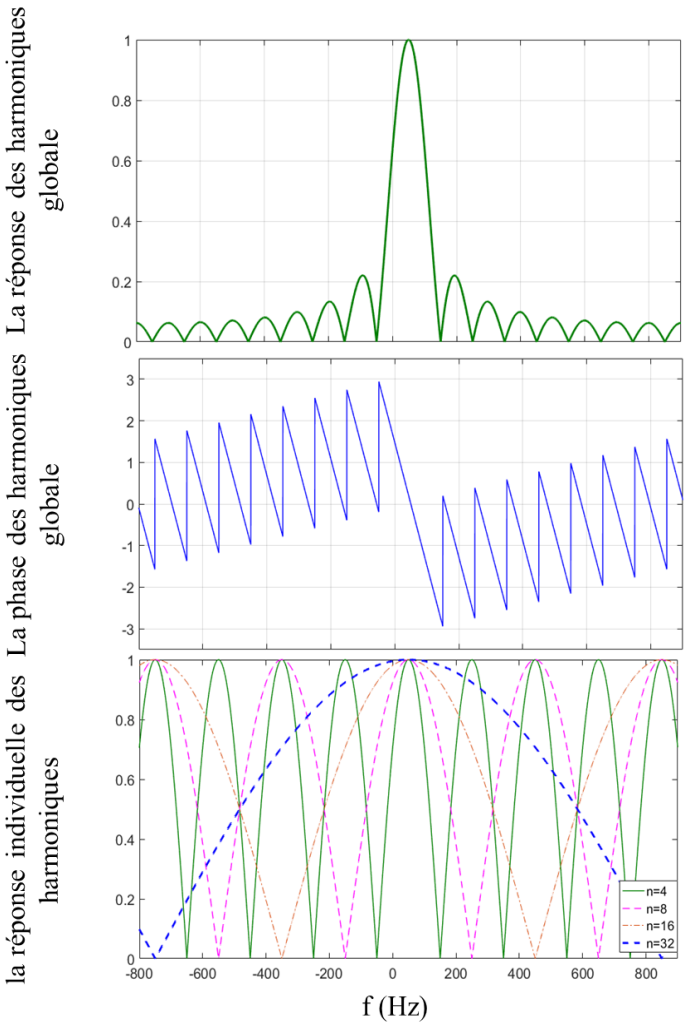


Figure III.31 La réponse fréquentielle de l'opérateur α-βCDSC

Afin d'éviter cet inconvénient, les techniques traditionnelles peuvent estimer la fréquence en utilisant la dérivation de la phase [118], [119]. Toutefois, leur performance se dégrade principalement lorsque le temps d'échantillonnage est faible.

Un compensateur de fréquence efficace basé sur deux MAFs est proposé en [116]. L'avantage de cet estimateur de fréquence est l'indépendance par rapport à l'estimation de phase, de sorte que la variation de la phase estimée ne peut pas affecter la fréquence estimée telle qu'affichée sur la figure III.32.

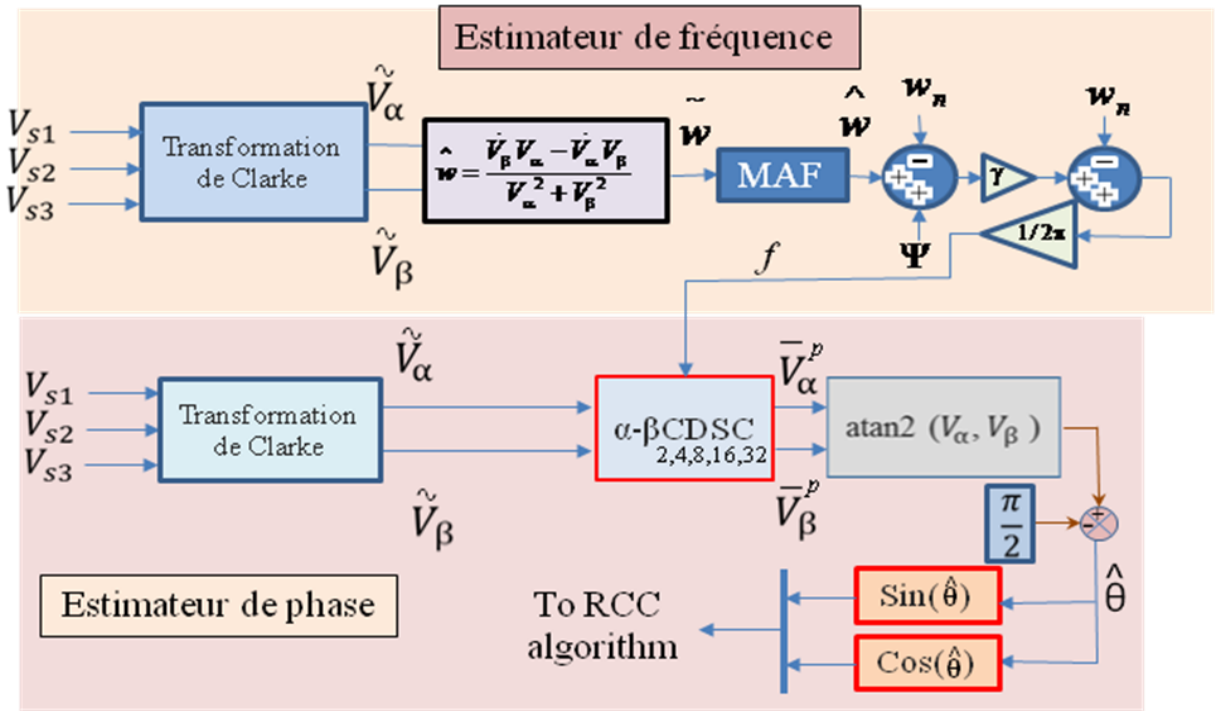


Figure III.32 Technique OLS basée sur l'opérateur α-βCDSC et un estimateur de fréquence

Où : $\Psi = \frac{T_s^2}{6} w_n^3$, et $\gamma = \frac{1}{1 - T_s^2 0.5 w_n^2}$

La figure III.33 montre la performance de la technique OLS basée sur l'opérateur α-βCDSC et un estimateur de fréquence, qui est présentée sur la figure III.32. La distorsion de tension contient les harmoniques de l'ordre 6*h*±1, les harmoniques triplées et la composante DC. Le MAF se compose de deux blocs en série, la longueur de fenêtre du premier bloc est réglée à *Tw*=0.02s (un cycle), tandis que la deuxième longueur de fenêtre de bloc est réglée à *Tw*=0.01s (demi-cycle). La connexion entre ces deux blocs en série offre une grande capacité de rejeter les harmoniques. Le premier bloc peut rejeter les harmoniques de l'ordre 6*h*±1, les harmoniques triplées et la composante DC ; alors que le deuxième bloc atténue les ondulations causées par les dérives de fréquence. A l'instant 0.06s, une variation de fréquence se produit. Il est évident que l'estimateur de fréquence peut suivre la dérive de fréquence avec une précision acceptable et une réponse transitoires d'un cycle et demi. L'adaptation de l'opérateur α-βCDSC à l'estimateur de fréquence donne une estimation précise de la phase comme indiqué dans la troisième sous-parcelle. Enfin, la dernière sous-parcelle présente le signal sinusoïdal obtenu à partir de la phase/fréquence estimée, qui est purement sinusoïdale.

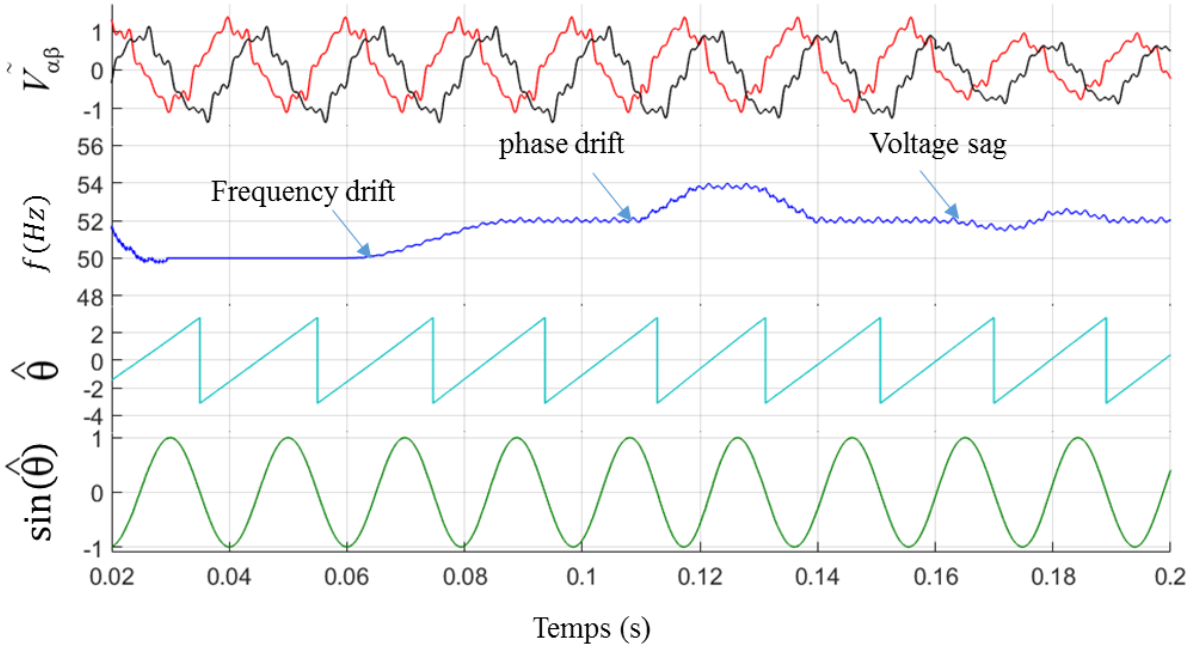
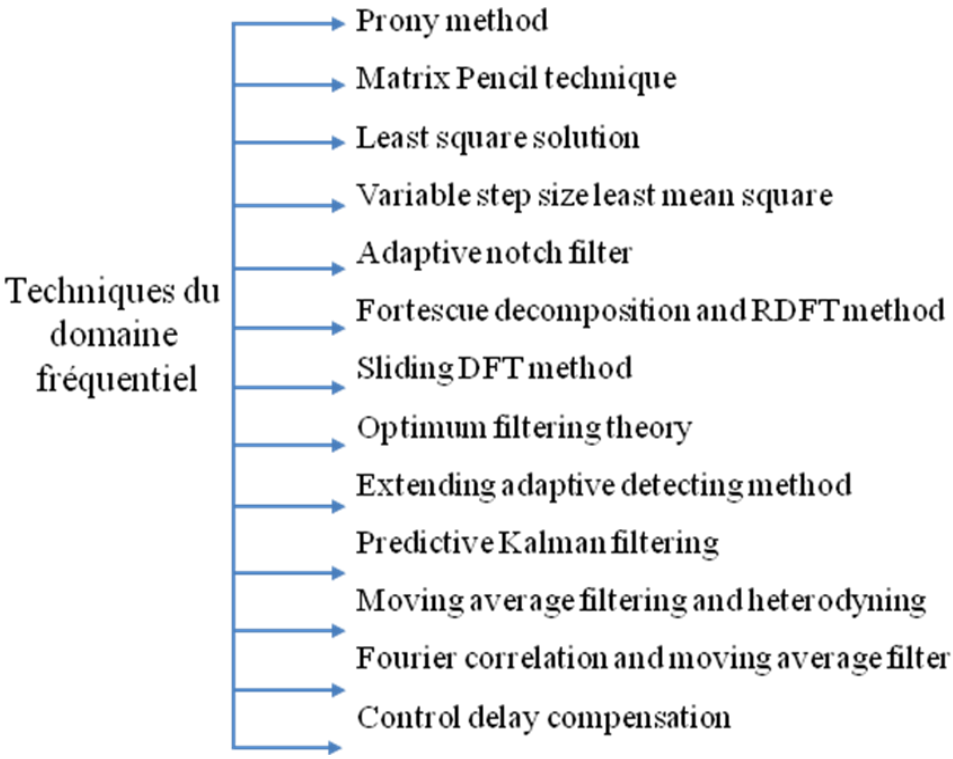


Figure III.33 Performance de la technique OLS basée sur l'opérateur α-βCDSC et un estimateur de fréquence

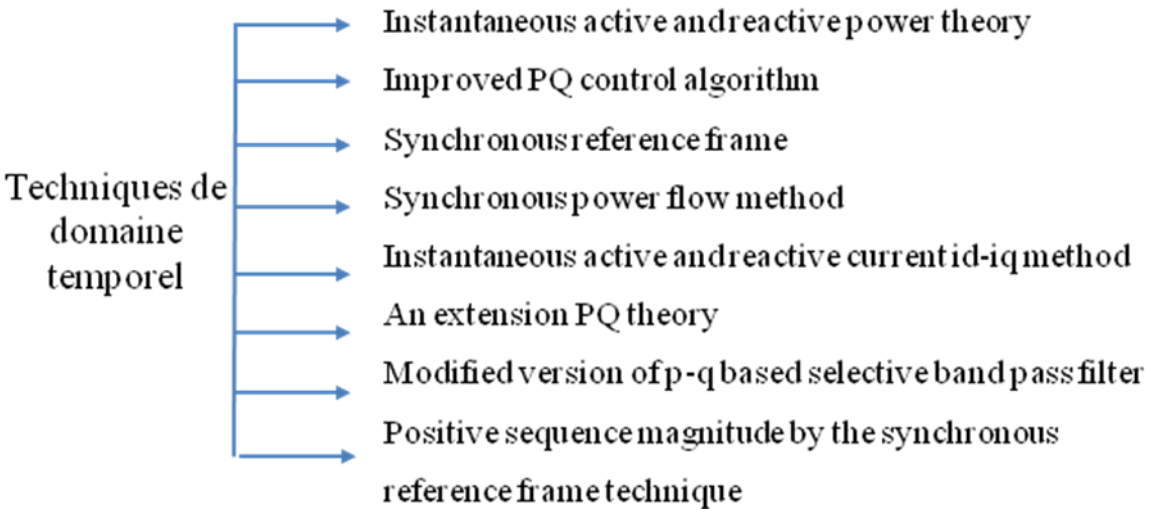
III.2.2 Algorithme d'extraction des courants de compensation de référence (RCCs)

Il existe plusieurs algorithmes d'extraction des RCCs d'APF. Ces techniques sont divisées en deux catégories, les techniques de la première catégorie sont basées sur le domaine temporel, tandis que celles de la deuxième catégorie sont basées sur le domaine de fréquence. Probablement les algorithmes les plus utilisés dans le domaine temporel sont la théorie PQ et SRF ; et dans le domaine fréquentiel, la transformation de Fourier discrète (DFT) est largement utilisée en raison de sa simplification et sa mise en œuvre facile. La figure III.34 résume certaines de ces techniques [120].

Les techniques du domaine temporel ont une faiblesse sous la distorsion de tension, qui nécessite des techniques de pré-filtrage. En [121], la méthode de la matrice de Pencil (MPM) est appliquée pour améliorer la capacité de filtrer les harmoniques d'APF. L'avantage de la MPM est la capacité de filtrer le courant-tension, en extrayant ainsi le signal fondamental, qui permet la mesure de l'angle de phase et de la fréquence. Comme elle peut également être utilisée dans le référencie rotatif *dq* pour extraire le signal DC, qui représente la fondamentale. De plus, la MPM est une technique indépendante de la fréquence, qui peut estimer à la fois les harmoniques et leurs fréquences.



(a)



(b)

Figure III.34 Algorithmes d'extraction des courants de compensation de référence : (a) Les techniques du domaine fréquentiel ; (b) Les techniques du domaine temporel

III.2.2.1 MPM

La MPM est une technique polynomiale, qui est développée à partir de la méthode de Prony (PM). Cette dernière a prouvé que le problème de l'interpolation peut être résolu par une approximation de l'additionnement des exponentiels [121]. Une application de la décomposition de la valeur singulière est étendue au MPM [122]. Ensuite, la technique NLS est intégrée dans la MPM pour améliorer les performances de filtrage [123], [124]. Une comparaison entre la MPM et la PM est livrée en [122], où l'auteur a prouvé que le MPM a une réponse dynamique plus rapide, et plus efficace en termes d'immunité au bruit. Dernièrement, la MPM a été étendue à divers domaines afin d'améliorer la précision et la charge de calcul [125], [126].

Pour un signal déformé A(t), qui peut être une tension ou un courant, selon PM, il peut être approché comme :

$$A(t) \approx \sum_{i=1}^{p} \Re_i e^{(\Im_i t)} + \mu(t) \tag{III.44}$$

Où : $\Re_i$ sont les résidus, $\Im_i = -\alpha_i + j\omega_i$, $-\alpha_i$ est le facteur d'amortissement, ω_i sont les fréquences angulaires $(\omega_i = 2\pi f_i)$, $\mu(t)$ est le bruit causé pendant la mesure. Dans le temps discret, les échantillons Υ sont exprimés avec la période d'échantillonnage T_s, par conséquent (III.44) devient comme :

$$A(lT_s) \approx \sum_{i=1}^{p} \Re_i \eta_i^l (lT_s) + Z(lT_s) \tag{III.45}$$

Où : $\eta_i = e^{(\Im_i T_s)}\rho$, l =0,1,2,… , γ -1, pour la tolérance ρ que nous avons i= 1,2,3…, ρ .

L'application de la MPM requiert une taille de données à l'aide du formulaire de matrice Hankel. Dans cette matrice, chaque biais-diagonal décroissant de la droite à la gauche est fixé [127], le dimensionnement de la matrice Hankel dépend du paramètre *L* décrit ci-dessous:

$$[A] \approx \begin{bmatrix} a(0) & a(1) & \dots & a(L) \\ a(1) & a(2) & \dots & a(L+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a(\gamma-L-1) & a(\gamma-L) & \dots & a(\gamma-1) \end{bmatrix}_{(\gamma-L)\times(L+1)} \tag{III.46}$$

Selon [124], [128], la matrice fournit un rendement efficace lorsque $\frac{\gamma}{3} \le L \le \frac{\gamma}{2}$. Cependant, les auteurs de [121] ont prouvé que pour extraire la composante fondamentale d'un signal périodique, L est réglé à $L = \frac{\gamma}{2}$. En outre, il a été prouvé en [121] qu'en utilisant le MPM dans la technique SRF pour estimer la composante DC, qui représente la composante fondamentale dans le référentiel stationnaire *abc*. *L* peut être réglé *à L=1*. La diminution du paramètre L'entraîne une diminution de la charge de calcul.

L'application de la décomposition des valeurs singulières (SVD) a été largement utilisée dans le traitement des signaux pour fournir une meilleure caractérisation et une meilleure estimation des signaux bruyants. L'application du SVD à la matrice Hankel est atteinte comme suit :

$$[A] = [U][D][V]^T \tag{III.47}$$

$$[U] = \begin{bmatrix} U(0) & U(1) & \dots & U(\gamma - L - 1) \\ U(1) & U(2) & \dots & U(\gamma - L) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ U(\gamma - L - 1) & U(\gamma - L) & \dots & U(2\gamma - 2L - 2) \end{bmatrix}_{(\gamma - L)\times(\gamma - L)} \tag{III.48}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} \sigma(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma(2) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma(\gamma - 1) \end{bmatrix}_{(\gamma - L)\times(L+1)} \tag{III.49}$$

$$[V] = \begin{bmatrix} V(0) & V(1) & \dots & V(L) \\ V(1) & V(2) & \dots & V(L+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ V(L) & V(L+1) & \dots & V(2L) \end{bmatrix}_{(L+1)\times(L+1)} \tag{III.50}$$

Où : *T* indique la transposition de $[V]$. Les produits de $[U] \cdot [U]^T$ et $[V] \cdot [V]^T$ produisent une matrice unitaire. La matrice $[U]$ est une matrice orthogonale contenant les lignes de vecteurs propres du produit $[A] \cdot [A]^T$, et la matrice $[V]$ est une matrice orthogonale, qui contient les rangées de vecteurs propres de $[A]^T \cdot [A]$. Les valeurs singulières diagonales non négatives des valeurs propres de la matrice $[U]$ ou $[V]$ sont classées dans un ordre décroissant

du plus haut gauche au plus bas droit et situées dans la diagonale centrale de la matrice rectangulaire$[D]$. Dans le cas d'un signal périodique, ces valeurs apparaissent comme des valeurs paires pour les signaux périodiques et des valeurs impaires en cas de signaux non-périodiques. Le rang décroissant de la matrice $[D]$ présente la variation des harmoniques de la plus dominante à la plus petite. Pour le signal déformé $A(lT_s)$, afin d'extraire la composante fondamentale, il suffit de sélectionner la valeur singulière ρ la plus élevée, qui est classée au début de la matrice. Ensuite, sélectionner ρ pour chacune des valeurs décroissantes a pour résultat d'extraire chaque harmonique individuelle de l'harmonique dominante à la plus petite. Le but de cette théorie est de calculer $\Re_i$ avec la meilleure approximation η_i^l et le bon choix deρ. Étant donné que le but de la technique d'extraction des harmoniques est d'estimer la fondamentale du signal déformé, le calcul du SVD peut être réduit pour n'estimer que la fondamentale en sélectionnant les valeurs propres et leurs vecteurs propres correspondants. En conséquence, le calcul du pseudo inverse de la matrice est considérablement diminué, ce qui conduit à rendre le MPM plus pratique. Le choix approprié desρ, conduit aux équations suivantes :

$$[U_1]=\begin{bmatrix} U(0) & U(1) & \dots & U(\rho-1) \\ U(1) & U(2) & \dots & U(\rho) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ U(\gamma-L-1) & U(\gamma-L) & \dots & U(\gamma+\rho-L-2) \end{bmatrix}_{(\gamma-L)\times(\rho)} \tag{III.50}$$

$$[D_1]=\begin{bmatrix} \sigma(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma(2) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma(2\rho-2) \end{bmatrix}_{(\rho)\times(\rho)} \tag{III.51}$$

$$[V_1]=\begin{bmatrix} V(0) & V(1) & \dots & V(\rho-1) \\ V(1) & V(2) & \dots & V(\rho) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ V(L) & V(L+1) & \dots & V(L+\rho-1) \end{bmatrix}_{(L+1)\times(\rho)} \tag{III.52}$$

Après avoir choisi ρ, la matrice $[A]$ ne peut pas être reconstruite en raison de dimensions inappropriées de $[U_1]$ et $[V_1]^T$. Par conséquent $[V_1]$, est séparé en deux matrices comme :

$$[V_{1A}] = \begin{bmatrix} V(1) & V(2) & \dots & V(\rho) \\ V(2) & V(3) & \dots & V(\rho+1) \\ : & : & : & : \\ V(L) & V(L+1) & \dots & V(L+\rho-1) \end{bmatrix}_{(L)\times(\rho)} \quad \text{(III.53)}$$

$$[V_{1B}] = \begin{bmatrix} V(0) & V(1) & \dots & V(\rho-1) \\ V(1) & V(2) & \dots & V(\rho) \\ : & : & : & : \\ V(L-1) & V(L) & \dots & V(L+\rho-2) \end{bmatrix}_{(L)\times(\rho)} \quad \text{(III.54)}$$

Où : $[V_{1A}]$ et $[V_{1B}]$ sont les sous-matrices obtenues en éliminant respectivement la première et la dernière rangée de $[V_1]$. Ensuite, les matrices obtenues sont appliquées pour reconstruire deux matrices de $[A]$ ce qui suit :

$$[A_1] = [U_1][D_1][V_{1A}]^T \quad \text{(III.55)}$$

$$[A_2] = [U_1][D_1][V_{1B}]^T \quad \text{(III.56)}$$

En cas d'extraction de la composante DC dans le référencie rotatif *dq*, les deux matrices $[A_1]$ et $[A_2]$ deviennent des lignes. Après avoir obtenu ces deux matrices, le problème de la valeur propre λ est résolu comme suit :

$$[A_1] - \lambda[A_2] \quad \text{(III.57)}$$

Ce qui peut être simplifié à :

$$[A_1]^+ - \lambda[I] \quad \text{(III.58)}$$

Où : le signe + indique le pseudo-inverse de la matrice.

Les techniques traditionnelles comme le DFT est une technique dépendante de la fréquence, ce qui signifie qu'ils ne peuvent pas estimer la fréquence, donc sous la variation de fréquence, il en résulte moins de précision. Cependant, la résolution du problème de la valeur propre dans le MPM peut effectuer à la fois le filtrage du signal et l'estimation de la fréquence. Après l'estimation de η_i avec la fréquence nominale, les résidus $\Re_i$ peuvent être extraits à l'aide de la technique NLS :

$$\overset{A}{\begin{bmatrix} A(0) \\ A(1) \\ : \\ A(\gamma-1) \end{bmatrix}} \approx \overset{g}{\begin{bmatrix} 1 & 1 & ... & 1 \\ \eta_1 & \eta_2 & ... & \eta_M \\ : & : & : & : \\ \eta_1^{\gamma-1} & \eta_2^{\gamma-1} & ... & \eta_M^{\gamma-1} \end{bmatrix}} \overset{\Re}{\begin{bmatrix} \Re_1 \\ \Re_2 \\ : \\ \Re_M \end{bmatrix}} \tag{III.58}$$

La figure III.35 présente le schéma bloc de la mise en œuvre de la MPM dans la technique SRF. La tension déformée est transformée au référentiel *αβ*, puis les signaux transformés passent par la MPM pour en extraire leur fondamentale. Après cela, le signal filtré est alimenté au PLL ou au bloc de la technique OLS pour estimer sa phase afin d'effectuer la synchronisation de l'APF. Le courant de charge, qui est contaminé harmoniquement, est transformé au référentiel *dq* en utilisant la transformation de Park. Ensuite, la MPM est appliquée pour estimer les composantes DC de i_d et i_q qui représentent le signal fondamental. La tension de liaison DC de l'onduleur est mesurée et comparée à sa référence pour effectuer la stabilisation. Puis les signaux de référence sont transformés au référentiel stationnaire *abc*. Les courants de référence sont comparés aux courants mesurés du filtre de sortie de l'onduleur, et le correcteur PI est appliqué pour minimiser l'erreur. Enfin, l'erreur est comparée à un signal triangulaire pour générer les impulsions.

La figure III.36 présente la performance de l'APF parallèle en compensation harmonique du courant sous tension déformée. La MPM est appliquée dans la tension déformée pour extraire la composante fondamentale et elle est appliquée dans l'algorithme SRF pour extraire la composante DC de i_d et i_q, qui correspond à la fondamentale dans le référentiel stationnaire *abc* comme présenté sur la figure III.35. La distorsion harmonique totale (THD) de la tension est d'environ 14%, tandis que le THD du courant est d'environ 29%. Le tableau III.1 présente les paramètres appliqués au modèle Simulink. D'après la figure III.36, la première sous-parcelle montre la tension de charge déformée, tandis que la deuxième sous-

parcelle présente la tension filtrée en utilisant la MPM. La troisième sous-parcelle représente le courant de charge contaminé harmoniquement. La quatrième sous-parcelle montre le courant de source dont le THD diminue de 29% à 3% à l'instant 0.04s pendant la connexion de l'APF parallèle. La cinquième sous-parcelle présente les courants compensatoires générés par l'APF parallèle. Enfin, la dernière sous-parcelle présente le courant (i_d) du référentiel rotatif avant et après le processus de filtrage en utilisant la MPM.

La figure III.37 montre les performances de l'APF en filtrant les composantes harmoniques et le déséquilibre. La distorsion de la tension est la même que la figure précédente. Il est évident qu'avant de connecter l'APF parallèle le courant de charge est déformé avec un THD de 29%. A l'instant 0.04s, la connexion de l'APF parallèle améliore la forme d'onde du courant de la source à 3%. A l'instant 0.08s, une charge monophasée est connectée pour causer un déséquilibre du courant. Il est évident que basé sure l'APF parallèle, le déséquilibre et la distorsion harmoniques sont facilement compensés.

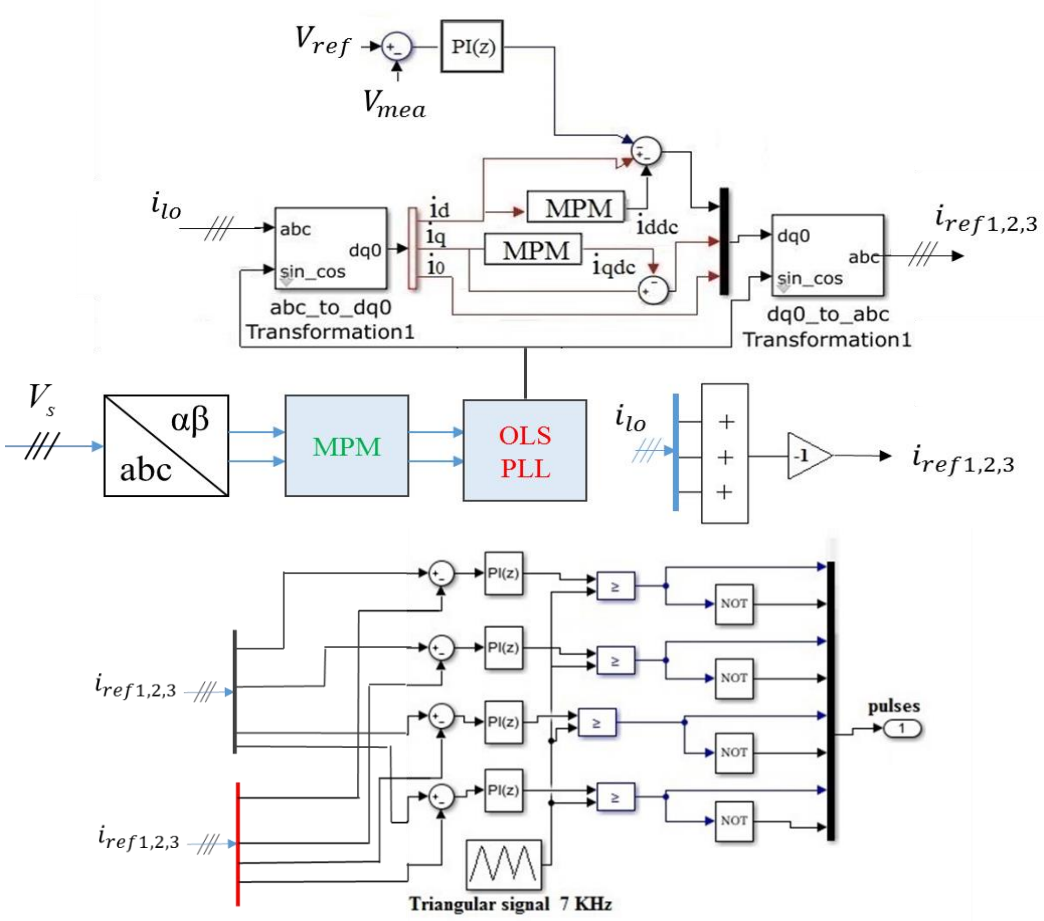


Figure III.35 Emploi du MPM dans le SRF

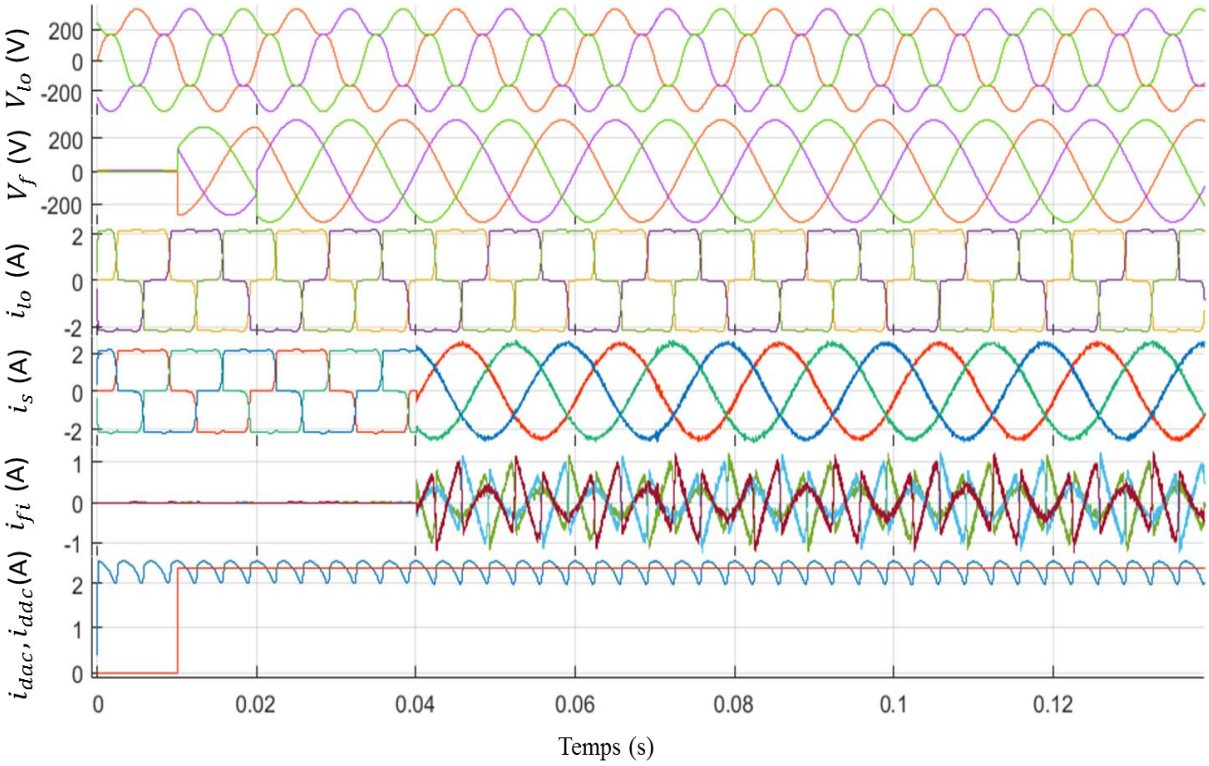


Figure III.36 Comportement de l'APF basé sur la MPM pour compenser les harmoniques du courant de la source sous une tension déformée

Tableau III.1 Paramètres de simulation du système

Alimentation électrique	Valeurs de tension RMS :	$\boldsymbol{V_{s1,2,3}} = 230$ V,
	L'impédance de source :	$\boldsymbol{L_{s1,2,3}} = 0.003\,\boldsymbol{mH}, \boldsymbol{R_{s1,2,3}} = 0.6\,\boldsymbol{\Omega}$
SAPF	Les références de tension de liaison DC	$\boldsymbol{V_{dc}} =$ 650-660 V,
	Le condensateur de liaison DC :	C = 2200 $\boldsymbol{\mu F}$
	Le filtre de sortie :	$\boldsymbol{L_{s1,2,3}} = 15\,\boldsymbol{mH}, \boldsymbol{R_{s1,2,3}} = 2.5\,\boldsymbol{\Omega}$
Charge	Charge non-linéaire :	$\boldsymbol{R_L} = \boldsymbol{231\Omega}, \boldsymbol{L} = \boldsymbol{0.0057H}$
	Charges non-linéaires déséquilibrées connectées :	$\boldsymbol{L_{L1}} = 11\,\boldsymbol{mH}$,$\boldsymbol{R_{L1}} = \boldsymbol{462\,\Omega}$

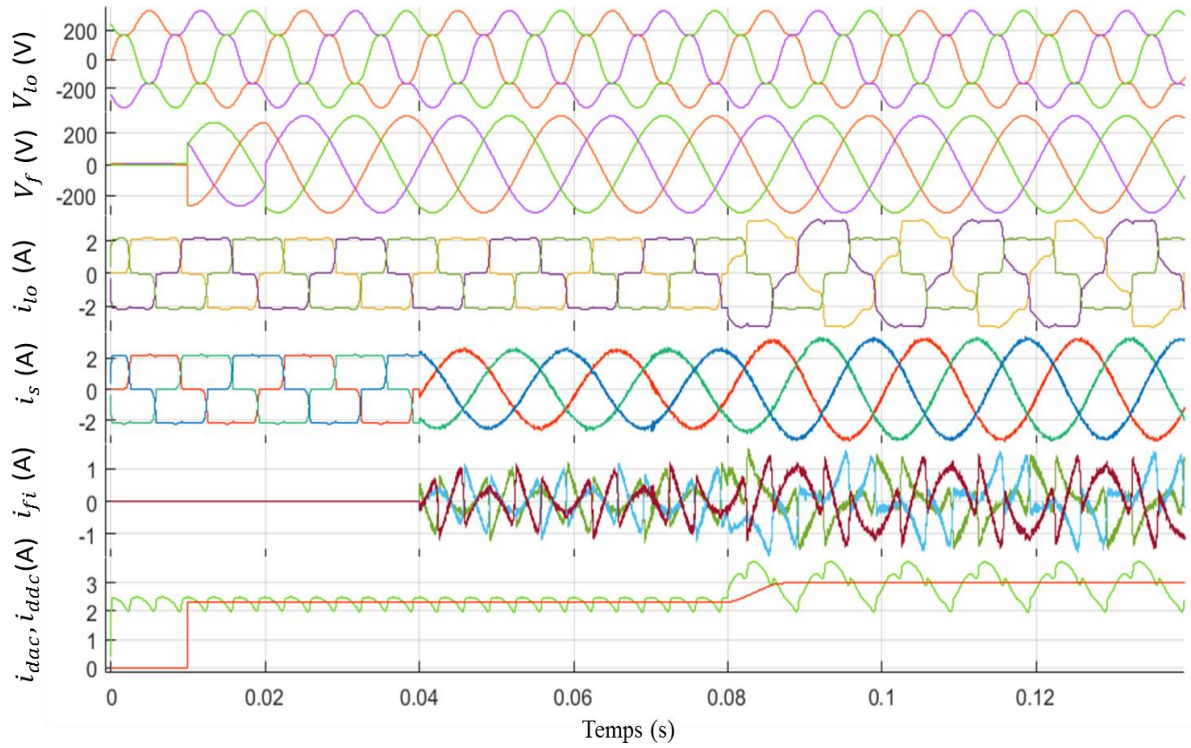


Figure III.37 Comportement de l'APF basé sur le MPM pour compenser les harmoniques du courant de la source sous une tension déformée et déséquilibrée

III.2.3 Commande des APFs parallèles

Pour les APFs parallèles qui n'injectent pas d'énergie active, seul un condensateur est suffisant pour être implémenté dans la liaison DC de l'onduleur. Par conséquent, la tension de liaison DC de l'onduleur doit être contrôlée. En outre, dans le cas des onduleurs de source de tension où les systèmes de stockage d'énergie tels que les batteries sont utilisés pour permettre à l'APF parallèle d'injecter l'énergie active, le contrôle de cette énergie est très important. En outre, les RCCs qui doivent être générés par l'APF parallèle doivent également être comparés avec les courants de filtre de sortie, et l'erreur doit être réduite au minimum en utilisant des correcteurs appropriés. Par conséquent, deux parties principales de l'APF de dérivation doivent être contrôlées.

III.2.3.1 Régulation de la tension du condensateur de liaison DC

L'objectif du condensateur de la liaison DC de l'APF parallèle est de stocker une certaine quantité d'énergie pour compenser les pertes de commutation et de fils. Cela signifie que la tension de la liaison DC du convertisseur doit rester constante pour assurer le transfert de puissance entre la source et le convertisseur. Cependant, dans les applications réelles, ceci est

presque impossible en raison des pertes causées par les amorçages des IGBT. Par conséquent, l'algorithme de commande compare généralement la tension de référence souhaitée avec la tension mesurée, et applique une certaine correction en utilisant des correcteurs PI pour forcer le signal mesuré à suivre sa référence, en assurant ainsi la stabilité de la tension de liaison DC à une valeur, qui est suffisamment élevée pour compenser la perturbation du système d'alimentation.

Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature pour contrôler la liaison DC de l'APF. Elles peuvent être divisées en deux catégories principales : les techniques de manipulation des erreurs de tension directe [129], [130] et les méthodes d'auto-charge [131], [132].

Probablement, pour les techniques de manipulation des erreurs de tension directe, la technique la plus utilisée est l'application du correcteur PI en raison de sa facilité d'implémentation comme le montre la figure III.38 [133].

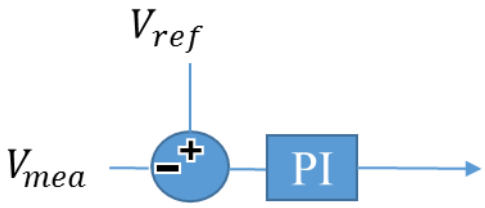


Figure III.38 Régulation de tension de liaison DC basée sur le correcteur PI

Par le choix approprié des gains Kp et Ki du correcteur PI, la tension de liaison DC peut être réglée. Cependant, puisque le correcteur linéaire tel que le correcteur PI contient des valeurs fixes des gains Kp et KI, ses performances se dégradent dans les conditions d'état dynamique, entraînant ainsi des dépassements et des retards significatifs [130], [134], [135] ; par conséquent, la capacité de filtrage de l'APF parallèle est affectée. En outre, la conception du correcteur PI nécessite un paramètre précis du système de modélisation, ce qui est difficile à obtenir dans la plupart des systèmes non-linéaires.

Afin d'éviter la faiblesse du correcteur PI, une technique alternative basée sur le correcteur logique floue est proposée [130], [136]. Plus de détails sur cette technique sont résumés dans [137].

Les techniques d'auto-charge peuvent être une alternative pour les techniques de manipulation des erreurs de tension directe puisque leur application est basée sur la méthode d'auto-charge, qui utilise la loi de la conservation de l'énergie pour réguler l'état de charge et l'état de décharge du condensateur [132]. L'application des techniques d'auto-charge est similaire à celle de la précédente puisqu'elles appliquent toutes les deux le correcteur PI et le correcteur conventionnel et celui de la logique floue ; cependant, elles ont a une meilleure précision [138]. Plus de détails sur ces contrôleurs sont expliqués dans [137].

III.2.3.2 Commande du courant de l'APF parallèle

La dernière étape de l'algorithme de l'APF parallèle après la synchronisation et l'extraction des courants compensatoires de référence est de générer les impulsions vers l'onduleur en utilisant quelques techniques de la commande. Le courant filtré de l'onduleur est mesuré et comparé à son courant de référence. Ensuite, l'erreur qui indique la différence entre le courant d'entrée et de sortie de l'onduleur est réduite en utilisant certains types des commandes.

III.2.3.2.1 Commande de la modulation de la largeur d'impulsion

La technique de la modulation de la largeur d'impulsion (PWM) est l'une des techniques les plus utilisées pour générer les impulsions de l'APF parallèle. Elle est effectuée en atténuant l'erreur en utilisant certains types spécifiques de correcteur tels que le correcteur PI, puis l'erreur filtrée est comparée à un signal triangulaire, qui contient un cycle de service (duty cycle) variable. La fréquence de ce signal triangulaire définit la fréquence de commutation des convertisseurs. La comparaison du signal de référence avec le triangle produit les impulsions qui sont responsables de l'allumage et de l'arrêt des commutateurs du convertisseur, ce qui permet les connexions et l'échange de puissance du convertisseur avec le système d'alimentation. Plus les interrupteurs sont allumés, plus l'énergie est échangée. La fréquence des impulsions doit être suffisamment élevée pour lisser la forme d'onde du courant du filtre de sortie afin d'atténuer les harmoniques de commutation ; ce qui améliore ainsi, le THD du courant de la source. La figure III.35 présente le schéma de la PWM, qui compare le signal de référence du SRF aux signaux mesurés. Le cycle de service définit le temps pendant lequel le commutateur est en marche, ce qui implique qu'un petit cycle de service entraîne une faible puissance. En général, le cycle de service est exprimé en pourcentage ; par conséquent, lorsque le commutateur du convertisseur est amorti sur la

moitié du temps et s'éteint pendant le reste, le signal a un cycle de service de 50%. L'amplitude du signal triangulaire varie en fonction du signal de référence, cette propriété rend l'APF parallèle flexible sous la variation de charge.

Un autre type des techniques les plus appliquées du PWM est la modulation vectorielle spatiale (SVM) [139], qui est représentée sur la figure III.39. La SVM peut offrir une meilleure performance que la PWM traditionnelle puisqu'elle contient une plus grande utilisation de bus DC, moins d'ondulations de la tension/courant produits par l'onduleur, moins de pertes de commutation, et peut être appliquée pratiquement en utilisant des processeurs numériques [140] avec une amplitude de modulation des indices la plus grande. Ce type de générateur d'impulsions est largement utilisé dans les onduleurs multi niveaux (neutral-point diode-clamped) et les moteurs. Plus de détails sont fournis dans les références [141], [142]

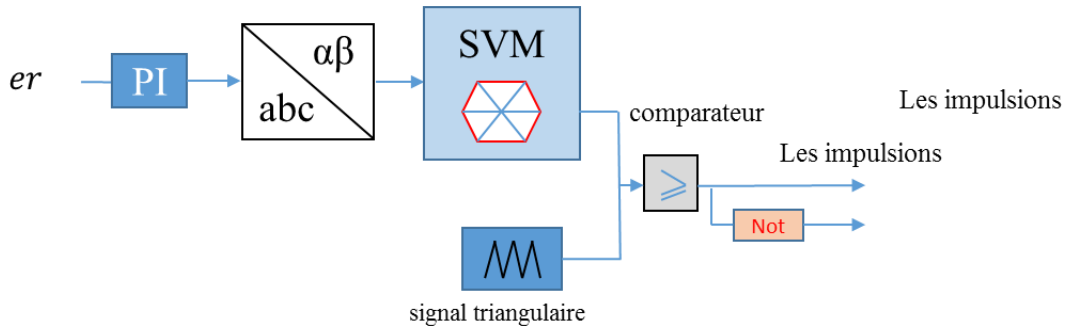


Figure III.39 La commande SVC

III.2.3.2.2 Commande par hystérésis du courant

La commande par hystérésis du courant est un autre type de commande, qui est utilisé pour générer les impulsions aux interrupteurs d'onduleur. Leur application est mise en valeur par la simplicité et la facilité d'application [143], [132]. Le principe de commande par hystérésis réside dans la création de deux bandes d'hystérésis, puis le courant de référence est comparé à celui mesuré, puis l'erreur est atténuée en utilisant certains types de correcteur comme le correcteur PI, après cela, l'erreur atténuée est envoyée aux bandes d'hystérésis pour créer les impulsions. L'erreur de courant est située à l'intérieur des bandes d'hystérésis puisque le courant est périodique et varie avec le temps, il traverse les bandes de l'hystérésis en générant les impulsions appropriées. Cette méthode offre une contrôlabilité rapide du courant, avec une précision acceptable sans information préalable des paramètres du système [135], [144].

Néanmoins, la commande par hystérésis basée sur des bandes fixes lutte contre des harmoniques d'ordre élevé provoquées par la fréquence de commutation, ce qui conduit à une augmentation des pertes et provoque un bruit sonore [145]. Une autre méthode de commande par hystérésis avec la bande adaptative variable est proposée pour surmonter l'inconvénient de la commande par hystérésis de la bande fixe [135], [145]. Dans cet algorithme, la bande de l'hystérésis varie en fonction de la valeur du signal de référence pour générer des impulsions de commutation fixes pour l'onduleur de puissance [145]. En contrepartie, ce type d'amélioration complique l'algorithme et cela le rend plus sensible aux paramètres du système d'alimentation.

III.2.3.2.3 Modèle de la commande prédictive

La commande prédictive (MPC) est un type de commandes avancées, qui utilise les données instantanées pour prédire le futur avec la plus petite erreur. Cette commande a d'abord été appliquée dans d'autres domaines tels que les usines chimiques et les raffineries de pétrole. Récemment, cette technique a été développée pour être appliquée aux convertisseurs électroniques de puissance. La MPC présente plusieurs avantages par rapport aux techniques traditionnelles telles que la réponse dynamique rapide, la facilité d'implémentation (aucune modélisation mathématique ou des fonctions de transfert compliquées du système physique) et la robustesse lors du changement de paramètres du système [146]. Les équations d'une charge dynamique peuvent être formulées comme suit :

$$\begin{bmatrix} L_{fi1}\dfrac{di_{s1}(t)}{dt}+c_{fi1}\int i_{s1}(t)dt \\ L_{fi2}\dfrac{di_{s2}(t)}{dt}+c_{fi2}\int i_{s2}(t)dt \\ L_{fi3}\dfrac{di_{s3}(t)}{dt}+c_{fi3}\int i_{s3}(t)dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_{dc}\cdot S-R_{s1}\cdot i_{h1} \\ -V_{dc}\cdot S-R_{s2}\cdot i_{h2} \\ -V_{dc}\cdot S-R_{s3}\cdot i_{h3} \end{bmatrix} \quad \text{(III.59)}$$

Où : V_{dc} est la tension de liaison DC de l'onduleur, la commutation des états S est définie comme $S=1,2...6$. Dans le cas de l'utilisation de la méthode SRF pour estimer les composantes harmoniques du système, le courant de charge peut être exprimé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \grave{i}_1(t) \\ \grave{i}_2(t) \\ \grave{i}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_i I_i \sin(i(wt+\Phi_{s,i})) \\ \sum_i I_i \sin(i(wt+\Phi_{s,i}-\frac{2\pi}{3})) \\ \sum_i I_i \sin(i(wt+\Phi_{s,i}+\frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad \forall i \in h, h=2,3...,n \tag{III.60}$$

Pour simplifier l'application de la MPC et réduire la charge de calcul, la transformation de Clark est appliquée comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s1}(t) \\ i_{s2}(t) \\ i_{s3}(t) \end{bmatrix} \tag{III.61}$$

Comme le décalage entre $i_\alpha(t)$ et $i_\beta(t)$ est $\pi/2$, leur somme devient :

$$i_T(k) = i_\alpha + j i_\beta \tag{III.62}$$

Puisque la prédiction du futur est estimée à partir de la dérivée et de l'intégral de (III.59), leur discrétisation est atteinte en utilisant l'approximation d'Euler telle que formulée ci-dessous :

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{i_T(k+1) - i_T(k)}{T_s} \tag{III.63}$$

$$\int i_T dt = i_T(k) + T_T i(k) = i_T(k+1) \tag{III.64}$$

La substitution des (III.63) et (III.64) en (III.62) conduit aux équations suivantes, qui présentent l'étape de prédiction de chaque état.

$$i_T(k+1) = -SV_{dc} - \frac{i_T(k)(R_s + \frac{L_s}{T_s})}{\frac{L_s}{T_s} + c} \tag{III.65}$$

Dans la dernière étape, la fonction de coût g_{Cost} est utilisée pour estimer la prédiction optimisée des états, en sélectionnant la plus petite erreur entre la référence et le courant mesuré comme exprimé ci-dessous :

$$g_{\mathrm{Cost}} = [\mathrm{Re}(\left|i_T^*(k+1) - i_T(k+1)\right|) + \mathrm{Im}(\left\|i_T^*(k+1) - i_T(k+1)\right\|)]$$

III.3 Compensateur FC-TCR

Le compensateur FC-TCR provient des techniques de compensateur de SVC [86], le rôle du condensateur fixe est de passer du facteur de puissance en retard au facteur de puissance en avance en injectant une puissance réactive capacitive supérieure à la puissance réactive inductive qui circule dans le système d'alimentation, puis en se basant sur la commande appropriée, le TCR ajuste le facteur de puissance pour être proche de l'unité en injectant une certaine quantité de puissance réactive inductive. Dans d'autres applications, le FC-TCR est appliqué pour améliorer la stabilité de la tension en compensant la chute de tension causée par les charges lourdes [86]. La figure III.40 présente le schéma du compensateur FC-TCR et son algorithme de commande.

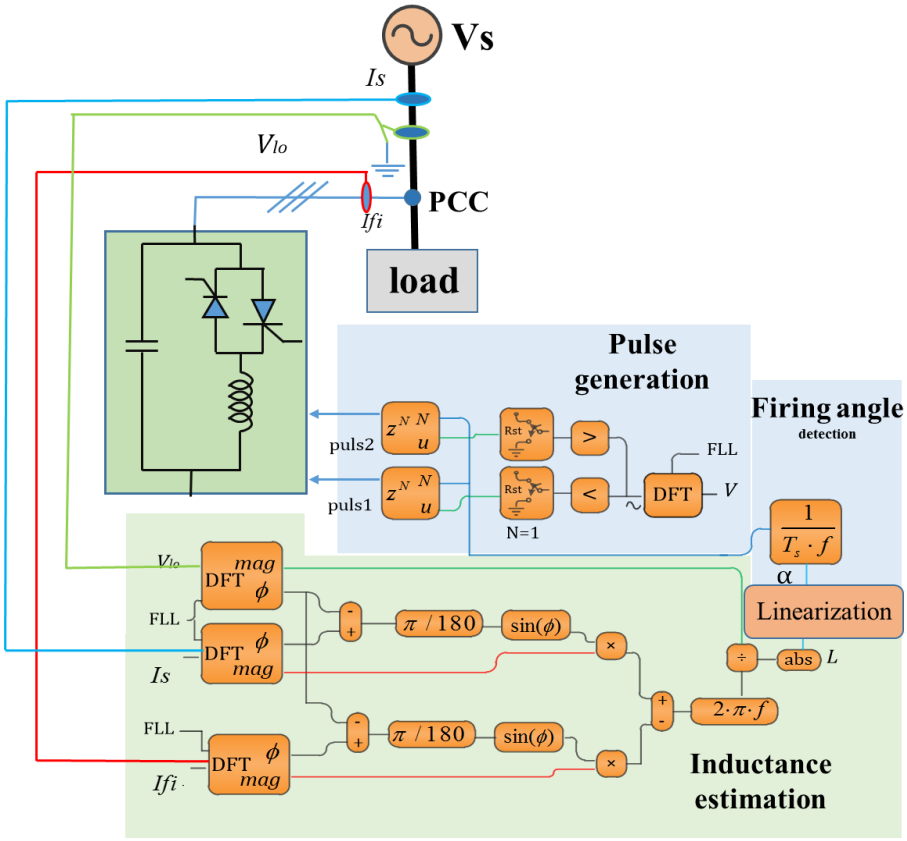


Figure III.40 La commande FC-TCR pour améliorer le facteur de puissance

La procédure de commande du FC-TCR commence en estimant les courants actif et réactif du système d'alimentation, puis définit la quantité de puissance réactive qui doit être générée pour compenser le facteur de puissance ; puis basé sur la puissance réactive estimée, l'inductance qui mène le facteur de puissance vers l'unité est calculée comme [87] :

$$L_{Fi}(\delta) = \frac{V_{lo}}{w \cdot I_r} \tag{III.66}$$

Ensuite, l'inductance générée par le TCR est estimée à l'aide de la formule suivante :

$$-2\delta + \sin(2\delta) - 2\pi = \pi \frac{L_{FI}}{L_{FI}(\delta)} \tag{II.67}$$

Où : δ est l'angle d'amorçage. Il est évident que (II.67) est non linéaire, elle ne peut donc pas être résolue directement ; par conséquent, des méthodes telles que Look-up Table ou les techniques itératives (technique Newton-Raphson, technique de point fixe…etc.) peuvent être appliquées. L'algorithme proposé, qui est basé sur Newton-Raphson peut estimer l'angle d'amorçage avec précision (peu d'itérations et erreurs négligées) comme indiqué sur la figure III.41. Selon l'organigramme, l'algorithme qui estime α, est fondé sur une fonction *f(α)* et ses dérivées *df(α)*, une erreur acceptée (err) et une estimation initiale α_{in} de *df(α)*. Puisque l'intervalle de α est défini (90^0<α<180^0), il est facile à proposer α_{in}. Soit *k* le nombre de répétitions, si la fonction satisfait l'état de b < err, cela signifie que l'algorithme atteint la valeur exacte, alors il s'arrête avant de terminer le nombre d'itération *k*. Après avoir obtenu la valeur appropriée de *α* pour chaque instant, l'étape finale est de générer les impulsions, cette procédure est atteinte en appliquant la technique de croisement zéro. La forme d'onde sinusoïdale de la tension est obtenue en utilisant le DFT adopté, puis les impulsions sont obtenues en comparant la tension au passage à zéro. Enfin, ces impulsions sont retardées par *α* et envoyées aux gâchettes des thyristors.

La figure III.42(a) présente le schéma d'une seule ligne d'un compensateur FC-TCR connecté au système d'alimentation. La figure III.42(b) présente un diagramme simplifié de la figure III.42(a) en considérant les charges non linéaires comme des charges linéaires et des sources harmoniques de courant. La figure III.42(c) est présentée pour faciliter l'étude de la circulation des harmoniques ; par conséquent, la tension de source est considérée comme court-circuitée, et la charge est ouverte. La figure III.42(d) est ajoutée pour étudier le comportement du FC-TCR pour l'injection de la puissance réactive ; par conséquent, les courants harmoniques sont négligés. D'après la figure III.42(c), dans le cas d'un système sans perte, la fonction de transfert en boucle fermée du filtre FC-TCR peut être exprimée comme suit :

$$G_{fc}^{T}=\frac{V_{lo}}{V_{s}}=\frac{\dfrac{s\cdot L_{Fi}}{1+s^{2}\cdot C_{Fi}\cdot L_{Fi}}}{s\cdot L_{s}+=\dfrac{s\cdot L_{Fi}}{1+s^{2}\cdot C_{Fi}\cdot L_{Fi}}} \tag{III.68}$$

Où : C_{FI} et L_{FI} sont respectivement la capacité et l'inductance du compensateur FC-TCR. En faisant un certain développement mathématique, (III.68) devient :

$$G_{fc}^{T}=\frac{1}{\dfrac{s\cdot L_{Fi}}{1+s^{2}\cdot C_{Fi}\cdot L_{Fi}}+s\cdot L_{s}}\frac{s\cdot L_{Fi}}{1+s^{2}\cdot C_{Fi}\cdot L_{Fi}}=\frac{\dfrac{1}{s}}{\dfrac{L_{s}}{sL_{Fi}}+L_{s}\cdot C_{Fi}\cdot s+\dfrac{1}{s}} \tag{III.69}$$

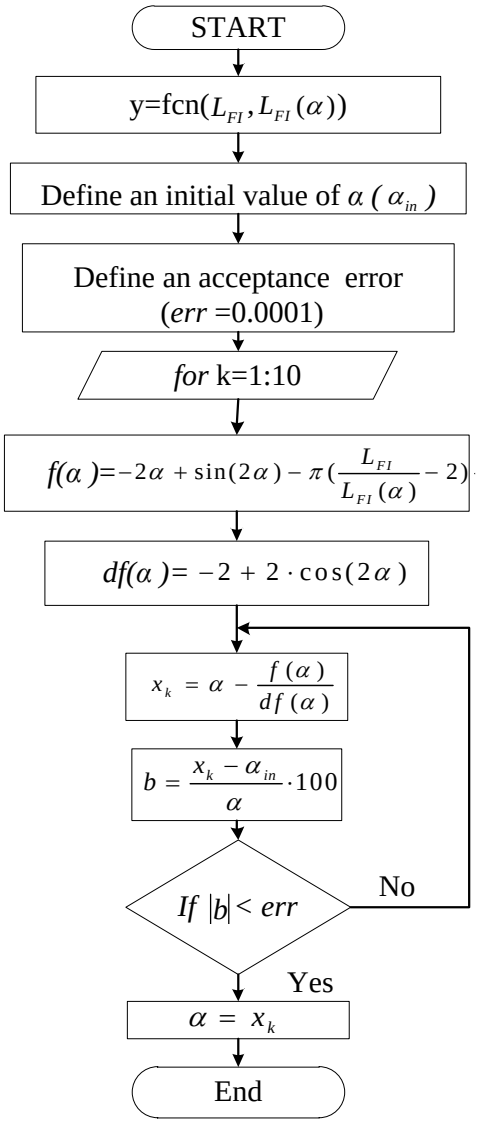


Figure III.41 Organigramme de la technique Newton-Raphson pour estimer l'angle de tir α

Dans le cas d'un système avec pertes (la résistance du système est considérable), l'impédance du compensateur peut être écrite comme suit :

$$Z_{Fi} = \frac{(s \cdot L_{Fi} + R_{LFi}) \cdot (\frac{1}{s \cdot C_{Fi}}) + (s \cdot L_{Fi} + R_{LFi}) \cdot (R_{CFi})}{s \cdot L_{Fi} + R_{LFi} + \frac{1}{s \cdot C_{Fi}} + R_{CFi}}$$

$$= \frac{s \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{CFi} + \frac{1}{s} R_{LFi} + L_{Fi} + R_{LFi} \cdot R_{CFi} \cdot C_{Fi}}{s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} + s \cdot C_{Fi}(R_{LFi} + R_{CFi}) + 1} \quad \text{(III.70)}$$

Après un certain développement mathématique, (III.70) devient :

$$Z_{Fi} = \frac{s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{CFi} + s \cdot (L_{Fi}) + s \cdot (R_{LFi} \cdot R_{CFi} \cdot C_{Fi}) + R_{LFi}}{s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} + s \cdot C_{Fi}(R_{LFi} + R_{CFi}) + 1} \quad \text{(III.71)}$$

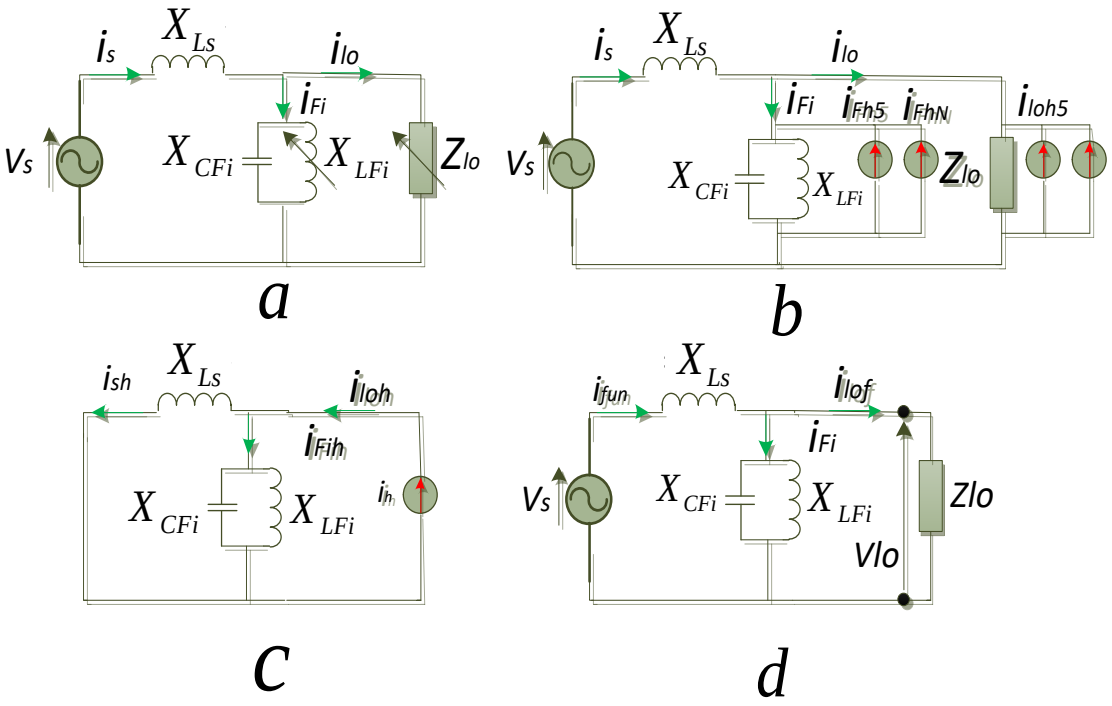


Figure III.42 Schéma d'une seule ligne du FC-TCR connecté au système d'alimentation :

(a) Circuit équivalent ; (b) Circuit simplifié ; (c) Circuit équivalent harmonique ; (d) Circuit équivalent fondamental

Après avoir obtenu l'impédance équivalente dans le domaine de Laplace, la fonction de transfert du système sera formulée comme suit :

$$G_{fc}^{T} = \frac{1}{1+s^3 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot L_s + s^2 \cdot (L_s \cdot C_{Fi} \cdot R_{LFi} + L_s \cdot C_{Fi} \cdot R_{CFi}) + s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{Ls} + s \cdot L_s + s \cdot (C_{Fi} \cdot R_{Ls} \cdot R_{LFi} + C_{Fi} \cdot R_{Ls} \cdot R_{CFi}) + R_{Ls}}$$

(III.72)

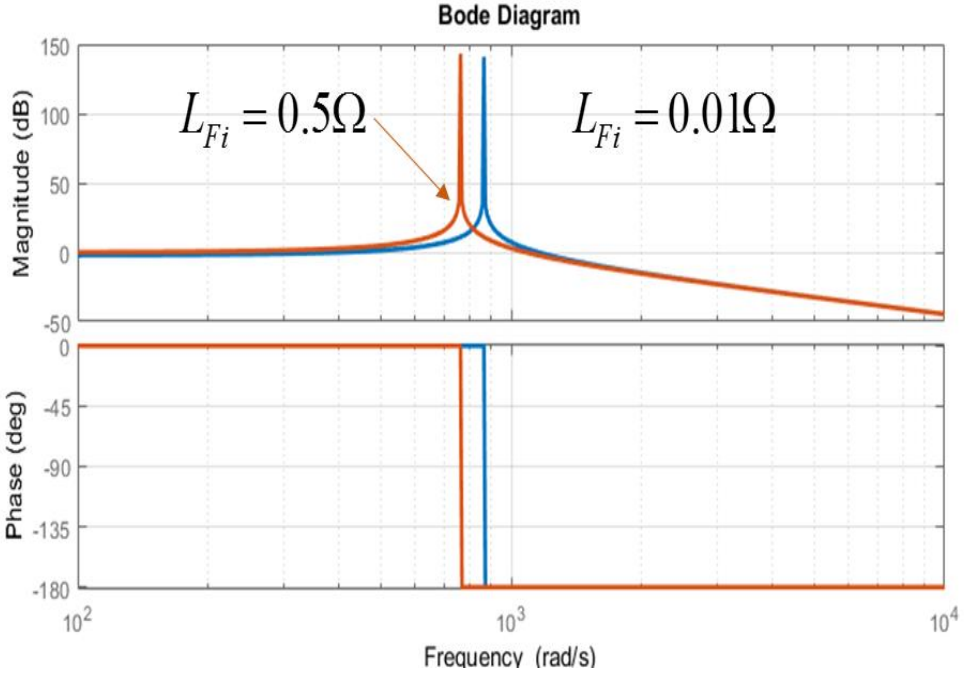
Après quelques manipulations mathématiques, (III.72) peut être formulée comme :

$$G_{fc}^{T} = \frac{1}{1+s^3 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot L_s + s^2 \cdot (L_s \cdot C_{Fi} \cdot R_{LFi} + L_s \cdot C_{Fi} \cdot R_{CFi}) + s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{Ls} + s \cdot (L_s + C_{Fi} \cdot R_{Ls} \cdot R_{LFi} + C_{Fi} \cdot R_{Ls} \cdot R_{CFi}) + R_{Ls}}$$

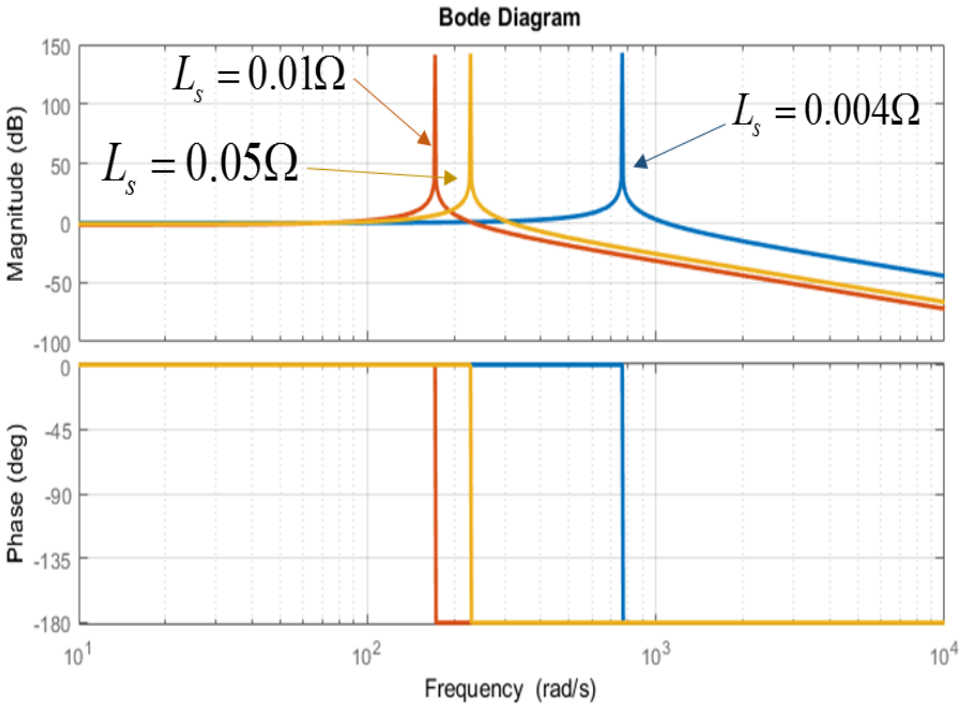
(III.73)

Où : L_s et R_{Ls} sont l'inductance et la résistance de l'impédance de la ligne.

La figure III.43 présente le diagramme de Bode du filtre FC-TCR dans le cas d'un système sans pertes, il est très clair que près de la fréquence de la coupure il y a une résonance entre le condensateur FC-TCR et l'inductance de ligne. Avec la commande appropriée, le FC-TCR peut ajuster la quantité appropriée d'amplification causée par la résonance pour augmenter la chute de tension et la forcer à suivre la référence. Dans le cas de l'existence des résistances du système, le diagramme de Bode de la fonction de transfert du système devient comme indiqué sur la figure III.44.



(a)

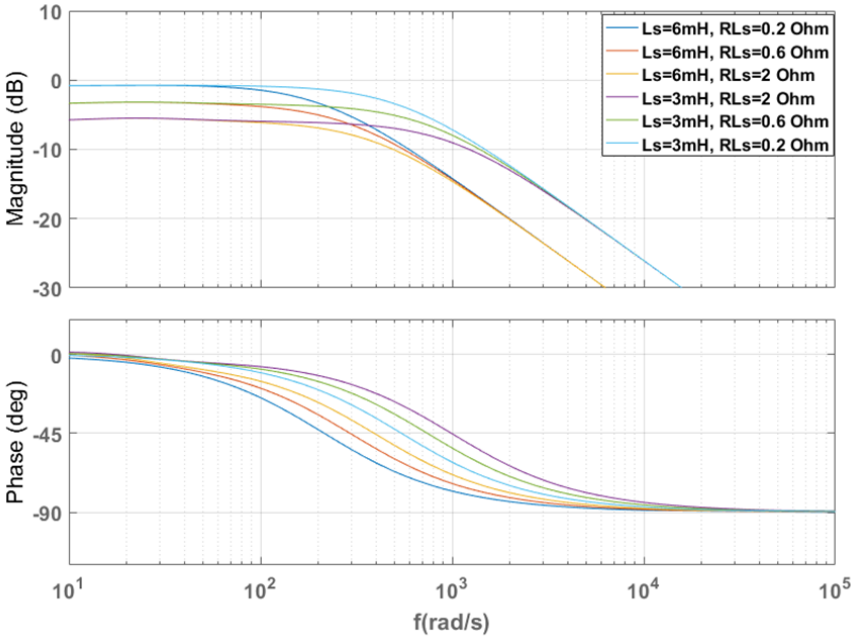


(b)

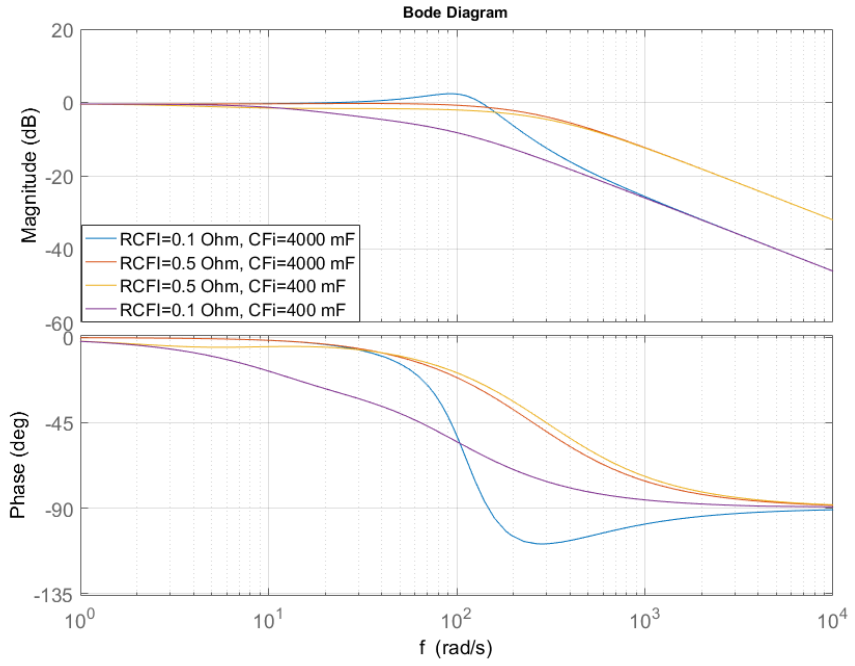
Figure III.43 Diagramme de Bode du FC-TCR pour le système sans pertes :

(a) Influence de l'inductance du TCR sur la capacité de filtrage ; (b) Influence de l'inductance de la ligne de transmission sur la capacité de filtrage

A. Hamdi dans [88] a démontré que le filtre FC-TCR peut être appliqué comme filtre passe-bas si l'impédance principale est bien définie. Afin de confirmer que le FC-TCR peut agir comme un filtre passe-bas, qui atténue les courants harmoniques après la fréquence de coupure, le schéma d'une seule ligne du FC-TCR connectée au réseau est présenté sur la figure III.42(c).



(a)



(b)

Figure III.44 Diagramme de Bode du FC-TCR pour un système perdu :

(a) Influence de l'impédance de la ligne ; (b) Influence de l'impédance du filtre

A partir de la figure III.42(c), le facteur d'atténuation harmonique, qui définit la capacité de filtrage du filtre FC-TCR dans le cas d'un système sans pertes, est exprimé comme suit :

$$\partial = \frac{I_{sh}}{I_{loh}} = \frac{\left| \frac{X_{LFi} \cdot X_{CFi}}{X_{LFi} + X_{CFi}} \right|}{\left| \frac{X_{LFi} \cdot X_{CFi}}{X_{LFi} + X_{CFi}} + X_{Ls} \right|} \cdot 100 \ \ (\%) \tag{III.74}$$

Cependant, dans le cas où les résistances du système sont importantes, alors ∂ sera exprimé comme :

$$\partial = \frac{\left| \frac{(X_{LFi} + R_{LFi})X_{CFi} + (X_{LFi} + R_{LFi})R_{CFi}}{X_{LFi} + R_{LFi} + X_{CFi} + R_{CFi}} \right|}{\left| \frac{(X_{LFi} + R_{LFi})X_{CFi} + (X_{LFi} + R_{LFi})R_{CFi}}{X_{LFi} + R_{LFi} + X_{CFi} + R_{CFi}} + X_{Ls} + R_{Ls} \right|} \tag{III.75}$$

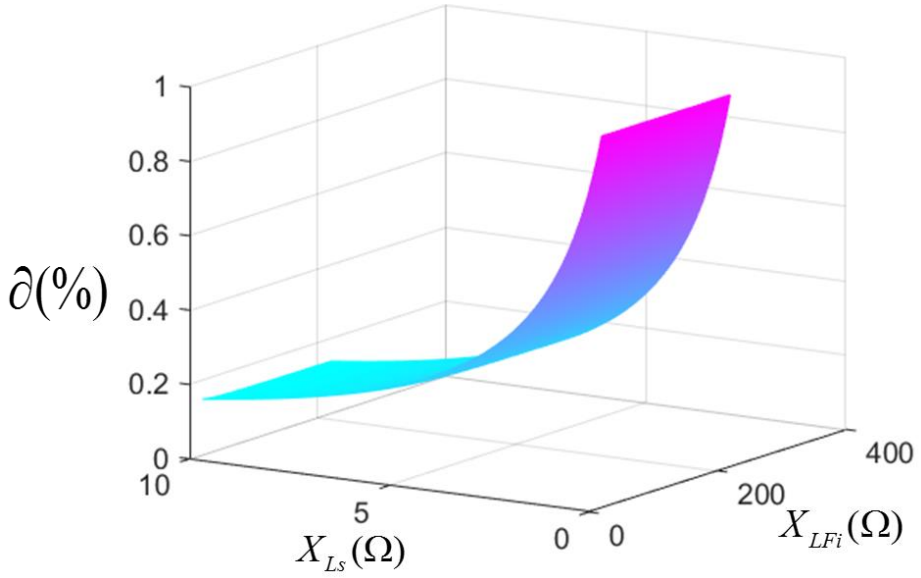
Si nous effectuons quelques manipulations mathématiques, alors ∂ devient :

$$\partial = \frac{\left| \frac{X_{LFi} \cdot R_{CFi} + X_{LFi} \cdot X_{CFi} + R_{LFi} \cdot X_{CFi} + R_{LFi} \cdot R_{CFi}}{X_{LFi} + R_{LFi} + X_{CFi} + R_{CFi}} \right|}{\left| \frac{X_{LFi} \cdot R_{CFi} + X_{LFi} \cdot X_{CFi} + R_{LFi} \cdot X_{CFi} + R_{LFi} \cdot R_{CFi} + (X_{Ls} + R_{Ls})X_{LFi} + R_{LFi} + X_{CFi} + R_{CFi}}{X_{LFi} + R_{LFi} + X_{CFi} + R_{CFi}} \right|}$$

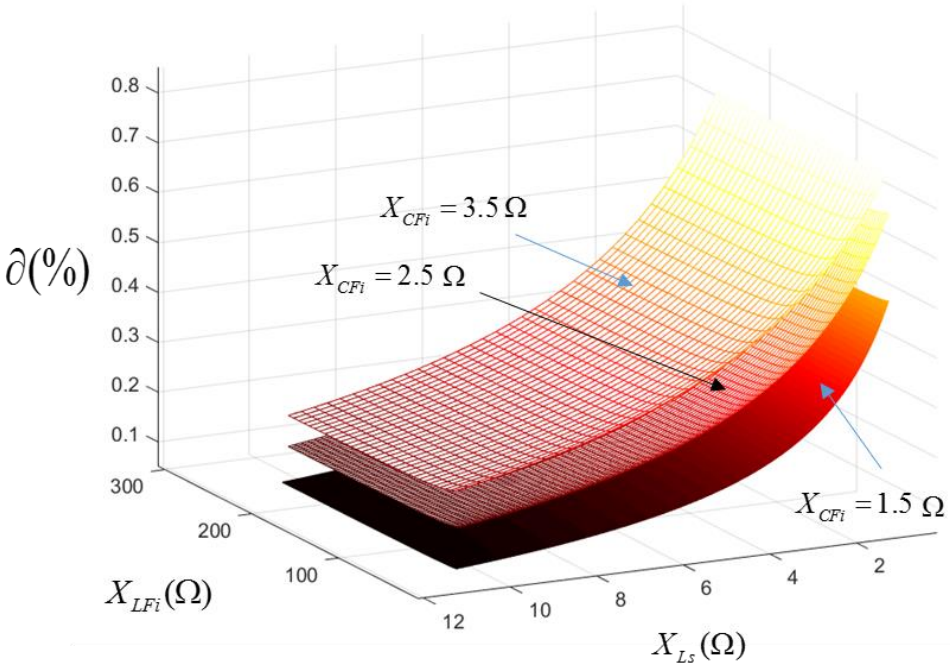
(III.76)

La diminution de ∂ indique que la capacité de filtrage du filtre est bonne, tandis que l'augmentation de l'indice ∂ implique que la capacité de filtrage se dégrade. La figure III.43(a) prouve que le FC-TCR peut agir comme un filtre passe bas, où le gain dans le diagramme de Bode continue à diminuer après la fréquence de coupure. En outre, il montre également que la variation de l'inductance TCR n'a aucune influence sur la capacité de filtrage. Ceci confirme que les harmoniques du système ne circulent que par le condensateur du FC-TCR. La figure III.43(b) montre que la variation de l'inductance de l'impédance de la ligne a une influence importante sur la capacité de filtrage harmonique du FC-TCR après la fréquence de coupure. La figure III.44(a) montre l'influence de la résistance et la réactance sur la capacité de filtrage du compensateur FC-TCR. Il est clair que l'augmentation de l'inductance de l'impédance de ligne augmente la capacité de filtrage du FC-TCR après la fréquence de coupure, tandis que l'augmentation de la résistance de l'impédance de ligne augmente la capacité de filtrage du compensateur FC-TCR pour les harmoniques proches de la fréquence de coupure avec une atténuation similaire pour toutes les autres harmoniques.

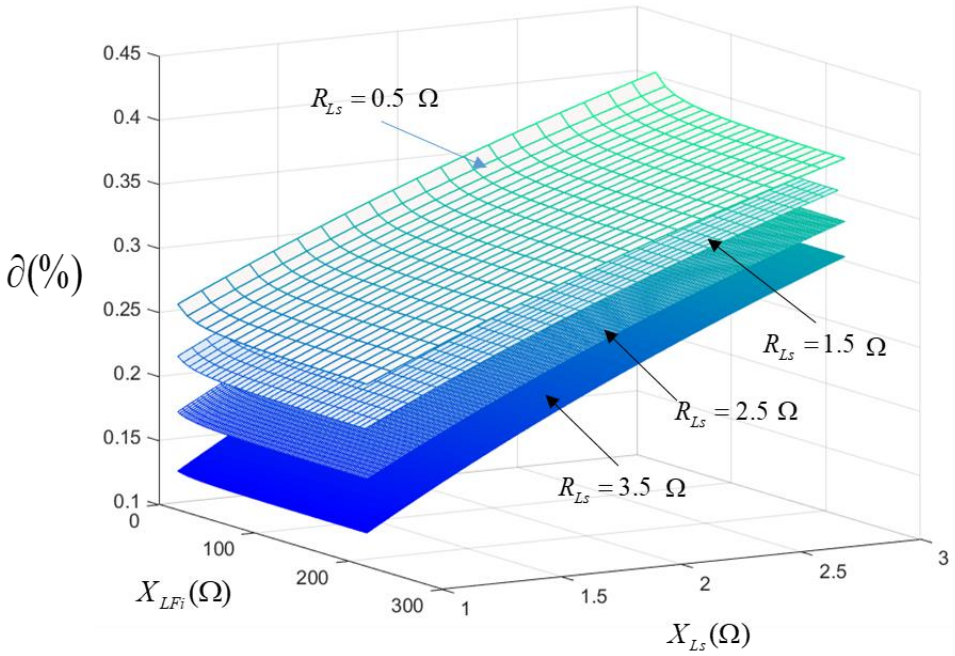
Cependant, puisque l'augmentation de la résistance de ligne a la même atténuation pour toutes les fréquences, elle conduit à une chute de tension sévère à la fréquence fondamentale ; par conséquent, l'impédance de la ligne doit toujours être maintenue faible par rapport à l'inductance. La figure III.44(b) présente le diagramme de Bode du FC-TCR, qui montre le comportement du condensateur et de la résistance du filtre en termes de capacité de filtrage. Il est évident que l'augmentation de la valeur du condensateur a un faible impact sur les harmoniques de faible ordre, alors qu'il a la même capacité de filtrage pour les harmoniques de haute fréquence. Cependant, l'augmentation de la résistance du condensateur perturbe la capacité de filtrage pour toutes les harmoniques. Par conséquent, pendant la conception du filtre FC-TCR, la résistance du condensateur doit être maintenue très petite. Cette affirmation peut être démontrée sur la figure III.45, qui représente le facteur d'atténuation harmonique en termes d'impédance de la ligne de transmission et d'impédance du filtre. La figure III.45(a) présente la capacité de filtrage du filtre FC-TCR pendant la variation de la réactance de la ligne et de la réactance de la bobine du filtre, dans ce cas, les résistances du système sont négligées. Il est évident que l'augmentation de la réactance de ligne X_{Ls} a une influence significative sur la diminution de ∂ , ce qui entraîne par conséquent une amélioration de la forme d'onde du courant. Cependant, la variation de la réactance X_{LFi} de TCR a une très faible influence sur la capacité de filtrage, qui peut être ignorée. La figure III.45(b) présente la capacité de filtrage harmonique du compensateur FC-TCR, qui représente le comportement de la réactance du condensateur en termes de facteur d'atténuation. Il est clair que la diminution de X_{CFi} entraîne la diminution du facteur d'atténuation, ce qui améliore encore la capacité de filtrage. En outre, l'augmentation de X_{Ls} réduit ∂, qui améliore par conséquent la capacité de filtrage. La figure III.45(c) présente la capacité de filtrage du compensateur FC-TCR, qui présente l'influence de la résistance de l'impédance de ligne. Il est très évident qu'outre la capacité améliorée de filtrage harmonique obtenue par l'augmentation de X_{Ls}, l'augmentation de R_{Ls} diminue également ∂. Cependant, comme mentionné précédemment, l'augmentation de R_{Ls} provoque une chute de tension. Par conséquent, R_{Ls} doit être toujours très petite pour éviter la chute de tension.


1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
∂(%)
10
5
0
$X_{Ls}(\Omega)$
0
200
400
$X_{LFi}(\Omega)$

(a)


0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
∂(%)
$X_{CFi} = 3.5\,\Omega$
$X_{CFi} = 2.5\,\Omega$
$X_{CFi} = 1.5\,\Omega$
300
200
100
$X_{LFi}(\Omega)$
12
10
8
6
4
2
$X_{Ls}(\Omega)$

(b)



(c)

Figure III.45 Performances de filtrage du FC-TCR :

(a) Comportement du filtre en cas de variation de la réactance de la ligne et de la réactance du TCR ; (b) Comportement du filtre en cas de variation de la réactance de la ligne, de la réactance du TCR et de la réactance du condensateur ; (c) Comportement du filtre en cas de variation de la réactance de la ligne, la réactance du TCR, et la résistance du condensateur

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fourni le contrôle de l'HAPF, basé sur un APF shunt et un compensateur FC-TCR. Le contrôle de l'APF se fait en trois étapes principales. L'APF parallèle est appliqué pour atténuer les harmoniques les plus dominantes, tandis que le compensateur FC-TCR assure la stabilité de la tension et filtre le reste des harmoniques. Selon les résultats de la simulation, il a été prouvé que si le compensateur FC-TCR est bien conçu, il peut agir comme un filtre passe-bas en filtrant ainsi toutes les harmoniques ; tout en compensant, soit le facteur de puissance ou la chute de la tension. L'application de cette stratégie hybride à un système éolien de type 4 sera abordé dans le chapitre suivant.

CHAPITRE -IV-

Application de l'HAPF pour améliorer la qualité de l'énergie d'une éolienne avec un convertisseur AC-DC DC -AC

IV.1 Introduction

Au cours des dernières années, l'utilisation des éoliennes a augmenté considérablement en raison de leur compétitivité par rapport aux autres types classiques de sources d'énergie. De plus, les éoliennes sont considérées comme l'une des ressources d'énergie renouvelable les plus appropriées pour la production d'électricité [147]. Ce type de production d'énergie n'est pas nuisible à l'environnement, car il s'agit d'une richesse qui est offerte par la nature. Le principe des turbines éoliennes est basé sur la conversion de l'énergie cinétique dans le vent en énergie mécanique, puis via les générateurs synchrones ou autres, l'énergie mécanique est convertie en électricité. Les éoliennes sont divisées en deux types, le premier type présente les éoliennes à vitesse fixe [148], le second - les éoliennes à vitesse variable [149]. Les turbines à vitesse fixe sont fiables, robustes et rentables, leur mise en œuvre est plus facile. Cependant, elles ont plusieurs inconvénients, comme la limitation de leur rendement : il n'y a qu'un point particulier de la vitesse qui offre un rendement maximal. De plus, les fluctuations causées par la variation de la vitesse du vent sont transférées en fluctuations mécaniques du couple, ce qui a affecte en conséquence l'alimentation électrique. En outre, pour l'éolienne à vitesse fixe, la commande aérodynamique des pales pourrait être nécessaire pour améliorer les performances globales du système, ce qui peut augmenter leur complexité. Généralement, les génératrices asynchrones avec un multiplicateur à multi-étages sont les plus utilisées dans les éoliennes à vitesse fixe (figure IV.1).

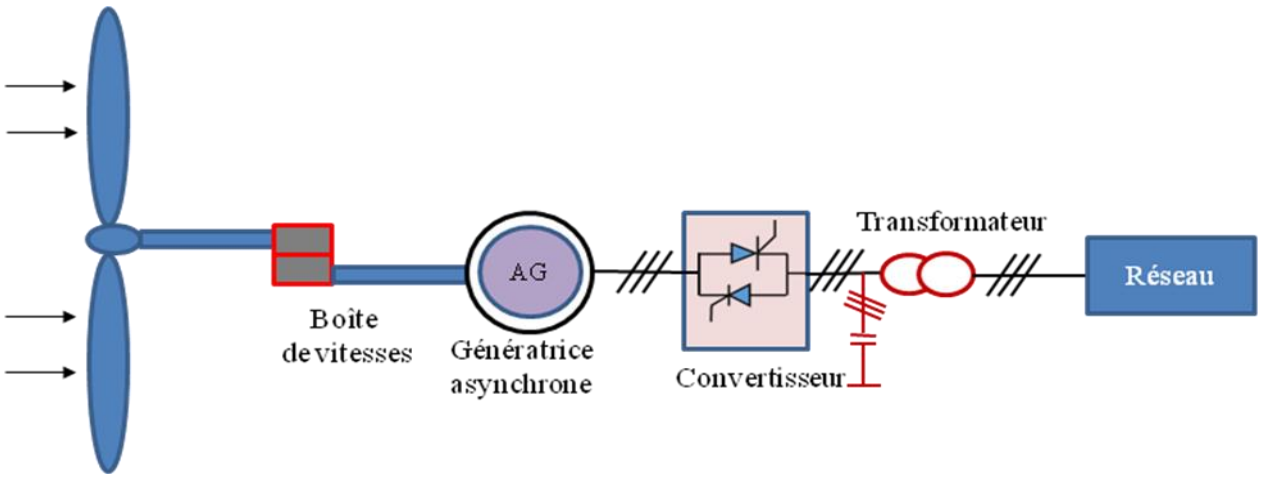


Figure IV.1 Turbines éoliennes à vitesse fixe basées sur une génératrice asynchrone

De la figure IV.1, la puissance aérodynamique est convertie en puissance mécanique par les pales de la turbine, puis la vitesse de rotation est ajustée à l'aide de la boîte de vitesses, et la

puissance mécanique est convertie en énergie électrique en utilisant la génératrice asynchrone. Le convertisseur est connecté pour lisser et réduire le courant pendant le démarrage de la génératrice, et le banc de condensateurs est ajoutée pour la compensation du facteur de puissance. Après cela, tout le système est connecté au réseau via un transformateur. Il est clair, que la vitesse de la génératrice ne peut pas être contrôlée pendant la variation du vent, ce qui limite l'efficacité de ce système.

Les turbines à vent à vitesse variable offrent la possibilité de contrôler le rendement et de suivre son point maximal à grande échelle de la vitesse du vent [150]. Cela peut se produire parce que les turbines à vitesse variable sont en mesure de stocker le vent variable comme énergie de rotation, puis de contrôler la vitesse de l'éolienne. En conséquence, la pression mécanique sur le système est atténuée, et la puissance générée devient plus lisse. Cependant, le système électrique des éoliennes à vitesse variable est plus compliqué que celui des éoliennes à vitesse fixe ; ainsi que, le coût de leurs dispositifs est plus élevé. Généralement, ce système électrique se compose d'une génératrice synchrone qui est connectée au réseau électrique via un convertisseur de puissance, qui est utilisé pour contrôler la vitesse du générateur.

La figure IV.2 présente une éolienne avec une génératrice asynchrone à rotor bobiné, cette génératrice contient une résistance dans la partie du rotor. Cette résistance est contrôlée par des convertisseurs de puissance pour fournir une plage de vitesse d'environ 2 à 4%. Comme pour la figure précédente, cette figure requiert également un convertisseur pour lisser le démarrage de la génératrice, et le banc des condensateurs pour injecter la puissance réactive.

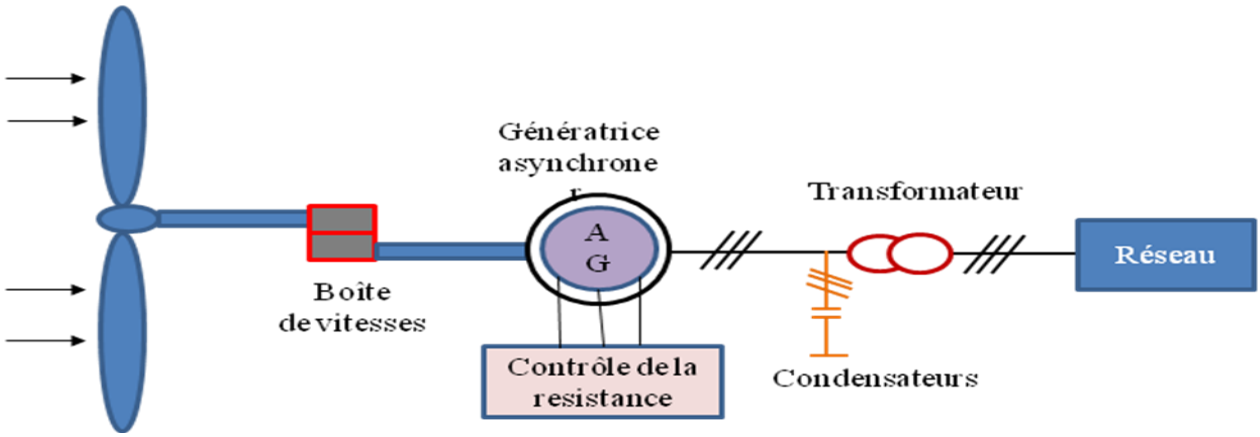


Figure IV.2 Turbine à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné

Un autre type d'éoliennes est présenté sur la figure IV.3. Dans ce système, le convertisseur de puissance est appliqué avec une génératrice asynchrone à double alimentation. Le rôle des convertisseurs de puissance est de contrôler le courant du rotor. L'éolienne peut fonctionner en deux modes, l'hyper-synchrone et l'hypo-synchrone. Dans le mode hyper-synchrone où la puissance du vent est élevée, le rotor tourne au-dessus de la vitesse synchrone, alimentant ainsi le réseau via le stator et le rotor. Dans le mode hypo-synchrone, la puissance du vent n'est pas élevée, donc le rotor tourne au-dessous de la vitesse synchrone, ce qui permet l'utilisation de la puissance du vent à une vitesse inférieure du vent. Par conséquent, dans ce mode, le rotor sera alimenté à partir de la puissance du réseau AC.

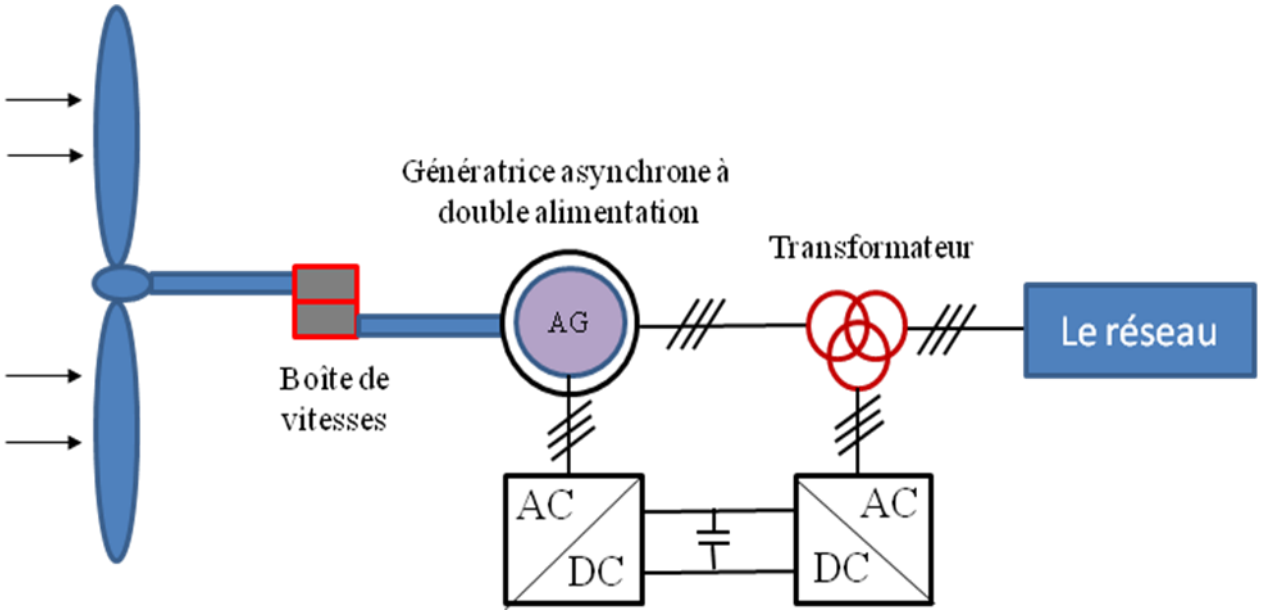


Figure IV.3 Turbine éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation

D'autres types de systèmes d'énergie éolienne sont basés sur des génératrices synchrones, ces générateurs peuvent être divisés en deux types : les générateurs électriques synchrones excités (GEES), et les générateurs à aimants permanents (GPM). La figure IV.4 présente une éolienne basée sur une génératrice synchrone à vitesse fixe avec une boîte de vitesses à multi-étages, qui est connecté directement au réseau à travers un convertisseur. Ce type d'éolienne a un rendement amélioré sans l'intégration des convertisseurs électroniques de puissance et peut être appliqué à 4.16 kV-18.8 kV [151].

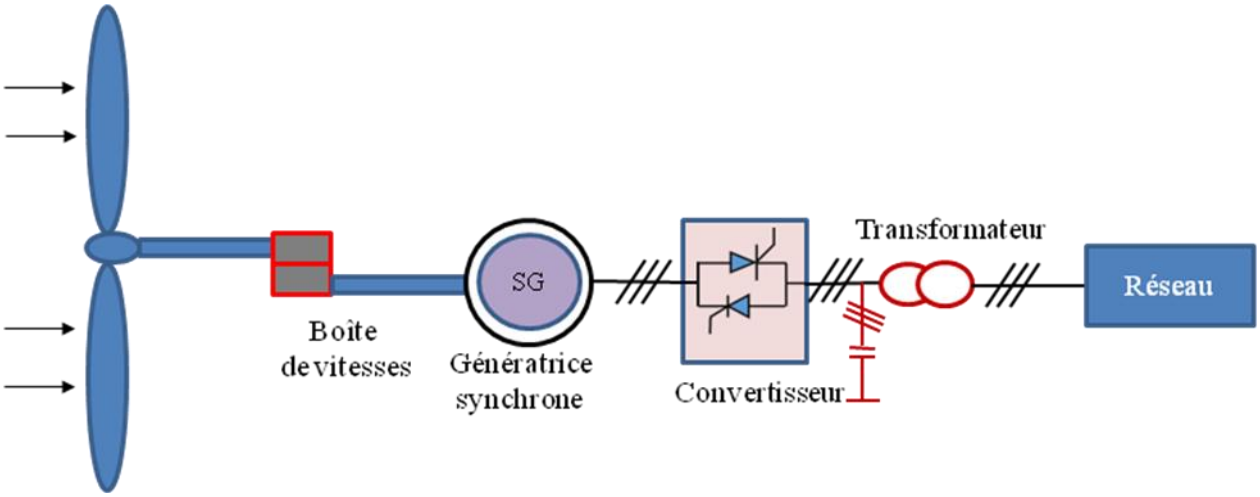


Figure IV.4 Turbines éoliennes à vitesse fixe basées sur l'EESG

La figure IV.5 présente une éolienne à vitesse variable basée sur PMG ; dans ce cas, l'éolienne ne contient pas une boîte de vitesses. L'avantage de cette configuration réside dans la simplicité, le haut rendement global, et la fiabilité. Comparativement à la génératrice asynchrone à double alimentation, cette structure contient un convertisseur de puissance à pleine échelle, qui convertit toute l'énergie AC en DC, puis en AC, ce qui permet une connexion douce au réseau pendant la variation du vent. Les PMGs se distinguent des EESGs par un rendement augmenté (puisqu'elles ne subissent pas les pertes de champ), une énergie produite élevée, plus fiable (il ne nécessite pas d'anneaux de glissement). Bien que le coût des PMG est plus élevé [152].

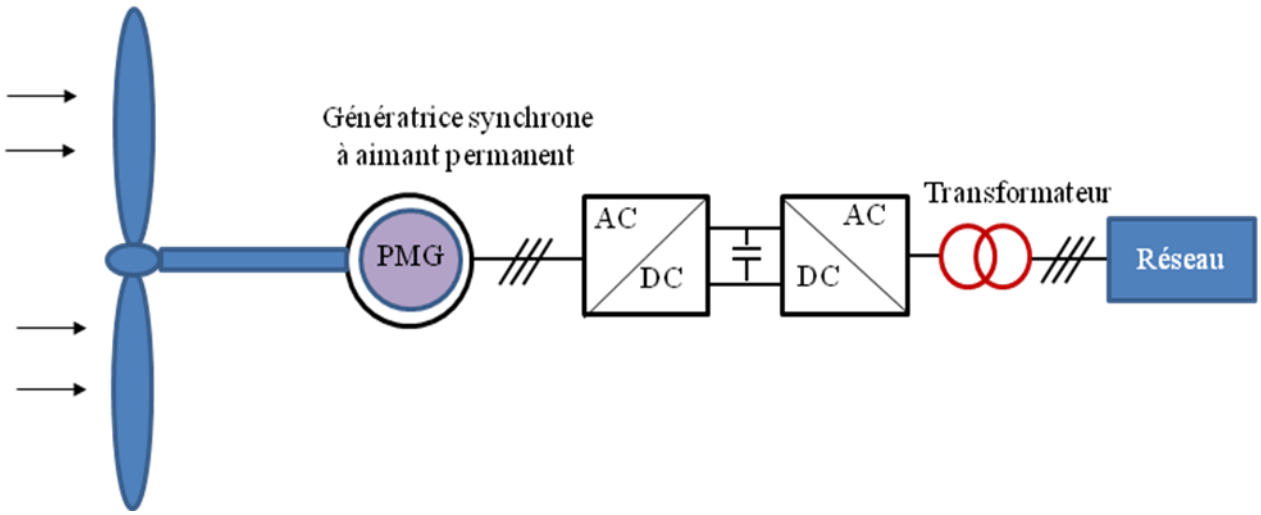


Figure IV.5 Turbines à vent à vitesse variable basées sur une PMG sans multiplicateur

La figure IV.6 présente une éolienne à vitesse variable basée sur une PMG, la différence entre cette structure et la structure précédente est la boîte de vitesses à un ou trois étages. Cela signifie que cette éolienne peut utiliser soit une boîte de vitesses planétaire à un étage avec une PMG à vitesse moyenne ou une boîte de vitesses à plusieurs étages avec une PMG à haute vitesse. La PMG est connectée au réseau via un convertisseur de puissance à grande échelle. La vitesse du vent de cette structure est plus élevée que la précédente. De plus, en comparaison avec la génératrice asynchrone à double alimentation, cette éolienne est caractérisée par un rendement élevé et une grande fiabilité. Bien que les convertisseurs de puissance à grande échelle et les PMG requièrent un coût plus élevé.

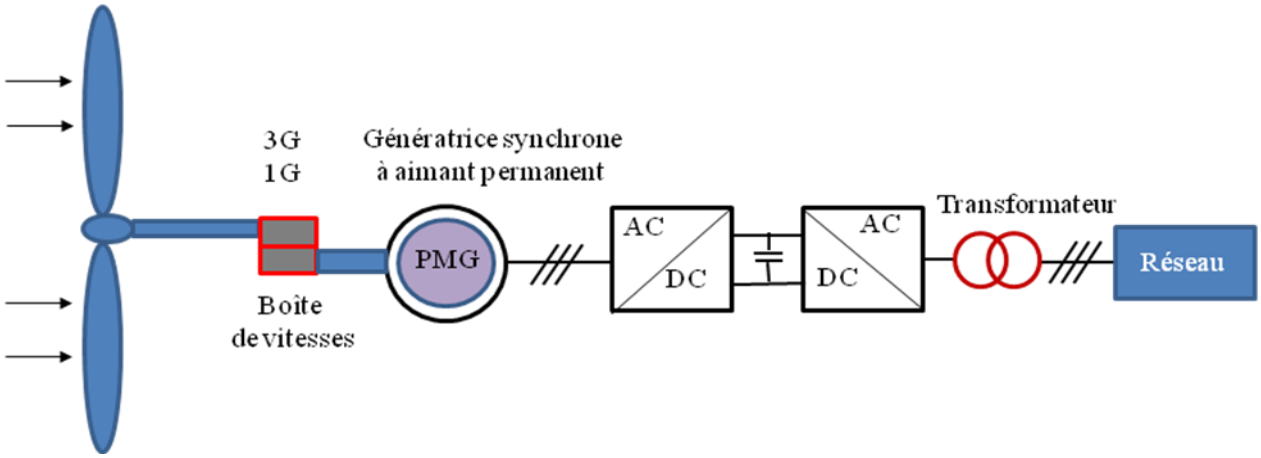


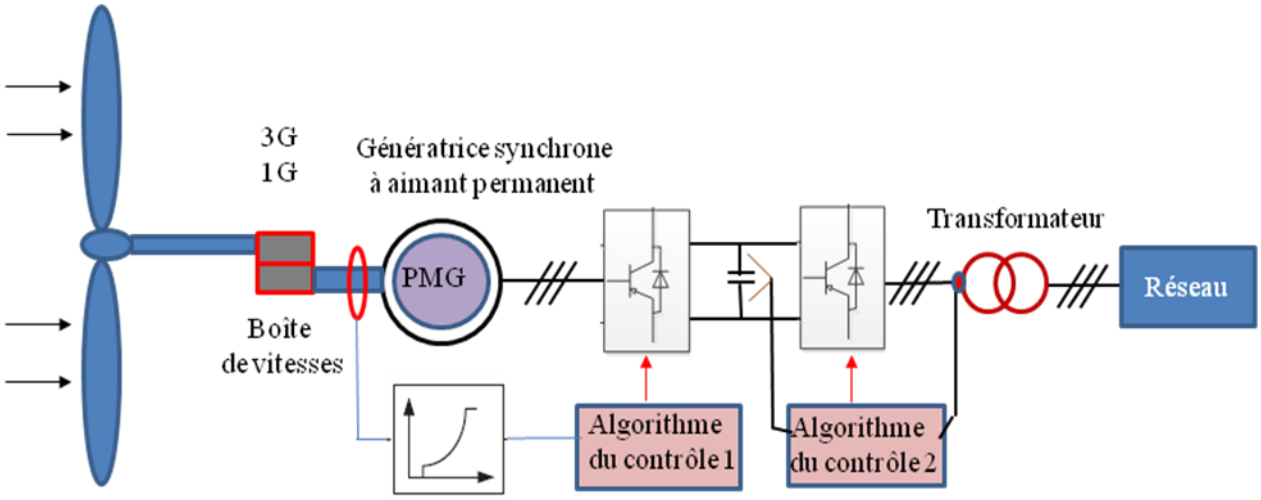
Figure IV.6 Turbines à vent à vitesse variable basées sur une PMG avec multiplicateur

IV.2 Application de l'HAPF pour améliorer la qualité de l'énergie d'une éolienne basée sur une génératrice synchrone à aimant permanent (SPMG) avec un convertisseur AC-DC DC-AC

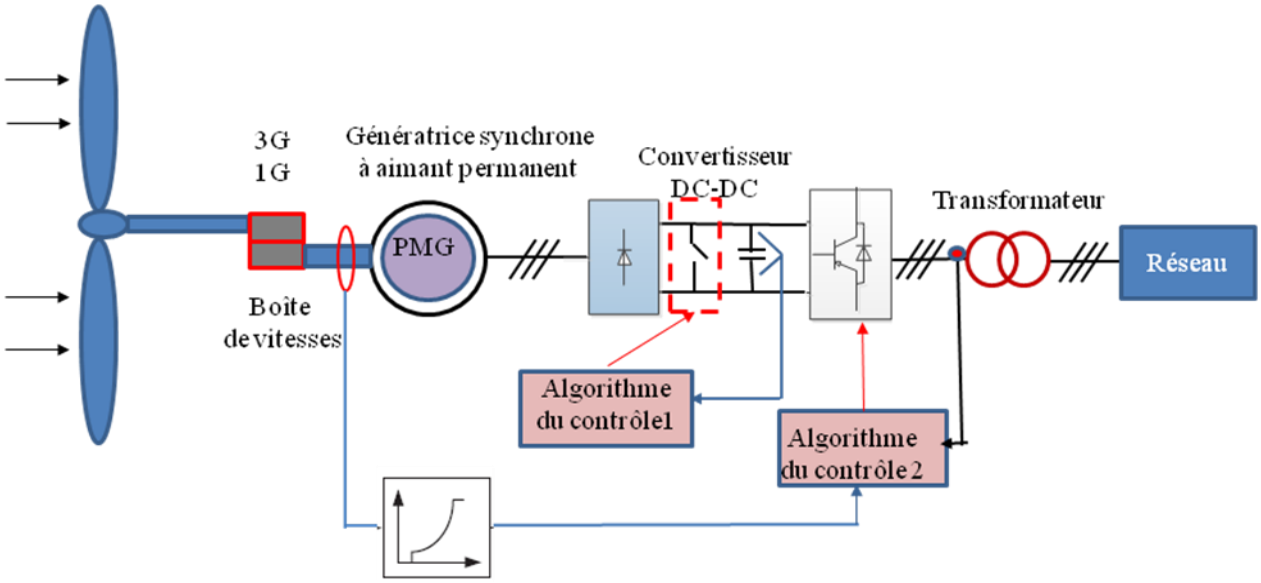
D'après la figure IV.7, il existe deux principaux types de convertisseurs appliqués au SPMG. La figure IV.7(a) présente une éolienne basée sur une SPMG avec PWM-VSC AC-DC DC-AC. Dans cette topologie, la tension de sortie du SPMG est convertie en tension DC via un redresseur. Ensuite, sur la base d'un onduleur de tension, la tension DC est convertie en tension AC en utilisant certaines techniques pour synchroniser l'éolienne avec le réseau. Dans le cas de la commande du système d'orientation de pale, l'extraction de la puissance maximale de l'éolienne est obtenue grâce au contrôle de la tension continue et de l'angle de calage des pales. Toutefois, dans le cas d'un angle de calage fixe, l'extraction de la puissance maximale se réalise suite à la vitesse d'arbre optimale. Le VSC DC-AC PWM est également

utilisé pour contrôler la quantité d'énergie active et réactive, qui est injectée au réseau, et aussi pour améliorer la stabilité de la tension de liaison DC en la maintenant égale à la valeur désirée. L'objectif principal du premier algorithme de commande est donc d'estimer la puissance maximale fournie par l'éolienne à base de la SPMG, tandis que le rôle du deuxième algorithme de commande est de contrôler la tension de liaison DC et la quantité de la puissance active, qui est livrée au réseau. L'un des avantages du PWM-VSCs AC-DC DC-AC est l'atténuation des harmoniques du côté de la génératrice lors de la conversion de l'énergie AC en énergie DC [153].

L'application du redresseur à diodes triphasées au SPMG a été largement augmentée en raison de plusieurs avantages, parmi lesquels on trouve : une densité de puissance plus élevée, un meilleur control de la puissance, moins de complexité, un plus grand rendement, une réduction de la pression mécanique et du coût de l'installation et de la maintenance [154]. Une turbine à vent de haute puissance et basse tension, basée sur un redresseur à diode avec un convertisseur élévateur, a été analysée en [155]. De plus, le convertisseur DC-DC peut également être intégré parallèlement pour améliorer la gestion de la puissance [156]. Un exemple typique de l'emploi du redresseur à diodes et du convertisseur multi niveau est le système d'éoliennes Vensys 70/77 (1,5 MW/690 V) [157]. La figure IV.7(b) présente le schéma d'une éolienne à base d'une SPMG avec un redresseur à diodes et un convertisseur DC-DC. La tension AC générée par le SPMG est servie au redresseur à diodes pour la convertir en DC, puis la tension DC est commandée à l'aide du convertisseur DC. Après cela, le VSC du côté réseau est contrôlé pour connecter l'éolienne au réseau et injecter la quantité désirée de puissance, et améliore ainsi la stabilité de la tension DC. Cependant, le problème majeur de ce type de configuration est la pollution harmonique due au courant déformé tiré par la charge non-linéaire. Par conséquent, dans ce travail, nous proposons l'application de l'HAPF afin d'améliorer la qualité de l'énergie pour ce type de configuration.



(a)



(b)

Figure IV.7 Turbine éolienne à vitesse variable basée sur une SPMG avec un convertisseur en pont complet : (a) Les convertisseurs de puissance sont constitués d'un PWM-VSCs AC-DC DC-AC ; (b) Les convertisseurs de puissance sont constitués d'un redresseur à diodes, d'un convertisseur DC-DC et d'un PWM-VSC

La figure IV.8 présente l'application de l'HAPF à une éolienne basée sur la SPMG avec redresseur à diodes. Le filtre FC-TCR peut être appliqué comme un filtre d'harmoniques et un compensateur du facteur de puissance, ou un filtre d'harmoniques et un stabilisateur de la tension.

Il existe plusieurs algorithmes pour suivre le point de puissance maximale des éoliennes, comme : la technique de recherche Hill-Climb [158], l'ajustement direct du DC-DC cycle de service du convertisseur et la modulation du PWM-VSC [159] et le contrôle découplé des puissances active et réactive [160]. Toutefois, ces techniques ne seront pas présentées, car cette thèse est centrée uniquement sur l'amélioration des problèmes de qualité de l'énergie de l'éolienne, qui est basée sur la SPMG avec redresseur à diode.

Puisque la SPMG est une source de tension, qui a un comportement similaire au réseau électrique, donc les équations mathématiques de l'application de l'APF et du FC-TCR à la SPMG sont les mêmes équations présentées dans les sections précédentes. Toutefois, dans le cas de la mise en œuvre du compensateur FC-TCR pour stabiliser la tension, le bloc de commande et le modèle mathématique seront présentés dans la partie simulation.

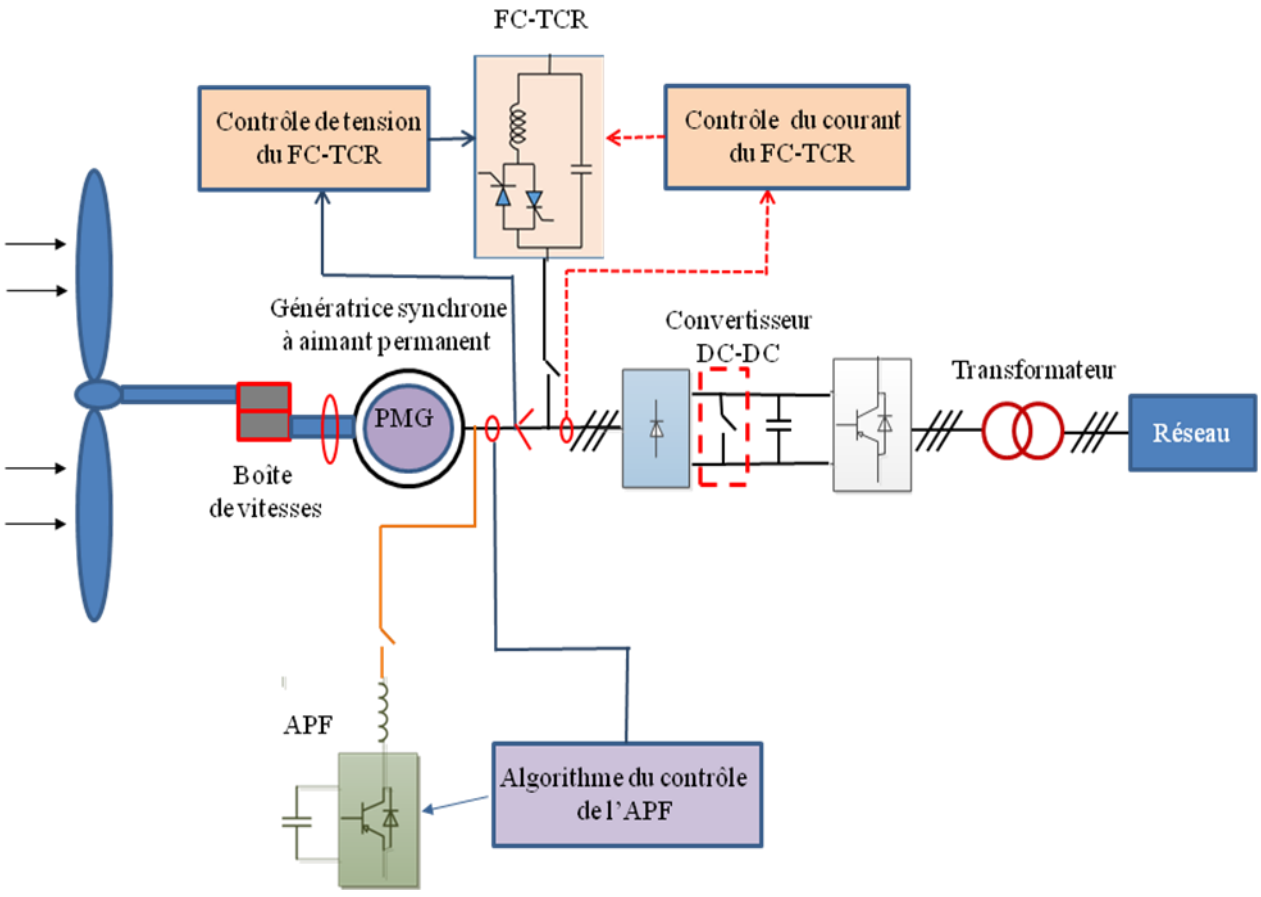


Figure IV.8 Application de l'HAPF à une éolienne à base d'une SPMG avec redresseur à diodes

IV.3 Résultats de simulation et discussions

La figure IV.9 présente la performance de l'APF parallèle concernant le filtrage des harmoniques d'une éolienne à base d'une SPMG avec redresseur. La première sous-parcelle présente la tension, qui est contaminée harmoniquement avec un $THD_{\%}$ =22%. La perturbation harmonique de la tension est due à la circulation des harmoniques des courants dans la réactance sous-transitoire du générateur synchrone. La deuxième sous-parcelle présente le courant de charge, qui est contaminé harmoniquement avec un $THD_{\%}$=23%. La troisième sous-parcelle montre le courant de la source, il est évident qu'après avoir connecté l'APF parallèle à l'instance 0.6s, la forme d'onde du courant est améliorée, et le $THD_{\%}$ est réduit de 23% à environ 5%. La dernière sous-parcelle présente les $THDs_{\%}$ de la tension (avec la couleur rouge) et du courant (avec la couleur verte).

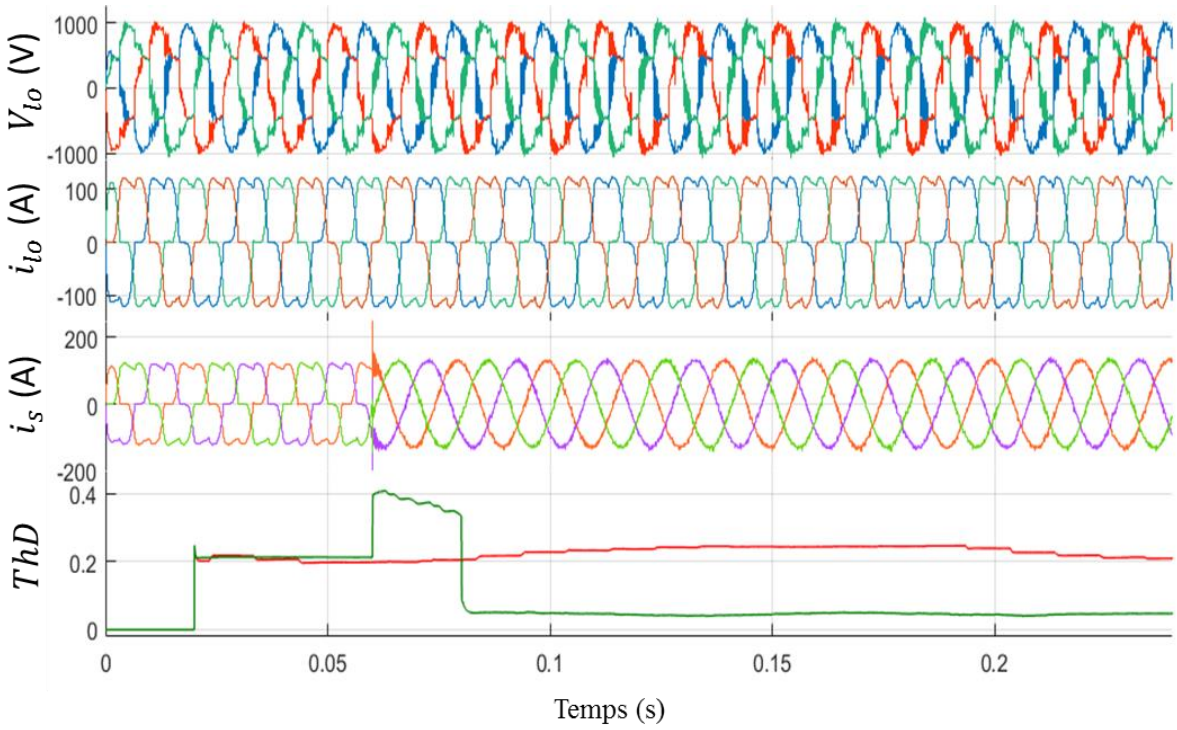


Figure IV.9 Application de l'APF parallèle pour atténuer les harmoniques de l'éolienne

La figure IV.10 présente la performance du compensateur FC-TCR pour l'amélioration de la qualité de l'énergie d'une éolienne à base d'une SPMG avec un redresseur en pont complet. De 0s à 0.12s, le compensateur FC-TCR est débranché. Il est évident que la tension et le courant sont harmoniquement contaminés avec un $THDs_{\%}$ d'environ 22%. Le raccordement du condensateur fixe du FC-TCR fait du compensateur un filtre passe-bas, qui

permet le filtrage des harmoniques de tension et de courant, et il injecte une puissance réactive capacitive supplémentaire. Ensuite, le TCR est connecté à l'instant 0.16s pour fournir une puissance inductive réactive, ce qui rend le facteur de puissance proche de l'unité. La cinquième sous-parcelle présente la tension de référence avec la couleur rouge et la tension mesurée avec la couleur bleue. Étant donné que le FC-TCR est contrôlé dans ce cas pour rendre seulement le facteur de puissance proche de l'unité en utilisant la méthode en boucle ouverte qui est montrée sur la figure III.40, il ne peut pas compenser la chute de tension. La dernière sous-parcelle présente le courant du condensateur fixe avec la couleur verte et le courant du TCR avec la couleur bleue. Il est évident que le courant du condensateur est plein d'harmoniques, ceci est dû au fait que lorsque le filtre agit comme un filtre passe-bas, l'impédance de ligne force les harmoniques à couler dans le condensateur qui agit comme un petit chemin pour les harmoniques. La quatrième sous-parcelle présente les THD% de la tension et du courant, il est évident que le compensateur FC-TCR peut améliorer ces THDs% de 23% à moins de 5%, ce qui respecte les normes qui sont mentionnées dans le premier chapitre.

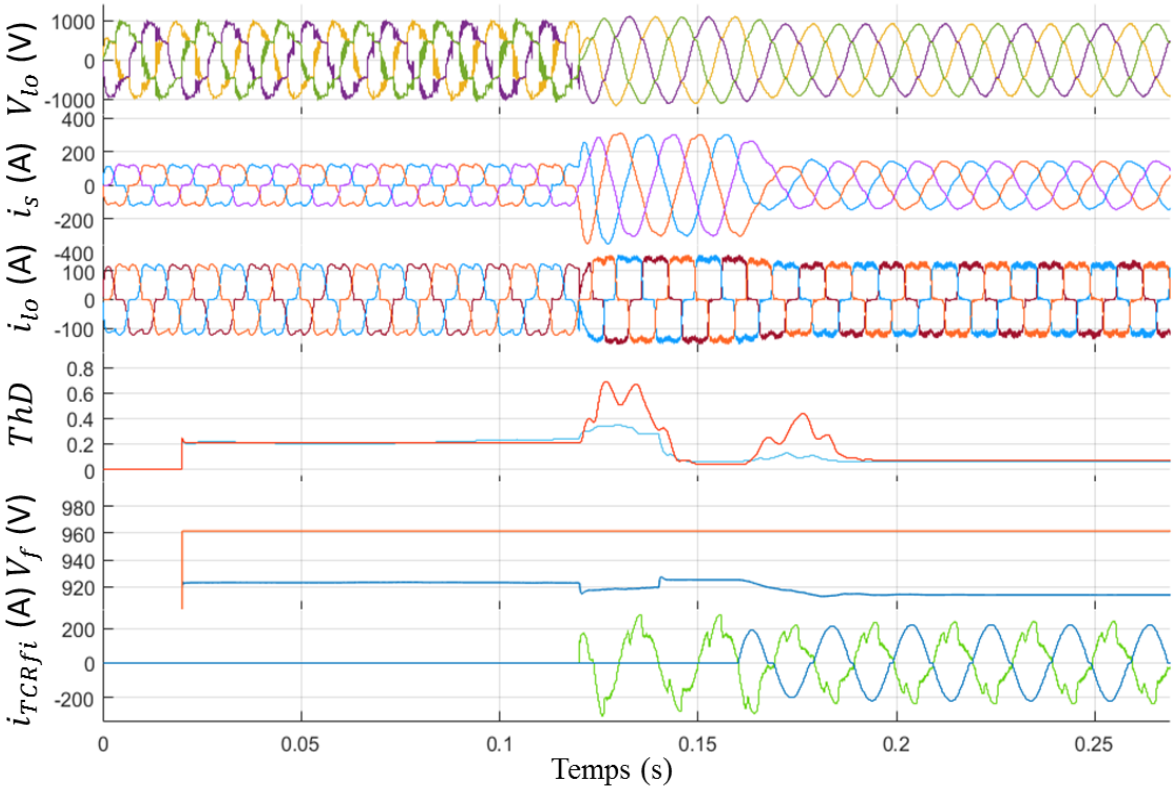


Figure IV.10 Application du compensateur FC-TCR pour atténuer les harmoniques de l'éolienne

La figure IV.11 présente la performance du compensateur FC-TCR pour le filtrage des harmoniques et l'amélioration de la stabilité de la tension de l'éolienne. L'algorithme de commande du FC-TCR, dans ce cas, est basé sur une technique en boucle fermée, qui est différente de celle décrite sur la figure III.40. Le diagramme de l'algorithme en boucle fermée est présenté sur la figure IV.12(a). Le schéma synoptique du modèle moyen simplifié du FC-TCR, qui est connecté au système d'alimentation, est présenté sur la figure IV.12(b). Selon la figure IV.12(b), la fonction de transfert en boucle ouverte du système est formulée comme suit :

$$G_{BO} = \frac{\dfrac{s \cdot L_{Fi}}{1 + s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi}} \cdot k_p}{1 + \dfrac{s \cdot L_{Fi}}{1 + s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi}} \dfrac{1}{R_{lo} + s \cdot L_{lo}}} + \frac{k_i \dfrac{L_{Fi}}{1 + s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi}}}{1 + \dfrac{s \cdot L_{Fi}}{1 + s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi}} \dfrac{1}{R_{lo} + s \cdot L_{lo}}} \qquad \text{(IV.1)}$$

En faisant un certain développement mathématique, (IV.1) devient :

$$G_{BO} = \frac{k_p(s^3 \cdot L_{Fi}L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot L_{lo} + s^2 \cdot L_{Fi}L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{lo} + s \cdot L_{lo}L_{Fi} + L_{Fi}R_{lo})}{s^5 \cdot L_{Fi}{}^2 \cdot C_{Fi}{}^2 \cdot L_{lo} \cdot L_s + s^4 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{lo} \cdot L_s + s^3(L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot L_s(2L_{lo} + L_{Fi})) + 2s^2 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{lo} \cdot L_s + s \cdot L_s(2L_{lo} + L_{Fi}) + R_{lo} \cdot L_s} +$$

$$\frac{k_i(s^3 \cdot L_{Fi}L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot L_{lo} + s^2 \cdot L_{Fi}L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{lo} + s \cdot L_{lo}L_{Fi} + L_{Fi}R_{lo})}{s^6 \cdot L_{Fi}{}^2 \cdot C_{Fi}{}^2 \cdot L_{lo} \cdot L_s + s^5 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{lo} \cdot L_s + s^4(L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot L_s(2L_{lo} + L_{Fi})) + 2s^3 \cdot L_{Fi} \cdot C_{Fi} \cdot R_{lo} \cdot L_s + s^2 \cdot L_s(2L_{lo} + L_{Fi}) + sR_{lo} \cdot L_s}$$

(IV.2)

Puisque la fonction de transfert est de l'ordre 6, il n'est pas facile d'y faire face. Par conséquent, l'ajustement des paramètres PI est effectué en utilisant le système de contrôle du logiciel MATLAB (Control System Toolbox de MATLAB), ce système de contrôle permet de choisir les bons paramètres qui fournissent un système stable avec une bonne précision. La figure IV.13 présente la réponse de la fonction de transfert en boucle ouverte. D'après la figure IV.13, il est évident que le choix optimal des paramètres correspond au cas : Ki= 0.15 et kp=0.005 puisqu'ils fournissent la réponse transitoire la plus rapide avec un dépassement acceptable.

D'après la figure IV.11, il est évident qu'en reliant le condensateur fixe à l'instant 0.12s, la forme d'onde de la tension et du courant est améliorée avec un THD inférieur à 5%, ce qui respecte les normes susmentionnées. De plus, la puissance réactive générée par le

condensateur provoque une surtension comme le montre la seconde sous-parcelle. Cependant, lorsque le TCR est connecté à l'instant 0.16s, il est très clair que la tension mesurée (avec la couleur bleu) est forcée de suivre sa référence, tandis que la forme d'onde du courant et la tension reste acceptable. Cette affirmation est démontrée dans la cinquième sous-parcelle, qui décrit les THDs du courant et de la tension qui sont améliorées de 23% à moins de 5%. La dernière sous-parcelle présente le courant du condensateur fixe avec la couleur violet et le courant du TCR avec la couleur bleu qui compensent la chute de tension.

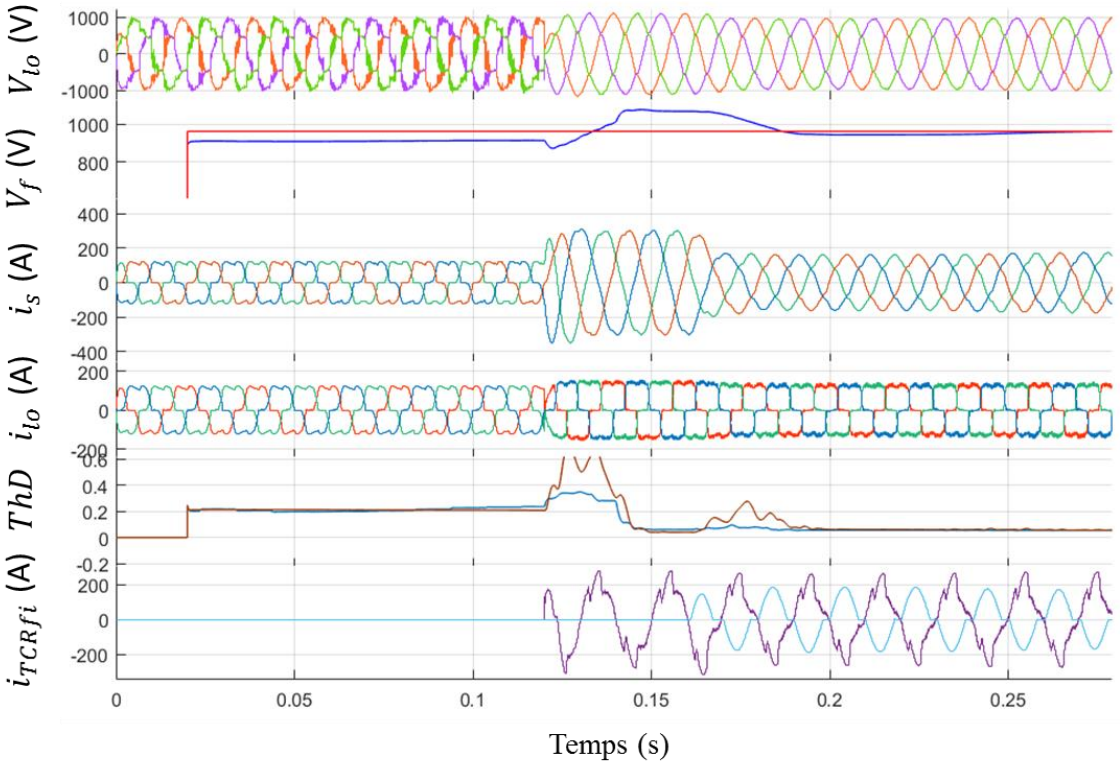
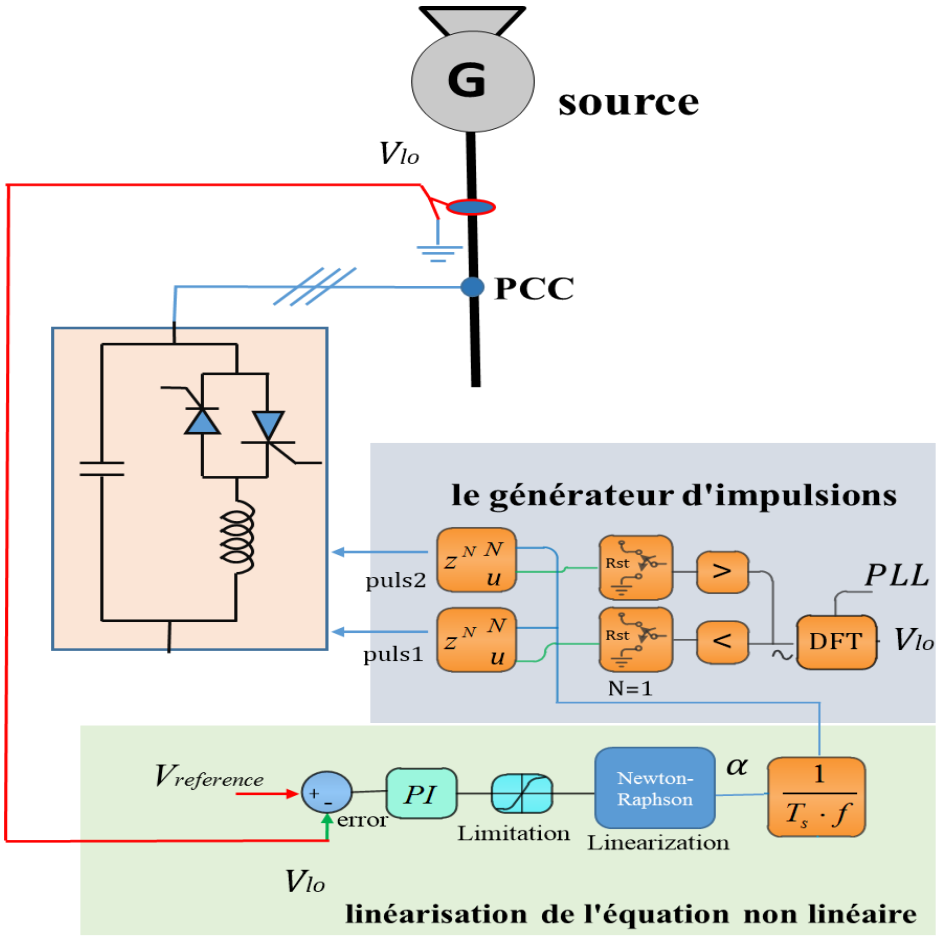
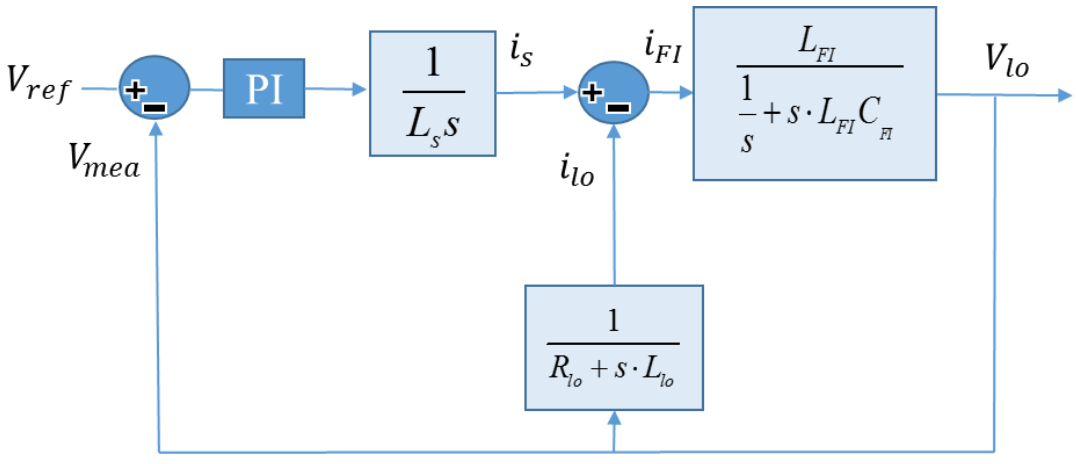


Figure IV.11 Application du compensateur FC-TCR pour atténuer les harmoniques et améliorer la stabilité de la tension de l'éolienne



(a)



(b)

Figure IV.12 Contrôle de la tension du compensateur FC-TCR : (a) Algorithme de commande du FC-TCR ; (b) Modèle moyen du compensateur FC-TCR et du système d'alimentation électrique

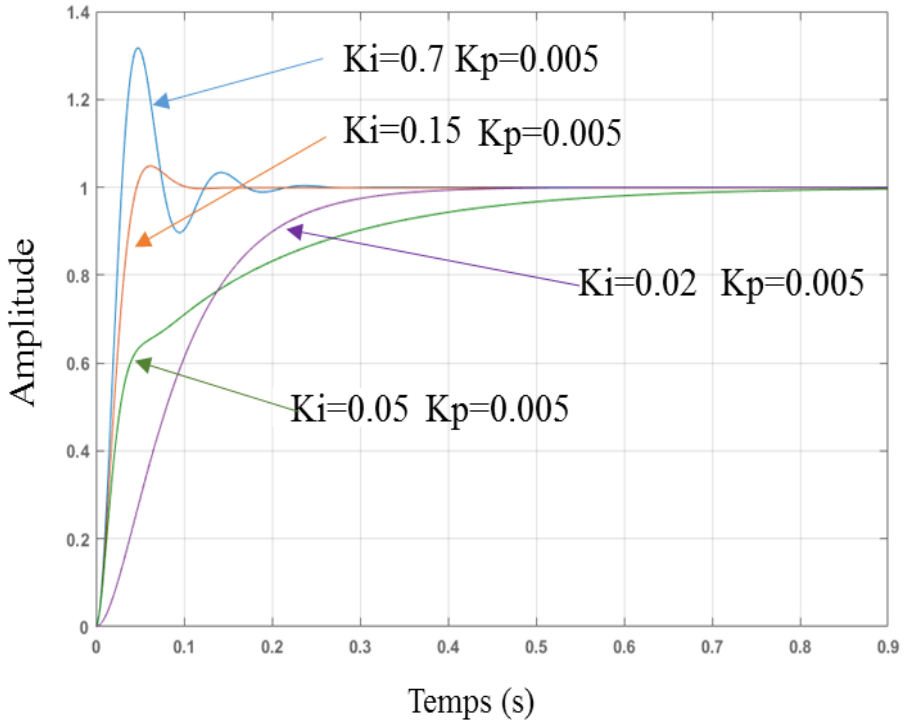


Figure IV.13 Réponse de la fonction de transfert du système en boucle ouverte

La figure IV.14 présente le comportement de l'HAPF pour la suppression harmonique et l'amélioration des chutes de tension de l'éolienne. Dans le cas où l'impédance principale constituée de la réactance sous-transitoire et de l'impédance de ligne n'est pas assez élevée, alors le compensateur FC-TCR ne sera pas en mesure d'atténuer les harmoniques de haut ordre ; ainsi, l'application de l'HFAP est nécessaire. L'APF parallèle est connecté pour filtrer les harmoniques les plus dominantes, tandis que le FC-TCR agit comme un filtre passe-bas pour les harmoniques de haut ordre et assure la stabilité de la tension. D'après la figure IV.14, de 0s à 0.6s, l'HAPF est débranché. Il est évident que la tension et le courant sont harmoniquement contaminés. Ensuite, la connexion de l'APF parallèle à l'instant 0.6s améliore le $THD_{\%}$ du courant à environ 5%. Puis de 0.12s à 0.16s, le condensateur fixe est connecté. Il est clair que la forme d'onde de la tension est améliorée. En outre, la connexion du FC-TCR à l'instant 0.17s compense la puissance réactive capacitive et améliore les chutes de tension, tandis que le $THD_{\%}$ du courant est réduit de 5% à environ 4%, ce qui respecte les normes susmentionnées. Les deux dernières sous-parcelles présentent respectivement les courants du FC-TCR et de l'APF parallèle, qui sont injectés pour améliorer les perturbations.

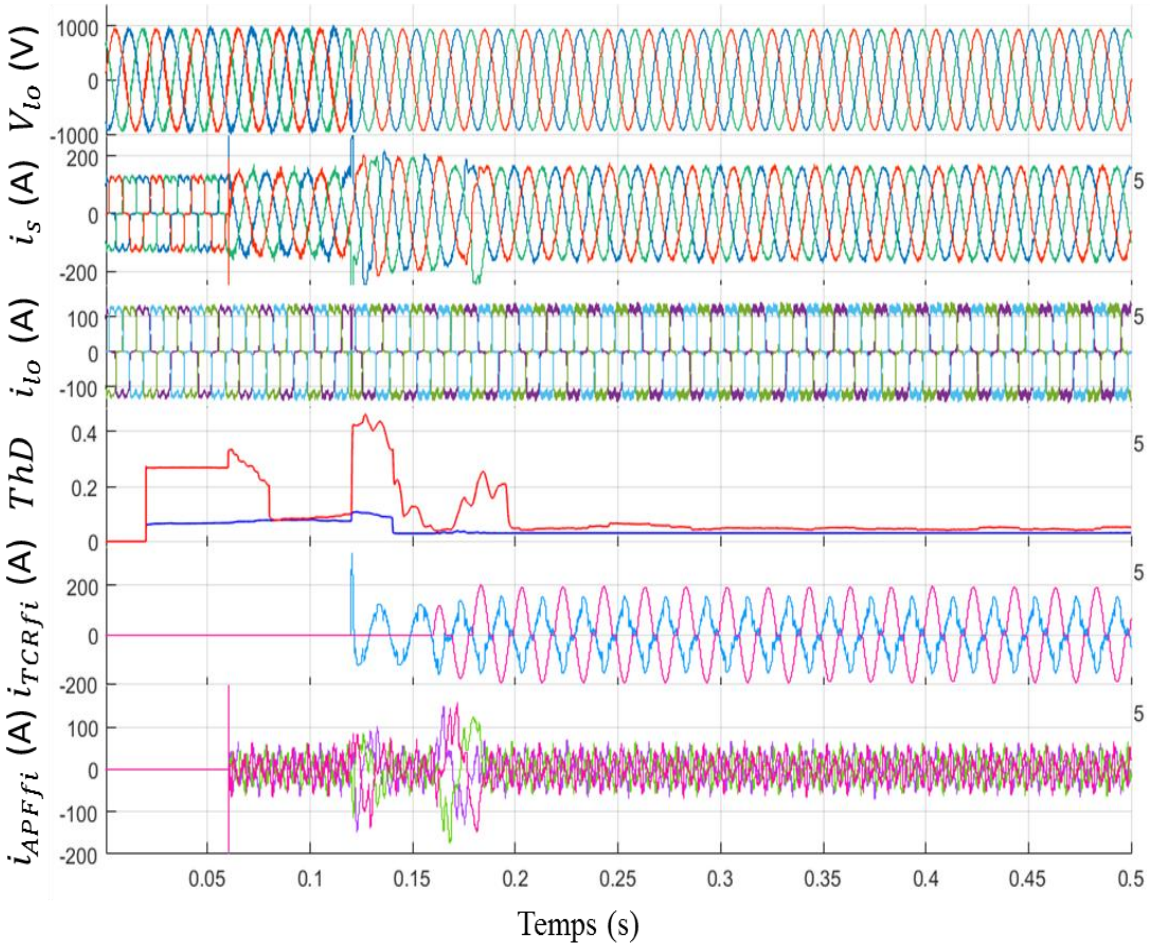


Figure IV.14 Application du compensateur FC-TCR et de l'APF parallèle pour atténuer les harmoniques de l'éolienne

La figure IV.15 présente la performance de l'HAPF en fonction de la variation de fréquence. La fréquence varie de 50 Hz à 70Hz comme indiqué sur la quatrième sous-parcelle. L'APF parallèle est connecté à l'instant 0.6s, il est très évident que la forme d'onde du signal est améliorée, et la variation de fréquence du générateur synchrone n'affecte pas la capacité de filtrage de l'APF en raison de sa flexibilité et son adaptabilité. Le condensateur fixe est connecté à l'instant 0.12s. Puisque le condensateur fixe n'a pas besoin de contrôle, sa performance pour le filtrage de la tension et l'amélioration de la forme d'onde du courant n'est pas affectée par la variation de la fréquence. De plus, le compensateur FC-TCR est connecté à l'instant 0.17s. Il est évident que la variation de la fréquence n'affecte pas la performance du FC-TCR en injectant la quantité appropriée de la puissance réactive, ce qui en fait une solution flexible et adaptative.

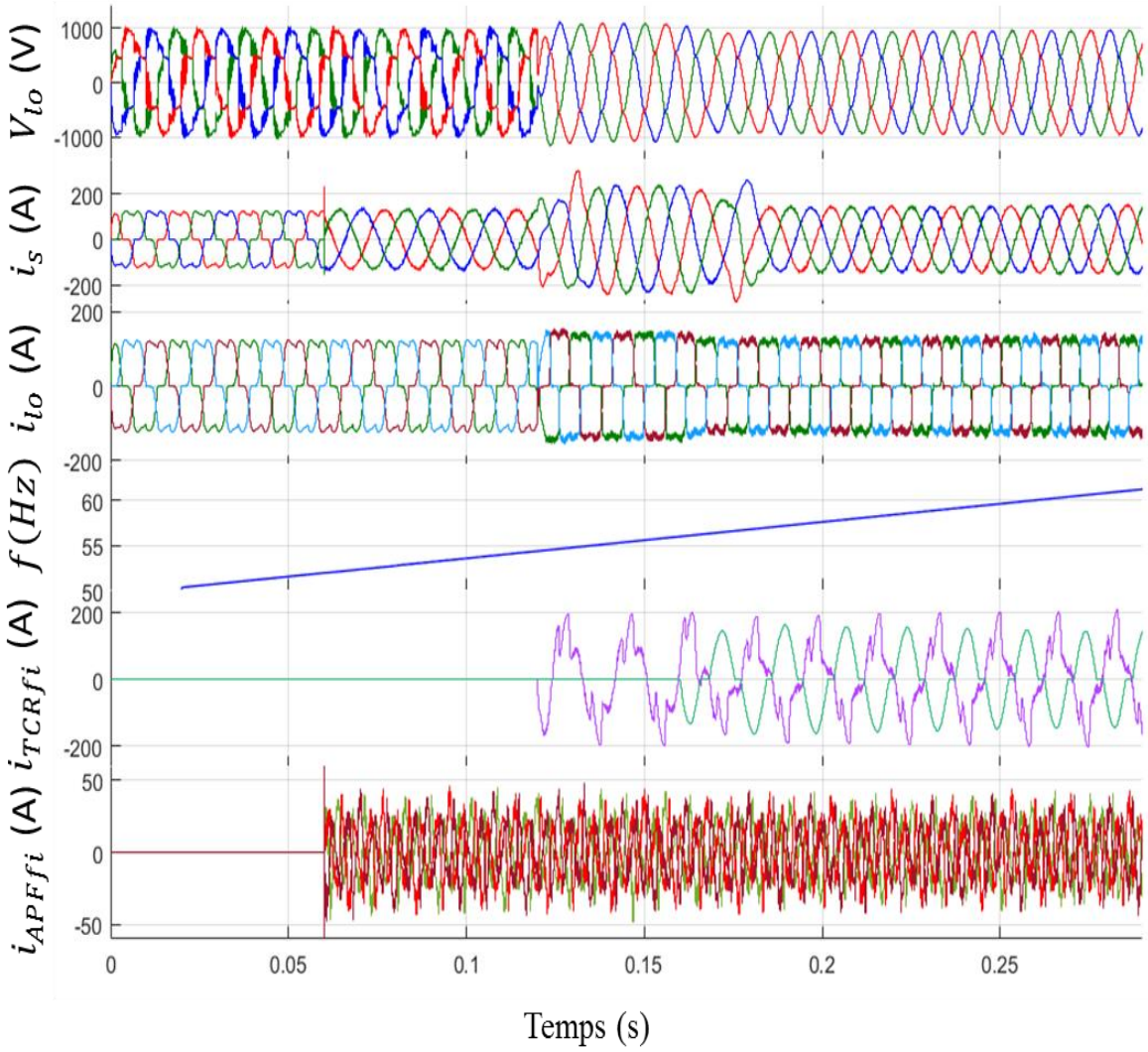


Figure IV.15 Application du compensateur FC-TCR et de l'APF parallèle pour atténuer les harmoniques de l'éolienne en cas de grande variation de fréquence

IV.4 Conclusion

Ce chapitre traite la mise en œuvre de l'HAPF pour améliorer la qualité de l'énergie d'une éolienne, basée sur une SPMG avec un redresseur à diodes en pont complet. On a commencé par exposer une brève introduction sur certains types de turbines éoliennes, puis on a présenté et discuté la configuration de mise en œuvre de l'APF et du compensateur FC-TCR pour améliorer la qualité de l'énergie de la SPMG avec un redresseur à diodes, et finalement on a conclu le chapitre par une démonstration de la bonne performance de l'HAPF afin d'améliorer la qualité de l'énergie pour ce type d'éolienne. Selon les résultats, nous avons conclu que l'implémentation d'un seul APF parallèle ne supprime pas complètement les

harmoniques de haut ordre, car il ne peut pas filtrer les harmoniques de tension. La mise en œuvre du FC-TCR peut filtrer à la fois les harmoniques du courant et les harmoniques de la tension. Cependant, la capacité de filtrage du FC-TCR dépend fortement de l'impédance de la ligne. Si l'impédance de la ligne n'est pas assez élevée pour forcer les harmoniques à s'écouler dans le compensateur FC-TCR, alors la combinaison hybride est le meilleur choix. Dans la topologie hybride, l'APF parallèle peut filtrer les harmoniques dominantes, tandis que le FC-TCR peut filtrer les harmoniques de haut ordre et améliorer le facteur de puissance ou la stabilité de la tension.

Conclusion générale

Cette thèse avait pour but de proposer un HAPF approprié pour filtrer les harmoniques, améliorer le facteur de puissance et la stabilité de tension d'une éolienne basée sur la SPMG. Le type de convertisseur utilisé dans cette turbine à vent est un convertisseur avec un redresseur à diodes pour convertir le courant alternatif en courant continu, un convertisseur DC-DC d'appoint pour contrôler la tension de liaison DC, et un VSC pour convertir l'alimentation DC en AC et la connecter au réseau électrique. Le processus de conversion de l'alimentation en courant alternatif du côté de la génératrice en courant continu à l'aide du redresseur à diodes absorbe un courant contaminé harmoniquement, le mouvement de ces harmoniques dans les générateurs cause de problèmes graves. L'écoulement de ces harmoniques dans les réactances sous-transitoires de générateurs cause une distorsion de la tension, ce qui devient un danger pour l'éolienne. La contribution essentielle de cette thèse est de suggérer un HAPF, qui consiste en un compensateur APF parallèle et du CF-TCR. La combinaison hybride de l'APF et du compensateur FC-TCR offre une grande capacité de filtrage des harmoniques et assure la stabilité de la tension en compensant les chutes de tension. De plus, tant que l'APF est connecté pour compenser uniquement les harmoniques de faible ordre, le coût du filtre diminue. En outre, la combinaison hybride offre la possibilité de mise en œuvre en application basse et moyenne tension. En outre, il a été démontré dans ce travail que si le compensateur FC-TCR est bien conçu, il peut filtrer les harmoniques de bas et de haut ordre. Par conséquent, l'application de l'APF sera inutile, ce qui diminuera le coût du filtre et offrira la possibilité d'une mise en œuvre en cas d'application à haute puissance.

Le premier chapitre a présenté un état de l'art sur les problèmes de qualité de l'énergie, qui peuvent se produire dans n'importe quel réseau électrique. Ces problèmes peuvent survenir à la fois à la tension et au courant tels que la contamination harmonique, le facteur de puissance faible, déséquilibre de tension et de courant, les chutes de tension… etc. Certaines de ces problèmes sont présentées avec des équations mathématiques et des figures illustratives, et certaines d'entre elles ne sont représentées que par des figures. À la fin du chapitre, les normes qui imposent certaines limites, qui ne devraient pas être dépassées, sont présentées dans des tableaux.

Le deuxième chapitre a présenté plusieurs solutions pour améliorer la qualité de l'énergie d'un réseau électrique perturbé. Ces solutions sont divisées en deux catégories : traditionnelles et avancées. Dans ce chapitre, on a commencé par introduire l'application des PPF, qui est la solution traditionnelle la plus appliquée pour réduire les harmoniques et compenser un certain degré du facteur de puissance. Plusieurs types des PPFs avec la modélisation mathématique de chaque type ont été présentés. Ensuite, une application d'un seul ensemble de PPF pour réduire les harmoniques et compenser le facteur de puissance de deux générateurs électriques a été présentée. Après cela, une autre technique traditionnelle basée sur l'application d'un redresseur à 12 impulsions avec transformateurs de déphasage Delta-Wye a été présentée, l'avantage de cette technique est de fournir un déphasage de 30^{o} entre la partie AC des deux redresseurs, ce qui entraîne l'élimination des 5ème, 7ème, 17ème, 19ème harmoniques … etc., en réduisant ainsi le THD du système à environ 10% à 15%. Par la suite, les faiblesses de cette solution ont été énoncées. L'application du redresseur PWM est l'une des techniques avancées, ses points forts et faibles pour améliorer la qualité de l'énergie d'un système perturbé ont été discutés dans ce deuxième chapitre. En outre, certaines structures des APF comme l'APF parallèle, l'APF série, l'APF hybride et les APFs combinés ont été discutées. Les APFs parallèles sont implémentés pour améliorer la perturbation du courant, tandis que la structure série est liée aux perturbations de la tension. La combinaison de l'APF parallèle et série permet d'améliorer la tension et le courant. Alors que les structures hybrides aident à réduire le prix de l'APF. Ainsi, plusieurss résultats numériques de certaines de ces structures ont été présentés et discutés. En outre, d'autres solutions telles que D-STATCOM, FC-TCR et l'impédance intelligente ont été discutées.

Dans le troisième chapitre, l'application de l'HAPF a été présentée, le HAPF se compose de l'APF parallèle et du compensateur FC-TCR. Pour exploiter l'APF parallèle, trois conditions principales doivent être remplies ; à savoir, le choix de la technique de synchronisation appropriée, le choix de la technique du courant compensatoire de référence et la méthode de génération des impulsions. On a commencé par discuter deux types de techniques de synchronisation, la technique OLS et le PLL. De plus, plusieurs filtres comme le MAF, l'approche du NLS, les CCfs, α-βCDSC opérateur, et les LPFs ont été analysés et mis en œuvre pour les deux techniques afin de fournir une estimation précise de la phase et de la fréquence de la tension sous forte distorsion. Le développement mathématique et les résultats numériques de chaque technique ont été présentés pour démontrer leur performance

pour l'estimation de la phase et de la fréquence sous tension perturbée. D'autre part, dans ce chapitre, certains algorithmes d'estimation des courants compensatoires de référence de l'APF ont été abordés. La conception mathématique de la mise en œuvre du MPM à l'algorithme SRF est présentée avec des détails. Outre les techniques de générer les impulsions du convertisseur telles que la commande PWM, la commande SVM, la commande d'hystérésis et la MPC ont été discutées. En outre, dans ce chapitre, la conception et la commande du compensateur FC-TCR ont été présentées en détail, on a commencé par introduire la configuration de commande du FC-TCR, puis on a fourni quelques schémas équivalents, ce qui permet l'étude du FC-TCR. Après cela, on a effectué la linéarisation de l'équation non-linéaire du compensateur FC-TCR, qui a été traitée sur la base de la technique Newton-Raphson. En plus les fonctions de transfert du système, qui permettent la conception du filtre, ont été présentées. En outre, le développement de quelques équations du facteur d'affaiblissement, qui définit la capacité de filtrage du filtre a été présenté. En fin de compte, on a fourni quelques chiffres qui présentent la performance de l'impédance de ligne en améliorant la capacité de filtrage du compensateur FC-TCR.

Le dernier chapitre présente l'application de l'HAPF, pour améliorer la qualité de l'énergie d'une éolienne. L'éolienne, qui est utilisée dans ce travail, est basée sur une SPMG avec un redresseur à diodes. On a commencé le chapitre par une brève introduction de certains types de turbines à vent, puis on a présenté et discuté la configuration de la mise en œuvre de l'APF et du compensateur FC-TCR pour filtrer les harmoniques et améliorer la stabilité de la tension de la SPMG, et enfin les résultats numériques sont présentés pour prouver la bonne performance de l'HAPF pour l'amélioration de la qualité de l'énergie de ce type de turbines. Selon les résultats de la simulation, il a été prouvé que l'application de l'APF parallèle seulement ne supprime pas complètement les harmoniques de haut ordre, car il ne peut pas filtrer les harmoniques de tension. Alors que la mise en œuvre du FC-TCR peut filtrer à la fois et les harmoniques des courants et les harmoniques de la tension. Cependant, la capacité de filtrage du filtre FC-TCR dépend fortement de l'impédance de la ligne. Par conséquent, dans le cas où l'impédance de la ligne n'est pas assez élevée pour forcer les harmoniques à s'écouler dans le compensateur FC-TCR, la combinaison hybride est le meilleur choix. Dans la topologie hybride, l'APF parallèle peut filtrer les harmoniques dominantes, tandis que le FC-TCR filtre les harmoniques de haut ordre et améliore le facteur de puissance ou la

stabilité de tension. Par conséquent, cette solution est considérée comme une solution rentable et peut être mise en œuvre dans des applications à moyenne tension.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration du fonctionnement du système sont envisageables :

L’application d’une autre structure du filtre combiné, comprenant un compensateur FC-TCR et un APF. Le filtre FC-TCR sera connecté en série avec l'APF et l'ensemble du filtre sera connecté en parallèle avec le système d'alimentation électrique. De cette manière, le condensateur du filtre FC-TCR peut agir comme une haute impédance pour la fondamentale qui décroît relativement avec l'augmentation des harmoniques. En conséquence, le banc DC de l'APF sera soumis à une tension inférieure à celle de la source ;ce qui réduit en conséquence le prix de l'ensemble du filtre.

Annexe A

Paramètres du système

Catégorie	Paramètres	valeurs
Génératrice synchrone	Tension nominale	V=700 V (+6%, -10%)
	Puissance Active	P=2000 kW,
	Puissance apparente	S=3300 kVA,
APF	Tension de liaison DC	Vdc=1980 V
	Filtre de sortie	L=10 mH
		C=10 µF
Charges non linéaires	Puissance nominale	P= 9 kW
Charges linéaires	Puissance nominale	P=1 kW
FC-TCR HF	Inductance	L=10.6 mH
	Capacitance	C=700 µF

Références

[1] M. Shahbazi and A. Khorsandi, “Power Electronic Converters in Microgrid Applications,” *Microgrid*, pp. 281–309, Jan. 2017.

[2] S. Jayasinghe, L. Meegahapola, N. Fernando, Z. Jin, and J. Guerrero, “Review of Ship Microgrids: System Architectures, Storage Technologies and Power Quality Aspects,” *Inventions*, vol. 2, no. 1, p. 4, 2017.

[3] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, and J. M. Guerrero, “Mitigation of Harmonics in Grid-Connected and Islanded Microgrids Via Virtual Admittances and Impedances,” *IEEE Trans. Smart Grid*, pp. 1–11, 2015.

[4] G. Sulligoi, A. Tessarolo, V. Benucci, A. M. Trapani, M. Baret, and F. Luise, “Shipboard Power Generation: Design and Development of a Medium-Voltage dc Generation System,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 19, no. 4, pp. 47–55, 2013.

[5] S. Sumsurooah, M. Odavic, S. Bozhko, and D. Boroyevic, “Toward Robust Stability of Aircraft Electrical Power Systems: Using a μ-Based Structural Singular Value to Analyze and Ensure Network Stability,” *IEEE Electrif. Mag.*, vol. 5, no. 4, pp. 62–71, 2017.

[6] R. L. Smith and R. P. Stratford, “Power System Harmonics Effects from Adjustable-Speed Drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 4, pp. 973–977, Jul. 1984.

[7] T. H. Ortmeyer, K. R. Chakravarthi, and A. A. Mahmoud, “The Effects of Power System Harmonics on Power System Equipment and Loads,” *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. PER-5, no. 9, pp. 54–54, Sep. 1985.

[8] D. E. Rice, “Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics-Their Effect on Power Systems Components,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 1, pp. 161–177, Jan. 1986.

[9] W. E. Reid, “Power quality issues-standards and guidelines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 3, pp. 625–632, 1996.

[10] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, and J. M. Guerrero, “Mitigation of {Harmonics} in {Grid}-{Connected} and {Islanded} {Microgrids} {Via} {Virtual}

{Admittances} and {Impedances},” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. PP, no. 99, pp. 1–11, 2015.

[11] J. Arrillaga and N. R. Watson, *Power system harmonics*. J. Wiley & Sons, 2003.

[12] A. G. Harnefors, L., Hinkkanen, M., Wallmark, O. and Yepes, *Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives*. Västerås, Sweden: Lecture notes, 2014.

[13] W. Abbas and M. A. Saqib, “Effect of Nonlinear Load Distributions on Total Harmonic Distortion in a Power System,” in *2007 International Conference on Electrical Engineering*, 2007, pp. 1–6.

[14] “On the definition of total harmonic distortion and its effect on measurement interpretation,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 1, pp. 526–528, Jan. 2005.

[15] A. E. Emanuel, “Powers in nonsinusoidal situations-a review of definitions and physical meaning,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 5, no. 3, pp. 1377–1389, Jul. 1990.

[16] “International Electrotechnical Vocabulary—Chapter 131: Electric and Magnetic Circuits, 1978.”

[17] C. W. Smith, “Power systems and harmonic factors,” *IEEE Potentials*, vol. 20, no. 5, pp. 10–12, 2002.

[18] “Kerestes, Robert. ‘Estimation of Harmonics, InterHarmonics and Sub-Harmonics in Motor Drive Systems.’ PhD diss., University of Pittsburgh, 2014.”

[19] “American Bureau of Shipping. ABS Guidance Notes on Control of Harmonics in Electrical Power Systems; American Bureau of Shipping: Huston, TX, USA, 2006.”

[20] Z. Leonowicz, “Analysis of sub-harmonics in power systems,” in *2010 9th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, 2010, pp. 125–127.

[21] “Chen, Tsai-Hsiang, C. H. Yang, and T. Y. Hsieh. ‘Case studies of the impact of voltage imbalance on power distribution systems and equipment.’ In WSEAS International Conference. Proceedings. Mathematics and Computers in Science and Engineering, no. 8. Wor.”

[22] A. Jouanne and B. Banerjee, “Assessment of Voltage Unbalance,” *IEEE Power Eng.*

Rev., vol. 21, no. 8, pp. 64–64, Aug. 2001.

[23] T. E. Seiphetlho and A. P. J. Rens, "On the assessment of voltage unbalance," in *Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP 2010*, 2010, pp. 1–6.

[24] J. Reeve and P. S. Krishnayya, "Unusual Current Harmonics Arising from High-Voltage DC Transmission," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-87, no. 3, pp. 883–893, Mar. 1968.

[25] A. I. Maswood, G. Joos, P. D. Ziogas, and J. F. Lindsey, "Problems and solutions associated with the operation of phase-controlled rectifiers under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 4, pp. 765–772, 1991.

[26] "Definitions of Voltage Unbalance," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 21, no. 5, pp. 49–51, 2001.

[27] I. E. Davidson, "Motors and Generators, NEMA Standards Publication no. MG 1-1993."

[28] Y. Kumsuwan and Y. Sillapawicharn, "A fast synchronously rotating reference frame-based voltage sag detection under practical grid voltages for voltage sag compensation systems," in *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, 2012, pp. E22–E22.

[29] Z. Fan and X. Liu, "A novel universal grid voltage sag detection algorithm," in *2012 Power Engineering and Automation Conference*, 2012, pp. 1–4.

[30] S. M. Deckmann and A. A. Ferrira, "About voltage sags and swells analysis," in *10th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.02EX630)*, vol. 1, pp. 144–148.

[31] Wen-Ren Yang and Wen-Xun Yang, "Discrete wavelet transform and short-time fourier transform applications: Wafer microcrack and voltage sag detection," in *2010 International Conference on System Science and Engineering*, 2010, pp. 31–35.

[32] M. Inci, M. Buyuk, and M. Tumay, "FFT based reference signal generation to compensate simultaneous voltage sag/swell and voltage harmonics," in *2016 IEEE*

16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2016, pp. 1–5.

[33] M. B. Latran and A. Teke, "A novel wavelet transform based voltage sag/swell detection algorithm," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 71, pp. 131–139, Oct. 2015.

[34] B. P. McGrath, D. G. Holmes, and J. J. H. Galloway Galloway, "Power Converter Line Synchronization Using a Discrete Fourier Transform (DFT) Based on a Variable Sample Rate," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 877–884, Jul. 2005.

[35] E. Styvaktakis, M. H. J. Bollen, and I. Y. H. Gu, "Expert system for classification and analysis of power system events," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 17, no. 2, pp. 423–428, Apr. 2002.

[36] E. A. Nagata, D. D. Ferreira, C. A. Duque, and A. S. Cequeira, "Voltage sag and swell detection and segmentation based on Independent Component Analysis," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 155, pp. 274–280, 2018.

[37] Y. Kabir, Y. M. Mohsin, and M. M. Khan, "Automated power factor correction and energy monitoring system," in *2017 Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, 2017, pp. 1–5.

[38] First, Ed., *Van Cutsem, Thierry, and Costas Vournas. Voltage stability of electric power systems. Springer Science & Business Media, 2007.* .

[39] P. Kundur, *Power System Stability and ontrol*. McGraw-Hill, 1994.

[40] *IEEE P1668/D4Q, May 2014 : IEEE Approved Draft Recommended Practice for Voltage Sag and Interruption Ride-Through Testing for End Use Electrical Equipment Less than 1,000 Volts*. IEEE, 2014.

[41] M. Demir, M. Iltir, and A. B. Yildiz, "Determination of the effect of short-term interruptions in mains voltage on the reliability of consumer electronics products," in *2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, 2017, pp. 1–5.

[42] R. T. Ugale, Y. BalaKrishna, and B. N. Chaudhari, “Effects of short power interruptions and voltage sags on the performance of line start permanent magnet synchronous motor,” in *4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2008)*, 2008, pp. 184–188.

[43] R. C. Dugan, D. L. Brooks, T. E. McDermott, and A. Sundaram, “Using voltage sag and interruption indices in distribution planning,” in *IEEE Power Engineering Society. 1999 Winter Meeting (Cat. No.99CH36233)*, 1999, pp. 1164–1169 vol.2.

[44] “Ramachandran, M., Renganayagi Varatharaj, A. Mariya Chithra Mary, M. Muthukumaran, J. Ganesan, D. Edison Selvaraj, and A. Krishnaveni. ‘A Review on Basic Concepts and Important Standards of Power Quality in Power System.’”

[45] P. System, A. M. C. Mary, and M. Muthukumaran, “A Review on Basic Concepts and Important Standards of Power Quality in A Review on Basic Concepts and Important Standards of Power Quality in Power System,” no. May, 2016.

[46] *519-2014 IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. .*

[47] G. Olguin, *Voltage dip (sag) estimation in power systems based on stochastic assessment and optimal monitoring*. Chalmers University of Technology, 2005.

[48] J. R. Camarillo-Penaranda and G. Ramos, “Characterization of Voltage Sags Due to Faults in Radial Systems Using Three-Phase Voltage Ellipse Parameters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 3, pp. 2032–2040, May 2018.

[49] *Paul, Clayton R. Introduction to electromagnetic compatibility. Vol. 184. John Wiley & Sons, 2006. .*

[50] “IEC, IEC. ‘61000-4-15 Testing and measurement techniques–Flickermeter Functional and Desing Specifications.’ International Electrotechnical Commission Standard (1997).”

[51] A. Rash, “Harmonics-what are they, how to measure them and how to solve the problem (in connection with standards IEEE 1159-1995 and IEEE 519-1992),” in *Proceedings of 19th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*, pp. 83–86.

[52] R. Sachan and R. Srivastava, “Performance analysis of fixed parallèle passive filters for harmonic mitigation,” in *2016 International Conference on Emerging Trends in Electrical Electronics & Sustainable Energy Systems (ICETEESES)*, 2016, pp. 87–90.

[53] H. Akagi, *“Modern active filters and traditional passive filters.”* Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences 54, no. 3 (2006).

[54] Chih-Ju Chou, Chih-Wen Liu, June-Yown Lee, and Kune-Da Lee, “Optimal planning of large passive-harmonic-filters set at high voltage level,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 15, no. 1, pp. 433–441, 2000.

[55] S. H. E. A. Aleem, A. F. Zobaa, and M. E. Balci, “Optimal resonance-free third-order high-pass filters based on minimization of the total cost of the filters using Crow Search Algorithm,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 151, pp. 381–394, 2017.

[56] N.-C. Yang and M.-D. Le, “Optimal design of passive power filters based on multi-objective bat algorithm and pareto front,” *Appl. Soft Comput.*, vol. 35, pp. 257–266, Oct. 2015.

[57] Y. Terriche, D. Kerdoun, and H. Djeghloud, “A new passive compensation technique to economically improve the power quality of two identical single-phase feeders,” in *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering, EEEIC 2015 - Conference Proceedings*, 2015.

[58] S. Dahale, S. Member, A. Das, N. M. Pindoriya, S. Member, and S. Rajendran, “An Overview of DC-DC Converter Topologies and Controls in DC Microgrid,” *2017 7th Int. Conf. Power Syst.*, pp. 410–415, 2017.

[59] Z. Jin, G. Sulligoi, R. Cuzner, L. Meng, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Next-Generation Shipboard DC Power System: Introduction Smart Grid and dc Microgrid Technologies into Maritime Electrical Netowrks,” *IEEE Electrif. Mag.*, vol. 4, no. 2, pp. 45–57, 2016.

[60] Q. Wang *et al.*, “Frequency-domain harmonic modeling and analysis for 12-pulse series-connected rectifier under unbalanced supply voltage,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 162, pp. 23–36, 2018.

[61] S. L. H. Correa, F. G. A. Diaz, and A. J. E. Eslava, “Comparison of losses of a

transformer for a 12 pulse rectifier using cosimulation and the procedure stablished in IEEE 57.110 standard," in *2017 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, 2017, pp. 1–7.

[62] A. Insleay, "A neural network controlled unity power factor three phase current source PWM front-end rectifier for adjustable speed drives," in *Proceedings of 5th International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, 1994, vol. 1994, pp. 251–255.

[63] R. R. Chavan and A. R. Thorat, "Modified PWM technique for bidirectional AC/DC converter to reduce switching loss with fuzzy logic control for grid tied microgrid system," in *2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)*, 2016, pp. 392–397.

[64] Z. Jin, L. Meng, J. M. Guerrero, and R. Han, "Hierarchical Control Design for a Shipboard Power System With DC Distribution and Energy Storage Aboard Future More-Electric Ships," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 14, no. 2, pp. 703–714, Feb. 2018.

[65] J. Mindykowski, "Case Study—Based Overview of Some Contemporary Challenges to Power Quality in Ship Systems," *Inventions*, vol. 1, no. 4, p. 12, 2016.

[66] and M. A. Akagi, Hirofumi, Edson Hirokazu Watanabe, "Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Vol. 62. John Wiley & Sons, 2017."

[67] S. Ouchen, J.-P. Gaubert, H. Steinhart, and A. Betka, "Energy quality improvement of three-phase parallèle active power filter under different voltage conditions based on predictive direct power control with disturbance rejection principle," *Math. Comput. Simul.*, Dec. 2018.

[68] P. Salmerón Revuelta, S. Pérez Litrán, J. Prieto Thomas, P. Salmerón Revuelta, S. Pérez Litrán, and J. Prieto Thomas, "Series Active Power Filters," *Act. Power Line Cond.*, pp. 149–187, Jan. 2016.

[69] P. Salmerón Revuelta, S. Pérez Litrán, J. Prieto Thomas, P. Salmerón Revuelta, S. Pérez Litrán, and J. Prieto Thomas, "Combined Parallèle and Series Active Power Filters," *Act. Power Line Cond.*, pp. 231–284, Jan. 2016.

[70] A. A. Chihab, H. Ouadi, F. Giri, and T. Ahmed-Ali, “Adaptive non-linear control of three-phase four-wire Parallèle active power filters for unbalanced and nonlinear loads.,” *IFAC Proc. Vol.*, vol. 47, no. 3, pp. 5061–5066, Jan. 2014.

[71] J. W. Dixon, G. Venegas, and L. A. Moran, “A series active power filter based on a sinusoidal current-controlled voltage-source inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 5, pp. 612–620, Oct. 1997.

[72] Zhaoan Wang, Qun Wang, Weizheng Yao, and Jinjun Liu, “A series active power filter adopting hybrid control approach,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 3, pp. 301–310, May 2001.

[73] K. Chandrasekaran and V. K. Ramachandaramurthy, “An improved Dynamic Voltage Restorer for power quality improvement,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 82, pp. 354–362, Nov. 2016.

[74] V. P. Suppioni, A. P. Grilo, and J. C. Teixeira, “Improving network voltage unbalance levels by controlling DFIG wind turbine using a dynamic voltage restorer,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 96, pp. 185–193, Mar. 2018.

[75] M. Hojo and T. Funabashi, “Unified Power Quality Conditioner for dynamic voltage restoration and fault current limitation,” in *2008 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 2008, pp. 1–5.

[76] V. Khadkikar, “Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2284–2297, May 2012.

[77] I. Andrić *et al.*, “Improvement in Power Quality using Hybrid Power Filters based on RLS Algorithm,” *Energy Procedia*, vol. 138, pp. 723–728, 2017.

[78] E. Drives, “Review of Hybrid Active Power Filter Topologies and Controllers,” no. May, pp. 13–17, 2013.

[79] B. Kedra, “Reducing inverter power rating in active power filters using proposed hybrid power filter topology,” in *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, 2015, pp. 443–448.

[80] Wei Zhao, Ruimin Chen, and An Luo, “Novel parallèle hybrid active power filter

using predictive method," in *2011 IEEE Power Engineering and Automation Conference*, 2011, pp. 248–251.

[81] Chen Junling, Li Yaohua, Jiang Xinjian, and Zhu Dongqi, "Control methods of hybrid active power filters reduced rating of its converter," in *2008 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2008, pp. 1–4.

[82] S. Rahmani, K. Al-Haddad, and F. Fnaiech, "A hybrid structure of series active and passive filters to achieving power quality criteria," in *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, vol. vol.3, p. 6.

[83] L. Wang, C.-S. Lam, and M.-C. Wong, "Unbalanced Control Strategy for A Thyristor-Controlled LC-Coupling Hybrid Active Power Filter in Three-Phase Three-Wire Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 2, pp. 1056–1069, Feb. 2017.

[84] S. Rahmani, A. Hamadi, K. Al-Haddad, and L. A. Dessaint, "A Combination of Parallèle Hybrid Power Filter and Thyristor-Controlled Reactor for Power Quality," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2152–2164, May 2014.

[85] C. H. da Silva *et al.*, "Active impedance: A closed-loop approach on hybrid active series power filter," in *XI Brazilian Power Electronics Conference*, 2011, pp. 328–333.

[86] J. E. R. Alves, L. A. S. Pilotto, and E. H. Watanabe, "Thyristor-Controlled Reactors Nonlinear and Linear Dynamic Analytical Models," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, no. 1, pp. 338–346, Jan. 2008.

[87] R. M. Mathur and R. K. Varma, *Thyristor-based FACTS controllers for electrical transmission systems*. John Wiley & Sons, 2002.

[88] A. Hamadi, S. Rahmani, and K. Al-Haddad, "A hybrid passive filter configuration for VAR control and harmonic compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2419–2434, 2010.

[89] E. Lei, X. Yin, Z. Zhang, and Y. Chen, "An Improved Transformer Winding Tap Injection DSTATCOM Topology for Medium-Voltage Reactive Power Compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2113–2126, Mar. 2018.

[90] T. B. Kumar and M. V. G. Rao, “Mitigation of Harmonics and power quality enhancement for SEIG based wind farm using ANFIS based STATCOM,” in *2014 International Conference on Smart Electric Grid (ISEG)*, 2014, pp. 1–7.

[91] C. Kumar and M. K. Mishra, “A Multifunctional DSTATCOM Operating Under Stiff Source,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3131–3136, Jul. 2014.

[92] M. A. Eldery, E. F. El-Saadany, and M. M. A. Salama, “DSTATCOM Effect on the Adjustable Speed Drive Stability Boundaries,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 2, pp. 1202–1209, Apr. 2007.

[93] C. H. da Silva *et al.*, “Smart impedance: Expanding the hybrid active series power filter concept,” in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 1416–1421.

[94] R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. Borges da Silva, and G. Lambert-Torres, “Smart Impedance: A New Way to Look at Hybrid Filters,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 7, no. 2, pp. 837–846, Mar. 2016.

[95] Y. Naderi, S. H. Hosseini, S. Ghassem Zadeh, B. Mohammadi-Ivatloo, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “An overview of power quality enhancement techniques applied to distributed generation in electrical distribution networks,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 93, pp. 201–214, Oct. 2018.

[96] S. Golestan, S. Member, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, S. Member, and A. Abstract, “Three-Phase PLLs : A Review of Recent Advances,” vol. 32, no. 3, pp. 1894–1907, 2017.

[97] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, Ó. LÓpez, and E. Acha, “A Generic Open-Loop Algorithm for Three-Phase Grid Voltage/Current Synchronization With Particular Reference to Phase, Frequency, and Amplitude Estimation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 94–107, Jan. 2009.

[98] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, and M. Monfared, “dq-Frame Cascaded Delayed Signal Cancellation- Based PLL: Analysis, Design, and Comparison With Moving Average Filter-Based PLL,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1618–1632, Mar. 2015.

[99] E. Robles, J. Pou, S. Ceballos, J. Zaragoza, J. L. Martin, and P. Ibañez, "Frequency-Adaptive Stationary-Reference-Frame Grid Voltage Sequence Detector for Distributed Generation Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4275–4287, Sep. 2011.

[100] S. Golestan and J. M. Guerrero, "Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1679–1682, 2015.

[101] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, 1997.

[102] M. Karimi-Ghartemani, S. A. Khajehoddin, P. K. Jain, and A. Bakhshai, "Derivation and Design of In-Loop Filters in Phase-Locked Loop Systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, no. 4, pp. 930–940, Apr. 2012.

[103] S. Golestan, J. M. Guerrero, A. Vidal, A. G. Yepes, and J. Doval-Gandoy, "PLL with MAF-Based Prefiltering Stage: Small-Signal Modeling and Performance Enhancement," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4013–4019, 2016.

[104] Z. Ali, N. Christofides, L. Hadjidemetriou, and E. Kyriakides, "A new MAF based αβEPMAFPLL for grid connected RES with improved performance under grid faults," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 154, pp. 130–139, Jan. 2018.

[105] S. Golestan, M. Monfared, and F. D. Freijedo, "Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 765–778, 2013.

[106] X. Guo, W. Wu, and Z. Chen, "Multiple-Complex Coefficient-Filter-Based Phase-Locked Loop and Synchronization Technique for Three-Phase Grid-Interfaced Converters in Distributed Utility Networks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1194–1204, Apr. 2011.

[107] S. Preitl and R.-E. Precup, "An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers," *Automatica*, vol. 35, no. 10, pp. 1731–1736, Oct. 1999.

[108] "Shu, Keliu, and Edgar Sánchez-Sinencio. CMOS PLL synthesizers: analysis and

design. Vol. 783. Springer Science & Business Media, 2006.," New York: Springer-Verlag.

[109] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo, and M. Monfared, "Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2750–2763, Jun. 2014.

[110] M. Qasim, P. Kanjiya, and V. Khadkikar, "Artificial-Neural-Network-Based Phase-Locking Scheme for Active Power Filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 3857–3866, Aug. 2014.

[111] R. Chudamani, K. Vasudevan, and C. S. Ramalingam, "Real-Time Estimation of Power System Frequency Using Nonlinear Least Squares," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 24, no. 3, pp. 1021–1028, Jul. 2009.

[112] R. Chudamani, C. S. Ramalingam, and K. Vasudevan, "Non-linear least-squares-based harmonic estimation algorithm for a parallèle active power filter," *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 2, pp. 134–146, Mar. 2009.

[113] M. D. Kusljevic, J. J. Tomic, and L. D. Jovanovic, "Frequency Estimation of Three-Phase Power System Using Weighted-Least-Square Algorithm and Adaptive FIR Filtering," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 2, pp. 322–329, Feb. 2010.

[114] K. Sheshyekani, G. Fallahi, M. Hamzeh, and M. Kheradmandi, "A General Noise-Resilient Technique Based on the Matrix Pencil Method for the Assessment of Harmonics and Interharmonics in Power Systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 32, no. 5, pp. 2179–2188, Oct. 2017.

[115] Y. F. Wang and Y. Wei Li, "Analysis and Digital Implementation of Cascaded Delayed-Signal-Cancellation PLL," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1067–1080, Apr. 2011.

[116] S. Golestan, A. Vidal, A. G. Yepes, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and J. Doval-Gandoy, "A True Open-Loop Synchronization Technique," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 12, no. 3, pp. 1093–1103, Jun. 2016.

[117] S. Golestan, F. D. Freijedo, A. Vidal, A. G. Yepes, J. M. Guerrero, and J. Doval-Gandoy, "An Efficient Implementation of Generalized Delayed Signal Cancellation

PLL," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1085–1094, 2016.

[118] A. Bagheri, M. Mardaneh, A. Rajaei, and A. Rahideh, "Detection of Grid Voltage Fundamental and Harmonic Components Using Kalman Filter and Generalized Averaging Method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1064–1073, Feb. 2016.

[119] C. A. Busada, H. G. Chiacchiarini, and J. C. Balda, "Synthesis of Sinusoidal Waveform References Synchronized With Periodic Signals," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 581–590, Mar. 2008.

[120] A. M. Massoud, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter," in *2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No.04EX951)*, pp. 154–159.

[121] Y. Terriche, S. Golestan, J. M. Guerrero, D. Kerdoune, and J. C. Vasquez, "Matrix pencil method-based reference current generation for parallèle active power filters," *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 4, pp. 772–780, Apr. 2018.

[122] Y. Hua and T. K. Sarkar, "Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise," *IEEE Trans. Acoust.*, vol. 38, no. 5, pp. 814–824, May 1990.

[123] R. S. Adve, T. K. Sarkar, O. M. C. Pereira-Filho, and S. M. Rao, "Extrapolation of time-domain responses from three-dimensional conducting objects utilizing the matrix pencil technique," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 1, pp. 147–156, 1997.

[124] T. K. Sarkar and O. Pereira, "Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 37, no. 1, pp. 48–55, Feb. 1995.

[125] A. Gaber and A. Omar, "A Study of Wireless Indoor Positioning Based on Joint TDOA and DOA Estimation Using 2-D Matrix Pencil Algorithms and IEEE 802.11ac," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 14, no. 5, pp. 2440–2454, May 2015.

[126] K. Chahine, V. Baltazart, and Y. Wang, "Parameter Estimation of Damped Power-Law Phase Signals via a Recursive and Alternately Projected Matrix Pencil Method," *IEEE*

Trans. Antennas Propag., vol. 59, no. 4, pp. 1207–1216, Apr. 2011.

[127] N. Yilmazer, Jinhwan Koh, and T. K. Sarkar, "Utilization of a unitary transform for efficient computation in the matrix pencil method to find the direction of arrival," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 1, pp. 175–181, Jan. 2006.

[128] V. Jain, "Filter analysis by use of pencil of functions: Part I," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 21, no. 5, pp. 574–579, Sep. 1974.

[129] H. Afghoul and F. Krim, "Comparison between PI and fuzzy DPC control of a parallèle active power filter," in *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*, 2012, pp. 146–151.

[130] S. K. Jain, P. Agrawal, and H. O. Gupta, "Fuzzy logic controlled parallèle active power filter for power quality improvement," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 149, no. 5, p. 317, 2002.

[131] "Hoon, Y., Mohd Radzi, M., Hassan, M. and Mailah, N., 2017. Control algorithms of parallèle active power filter for harmonics mitigation: A review. Energies, 10(12), p.2038.," Feb. .

[132] L. H. Tey, P. L. So, and Y. C. Chu, "Improvement of Power Quality Using Adaptive Parallèle Active Filter," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 2, pp. 1558–1568, Apr. 2005.

[133] R. L. de A. Ribeiro, T. de O. A. Rocha, R. M. de Sousa, E. C. dos Santos, and A. M. N. Lima, "A Robust DC-Link Voltage Control Strategy to Enhance the Performance of Parallèle Active Power Filters Without Harmonic Detection Schemes," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 803–813, Feb. 2015.

[134] P. Karuppanan and K. K. Mahapatra, "PI and fuzzy logic controllers for parallèle active power filter A report," *ISA Trans.*, vol. 51, no. 1, pp. 163–169, 2012.

[135] A. K. Panda, M. Suresh, and Y. Suresh, "Real-time implementation of adaptive fuzzy hysteresis-band current control technique for parallèle active power filter," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 7, pp. 1188–1195, Aug. 2012.

[136] F. Mekri, B. Mazari, and M. Machmoum, "Control and optimization of parallèle active

power filter parameters by fuzzy logic," *Can. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 31, no. 3, pp. 127–134, 2006.

[137] "Hoon, Yap, Mohd Mohd Radzi, Mohd Hassan, and Nashiren Mailah. "Control algorithms of parallèle active power filter for harmonics mitigation: A review." Energies 10, no. 12 (2017): 2038."

[138] M. A. A. M. Zainuri, A. C. Soh, M. A. M. Radzi, N. A. Rahim, and N. Mariun, "DC-link capacitor voltage control for single-phase parallèle active power filter with step size error cancellation in self-charging algorithm," *IET Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 323–335, Feb. 2016.

[139] Ning-Yi Dai, Man-Chung Wong, and Ying-Duo Han, "Application of a three-level NPC inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3DSVM," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 2, pp. 440–449, Mar. 2006.

[140] N. H. Saad, A. El Meged, and A. M. A. Mahmoud, "Comparison of state space vector PWM schemes for a voltage source inverter," in *2008 International Conference on Computer Engineering & Systems*, 2008, pp. 303–308.

[141] Jae-Hyeong Suh, Chang-Ho Choi, and Dong-Seok Hyun, "A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters," in *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)*, 1999, pp. 515–520 vol.1.

[142] M. Aissani and K. Aliouane, "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converter used as an active compensator," in *SPEEDAM 2010*, 2010, pp. 1416–1421.

[143] H. Vahedi, A. Sheikholeslami, M. Tavakoli Bina, and M. Vahedi, "Review and Simulation of Fixed and Adaptive Hysteresis Current Control Considering Switching Losses and High-Frequency Harmonics," *Adv. Power Electron.*, vol. 2011, pp. 1–6, Jun. 2011.

[144] N. Zaveri and A. Chudasama, "Control strategies for harmonic mitigation and power factor correction using parallèle active filter under various source voltage conditions," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 42, no. 1, pp. 661–671, 2012.

[145] M. Kale and E. Ozdemir, “An adaptive hysteresis band current controller for parallèle active power filter,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 73, no. 2, pp. 113–119, Feb. 2005.

[146] J. Rodriguez and P. Cortes, *CONTROL OF POWER CONVERTERS AND ELECTRICAL DRIVES PREDICTIVE CONVERTERS AND*. John Wiley & Sons, 2012.

[147] T. Kinjo, T. Senjyu, N. Urasaki, and H. Fujita, “Terminal-voltage and output-power regulation of wind-turbine generator by series and parallel compensation using SMES,” *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 153, no. 3, p. 276, 2006.

[148] M. Mansour, M. N. Mansouri, and M. F. Mimouni, “Comparative study of fixed speed and variable speed wind generator with pitch angle control,” in *2011 International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA)*, 2011, pp. 1–7.

[149] T. Sun, Z. Chen, and F. Blaabjerg, “Flicker Study on Variable Speed Wind Turbines With Doubly Fed Induction Generators,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 896–905, Dec. 2005.

[150] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, “Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 486–494, Apr. 2006.

[151] X. Yang, D. Patterson, and J. Hudgins, “Permanent magnet generator design and control for large wind turbines,” in *2012 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, 2012, pp. 1–5.

[152] R.-J. Wang and S. Gerber, “Magnetically geared wind generator technologies: Opportunities and challenges,” *Appl. Energy*, vol. 136, pp. 817–826, Dec. 2014.

[153] N. M. Salgado-Herrera, A. Medina-Rios, R. Tapia-Sanchez, and O. Anaya-Lara, “Reactive power compensation through active back to back converter in type-4 wind turbine,” in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2016, pp. 1–6.

[154] V. Yaramasu and B. Wu, “Predictive Control of a Three-Level Boost Converter and an NPC Inverter for High-Power PMSG-Based Medium Voltage Wind Energy

Conversion Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5308–5322, Oct. 2014.

[155] Seung-Ho Song, Shin-il Kang, and Nyeon-kun Hahm, "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system," in *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03.*, vol. 1, pp. 154–158.

[156] Xiong Xin and Liang Hui, "Research on multiple boost converter based on MW-level wind energy conversion system," in *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2005, p. 1046–1049 Vol. 2.

[157] V. Yaramasu and B. Wu, "Three-level boost converter based medium voltage megawatt PMSG wind energy conversion systems," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 561–567.

[158] Q. Wang and L. Chang, "An Intelligent Maximum Power Extraction Algorithm for Inverter-Based Variable Speed Wind Turbine Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1242–1249, Sep. 2004.

[159] A. M. Eltamaly, "Modeling of Wind Turbine Driving Permanent Magnet Generator with Maximum Power Point Tracking System," *J. King Saud Univ. - Eng. Sci.*, vol. 19, no. 2, pp. 223–236, Jan. 2007.

[160] V. Oghafy and H. Nikkhajoei, "Maximum power extraction for a wind-turbine generator with no wind speed sensor," in *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008, pp. 1–6.

Résumé

Cette thèse a été centrée sur la proposition d'un HAPF, basé sur un compensateur APF- FC-TCR pour améliorer la qualité de l'énergie d'une éolienne. Le type d'éolienne utilisé dans ces travaux est basé sur une SPMG avec un convertisseur en pont complet. Le convertisseur est composé d'un redresseur à diodes, d'un convertisseur DC-DC et d'un VSC. La raison du choix de ce type d'éolienne réside dans la grande distorsion harmonique qui se produit lors de la conversion de l'alimentation à courant alternatif en courant continu. On a fourni un état de l'art des problèmes de qualité de l'énergie qui peuvent survenir dans n'importe quelle source électrique, mettant en évidence les normes des problèmes les plus graves qui doivent être respectés. Ensuite, les solutions traditionnelles et avancées sont discutées en se concentrant sur les solutions les plus utilisées en fournissant leurs avantages et leurs inconvenients. Par la suite, certains détails sur les méthodes de contrôle du compensateur APF parallèle et du CF-TCR sont présentés, certaines techniques de synchronisation telles que la technique de l'OLS et le PLL sont discutées et leur rendement est analysé à l'aide de différents types de filtres comme le MAF, l'approche du NLS, le LPF, l'opérateur α-βCDSC, les CCFs. Des résultats numériques montrant les performances et l'efficacité de l'implémentation de ces filtres dans la technique OLS et le PLL sont présentés. De plus, certaines techniques pour générer les courants compensatoires de référence de l'APF comme l'algorithme SRF et le MPM sont présentées en détails. En outre, certaines méthodes de générer des impulsions telles que la commande PWM, la commande SVM, la commande par hystérésis et les MPM sont discutées. Enfin, on a terminé par une application de l'HAPF pour atténuer les harmoniques et améliorer les chutes de tension de l'éolienne susmentionnée. Selon les résultats, il a été démontré que dans le cas ou le compensateur FC-TCR est bien conçu, avec un facteur d'atténuation acceptable, il peut filtrer une gamme élevée d'harmoniques y compris les dominantes et compenser les chutes de tension. Cependant, dans le cas où le facteur d'atténuation du compensateur FC-TCR n'est pas assez petit, alors la topologie hybride fournit la meilleure atténuation harmonique. Comme l'APF est connecté pour générer seulement les harmoniques dominantes, son prix diminue, et la possibilité d'appliquer cette topologie hybride dans l'application de la tension moyenne augmente.

Mots clés : Les filtres actifs hybrides (HAPF), Réacteur à thyristor et condensateur fixe (FC-TCR), générateurs synchrone à aimant permanent (SPMG), éolienne, problèmes de qualité de l'énergie.

Resume

This thesis was focused on proposing a HAPF, which is based on an APF and FC-TCR compensator to improve the energy quality of a wind turbine. The type of wind turbine used in this work is based on an SPMG with a full bridge converter. The converter consists of a diode rectifier, DC-DC boost converter, and VSC. The reason for choosing this type of wind turbine lies in the large harmonic distortion that occurs during the conversion of AC power into DC power. The thesis starts by providing a state of art of the energy quality issues that can occur in any electrical source, highlighting the standards of the most severe issues that should be respected. Then, the traditional and advanced solutions are discussed with a focus on the most used ones, providing some mathematical details and figures to show their performance, and providing their advantages and shortcomings. After that, some details of the control methods of the parallel APF and FC-TCR compensator are presented, some techniques of synchronization such as OLS technique and PLL are discussed and their performance is analyzed using different types of filters like the MAF, NLS approach, LPF, α-βCDSC operator, CCFs. Numerical results to show the performance and effectiveness of implementing these filters in the OLS technique and the PLL are presented. Moreover, some techniques of generating the reference compensating currents of the APF such as SRF algorithm and MPM are presented with details. Furthermore, some methods of generating pulses such as PWM control, SVM control, hysteresis control, and MPC are discussed. Finally, the thesis ends with an application of the HAPF to mitigate the harmonics and improve the voltage drops of the aforementioned wind turbine. According to the results, it has been demonstrated that in case of the FC-TCR compensator is well designed, with an acceptable attenuation factor, it can filter a high range of harmonics including the dominant ones and compensate for the voltage drops. However, in case the attenuation factor of the FC-TCR compensator is not small enough, then the hybrid topology provides the best harmonic mitigation. Since, the APF is connected to only generate the dominant harmonics, its price decreases, and the possibility of applying this hybrid topology in medium voltage application increases.

Keywords: Hybrid active power filters (HAPFs), fixed-capacitor thyristor controlled reactor (FC-TCT), sychronous parmanent magnet generators (SPMG), wind turbine, power quality issues.

ملخص

هذه الرسالة ركزت على اقتراح مرشح نشط هجين ، والذي يقوم على المعوض النشط و مكثف ثابت مع مقداح لتحسين جودة طاقة توربينات الرياح. يعتمد نوع التوربينات الريحية المستخدمة في هذا العمل على ($SPMG$) مع محول الجسر الكامل. يتكون المحول من صمام ثنائي التقويم, دفعة تحويل التيار المباشر, و محول مصدر الجهد. السبب في اختيار هذا النوع من توربينات الرياح يكمن في التشويه التوافقي الكبير الذي يحدث أثناء تحويل الطاقة المتناوبة الى طاقة مستمرة. تبدأ الأطروحة من خلال توفير ما توصلت إليه التكنولوجيا من قضايا نوعية الطاقة التي يمكن أن تحدث في أي مصدر كهربائي ، وتسليط الضوء على معايير أكثر القضايا الشديدة التي ينبغي احترامها. ثم تتم مناقشة الحلول التقليدية والمتقدمة مع التركيز على الحلول الأكثر استخدامًا و تقديم بعض التفاصيل والأرقام الرياضية لإظهار أدائها، وتوفير مزاياها وأوجه قصورها. بعد ذلك ، قدمنا بعض تفاصيل طرق التحكم في المرشحات النشطة الموازية ، و مكثف ثابت مع مقداح. بعض تقنيات التزامن مثل تقنية تزامن الحلقة المفتوحة وتقنية تزامن الحلقة المغلقة تمت مناقشتها ويتم تحليل أدائها باستخدام أنواع مختلفة من مرشحات مثل (MAF), ($NLS.approach$), (LPF), و ($\mathrm{DSC}\alpha-\beta operator$). النتائج العددية لإظهار أداء وفعالية تنفيذ هذه المرشحات في مثل تقنية تزامن الحلقة المفتوحة وتقنية تزامن الحلقة المغلقة تم تقديمها. علاوة على ذلك، بعض تقنيات توليد تيارات تعويضية مرجعية من المرشح النشط مثل (MPM) و (SRF) تمت مناقشتها مع تفصيليا.علاوة على ذلك ، بعض الطرق لتوليد نبضات مثل ($PWMcontrol$), ($SVMcontrol$) و ($hysterisis.control$), و (MPC) تم تقديمها. و أخيرا، تنتهي الرسالة مع تطبيق ل($HAPF$) لتحسين نوعية طاقة توربينات الرياح المذكورة أعلاه.وفقا للنتائج، فقد ثبت أنه في حالة ($FC-TCR$) مصمم بشكل جيد، مع عامل توهين مقبول، يمكنه تصفية مجموعة كبيرة من التوافقيات بما في ذلك التوافقيات السائدة و تعويض عن انخفاض الجهد. ومع ذلك، في حالة عامل التوهين ال($FC-TCR$) ليس صغيرا بما فيه الكفاية فان ($HAPF$) يوفر أفضل التخفيف من التوافقيات. طالما أن المرشح النشط متصل فقط لتخفيض التوافقيات السائدة, هاته الميزة تساعد على تخفيض سعره, وإمكانية تطبيقه في تطبيقات الجهد المتوسط و المرتفع.

الكلمات المفتاحية: مرشحات الطاقة النشطة الهجين ($HAPF$), و مكثف ثابت مع مقداح ($FC-TCR$), مولد متزامن مع مغناطيس دائم ($SPMG$), توربينات الرياح, تحسين جودة الطاقة الكهربائية.